



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

DEPARTAMENTO DE SISTEMAS E CONTROLE DE ENERGIA

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE ESTRATÉGIA PARA MINIMIZAÇÃO DE
SOBRETENSÕES PRODUZIDAS POR INVERSORES PWM EM SISTEMAS DE
ACIONAMENTO DE MOTORES ELÉTRICOS COM CABOS LONGOS

Edson Adriano Vendrusculo
Orientador: Prof. Dr. José Antenor Pomílio

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Richard Magdalena Stephan - COPPE/UFRJ
Prof. Dr. Daniel Wisnivesky – IFGW - UNICAMP
Prof. Dr. Ivanil Sebastião Bonatti - FEEC - UNICAMP
Prof. Dr. José Pissolato Filho - FEEC - UNICAMP
Prof. Dr. Edson Bim – FEEC - UNICAMP

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de **Doutor** em Engenharia Elétrica.

20020712

23 de Setembro de 2001

Este exemplar corresponde a redação final da tese defendida por Edson Adriano Vendrusculo e aprovada pela Comissão julgada em _____
José Antenor Pomílio
Orientador



UNIDADE	BC
N.º CHAMADA:	T/UNICAMP
	V553e
V.	EX.
TOMBO BC/	47272
PROC.	16-837/02
C	<input type="checkbox"/>
D	<input type="checkbox"/>
PREC@	11,00
DATA	16/01/02
N.º CPD	

CM00162837-0

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

V553e Vendrusculo, Edson Adriano
Estudo e implementação de estratégia para minimização de sobretensões produzidas por inversores PWM em sistemas de acionamento de motores elétricos com cabos longos / Edson Adriano Vendrusculo -- Campinas, SP: [s.n.], 2001.

Orientador: José Antenor Pomilio.
Tese (doutorado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Eletrônica industrial. 2. Acionamento elétrico. 3. Máquinas elétricas. 4. Cabos submarinos. 5. Processamento de sinais – Técnicas digitais. I. Pomilio, José Antenor. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

RESUMO

A eliminação de sobretensões em sistemas de extração de petróleo é o principal objetivo deste trabalho. Tais sistemas usualmente demandam pelo uso de cabos longos para conectar uma bomba elétrica submersível a sua fonte de alimentação. Um inversor tipo fonte de tensão operando com modulação por largura de pulso é utilizado como fonte e um motor de indução convencional sintetiza a bomba elétrica na modelagem do sistema. A eliminação das sobretensões é alcançada empregando uma estratégia que visa a alteração da frequência de chaveamento do inversor, durante o funcionamento do sistema, ou seja, *on-line*. O valor adequado para a frequência de chaveamento é calculado fazendo o tratamento digital de amostras do sinal de corrente na saída do inversor. A rotina de processamento pode ser implementada num processador tipo DSP. A análise pode ser estendida para sistemas de acionamento de motores de indução industriais desde que o comprimento do cabo seja suficientemente longo. A influência do efeito pelicular nos condutores é considerada na modelagem do cabo. Os parâmetros elétricos do cabo são calculados *on-line* através de uma metodologia chamada técnica da frequência natural. Tais parâmetros permitem obter a resposta em frequência do sistema e, portanto, identificar as frequências críticas onde existem ressonâncias que, por sua vez, submetem o motor à sobretensões e causam sobrecorrentes no inversor. São apresentados resultados de simulação para sistemas com motores da ordem de centenas de cavalos e resultados experimentais para um sistema com cabo de 1km de comprimento. Sistemas que aplicam transformadores elevadores de tensão na saída do inversor também são alvo deste trabalho.

ABSTRACT

The analysis of long distance induction motor driving systems is performed. This kind of system, usually driven by a voltage source inverter, has been employed by Petrobras for oil exploitation in deepwater. Due to the excessive cable length, undesirable effects such as overvoltages and overcurrents are recorded at the motor and the inverter, respectively. Passive filters are commonly used in order to overcome those effects. An alternative strategy based on the correct choice of the inverter switching frequency, set in a pulse width modulation, is proposed. The strategy raise interesting from fact of not demanding for additional elements. The switching frequency is set even in the running system and can be estimated through the digital processing of the signal current sampled at the inverter terminals. A mathematical tool called natural frequency technique is employed to estimate the electrical parameters of the cable, in such a way that system frequency response can be outlined. An assessment of the critical frequencies related to overvoltages is possible from the frequency response. A high power system was simulated taking into account the skin effect in the cable conductors and a low power prototype was built in a laboratory. The closing results allow the application of the same strategy to industrial plants, since enough long cables are employed. Systems demanding for a voltage step-up transformer are also covered in the work.

Para Willy, Ióle e Roberto
Em especial, para Laurimar

Agradecimentos

Ao Prof. Dr. José Antenor Pomilio pela prestativa e valiosa orientação.

A minha esposa Laurimar pelo incentivo, paciência e compreensão.

Aos colegas do laboratório que, através das inúmeras discussões, contribuíram para o enriquecimento técnico do trabalho.

Aos colegas que deram apoio e incentivaram o início desta pesquisa, há alguns anos atrás. Dentre muitos cabe citar os colegas Paulo Rogério Comin, Reinaldo Gonçalves Nogueira, Márcio Dutra, Marconi Kolm Madrid, Sérgio Kurokawa, Lourenço Matias, Ely Carneiro de Paiva, João Paulo de Souza Rocha, Geraldo Peres Caixeta, Bernardo, Eduardo Gavira Bonani, Naur João Janzantti Júnior, Ahmed Mohamed Muftah Abushaala, Giovanni, Vitor (in memoriam), Élice, Marcus Vinicius Ataide, Carlos Gabriel Bianchin, Enes Gonçalves Marra, Cleber Rodrigues.

Aos Engenheiros Jaime Mourente Miguel e Diógenes Dutra, ambos da PETROBRÁS, pelo apoio e principalmente pôr expor a realidade técnica do problema, o qual fomentou o desenvolvimento desta pesquisa.

A Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP-processo nº 96/1375-0) pelo suporte financeiro.

Sumário

Capítulo 1. Introdução

1.1. Extração de petróleo – condições elétricas	4
1.2. Acionamento de motores através de longos cabos – um estudo experimental	5
1.3. Sobretensões em sistemas ICM	6
1.3.a Introdução	6
1.3.b Causas de sobretensões menores que 2 p.u.	7
1.3.c Causas de sobretensões maiores que 2 p.u.	8
1.4. Sobretensões em sistemas ITCM	11
1.5. Alternativas para eliminar sobretensões	12
1.6. Considerações finais	14

Capítulo 2. Determinação de Parâmetros Elétricos de Cabos

2.1 Introdução	17
2.2. Oscilações em cabos	18
2.2.a Diagrama espaço-tempo	20
2.2.b Análise gráfica de ondas progressivas ou ondas viajantes	22
2.3 Condição para a existência de oscilações	25
2.3.a Efeito dos pulsos PWM na geração de sobretensões	28
2.4 Velocidade da onda ou pulso de tensão em cabos elétricos	29
2.4.a Teoria de propagação de ondas planas uniformes num meio ilimitado com perdas	30
2.4.b Teoria de linhas de transmissão	33
2.5. Estimativa dos parâmetros elétricos de cabos - técnica da frequência natural	36
2.5.a Resultados experimentais	37
2.5.b Medida de parâmetros elétricos através de "LCR meter"	40
2.6 Considerações finais	42

Capítulo 3. Resposta em frequência

3.1 Introdução	43
3.2 Sistema ICM	43
3.2.a Impedância de entrada - Z_{ICM}	44
3.2.b Função de transferência ou ganho de tensão - G_{V_ICM}	44
3.2.c Exemplos de curvas para o ganho de tensão G_{V_ICM} e a impedância Z_{ICM}	45
3.2.c.1 Influência da indutância interna	47
3.3 Sistema ITCM	47
3.3.a Impedância de entrada - Z_{ITCM}	48
3.3.b Ganho de tensão - G_{V_ITCM}	48
3.4 Efeito pelicular em condutores	49

3.4.a	Funções de Bessel	50
3.4.b	Funções circulares e hiperbólicas	50
3.5	Resposta em frequência para impedância interna obtida por funções circulares e hiperbólicas	51
3.6	Estratégia para evitar sobretensões e sobrecorrentes	53
3.7	Representação do efeito pelicular no domínio do tempo	56
3.7.a	Algoritmo para a estimação de R_a , L_a , R_b e L_b	56
3.7.b	Exemplo de aplicação do algoritmo	58
3.8	Considerações finais	61
Capítulo 4. Estimação Espectral <i>on-line</i> da Frequência Crítica		
4.1	Introdução	62
4.2	Caracterização do efeito das ressonâncias no sistema - resultados de simulação	62
4.2.a.	Formas de onda de corrente	63
4.2.b.	Formas de onda de tensão	66
4.2.c.	Perfil de tensão e corrente no interior do cabo	68
4.3	Alteração da frequência de chaveamento do inversor tipo VSI-PWM num sistema ITCM – resultados de simulação	71
4.4	Estimação espectral <i>on-line</i> da frequência crítica	73
4.4.a	Filtro de Mediana	75
4.4.b	Estimação espectral	78
4.4.b.1	FFT	79
4.4.b.2	PSD	81
4.4.b.3	Estimação da resposta em frequência através da PSD	83
4.4.c	Histograma	84
4.5	Simulação de um sistema com potência de 73.5kW, submetido a alteração <i>on-line</i> da frequência de chaveamento do inversor tipo VSI-PWM	85
4.5.a	Inversor de seis pulsos	86
4.5.b	Inversor PWM-VSI operando com $f_s=340\text{Hz}$	88
4.6	Aplicabilidade	90
4.6.a	Valores de frequência crítica	90
4.6.b	Verificação	91
4.7	Considerações Finais	92
Capítulo 5. Estratégia Para Eliminação <i>On-Line</i> de Sobretensões e Sobrecorrentes em Sistemas de Acionamento de Motores através de Longos Cabos: Resultados Experimentais		
5.1	Introdução	94
5.2	Bancada de teste e resultados experimentais	95
5.2.a	Caracterização do problema de sobretensões	96
5.2.a.1	Sistema ITCM	96
5.2.a.2	Sistema ICM	100
5.3	Proposta para alteração <i>on-line</i> da frequência de chaveamento de inversor tipo PWM-VSI	103
5.3.a	Resultados experimentais relativos ao processamento digital da corrente	105
5.3.a.1	Sistema ITCM	105
5.3.a.2	Sistema ICM	109
5.4	Escolha da frequência de chaveamento	113
5.5	Considerações Finais	116

Conclusão	118
Referências Bibliográficas	120
Apêndices	
Apêndice A. Teoria de propagação de ondas planas uniformes num meio ilimitado com perdas	123
Apêndice B. Teoria de linhas de transmissão	126
Apêndice C. Capacitâncias em um cabo tripolar	128
Apêndice D. Modelo de circuito para representação do cabo	130
D.1.a – Impedância da linha	132
Apêndice E. Circuito para representação do transformador	133
Apêndice F. Efeito pelicular	135
Apêndice G. Circuito equivalente para representação do efeito pelicular	137
Apêndice H. Simulação de sistemas de acionamento de motor assíncrono através de cabos longos	141
H.1 Sistema ICM	141
H.2 Sistema ITCM	142
H.3. Simulação de um sistema com potência de 73,5kW, submetido a alteração <i>on-line</i> da frequência de chaveamento do inversor tipo VSI-PWM	144
Apêndice I. Característica do espectro de oscilações atenuadas linearmente	146
Apêndice J. Modulação vetorial ("space vector modulation")	148
J.1 Otimização da sequência de chaveamento	149
Apêndice K. Medição da resposta em frequência - "setup" experimental	150

1

Introdução

Em junho de 1998, a Petrobrás colocou em operação o poço RJS-477A localizado na bacia de Campos no estado do Rio de Janeiro. Mundialmente, este foi o primeiro poço a entrar em operação para extração de petróleo em águas profundas, 1107 metros, utilizando uma bomba centrífuga submersa submarina (Mendonça,1998). Historicamente, a instalação do poço RJS-477A foi motivada pelos bons resultados obtidos provenientes do poço RJS-221, situado abaixo de uma lâmina de água de 86 metros. O RJS-221 entrou em operação em outubro de 1994 e operou, sem falhas, por dois anos e dez meses. O óleo produzido por RJS-221 era bombeado a 13 km de distância por uma bomba elétrica submersível (ESP – “electrical submersible pump”), que engloba um motor de indução trifásico com rotor seccionado em vários estágios e a bomba propriamente dita. A alimentação da ESP procedia de uma torre fixa localizada a 500 metros de distância do poço.

A extração submarina de petróleo difere da convencional pela não utilização de uma plataforma fixa, localizada acima do poço. Na extração convencional, o acesso ao poço é feito na superfície, ou seja, na plataforma. Na extração submarina, como por exemplo, no caso do poço RJS-221, a plataforma está longe do poço. Ou seja, a fonte de alimentação da ESP e a estação coletora do óleo estão situadas em lugares distintos e longe do poço. A complexidade e o custo da extração tornam-se ainda maiores quando em águas profundas, como exemplo, o poço RJS-477A. Neste caso, quaisquer intervenções para possível manutenção são sinônimas de periculosidade e custo elevado. A Fig. 1.1 mostra um sistema de extração submarino.

Os sistemas de extração atuais utilizam conversores de frequência que permitem a partida e/ou parada do motor suavemente, aumentando sua vida útil. Neste caso, o controle da vazão do petróleo também é possível. As correntes harmônicas, normalmente geradas pelos conversores, podem ser minimizadas do sistema utilizando filtros passivos. Mecanicamente, os cabos submarinos são projetados para suportarem

ondas e correntes marinhas, assim como o seu próprio peso. A isolamento elétrica é reforçada para suportar a salinidade e o diâmetro do cabo é tanto maior quanto maior a distância entre poço e plataforma.

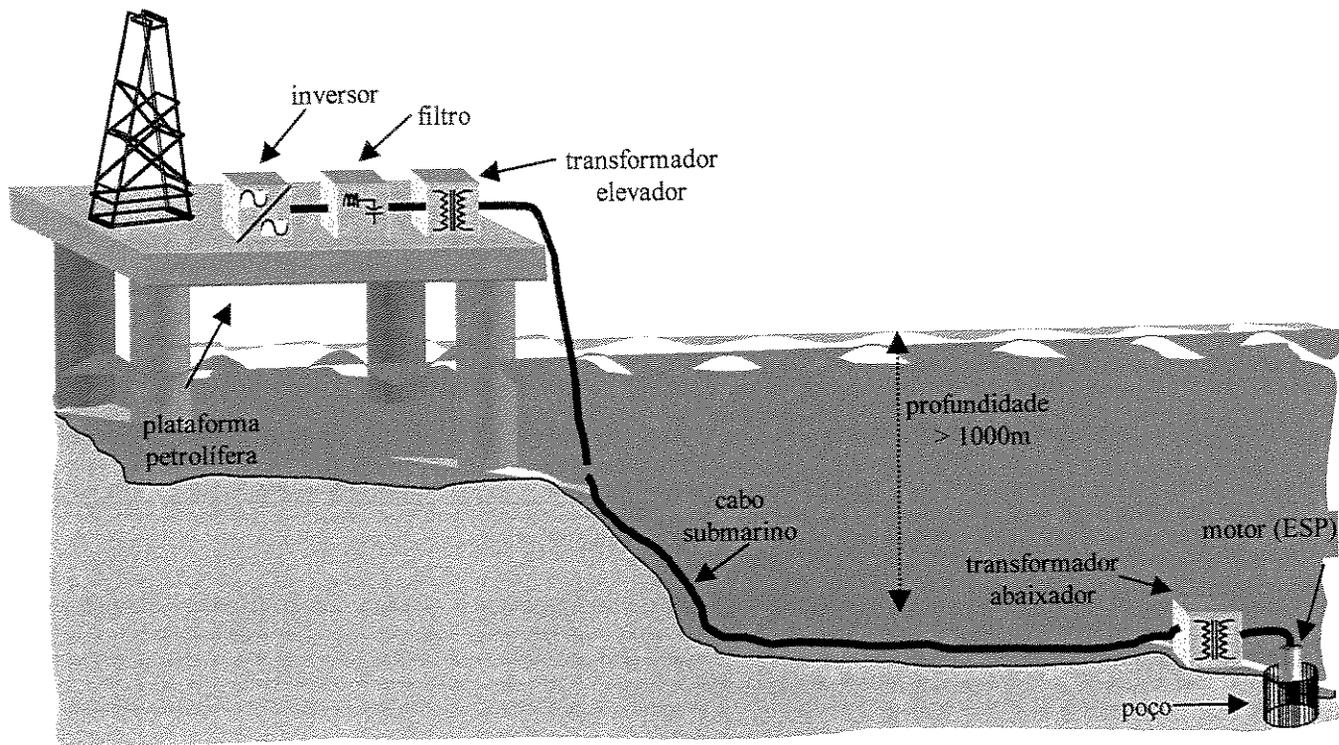


Fig. 1.1. Sistema de extração de petróleo em grandes profundidades.

A fim de reduzir o tamanho, e conseqüentemente o custo, é comum utilizar cabos de média tensão, para isto sendo necessário utilizar transformadores para elevar a tensão gerada pelo inversor. A bomba elétrica submersível pode ser fabricada com isolamento em nível de média tensão. Nesse caso não é necessário utilizar o transformador abaixador mostrado na Fig. 1.1. Claramente, a redução de equipamentos subaquáticos é preferida, contribuindo para a redução dos custos de instalação e manutenção.

No poço RJS-477A, a distância entre a plataforma e o mesmo é de 6,5 Km. O custo da instalação foi reduzido utilizando um cabo submarino com tensão nominal de isolamento de 12/20kV e diâmetro nominal de 35mm². O cabo lançado dentro do poço é um cabo simples, somente com blindagem mecânica, devido pequeno espaço dentro do poço. No poço RSJ-477A o diâmetro do cabo é de 2 AWG. O transformador de potência, submarino, tem potência nominal de 750kVA e tensão nominal de 10,5kV – 3,5kV projetado para operar na profundidade máxima de 1150m. O conjunto necessário para a extração, chamado simplesmente de bomba elétrica submersível, é na verdade constituído de múltiplos módulos, tais como motor elétrico, separador de gás, selo e a bomba centrífuga propriamente dita, conforme ilustrado na Fig. 1.2.a. Para potências até 450HP, o motor consiste de um estator com vários rotores em conexão longitudinal e para potências maiores são utilizados motores em conexão TANDEM, limitado a potência

de 1200HP. O resfriamento do motor é feito internamente, através de óleo isolante (inserido pelo fabricante), e externamente pelo próprio líquido bombeado. O motor tem aproximadamente 20 cm de diâmetro, de forma a caber dentro do poço, e seu comprimento pode atingir até 15 m, dependendo da potência nominal. A Fig. 1.2.b mostra detalhes dos módulos que compõem uma bomba elétrica submersível.

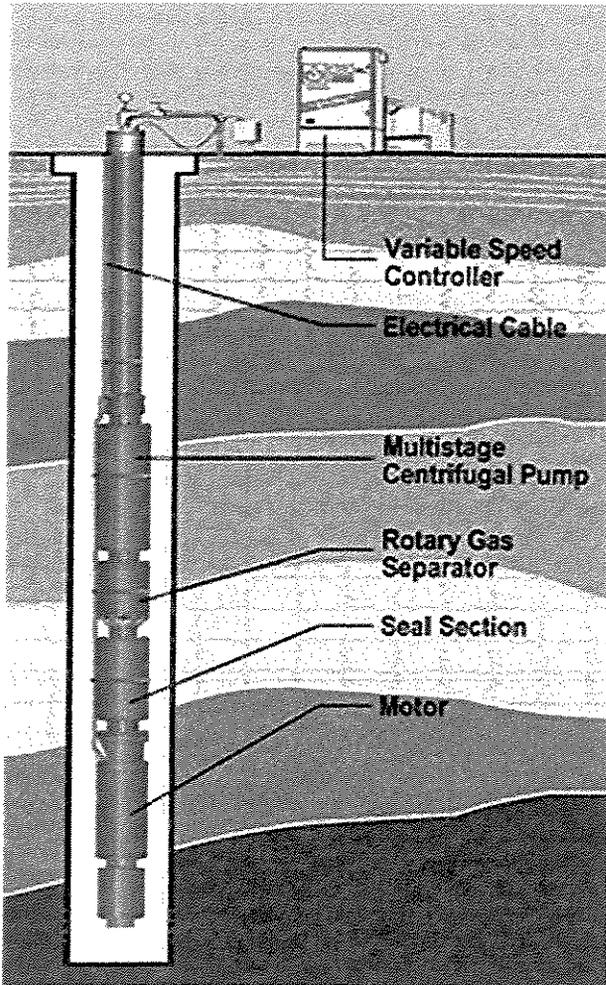


Fig. 1.2.a. Bomba elétrica submersível (ESP).

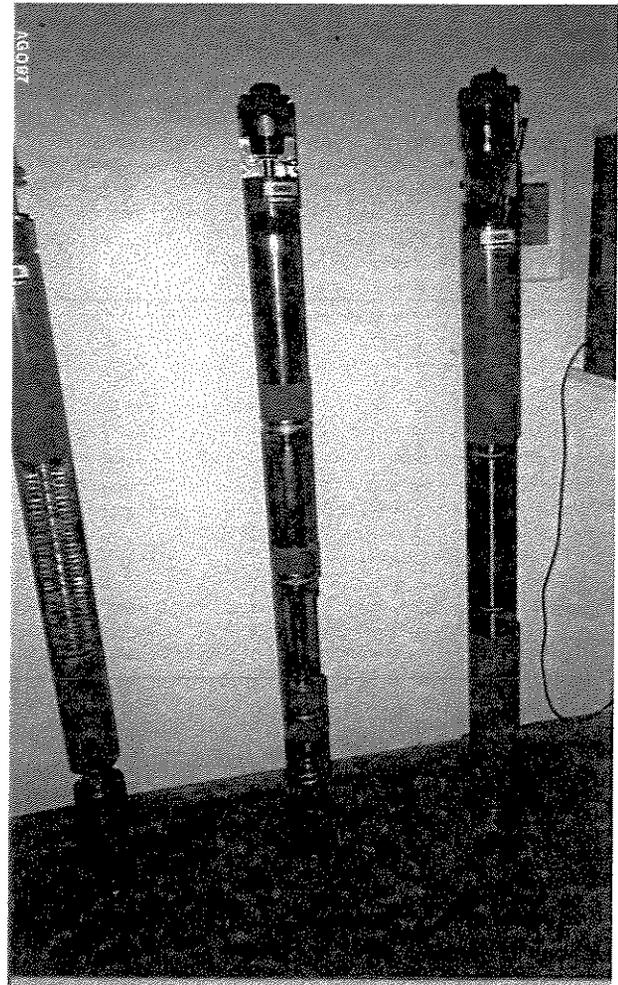


Fig. 1.2.b. Detalhes dos módulos de uma bomba elétrica submersível (ESP). Foto cedida pela Petrobrás S.A

O módulo da direita mostra um motor composto por três rotores menores. O corte permite a identificação dos limites de um dos rotores. O corte no módulo da esquerda mostra os múltiplos estágios que compõem a bomba. O módulo inteiro contém aproximadamente 30 estágios. Na composição total de uma ESP estes módulos são montados verticalmente, sendo que primeiramente o motor é lançado no poço, seguido do selo, depois do separador de gás e por último a bomba múltiplo estágios, conforme Fig. 1.2.a. O número de estágios, que pode ser maior que uma centena, depende da capacidade de produção do

poço. Uma bomba com 126 estágios e motor com potência nominal de 270HP e tensão de 3436V é utilizado em RJS-477A.

1.1. Extração de petróleo – condições elétricas

Na extração de petróleo em alto-mar o equipamento fica exposto às intempéries oceânicas tais como ondas e correntes marinhas e a alta umidade e salinidade marinha. A fabricação de equipamentos resistente a estes fatores aumenta significativamente o custo de toda a instalação. Na aplicação em águas profundas, a manutenção contribui para um custo de operação elevado, de tal forma que a confiabilidade ou longevidade do equipamento é de fundamental importância. No entanto, a ESP acionada através de cabos longos está susceptível a falhas de operação e diminuição da vida útil. Isto porque normalmente ocorrem problemas de sobretensões e sobrecorrentes, devido a ressonâncias entre os elementos do sistema. Ressonâncias típicas podem ocorrer entre cabo e transformador e/ou motor, como apresentam Rad *et alii* (1995) e Pomilio *et alii* (1996). Mesmo em sistemas de baixa tensão, onde os transformadores não são utilizados, persistem problemas de sobretensões e sobrecorrentes. Neste caso, a ressonância é intrínseca ao cabo. A existência de picos elevados de tensão implica na utilização de cabos com tensão de isolamento acima da tensão de operação do sistema. A margem de segurança necessária, obriga ao uso de cabos projetados para o dobro ou mais da tensão de operação.

Muitos estudos procuram modelar os componentes do sistema, a fim de estudar o fenômeno da ressonância e delimitar os valores de sobretensões e sobrecorrentes. O conhecimento do comportamento de um sistema, permite estipular alternativas de acionamento eliminando estes problemas. Estudos são apresentados em diversos trabalhos, que apresentam resultados de simulações feitas nos mais variados tipos de “softwares” aplicados a engenharia elétrica. Um estudo pioneiro neste tipo de sistema foi conduzido por Rad *et alii* (1995) na Noruega, utilizando os aplicativos EMTP¹ e KREAN². Em seguida, e por estímulo da Petrobrás, surgem os trabalhos de Pomilio *et alii* (1996), utilizando o aplicativo MATLAB³, Lima *et alii* (1996), com o aplicativo EMTP¹ e Oliveira *et alii* (1996), empregando o aplicativo SABER⁴. Os modelos propostos por estes autores foram validados através de comparações das formas de onda, de tensão e/ou corrente, com medições realizadas em campo pela Petrobrás.

Historicamente, estes trabalhos foram motivados pela Petrobrás, durante o funcionamento do poço RJS-221. O objetivo comum era a necessidade de ampliar a capacidade técnica e/ou o conhecimento a respeito do acionamento através de cabos longos, visando a futura aplicação em águas profundas. Na

1. EMTP – Electromagnetic Transient Program desenvolvido por Microtran. 2. KREAN from Norwegian Institute of Technology, Trondheim, Norway. 3. Matlab – Matrix Laboratory desenvolvido por Mathwork Inc. 4. Saber desenvolvido por Analogy Inc.

prática o resultado de tais pesquisas, e os vários testes feitos a campo, culminaram na instalação do poço RJS-477A. O conhecimento e a experiência adquiridos mostram a viabilidade da utilização de uma plataforma central provendo o controle de vários poços satélites. A distância limite entre a plataforma e um poço qualquer pode atingir dezenas de quilômetros. Neste contexto, a redução do número de plataformas conduz para uma redução significativa do custo dos sistemas de extração de petróleo.

1.2. Acionamento de motores através de cabos longos – um estudo experimental

As características dos sistemas de extração de petróleo em águas profundas são também encontradas em parques industriais. Os cabos utilizados nas indústrias, obviamente não atingem dezenas de quilômetros, mas apresentam os mesmos fenômenos de ressonância. Uma vez que o emprego de inversores de frequência tornou-se comum em qualquer sistema de acionamento, os resultados provenientes de estudos sobre sistemas petrolíferos podem ser estendidos a sistemas industriais. Neste contexto, um estudo experimental, através da montagem em laboratório do protótipo de um sistema, pode produzir resultados para ambas aplicações.

Com este propósito e para o desenvolvimento deste trabalho, um protótipo em escala reduzida foi montado em laboratório, permitindo o estudo experimental de sistemas de acionamento de motores de indução através de cabos longos.

Um dos objetivos deste estudo é a busca de uma estratégia para eliminar “on-line” as sobretensões. Entende-se por alternativas ou estratégias “on-line” aquelas que, para serem executadas, não obrigam à parada do funcionamento do sistema. A estratégia é baseada na alteração da frequência de chaveamento do inversor. Adicionalmente à eliminação de sobretensões, a estratégia também busca a eliminação de filtros passivos. Os filtros são normalmente usados com a finalidade de bloquear harmônicos gerados pelo inversor.

Uma limitação no acionamento através de cabos longos é a inviabilidade do uso de sensores de velocidade acoplados ao eixo do motor. A distância e o local de instalação do motor não permitem a utilização de sensores. Neste sentido, um estimador de velocidade foi implementado. Para determinar a velocidade, os sinais de tensão e corrente disponíveis nos terminais do inversor são usados.

Conhecida a velocidade da máquina, estratégias de controle podem ser utilizadas. Um controlador vetorial direto de fluxo do rotor foi implementado para controlar a velocidade. Para a implementação do controle, os parâmetros elétricos do cabo precisam ser conhecidos.

Atendendo a este requisito, uma estratégia para a determinação dos parâmetros “on-line”, baseada na estimação da frequência de ressonância do sistema, é proposta.

Para determinar a frequência de ressonância é utilizada a corrente nos terminais do inversor. A estratégia consiste em amostrar e filtrar digitalmente o sinal de corrente.

O princípio para propor soluções em sistemas com cabos longos é o pressuposto conhecimento dos mecanismos causadores de sobretensões. Estes mecanismos são detalhados a seguir.

1.3. Sobretensões em sistemas ICM

Neste item são discutidas as causas de sobretensões em sistemas ICM, ou seja, constituídos por Inversor, Cabo e Motor. As causas são aplicadas a acionamentos na indústria e podem ser estendidas para sistemas de extração. As causas apresentadas a seguir foram identificadas ao longo dos últimos cinco anos.

1.3.a Introdução

A versatilidade das fontes de alimentação, aliada ao avanço da tecnologia no desenvolvimento de chaves semicondutoras, permite que as mais variadas formas de onda sejam sintetizadas. Entretanto, para alguns equipamentos, a mudança das formas de onda do perfil senoidal para o não-senoidal ainda requer muitos ajustes. Os motores elétricos convencionais, que ainda são fabricados para responder a excitações puramente senoidais fazem parte destes equipamentos. Resguardando algumas peculiaridades, os motores ESP, utilizados em bombeamento de petróleo, apresentam os mesmos problemas que os motores convencionais, quando sujeitos a este novo tipo de excitação.

Segundo Hussein e Jóos (1997) e Bonnett (1997), um grande número de falhas de operação dos motores na indústria tem sido atribuído as sobretensões. A amplitude máxima de tensão de pico aceitável nos terminais do motor, sem degradação da isolamento, varia de 1100 a 1400 V para motores de indução com rotores tipo "gaiola" (Persson, 1992). Os estudos mostram que pulsos com tempo de subida muito pequeno, transmitido através de cabos longos, originam picos de tensão que extrapolam os limites do motor. Os conversores de frequência por exemplo, que utilizam técnica de modulação PWM, produzem tais pulsos. Com o avanço tecnológico, o tempo de comutação das chaves semicondutoras diminuiu, contribuindo para o problema. Típicos exemplos são as chaves tipo IGBT ("Insulated Gate Bipolar

Transistor"), preferidas na fabricação de inversores de tensão, que operam com tempos de comutação da ordem de 40 a 500 ns.

1.3.b Causas de sobretensões menores que 2 p.u.

Kerkman *et alii* (1996) definiram um comprimento crítico (l_{crit}) para o cabo onde sobretensões de até 2 p.u. (por unidade) podem ocorrer. A tensão no barramento CC do inversor foi assumida igual a 1 p.u. Fatores que contribuem para a geração de sobretensões acima e abaixo de 2 p.u. foram identificados. Normalmente, sobretensões com valores menores que 2 p.u., como mostrada na Fig. 1.3, são estudadas através de técnicas clássicas existentes na literatura, tais como, diagrama espaço-tempo de Bewley, cartas de Smith, e análise de ondas viajantes.

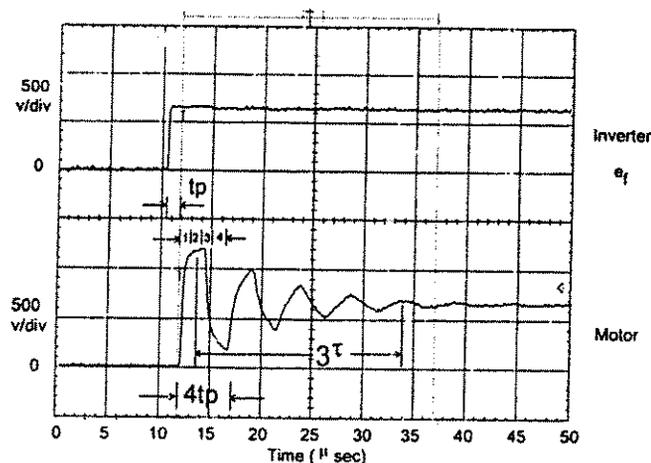


Fig. 1.3 - Sobretensão nos terminais do motor (Kerkman *et alii*, 1996).

A curva superior mostra a tensão no inversor de aproximadamente 650V (1 p.u.). A tensão nos terminais da máquina, vista na curva inferior, alcança pouco menos de 1200V (2 p.u.). Estas curvas foram obtidas para um cabo com 2,5 mm² de diâmetro e 150 metros de comprimento.

A oscilação observada na curva inferior ocorre devido à troca de energia entre os campos elétrico e magnético do cabo. Esta ressonância interna é denominada oscilação natural do cabo (Skibinsky *et alii*, 1997) e depende exclusivamente do valor de capacitância e indutância do cabo. O valor da frequência associada a esta oscilação é o suporte para boa parte da pesquisa que será apresentada neste trabalho.

Os fatores identificados por Kerkman *et alii* (1996) que contribuem para sobretensões menores que 2 p.u. foram a amplitude e o tempo de subida da tensão na saída do inversor PWM. Estes dois fatores são preponderantes, mas também contribuem de forma menos significativa o comprimento do cabo, e o desacoplamento entre a impedância característica do cabo e a impedância do motor.

Considerando total desacoplamento, a análise de linhas de transmissão sem perdas pode ser empregada e a linha (cabo) pode ser considerada em aberto (sem carga), garantindo reflexão total da tensão. Assim, valores para o comprimento crítico (l_{crit}) do cabo podem ser definidos, e ilustrados na Fig. 1.4, onde sobretensões de até 2 p.u. ocorrem nos terminais do motor. As curvas foram traçadas considerando o cabo totalmente descarregado.

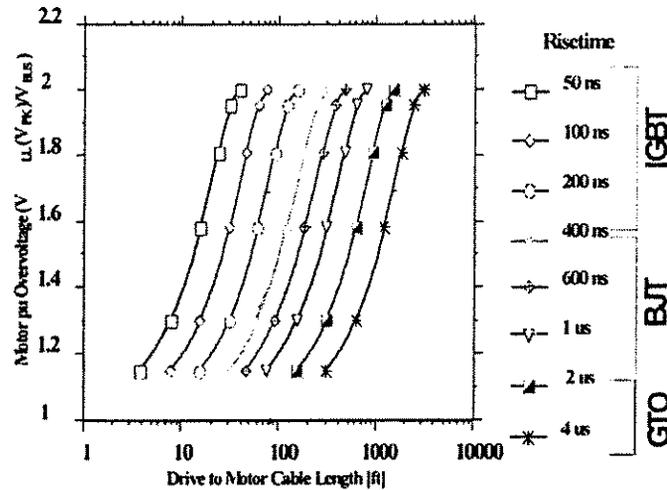


Fig. 1.4 - Comprimentos críticos para o cabo (Kerkman *et alii*, 1996).

A Fig. 1.4 mostra que no caso de chaves do tipo IGBT, atuando com tempo de comutação de 200ns, o comprimento máximo do cabo l_{crit} deveria ser de aproximadamente 23 m (80 pés). Para inversores a GTO ("Gate Turn-Off Thyristor"), l_{crit} deveria estar entre 1000 e 2000 pés, para BJT ("Bipolar Junction Transistor") entre 500 e 100 pés, e no caso de IGBT, entre 40 e 300 pés. Logo, no caso específico da extração de petróleo em alto mar, as sobretensões maiores que 2 p.u. são inevitáveis uma vez que as distâncias envolvidas são maiores que 2000 pés (648 m).

1.3.c Causas de sobretensões maiores que 2 p.u.

As sobretensões podem atingir valores de 3 e até 4 p.u. (Kerkman *et alii*, 1996). O intervalo de tempo entre a comutação das chaves do inversor é a principal causa das sobretensões. Duas situações no chaveamento do inversor podem originar as sobretensões maiores que 2 p.u.

Uma das situações identificadas foi chamada de "double pulsing". Neste caso, o "dwell time", ou seja, o espaço de tempo entre a ocorrência de dois pulsos gerados pelo inversor PWM é muito pequeno. A Fig. 1.5 mostra este fenômeno.

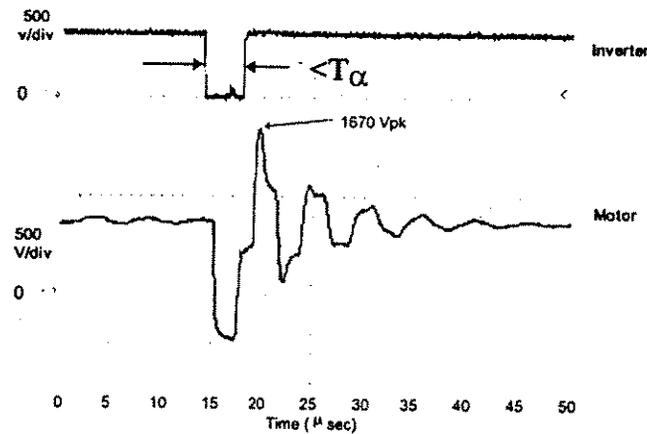


Fig. 1.5. Sobretensão nos terminais do motor denominada “double pulsing” (Kerkman *et alii*, 1996).

O pico de tensão nos terminais do motor, curva inferior, atinge 1670V, ou 2,56 p.u. Nesta situação o cabo estava inicialmente carregado e ocorrem duas transições de tensão na saída do inversor num curto espaço de tempo, como ilustra a curva superior. Devido às reflexões em ambas as extremidades do cabo, para cada transição uma onda de tensão viajante é produzida. A onda viajante é atenuada de acordo com a resistência do cabo. Logo, um tempo mínimo é necessário para que as oscilações estabilizem totalmente. No “double pulsing” este tempo não é respeitado, acumulando carga em excesso no cabo. Fatores que contribuem para este fenômeno são as características de atenuação (resistência principalmente) do cabo, a tensão do barramento CC e o “dwell time”. Outros fatores, não tão óbvios, mas que contribuem para o “double pulsing”, são a estratégia de modulação utilizada no inversor e a frequência de chaveamento. A Fig. 1.6 mostra a frequência de excitação do motor para a qual este fenômeno se inicia, em função da frequência de chaveamento e da tensão do barramento. Estes resultados foram obtidos para uma estratégia de modulação PWM com injeção de terceiro harmônico (TPWM).

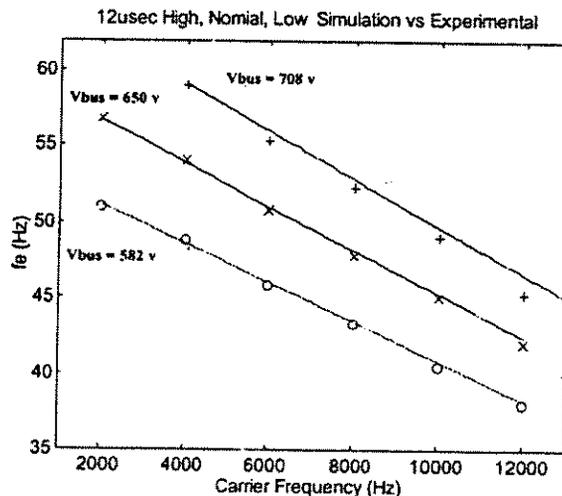


Fig. 1.6. Frequência de ocorrência do “double pulsing” (Kerkman *et alii*, 1996).

Para uma tensão fixa do barramento CC (V_{bus}), a frequência de excitação na qual ocorre o “double pulsing” diminui à medida que a frequência de chaveamento aumenta. Para uma frequência de chaveamento fixa, a frequência de excitação onde ocorre “double pulsing” aumenta à medida que a tensão no barramento CC também aumenta. Logo, o aumento da frequência de chaveamento contribui para o aumento de ocorrências de “double pulsing”.

“Polarity reversal” é o nome dado à outra causa de sobretensões maiores que 2 p.u. Este efeito ocorre quando os sinais modulantes do PWM estão transitando entre as regiões de modulação e sobremodulação. A Fig. 1.7 mostra este fenômeno. Na Fig. 1.7a, U_c e U_b são as formas de onda das tensões de fase no inversor, U_{cb} a tensão de linha nos terminais do inversor, V_{tri} a tensão da portadora e V_{cb} a tensão de linha nos terminais do motor.

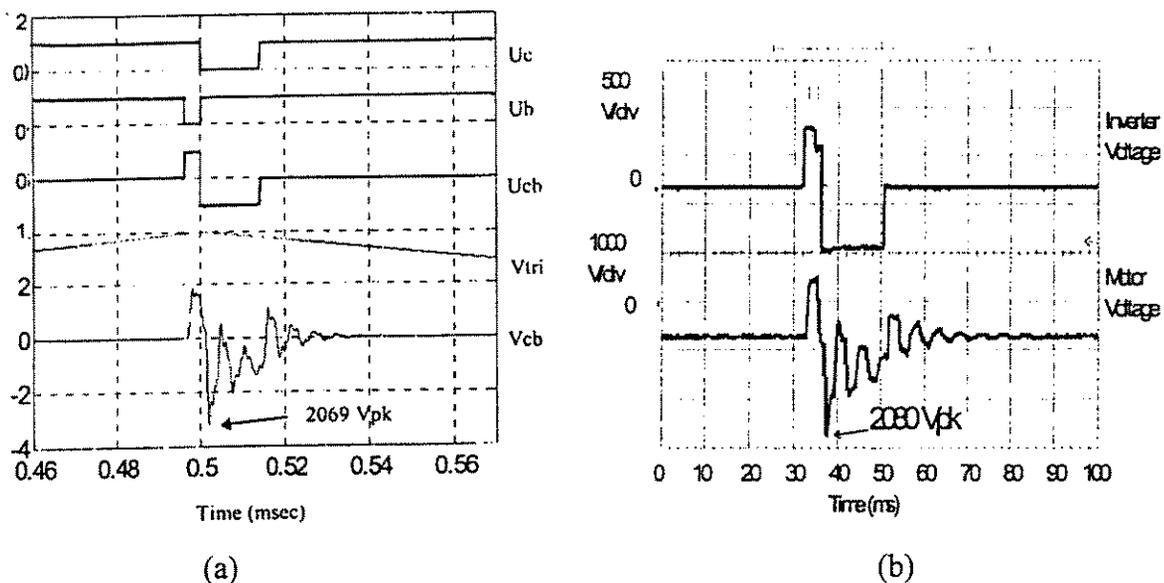


Fig. 1.7. “Polarity reversal” (Kerkman *et alii*, 1996). a) simulação. b) resultado experimental.

No instante igual a 0,5 ms a portadora (V_{tri}) passa pelo seu valor máximo e as tensões de fase U_b e U_c se invertem. Neste instante, a tensão de linha U_{cb} resultante alterna do valor V_{bus} (tensão no barramento CC) positivo para V_{bus} negativo. Isto provoca uma onda de tensão ao longo do cabo que impõe um transitório excessivo nos terminais do motor. A Fig. 1.7.b mostra o efeito “polarity reversal” para um inversor com modulação PWM com injeção de terceiro harmônico. A sobretensão resultante, vista na curva inferior, é de aproximadamente 3,2 p.u. Sobretensões desta proporção extrapolam qualquer isolamento dos enrolamentos do motor.

1.4. Sobretensões em sistemas ITCM

As sobretensões em sistemas ITCM, constituídos por Inversor, Transformador, Cabo e Motor, têm suas causas associadas a fenômenos de ressonância. Ressonâncias podem ocorrer entre cabo e motor e/ou cabo e transformador. No entanto, a análise a seguir considera somente a existência do transformador na saída do inversor, tomando por base a Fig. 1.1. O transformador nos terminais do motor não é considerado. Isto porque a necessidade deste transformador depende da tensão nominal do motor e principalmente do fator custo. Do ponto de vista prático, os transformadores submarinos, além de aumentar significativamente o custo, também aumentam a quantidade de conexões submarinas, adicionando mais pontos de manutenção e possíveis falhas ao sistema.

As sobretensões em sistemas ITCM podem ser estudadas diretamente no domínio do tempo ou no domínio da frequência. A análise da resposta em frequência do sistema, apresentada em Rad *et alii* (1995) e Pomilio *et alii* (1996), permite a fácil identificação da frequência de ressonância causadora de sobretensões. Nestes trabalhos, os componentes do sistema foram representados por impedâncias. Assim a função de transferência de tensão do sistema foi obtida. Os resultados para um motor com potência aparente de 766 kVA e tensão nominal de 6 kV foram obtidos por Rad *et alii* (1995) e são mostrados na Fig. 1.8. A resposta em frequência é alterada pela variação dos parâmetros elétricos do cabo com a frequência (efeito pelicular), como mostra a curva em negrito. O cabo tem 30 km de comprimento e o transformador na saída do inversor tem relação de transformação de 690 para 6,6 kV.

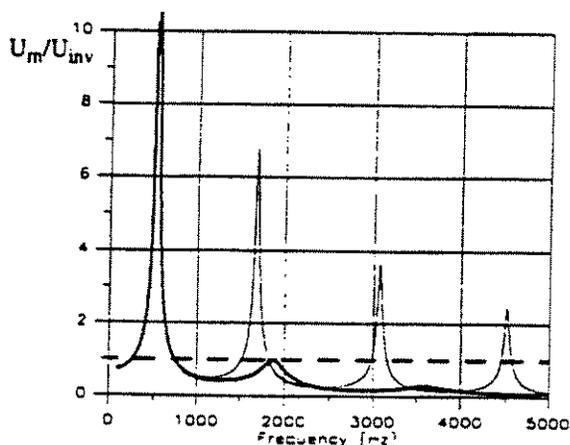


Fig. 1.8. Resposta em frequência - sistema ITCM. Função de transferência de tensão. (Rad *et alii*, 1995)

Claramente, existem ressonâncias em diversos valores de frequência. Contudo, a primeira ressonância é a mais crítica, pois ressonâncias que ocorrem em frequências maiores são naturalmente atenuadas pelo cabo, como mostra a curva em negrito. O principal elemento atenuador é a resistência do cabo que, por

sua vez, é susceptível à variações com a frequência devido ao efeito pelicular. A linha horizontal tracejada de 1 p.u. mostra que para a segunda ressonância, em aproximadamente 2kHz, o motor não é submetido a sobretensões. No entanto, a primeira ressonância, localizada na frequência de 500 Hz, provoca sobretensões superiores a 10 p.u. nos terminais do motor. Segundo Pomilio *et alii* (1997), a frequência do primeiro pico da Fig. 1.8 é aproximadamente dada pela ressonância série entre a indutância de dispersão do transformador, adicionada à metade da indutância do cabo e a capacitância total do mesmo. A relação da frequência, relativa ao primeiro pico, com os parâmetros elétricos do transformador e do cabo é utilizada como suporte para o desenvolvimento deste trabalho.

No domínio do tempo, o efeito da ressonância é observado através das oscilações existentes nas transições abruptas na forma de onda de tensão no motor. A Fig. 1.9, obtida por Lima *et alii* (1997), mostra este efeito.

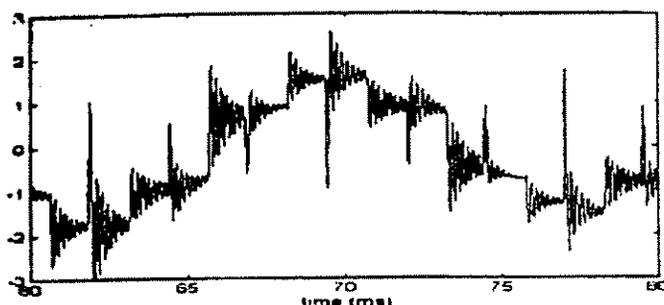


Fig. 1.9. Sobretensões nos terminais do motor devido à ressonância - sistemas ITCM (Lima *et alii*, 1997).

A observação em detalhe dos picos de tensão mostra que as oscilações têm um comportamento senoidal amortecido.

1.5. Alternativas para eliminar sobretensões

A literatura técnica apresenta um vasto espectro de soluções para a eliminação de sobretensões nos terminais do motor. Muitas propostas para eliminação de sobretensões causadas por ressonâncias (item 1.3.b e item 1.4), são baseadas no emprego de filtros passivos na saída do inversor ou nos terminais do motor. Os filtros são projetados para inversores do tipo fonte de tensão com modulação por largura de pulso, ou seja, PWM-VSI (“Pulse Width Modulated Voltage Source Inverter”). Em sistemas industriais os filtros podem estar localizados tanto na saída do inversor quanto nos terminais do motor. Contudo, em sistemas de extração de petróleo, o uso dos filtros está limitado a saída do inversor devido à inacessibilidade aos terminais do motor. Ainda em sistemas de extração alterações no tipo de modulação ou controle do inversor são sugeridas.

Invariavelmente os filtros utilizam componentes resistivos como fatores de amortecimento para ressonâncias. Conseqüentemente o uso dos filtros está ligado à perda de potência caracterizando uma limitação na sua aplicação. Segundo Skibinsky *et alii* (1997) existe um compromisso entre a redução do pico de tensão para um aumento do comprimento do cabo e a potência dissipada. A Fig. 1.10 mostra o aumento das perdas garantindo a limitação da sobretensão à medida que o comprimento do cabo aumenta.

Os resultados mostrados na Fig. 1.10 são relativos a um filtro RC conectado nos terminais do motor. Note que as perdas aumentam significativamente em função do comprimento do cabo, por exemplo, de 50W, com cabo de 200 pés ($C=0.01\mu\text{F}$ e 2kHz), para 250W com cabo de 600 pés de comprimento ($C=0.047\mu\text{F}$ e 2kHz). O aumento da frequência de chaveamento produz uma perda de potência proporcional, como mostram as duas curvas inferiores.

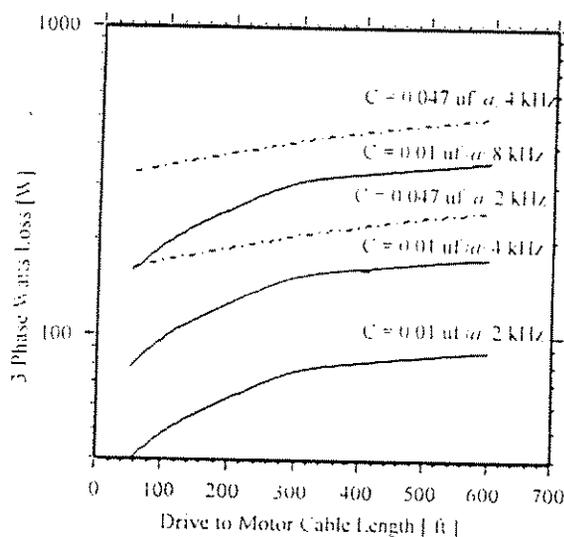


Fig.1.10. Potência dissipada em função do comprimento do cabo para diversos valores de capacitância de um filtro RC e da frequência de chaveamento do inversor (Skibinsky *et alii*, 1996).

Resultados de um filtro LRC conectado na saída do inversor, proposto por Von Jouanne e Enjeti (1996), indicam perdas de 167W para um sistema com motor de potência igual a 3HP (2,2kW), cabo com 200 pés (60m) de comprimento e frequência de chaveamento igual a 2kHz. Percentualmente, esta perda representa 7,6% da potência total do sistema.

Mais recentemente, Aoki *et alii* (1999) aperfeiçoaram o cálculo dos parâmetros dos filtros e apresentaram resultados para frequências de chaveamento de 15kHz. Acionando um motor de 5HP (3,7kW), situado a 100m do inversor, perdas de 232W foram registradas para um filtro RC conectado paralelamente aos terminais do motor. Para um filtro LR conectado em série com o inversor as perdas foram de 110,5W, representando 3% de perdas. Contudo, em sistemas de baixa potência isto é aceitável,

no entanto para sistemas de 200HP ou mais, não só a perda é significativa mas também o volume do dissipador pode ser um inconveniente.

No estudo de sistemas de extração de petróleo a aplicação de filtros passivos não é entendida como uma solução adequada pois introduz outras frequências de ressonância ao sistema (Pomilio *et alii*, 1996; Lima and Dommel, 1998). Neste caso, soluções que propõem a alteração do controle do inversor são preferidas. Rad *et alii* (1995) indica que para sistemas com inversor do tipo fonte de tensão (VSI) a técnica de modulação por amplitude de pulso (PAM), concatenada com a técnica de eliminação de harmônicos, produz melhores resultados. Desta forma, as comutações das chaves ocorrem em ângulos pré-calculados, e a variação da amplitude da fundamental é obtida controlando a tensão do elo CC através do retificador. Lima *et alii* (1997) apresentam resultados para um sistema com inversor tipo PWM-VSI controlado por corrente. Ambas as soluções são aplicadas para sistemas com motor de 100HP ou mais.

Neste trabalho a alternativa estudada é a alteração da frequência de chaveamento do inversor. A estratégia se aplica para conversores comerciais do tipo comercial PWM-VSI e tanto para sistemas industriais quanto para sistemas de extração de petróleo.

1.6. Considerações finais

O acionamento através de cabos longos despontou como uma alternativa para reduzir custos em sistemas de extração de petróleo. A idéia básica é permitir que uma única plataforma petrolífera possa servir de suporte para vários poços satélites. Neste caso, a distância entre um poço e a plataforma pode atingir dezenas de quilômetros. Entretanto, em águas profundas, este tipo de sistema representa um alto custo para instalação e manutenção. É necessário que o sistema tenha um alto grau de confiabilidade, exigindo pouca manutenção. As causas comuns de falhas de operação do sistema são sobretensões e sobrecorrentes. Além de provocar falhas de operação, as sobretensões exigem que cabos com capacidade de isolamento maior que a tensão nominal do motor sejam utilizados. As sobretensões degradam a isolamento dos componentes do sistema e causam paradas do motor. Os motores utilizados nas bombas de extração de petróleo são tipicamente motores de indução. Estudos sobre acionamento de motores através de cabos longos em sistemas de extração, podem ser facilmente estendidos para plantas industriais.

As causas de sobretensões em sistemas industriais tem sido amplamente estudadas nos últimos anos, abordando sistemas com e sem o uso de transformadores. Vários mecanismos geradores de sobretensões foram descobertos. No entanto, as ressonâncias entre os componentes do sistema são preponderantes causadoras de sobretensões. Logo, a frequência relativa às ressonâncias está associada aos parâmetros

elétricos do transformador, cabo e motor. A frequência de ressonância, tanto em sistemas ICM ou ITCM, é a base para o desenvolvimento de uma estratégia eliminadora de sobretensões, como indicado no item 1.2.

Essencialmente é proposta a alteração da frequência de chaveamento do inversor para um valor maior que a frequência de ressonância do sistema. A estratégia se aplica para conversores comerciais do tipo comercial PWM-VSI e tanto para sistemas industriais quanto para sistemas de extração de petróleo. A sugestão para o aumento da frequência de chaveamento é devida aos avanços na capacidade de chaveamento dos semicondutores de potência. Neste sentido, além de semicondutores do tipo IGBT's que, por exemplo, podem atingir frequências de até 10kHz em sistemas com potência de 400kW (Lima e Dommel, 1998), está o desenvolvimento de inversores trifásicos com comutação suave (Choi *et alii*, 2000).

A estratégia de eliminação de sobretensões, que consiste desde a identificação da frequência natural do cabo até a escolha da frequência de chaveamento, é descrita por etapas consecutivas representadas pelos capítulos 2, 3, 4 e 5.

No capítulo 2, uma nova metodologia para a determinação dos parâmetros elétricos de cabos é proposta. A estratégia usa o valor da frequência natural de oscilação do cabo para calcular os parâmetros a partir de equações deduzidas segundo a teoria de ondas viajantes, a teoria de propagação de ondas planas uniformes e a teoria de linhas de transmissão. Os resultados obtidos são usados no capítulo 3 para a delimitação do comportamento do sistema no domínio da frequência.

No capítulo 3, as respostas em frequência dos sistemas ICM e ITCM são traçadas a partir de equações oriundas da teoria de linhas de transmissão. Paralelamente é proposta uma metodologia para a determinação dos parâmetros de um circuito representativo do efeito pelicular em condutores. Este circuito é utilizado por muitos autores em simulações que aplicam o circuito equivalente monofásico para os componentes dos sistemas ICM e ITCM.

No capítulo 4, é proposta uma metodologia para a identificação da frequência do cabo *on-line*, conseqüentemente permitindo que as etapas 2 e 3 também possam ser executadas *on-line*. Basicamente, um sistema de aquisição de dados é utilizado para digitalizar a corrente na saída do inversor. Em seguida, um filtro de mediana é empregado para eliminar as variações monotônicas do sinal. Consecutivamente, a periodicidade do sinal é identificada no domínio da frequência utilizando o algoritmo da transformada rápida de Fourier (FFT). Várias amostras da corrente, processadas com o filtro de mediana e a FFT, são utilizadas para construir um histograma que classifica as ocorrências da frequência resultante da FFT. O

valor com maior ocorrência identificado no histograma é tomado como a frequência natural de oscilação do cabo.

Uma vez estimada a frequência natural, os parâmetros do cabo são calculados conforme descrito no capítulo 2. A seguir, a resposta em frequência do sistema é traçada conforme descrito no capítulo 3 e finalmente, baseado no resultado obtido, um método iterativo é empregado para calcular a frequência de chaveamento do inversor.

No capítulo 5, são apresentados resultados experimentais concernentes aos capítulos 2, 3 e 4, para o sistema em funcionamento.

Adicionalmente, uma outra metodologia para a estimação *on-line* da resposta em frequência, que não emprega os preceitos descritos no capítulo 3, é apontada no capítulo 5. Basicamente, esta proposta se baseia na aplicação de um filtro de mediana sobre o espectro do sinal de corrente, obtido através da FFT. Ao sinal resultante é aplicado um método de ajuste de curvas, no caso, o método dos mínimos quadrados, para obter a resposta em frequência. Esta metodologia é particularmente interessante por não demandar o conhecimento prévio de nenhum parâmetro do sistema.

O capítulo 6 apresenta conclusões gerais sobre as limitações pertinentes e os resultados obtidos. Perspectivas para futuros trabalhos e sugestões para aplicação do sistema, industrialmente, também são discutidas.

Complementarmente, esta tese está estruturada de forma a conduzir o leitor ao entendimento da proposta de eliminação *on-line* de sobretensões em sistemas de acionamento de motores através de cabos longos. A forma mais direta para obter uma noção rápida do problema e da solução é a leitura do capítulo 5. Este capítulo apresenta a seqüência prática para a solução do problema e indica a quais capítulos o leitor deve se dirigir para o entendimento de detalhes a respeito de toda a estratégia. Também são apresentados resultados experimentais, de tal forma que a observação das figuras permita o entendimento do objetivo do trabalho. As propostas e todo o tratamento aplicado para eliminação de sobretensões visam a geração de tecnologia, aliada ao trabalho de pesquisa científica. De tal forma que o processamento digital, necessário para a implementação *on-line* da estratégia de eliminação de sobretensões, possa ser executado através de um processador comercial.

2

Determinação de Parâmetros Elétricos de Cabos

2.1 Introdução

Os sistemas de acionamento de motores através de cabos longos estão sujeitos a sobretensões e sobrecorrentes devido às ressonâncias entre os elementos que compõem o sistema. A partir do modelo de cada elemento, tais como transformador e cabo, torna-se possível a avaliação dos fenômenos de ressonância e seus efeitos, por meio de simulações.

As ressonâncias estão associadas às oscilações que caracterizam as sobretensões e sobrecorrentes observadas nas formas de onda de tensão e corrente ao longo do sistema, como mostra a Fig. 2.1.

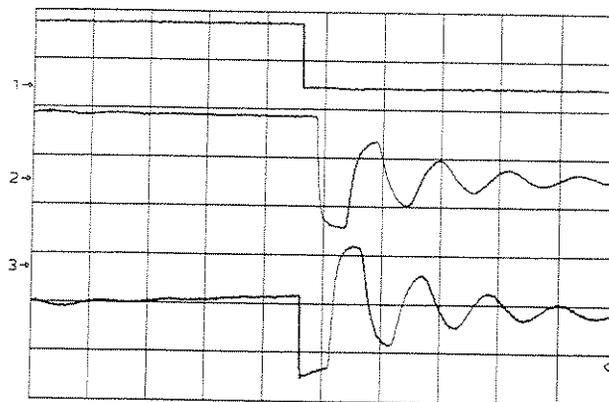


Fig. 2.1. Formas de onda para sistema de acionamento de motor com cabos longos tipo ICM. 1) Tensão no início do cabo (250V/div). 2) Tensão no final do cabo (250V/div). 3) Corrente no início do cabo (2A/div). Escala horizontal: 25 μ s/div

Note que tanto a tensão nos terminais do motor quanto a corrente na saída do inversor apresentam oscilações. Logo, as oscilações podem ser observadas nos dois pontos extremos do cabo. As oscilações contêm informações a respeito dos parâmetros elétricos do sistema. Em específico, os parâmetros do cabo

podem ser estimados unicamente a partir da frequência associada à oscilação observada na Fig. 2.1. Explorando esta característica, é apresentado neste capítulo um estudo sobre o perfil da oscilação e sua relação com os parâmetros elétricos do cabo, bem como uma metodologia para a sua estimação a partir da frequência da oscilação, chamada de técnica da frequência natural.

2.2 Oscilações em cabos

As oscilações em cabos podem ser analisadas segundo as teorias clássicas de linhas de transmissão, tais como ondas viajantes e diagrama espaço-tempo de Bewley.

Segundo Johnson (1980), um cabo uniforme sem perdas pode possuir ondas viajantes se deslocando em qualquer direção, uma vez que as características do cabo se apresentam as mesmas em ambas direções. Logo, a tensão num ponto qualquer é dada pela soma dos valores das ondas de tensão se propagando ao longo do cabo num determinado instante. Considere um cabo monofásico terminado por uma impedância Z_f , como ilustra a Fig. 2.2.

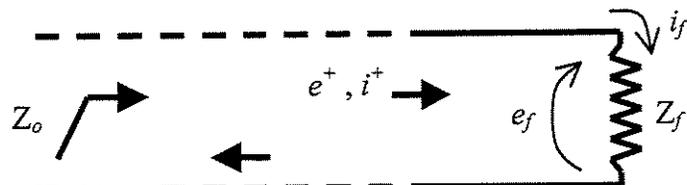


Fig. 2.2. Cabo monofásico com impedância terminal Z_f .

A impedância Z_f é dada por:

$$Z_f = \frac{e_f}{i_f} \quad (2.1)$$

onde e_f e i_f representam as ondas de tensão e de corrente sobre Z_f . A impedância característica do cabo é representada por Z_o . A condição em que Z_f e Z_o não são numericamente iguais garante a existência de reflexões de ondas que se propagam ao longo do cabo. Logo, para uma onda progressiva de tensão e/ou corrente deslocando-se para a direita (onda incidente), representada por e^+ e/ou i^+ , existirá correspondentemente uma onda propagando-se na direção oposta (onda refletida), representada por e^- e/ou i^- . Portanto, a tensão e a corrente, existentes em qualquer ponto do cabo, são compostas por ondas se propagando em direções contrárias. Neste caso, a impedância num ponto arbitrário x do cabo passa a ser:

$$Z_x = \frac{e_x^+ + e_x^-}{i_x^+ + i_x^-} \quad (2.2)$$

Reescrevendo (2.2) somente em termos das tensões, resulta:

$$Z_x = \frac{e_x^+ + e_x^-}{e_x^+ / Z_o - e_x^- / Z_o} \quad (2.3)$$

Resolvendo (2.3) em termos da relação entre as tensões incidente e refletida, obtém-se:

$$k = \frac{Z_x - Z_o}{Z_x + Z_o} \quad (2.4)$$

A relação, representada por k , é chamada coeficiente de reflexão. Note que não ocorrem reflexões quando a impedância terminal for igual à impedância característica do cabo, resultando $k=0$.

No entanto, do ponto de vista prático, esta condição nunca é satisfeita. Os motores elétricos possuem impedância variável de acordo com sua potência e com o “risetime” dos degraus de tensão gerados pelo inversor PWM (Skibinsky *et alii*, 1998). Melhourne e Tang (1995) e Skibinsky *et alii* (1996) apresentam resultados obtidos medindo a tensão e a corrente nos terminais de motores industriais, no instante em que um degrau de tensão é aplicado no início do cabo. A Fig. 2.3 mostra as impedâncias de surto do motor e característica do cabo, em função da potência do motor. Nos ensaios, foi assumido que a impedância de motores é constante para uma mesma potência. Entretanto, para baixas potências, Skibinsky *et alii* (1998) esclarecem que a impedância varia de um fabricante para outro.

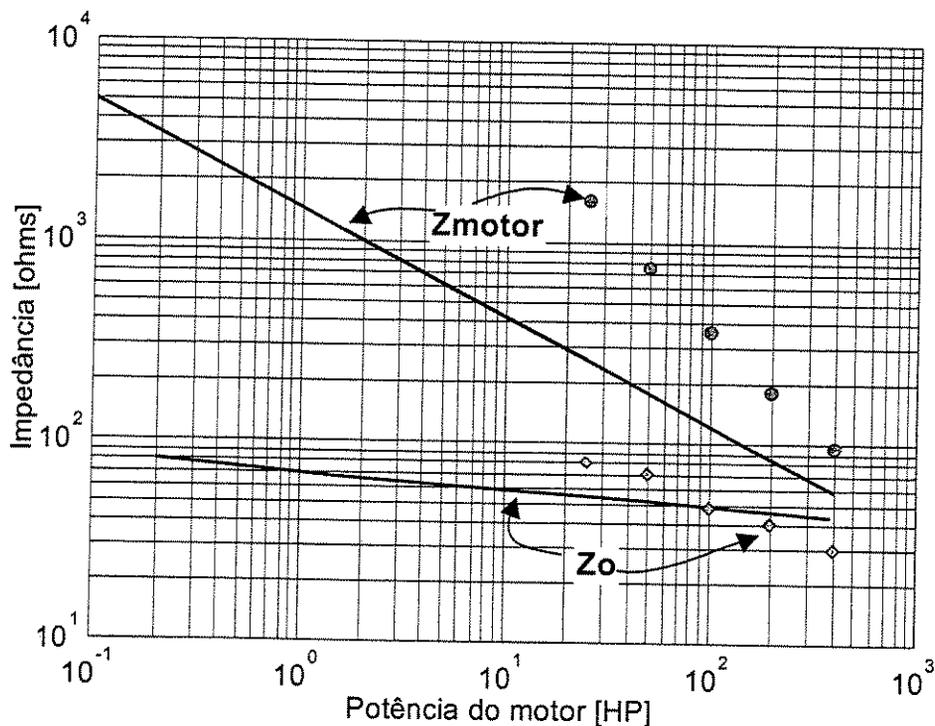


Fig. 2.3. Impedâncias característica do cabo e de surto do motor: por Skibinsky *et alii* (1996), representado por linhas contínuas, e Melhourne e Tang (1995), representado por pontos.

A Fig. 2.3 mostra a impedância característica (Z_o) para circuitos alimentadores que utilizam cabos tripolares, onde o dielétrico é o material isolante. Skibinsky *et alii* (1996) utilizaram um medidor de RLC

com frequência de teste de 100 Hz e mediram a impedância de circuito aberto ($Z_{o(oc)}$) e a impedância de curto-circuito ($Z_{o(sc)}$) do cabo. A raiz quadrada do produto de $Z_{o(oc)}$ e $Z_{o(sc)}$ é calculada como a impedância característica do cabo (Z_o). Testes mostraram que a impedância do cabo varia em torno de até 15% com a frequência. Um valor médio para a impedância do cabo está em torno de 85Ω o qual pode ser tomado como base para cálculos de reflexões quando não é possível medir tal impedância. Note que as impedâncias em questão, do motor e do cabo, são diferentes praticamente para qualquer valor de potência. Logo, sempre ocorrem reflexões nos sistemas ICM e ITCM que são objetos de estudo deste trabalho.

Assumindo que para um motor de 1 HP sejam as impedâncias $Z_{motor}=1500\Omega$ e $Z_o=80\Omega$, e fazendo $Z_x=Z_{motor}$ em (2.4), resulta o coeficiente de reflexão $k_f=0,9$, onde f denota o final do cabo ou os terminais do motor. A onda refletida neste ponto se propaga em direção ao início do cabo, onde também ocorrerá reflexão se a impedância de saída do inversor for diferente da impedância característica do cabo.

Os diodos de roda-livre do inversor permitem a circulação de corrente pelo capacitor do elo CC. O capacitor é equivalente a um curto-circuito para o pulso de tensão refletido pelo motor. Logo, a impedância neste ponto é praticamente nula, ou seja, $Z_{(x=0)}\approx 0$ e então o coeficiente de reflexão é $k_i=-1$, onde i denota o início do cabo. Conhecidos os valores dos coeficientes de reflexão no início e no final do cabo é possível estudar o fenômeno de reflexões através de diagrama de espaço-tempo e ondas viajantes.

2.2.a. Diagrama espaço-tempo

O diagrama espaço-tempo de Bewley (Johnson, 1980), ilustrado na Fig. 2.4, é um meio conveniente de acompanhar as diversas reflexões. A distância é indicada horizontalmente e tem valor igual ao comprimento do cabo. O tempo é indicado na vertical por valores discretos, múltiplos do tempo de propagação da onda no cabo (t_p). O diagrama mostra a tensão na saída do inversor igual à tensão do elo CC, representada pela letra E. A tensão resultante nos terminais do motor, considerando que o cabo não apresenta perdas, está grifada em negrito. Os valores de tensão das ondas incidente e refletida são ilustrados sobre as setas em ziguezague. Os coeficientes de reflexão no início e no final do cabo são $k_i=-1$ e $k_f=0.9$, respectivamente.

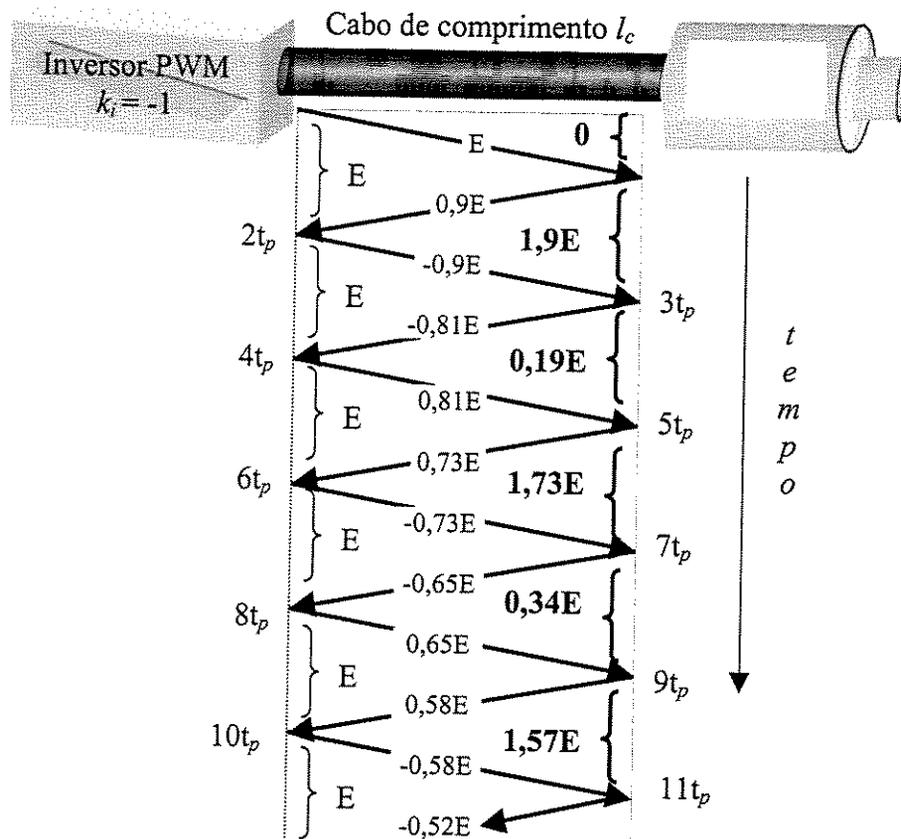


Fig. 2.4. Diagrama espaço-tempo para um sistema ICM.

O tempo de propagação t_p é o tempo gasto para a onda percorrer todo o comprimento do cabo. Um gráfico da tensão nos terminais do motor em função do tempo pode ser obtido a partir do diagrama, como mostra a Fig. 2.5.

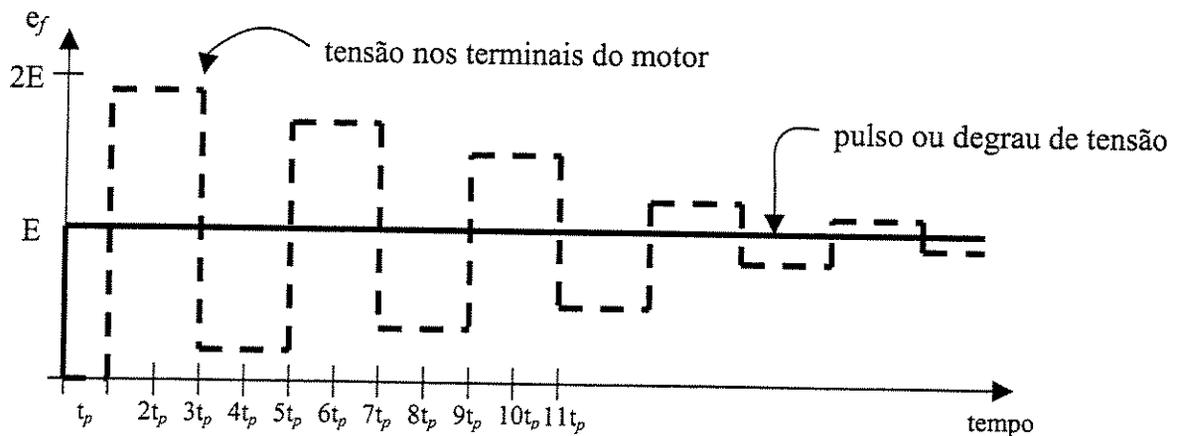


Fig. 2.5. Tensão nos terminais do motor.

A identificação da frequência das reflexões é feita tomando os terminais do motor como ponto de partida e analisando o diagrama da Fig. 2.4 e o gráfico da Fig. 2.5. A onda incidente e_i , ou o primeiro pulso de tensão gerado pelo inversor, que chega até os terminais do motor é refletido gerando a onda

refletida com amplitude $e_2=0,9e_1$. A partir deste momento, instante t_p nas Fig. 2.4 e 2.5, e_2 se propaga de volta, em direção ao inversor, alcançando o mesmo após o intervalo de tempo t_p . O capacitor do elo CC do inversor representa uma impedância nula para e_2 e o conseqüente coeficiente de reflexão é unitário e negativo. Ocorrendo a reflexão, a onda incidente com amplitude $e_3 = -e_2$ é gerada, a qual se propaga em direção ao motor. No instante $3t_p$, a onda incidente e_3 atinge os terminais do motor. Esta onda, que possui amplitude negativa, descarrega as capacitâncias do cabo impondo um valor de tensão negativo nos terminais do motor. Contudo, o processo de reflexão continua e nova onda refletida com amplitude $e_4 = -0,9e_3$ é gerada. Note que e_4 possui polaridade negativa, tal como e_3 , uma vez que o coeficiente de reflexão no motor é positivo. No instante $4t_p$, e_4 alcança e é refletida pelo inversor, o qual produz a onda incidente $e_5 = e_4$, ou seja invertendo a polaridade, como mostra a Fig. 2.4. Logo, no instante $5t_p$ o motor é atingido pela onda e_5 com polaridade positiva, tal qual no instante t_p quando foi atingido pelo pulso positivo e_1 . Neste instante a tensão nos terminais do motor passa a ser positiva novamente, como mostra a Fig. 2.5, completando um ciclo periódico de reflexões. Depois de um ciclo completo o cabo é percorrido quatro vezes pelas ondas incidente e refletida totalizando um tempo total igual a $4t_p$. Logo, a frequência associada às reflexões é dada por:

$$f_o = \frac{1}{4t_p} \quad (2.5)$$

Esta frequência foi denominada por Skibinsky *et alii* (1997) como frequência natural de oscilação do cabo. A frequência f_o tem a característica peculiar de exclusivamente depender dos parâmetros do cabo, não sendo afetada por nenhum outro parâmetro externo. Esta característica será explorada na estimação de parâmetros elétricos do cabo através da técnica da frequência natural apresentada no item 2.5. Adicionalmente, a identificação *on-line* de f_o é possível e primordial para a aplicação das propostas que visam eliminar sobretensões em sistemas ICM e ITCM e serão apresentadas nos próximos capítulos. Por ora, aspectos práticos dos degraus de tensão serão analisados e a condição para existência da oscilação é apresentada.

2.2.b. Análise gráfica de ondas viajantes

A análise anterior mostra, com o auxílio do diagrama espaço-tempo, a existência do fenômeno da sobretensão em cabos elétricos excitados com degraus de tensão. O diagrama é traçado considerando que o degrau de tensão aplicado ao cabo seja instantâneo, ou seja, o tempo de subida (“risetime”) é considerado nulo. No entanto, em aplicações práticas, tal qual no caso de inversores PWM, os degraus de tensão possuem um tempo de subida delimitado pelo “risetime” das chaves, que normalmente são

transistores bipolares com porta isolada (IGBT's) ou transistores de efeito de campo tipo MOS (MOSFET's). A análise gráfica de ondas viajantes permite visualizar o efeito do "risetime" das chaves nas sobretensões nos terminais do motor.

O gráfico da Fig. 2.6 mostra tensão nos terminais do motor, considerando que o tempo de propagação da onda ao longo de todo o comprimento do cabo é $t_p = 1x(0,5t_r)$, onde t_r é o "risetime" das chaves do inversor. Para valores de tempo de propagação maiores ou iguais à metade do "risetime" o fenômeno da sobretensão ocorre. No gráfico da Fig. 2.5 esta condição é atendida uma vez que o tempo de subida do pulso de tensão é considerado zero.

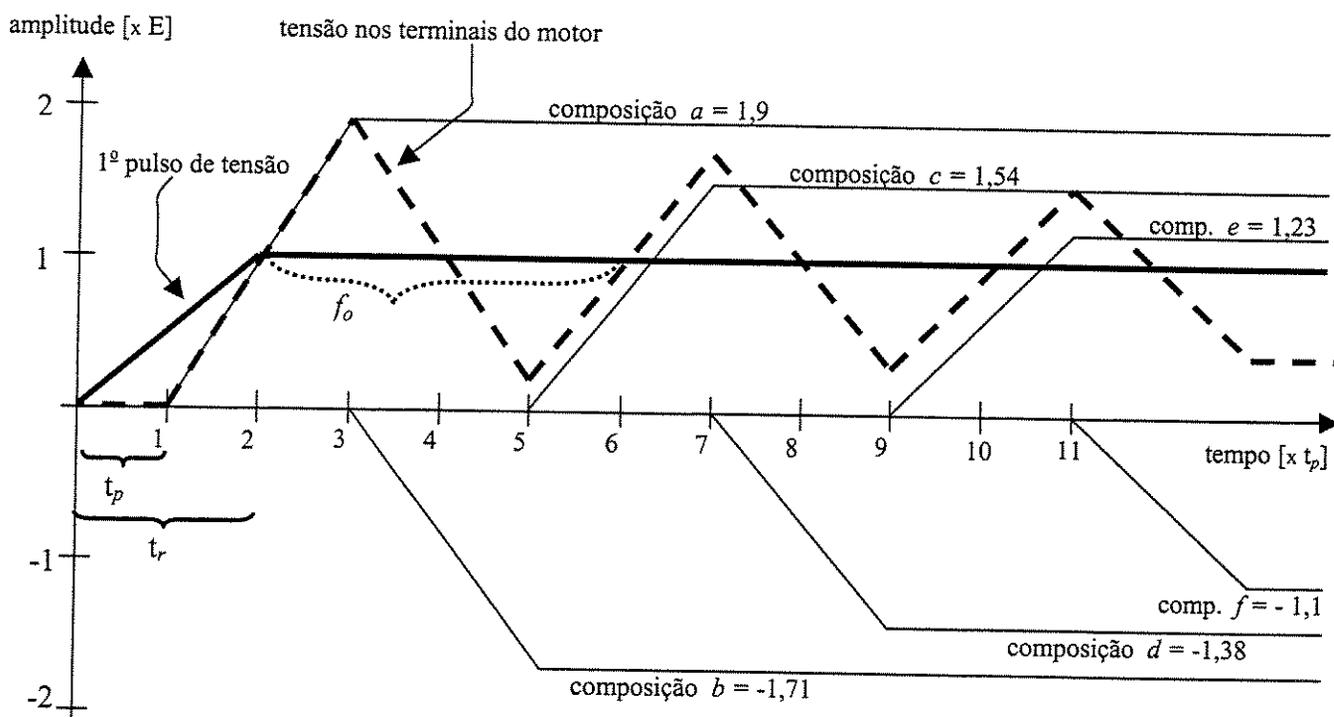


Fig. 2.6. Análise gráfica das ondas viajantes para $t_p = 1x(0,5t_r)$.

Na Fig. 2.6 a linha contínua em negrito representa o pulso de tensão aplicado pelo inversor PWM num instante qualquer e a linha tracejada representa a tensão instantânea nos terminais do motor.

Note que, do instante 1 ao instante 3, a tensão nos terminais do motor é igual a composição do pulso (onda incidente) de tensão de amplitude E mais a onda refletida com 0,9E resultando 1,9E, como indicado na curva chamada de composição a. Do instante 3 ao 5, a tensão é a soma instantânea das composições de ondas a e b. Esta última é a composição da onda refletida pelo inversor, ou seja, -0,9E mais a onda refletida nos terminais do motor de -0,81E resultando -1,71E. Os valores das curvas ou composições c, d, e e f são obtidos da mesma forma. Note que a tensão nos terminais do motor é sempre a soma instantânea das curvas obtidas da composição das ondas viajantes. O valor da frequência natural de oscilação do cabo (f_0) pode ser obtido medindo um ciclo de oscilação, como indicado na Fig. 2.6.

A Fig. 2.7 mostra que a sobretensão nos terminais do motor para $t_p=0,66x(0,5t_r)$. Comparando com a Fig. 2.6, onde $t_p=1x(0,5t_r)$, fica claro que a sobretensão diminui proporcionalmente ao decréscimo do tempo de propagação em relação ao tempo de subida do pulso (“risetime”).

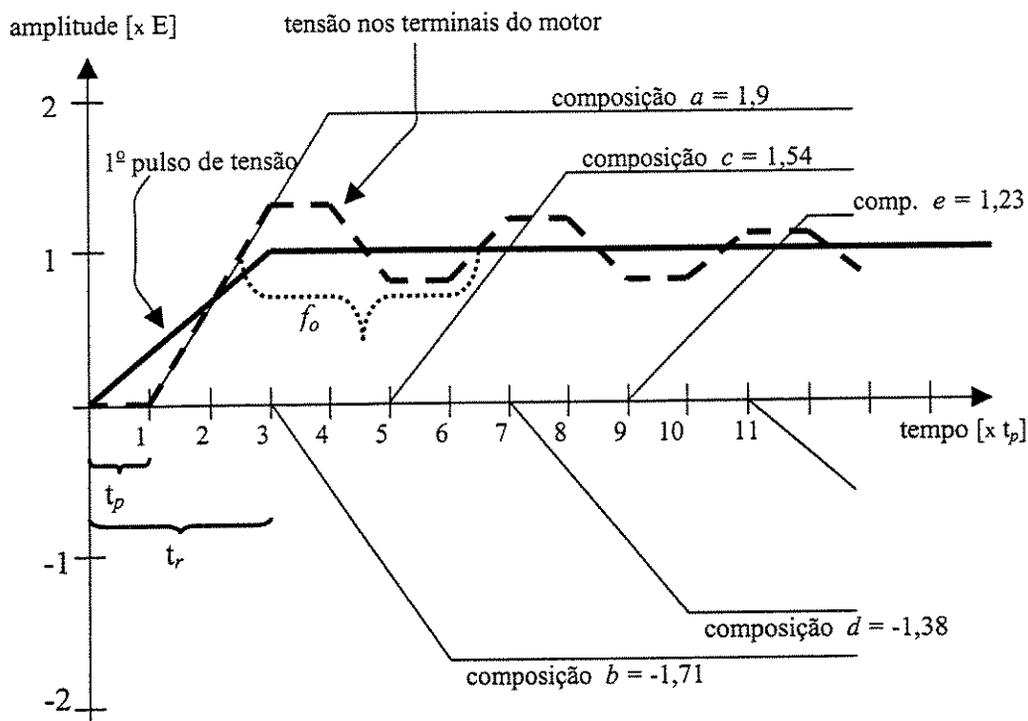


Fig. 2.7. Análise gráfica das ondas viajantes para $t_p=0,66x(0,5t_r)$.

Se o tempo de propagação da onda é menor que metade do “risetime” o fenômeno de sobretensão não ocorre, conforme mostra a Fig. 2.8. Neste caso o tempo de propagação é um quarto do “risetime”, ou seja, $t_p=0,5x(0,5t_r)$.

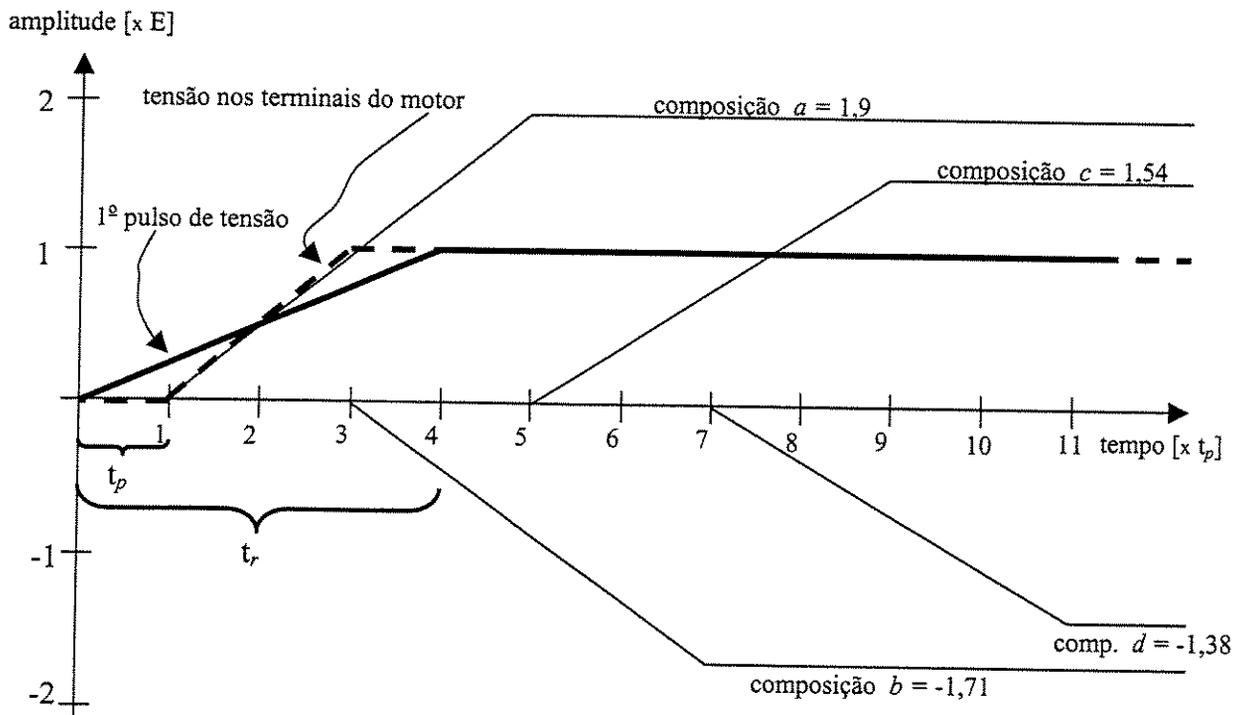


Fig. 2.8. Análise gráfica das ondas viajantes para $t_p = 0,5 \times (0,5t_r)$.

O tempo de propagação depende da velocidade de propagação da onda e do comprimento do cabo. A relação entre o comprimento e o “risetime” permite estabelecer, de acordo com o tipo de chave utilizada no inversor PWM, o comprimento crítico para o cabo no qual as oscilações existem. Neste contexto, a condição para a existência de oscilações é apresentada a seguir.

2.3 Condição para a existência de oscilações

A análise gráfica anterior mostrou, através das Fig. 2.6, 2.7 e 2.8, que a sobretensão é dependente da relação entre o tempo de propagação (t_p) e o “risetime” das chaves (t_r). A partir desta observação, o pico de tensão normalizado pela tensão (E) do elo CC do inversor pode ser calculado, baseado em von Jouanne e Enjeti (1997):

$$\frac{V_p}{E} = \frac{2t_p k_f}{t_r} + 1 \quad (2.6)$$

De acordo com a análise gráfica, a equação (2.6) é válida para $t_p \leq 0,5t_r$. No entanto, a equação (2.6) não se aplica para valores de t_p próximos a $0,25t_r$ uma vez que não existem sobretensões, como mostra a Fig. 2.8. Para valores de t_p maiores que $0,5t_r$ a sobretensão está limitada ao valor máximo obtido do produto $k_f E$, como mostra a Fig. 2.6, onde $k_f = 0,9$. Note que para $k_f = 1$, o que significa reflexão de 100%, ou seja, desacoplamento total entre o cabo e o motor, a máxima sobretensão está limitada ao valor

de tensão do elo CC. Para valores crescentes acima do limite $t_p \geq 0,5 t_r$, o “risetime” torna-se desprezível em relação ao tempo de propagação, resultando para $t_p \gg 0,5 t_r$ a forma de onda, obtida do diagrama espaço-tempo de Bewley, apresentada na Fig. 2.5.

Para a existência de oscilações é necessário que o cabo tenha um comprimento (l_c) mínimo, o que equivale a dizer, ter um tempo de propagação da onda (t_p) mínimo quando comparado ao “risetime” (t_r). Estas duas variáveis estão relacionadas pela velocidade de propagação da onda da seguinte forma:

$$v = \frac{l_c}{t_p} \quad (2.7)$$

Substituindo (2.7) em (2.6) é possível escrever o valor de pico em função do comprimento do cabo e do “risetime” como segue:

$$\frac{V_p}{E} = \frac{2 \cdot l_c \cdot k_f}{v t_r} + 1 \quad (2.8)$$

O valor de sobretensão é definido pelo primeiro termo do lado direito da expressão. Logo, o comprimento crítico do cabo (l_{crit}), definido em função do “risetime” pode ser calculado por:

$$l_{crit} = \frac{v \cdot t_r}{2 \cdot k_f} \quad (2.9)$$

A equação (2.9) permite saber com antecedência se um determinado sistema ICM estaria operando submetido a sobretensões ou não. Uma vez calculado l_{crit} , a sobretensão é tanto menor quanto menor o comprimento do cabo em relação ao seu valor crítico. Para comprimentos maiores que o crítico, e para cada transição no sinal de entrada, as sobretensões são limitadas a 100% se $k_f=1$. A equação (2.9) será somente utilizada como uma forma de indicação da existência da frequência natural de oscilação do cabo pelo motivo explicado a seguir.

A aplicação da proposta de eliminação de sobretensões, apresentada mais adiante neste trabalho, está baseada na medição *on-line* da frequência natural do cabo que naturalmente, só pode ocorrer quando houver sobretensão. Daí a importância do conhecimento com antecedência da existência ou não de sobretensões através de (2.9).

Para o uso de (2.9) é necessário conhecer k_f . Em aplicações industriais, os valores de k_f variam de 0,6 a 0,9 segundo Persson (1992). Valores típicos apresentados por Skibinsky *et alii* (1997) são $k_f = 0,65$ para motores próximos de 500 HP de potência, $k_f = 0,82$ para motores em torno de 125 HP, $k_f = 0,9$ para 50 HP e $k_f = 0,95$ para motores com potências menores. O valor de $k_f = 0,9$ será utilizado daqui para frente como um valor condizente com as aplicações industriais.

Supondo a velocidade de propagação da onda de $v=1,5 \times 10^8$ m/s (Persson, 1992) e usando (2.9) foram obtidos os valores críticos mostrados na Tabela 2.1 para os diversos tipos de chaves empregadas na indústria.

Tabela 2.1. Comprimentos críticos para $k_f=0,9$ e $v=1,5 \times 10^8$ m/s

Tipos de chaves semicondutoras	“Risetime” típico (t_r)	Comprimento crítico do cabo (l_{crit}) em metros
I	50ns	4,16
G	100ns	8,33
B	200ns	16,67
T	400ns	33,3
B	600ns	50
J	1 μ s	83,33
T	2 μ s	166,7
G	3 μ s	250
T	4 μ s	333,3
O	5 μ s	416,7

Tomando como exemplo o “risetime” $t_r = 400$ ns, o correspondente tempo de propagação da onda é $t_p = 222$ ns. Logo, para sistemas ICM com comprimento do cabo de 33,3 metros, a frequência natural de oscilação do cabo (f_o) estimada a partir de (2.5) é de 1,12MHz. Convém lembrar que estes valores garantem sobretensão para coeficientes de reflexão $k_f=0,9$. Para outros valores de coeficientes de reflexão nova tabela de comprimentos críticos precisa ser calculada a partir de (2.9).

Para comprimentos do cabo maiores que o valor crítico indicado na tabela 2.1 a sobretensão continua sendo de 90%, porém a frequência f_o será proporcionalmente menor. Isto é decorrente da relação, entre o comprimento e a frequência do cabo, definida a partir de (2.5) e (2.7) como:

$$f_o = \frac{v}{4l_c} \quad (2.10)$$

Logo, tomando novamente o “risetime” $t_r = 400$ ns, se for utilizado um cabo de 400 metros, ou seja, doze vezes maior que o comprimento crítico de 33,3 metros, a frequência de oscilação será $f_o=93,75$ kHz, supondo $v=1,5 \times 10^8$ m/s.

Se, por outro lado, forem utilizados cabos com comprimento menor que o crítico, a frequência de oscilação será maior, de acordo com (2.10), e a sobretensão será menor que 90%. O valor da velocidade da onda, igual à metade da velocidade da luz, foi usado para obter a tabela 2.1. Contudo, é o meio por onde a onda se propaga ou seja, o material isolante ou dielétrico do cabo, que delimita a velocidade. O dielétrico é matematicamente representado pela sua permissividade elétrica e sua permeabilidade magnética. Logo, dados os mais variados tipos de isolações usados, uma análise sobre a determinação da velocidade da onda em cabos elétricos é apresentada no item 2.4.

2.3.a. Efeito dos pulsos PWM na geração de sobretensões

A análise gráfica anterior foi conduzida para o caso da aplicação de um único degrau de tensão. A resposta do sistema ICM é uma oscilação amortecida e com número de ciclos limitado. Portanto, dependendo do amortecimento, um número variado de ciclos pode ser observado. A oscilação é atenuada tanto por efeito da resistência do cabo quanto pelo coeficiente de reflexão no motor, este último comentado no item 2.3. Segundo Skibinsky *et alii* (1997), em sistemas de acionamento com cabos de condutores com secções transversais menor que aproximadamente 8 mm^2 , a resistência pode ser considerada preponderante, dado que o coeficiente de reflexão no motor é maior que 0,9. Para sistemas com cabos maior que 8 mm^2 a atenuação é preponderantemente devida ao baixo coeficiente de reflexão no motor, que está em torno de 0,6. Contudo, o valor de 8 mm^2 é um valor estimado segundo resultados experimentais sem comprovação teórica.

De acordo com a Fig. 2.5, para que um ciclo completo possa ocorrer sem interferências, é necessário que o pulso de tensão aplicado pelo inversor dure no mínimo $5t_p$, ou seja, cinco vezes o tempo de propagação da onda (t_p). No entanto, a tensão na saída do inversor caracteriza uma seqüência ou trem de pulsos com durações distintas. Se o tempo entre dois pulsos for menor que $5t_p$ ocorre superposição de oscilações. A Fig. 2.9. construída segundo o diagrama espaço-tempo, apresentado no item 2.2.a, ilustra o efeito da superposição.

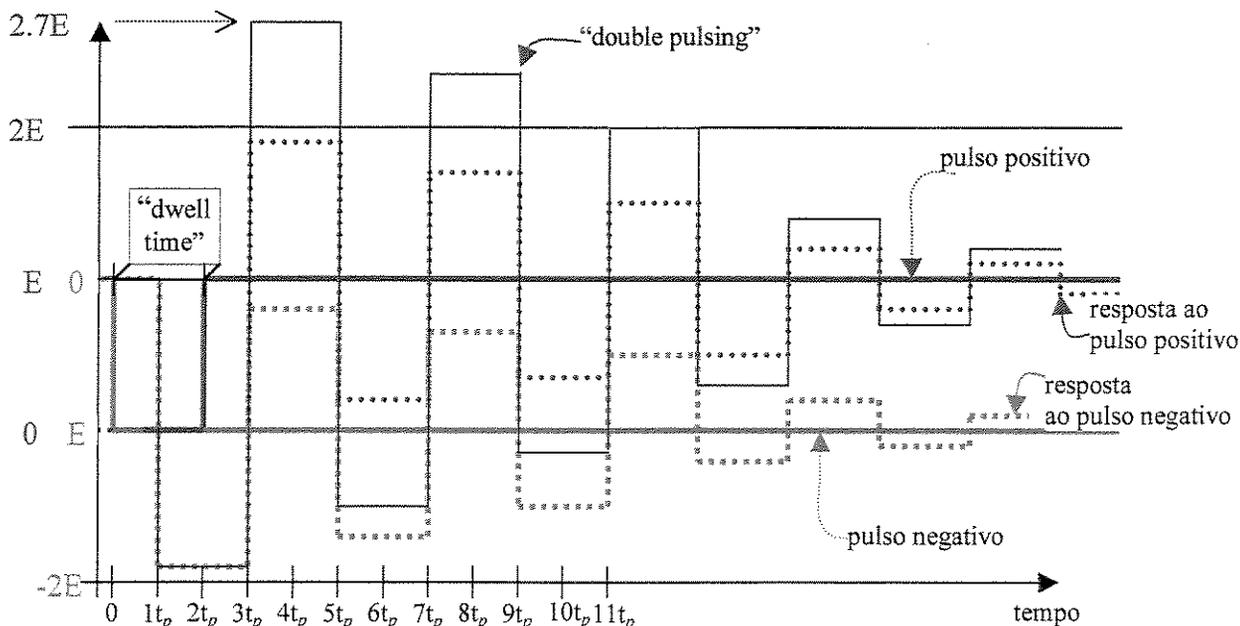


Fig. 2.9. Sobretensão devido a superposição de oscilações.

O relativamente curto intervalo de tempo entre dois pulsos, chamado “dwell time”, foi descrito no item 1.3.c e é o causador das sobretensões denominadas “double pulsing”. Note que a forma de onda resultante nos terminais do motor foi obtida aplicando a técnica da superposição para as respostas aos pulsos positivo e negativo. Tanto a resposta ao pulso positivo quanto ao negativo podem ser obtidas a partir do diagrama espaço-tempo apresentado na Fig. 2.4. Para o pulso positivo os valores do diagrama podem ser aplicados diretamente na construção da forma de onda. Contudo, no pulso negativo os valores são considerados negativos e para a construção da forma de onda o eixo de referência é deslocado para o valor E , conforme mostra a Fig. 2.9.

Um “dwell time” igual a $2t_p$ foi escolhido para mostrar o “double pulsing” na Fig. 2.9. O valor máximo de sobretensão obtido foi de $2,7p.u.$ considerando o coeficiente de reflexão no motor igual a $0,9$. Para um coeficiente de 100% a sobretensão atinge o valor máximo de $3 p.u.$

2.4 Velocidade da onda ou pulso de tensão em cabos elétricos

A teoria de propagação de ondas planas uniformes num meio dielétrico ilimitado fornece suporte teórico para a determinação, em função da permissividade e da permeabilidade, da velocidade de propagação do pulso de tensão em cabos elétricos. Por outro lado, a teoria de linhas de transmissão fornece resultados análogos à teoria de ondas planas e permite explicitar a velocidade do pulso de tensão em função dos parâmetros elétricos do cabo. Ambas as teorias são abordadas a seguir, direcionadas para a determinação da velocidade do pulso e dos parâmetros elétricos do cabo.

2.4.a. Teoria de propagação de ondas planas uniformes num meio ilimitado com perdas

Uma onda plana uniforme possui campos elétrico e magnético perpendiculares entre si e à direção de propagação e também em fase um com o outro em qualquer instante. A onda plana uniforme é uma onda eletromagnética transversa (TEM). Ondas TEM não possuem componente de campo na direção de propagação e sua velocidade é obtida a partir da constante de propagação definida por:

$$\gamma = \frac{\sigma}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \left(1 - \frac{\sigma^2}{8 \cdot \omega^2 \cdot \epsilon^2} \right) + j \cdot \omega \cdot \sqrt{\mu \cdot \epsilon} \cdot \left(1 + \frac{\sigma^2}{8 \cdot \omega^2 \cdot \epsilon^2} \right) \quad (2.11)$$

onde σ é a condutividade, ϵ a permissividade e μ a permeabilidade do dielétrico. Detalhes da dedução de (2.11) a partir das equações de Maxwell estão no Apêndice A. As partes real e imaginária de (2.11) são chamadas de constante de atenuação e constante de fase, respectivamente. A relação entre a frequência (ω) e a constante de fase define a velocidade de fase da onda:

$$v_1 = \frac{1}{\sqrt{\mu \cdot \epsilon} \cdot \left(1 + \frac{\sigma^2}{8 \cdot \omega^2 \cdot \epsilon^2} \right)} \quad (2.12)$$

A velocidade v_1 foi deduzida para um dielétrico com perdas, ou seja, dielétrico com condutividade $\sigma \neq 0$. Neste caso, os campos elétrico e magnético não estão em fase. Contudo, se a tangente de perdas dada pela relação $\sigma/\omega \cdot \epsilon$ for desprezível, como mostra a Fig. 2.10, a velocidade pode ser escrita em função somente da permeabilidade e da permissividade do material dielétrico, ou seja:

$$v_1 = \frac{1}{\sqrt{\mu \cdot \epsilon}} \quad (2.13)$$

Normalmente os materiais isolantes utilizados nos cabos são feitos à base de polietileno, polipropileno e poliestireno (Cotrim, 1985). Cabos usados em prospecção de petróleo usualmente são feitos de PVC (cloreto de polivinila) segundo Lima (1998). A Fig. 2.10 mostra a variação da tangente de perdas do poliestireno em função da frequência (von Hippel, 1954) e a tabela 2.3 mostra valores típicos para a tangente de perdas fornecida por um fabricante nacional de cabos.

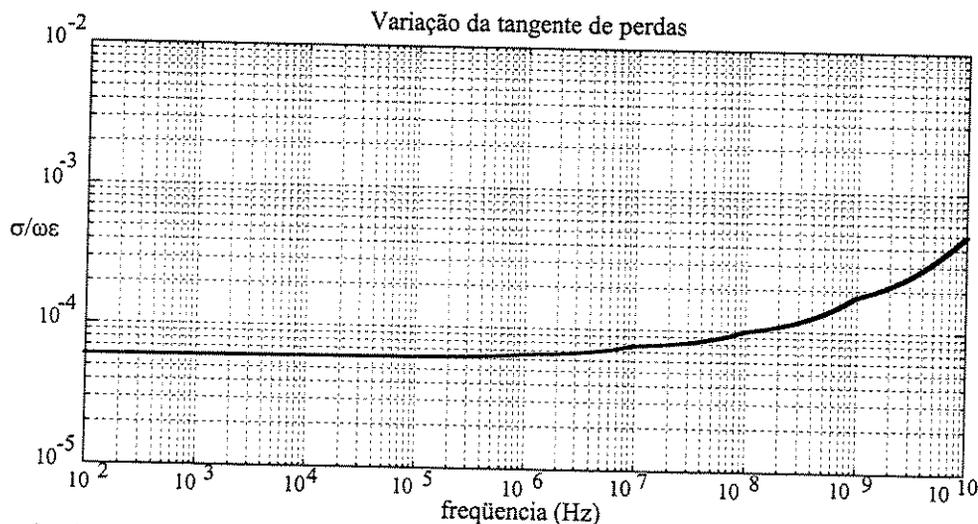


Fig. 2.10. Variação da tangente de perdas do poliestireno em função da frequência.

Note que a tangente de perdas, elevada ao quadrado e dividida por oito como indicado em (2.12), é muito menor que a unidade. Portanto, a equação (2.13) pode fornecer uma boa aproximação do valor da velocidade de um pulso de tensão num cabo elétrico.

Magneticamente, os materiais isolantes citados anteriormente são classificados como diamagnéticos. Em geral estes materiais apresentam polarização magnética tão fraca que a permeabilidade relativa (μ_r) pode ser considerada igual à do espaço livre (von Hippel, 1954). Logo, a permeabilidade pode ser aproximada à permeabilidade no espaço livre (μ_0), ou seja:

$$\mu = \mu_r \cdot \mu_0 = 0,99999 \cdot \mu_0 \cong \mu_0 \quad (2.14)$$

Considerando esta característica e substituindo a permissividade por $\epsilon = \epsilon_r \cdot \epsilon_0$, onde ϵ_0 é a permissividade do espaço livre, a expressão da velocidade é simplificada para:

$$v_1 \cong \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.15)$$

sendo ϵ_r a permissividade relativa do material e c a velocidade da luz no espaço livre dada por $c = 1/\sqrt{\epsilon_0 \cdot \mu_0}$.

Concisamente, a velocidade é função somente da permissividade relativa do material isolante que compõe os cabos elétricos. Valores aproximados de permissividade relativa e a velocidade de propagação correspondente, calculada através de (2.15), são apresentados na Tabela 2.2 e 2.3.

Tabela 2.2. Permissividade relativa (ϵ_r) e velocidade de propagação de ondas (v_l) para alguns dielétricos (Skibinsky, 1997; Hayt, 1989).

Material Isolante (dielétrico)	Permissividade Relativa (ϵ_r)	Velocidade de propagação (v_l) em m/s	Percentual em relação à velocidade da luz $c=3,0 \times 10^8$ m/s, sendo $\epsilon_0=8,85 \times 10^{-12}$ F/m e $\mu_0=4\pi \times 10^{-7}$ H/m.
PVC	4,5	$1,41 \times 10^8$	47,1 %
Hypalon	9-11	$1,0 \times 10^8$ - $0,9 \times 10^8$	33,3% – 30,1%
Teflon	2,1	$2,07 \times 10^8$	69%
Polietileno (puro)	2,26	$1,99 \times 10^8$	66,5%
Poliestireno (puro)	2,56	$1,87 \times 10^8$	62,5%
Polipropileno (puro)	2,25	$2,0 \times 10^8$	66,6%

Contudo, o conhecimento do valor exato de permissividade relativa nem sempre está disponível. Comparando os valores de ϵ_r das tabelas 2.2 e 2.3, fica claro que a permissividade varia de acordo com o fabricante. Além disso, para aplicações petrolíferas o cabo está sujeito à corrosão por compostos químicos (Barras *et alii*, 1997). A resistência ao envelhecimento é uma das características do dielétrico do cabo indicada pelo próprio fabricante como mostra a tabela 2.3.

Tabela 2.3. Características de materiais tipicamente usados para isolação em cabos elétricos (INBRAC,1999).

Características	XLPE (polietileno reticulado)	EPR (borracha etileno-propileno)	PE (polietileno linear)	PVC (cloreto de polivinila)
Resistência ao envelhecimento	Boa	Boa	Boa	Regular
Permissividade Relativa (ϵ_r)	2,6	3,0	2,3	5,7
Tangente de perdas ($\sigma/\omega.\epsilon$)	0,001	0,003	0,0005	0,07

Em ambientes industriais o envelhecimento pode ser acelerado devido às condições ambientais. Logo, como consequência da deterioração do material isolante do cabo, ocorre a alteração da permissividade. Portanto uma forma prática, baseada em dados experimentais, é imprescindível para uma boa estimativa da velocidade e será apresentada no item 2.5.

2.4.b. Teoria de linhas de transmissão

Introduzir uma linha de transmissão num espaço onde existem ondas planas uniformes (TEM) se propagando é como definir uma direção de propagação para as mesmas. Isto é válido se a condutividade dos condutores da linha de transmissão for suficientemente alta, de tal forma que o efeito da resistência série seja desprezível no cálculo da constante de propagação. Isto garante que as ondas planas, agora guiadas pela linha, continuem sendo praticamente do modo TEM. Então as características das ondas TEM guiadas por linhas de transmissão são análogas àquelas das ondas planas uniformes se propagando em um dielétrico com perdas, discutido na seção anterior.

De acordo com a teoria de linhas de transmissão apresentada no Apêndice B, a velocidade de propagação de uma onda num cabo elétrico pode ser expressa por:

$$v_2 = \frac{1}{\sqrt{L.C}} \frac{1}{\left[1 + \frac{1}{8.\omega^2} \left(\frac{R}{L} - \frac{G}{C} \right)^2 \right]} \quad (2.16)$$

onde R, L, G e C são a resistência, a indutância, a condutância e a capacitância do cabo, respectivamente. A resistência e a indutância variam com a frequência do sinal que está sendo transmitido pelo cabo. Esta variação é devida ao efeito pelicular, tratado no capítulo 3.

A variação da velocidade em função da frequência, obtida de (2.16) normalizada para $1 \text{ p.u.} = 1/\sqrt{L.C}$, é mostrada na Fig. 2.11. As curvas foram obtidas a partir de valores reais dos parâmetros elétricos de cabos para a frequência de 60 Hz. Estes cabos são usados na indústria e em sistemas de prospecção de petróleo.

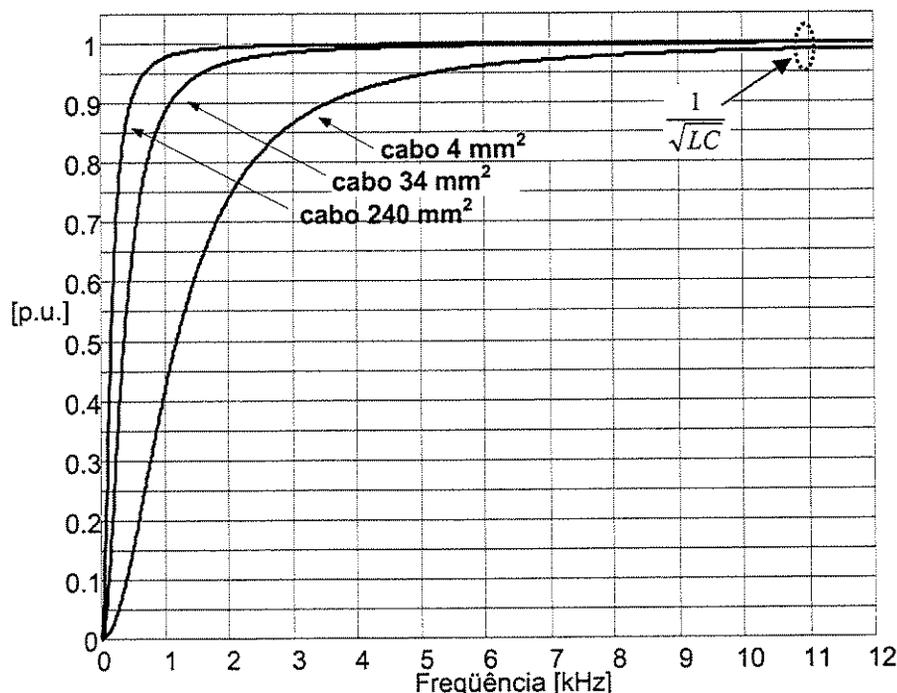


Fig. 2.11. Variação da velocidade de propagação em função da frequência de oscilação do cabo (f_o).

Note que para frequências elevadas a velocidade tende para 1 p.u., ou seja:

$$v_{2_Ltotal} \cong \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.17)$$

Esta expressão é válida para frequências suficientemente elevadas de tal forma que $R \ll \omega L$ e $G \ll \omega C$. O cabo de 4 mm^2 (Vendrusculo e Pomilio, 1999) é empregado em plantas industriais e os cabos de 34 mm^2 (Pomilio *et alii*, 1996) e 240 mm^2 (Rad, 1995a) são típicos de sistemas de prospecção de petróleo. O emprego da equação da velocidade para alta frequência pode ser feito se a frequência de oscilação for suficientemente elevada. No entanto, geralmente (2.17) é válida nos sistemas de acionamento com cabos longos. Uma análise simples da Fig. 2.11 indica que a velocidade é 0.99 p.u. na frequência de 11 kHz para o cabo de 4 mm^2 . Sendo a velocidade de propagação no cabo, com isolamento de PVC, de aproximadamente metade da velocidade da luz como indicado na Tabela 2.2. Para que uma oscilação na frequência e velocidade supracitada se propague, é necessário, segundo (2.10), que o cabo tenha o comprimento de 3204 metros. Do ponto de vista prático este comprimento é inviável para um cabo de 4 mm^2 devido ao elevado valor de resistência. Categoricamente o cabo será mais curto e conseqüentemente a frequência de oscilação será maior que 11 kHz de acordo com (2.10), permitindo então o uso da expressão (2.17). Note que o erro no cálculo da velocidade será menor que 1%. Uma análise semelhante pode ser feita para os cabos de maior dimensão.

Contudo, a indutância L em (2.17) varia em função do efeito pelicular. Fisicamente, a indutância L pode ser dividida em duas parcelas: a indutância devida somente ao campo magnético externo (L_e) e a

indutância interna ao condutor (L_i), esta última variável em função do efeito pelicular. No entanto para altas frequências a indutância interna é pequena quando comparada à indutância externa. A Fig. 2.12 mostra o erro percentual entre a velocidade definida em (2.17) e a velocidade considerando somente a indutância externa (L_e) dada por:

$$v_{2_Le} \cong \frac{1}{\sqrt{L_e \cdot C}} \quad (2.18)$$

A indutância interna, considerada para a computação da velocidade segundo (2.17), foi calculada usando funções de Bessel descritas no capítulo 3.

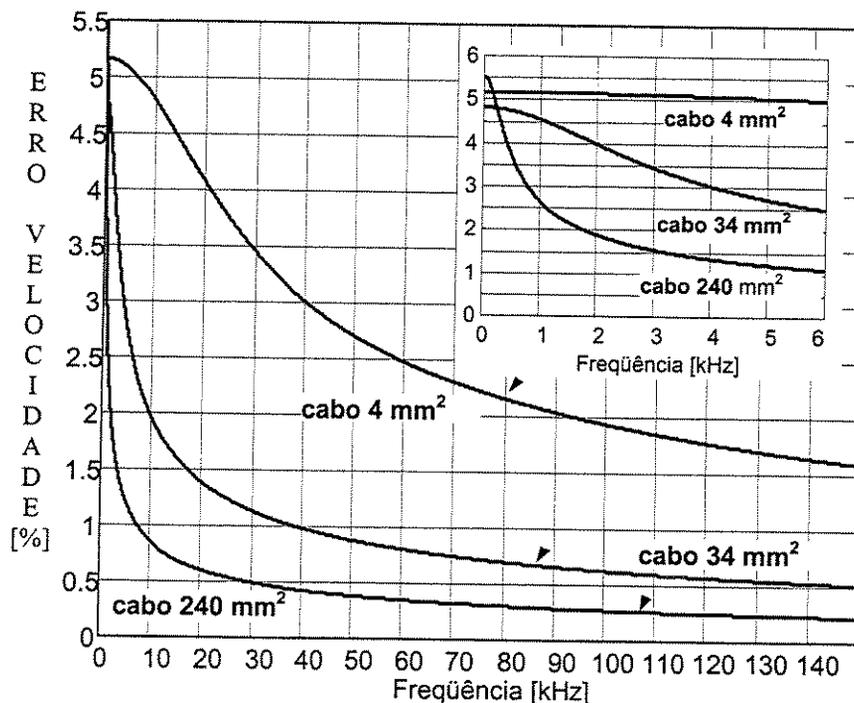


Fig. 2.12. Erro percentual de velocidade de propagação.

Note que o erro em baixas frequências decresce correspondentemente a uma diminuição na bitola do cabo. A região de baixas frequências conduz a erros máximos de 5,5% para, por exemplo, um cabo de 240mm². Contudo, para que uma frequência de oscilação do cabo esteja nesta região é necessária a utilização de cabos extremamente compridos. A frequência de oscilação em torno de 739 Hz, para o cabo de 240mm² com comprimento de 30km, foi apresentada por Rad *et alii* (1995a) como resultado de simulação de um sistema prático. De acordo com a Fig. 2.12, nesta frequência o erro de velocidade está em torno de 2,9%. Para o cabo de 34mm², simulações apresentadas por Pomilio *et alii* (1996), resultaram na frequência de oscilação de 2,54kHz para um comprimento de 10km. O erro de velocidade correspondente é de 3,7%.

O acima exposto mostra que a indutância interna pode ser desprezada no cálculo da velocidade de acordo com o limite de precisão necessário.

2.5 Estimação dos parâmetros elétricos de cabos – técnica da frequência natural

Para determinar *on-line* os parâmetros elétricos do cabo, propõe-se o uso da frequência natural de oscilação do cabo (f_o). O primeiro parâmetro a ser determinado, a partir da medição de f_o , é a permissividade relativa do dielétrico (ϵ_r). Tanto a partir da análise gráfica de ondas viajantes (2.10), quanto a partir da teoria de propagação de ondas planas uniformes (2.15), é possível calcular a velocidade de propagação de ondas em cabos elétricos. Logo, substituindo (2.15) em (2.10), ou vice-versa, produz:

$$\epsilon_r = \left(\frac{c}{4l_c f_o} \right)^2 \quad (2.19)$$

onde c é a velocidade da luz no espaço livre. Assim, conhecido o comprimento do cabo (l_c) e, uma vez medida *on-line* a frequência f_o , a permissividade relativa é utilizada para calcular a capacitância por unidade de comprimento entre duas fases do cabo (Hayt, 1989):

$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_o \pi}{\cosh^{-1} \left(\frac{d}{2r} \right)} \quad (2.20)$$

onde d e r são a distância entre duas fases (condutores) quaisquer e o raio de um condutor do cabo, respectivamente. Substituindo (2.19) em (2.20) e sendo $c = 1/\sqrt{\epsilon_o \cdot \mu_o}$ resulta que a capacitância em termos de f_o é dada por:

$$C = \frac{\pi}{\mu_o (4l_c f_o)^2} \frac{1}{\cosh^{-1} \left(\frac{d}{2r} \right)}. \quad (2.21)$$

A indutância L de dois condutores do cabo pode ser obtida a partir da capacitância. Novamente tomando (2.15), mas agora comparada com o cálculo da velocidade (2.17), deduzido através da teoria de linhas de transmissão, vem que:

$$L = \frac{\epsilon_r}{c^2 C} \quad (2.22)$$

Substituindo $c = 1/\sqrt{\epsilon_o \cdot \mu_o}$ e a permissividade relativa dada por (2.19) resulta:

$$L = \frac{1}{(4l_c f_o)^2} \frac{1}{C} \quad (2.23)$$

Logo, a indutância por unidade de comprimento pode ser calculada a partir de f_o e do valor da capacitância. Da analogia entre a teoria de propagação de ondas planas do apêndice A e a teoria de linhas de transmissão do apêndice B, resulta que a tangente de perdas é análoga à razão entre a condutância e capacitância como segue:

$$\frac{\sigma}{\omega \varepsilon} = \frac{G}{\omega C} \quad (2.24)$$

No entanto, substituindo (2.19) e a expressão para a velocidade no espaço livre em (2.24) decorre que:

$$G = \sigma \mu_o (4l_c f_o)^2 C \quad (2.25)$$

onde σ é a condutividade do material isolante do cabo.

Determinados os parâmetros elétricos através de (2.21), (2.23) e (2.25) é possível traçar a resposta em frequência dos sistemas ICM e ITCM como será visto no próximo capítulo. Por ora, cabe analisar alguns aspectos práticos a respeito da medição de f_o . A seguir é apresentada uma análise *off-line* da medida da frequência f_o para validação da técnica proposta para a estimação dos parâmetros elétricos de cabos.

2.5.a. Resultados Experimentais

Uma característica comum em sistemas de acionamento através de cabos longos é a inacessibilidade dos terminais do motor. Normalmente, em acionamento petrolífero o motor pode estar submerso ou mesmo, em sistemas industriais, o motor pode estar instalado muito distante da fonte de alimentação. Considerando este contexto, é preferível e muitas vezes necessário, para a determinação de frequência f_o , observar as oscilações nos sinais de corrente na saída do inversor, ao invés do sinal de tensão nos terminais do motor. A Fig. 2.13 mostra as oscilações para um sistema ICM. Estes resultados foram obtidos do sistema protótipo montado em laboratório que consiste de um motor de trifásico com tensão de alimentação de 220/380V para conexões Δ/Y e potência de 0,5CV. O cabo tem seção transversal de 4mm^2 , comprimento total de 990 metros e isolação em composto termoplástico à base de cloreto de polivinila (PVC), fabricado por INBRAC (1999). O inversor trifásico é composto por transistores de efeito de campo (MOSFET) com “risetime” típico de 150ns.

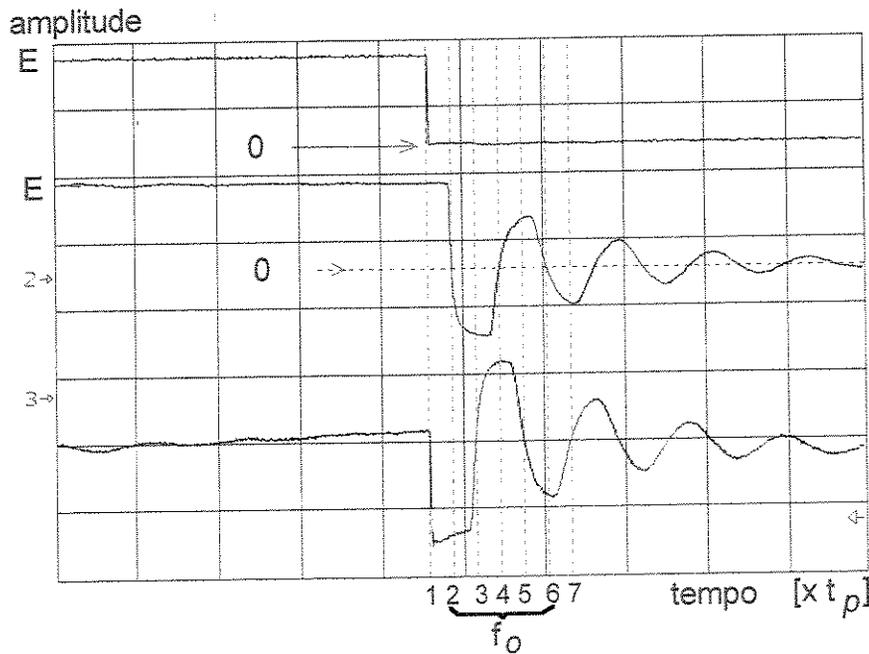


Fig. 2.13. Formas de onda para um sistema ICM. Curva superior: Degrau de tensão (250V/div). Curva mediana: Tensão nos terminais do motor. Curva inferior: Corrente na saída do inversor (2A/div). Escala horizontal (25μs/div).

As características dos elementos do protótipo se encaixam nas condições para a existência de oscilações discutida no item 2.3. Ou seja, o comprimento do cabo (990m) extrapola o comprimento crítico indicado na Tabela 2.1 e o tempo de subida do pulso é muito menor que o tempo de propagação (t_p) do pulso de tensão no cabo. Um pulso de tensão que transita do valor de tensão E no elo CC (Corrente Contínua) do inversor para zero é observado na curva superior. A conseqüente sobretensão nos terminais do motor é mostrada na curva do meio. Logo, estas duas curvas podem ser comparadas às da Fig. 2.6 e/ou da Fig. 2.9, obtidas a partir da análise gráfica de ondas viajantes. Convém notar que as ondas da Fig. 2.13 aparecem invertidas em relação às da Fig. 2.6 porque esta foi desenvolvida para uma transição inversa. Contudo, claramente é possível identificar o atraso das tensões, associado à propagação, nos instantes 1 e 2 da escala de tempo múltipla de t_p . No instante 2, o pulso alcança os terminais do motor e ocorre a reflexão, carregando o cabo com a tensão E negativa, vista no instante 3. Daí em diante, à medida que as reflexões ocorrem, a tensão oscila em torno do valor zero e no instante 6 um ciclo é completado, ou seja, novamente a tensão passa de um valor positivo para negativo. Ou, de acordo com a análise gráfica conduzida no item 2.2.b, o pulso refletido percorre o cabo 4 vezes completando um ciclo de reflexões.

O período da frequência natural de oscilação do cabo (f_o), definida em (2.5) em função de t_p , é identificado como sendo o intervalo de tempo entre os instantes 2 e 6 na tensão nos terminais do motor. Note que f_o também é identificada nas oscilações de corrente (curva inferior da Fig. 2.13) com um atraso em relação à tensão, ou seja, entre os instantes 3 e 7.

A medida do tempo de propagação, usando um osciloscópio digital, é de $7,46\mu\text{s}$ resultando $f_o=33,5\text{kHz}$. Logo, os parâmetros do cabo podem ser calculados como proposto no item 2.5. A permissividade relativa do dielétrico definida por (2.19) é:

$$\varepsilon_r = \left(\frac{3 \times 10^8}{4 \times 990 \times 33500} \right)^2 = 5,11$$

Portanto, a velocidade de propagação da onda é 44% da velocidade da luz, segundo (2.15). Estes resultados estão próximos aos valores de referência, para cabos com isolamento de PVC, apresentados nas tabelas 2.2 e 2.3. Determinado ε_r , a capacitância entre dois condutores quaisquer do cabo, definida em (2.21), é:

$$C = \frac{\pi}{4\pi \times 10^{-7} (4 \times 990 \times 33500)^2} \frac{1}{\cosh^{-1} \left(\frac{4,62}{2,1,12} \right)} = 106 \text{ pF/m}$$

onde 4,62 e 1,12 são as dimensões, em milímetros, da distância entre dois condutores e o raio de um condutor do cabo, respectivamente. E a indutância interna mais a externa, para dois condutores é, de (2.23):

$$L = \frac{1}{(4 \times 990 \times 33500)^2} \frac{1}{106 \times 10^{-12}} = 536,1 \text{ nH/m}$$

De posse destes valores, é possível calcular a impedância característica do cabo (Z_o) da seguinte forma (Hayt, 1989):

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{536,1 \times 10^{-9}}{106 \times 10^{-12}}} = 71,12 \Omega$$

Note que o valor de impedância obtido está dentro da faixa esperada, conforme indicado na Fig. 2.3. Considerando uma condutividade para o PVC (material isolante do cabo) $\sigma \approx 10^{-9} \text{ S/m}$ resulta de (2.25) que a condutância é:

$$G = 10^{-9} 4\pi \times 10^{-7} (4 \times 990 \times 33500)^2 106 \times 10^{-12} = 2,33 \text{ nS/m}$$

Normalmente, muitos autores consideram a condutância praticamente nula. No entanto, embora com pouco efeito, a mesma será considerada no cálculo da resposta em frequência apresentado no capítulo 3.

A técnica da frequência natural é particularmente interessante na estimação de parâmetros elétricos porque está baseada em equações oriundas das teorias clássicas de propagação de ondas. Outras metodologias normalmente empregam a teoria de circuitos para calcular os parâmetros a partir de resultados obtidos de ensaios específicos para tal. Nestes casos, cuidados devem ser tomados com

respeito ao comprimento do cabo e a frequência usada durante o ensaio. Uma breve sinopse de métodos utilizados para determinar parâmetros de cabos é apresentada a seguir.

2.5.b. Medida de parâmetros elétricos através de “LCR meter”

Uma técnica muito comum para a medida dos parâmetros elétricos é utilizar um instrumento de medidas de indutância (L), capacitância (C) e resistência (R), chamado analisador de LCR. (Ogasawara e Akagi, 2000; Skibinsky *et alii*, 1998; Von Jouanne *et alii*, 1995). A configuração normalmente utilizada para fazer as medidas ou ensaios é mostrada na Fig. 2.14.

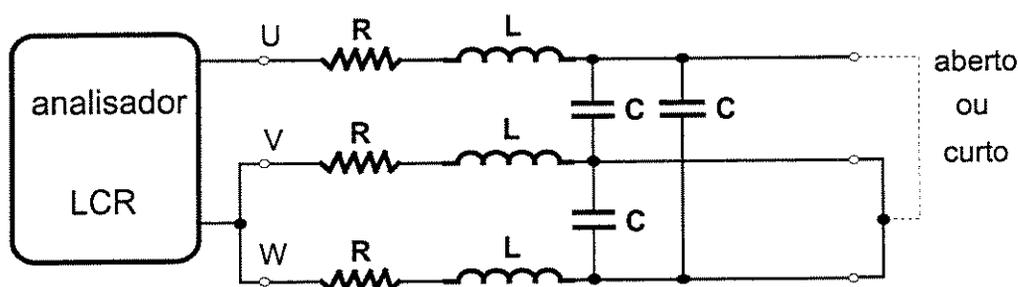


Fig. 2.14. Configuração para medida dos parâmetros do cabo com analisador de LCR.

O procedimento para efetuar a medida de capacitância consiste em deixar os terminais em aberto e para a medida da indutância, curto-circuitados. O valor de capacitância, lida diretamente no LCR, é interpretada como um valor (C_a) resultante da associação das capacitâncias (C). O valor C_a é calculado através da teoria de circuitos, depois de efetuada a transformação triângulo-estrela (Δ/Y) das capacitâncias C, como apresentado no Apêndice C. Em cabos que não contém proteção metálica, C é dada por:

$$C = \frac{C_a}{2} \quad (2.26)$$

De (2.26) resulta a capacitância total, ou seja, para todo o comprimento do cabo (l_c). O valor por unidade de comprimento é obtido dividindo (2.26) por l_c .

No entanto, cuidados devem ser tomados para a aplicação deste método. Para que a indutância distribuída do cabo não interfira na medida da capacitância, é necessário que a frequência injetada pelo LCR (f_{LCR}) seja muito menor que a frequência natural de oscilação do cabo (f_o). Se, por exemplo, um cabo tem $l_c=10m$ e $f_o=2,5MHz$ é necessário que $f_{LCR} \ll f_o$, caracterizando que $\frac{1}{4}$ do comprimento de onda de f_{LCR} ($\lambda_{1/4}$) é muito maior que 10 metros. Neste caso o cabo é visto pelo LCR como tendo parâmetros concentrados, ou seja, a variação de corrente na indutância distribuída é pequena, garantindo uma queda

de tensão desprezível ao longo do cabo. Desta forma, o mesmo valor de tensão aplicado no início estará presente no final do cabo e as correntes circulando pelas capacitâncias distribuídas serão iguais. Quando esta regra não é satisfeita, o LCR acusa a diminuição da capacitância proporcionalmente ao aumento da frequência injetada (Skibinsky *et alii*, 1998).

Esta metodologia foi aplicada para a medida dos parâmetros do sistema protótipo. Os dados obtidos no item 2.5a são: frequência $f_o=33,5\text{kHz}$, velocidade de propagação $v=0,44c=1,32 \times 10^8$ m/s e $l_c=990\text{m}$. As frequências injetadas pelo LCR foram 100Hz, 1kHz e 10kHz. Os parâmetros medidos, bem como os comprimentos de onda das frequências injetadas ($\lambda_{1/4}$), são mostrados na tabela 2.4.

Tabela 2.4. Parâmetros elétricos medidos com analisador de LCR

Frequência injetada (f_{LCR}) [Hz]	$\lambda_{1/4}$ [m]	Capacitância (C) [pF/m]	Indutância (L) [nH/m]
100	330000	99,17	635
1000	33000	89,45	410
10000	3300	79,47	390

Nitidamente a capacitância diminui à medida que o comprimento de onda da frequência injetada aproxima-se do comprimento do cabo $l_c=990\text{m}$. O valor de 99,17pF/m desvirtua em 6,53% de 106,1pF/m que é o valor estimado usando a técnica da frequência natural.

A tabela 2.4 mostra que a indutância, medida curto-circuitando os terminais do cabo, também sofre variações com a frequência. Claramente, o curto-circuito aplicado no final do cabo não garante que toda a capacitância distribuída ao longo do cabo seja eliminada. Possivelmente, próximo ao LCR, circulam correntes entre os condutores do cabo. Logo, para um aumento da frequência injetada, corresponde um aumento da reatância indutiva do cabo, diminuindo a corrente drenada do LCR. Contudo, ao mesmo tempo existe uma fuga de corrente entre os condutores próximos ao LCR, aumentando a circulação de corrente. O contrabalanço existente afeta a medida de indutância de uma forma difícil de ser compensada. Para os capacitores da Fig. 2.14, conectados em estrela, a indutância resultante segundo a teoria de circuitos é $L_r=3/2L$. O LCR acusa o valor de indutância total, ou seja, indutância externa e interna do fio. Contudo não é possível a comparação com os resultados obtidos segundo a técnica da frequência natural, pois seria necessário aumentar a frequência do sinal injetado pelo LCR, incorrendo no problema de circulação de corrente pelas capacitâncias do cabo, como explicado acima.

Conclusivamente a medida de parâmetros, usando analisador de LCR, deve ser ponderada de acordo com o comprimento do cabo e as frequências que o equipamento pode injetar. Para não incorrer em erros, é recomendável conhecer a frequência natural de oscilação do cabo a priori.

Notadamente a técnica da frequência natural resolve este problema e não carece de um ensaio específico do cabo. Adicionalmente, a técnica permite a estimação dos parâmetros *on-line*, ou seja, com o sistema em operação, como será visto nos próximos capítulos.

2.6 Considerações finais

Os resultados obtidos mostram que a análise gráfica de ondas viajantes é oportuna para o entendimento do fenômeno das reflexões. O período da frequência natural de oscilação do cabo (f_o) e o perfil da forma de onda de tensão nos terminais do motor são bem caracterizados por tal análise. Resultados experimentais mostram que o perfil da forma de onda da corrente na saída do inversor é o mesmo da tensão. Logo a corrente pode ser utilizada para a identificação de f_o .

A técnica da frequência natural, que consiste na estimação dos parâmetros do cabo a partir de f_o , é baseada na teoria de propagação de ondas planas e da teoria de linhas de transmissão que fornecem suporte satisfatório para deduzir as equações necessárias.

Outras metodologias para estimação normalmente empregam a teoria de circuitos para calcular os parâmetros. No entanto, tais metodologias demandam prévio conhecimento da frequência de ressonância do sistema. Na técnica da frequência natural a frequência f_o já está naturalmente incorporada.

Adicionalmente, a técnica da frequência natural pode ser implementada em aplicações *on-line* dado que o maior esforço computacional é somente o cálculo de uma função cosseno hiperbólico, como será visto no próximo capítulo.

3

Resposta em Freqüência

3.1 Introdução

Uma vez determinados os parâmetros elétricos do cabo, serão deduzidas expressões, para a impedância e o ganho de tensão, que permitam analisar os sistemas ICM e ITCM no domínio da freqüência. A resposta em freqüência permite identificar freqüências críticas ou de ressonância, intrínsecas a ambos sistemas e que, se externamente excitadas, produzem efeitos indesejados, tais como sobretensões e sobrecorrentes. As freqüências críticas são caracterizadas como a freqüência natural de oscilação do cabo (f_o), definida no capítulo 2 para os sistemas ICM, e a freqüência de ressonância (f_r) nos sistemas ITCM. Obtida a resposta em freqüência poder-se-á estabelecer uma estratégia de modulação, de tal forma que a tensão na saída do inversor não possua um espectro com freqüências harmônicas coincidentes com f_o ou f_r .

O efeito pelicular é considerado nos modelos para análise em freqüência e é tratado em específico. Originalmente o efeito pelicular é descrito no domínio da freqüência por funções de Bessel. Contudo, é mostrado que funções hiperbólicas podem ser alternativamente utilizadas como uma aproximação para este efeito, visando menor esforço computacional.

Por último, uma nova metodologia é proposta para a determinação das resistências e indutâncias de um circuito equivalente representativo do efeito pelicular no domínio do tempo.

3.2 Sistemas ICM

Para o estudo do sistema ICM, prevalece o conhecimento do cabo. Assim, as expressões da tensão e da corrente ao longo do cabo são obtidas a partir da teoria de linhas de transmissão. Os apêndices B e D

apresentam em detalhes a teoria necessária para obter equações de tensão e corrente ao longo do cabo. A seguir é apresentada a impedância vista dos terminais de alimentação (Z_{ICM}) e a função de transferência de tensão ($G_{V_{ICM}}$).

3.2.a Impedância de entrada - Z_{ICM}

A impedância vista dos terminais de alimentação do sistema, deduzida no apêndice D, em função das grandezas nos terminais do motor, é dada por:

$$Z_{ICM} = Z_o \frac{Z_m + Z_o \tanh(\gamma d)}{Z_o + Z_m \tanh(\gamma d)}. \quad (3.1)$$

Onde Z_m e Z_o são respectivamente a impedância do motor e a impedância característica do cabo, ilustradas na Fig. D.1. O cabo tem comprimento l_c e a variável d é a distância medida a partir dos terminais do motor. Considerando a impedância do motor muito maior que a impedância do cabo ($Z_m \gg Z_o$), a impedância vista dos terminais de alimentação (Z_s) é:

$$Z_s = Z_{ICM}(d = l_c) = Z_o \frac{1}{\tanh(\gamma l_c)}. \quad (3.2)$$

A impedância característica é escrita em função dos parâmetros elétricos do cabo (apêndice D):

$$Z_o = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}} \quad (3.3)$$

sendo γ a constante de propagação de onda no cabo, dada por (ver apêndice D):

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (3.4).$$

Convém lembrar que os parâmetros resistência e indutância do cabo variam devido ao efeito pelicular, tratado no item 3.4.

3.2.b Função de transferência ou ganho de tensão - $G_{V_{ICM}}$

Determinando a relação entre a tensão no final do cabo, ou nos terminais do motor, e a tensão no início do cabo, ou nos terminais de alimentação, é possível delimitar faixas de frequências associadas à causa de sobretensões e sobrecorrentes no sistema ICM. Esta relação ou ganho de tensão é algebricamente obtido tomando a tensão, escrita em função das grandezas do terminal de alimentação (V_s e Z_s) e deduzida no apêndice D como D.13, ou seja:

$$V = V_s \left\{ \cosh(\gamma z) - \frac{Z_o}{Z_s} \sinh(\gamma z) \right\}. \quad (3.5)$$

Onde V_S e Z_S são a tensão e a impedância no início do cabo e z é a distância medida a partir dos terminais de alimentação do sistema. Assim sendo, a tensão nos terminais do motor (V_M) é obtida fazendo $z=l_c$, donde resulta que:

$$V_M = V(z = l_c) = V_S \left\{ \cosh(\gamma l_c) - \frac{Z_o}{Z_S} \sinh(\gamma l_c) \right\}. \quad (3.6)$$

Substituindo a impedância Z_S , definida em (3.2), e após algumas manipulações algébricas, decorre que o ganho de tensão G_{V_ICM} é:

$$G_{V_ICM} = \frac{V_M}{V_S} = \frac{1}{\cosh(\gamma l_c)}. \quad (3.7)$$

3.2.c Exemplos de curvas para o ganho de tensão G_{V_ICM} e a impedância Z_{ICM}

A seguir são mostradas curvas para um cabo com 8km de comprimento do tipo BCSS 3x2 AWG (34 mm²), fabricado por Lawrence Technology e utilizado em bombeamento submerso. A Fig. 3.1 mostra o ganho de tensão e a impedância para um sistema ICM considerando o efeito pelicular, inserido nos parâmetros elétricos segundo funções de Bessel.

A curva de ganho de tensão mostra as várias frequências de ressonância que estão associadas às sobretensões no sistema. Fazendo uma analogia com o modelamento via circuitos elétricos, os picos em G_{V_ICM} correspondem a ressonância série, quando a impedância tende a valores mínimos. Devido ao efeito pelicular, os picos diminuem para um correspondente aumento na frequência.

Contudo, do ponto de vista prático, em geral a primeira ressonância é de maior importância devido à maior amplificação que produz em caso de ser excitada por algum harmônico da fonte de alimentação (inversor). As outras ressonâncias quando excitadas, produzem amplificação menor. Nos sistemas ICM, a primeira ressonância é chamada de frequência natural de oscilação do cabo (f_o), como visto no capítulo 2.

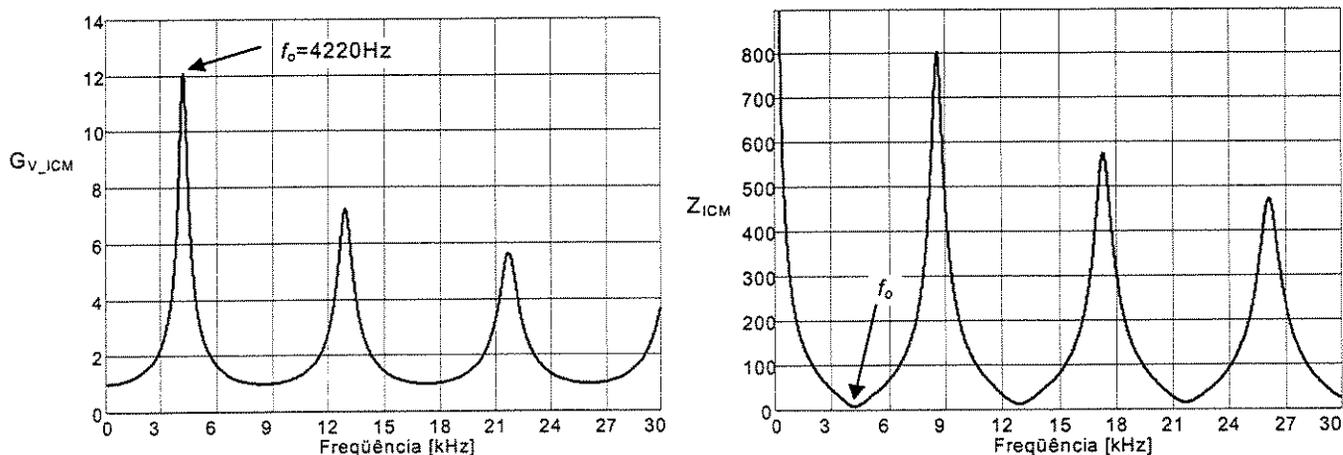


Fig. 3.1. Ganho de tensão G_{V_ICM} (esquerda) e impedância Z_{ICM} (direita) para um sistema ICM.

A predominância da primeira ressonância ou f_0 pode ser vista, no domínio do tempo, na forma de onda de tensão nos terminais do motor, como mostra a Fig. 3.2. As formas de onda da Fig. 3.2 foram obtidas através do programa fornecido por Matias (1998).

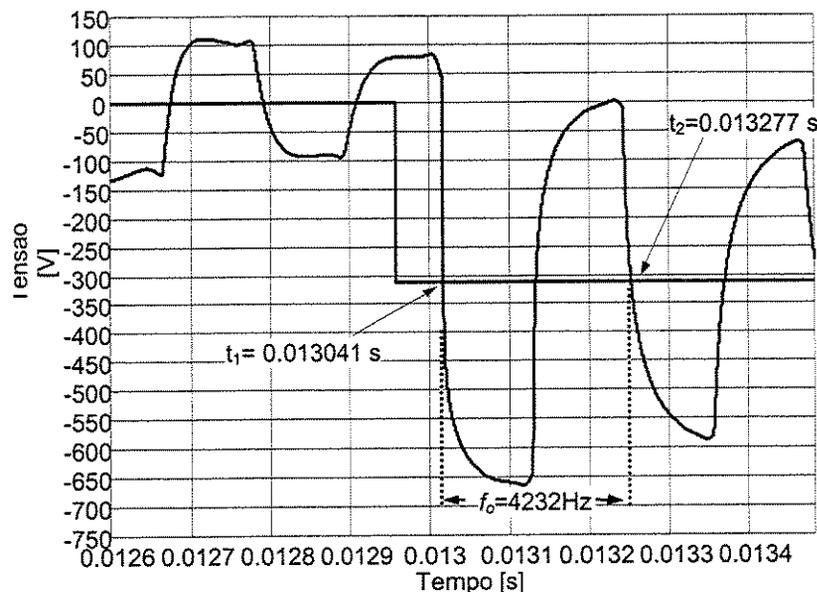


Fig. 3.2. Efeito da primeira ressonância no domínio do tempo (Matias, 1998).

A Fig. 3.2 mostra detalhes das tensões na saída do inversor e nos terminais do motor. A tensão no motor possui uma oscilação que pode ser associada predominantemente à primeira ressonância identificada na resposta em frequência. O valor da frequência, respectiva a esta oscilação, e de acordo com a definição da frequência natural de oscilação do cabo descrita no capítulo 2, é $f_0 = 4232\text{Hz}$. Ou seja, muito próximo do valor da primeira ressonância de 4220Hz na Fig. 3.1.

3.2.c.1 Influência da indutância interna

A frequência $f_o=4220\text{Hz}$, lida na curva de ganho da Fig. 3.1, está relacionada com os parâmetros elétricos de acordo com (2.23), resultando:

$$f_o = \frac{1}{4l_c} \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.8)$$

Os parâmetros elétricos (Vendrusculo e Pomilio,1999), por fase, medidos para a frequência de 60 Hz, são: $C=160\text{pF/m}$; $L=360\text{nH/m}$ e $R=0,57\text{m}\Omega/\text{m}$. Assim, a partir destes parâmetros obtém-se, para o sistema com 8km de cabo, $f_o= 4118\text{Hz}$. Convém lembrar que L compreende a soma das indutâncias externa e interna, esta última variável devido ao efeito pelicular. Note que, de acordo com a definição no item 2.5.a, (2.23) ou (3.8) devem ser utilizadas considerando o valor de indutância na frequência f_o e não para 60Hz, como recém utilizado. A não observância deste detalhe acarreta a diferença entre os valores de frequência lido na Fig. 3.1 e o calculado com (3.8).

A correção pode ser feita, calculando o valor de indutância interna para f_o através das funções de Bessel, discutidas na seção 3.4. Neste caso, para 60 Hz, a indutância interna é $L_i=50\text{nH/m}$ e subtraindo da indutância total $L=360\text{nH/m}$, resulta a indutância devida ao campo magnético externo ao condutor $L_e=310\text{nH/m}$. A indutância interna para $f_o=4220\text{Hz}$ é, segundo Bessel $L_i=30,18\text{nH/m}$, que por sua vez adicionada à externa produz a nova indutância total $L=340,18\text{nH/m}$. Este é o valor correto a ser utilizado em (3.8), produzindo $f_o=4237\text{Hz}$, ou seja, muito próximo do valor obtido da resposta em frequência na Fig. 3.1.

Para este trabalho, o cálculo anterior serve somente como exemplo, uma vez que na implementação prática, as expressões (2.23) e (3.8) são utilizadas para determinar os parâmetros do cabo a partir de f_o e não ao contrário. Contudo, a pouca diferença observada nos resultados, quando utilizando os parâmetros do cabo para 60Hz em (3.8), permite que esta última seja utilizada na literatura para estimação da frequência natural de oscilação do cabo (Pomilio *et alli*, 1996).

3.3 Sistemas ITCM

O apêndice E apresenta sucintamente o modelo do transformador, considerando o efeito da magnetização, e as expressões para o ganho de tensão e a impedância do sistema ITCM. Contudo, para sistemas de potência, a corrente de magnetização do transformador pode ser considerada desprezível. A análise em frequência de sistemas ITCM apresentada a seguir é baseada em Rad (1995,1995a).

3.3.a Impedância de entrada (Z_{ITCM})

A impedância vista dos terminais de saída do inversor é dada por (Rad, 1995a):

$$Z_{ITCM} = \frac{Z_o(Z_m + Z_T) \cosh(\gamma l_c) + (Z_o^2 + Z_m Z_T) \sinh(\gamma l_c)}{Z_o \cosh(\gamma l_c) + Z_m \sinh(\gamma l_c)}, \quad (3.9)$$

onde Z_T é a impedância de curto-circuito do transformador, apontada como:

$$Z_T = 2(R_{lr} + j\omega L_{lr}). \quad (3.10)$$

Os parâmetros R_{lr} e L_{lr} são, respectivamente, as resistências e indutâncias de dispersão, dos enrolamentos de primário e secundário, referidos ao lado de alta tensão.

Contudo, considerando que a impedância do motor praticamente não afeta a resposta em frequência do sistema, ou seja, $Z_m \gg Z_o$ e $Z_m \gg Z_T$, vem que:

$$Z_{ITCM} = Z_o \frac{\cosh(\gamma l_c)}{\sinh(\gamma l_c)} + Z_T, \quad (3.11)$$

A mesma consideração, para a relação entre as impedâncias, é aplicada a seguir na dedução da função de transferência.

3.3.b Ganho de tensão (G_{V_ITCM})

O ganho de tensão para o sistema sem carga é (Rad, 1995):

$$G_{V_ITCM} = \frac{Z_m Z_o}{Z_o(Z_m + Z_T) \cosh(\gamma l_c) + (Z_o^2 + Z_m Z_T) \sinh(\gamma l_c)}, \quad (3.12)$$

e para $Z_m \gg Z_o$ e $Z_m \gg Z_T$ resulta,

$$G_{V_ITCM} = \frac{1}{\cosh(\gamma l_c) + \frac{Z_T}{Z_o} \sinh(\gamma l_c)}. \quad (3.13)$$

Note que a transição do sistema ITCM para ICM é percebida fazendo Z_T nulo em (3.11) e (3.13) e comparando com (3.2) e (3.7), respectivamente.

Resultados de simulação foram obtidos para um transformador elevador de 150kVA, ligações 460V(Δ) – 1500V (Y), fabricado por TUSA. Os parâmetros elétricos, referidos ao lado de alta tensão, são: $R_{lr}=63\text{m}\Omega$, $L_{lr}=806\mu\text{H}$.

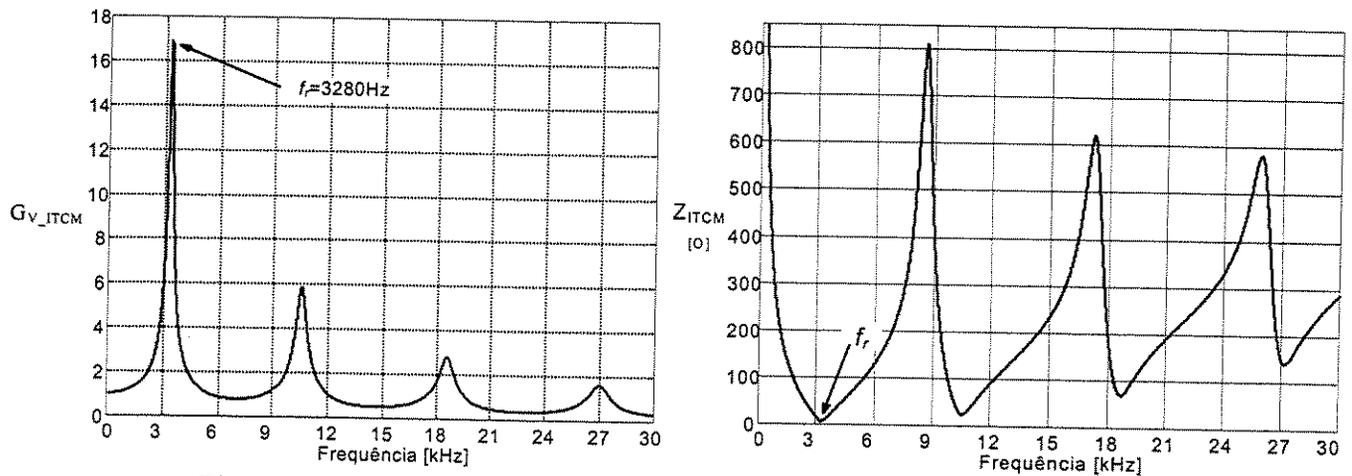


Fig. 3.3. Ganho de tensão G_{V_ITCM} (esquerda) e impedância Z_{ITCM} (direita).

A impedância de curto-circuito do transformador contribui para o aumento da indutância total do sistema, deslocando as frequências de ressonância para a região mais baixa do espectro. À primeira ressonância está associada a frequência $f_r=3280\text{Hz}$, indicada na Fig. 3.3. E tal qual no sistema ICM, esta é a frequência predominante que caracteriza as oscilações observadas, no domínio do tempo, na forma de onda de tensão nos terminais do motor. Num modelo circuital, a primeira ressonância pode ser estimada como sendo resultante da troca de reativos entre a indutância de curto-circuito do transformador adicionada à metade da indutância total do cabo e a capacitância total do mesmo (Pomilio *et alli*, 1996).

A atenuação observada nos picos de ressonância, para ambos sistemas ICM e ITCM é regida pelo aumento da resistência dos condutores com a frequência.

3.4 Efeito pelicular em condutores

A resposta em frequência, apresentada nos itens 3.2 e 3.3, foi obtida por simulação considerando a atuação do efeito pelicular no cálculo da indutância e resistência dos condutores do cabo. Para tal, o efeito foi calculado a partir de funções de Bessel, representadas por séries de potência, que por sua vez demandam grande esforço computacional. Todavia funções circulares e hiperbólicas podem ser empregadas alternativamente no cálculo do efeito pelicular. A seguir ambas funções são discutidas e comparadas para facultar o uso de uma ou outra. Entretanto, na implementação prática, as funções circulares e hiperbólicas foram preferidas.

3.4.a Funções de Bessel

A impedância do sistema, vista pelo inversor, varia em função da frequência. Isso ocorre devido à diferente distribuição da corrente nos condutores para cada componente de frequência que circula no sistema. As componentes de frequência são as próprias correntes harmônicas geradas pela excitação tipo PWM do inversor. Esta seção aborda especificamente a variação da impedância interna do *cabo* em função da variação na frequência.

A distribuição não-uniforme da densidade de corrente no interior do cabo, devido à variação da frequência, é chamada de efeito pelicular (Johnson, 1980). A análise quantitativa deste fenômeno mostra que o comportamento da densidade de corrente é descrito por uma forma especial da equação diferencial de Bessel. Maiores detalhes sobre a equação de Bessel estão descritos no apêndice F, de onde vem que a impedância interna do condutor, em função da frequência, é dada por:

$$Z_i = \frac{1}{\sqrt{2}\pi r \sigma \delta} \left(\frac{ber \frac{\sqrt{2}r}{\delta} + jbei \frac{\sqrt{2}r}{\delta}}{bei' \frac{\sqrt{2}r}{\delta} - jber' \frac{\sqrt{2}r}{\delta}} \right) \left[\frac{\Omega}{m} \right] \quad (3.14)$$

Sendo δ a profundidade nominal de penetração da densidade de corrente, na direção do raio do condutor, dada por:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma \cdot \mu \cdot \omega}} \quad [m], \quad (3.15)$$

para r definido como o raio do condutor em m, σ a condutividade do material em $(\Omega \cdot m)^{-1}$, μ a permeabilidade do material em H/m, ω a frequência em rad/s e J a densidade de corrente em A/m^2 . Os termos ber e bei , descritos no apêndice F, são as séries de potência da função de Bessel, parcela real e parcela imaginária, respectivamente. Sendo ber' e bei' suas respectivas derivadas. O elevado esforço computacional, necessário para o cálculo das séries de potência, fomenta o uso de alternativas para calcular mais rapidamente a impedância interna. A substituição de tais séries por funções hiperbólicas e circulares é discutida a seguir.

3.4.b Funções circulares e hiperbólicas

Funções hiperbólicas e circulares podem ser adaptadas, embora diminuindo a precisão, para traçar o comportamento da densidade de corrente no interior de um condutor cilíndrico. De acordo com Skibinsky e Divan (1993), a impedância interna de uma barra condutora é descrita por:

$$Z_{hyp} = R_{hyp} + j.\omega.L_{hyp} \quad (3.16)$$

Onde R_{hyp} é a seguinte resistência interna:

$$R_{hyp} = R_{io} \cdot \frac{r}{\delta} \cdot \left(\frac{\sinh \frac{2.r}{\delta} - \sen \frac{2.r}{\delta}}{\cosh \frac{2.r}{\delta} + \cos \frac{2.r}{\delta}} \right) \left[\frac{\Omega}{m} \right], \quad (3.17)$$

e a reatância indutiva (ωL_{hyp}) é:

$$\omega L_{hyp} = \omega L_{io} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{\delta}{r} \cdot \left(\frac{\sinh \frac{2.r}{\delta} + \sen \frac{2.r}{\delta}}{\cosh \frac{2.r}{\delta} + \cos \frac{2.r}{\delta}} \right) \left[\frac{H}{m} \right] \quad (3.18)$$

As expressões (3.17) e (3.18) foram adaptadas e são usadas daqui adiante para representarem respectivamente, a resistência e a reatância indutiva, num condutor cilíndrico.

Os termos R_{io} e L_{io} representam a resistência e a indutância do condutor para frequência zero ($\omega=0$), da seguinte forma:

$$R_{io} = \frac{1}{\pi.r^2.\sigma} \left[\frac{\Omega}{m} \right] \quad (3.19)$$

$$L_{io} = \frac{\mu}{8.\pi} \left[\frac{H}{m} \right] \quad (3.20)$$

Tomando somente os termos R_{io} e L_{io} é possível obter a impedância interna para o caso ideal, no qual o efeito pelicular não existe, ou seja:

$$Z_{io} = R_{io} + j.\omega.L_{io} \quad (3.21)$$

A impedância Z_{io} permite normalizar as impedâncias Z_i e Z_{hyp} para fins de comparação. O erro introduzido para o cálculo da impedância interna, quando da aplicação das funções circulares e hiperbólicas no lugar das funções originais de Bessel, é tratado a seguir.

3.5 Resposta em frequência para impedância interna obtida por funções circulares e hiperbólicas

O erro incorporado no cálculo da impedância interna quando usando funções circulares e hiperbólicas pode ser avaliado a partir da Fig. 3.4. A Fig. 3.4 mostra a comparação entre o módulo e a fase da impedância para três diâmetros de cabo.

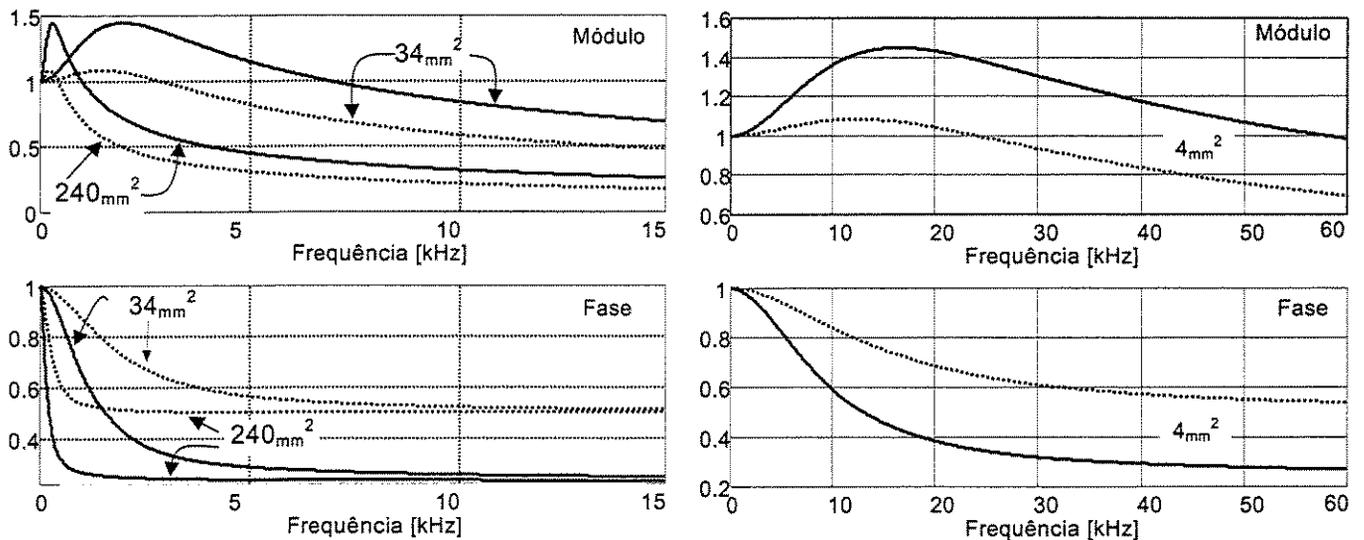


Fig. 3.4. Módulo e fase de Z_i (tracejado) e Z_{hyp} (linha contínua), normalizado em relação ao módulo e a fase de Z_{io} .

As curvas de módulo na Fig. 3.4 mostram que as funções circulares e hiperbólicas têm maior valor em relação às funções de Bessel. Isto incorre na atenuação dos picos de ganho e também num aumento da impedância vista pelo inversor para as frequências de ressonância, como mostra a Fig.3.5. Nas curvas de fase na Fig. 3.4 as funções circulares e hiperbólicas têm valor menor em relação a Bessel. O efeito do erro de fase na resposta em frequência é muito pequeno e causa um leve deslocamento das frequências dos picos de ganho e dos picos na curva de impedância vista pelo inversor.

Quantitativamente os erros apresentados na Fig. 3.4 são bastante significativos, por exemplo da ordem de 30% e 49% respectivamente para o módulo e a fase, para o cabo com diâmetro de 34mm^2 , na frequência de 4280Hz. Contudo, a propagação do erro é bastante atenuada no cálculo da resposta em frequência, como é visto a seguir.

O uso das funções circulares e hiperbólicas altera a resposta em frequência, obtida usando (3.7) e (3.13) para o cálculo do ganho de tensão e (3.2) e (3.11) para a impedância, conforme mostra a Fig. 3.5.

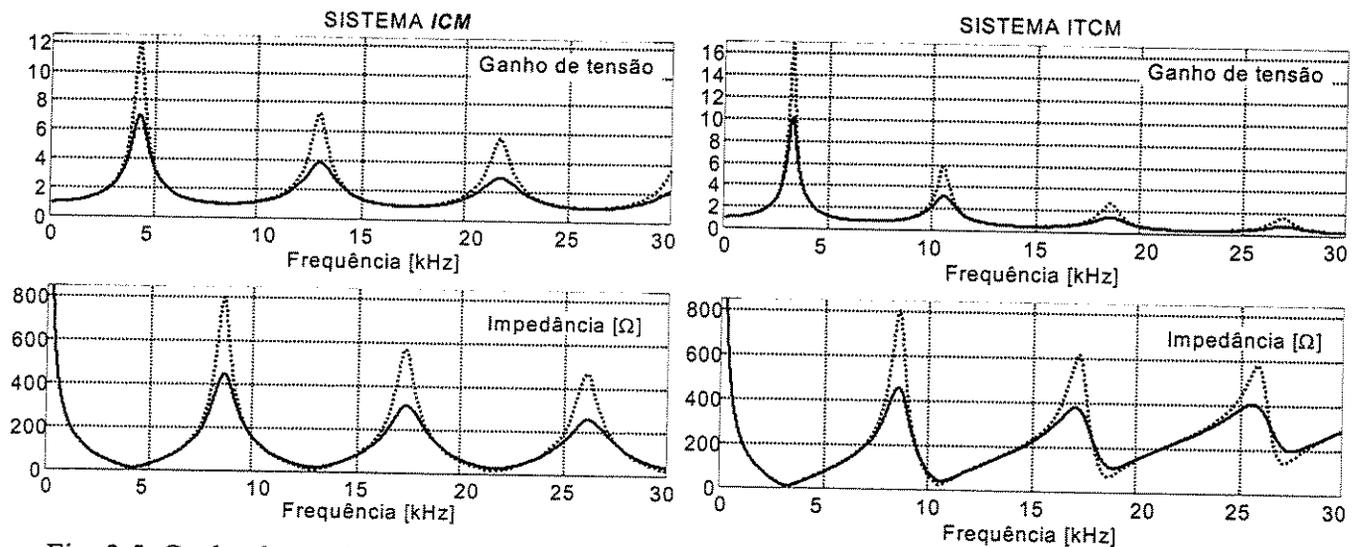


Fig. 3.5. Ganho de tensão e impedância, calculadas usando funções de Bessel (tracejado) e funções circulares e hiperbólicas (linha contínua), para sistemas ICM e ITCM com cabo de 34mm^2 .

A Fig. 3.5 mostra que uma atenuação é percebida nos picos de tensão e a impedância aumenta nas frequências de ressonância. Este detalhe da variação da impedância é mais perceptível na curva de impedância do sistema ITCM. Com relação ao eixo das abscissas, somente um leve deslocamento das frequências de ressonância é percebido.

O fato de somente um pequeno deslocamento ocorrer e o menor esforço computacional justificam a opção pelo uso de funções circulares e hiperbólicas, como será visto a seguir.

3.6 Estratégia para evitar sobretensões e sobrecorrentes

A partir da resposta em frequência fica evidenciado que, para evitar sobretensões e sobrecorrentes no sistema, as harmônicas geradas pelo inversor não devem coincidir com as ressonâncias. Para este fim é sugerido na literatura o uso de diferentes estratégias de modulação e/ou topologias de inversores (Rad *et alii*, 1995; Pomilio *et alii*, 1997; Lima *et alii*, 1997) e a conexão de filtros passivos no início (Von Jouanne e Enjeti, 1997) ou no final do cabo (Skibinsky *et alii*, 1996).

O objetivo deste trabalho não visa nenhuma das soluções anteriores. A alternativa analisada é a alteração da frequência de chaveamento (f_s) dos inversores do tipo fonte de tensão que incorporam modulação por largura de pulso (PWM-VSI) ou modulação vetorial (Vendrusculo e Pomilio, 1999). Este tipo de inversor foi escolhido por ser amplamente utilizado nos inversores em sistemas industriais e mesmo nos sistemas de prospecção de petróleo. A alteração da frequência de chaveamento tem por objetivo situar as harmônicas geradas pelo inversor em regiões do espectro não coincidentes com as ressonâncias, como ilustra a Fig. 3.6. As harmônicas geradas por um inversor operando em modulação

por largura de pulso são indicadas por barras verticais, as quais superpõem a curva do ganho de tensão do sistema ITCM descrito no item 3.3. Estão indicadas a frequência fundamental (f_1) e as harmônicas múltiplas do índice de modulação da frequência, definido como:

$$m_f = \frac{f_s}{f_1}, \quad (3.22)$$

onde f_s é a frequência de chaveamento. A amplitude das harmônicas (h) da tensão de uma fase do inversor (\hat{V}_{an}) $_h$ está normalizada em relação à metade da tensão no elo CC do inversor ($V_{dc}/2$). Por exemplo, para um inversor com elo CC de $V_{dc}=320V$, a tensão de pico para a fundamental é: $(\hat{V}_{an})_1 = 1.8 * 320 / 2 = 288V$.

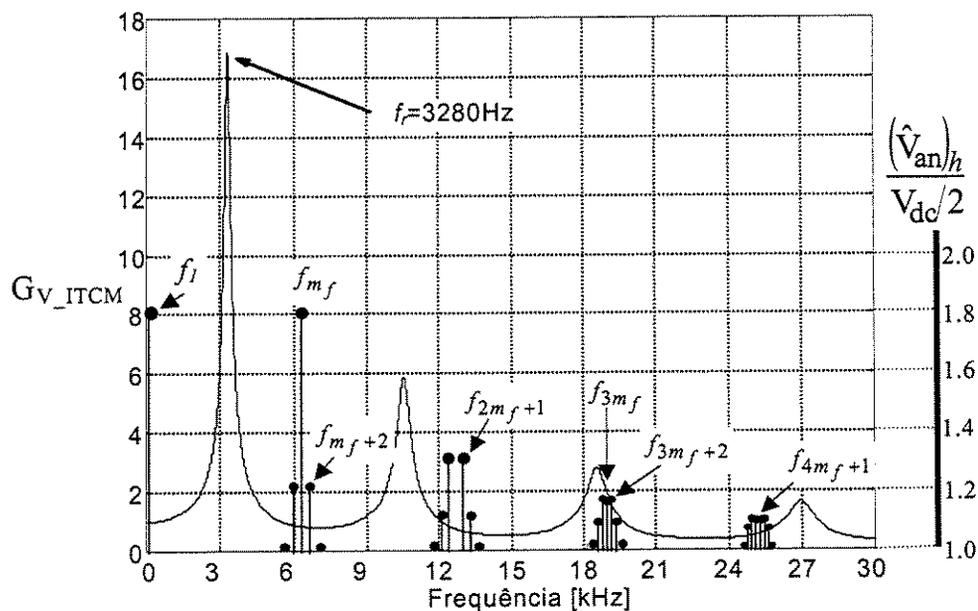


Fig. 3.6. Resposta em frequência (sistema ITCM) e espectro da tensão gerada por inversor PWM-VSI.

As frequências (f_h) nas quais harmônicas da tensão de uma fase ocorrem são computadas por (Mohan *et alii*, 1995)¹:

$$f_h = (jm_f \pm k)f_1, \quad (3.23)$$

sendo que para valores ímpares de j , existem harmônicas somente para valores pares de k . E, para valores pares de j , existem harmônicas somente para valores ímpares de k . Seguindo esta regra, a Tabela 3.1 mostra, para um índice de modulação da frequência $m_f=105$ e frequência fundamental $f_1=60Hz$, as harmônicas que estão indicadas na Fig. 3.6. A Tabela 3.1 foi obtida para o índice m_f ímpar de tal forma

¹ A equação (3.23) é válida para índice de modulação da amplitude $m_a=V_{cont}/V_{tri}$ situado na faixa de 0 a 1. Sendo V_{cont} e V_{tri} os valores de pico da modulante e da portadora respectivamente para a estratégia de modulação por largura de pulso.

que a tensão de fase possua simetria de meia-onda ímpar garantindo que não existam harmônicas pares, ou seja, para $j=2,4,6\dots$ e $k=0$ em (3.23).

A Fig. 3.6 mostra que o grupo de harmônicas em torno de f_s , ou seja, o que possui maior energia, está situado nas regiões onde o ganho de tensão é praticamente unitário. Isto garante a eliminação das sobretensões e sobrecorrentes de maior proeminência. Naturalmente existem outros grupos de harmônicas localizados em regiões com ganho maior que a unidade. Contudo, a energia associada a estas harmônicas é menor e o ganho também é pequeno de tal forma que o efeito desta coincidência não é tão significativo. O deslocamento ou escolha da frequência de chaveamento feito *on-line* é discutido no capítulo 4 e constitui o objetivo principal deste trabalho.

Tabela 3.1 – Frequências harmônicas (f_h) da tensão de fase para $m_f=105$ e $f_j=60$ Hz

$f_s = f_{m_f} = f_{105} = 105 \cdot 60 = 6300\text{Hz}$	$f_{(2m_f-3)} = 207 \cdot 60 = 12420\text{Hz}$	$f_{(3m_f+6)} = 321 \cdot 60 = 19260\text{Hz}$
$f_{(m_f+2)} = f_{107} = 107 \cdot 60 = 6420\text{Hz}$	$f_{(2m_f+5)} = 215 \cdot 60 = 12900\text{Hz}$	$f_{(3m_f-6)} = 309 \cdot 60 = 18540\text{Hz}$
$f_{(m_f-2)} = f_{103} = 103 \cdot 60 = 6180\text{Hz}$	$f_{(2m_f-5)} = 205 \cdot 60 = 12300\text{Hz}$	$f_{(4m_f+1)} = 421 \cdot 60 = 25260\text{Hz}$
$f_{(m_f+4)} = f_{109} = 109 \cdot 60 = 6540\text{Hz}$	$f_{(3m_f)} = 315 \cdot 60 = 18900\text{Hz}$	$f_{(4m_f-1)} = 419 \cdot 60 = 25140\text{Hz}$
$f_{(m_f-4)} = f_{101} = 101 \cdot 60 = 6060\text{Hz}$	$f_{(3m_f+2)} = 317 \cdot 60 = 19020\text{Hz}$	$f_{(4m_f+3)} = 423 \cdot 60 = 25380\text{Hz}$
$f_{(2m_f+1)} = f_{211} = 211 \cdot 60 = 12660\text{Hz}$	$f_{(3m_f-2)} = 313 \cdot 60 = 18780\text{Hz}$	$f_{(4m_f-3)} = 417 \cdot 60 = 25020\text{Hz}$
$f_{(2m_f-1)} = f_{209} = 209 \cdot 60 = 12540\text{Hz}$	$f_{(3m_f+4)} = 319 \cdot 60 = 19140\text{Hz}$	$f_{(4m_f+5)} = 425 \cdot 60 = 25500\text{Hz}$
$f_{(2m_f+3)} = f_{213} = 213 \cdot 60 = 12780\text{Hz}$	$f_{(3m_f-4)} = 311 \cdot 60 = 18660\text{Hz}$	$f_{(4m_f-5)} = 415 \cdot 60 = 24900\text{Hz}$

A Tabela 3.1 mostra harmônicas para a modulação por largura de pulso senoidal. No caso da modulação vetorial existem grupos adicionais de harmônicas entre os grupos representados na Fig. 3.6, por exemplo em torno de 9kHz, 15kHz, etc.. Convenientemente estas harmônicas são de baixa amplitude e seus efeitos são desprezados. Em relação às harmônicas apresentadas na Tabela 1 a modulação vetorial possui as harmônicas $m_f \pm 2$ menores, embora $m_f \pm 4$ e $2m_f \pm 1$ sejam maiores (Handley e Boys, 1992). No entanto, talvez o ponto mais importante no emprego da modulação vetorial em sistemas com cabos longos seja a eliminação de possíveis subharmônicas caracterizadas por frequências menores que aquelas em torno de m_f . Fazendo uma analogia com a modulação senoidal, estas subharmônicas existem quando não há sincronismo entre o sinal da onda portadora e o sinal da modulante (Holtz, 1992). A Fig. 3.6 evidencia que subharmônicas, mesmo com pequena amplitude, na faixa de frequências de 3 a 4kHz são indesejadas dado o elevado ganho de tensão. Desta forma é desejável que em sistemas com cabos longos perdesse o sincronismo.

3.7 Representação do efeito pelicular no domínio do tempo²

Todo o tratamento anterior sobre o efeito pelicular foi realizado no domínio da frequência. A representação do efeito pelicular por um circuito equivalente ou seja, no domínio do tempo (Oliveira *et alii*, 1996; Rad, 1995a), apresentado na Fig. 3.7, possibilita a análise dinâmica de sistemas onde existe a influência deste efeito. A seguir é apresentado um algoritmo para obter os parâmetros do circuito equivalente (Vendrusculo e Pomilio, 1999a). O apêndice G apresenta detalhes sobre o algoritmo. É sugerido que a resistência e a indutância, variáveis com a frequência em (3.17) e (3.18), possam ser substituídas por resistências e indutâncias fixas que compõem o circuito da Fig. 3.7.

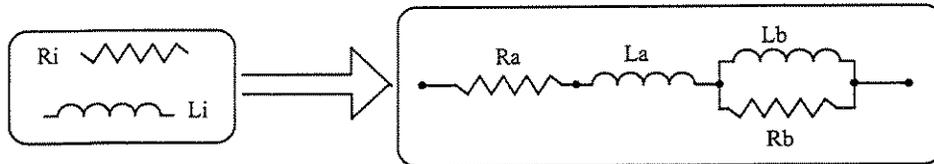


Fig. 3.7. Circuito equivalente para o efeito pelicular num condutor.

A impedância do circuito equivalente, definida em (G.1), é:

$$Z_c(s) = \frac{s^2 \cdot L_a \cdot L_b + s \cdot (R_a \cdot L_b + R_b \cdot L_a + R_b \cdot L_b) + R_b \cdot R_a}{R_b + s \cdot L_b} \quad (3.24)$$

É esperado que a impedância Z_c representada pelo circuito equivalente tenha comportamento próximo a aquela definida originalmente por funções de Bessel em (3.14). Contudo na dedução das expressões do algoritmo no apêndice G as funções circulares e hiperbólicas foram preferidas. E, para validação do algoritmo proposto, a impedância Z_{ic} é comparada a aquela obtida segundo funções de Bessel.

3.7.a Algoritmo para a estimação de R_a, L_a, R_b e L_b .

A seguir é apresentado o algoritmo, delineado em cinco passos e dois gráficos, para a determinação dos parâmetros do circuito equivalente. No final é apresentado um exemplo prático de uso do mesmo, onde os resultados foram obtidos usando o aplicativo Matlab³.

♦ Passo 1 \Rightarrow De acordo com (G.3), a resistência R_a é dada por:

$$R_a = \frac{1}{\pi \cdot r^2 \cdot \sigma} \left[\frac{\Omega}{m} \right], \quad (3.25)$$

² Este item não é prioritário no contexto geral deste trabalho, uma vez que os resultados apresentados não serão utilizados adiante. Contudo, a leitura do mesmo consta como fonte de informação a respeito de uma nova metodologia para o estudo do efeito pelicular.

³ Matlab – Matrix Laboratory desenvolvido por Mathwork Inc.

onde r é o raio do condutor e $\sigma=5.85 \times 10^7$ S/m é a condutividade do cobre a 20° C.

- ◆ Passo 2 \Rightarrow As curvas, obtidas da relação entre as partes imaginária e real de Z_{hyp} e do módulo de Z_{hyp} , respectivamente mostradas na Fig.3.8 como gráfico superior e inferior, precisam ser traçadas. Para tal, as expressões (3.16), (3.17) e (3.18) são utilizadas. A Fig. 3.8 mostra as curvas obtidas para um cabo de 4mm^2 . As coordenadas dos pontos P1(q, f_1) e o valor das abscissas correspondente ao P2 (f_2) são dados necessários na seqüência do algoritmo. O ponto P1 é definido como a intersecção entre a curva e a reta L, esta última traçada a partir do comportamento da curva em alta frequência. O ponto P2 é definido como a intersecção das assíntotas de baixas e altas frequências.

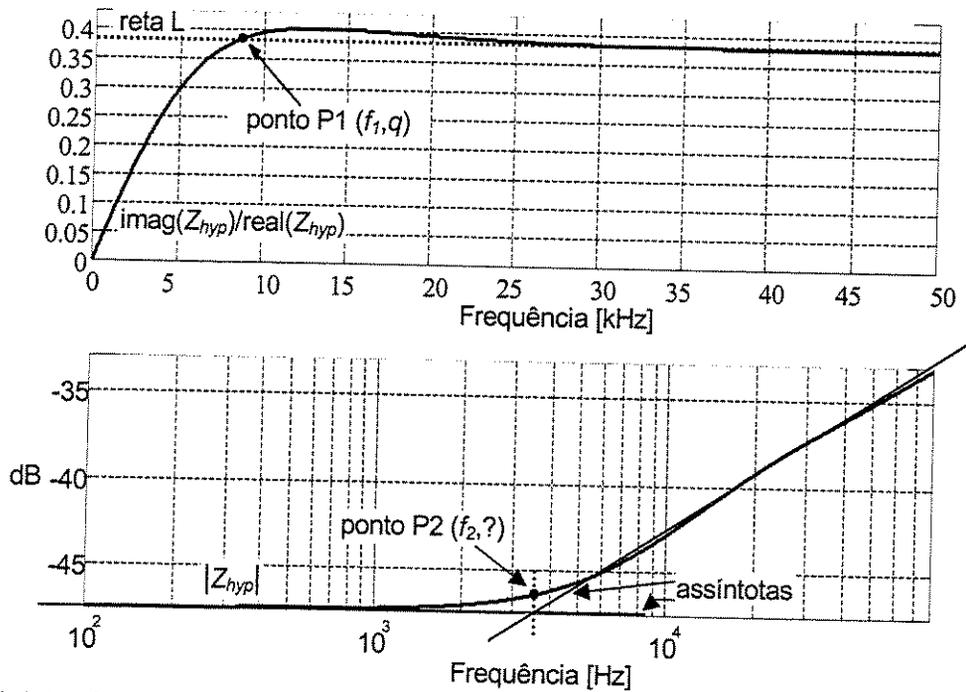


Fig. 3.8. Definição dos pontos P1 e P2 para um cabo de 4mm^2 . Relação entre as partes real e imaginária de Z_{hyp} (gráfico superior) e módulo de Z_{hyp} (gráfico inferior).

- ◆ Passo 3 \Rightarrow A partir de (G.8) e dos valores q, f_1 e R_a obtém-se a indutância L_a :

$$L_a \cong q \cdot \frac{R_a}{2\pi f_1} \left[\frac{H}{m} \right]. \quad (3.26)$$

- ◆ Passo 4 \Rightarrow A indutância L_b , segundo (G.16) e usando os valores q, f_1, f_2, R_a e L_a , é dada pelo módulo de:

$$L_b \cong \left| \frac{1}{2\pi f_1} \left(\frac{2\pi f_2 \cdot L_a - q \cdot R_a}{1 - q \cdot \theta(2\pi f_2)} \right) \left(1 + \theta(2\pi f_2)^2 \right) \right| \left[\frac{H}{m} \right], \quad (3.27)$$

onde de (G.15) resulta que:

$$\theta(2\pi f_2) = \frac{R_{hyp}(2\pi f_2) - R_a}{2\pi f_2 \cdot (L_{hyp}(2\pi f_2) - L_a)} \quad (3.28)$$

Os termos hiperbólicos $R_{hyp}(2\pi f_2)$ e $L_{hyp}(2\pi f_2)$ são calculados com (3.17) e (3.18), respectivamente.

♦ Passo 5 \Rightarrow O valor da resistência R_b é definido em (G.17) como:

$$R_b \cong \frac{2\pi f_1 L_b}{\theta(2\pi f_2)} \left[\frac{\Omega}{m} \right]. \quad (3.29)$$

3.7.b Exemplo de aplicação do algoritmo.

O exemplo abaixo mostra a aplicação passo a passo da rotina descrita acima para um cabo de 4 mm^2 . No final são apresentados resultados também para os cabos de 34 e 240 mm^2 .

Passo 1. O raio do cabo de 4 mm^2 é $r=1,128 \text{ mm}$, logo usando (3.25):

$$R_a = 4,27e-003 \left[\frac{\Omega}{m} \right].$$

Passo 2. Os pontos P1 e P2 são identificados na Fig. 3.8. As coordenadas de P1 e P2 são, respectivamente:

$$P1(8,41e+003, 3,80e-001), P2(3,47e+003).$$

Passo 3. Resultando de (3.26) que L_a é:

$$L_a = 30,75e-009 \left[\frac{H}{m} \right].$$

Passo 4. Primeiramente, a partir de (3.17) e (3.18) e para $f_2=3,47e+003 \text{ Hz}$, obtém-se respectivamente:

$$R_{hyp}(2\pi f_2) = 4,64e-003 \text{ e } L_{hyp}(2\pi f_2) = 48,76e-009. \text{ Substituindo estes valores em (3.28) vem que:}$$

$$\theta(2\pi f_2) = 9,37e-001 \text{ e finalmente, substituindo em (3.27) resulta o valor da indutância } L_b:$$

$$L_b = 52,66e-009 \left[\frac{H}{m} \right].$$

Passo 5. Usando (3.29) vem que a resistência R_b é:

$$R_b = 2,96e-003 \left[\frac{\Omega}{m} \right].$$

Os valores R_a , L_a , R_b e L_b foram substituídos em (3.24) para obter o módulo e a fase de Z_c , como mostra a Fig. 3.9. Estes resultados são comparados com o módulo e a fase da impedância Z_i , calculada originalmente segundo funções de Bessel e definida por (3.14).

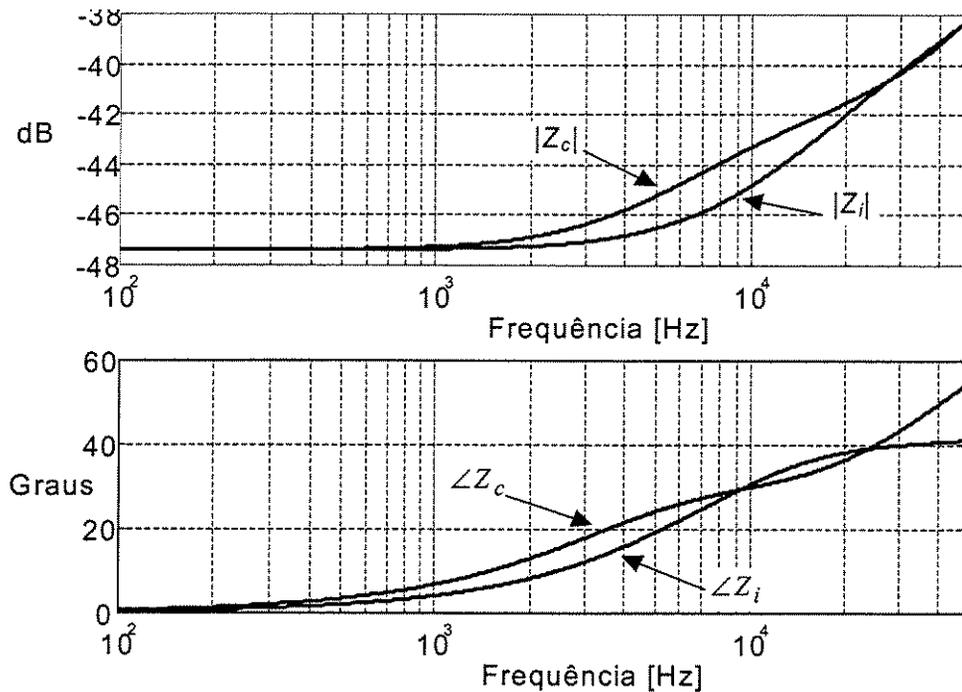


Fig. 3.9. Comparação entre Z_i e Z_c para um cabo de 4mm^2 . Módulo (gráfico superior) e fase (gráfico inferior).

A Fig. 3.9 mostra que os resultados obtidos com o circuito equivalente estão com boa aproximação em relação a aqueles originalmente oriundos das funções de Bessel. No gráfico superior claramente o maior erro observado está na frequência de aproximadamente 7,88kHz, resultando das curvas $|Z_c|=-45,5\text{dB}$ e $|Z_i|=-43,9\text{dB}$. Transformando estes valores para a escala linear um erro de 17% é computado. Ao passo que para altas frequências as curvas de módulo estão com resultados satisfatórios. Contudo, alguma diminuição do erro é experimentada se forem feitas pequenas variações na escolha do ponto P2 na Fig. 3.8. Quanto à fase, mostrada no gráfico inferior da Fig. 3.9, o erro é proporcionalmente maior na região de altas frequências. Para a maior frequência, ou seja, 50kHz o erro observado é da ordem de 25% e crescente com o aumento da frequência. Logo, aplicações que priorizam a influência do efeito pelicular, sobre a fase dos sinais presentes no cabo, precisam ser avaliadas. Favoravelmente aos resultados obtidos está o fato de que nos sistemas com cabos longos, as frequências críticas ou de ressonância não ocorrem para frequências tão elevadas.

A seguir são apresentados resultados para cabos de 34 e 240mm^2 . Os valores dos parâmetros obtidos, segundo o algoritmo proposto, são apresentados na Tabela 2.

Tabela 3.2 – Parâmetros do circuito equivalente para cabos de 34 e 240mm²

Parâmetros\Cabo	34mm ²	240mm ²
R_a [Ω /m]	0,50e-003	71,22e-006
L_a [H/m]	30,71e-009	30,17e-009
R_b [Ω /m]	0,35e-003	48,65e-006
L_b [H/m]	51,14e-009	53,49e-009
q	0,38	0,38
f_l [Hz]	990,78	142,85
f_2 [Hz]	397,26	62,69

Os parâmetros da Tabela 2 foram utilizados para traçar as curvas de módulo e fase da impedância do circuito equivalente, conforme mostra a Fig. 3.10.

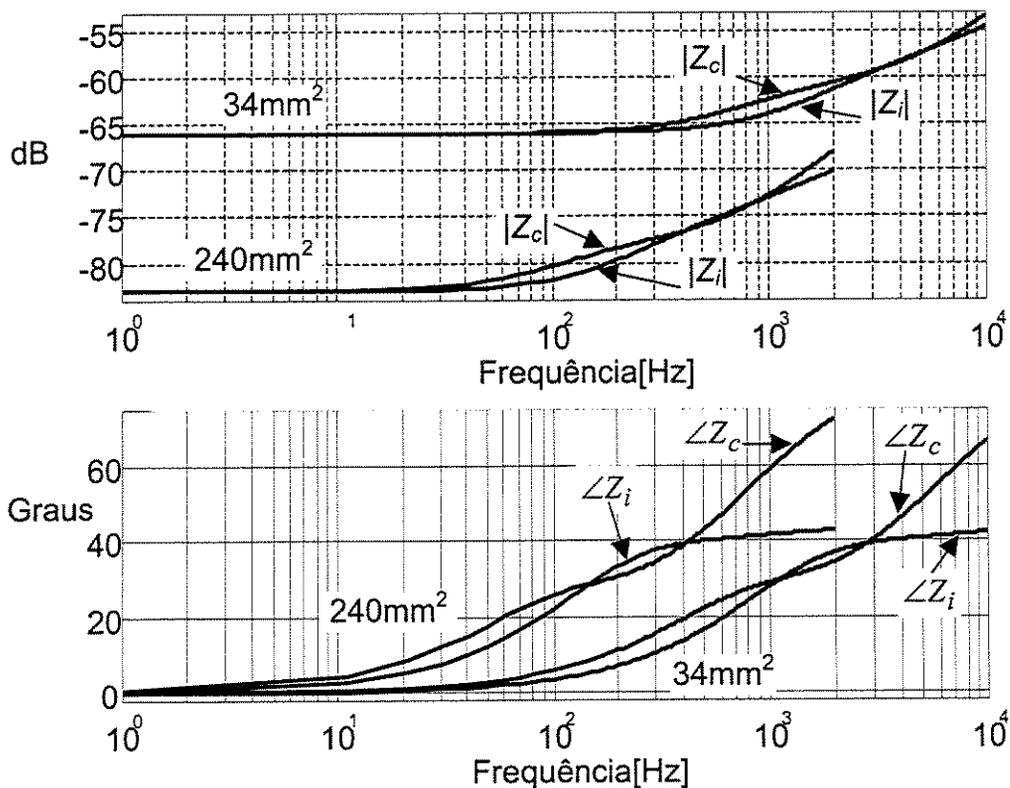


Fig. 3.10. Comparação entre Z_i e Z_c para cabos de 34 e 240 mm². Módulo (gráfico superior) e fase (gráfico inferior).

As considerações para os resultados do cabo de 4mm² são válidas para aqueles apresentados na Fig. 3.10. Claramente a região de altas frequências apresenta erros limitantes no emprego do circuito equivalente. De qualquer forma, dados práticos sobre o estudo de sistemas com cabos longos mostram que a região de frequência de interesse para um cabo de 34 mm² situa-se na faixa de 0-15kHz (Pomilio *et alii*, 1996) e para 240mm² de 0-5kHz (Rad, 1995). Sendo que a primeira frequência de ressonância,

identificada por tais autores, foi respectivamente 2,4kHz e 530Hz. Logo, o circuito equivalente e o algoritmo apresentado podem ser utilizados, de acordo com os critérios estabelecidos, para o estudo dos sistemas com cabos longos.

3.8 Considerações Finais

Por conseguinte do tratamento matemático, apresentado nos itens 3.2 e 3.3, o comportamento no domínio da frequência dos sistemas de acionamento de motores através de cabos longos ficou satisfatoriamente delimitado. Conhecida a resposta em frequência, a estratégia de chaveamento apresentada no item 3.6 evidencia a simplicidade técnica da proposta para a eliminação de sobretensões e sobrecorrentes em sistemas dispostos de inversores tipo PWM-VSI. A estratégia proposta é de baixo custo, enfatizado que a implementação da mesma está atrelada simplesmente ao deslocamento da frequência de chaveamento. Tal tática pode ser embutida no controle digital dos inversores comerciais.

A resposta em frequência é traçada baseada nos parâmetros do cabo e/ou do transformador. Tais parâmetros são determinados a partir da frequência de oscilação natural do cabo (f_o), como discutido no capítulo 2. A frequência f_o é visualmente identificada na forma de onda de corrente nos terminais do inversor, mostrada no capítulo 2. Contudo, a implementação *on-line* da estratégia de deslocamento da frequência de chaveamento exige a identificação *on-line* de f_o . Tal ponto é discutido no próximo capítulo.

O efeito pelicular atua naturalmente como um fator de atenuação no sistema. Contudo, a sua principal implicação na resposta em frequência é o deslocamento causado nas frequências de ressonâncias. Tal fenômeno ocorre devido à alteração da indutância interna, discutida no item 3.2.c.1. Conseqüentemente, a escolha da frequência de chaveamento deve ser baseada na resposta em frequência obtida considerando o efeito pelicular.

A representação do efeito pelicular no domínio do tempo é utilizada em muitas pesquisas. Contudo, a determinação dos parâmetros do circuito equivalente não é normalmente abordada. Para suprir tal lacuna é proposto o algoritmo apresentado no item 3.7. Os resultados obtidos são satisfatórios para a faixa de frequências normalmente investigada no estudo dos sistemas de acionamento através de cabos longos.

4

Estimação Espectral *On-line* da Frequência Crítica

4.1 Introdução

Todas as discussões feitas em capítulos precedentes estavam abalizadas pelo conhecimento prévio das frequências de ressonância dos sistemas de acionamento de motores através de longos cabos. Maior ênfase foi dada à primeira frequência de ressonância a qual, nos sistemas ICM, é chamada de frequência natural de oscilação do cabo (f_o) e nos sistemas ITCM chamada de frequência de ressonância (f_r). Daqui para frente estas duas frequências serão referidas como frequências críticas. Resultados de simulação são usados a seguir para caracterizar os efeitos indesejados, tais como sobretensões e sobrecorrentes, mostrados nos itens 4.1 e 4.2. A simulação do sistema permite ter uma idéia geral da presença de correntes harmônicas e oscilações em todos os componentes do sistema, bem como validar comentários e conclusões feitas nos capítulos anteriores.

O item 4.3 mostra os efeitos da proposta de alteração *on-line* da frequência de chaveamento do inversor. No item 4.4 os resultados de simulação são usados para validar o algoritmo proposto para a estimação espectral *on-line* da frequência crítica a partir da corrente na saída do inversor. Detalhes das técnicas de processamento digital do sinal de corrente são discutidos.

Finalmente, o item 4.5 mostra resultados de simulação para um sistema típico de prospecção de petróleo com motor de 100CV.

4.2 Caracterização do efeito das ressonâncias no sistema – resultados de simulação

As oscilações devido às ressonâncias estão presentes em todo o sistema. Os resultados de simulação evidenciam a importância do estudo dos sistemas com longos cabos e a conseqüente eliminação ou

minimização de ressonâncias. Os resultados a seguir foram obtidos para os sistemas ICM e ITCM com cabo de 4mm^2 descritos no Apêndice H.

4.2.a Formas de onda de corrente

O efeito de harmônicas e oscilações presentes em sistemas acionados através de fontes não-lineares, tais como inversores de tensão, é normalmente quantificado por fatores de distorção da corrente (Holtz, 1992) e fatores de perdas no motor (Handley e Boys, 1992). Em sistemas de acionamento com longos cabos é notável esperar que estes fatores indiquem distorções e perdas ainda maiores. As formas de onda de corrente da Figura 4.1 corroboram esta expectativa.

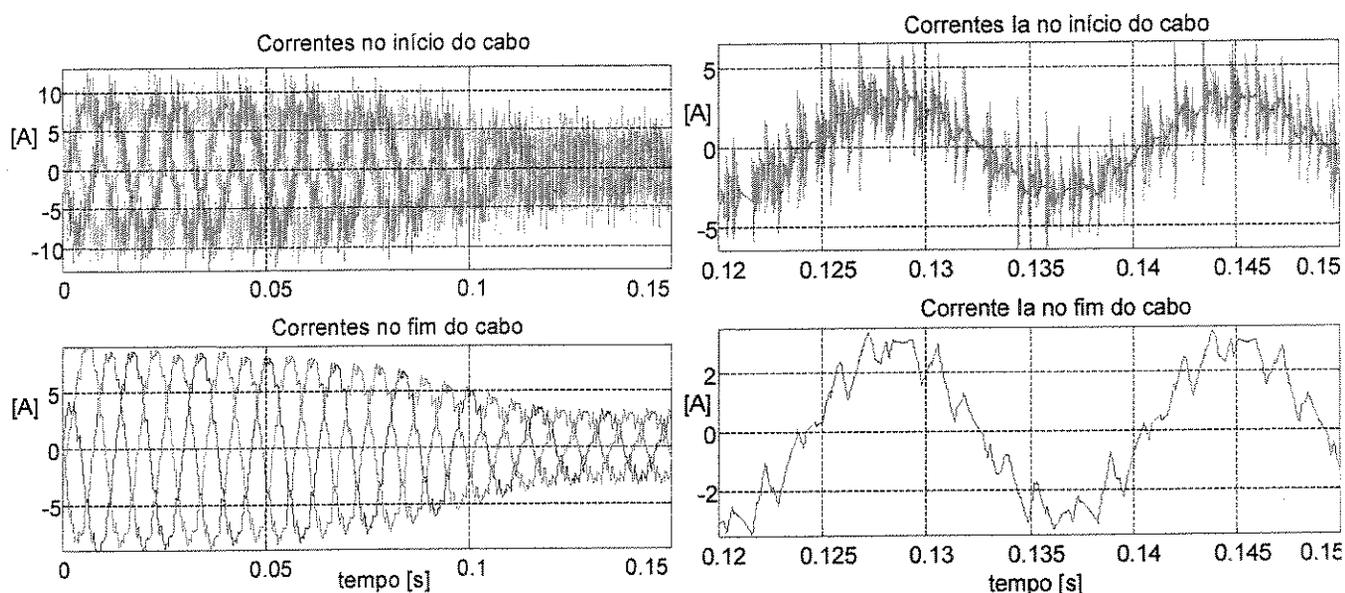


Fig. 4.1. Correntes no início e no final do cabo (sistemas ICM).

As formas de onda do lado esquerdo na Fig. 4.1 mostram as correntes trifásicas na partida do motor assíncrono. As correntes trifásicas, no início do cabo, são distorcidas devido a dois fatores, quais sejam, as oscilações devido à ressonância natural do cabo e as componentes harmônicas produzidas pelo inversor. No final do cabo as oscilações não aparecem dado que a impedância do motor caracteriza um circuito aberto para o alto valor da frequência das oscilações (f_o). A ampliação da forma de onda de corrente numa das fases (I_a) é vista no lado direito da Fig. 4.1.

Foi visto no item 2.5 que a frequência crítica (f_o) está relacionada com os parâmetros do cabo. Logo é esperado que as oscilações resultantes tenham frequência f_o , como observado na Fig. 4.2.

A Fig. 4.2 mostra ambas correntes, no início e no final do cabo, sobrepostas. Claramente a diferença entre ambas é somente a presença de oscilações na corrente no início do cabo. Desta forma, a corrente no fim do cabo tem um valor mediano em relação à corrente no início do mesmo. Considerando os instantes

de tempo nos cruzamentos por zero, conforme detalhe da oscilação na Fig. 4.2, resulta que a frequência f_o é 33423,18 Hz. A mínima diferença em relação ao valor de 33500Hz, que foi utilizado no item 2.5 para o cálculo dos parâmetros do cabo, valida a metodologia proposta chamada de técnica da frequência natural.

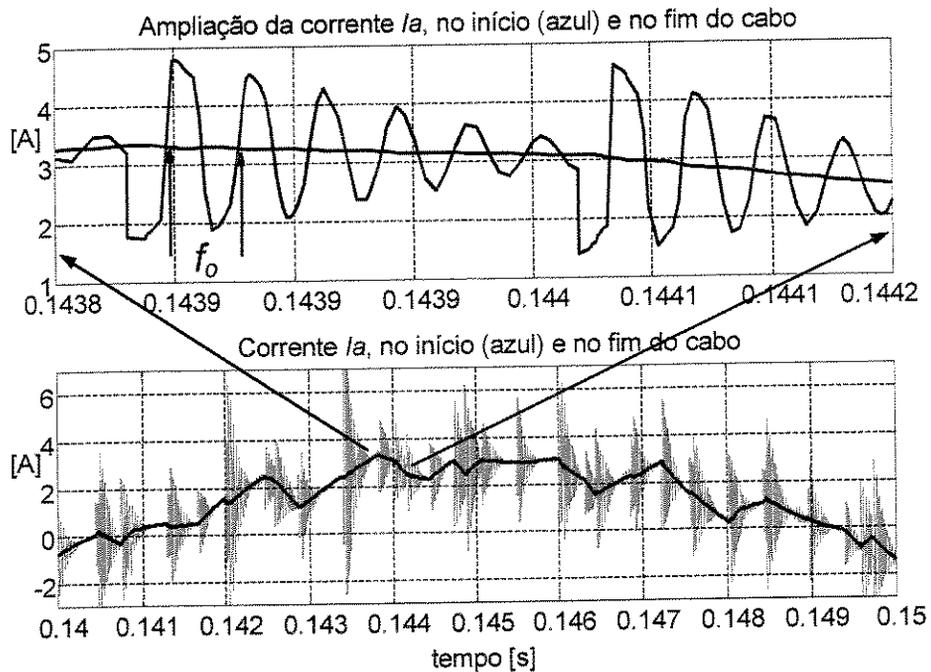


Fig. 4.2. Detalhe da oscilação na forma de onda da corrente I_a (sistema ICM) - identificação de f_o .

Note que a medida de f_o , a partir do intervalo entre dois picos da corrente, pode ser imprecisa, uma vez que a forma de onda das oscilações da corrente não é precisamente senoidal.

Para sistemas com transformador (ITCM) os mesmos efeitos prevalecem. Contudo, as oscilações são agora devidas à ressonância entre o transformador e o cabo. A Fig. 4.3 mostra formas de onda de corrente para o sistema simulado conforme registrado na Fig. H.2.

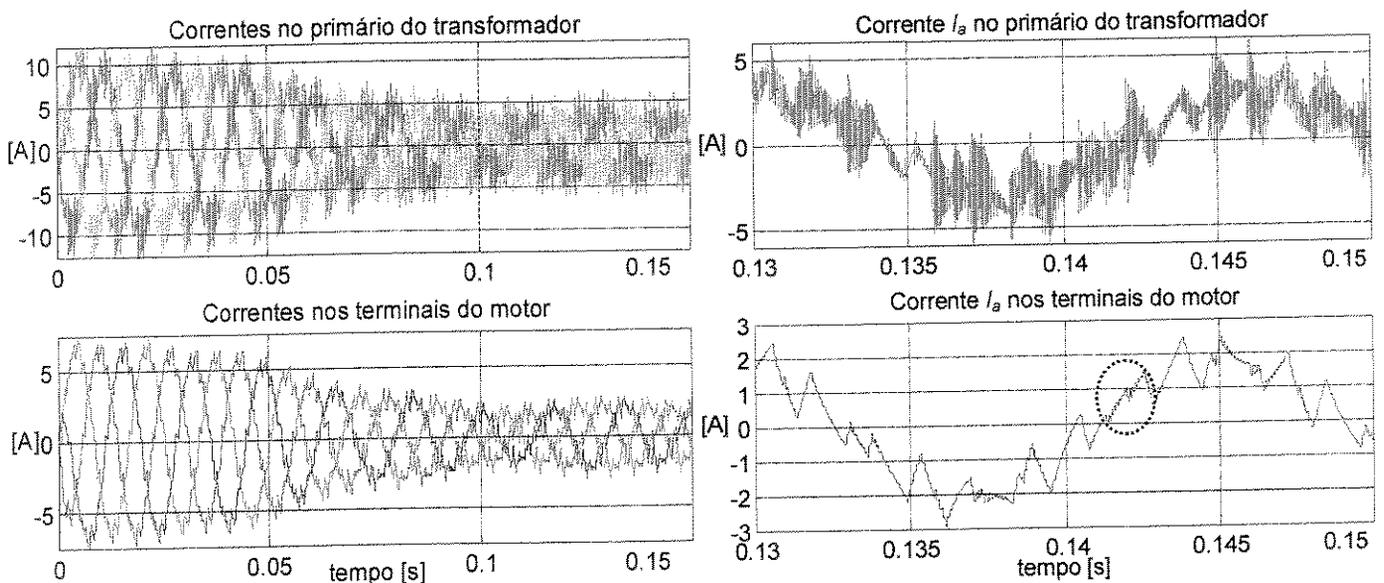


Fig. 4.3. Correntes no primário do transformador e nos terminais do motor (sistemas ITCM).

No sistema ITCM, as oscilações estão presentes nas formas de onda de corrente nos lados de alta e baixa tensão do transformador, como mostram os gráficos do lado esquerdo da Fig. 4.3. Contudo, a frequência crítica, neste caso chamada de f_r , é naturalmente menor que para o sistema ICM devido ao aumento da indutância total do sistema. Os gráficos do lado direito da Fig. 4.3 mostram uma ampliação da corrente I_a numa das fases do primário do transformador e nos terminais do motor. Note que esta última ainda contém oscilações residuais, uma vez que a impedância do motor para a frequência f_r é menor que para o sistema ICM. O valor da frequência crítica pode ser lido diretamente na forma de onda da corrente I_a nos terminais do inversor, como mostra a Fig. 4.4.

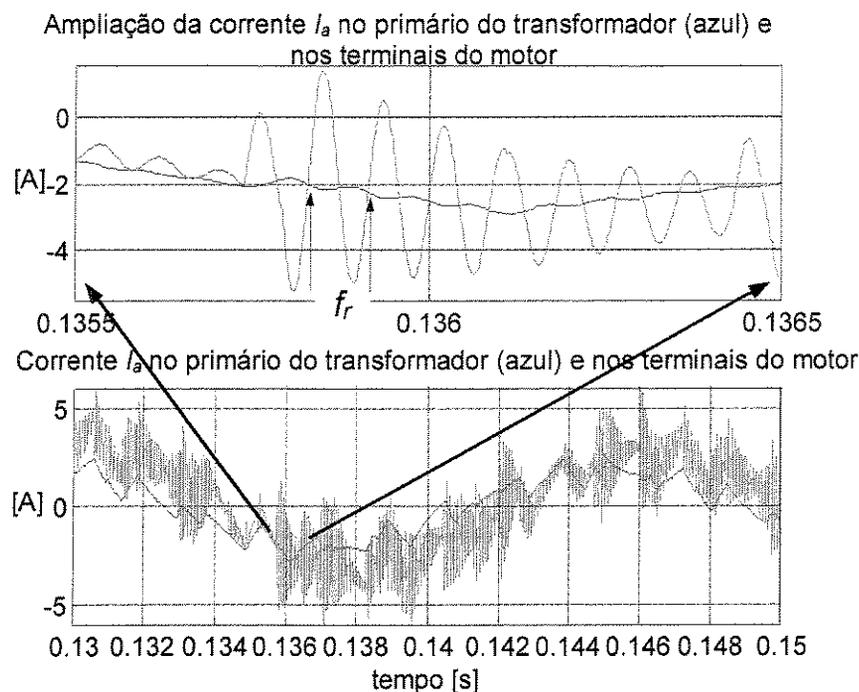


Fig. 4.4. Detalhe da oscilação na forma de onda da corrente I_a (sistema ITCM) - identificação de f_r .

Devido à conexão Δ/Y do transformador, as correntes no primário e nos terminais do motor apresentam defasagem angular de 30° . A frequência crítica f_r , medida conforme mostra o detalhe na Fig. 4.4, resultou em $f_r=11718,05\text{Hz}$. O intervalo entre dois picos da corrente também poderia ser utilizado para determinar o período de f_r , uma vez que as oscilações apresentam comportamento senoidal puro.

Em ambos sistemas, ICM e ITCM, a notável presença da oscilação na corrente permite que este sinal seja utilizado para a estimação espectral *on-line* da frequência f_o como será visto mais adiante. Por ora, caracterizar-se-á o efeito da ressonância nas formas de onda de tensão.

4.2.b Formas de onda de tensão

As sobretensões nos sistemas com longos cabos degradam a isolação tanto do cabo como dos enrolamentos do motor. Logo, o emprego de cabos com maior tensão nominal é uma alternativa para a operação do sistema mas a diminuição do tempo de vida útil do motor permanece. Os resultados de simulação, apresentados a seguir, evidenciam a necessidade de se usar alguma estratégia para eliminação das sobretensões nos terminais do motor. A Fig. 4.5 mostra a tensão no início do cabo e nos terminais do motor para o sistema ICM.

A Fig. 4.5 apresenta a tensão de linha gerada pelo inversor tipo VSI-PWM operando com frequência de chaveamento $f_s=720\text{Hz}$ e frequência fundamental de 60Hz . A sobretensão na tensão de linha nos terminais do motor é decorrente de um conjunto de causas, como foi descrito no capítulo 1. Sobretensões menores ou iguais a $2 pu$, neste caso 622V , são devidas à ressonância natural do cabo. A quota de 600V na Fig. 4.5 permite identificar o instante de chaveamento no qual ocorre tal sobretensão. Valores maiores que $2 pu$ tem como uma das causas a ocorrência de duas transições de tensão num curto espaço de tempo, ou “dwell time”, para reportar o capítulo 1. A Fig. 4.6 mostra sobretensões deste tipo.

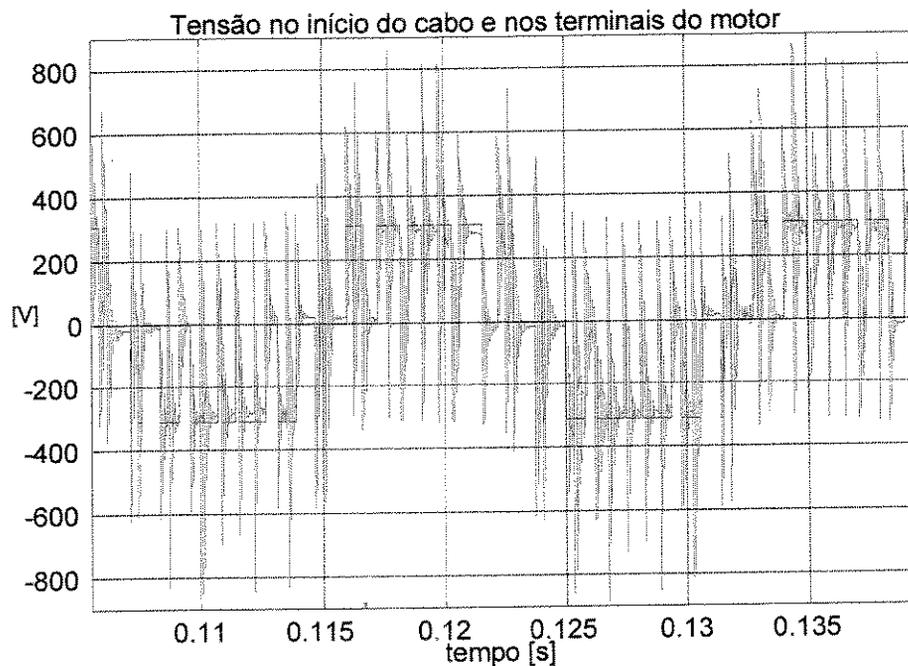


Figura 4.5. Tensão de linha no início do cabo e nos terminais do motor (sistema ICM).

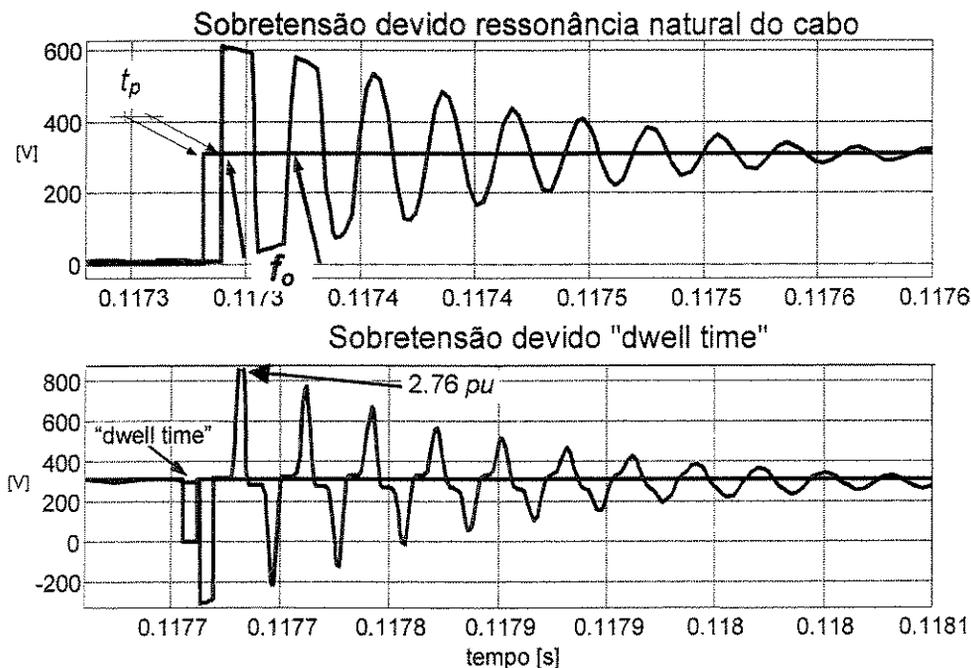


Figura 4.6. Detalhe da sobretensão nos terminais do motor (sistema ICM).

A sobretensão devido à ressonância natural do cabo, cuja frequência crítica (f_o) está indicada no gráfico superior da Fig. 4.6 e é igual àquela da Fig. 4.2, atinge valores de até $2 pu$. É possível identificar também o tempo de propagação do pulso (t_p) por todo o comprimento do cabo, o qual foi descrito no capítulo 2. O gráfico inferior na Fig. 4.6 mostra uma sobretensão de $2,76 pu$ quando da ocorrência de um “dwel time”.

Nos sistemas com transformador, as sobretensões podem atingir valores ainda maiores como ilustra a Fig. 4.7. A tensão na saída do inversor foi ajustada para que, considerando a relação de espiras do transformador, a tensão eficaz no secundário do mesmo fosse de 220V. A quota de 800V no gráfico é ultrapassada em vários instantes mostrando claramente a existência de sobretensões maiores que $2 pu$.

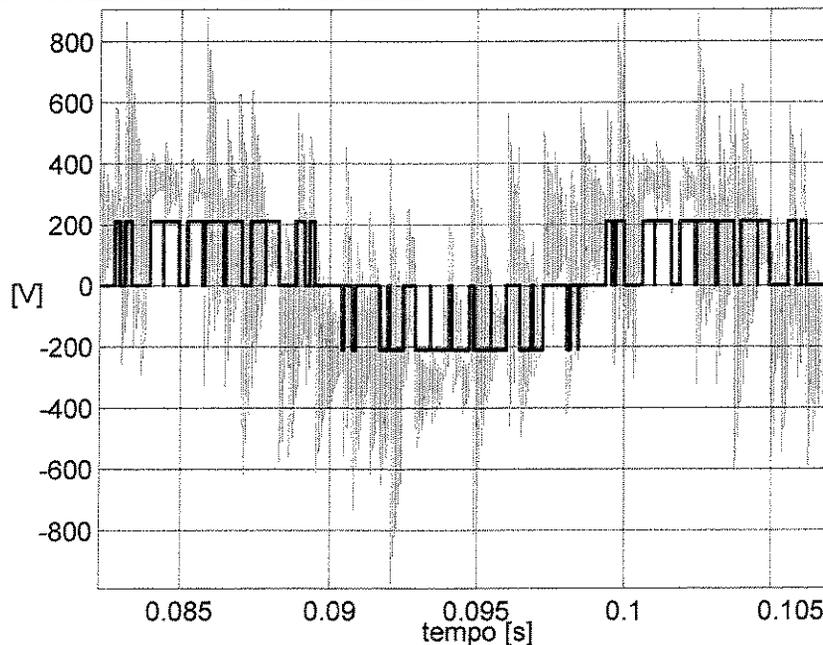


Figura 4.7. Tensão no primário do transformador e nos terminais do motor (sistema ITCM).

A frequência crítica (f_r), causadora das oscilações na Fig. 4.7, é a mesma observada na forma de onda da corrente indicada na Fig. 4.4. A Fig. 4.8 mostra detalhes da sobretensão e das oscilações.

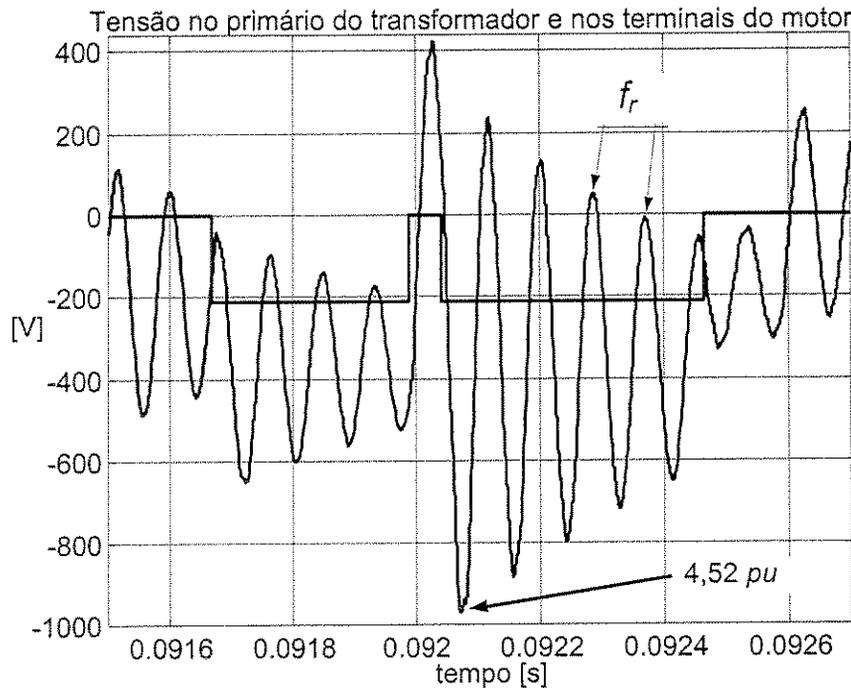


Figura 4.8. Detalhe da sobretensão nos terminais do motor (sistema ITCM).

As sobretensões, apontadas para os sistemas ICM e ITCM respectivamente nas Figs. 4.5 e 4.7, são responsáveis por um grande número de falhas de operação dos motores na indústria (Hussein e Jóos, 1997; Bonnett, 1997). Além disto, o aumento do desgaste das partes mecânicas do motor, tais como rolamentos e eixo, também é verificado devido à circulação de correntes de alta frequência (Huppunen e Pyrhönen, 2000). Para completar a análise de sobretensões, cabe verificar não somente os valores atingidos no final do cabo, mas também os níveis de tensão ao longo de todo o comprimento do cabo, como visto a seguir.

4.2.c Perfil de tensão e corrente no interior do cabo

Os níveis de tensão e corrente aos quais o cabo está sujeito ao longo de todo o seu comprimento são preferencialmente obtidos por simulação. Naturalmente, a verificação experimental exige o corte do cabo, descaracterizando-o para aplicações posteriores. A tensão num ponto qualquer, a uma distância z do inversor, pode ser obtida a partir de (3.5), reproduzida a seguir:

$$V_z = \cosh(\gamma z) - \frac{Z_o}{Z_s} \sinh(\gamma z), \quad (4.1)$$

onde z é a distância medida a partir do inversor, Z_s é a impedância nos terminais de alimentação ($z=0$) e Z_o é a impedância característica do cabo. A equação (4.1) fornece valores em *p.u.*, normalizados pela tensão de alimentação.

A impedância Z_s é calculada segundo (3.2). A impedância característica do cabo (Z_o) e a constante de propagação (γ) são calculadas através de (3.3) e (3.4), respectivamente. O cálculo de ambas variáveis considera a variação da resistência e indutância devida ao efeito pelicular nos condutores do cabo. O efeito pelicular é calculado através de funções circulares e hiperbólicas conforme descrito no item 3.4.

Os níveis de corrente ao longo do cabo podem ser obtidos a partir de (D.14), reescrita a seguir normalizada em relação a corrente no início do cabo:

$$I_z = \cosh(\gamma z) - \frac{Z_s}{Z_o} \sinh(\gamma z) \quad (4.2)$$

O perfil de tensão e corrente no cabo, obtido a partir de (4.1) e (4.2) respectivamente, é mostrado na Fig.4.9. Os resultados consideram a ação isolada de uma frequência de chaveamento igual a 1kHz, supostamente injetada pelo inversor tipo VSI-PWM. Na simulação foi considerado o sistema ICM com cabo de 4mm^2 (ver Apêndice H), que possui frequência crítica $f_o=33423,18\text{Hz}$, conforme ilustrado na Fig. 4.10.

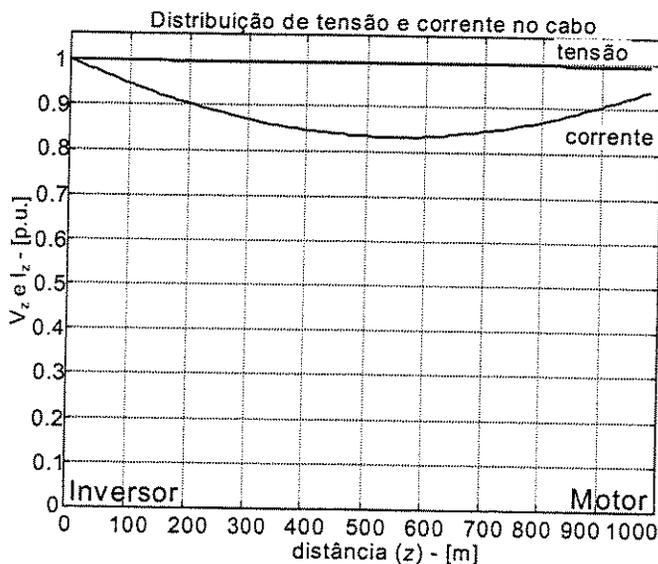


Fig. 4.9. Distribuição de tensão e corrente no cabo para frequência de 1kHz- Sistema ICM.

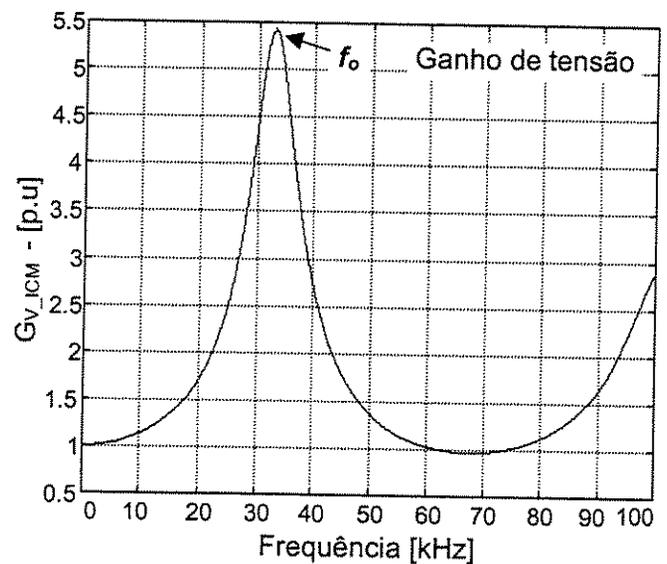


Fig. 4.10. Resposta em frequência - Sistema ICM.

A Fig. 4.9 mostra que uma queda de tensão ao longo do cabo é observada para a frequência de 1kHz. Isto condiz com a resposta em frequência mostrada na Fig. 4.10, onde o ganho de tensão é aproximadamente unitário. Paralelamente, os valores de corrente não excedem nenhum limite. Contudo, as

componentes harmônicas de 1kHz, produzidas pelo inversor tipo VSI-PWM (ver espectro na Fig. 3.6), podem coincidir com a região de ganho elevado causando sobretensões. Baseado na Fig.4.10 nota-se que frequências situadas na faixa de 5 a 55kHz e acima de 75kHz produzirão sobretensões nos terminais do motor e, conseqüentemente no interior do cabo. A Fig. 4.11 mostra os níveis de tensão atingidos quando o sistema ICM é excitado por uma componente de frequência de 30kHz.

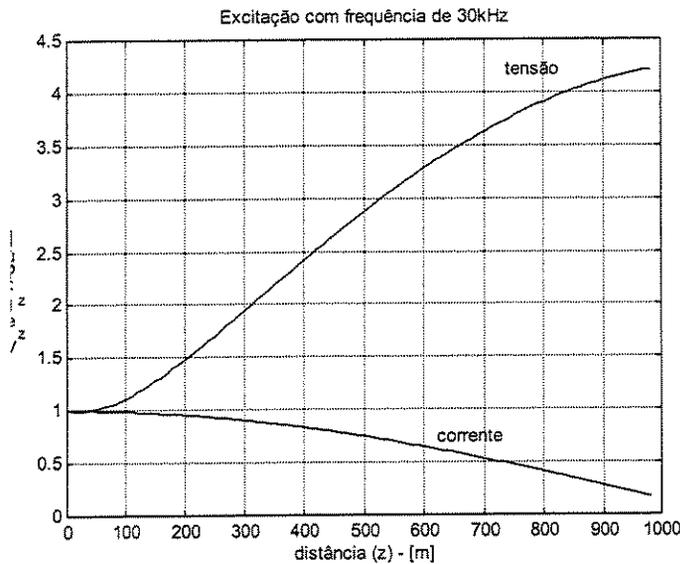


Fig. 4.11. Distribuição de tensão e corrente ao longo do cabo para frequência de 30kHz.

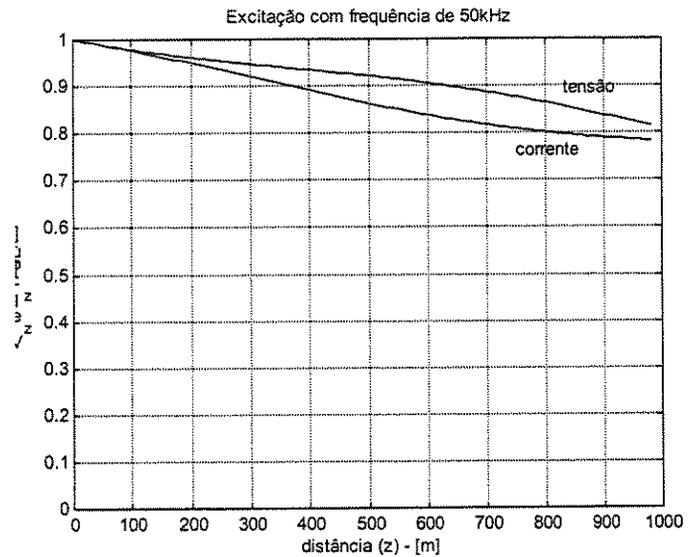


Fig. 4.12. Distribuição de tensão e corrente ao longo do cabo para frequência de 50kHz.

Na Fig. 4.11 existem sobretensões logo nos 100 primeiros metros do cabo. Isto está em conformidade com a resposta em frequência, uma vez que a tensão ao longo do cabo aumenta até atingir valores maiores que 4 p.u. nos terminais do motor. A impedância aumenta próximo aos terminais do motor diminuindo a corrente neste ponto.

Contudo, se a frequência de chaveamento for adequadamente situada acima da frequência crítica (f_c), indicada na Fig. 4.10, nenhuma sobretensão deve ocorrer. Neste caso o espectro da tensão gerada pelo inversor sobrepor-se-á a resposta em frequência conforme mostrado na Fig. 3.6. A Fig. 4.12 mostra a ação isolada de uma excitação na frequência de 50kHz. Note que nenhum limite de corrente e tensão é extrapolado ao longo do cabo. Notadamente, para frequências elevadas a atenuação é significativa devido a reatância indutiva e a resistência do cabo. Isto caracteriza um efeito de filtragem desejável, uma vez que as altas frequências produzem aquecimento no cabo e no motor. Do acima exposto fica inferido que a escolha adequada da frequência de chaveamento conduz para a minimização de sobretensões e sobrecorrentes. Este ponto é abordado a seguir.

4.3 Alteração da frequência de chaveamento do inversor tipo VSI-PWM num sistema ITCM – resultados de simulação

Uma vez caracterizado o efeito das oscilações nos sistemas com longos cabos, são apresentados resultados quando ocorre a mudança da frequência de chaveamento (f_s), visando a eliminação das sobretensões e sobrecorrentes. Para a simulação foram escolhidos valores de f_s coincidentes e superiores ao da frequência crítica do sistema. O ganho de tensão para diferentes frequências pode ser avaliado obtendo a curva da resposta em frequência do sistema, como discutido no capítulo 3.

A Fig. 4.13 mostra as formas de onda de tensão e corrente na entrada em operação de um sistema ITCM com $f_s=720\text{Hz}$. No instante 0,06s a frequência de chaveamento é alterada para $f_s=11520\text{Hz}$. Convém lembrar que a frequência crítica deste sistema, medida na forma de onda de corrente da Fig. 4.4, é de 11718,05Hz. Logo, as frequências de chaveamento (f_s) e crítica (f_r) estão praticamente coincidindo e, segundo o estudo da resposta em frequência reportado na Fig. 3.2, o ganho de tensão atinge valores muito elevados. O gráfico superior na Fig. 4.13 mostra que a tensão nos terminais do motor atinge valores próximos à 2600V.

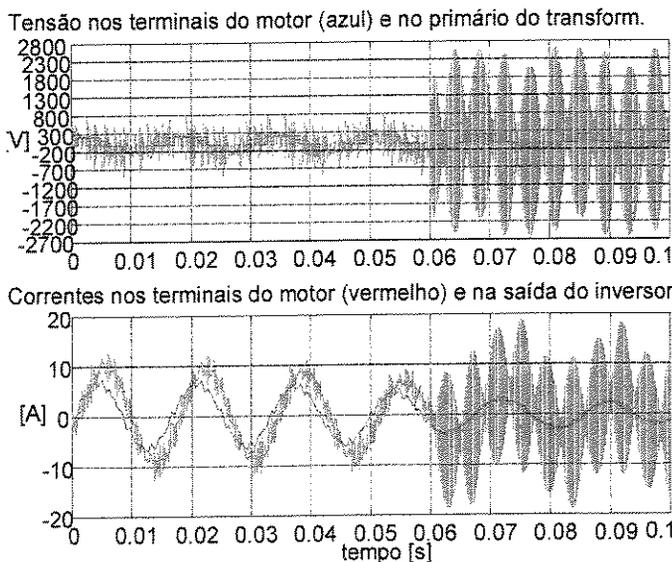


Figura 4.13. Efeito da alteração da frequência de chaveamento de 720 para 11520Hz no sistema ITCM.

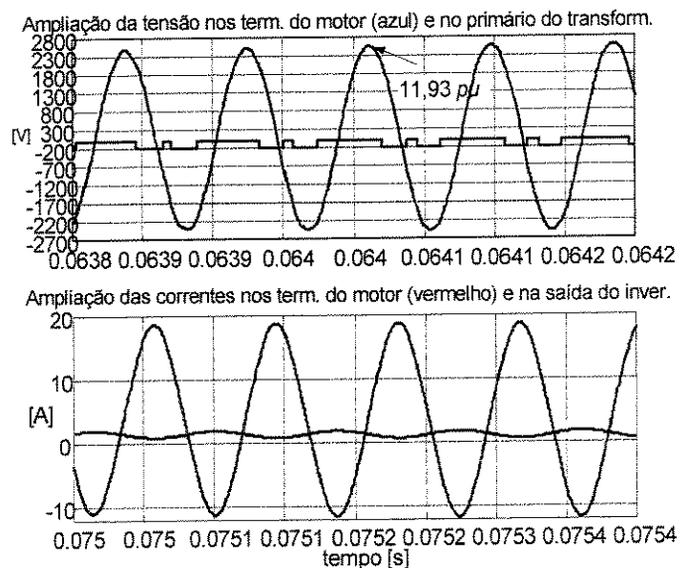


Figura 4.14. Ampliação do resultado de simulação para $f_s=11520\text{Hz}$.

Segundo o estudo da resposta em frequência, a impedância vista dos terminais do inversor é mínima para a frequência crítica, logo a corrente é muito maior, como mostra o gráfico inferior da Fig. 4.13. Claramente os elevados picos ocorrem devido à amplificação da componente na frequência de

chaveamento. A Fig. 4.14 mostra a ampliação do pico de tensão de 11,93 pu para a oscilação com frequência $f_s=11520\text{Hz}$.

A alteração da frequência de chaveamento, mas evitando a coincidência entre as ressonâncias e o espectro da tensão gerada pelo inversor é proposta como solução para o problema das sobretensões. A Fig. 4.15 mostra resultados de simulação para $f_s=25200\text{Hz}$, ou seja, acima da frequência crítica $f_r=11718,05\text{Hz}$.

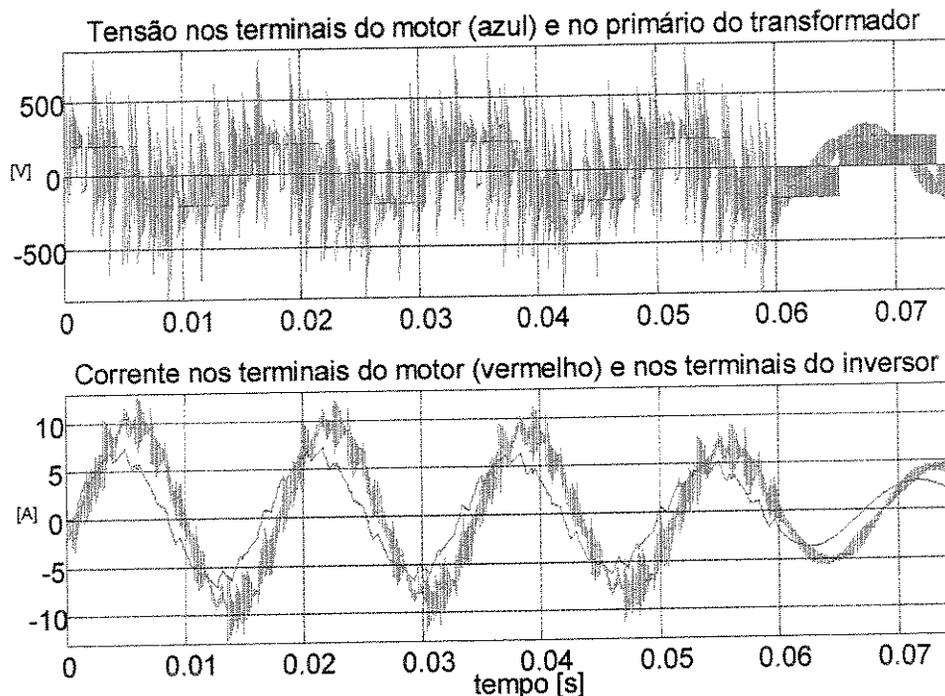


Figura 4.15. Eliminação das sobretensões no sistema ITCM para $f_s > f_r$.

A Fig. 4.15 mostra a partida do sistema ITCM e a alteração da frequência de chaveamento de 720 Hz para 25200Hz no instante 0,06s. A tensão nos terminais do motor está próxima do valor nominal desejado e nenhuma sobrecorrente é observada nos terminais do inversor. A Fig. 4.16 mostra em maiores detalhes a pequena ondulação resultante para a frequência $f_s=25200\text{Hz}$.

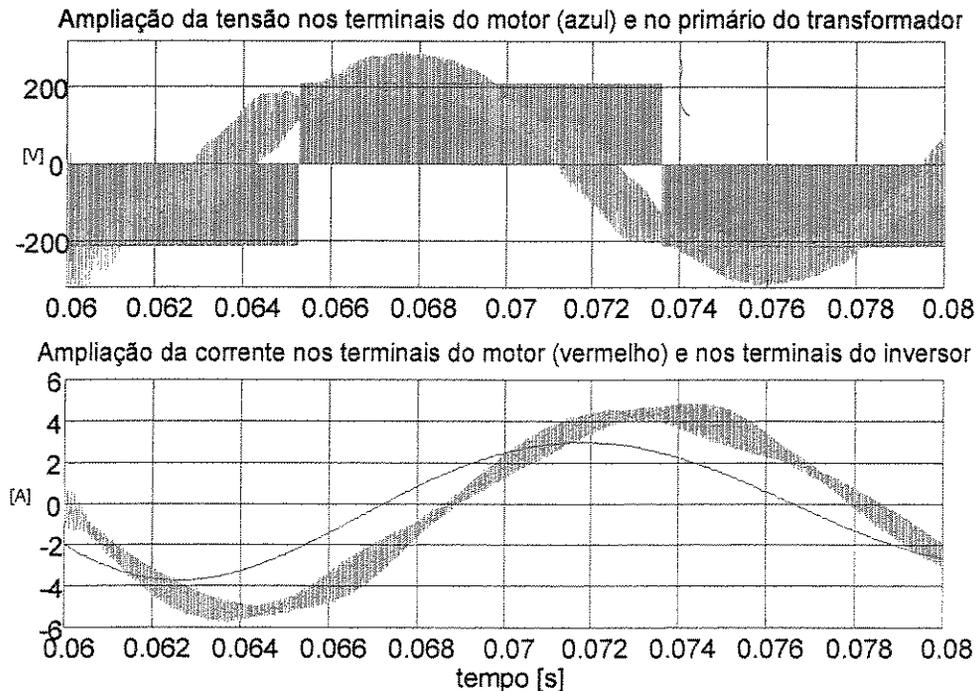


Figura 4.16. Ampliação das formas de onda para a situação $f_s > f_r$.

Para a frequência de chaveamento utilizada, o motor apresenta uma alta impedância eliminando a ondulação na corrente.

A alteração da onda portadora do inversor VSI-PWM é feita *on-line*, contudo para a escolha do melhor valor é necessário conhecer a priori a frequência crítica do sistema. Neste contexto, a metodologia para a determinação *on-line* da frequência crítica é abordada a seguir.

4.4 Estimação espectral *on-line* da frequência crítica

Os resultados anteriores mostram que as oscilações são observadas nos sinais da tensão nos terminais do motor e da corrente na saída do inversor. Entretanto, o sinal de corrente é preferido desde que, neste tipo de aplicação, o motor normalmente está situado a uma distância considerável da fonte ou mesmo submerso, de tal forma a não permitir a conexão de um sensor de tensão. O algoritmo apresentado na Fig. 4.17 permite detectar a frequência das oscilações do sinal de corrente. Para tal é necessário que as oscilações existam no domínio do tempo, o que é parcialmente garantido para um sistema com cabo suficientemente longo, como discutido no item 2.3. A oscilação é obtida em resposta a um degrau de tensão do inversor PWM-VSI. Contudo, se os pulsos (degraus) de tensão tem duração muito curta, devido a uma alta frequência de chaveamento, as oscilações são interrompidas e nem mesmo um ciclo da oscilação ocorre. Logo, isto não permite detectar o período e consequentemente a frequência da oscilação (frequência crítica). Para eliminar este problema basta acionar o inversor com uma frequência de

chaveamento baixa ou simplesmente acionar os transistores de tal forma a sintetizar o acionamento como inversor de seis pulsos. Este último garante que sempre haverá tempo suficiente para a existência de pelo menos um período de oscilação. Detalhes do inversor operando com seis pulsos são apresentados no item 4.5.

A estimação espectral da frequência crítica é feita através do processamento digital do sinal de corrente representado por quatro etapas seqüenciais, de acordo com o fluxograma da Fig. 4.17. As etapas constituem a aplicação de um filtro de mediana (MF – “Median Filter”), a aplicação da transformada rápida de Fourier (FFT – “Fast Fourier Transform”), a computação da densidade espectral de potência (PSD – “Power Spectral Density”) e por último a ordenação dos resultados através de um classificador ou histograma.

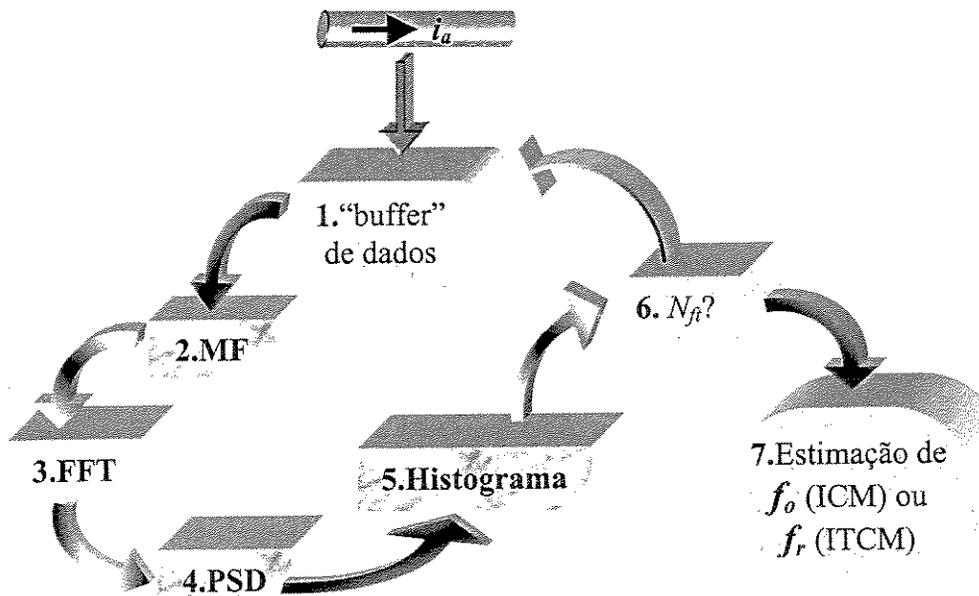


Fig. 4.17. Seqüência para a estimação da frequência crítica.

De acordo com a seqüência para a estimação espectral da frequência crítica, inicialmente é feita a aquisição do sinal de corrente (i_a) até o preenchimento do “buffer” de dados, representado pelo bloco 1 na Fig. 4.17. Cabe ressaltar que o disparo ou início da aquisição é aleatório sem nenhum sincronismo. Isto caracteriza que o “buffer” de dados contém uma “fotografia”, num instante qualquer, do sinal de corrente. O bloco 2 tem por função extrair do sinal amostrado as oscilações associadas às frequências críticas f_o ou f_r dos sistemas ICM ou ITCM, respectivamente. Do espectro do sinal, obtido do processamento conforme as rotinas de FFT e PSD dos blocos 3 e 4 respectivamente, é possível identificar a frequência crítica. O valor encontrado é qualificado, em frequência, pelo classificador representado pelo bloco 5.

Para minimizar erros devido à resolução em frequência e a ruídos, o histograma recebe valores de frequência crítica resultantes de N_f "fotografias", como indica o bloco 6. O valor de maior incidência é então definido pelo bloco 7 como o valor final estimado para a frequência crítica do sistema. O filtro de mediana, o classificador e as funções dos outros blocos são descritos sucintamente a seguir.

4.4.a Filtro de Mediana

Filtros de mediana são filtros não-lineares comumente utilizados para refinar sinais de voz (chamados filtros de uma dimensão \rightarrow 1-D) e imagem (chamados filtros de duas dimensões \rightarrow 2-D) (Richard, 1990). Estes filtros permitem eliminar ruídos preservando descontinuidades e seções monotônicas do sinal. Ao passo que filtros lineares são filtros orientados em frequência, ou seja, determinando o espectro do sinal, filtros de mediana são filtros geometricamente orientados determinando o perfil do sinal (Karl *et alii*, 1992). O filtro de uma dimensão é implementado fazendo uma janela móvel de tamanho $2N+1$ deslocar-se sobre as amostras do sinal a ser filtrado, como mostra a Fig. 4.22. As amostras dentro da janela são ordenadas em ordem crescente e a saída do filtro é exatamente a amostra central da janela.

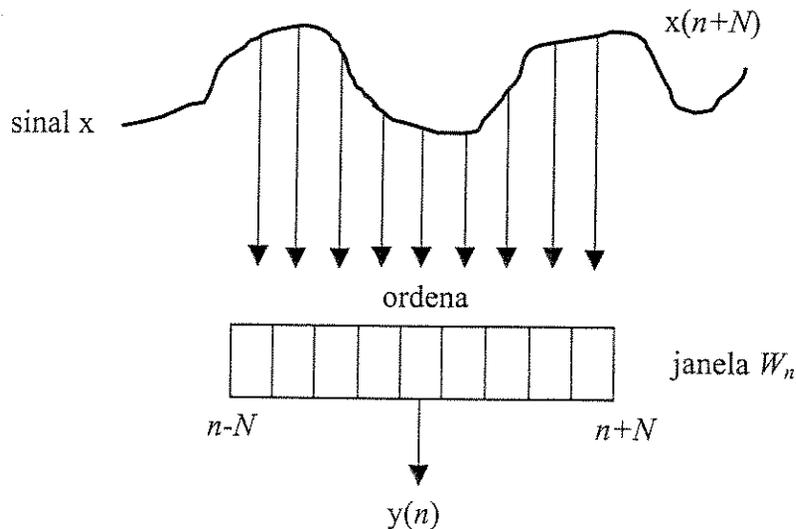


Fig. 4.18. Filtro de mediana

Quando da aplicação do filtro, é necessário atribuir valores iniciais para os elementos da janela W_n . Neste caso geralmente a janela é preenchida com zeros ou com o valor da primeira amostra do sinal (x_0). Também é necessário aumentar de N valores a quantidade de amostras do sinal original. As N amostras adicionais contêm o valor da última amostra do sinal original (x_f). Outro parâmetro a ser ajustado para a aplicação do filtro de mediana é o tamanho da janela móvel $W_n=2N+1$. O efeito na variação de N é ilustrado a seguir através de resultados de simulação para a janela inicialmente preenchida com zeros. O

sistema ICM mostrado na Fig. H.1 foi simulado considerando um cabo com 200 metros de comprimento, para o qual resulta um frequência de oscilação $f_o=165,7\text{kHz}$, de acordo com a equação (2.23) no capítulo 2.

A Fig. 4.19.a mostra a tensão nos terminais do motor quando da ocorrência de um pulso de tensão no início do cabo. A frequência de oscilação medida foi de $164,87\text{kHz}$, ou seja, em concordância com o valor esperado. O resultado do filtro de mediana, aplicado ao sinal de tensão nos terminais do motor para N igual 5, 10 e 15, é apresentado nas Figs. 4.19.(d, c, e b), respectivamente. Note que quanto maior a janela reduzida é a oscilação, contudo existindo um conseqüente aumento no tempo de estabilização da resposta. Apesar deste contrabalanço, como regra básica, é recomendado que o tamanho da janela seja maior ou igual ao número de amostras que compõem o fenômeno a ser eliminado do perfil do sinal em questão. Por exemplo, dado que a simulação foi conduzida com passo fixo de $1\mu\text{s}$ e, observando a Fig. 4.19.a, nota-se que a oscilação é atenuada em aproximadamente 5 ciclos ou tem duração de aproximadamente $5/164,87 \times 10^3 = 30,33 \mu\text{s}$. Desta forma 30 amostras estão contidas nos 5 ciclos, o que por sua vez indica que o tamanho mínimo da janela, necessário para eliminar as oscilações, é conseguido com $N=15$ ou $W_n=31$. Note na Fig. 4.19.d que para $N=5$ ou janela $W_n=11$ as oscilações não são totalmente filtradas.

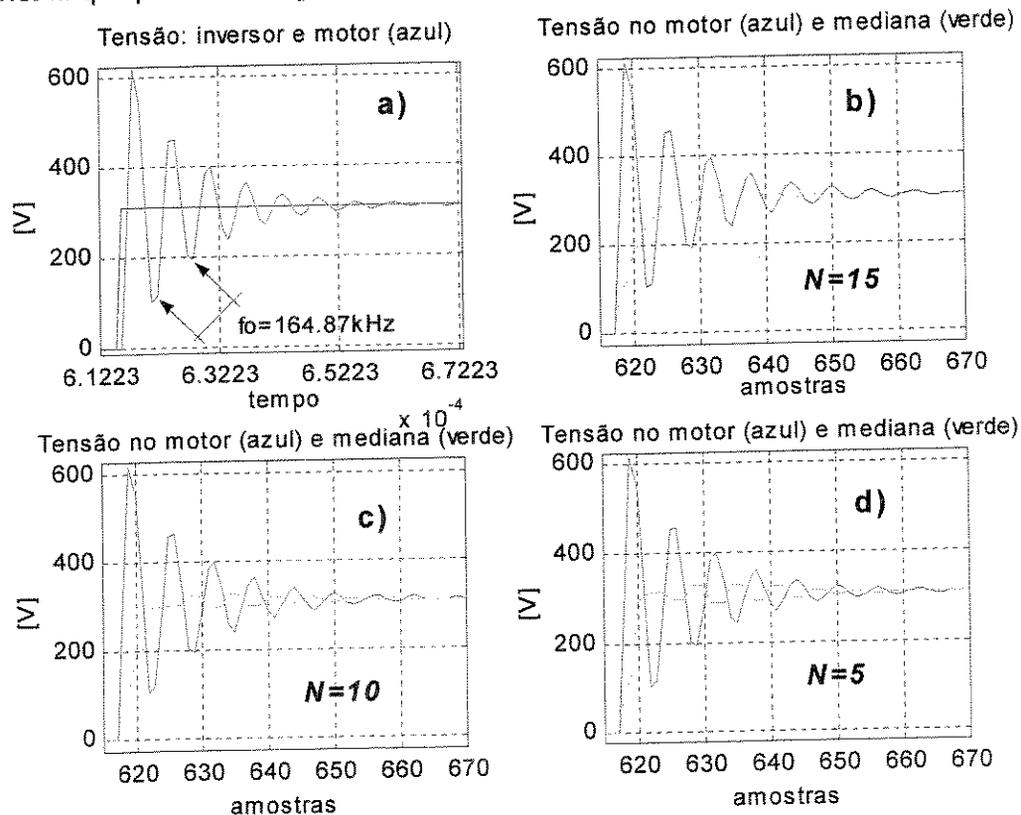


Fig. 4.19. Efeito da variação do tamanho da janela móvel.

Na aplicação prática do filtro de mediana há que se ponderar sobre o tamanho da janela a ser utilizado. Se, por exemplo, na Fig. 4.19 o objetivo da aplicação do filtro é reconstituir o degrau de tensão original,

fica claro que o resultado para $N=5$ é o que mais se aproxima de um degrau de tensão, embora ainda contendo um pouco de oscilação. Neste caso é recomendado filtrar novamente o sinal resultante usando o mesmo tamanho de janela até obter o perfil degrau, que por sua vez é uma estrutura-raiz do sinal original. Estruturas-raiz são perfis que uma vez sobrepostos permitem reconstruir um dado sinal original. A aplicação sucessiva do filtro é a técnica usada para determinar a estrutura-raiz de um sinal. A teoria sobre estas estruturas é discutida por Gallagher e Wise (1981).

Como ressaltado anteriormente, o presente trabalho baseia-se na estimação espectral da frequência de oscilação a partir da corrente na saída do inversor. Neste contexto, resultados relativos a corrente são apresentados na Fig. 4.20. A Fig. 4.20.a mostra uma "fotografia" dos sinais originais de corrente nos terminais do inversor, no qual existem oscilações, e nos terminais do motor, livre de oscilações. A "fotografia" contém $N_{\text{f}}=1024$ amostras do sinal de corrente, dado que este é o tamanho do "buffer" de dados utilizado. A aplicação do filtro de mediana elimina as oscilações como mostra a Fig. 4.20.b. O tamanho utilizado para a implementação da janela móvel foi $W_n=31$. Note que o sinal de corrente, medido nos terminais do motor, é a mediana, portanto serve para aferir o filtro de mediana. Se o sinal original for subtraído da própria mediana, restam somente as oscilações como mostra a Fig. 4.21. A frequência crítica, mostrada no detalhe e com o valor de $f_o=164,87\text{kHz}$, é a mesma observada na forma de onda de tensão na Fig. 4.19.

O uso do filtro de mediana é devido justamente à necessidade de preservar as variações monotônicas do sinal original de tal forma que, subtraindo da própria mediana, somente restem as oscilações. As variações monotônicas são entendidas como sendo compostas por parte do perfil da onda na frequência fundamental e pelo perfil em forma de rampa, ascendente ou descendente, devido ao chaveamento do inversor. Tomando somente as variações monotônicas, delimitadas pelo tamanho do "buffer" de dados, fica clara a existência de um valor de "offset" que pode variar de acordo com o instante no qual foi "fotografada" a forma de onda de corrente. A subtração permite centrar o sinal resultante em torno do eixo zero e manter a informação sobre a frequência crítica do sistema, como mostra a Fig. 4.21. É possível visualmente notar a presença das oscilações na corrente. No entanto, o "offset" da corrente constitui um problema se a rotina de FFT for aplicada, como indica a seqüência na Fig. 4.17. Obviamente, isto caracterizaria uma componente de frequência zero muito grande no espectro resultante. Portanto, se faz necessário o uso do filtro de mediana, permitindo que os algoritmos da Transformada Rápida de Fourier (FFT) e da Densidade Espectral de Potência (PSD) possam ser aplicados para extrair o valor da frequência crítica, como será visto a seguir.

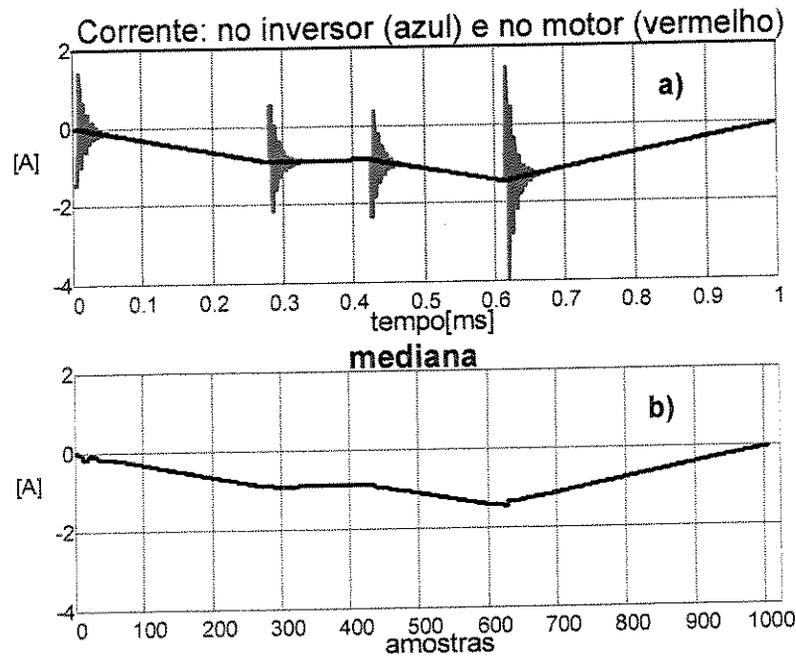


Fig. 4.20. Efeito do filtro de mediana com $W_n=31$, aplicado ao sinal de corrente.

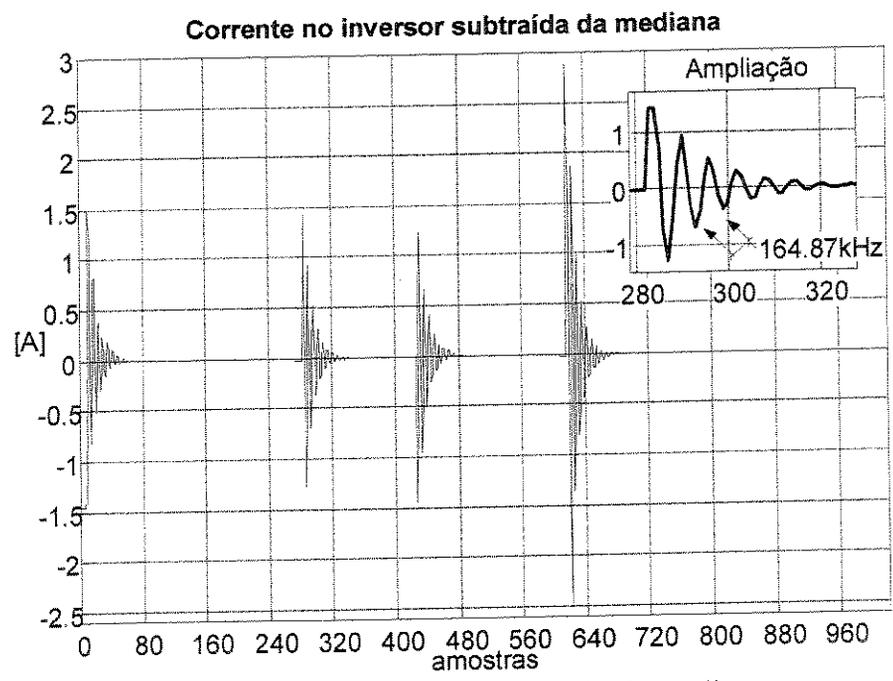


Fig. 4.21. Sinal de corrente subtraído da mediana.

4.4.b Estimação espectral

Inicialmente é feita uma análise sobre o sinal de corrente do qual será calculada a FFT e posteriormente PSD. O resultados foram obtidos por simulação do sistema ICM, descrito no apêndice H, com cabo de 1km de comprimento. Como visto no capítulo 2, a frequência crítica relativa a este comprimento de cabo é de 33,5kHz.

4.4.b.1 FFT

Uma "fotografia", num instante qualquer, da forma de onda da corrente numa das fases, filtrada usando o filtro de mediana, é mostrada na Fig. 4.22. A Fig. 4.22.a mostra a corrente original e a saída do filtro de mediana para $N=15$. O tamanho do "buffer" de dados é de $N_f=1024$ amostras. Dado que a simulação foi conduzida com passo fixo de $1\mu s$, uma fotografia compreende 6,14% do período da onda fundamental, no caso 60Hz. Subtraindo o sinal original da sua mediana resulta a forma de onda, sem "offset", mostrada na Fig. 4.22.b, para a qual é aplicada a rotina para o cálculo da FFT. São identificadas três oscilações distintas (indicadas por O_1, O_2 e O_3) devido ao chaveamento do inversor. Observando cada oscilação, em particular, é clara a periodicidade do sinal, embora exista amortecimento. Contudo, as oscilações estão dispostas dentro de um intervalo de tempo (T_1 , T_2 e T_3) delimitado pelos instantes de chaveamento do inversor. Em processamento digital de sinais, cada intervalo pode ser entendido como a aplicação involuntária de uma janela de tempo sobre cada oscilação impondo o seu início e fim. Dado que as janelas ocorrem em qualquer posição dentro do "buffer" de dados e possuem tamanhos diferentes, ou seja T_1 , T_2 e T_3 , pode-se dizer que existe uma componente não periódica compondo o sinal de corrente. Convém lembrar que as "fotografias" do sinal de corrente são tiradas de forma aleatória, ou seja sem nenhum tipo de sincronismo, implicando numa distribuição não determinística dos dados dentro do "buffer". Esta não periodicidade do sinal implica na utilização transformada de Fourier discreta (FFT) para o cálculo de espectro da corrente.

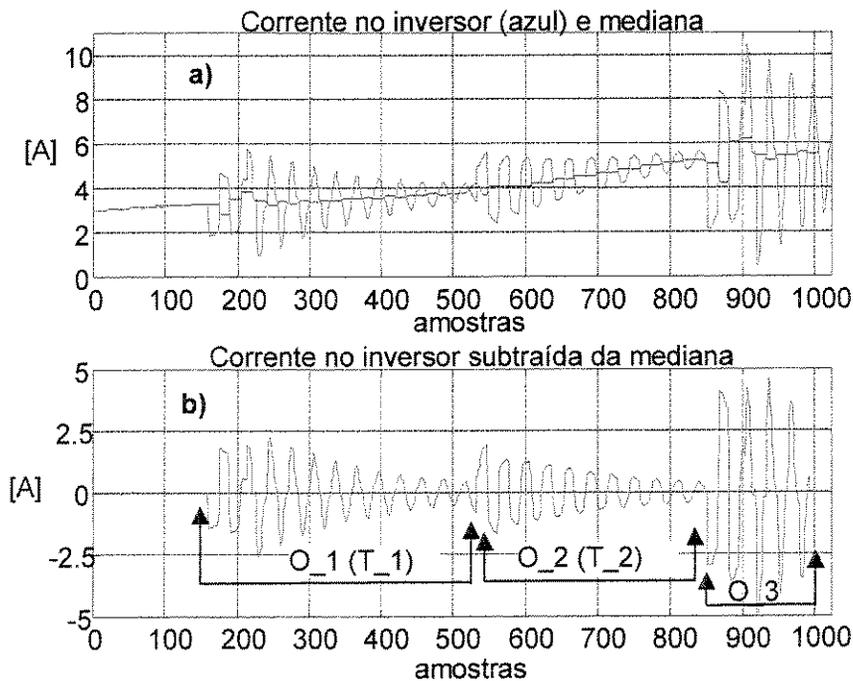


Fig. 4.22 Corrente no inversor para sistema ICM com cabo de 1km.

Sendo a FFT uma transformação linear, e uma vez obedecendo ao princípio da superposição, é feito a seguir o cálculo do espectro de frequência de somente uma oscilação ou intervalo de tempo, por exemplo T₃, que tem o pior perfil. Assim é possível identificar qual a implicação do efeito da janela no espectro a ser obtido quando o cálculo da FFT é feito considerando todos os dados do “buffer”.

A Fig. 4.23.a mostra a corrente considerando somente o intervalo T₃. Devido ao efeito da janela no tempo, lóbulos laterais são gerados no domínio da frequência e uma atenuação da amplitude do sinal também é experimentada, como mostra a Fig. 4.23.b. A observação do sinal de corrente indica claramente que, se não existisse nenhum efeito de janela, todas as 1024 amostras conteriam oscilações e o espectro resultante seria uma componente vertical, posicionada no valor da frequência crítica do sistema. Outra questão importante é o formato da janela no domínio do tempo, como mostra a Fig. 4.22.b. Uma vez que, por exemplo no intervalo T₁, a oscilação é atenuada, fica caracterizado que o formato da janela é próximo de uma atenuação linear. O espectro deste tipo de janela é semelhante à aquele de uma janela retangular, o qual é uma função sinc¹ que, por definição, contém lóbulos laterais. No domínio da frequência, o efeito da janela é a convolução, resultando num espectro que contém componentes verticais encobertas pela função sinc. Detalhes a respeito da convolução não são tratados neste texto, mas são descritos por Brook e Wynne (1988). Para maiores detalhes sobre o espectro de oscilações do tipo mostrado na Fig.4.22.b verificar o apêndice I.

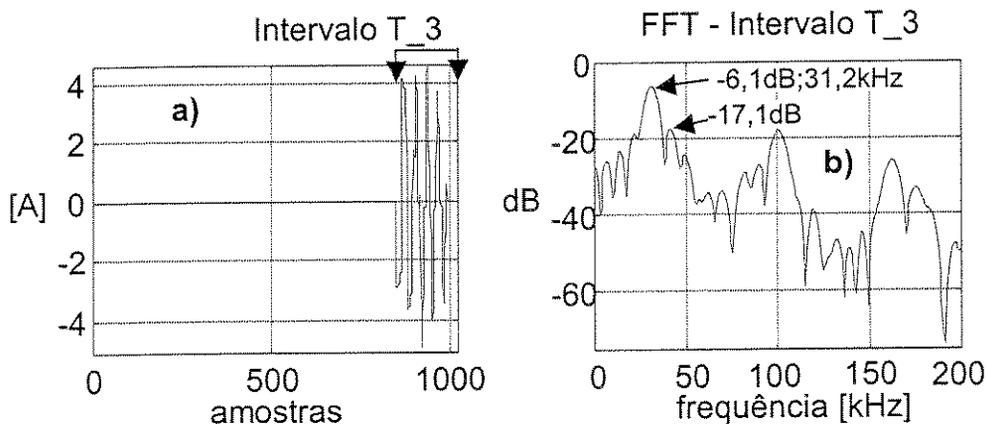


Fig. 4.23 Espectro da corrente para o intervalo T₃.

Note que a frequência crítica associada ao lóbulo central corresponde a 31,25kHz, ou seja, com um erro de 2,25kHz em relação ao valor real de 33,5kHz. Isto mostra que o intervalo T₃ oriundo provavelmente de um “dwell time”, devido ao elevado valor de amplitude da corrente, não contribui satisfatoriamente para a estimação da frequência crítica. Contudo os intervalos T₁ e T₂ apresentam um melhor perfil de forma de onda e de certa forma compensam o erro introduzido pelo intervalo T₃, como será visto mais adiante.

¹ Função sinc = $\sin(\omega T) / \omega T$, onde ω é a frequência e T o intervalo de tempo de existência da janela.

A estratégia para identificar a frequência crítica é baseada simplesmente na leitura da frequência, no eixo das abcissas, associada ao maior valor de amplitude do espectro. No caso de aplicações que requerem valores precisos de amplitude é necessário usar um fator de correção sobre os valores lidos no espectro do sinal. Todavia neste caso o conhecimento da amplitude não é imprescindível, e nenhum cuidado precisa ser tomado a este respeito. Se as FFTs dos intervalos T_1 e T_2 forem tomadas isoladamente, um espectro semelhante àquele do intervalo T_3 é observado para ambos e certamente com diferentes amplitudes dos lóbulos. Por fim, aplicando o princípio da superposição, o espectro resultante pode conter lóbulos laterais com amplitudes muito próximas à amplitude do lóbulo central. Esta implicação pode ser desvantajosa se a identificação da frequência crítica é feita através da simples leitura do maior valor de amplitude. Pois na implementação prática existem ruídos inerentes que, uma vez adicionados à amplitude dos lóbulos laterais, podem eventualmente ultrapassar a amplitude do lóbulo central.

A atenuação da amplitude dos lóbulos, e também de ruídos, é perpetrada calculando a densidade espectral de potência (PSD), tratada a seguir.

4.4.b.2 PSD

A medida da potência de um dado sinal, contida numa determinada faixa de frequências, é obtida calculando-se a densidade espectral de potência (PSD). A PSD tem como propriedade atrativa a atenuação de ruídos randômicos e dos lóbulos laterais, segundo a definição dada por (Brook e Wynne, 1988):

$$S_n = 2N_{ft} \Delta X_n X_n^*, \quad (4.3)$$

onde n representa a n -ésima componente de frequência com os coeficientes complexo e complexo conjugado indicados por X_n e X_n^* , respectivamente. Os coeficientes são obtidos calculando a FFT para as amostras contidas no “buffer” de dados de tamanho N_{ft} . A taxa de aquisição ($f_{sampling}$) dos dados está embutida em (4.3) através do período definido como:

$$\Delta = \frac{1}{f_{sampling}} \quad (4.4)$$

A definição da PSD aplicada à forma de onda apresentada na Fig. 4.23.a produz o espectro apresentado na Fig. 4.24.a. Note que o lóbulo principal se destaca em amplitude em relação aos demais. Ou seja, ao

passo que o espectro da FFT, mostrado na Fig. 4.23.b, tem a diferença entre as amplitudes do lóbulo principal e do imediatamente menor igual a $\Delta_{dB} = 6,1dB - (-17,1dB) = 11dB$, para o espectro da PSD $\Delta_{dB} = -78,1 - (-100,1) = 22dB$. Conclusivamente, a aplicação da PSD evita eventuais erros para "fotografias", sujeita a ruídos significativos, nas quais o respectivo espectro apresenta lóbulos laterais com amplitudes próximas à do principal. Adicionalmente, a característica de atenuação de ruído pode ser verificada na Fig. 4.24.d que mostra a PSD calculada para o intervalo T_3, adicionado de ruído randômico. O ruído randômico introduzido possui valor médio zero e variância igual a 1.

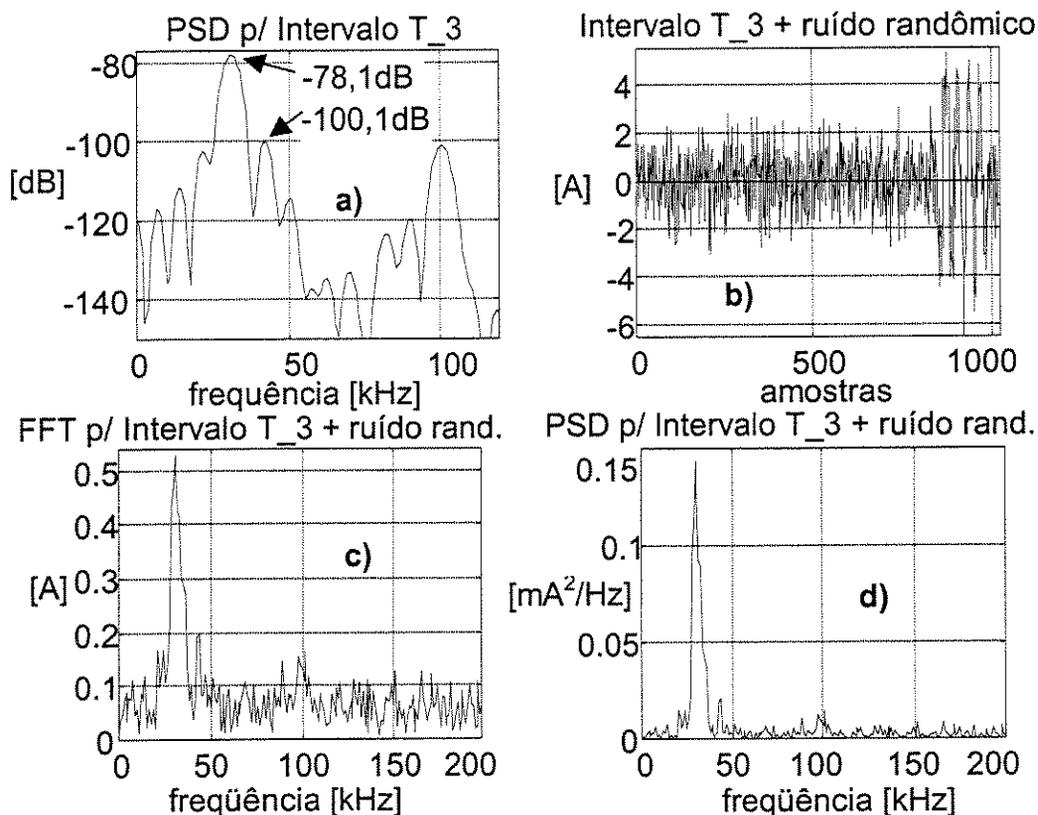


Fig. 4.24 Características da PSD

A comparação entre a FFT, mostrada na Fig. 4.24.c, e a PSD, indicada na Fig. 4.24.d, permite avaliar a eficácia desta última na eliminação de ruídos. Dada a simplicidade de cálculo, associada aos benefícios recém apontados, a PSD foi preferida na estratégia da estimação espectral *on-line* da frequência crítica. A Fig.4.25.b aponta a frequência crítica, estimada a partir da PSD do sinal de corrente original, reproduzido na Fig. 4.25.a e adicionado de um ruído randômico com variância igual a 0,5.

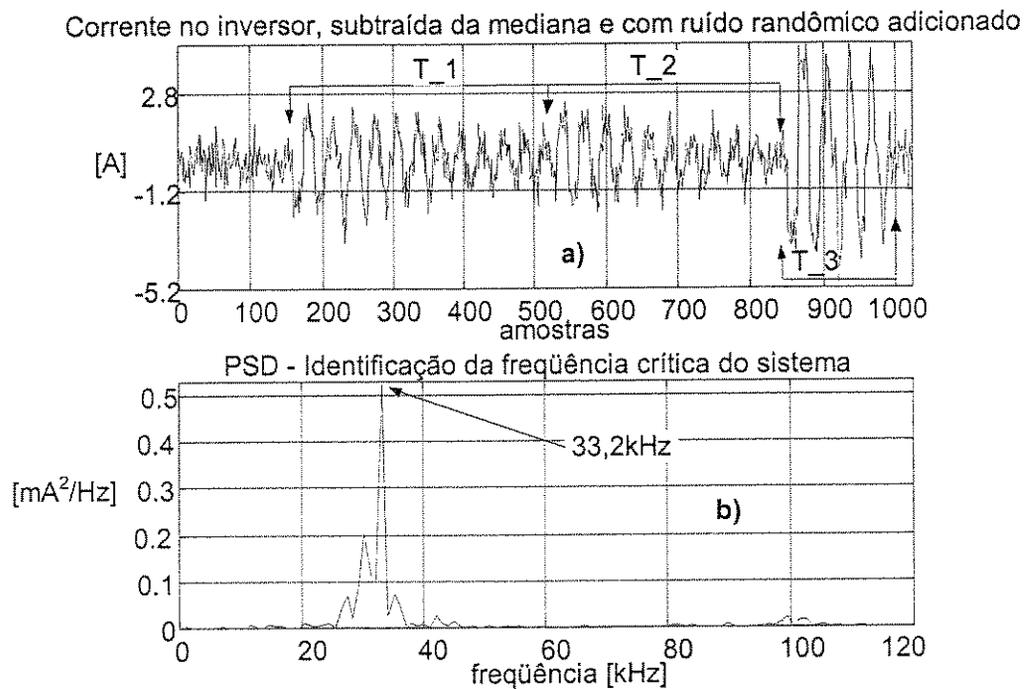


Fig. 4.25 Estimação espectral da frequência crítica

A frequência $f_o=33,2\text{kHz}$ na Fig. 4.25.b está suficientemente próxima do valor esperado, ou seja, de $33,5\text{kHz}$. Contudo, há que se considerar o erro devido à discretização do sinal de corrente. Neste contexto, resolução em frequência é dada por:

$$\Delta f_{\text{PSD}} = \frac{f_{\text{sampling}}}{N_{ft}} \quad (4.5)$$

Para a taxa de aquisição $f_{\text{sampling}}=1\text{MHz}$, utilizada na digitalização do sinal de corrente representado por $N_{ft} = 1024$ amostras, a resolução em frequência do espectro da PSD é de $\Delta f_{\text{PSD}}=976,6\text{Hz}$. Logo, o valor estimado para a frequência crítica através da PSD está sujeita à variação de $f_o \pm \Delta f_{\text{PSD}}$.

Será evidenciado a seguir que, além da frequência crítica, a aplicação do conjunto FFT/PSD permite obter uma noção mais ampla sobre o comportamento do sistema no domínio da frequência.

4.4.b.3 Estimação da resposta em frequência através da PSD

Em ambos os espectros da FFT e da PSD calculados anteriormente, como por exemplo nas Figs. 4.23.b e 4.24.a, outros valores de frequências foram evidenciados, além da frequência crítica. As Figs. 4.26.a e 4.26.b mostram respectivamente, a FFT e a PSD do sinal de corrente, justapostas à curva da função de transferência do sistema (G_{V_JCM}), calculada segundo a expressão (3.7). Ambos os espectros, e também a função de transferência, estão normalizados em relação ao máximo valor de amplitude, que por sua vez

corresponde à frequência crítica. Claramente os espectros delimitam o perfil da resposta em frequência do sistema tratada no capítulo 3.

O conjunto FFT/PSD, aplicado ao sinal de corrente na saída de inversor, tem a propriedade de fornecer o comportamento total do sistema no domínio da frequência. Esta propriedade é útil para a estratégia de eliminação *on-line* de sobretensões, principalmente para sistemas ITCM, como será abordado no capítulo 5.

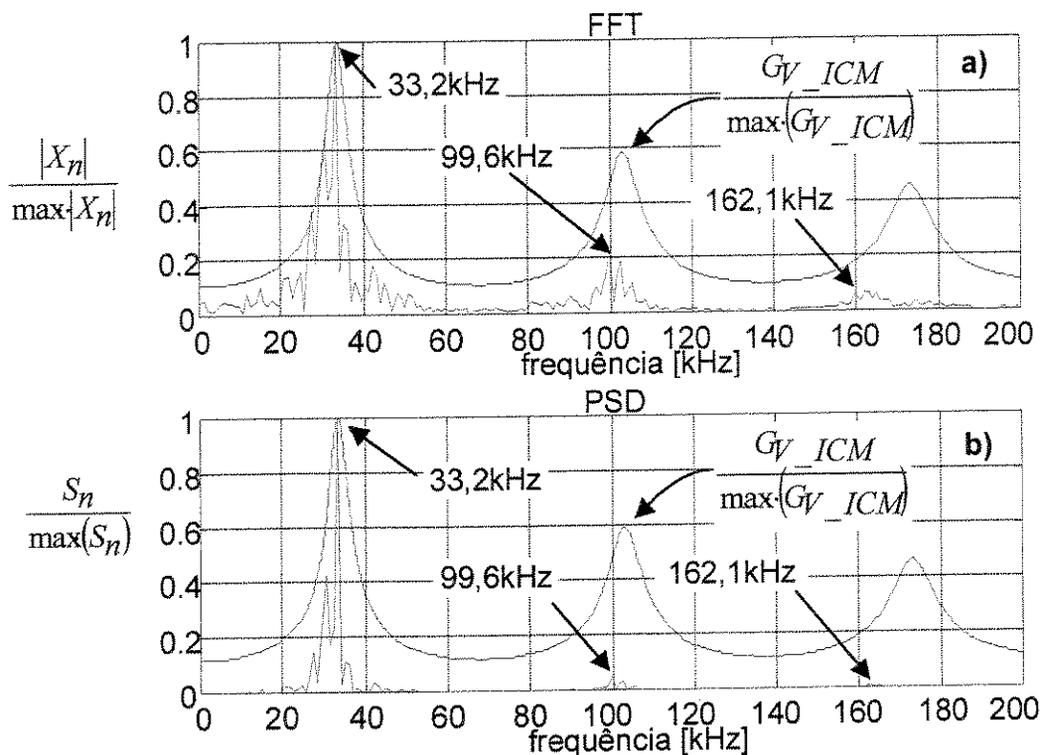


Fig. 4.26 Estimação da resposta em frequência através da FFT/PSD

4.4.c Histograma

Para maior confiabilidade, N_f "fotografias" da corrente no inversor são processadas digitalmente de acordo com a seqüência para a estimação da frequência crítica apresentada na Fig. 4.17. O classificador ou histograma é o último bloco que compõe o "loop" da seqüência citada. O objetivo deste bloco é distribuir os valores de frequência crítica (f_o) em faixas pré-definidas destacando a frequência com maior probabilidade de ocorrência. A Fig. 4.27 mostra um exemplo de classificador com faixas de frequência de 800Hz de largura onde 42,8% dos valores medidos estão situados dentro da faixa de 32,8 a 33,2kHz. Note que são percebidos valores espúrios distribuídos sobre todo o eixo de frequências, cuja existência é atribuída ao ruído inserido durante a simulação do sistema. A probabilidade de ocorrência para os valores espúrios é de $P=7,14\%$. Na implementação prática o valor estimado para frequência crítica é o valor

central da faixa com maior número de eventos, ou seja, 33,0kHz. Contudo, o valor real para $f_o=33,5\text{kHz}$ mostra que, para este exemplo, existe um erro tolerável de 1,49%.

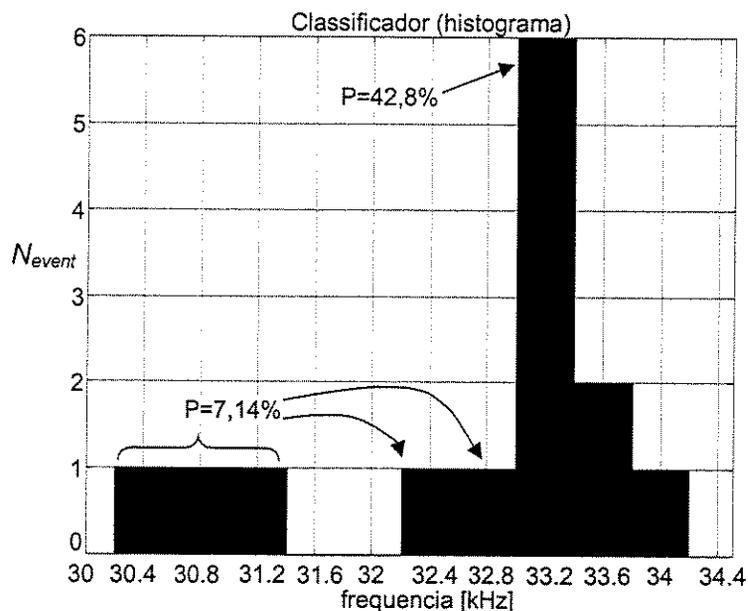


Fig. 4.27. Classificador (histograma) para estimação f_o .

Findo o processamento do classificador, a seqüência para estimação espectral da Fig. 4.17 está completa. O próximo passo é a escolha da frequência de chaveamento, discutida no capítulo 5.

4.5 Simulação de um sistema com potência de 73,5kW, submetido a alteração *on-line* da frequência de chaveamento do inversor tipo VSI-PWM

As aplicações de sistemas de acionamento com cabos longos podem atingir potências da ordem de centenas de CV, sendo o poço RJS-477A um exemplo prático (Mendonça,1998), o qual abriga uma bomba de 126 estágios acionada por um motor com potência de 270HP.

Abrangendo este nível de potência, foram feitas simulações de um sistema ITCM utilizando a estratégia de alteração *on-line* da frequência de chaveamento, para um motor de 100CV. Para tal, o aplicativo Simulink/Matlab foi utilizado, conforme ilustra o diagrama de blocos do item H.2. O cabo e o transformador são os mesmos utilizados no item 3.3 para o cálculo da resposta em frequência, onde a frequência crítica é de 3280Hz, conforme indica a Fig. 3.3.

Contudo, de acordo com o item 4.4, para que a oscilação seja detectada é necessário aplicar ao sistema uma comutação em baixa frequência. São apresentados resultados com a utilização de um conversor de seis pulsos e com um conversor tipo PWM-VSI operando com frequência de chaveamento de 340Hz. O primeiro (resultados no item 4.5.a) permite detectar a frequência crítica (conforme item 4.4) sem

sobretensões significativas. O segundo (resultados no item 4.5.b) também permite detectar a frequência crítica contudo, devido à pequena duração dos pulsos de tensão, o sistema é submetido a sobretensões.

No item 4.5.b é visto que a alteração *on-line* de 340Hz para 7200Hz na frequência de chaveamento atenua as sobretensões.

4.5.a Inversor de seis pulsos

O conversor de seis pulsos garante que degraus de tensão suficientemente largos sejam aplicados ao sistema de tal forma a permitir a existência de mais que um ciclo da oscilação. A Fig. 4.28 mostra a tensão no secundário do transformador e a ampliação da tensão nos terminais do motor, confirmando a existência de uma ressonância em $f_r=3172\text{Hz}$. Note que existem vários ciclos, permitindo a detecção através do algoritmo proposto no item 4.4.

A partir da curva de ganho (G_{V_ITCM}), traçada na Fig. 3.3, um novo valor de frequência de chaveamento pode ser escolhido. Neste contexto, a Fig. 4.28 mostra a tensão no secundário do transformador no instante da mudança de f_s para 7200Hz. Para este valor de f_s o ganho G_{V_ITCM} é aproximadamente unitário, não causando sobretensões, como verificado na Fig. 4.29.

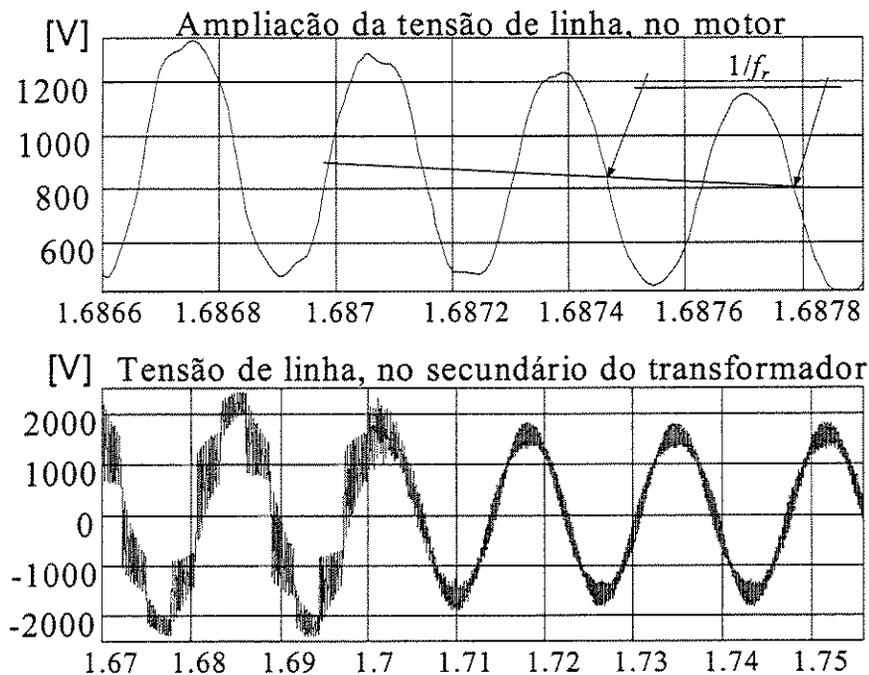


Fig. 4.28. Ampliação da tensão nos terminais do motor (superior) e tensão no secundário do transformador (inferior).

A Fig. 4.29 mostra a tensão na saída do inversor e nos terminais do motor durante o instante de alteração da frequência de chaveamento. Note que para $f_s=7200\text{Hz}$, fixada a partir do instante $t=1,7$ s, não existem sobretensões no sistema.

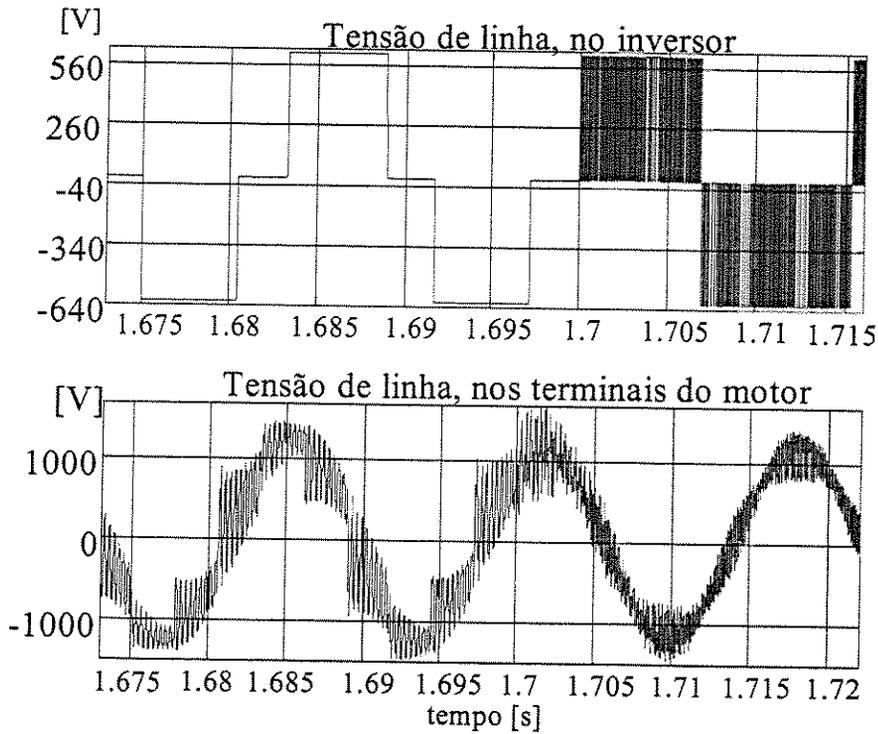


Fig. 4.29. Tensão no inversor (superior) e tensão nos terminais do motor (inferior).

Na frequência de chaveamento de 7200Hz não ocorre sobrecorrente, a qual depende do valor de impedância (Z_{ITCM}) "vista" pelo inversor, como mostra a Fig. 4.30. De acordo com a variação da impedância com a frequência (Fig. 3.3), o valor de Z_{ITCM} para 7200Hz é de aproximadamente 200Ω.

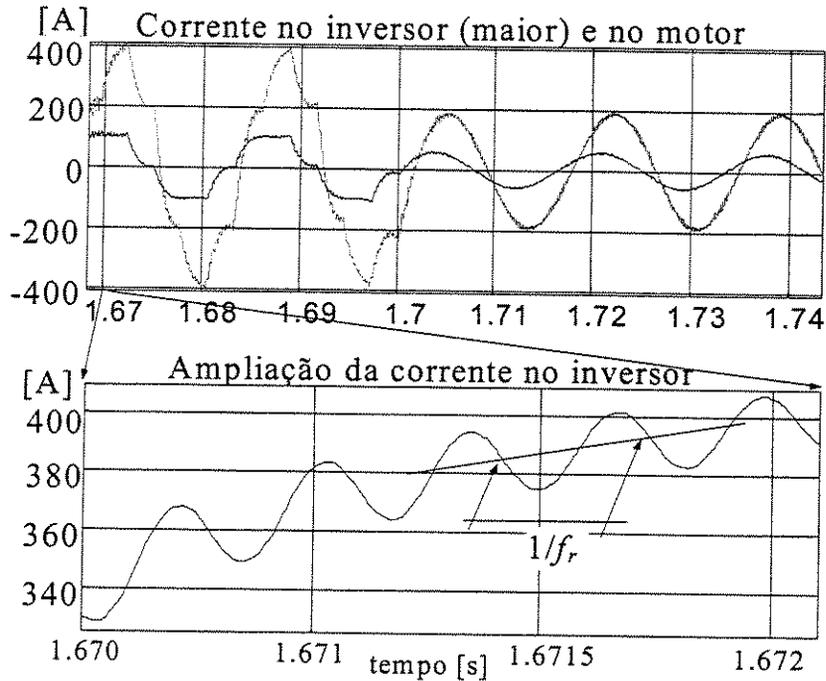


Fig. 4.30. Oscilação na corrente num sistema ITCM com motor de 100CV.

O inversor de seis pulsos é a melhor opção para a detecção da frequência crítica sem submeter o sistema a sobretensões. Contudo, o inversor PWM-VSI com frequência de chaveamento baixa pode ser aplicado, embora com a existência de sobretensões, como será visto a seguir.

4.5.b Inversor PWM-VSI operando com $f_s=340\text{Hz}$

A frequência de chaveamento de 340Hz é praticamente um décimo do valor de frequência crítica de 3280Hz registrado para este sistema, conforme mostra a Fig. 3.3. A Fig. 4.31 mostra que várias oscilações de frequência aproximadamente 3200Hz podem ser observadas na forma de tensão nos terminais do motor. Note que, neste caso, durante a detecção da frequência crítica, o motor é submetido a sobretensões. Uma vez identificada f_r para $f_s=340\text{Hz}$, a alteração de f_s para 7200Hz atenua as sobretensões, como mostra a Fig. 4.31 a partir do instante $t=1,6\text{s}$.

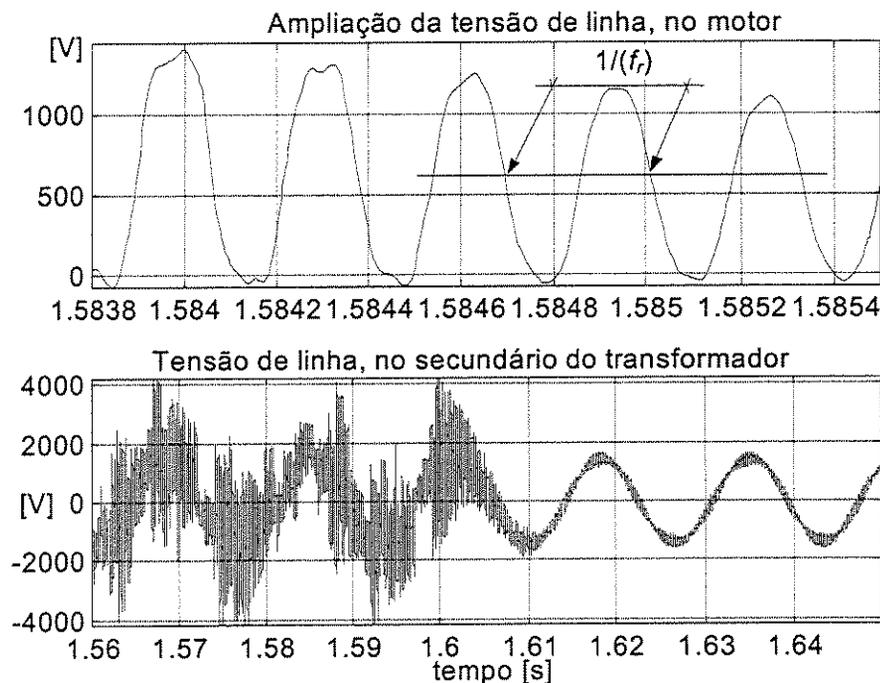


Fig. 4.31. Ampliação da tensão nos terminais do motor (superior) e tensão no secundário do transformador (inferior).

As tensões de linha nos terminais do inversor e nos terminais do motor são mostradas na Fig. 4.32 evidenciando a atenuação de sobretensões.

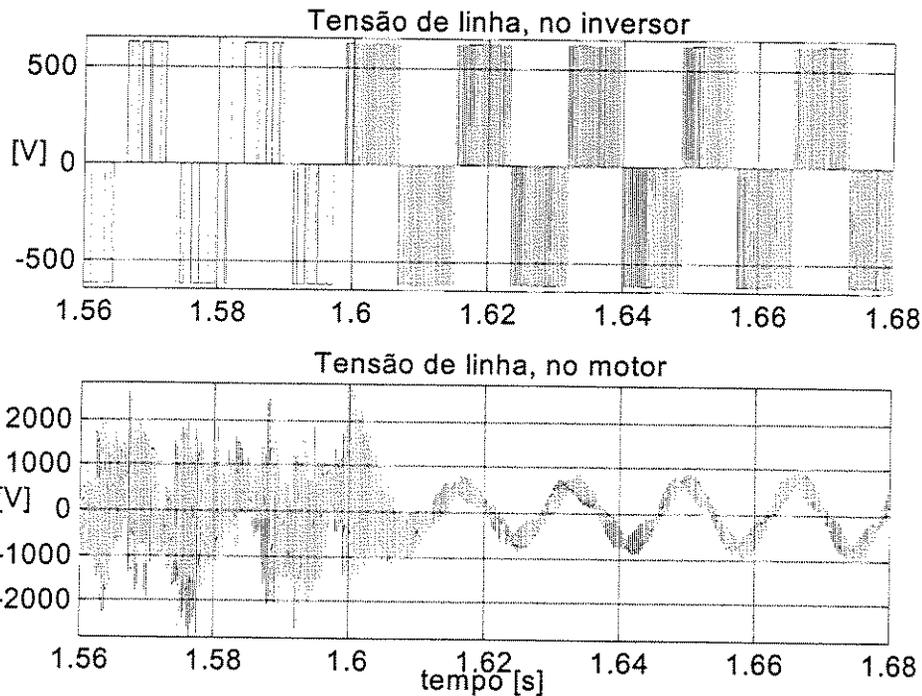


Fig. 4.32. Tensão no inversor (superior) e tensão nos terminais do motor (inferior).

Alterando a frequência de chaveamento para 7200Hz, uma diminuição da oscilação da corrente ocorre, dependendo do valor de impedância (Z_{ITCM}) "vista" pelo inversor, como mostra a Fig. 4.33. De acordo com a variação da impedância com a frequência (Fig. 3.3), o valor de Z_{ITCM} para 7200Hz é de aproximadamente 200Ω .

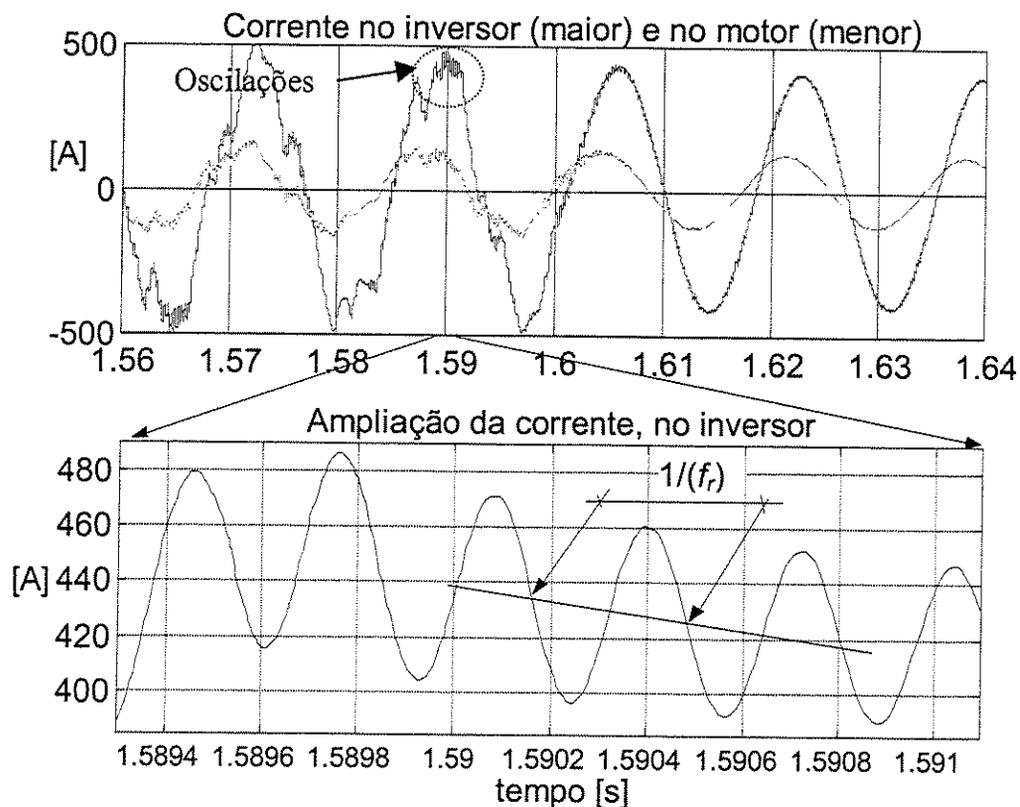


Fig. 4.33. Atenuação da sobrecorrente num sistema ITCM com motor de 100CV.

4.6 Aplicabilidade

A aplicação da estratégia para eliminação *on-line* de sobretensões está estritamente vinculada ao valor de frequência de chaveamento (f_s) disponível no inversor. Como foi visto, para que a estratégia funcione é necessário que a frequência f_s seja maior que a frequência crítica do sistema ICM ou ITCM. Contudo, o valor de frequência crítica é inversamente proporcional ao comprimento do cabo. Logo, o caso ideal se caracteriza por um inversor com frequência de chaveamento tanto maior quanto menor o comprimento do cabo, ou seja, maior frequência crítica. No entanto, os inversores disponíveis no mercado são limitados quanto ao máximo valor de f_s . Considerando esta limitação técnica, é conduzida a seguir uma análise da aplicabilidade da estratégia de eliminação de sobretensões baseado em inversores comerciais.

4.6.a Valores de frequência crítica

A frequência crítica (f_o) em sistemas ICM é inversamente proporcional ao comprimento do cabo e, de acordo com (2.10), resulta:

$$f_o = \frac{v}{4l_c} \tag{4.6}$$

onde v é a velocidade de propagação da onda e l_c é o comprimento do cabo. A velocidade de propagação depende do material isolante (ou dielétrico) utilizado (item 2.4). Valores de permissividade do dielétrico, fornecidos por INBRAC (1999) para vários tipos de materiais, são apresentados na Tabela 2.3. Para aqueles valores e baseado em (2.15) é assumido um valor generalizado de velocidade igual a $v=1,5 \times 10^8$ m/s, para as diferentes constituições de cabos disponíveis no mercado. Isto posto, a variação da frequência crítica em sistemas ICM, obtida a partir de (4.6), é traçada na Fig. 4.34.

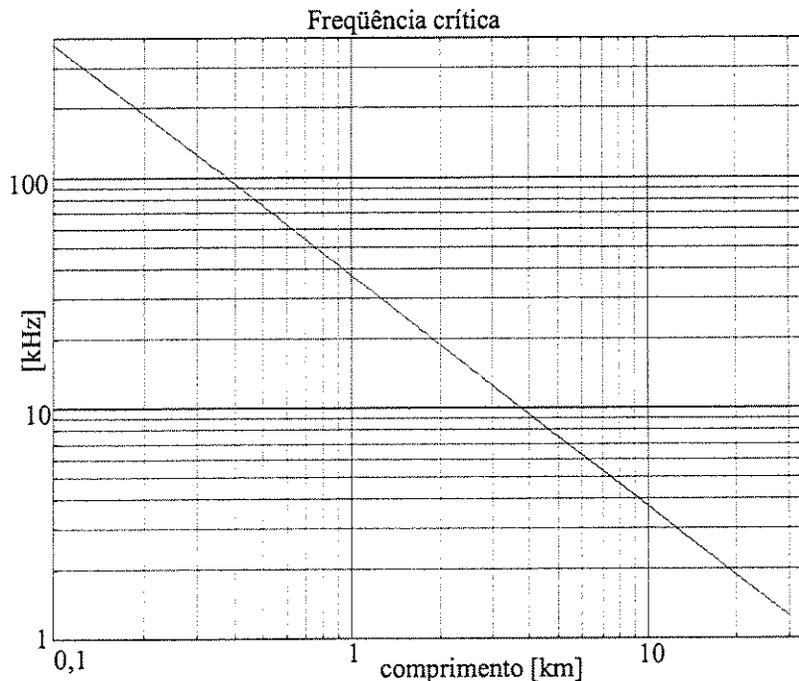


Fig. 4.34. Frequência crítica (f_o) em função do comprimento do cabo (l_c).

De acordo com a Fig. 4.34, um cabo de 8km tem frequência crítica de 4,6kHz. Este valor está próximo do valor de 4,2kHz, obtido da resposta em frequência traçada na Fig. 3.1. A diferença é devida ao uso do valor generalizado de velocidade de propagação. Provavelmente o valor real de velocidade de propagação é um pouco menor que o valor assumido.

A Fig. 4.34 pode ser usada para delimitar a aplicabilidade da estratégia de atenuação de sobretensões, de acordo com a frequência de chaveamento dos inversores. Supondo um valor máximo de $f_s=20\text{kHz}$ e, adotando $f_s > 2f_o$, num sistema ICM, o mínimo comprimento de cabo deve ser $l_{c_min}=3,8\text{km}$. Qualquer comprimento de cabo maior que l_{c_min} vai produzir frequências críticas menores garantindo a eliminação de sobretensões para $f_s \leq 20\text{kHz}$. Note que sistemas ITCM possuem frequência crítica sempre menor que o sistema ICM, devido à indutância de dispersão do transformador. Logo, uma vez garantida a aplicabilidade para o sistema ICM, as sobretensões certamente poderão ser minimizadas em um sistema com cabo do mesmo comprimento se um transformador for inserido.

4.6.b Verificação

Para verificação da aplicabilidade da estratégia pode ser usado o sistema ITCM de 8km, testado em maio de 1996 no projeto denominado PROCAP2000 da Petrobrás e cujos resultados de simulação são apresentados no item 4.5. Para aquele sistema, a curva da resposta em frequência (Fig. 3.3) mostra que a frequência de chaveamento deveria ser de aproximadamente 7,2kHz, para uma frequência crítica igual a 3,28kHz. Isto está de acordo com a Fig. 4.34 que mostra que para f_s igual a 7,2kHz o comprimento mínimo de cabo deveria ser $l_{c_min}=5,2\text{km}$. Ou seja, o comprimento real de 8km extrapola o valor mínimo. Para completar, cabe somente verificar se existem inversores comerciais que podem operar naquela frequência de chaveamento, para a potência do motor igual a 100CV. Para tal são apresentadas na Tabela 4.1 características de inversores comerciais de vários fabricantes. Os dados apresentados foram obtidos em manuais encontrados nos endereços da Internet indicados.

Tabela 4.1. Características de inversores VSI comerciais

Fabricante	Potência [HP]	Frequência de chaveamento [kHz]	Endereço na Web
Toshiba (séries G3, G3 Plus-Pack e H3)	< 150	10	www.toshiba.com
	> 150, até 350	5	
	até 1200	2,2	
Siemens	< 100	16	www.siemens.com
Reliance	até 200	8	www.reliance.com
ABB	até 50	16	www.abb.com
WEG	< 125	7,2	www.weg.com.br
Robicon	até 100	12	www.robicon.com



Claramente, a maioria dos fabricantes disponibiliza inversores com uma frequência maior ou igual a $f_s=7,2\text{kHz}$, permitindo portanto atenuar as sobretensões no sistema ITCM com motor de 100CV simulado no item 4.5.

Como exemplo para potências maiores pode ser considerado o caso do poço RJS-477A descrito no capítulo 1, considerando o sistema acionando um motor de 250HP, com transformador elevador de 750kVA e um cabo de 6,5km de comprimento com seção transversal de 2 AWG. Para este sistema a frequência crítica é de aproximadamente 2kHz, para uma indutância de dispersão do transformador igual a 5mH. Consequentemente uma frequência de chaveamento maior que 4kHz deve ser suficiente para eliminar possíveis sobretensões. Para esta frequência e nível de potência, a aplicabilidade da estratégia é confirmada pela existência de inversores comerciais como mostra a Tabela 4.1.

Contudo, devido ao avanço tecnológico na área de eletrônica de potência, os dados da Tabela 4.1 não podem ser considerados como fatores limitantes na aplicação da estratégia de alteração da frequência de chaveamento. Novas topologias de inversores, com comutação suave (Choi, 2000), mostram que as perdas devido à comutação das chaves podem ser reduzidas, permitindo o aumento da frequência de chaveamento. Além disso, a suavização do perfil dos pulsos de saída do inversor deve colaborar para a minimização das componentes de alta frequência presentes no espectro do sinal PWM.

4.7 Considerações Finais

Os resultados de simulação servem para confirmar que a frequência crítica, discutida no capítulo 3, coexiste tanto na tensão nos terminais do motor quanto na corrente na saída do inversor e é responsável pelas sobretensões e sobrecorrentes. O aumento da frequência de chaveamento (f_s) do inversor, para valores maiores que a frequência crítica, atenua as sobretensões e sobrecorrentes. A estimação da frequência crítica permite o conhecimento da resposta em frequência do sistema, como discutido no capítulo 3, e a correta escolha de f_s . A estimação é possível através do processamento digital da corrente, proposto no item 4.4. A rotina de processamento demanda poucos cálculos e é possível de ser processada *on-line*.

Os resultados de simulação do filtro de mediana mostram a sua eficiência na eliminação de "offset". Entretanto, o tamanho do filtro é um parâmetro que precisa ser determinado *a priori*. Uma alternativa para eliminar tal dependência é a utilização de um filtro de mediana adaptativo, o qual precisa ser estudado futuramente. Outro parâmetro necessário para a implementação prática da rotina de estimação é a frequência de amostragem ou taxa de aquisição do sinal de corrente. A determinação de tal taxa está vinculada a frequência crítica a ser estimada, ou seja, os dados do sinal amostrado precisam conter pelo

menos alguns ciclos da frequência crítica de tal forma que a mesma possa ser identificada através da FFT. Contudo, um valor aproximado da frequência crítica é calculado conforme descrito no item 2.3. A partir deste valor aproximado, uma taxa de aquisição 10 vezes maior deve ser utilizada.

As "fotografias" aleatórias do sinal de corrente mostram que as oscilações, correspondentes a frequência crítica, são interrompidas de acordo com o chaveamento do inversor. Esta interrupção produz um janelamento variável no domínio do tempo, que provoca a existência de componentes harmônicas da frequência crítica no espectro da corrente. Tal efeito, indesejável, é atenuado com o cálculo da densidade espectral de potência (PSD) e através da classificação do resultado de várias "fotografias", feito por um histograma.

O valor estimado de frequência crítica é satisfatório e pode ser utilizada no cálculo dos parâmetros do cabo, a partir da técnica da frequência natural proposta no item 2.5. Adicionalmente, o espectro da corrente por si só já constitui o perfil da resposta em frequência, conforme indicado no item 4.4.b.3. Esta característica é explorada em detalhes no capítulo 5.

Finalmente, a simulação de um sistema ITCM, com potência do motor igual a 100CV, mostra que a estratégia de alteração *on-line* da frequência de chaveamento pode ser estendida para sistemas com potência de centenas de CV.

5

Estratégia Para Eliminação *On-Line* de Sobretensões e Sobrecorrentes em Sistemas de Acionamento de Motores através de Longos Cabos: Resultados Experimentais

5.1 Introdução

Este capítulo sintetiza com resultados experimentais o problema da existência e uma alternativa para eliminar sobretensões e sobrecorrentes em sistemas de acionamento de motores através de longos cabos. O texto está escrito de tal forma a permitir que a leitura do mesmo seja auto-suficiente, ou seja, não necessitando a leitura dos capítulos precedentes para o entendimento geral do trabalho. Indicações sobre onde encontrar detalhes teóricos a respeito das técnicas utilizadas estão inseridas no texto.

O item 5.2 caracteriza as sobretensões dos sistemas ICM e ITCM através de formas de onda de corrente e tensão medidas no inversor e no motor em um sistema montado em laboratório. O item 5.3 mostra o diagrama de blocos da estratégia para a eliminação de sobretensões e sobrecorrentes, baseada no processamento digital da corrente na saída do inversor. Também são mostrados os sinais na saída de cada estágio de processamento digital. O item 5.4 mostra os efeitos quando ocorre a alteração *on-line* da frequência de chaveamento.

Estimadas as respectivas frequências críticas dos sistemas ICM e ITCM há que se determinar *on-line* a frequência de chaveamento (f_s) para o inversor PWM-VSI de forma a não excitar as ressonâncias. As análises conduzidas nos capítulos 2, 3 e 4 se constituem partes parciais na metodologia para a determinação de f_s . O melhor valor de frequência pode ser escolhido baseado no cálculo da resposta em frequência do sistema, tratado no capítulo 3. Contudo, uma maneira alternativa e mais direta é o emprego dos resultados provenientes do conjunto FFT/PSD, tratado no capítulo 4. A estratégia implementada para a escolha de f_s é apresentada neste capítulo, assim como os resultados experimentais decorrentes.

5.2 Bancada de teste e resultados experimentais

Um sistema de acionamento de motores através de longos cabos com motor de 0,5CV¹, cabo com condutores de secção transversal de 4mm² de área e 990 metros de comprimento foi utilizado como protótipo. Características construtivas assim como detalhes sobre os parâmetros elétricos do cabo são discutidos no item 2.5. A tensão nominal do motor é de 220V, sendo que para sistemas ITCM um transformador de 0,8kVA e conexão Δ/Y com tensões nominais de 150/220V foi utilizado. O inversor é do tipo PWM-VSI e é composto por transistores de efeito de campo (MOSFET) especificados por IRF740². Detalhes sobre o tipo de transistor usado e sua relação com as sobretensões são discutidos no item 2.3. A Fig. 5.1 mostra um "lay-out" do protótipo juntamente com os equipamentos utilizados na bancada de teste.

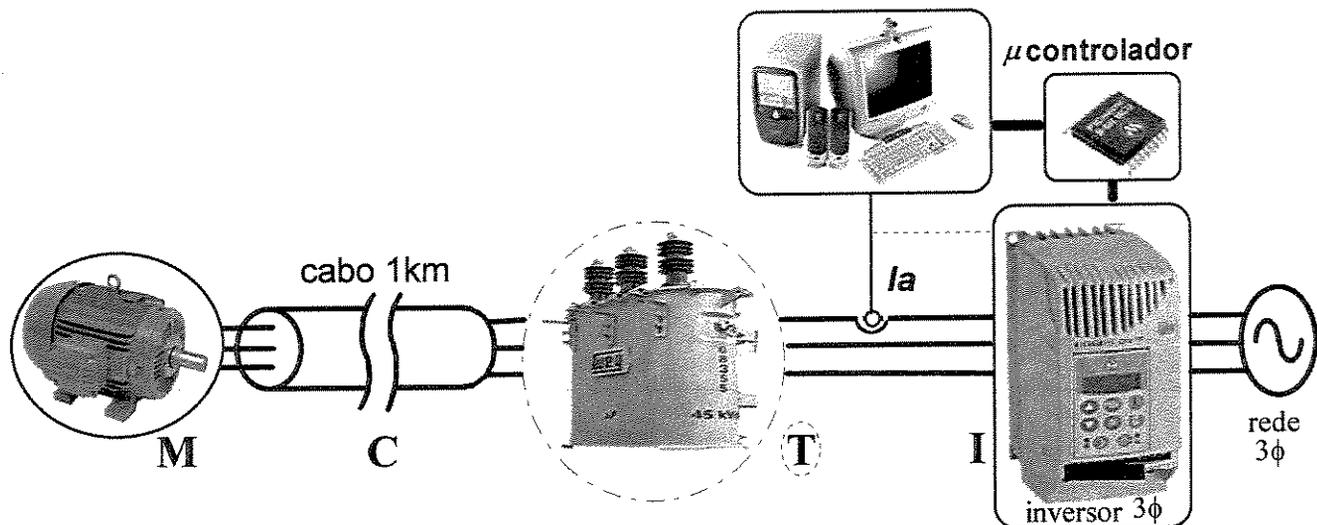


Fig. 5.1. Bancada de teste (figura ilustrativa).

A conexão do transformador depende do sistema em teste, ou seja, ICM ou ITCM. Note que a única variável de interesse é uma das correntes na saída do inversor. A corrente i_a é amostrada usando um sistema de aquisição de dados com taxa de aquisição máxima de 330kHz do tipo CIO-DAS/330³. O processamento do sinal amostrado é executado por um computador do tipo PC ("clock" em 200MHz), de acordo com as seqüências ilustradas no item 5.3. Uma vez determinada a frequência de chaveamento, o novo valor é transferido para um microcontrolador⁴ via comunicação serial ou paralela. Técnicas de modulação de ambos tipos, PWM e "space vector", podem ser sintetizadas no microcontrolador que, por

¹ Fabricado por WEG S.A.

² Fabricado por International Rectifier Inc.

³ Desenvolvido por Computer Boards Inc.

⁴ Microcontrolador PIC 16C77 fabricado por Microchip Inc.

sua vez, comanda o inversor trifásico. O item 3.6 apresenta detalhes a respeito do espectro de ambas técnicas e uma síntese sobre a geração da "space vector modulation" está disponível no apêndice J.

5.2.a Caracterização do problema de sobretensões

A seguir são apresentadas formas de onda que caracterizam o problema da sobretensão em sistemas ICM e ITCM devido a ressonâncias intrínsecas.

5.2.a.1 Sistema ITCM

A Fig. 5.2 mostra a tensão no início e no fim do cabo para o sistema ITCM com inversor operando sob modulação do tipo "space vector" e frequência de chaveamento de 950Hz. O valor eficaz de tensão aplicada ao sistema é de 48,2V, resultando nos terminais do motor o valor de 71,2V, devido a relação de espiras do transformador $N_T = 1,46$. Instantaneamente, o máximo valor de tensão aplicado pelo inversor é de 100V (1 *p.u.*), contudo um pico maior que 200V (2 *p.u.*) é observado nos terminais do motor, quando o esperado é de 146V devido a $N_T = 1,46$. Considerando a queda de tensão ao longo do cabo este valor deveria ser ainda menor, logo o ganho de tensão observado é atribuído à existência de ressonâncias intrínsecas ao sistema. Às ressonâncias estão associadas às sobretensões no sistema, como mostra a Fig. 5.3.

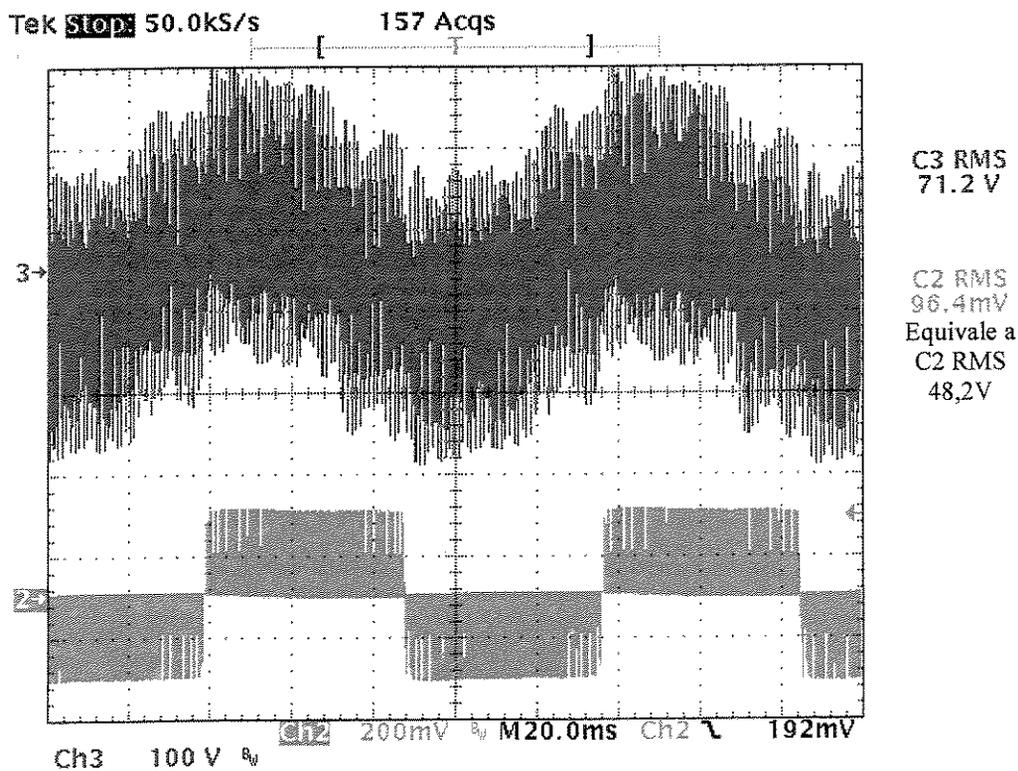


Fig. 5.2. Tensão nos terminais do inversor (inferior) e nos terminais do motor (superior). Escala vertical:100V/div. Escala horizontal: 20ms/div.

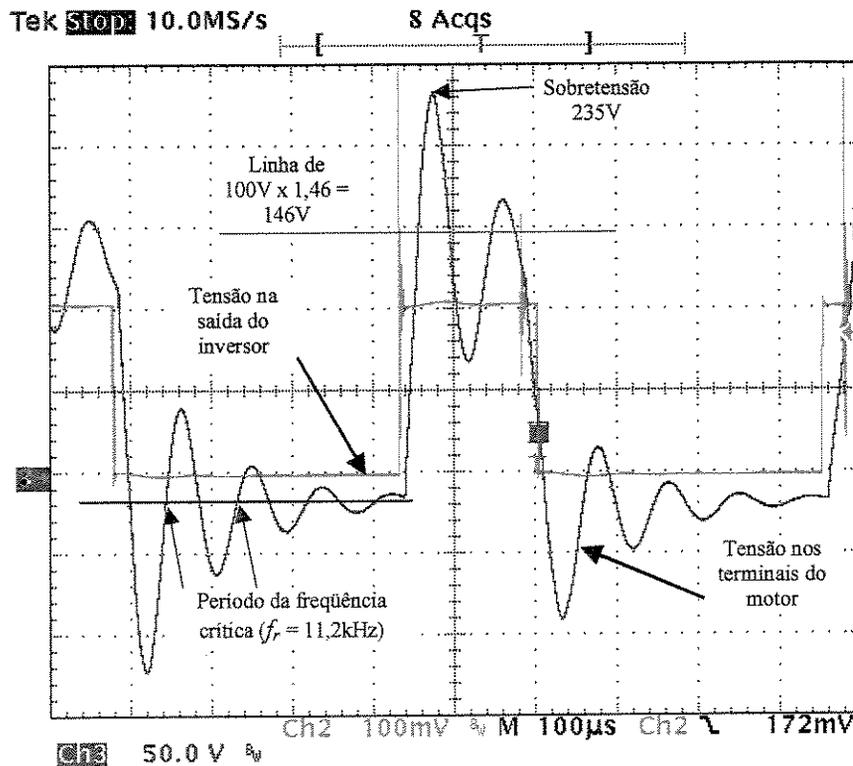


Fig. 5.3. Detalhe da sobretensão devido à ressonância intrínseca ao sistema ITCM. Escala vertical:

50V/div. Escala horizontal: 100 μs.

É significativo o pico de 235V (2,35 *p.u.*) que extrapola a tensão esperada (desprezando a queda de tensão ao longo do cabo) de 146V, dada a relação de espiras do transformador. A frequência da oscilação está identificada na Fig. 5.3 pelo símbolo f_r e se caracteriza como uma frequência crítica, conforme descrito no capítulo 3. Naturalmente o efeito das ressonâncias também é percebido na forma de onda de corrente na saída do inversor como mostra a Fig. 5.4. Essas oscilações são prejudiciais dado que sobrecarregam as chaves semicondutoras do inversor. A corrente nos terminais do motor é livre de oscilações uma vez que para a frequência crítica o cabo representa um circuito aberto. A frequência crítica para o sistema ITCM é claramente observada na Fig. 5.5 que mostra a ampliação da forma de onda de corrente. O período da frequência $f_r=11,2\text{kHz}$ pode ser medido tomando dois picos sucessivos da oscilação. A frequência de chaveamento f_s ou valores múltiplos da mesma podem ser identificados na forma de onda da corrente nos terminais do motor, como mostra a Fig. 5.5. Note que a oscilação está bastante atenuada indicando que a impedância do motor pouco interfere na ressonância. Detalhes sobre a influência da impedância do motor na ressonância são descritos no capítulo 2. A análise no domínio da frequência permite identificar a região do espectro onde ocorre a amplificação de componentes harmônicas causada pela ressonância, como mostra a Fig. 5.6. Tomando-se a amplitude relativa de cada

harmônica, em relação à componente de maior amplitude, fica claro que existe amplificação no espectro da tensão na linha, na região em torno de 11kHz. O mesmo comportamento é verificado no espectro da corrente na saída do inversor como mostra a Fig. 5.7. O conteúdo de informação disponível e o fácil acesso para medição permitem que a corrente na saída do inversor seja utilizada para estimar a frequência crítica do sistema. Para tal, o sinal de corrente pode ser processado digitalmente como será visto no item 5.3.

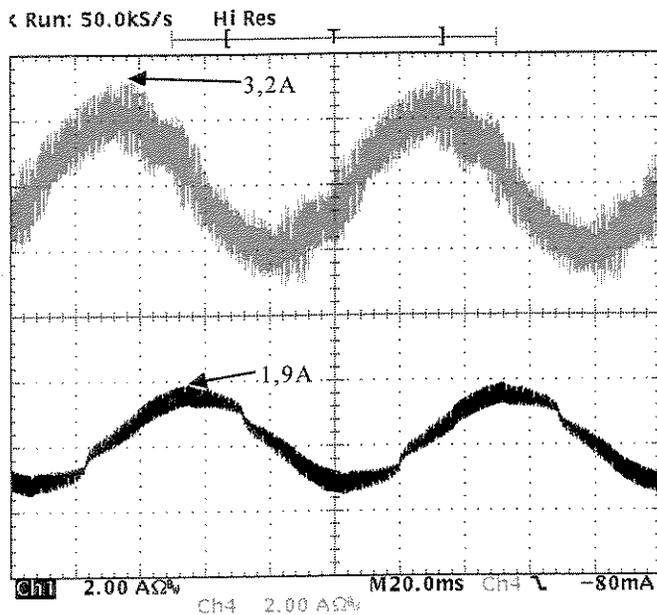


Fig. 5.4. Corrente no início (superior) e no fim (inferior) do cabo. Escala vertical: 2A/div. Escala horizontal: 20ms/div.

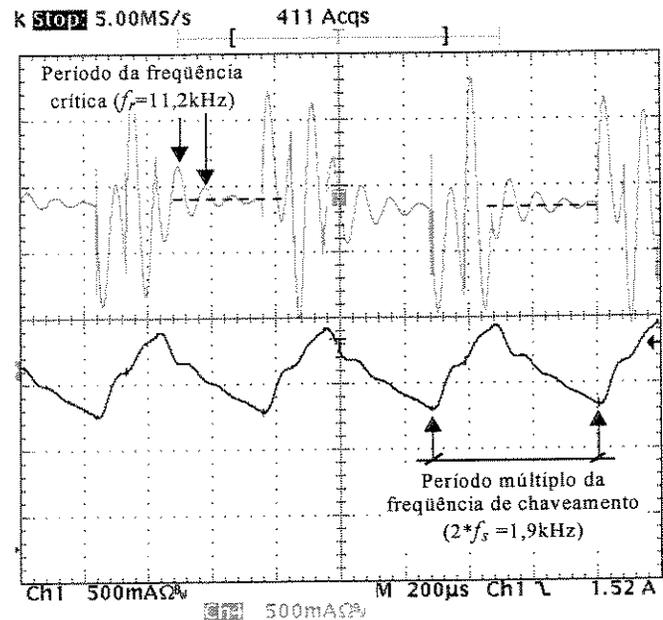
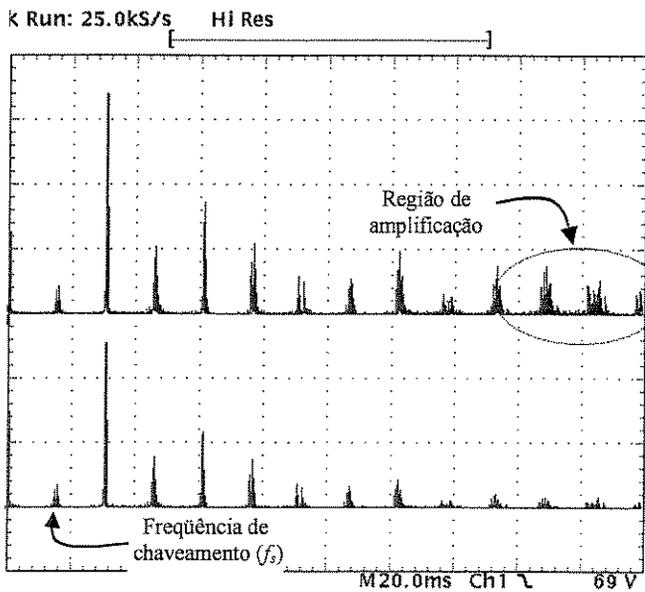


Fig. 5.5. Ampliação das formas de onda de corrente no início (superior) e no fim (inferior) do cabo. Escala vertical: 0,5A/div. Escala horizontal: 200μs/div.

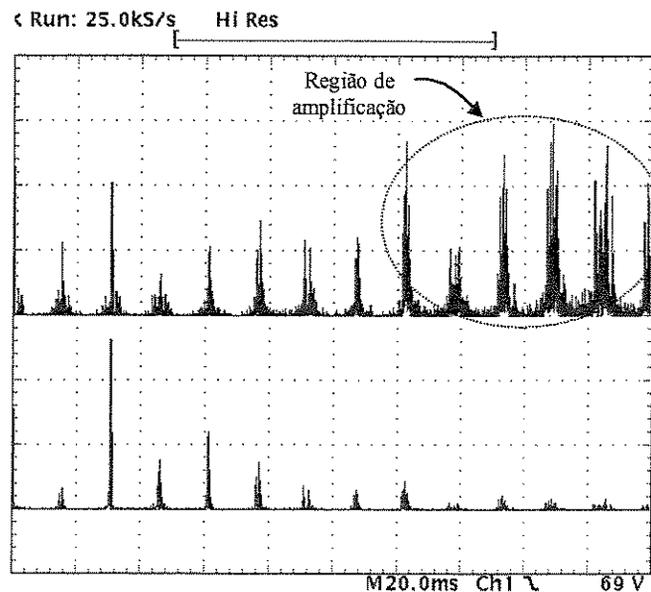
O valor da frequência crítica pode ser confirmado analisando a resposta em frequência do sistema como mostra a Fig. 5.8. Os resultados experimentais foram obtidos com um analisador dinâmico de sinais especificado por HP35660A⁵. A Fig. 5.8 mostra o ganho de tensão (G_{V_ITCM}) o qual permite estimar a ampliação de tensão a qual um determinado componente harmônico está sujeito. A impedância vista pelo inversor (Z_{ITCM}) também é mostrada e serve como indicador da sobrecorrente à qual o inversor é submetido. Note que para $f_r=11,2\text{kHz}$ o ganho é de 5 vezes para uma correspondente impedância mínima de 10Ω . Relacionando a Fig. 5.6 com a resposta em frequência fica claro que a sobretensão e a

⁵ Fabricado por Hewlett Packard Inc.

sobrecorrente são decorrentes da amplificação das harmônicas situadas na faixa de 5 a 15kHz. Na Fig. 5.8 também é mostrado o resultado de simulação obtido através do modelo discutido no capítulo 3.



Matriz 5.00 V 1.25kHz
 Fig. 5.6. Espectro das tensões de linha no início (inferior) e no fim do cabo (superior). Escala horizontal: 1,25kHz/div.



Matriz 1.00mV 1.25kHz
 Fig. 5.7. Espectro da tensão de linha (inferior) e da corrente no início do cabo (superior). Escala horizontal: 1,25kHz/div.

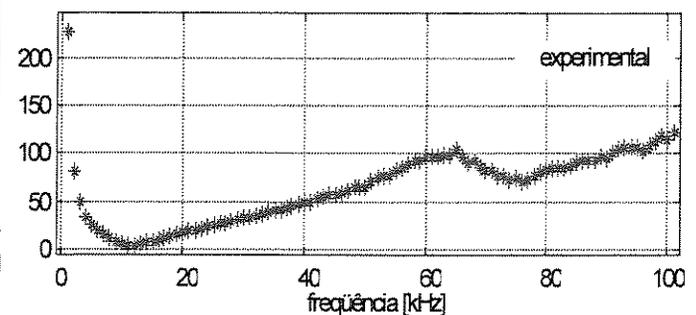
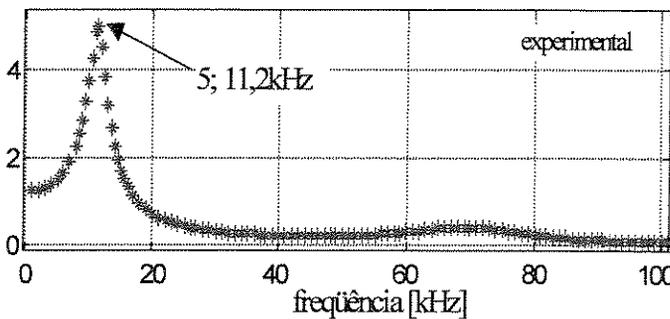
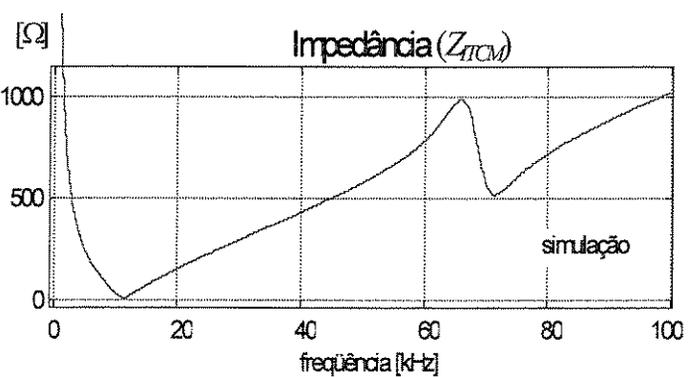
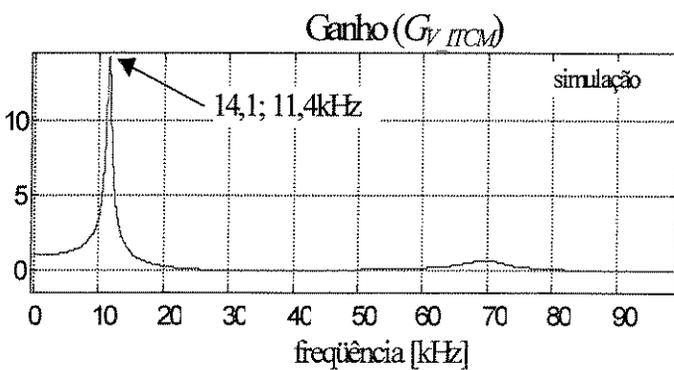


Fig. 5.8. Resposta em frequência. Ganho de tensão (G_{V_ITCM}) em *p.u.* e impedância (Z_{ITCM}) em ohms. Unidade da escala horizontal: [kHz]

Os resultados traçados na Fig. 5.8 indicam que o comportamento da resposta em frequência, obtido através de simulação (tratado no capítulo 3) está próximo àquele obtido experimentalmente na bancada de teste. Contudo uma discrepância significativa é notada nos valores de amplitude, tanto na curva de ganho quanto para a impedância. Associado a tal discordância podem ser indicadas três possíveis causas. Ou seja, o fato do efeito pelicular não estar incluído no modelo do transformador, a substituição de funções de Bessel por funções circulares e hiperbólicas (capítulo 3), na representação do efeito pelicular no cabo e, por último, a metodologia adotada para medir a resposta em frequência. Esta última afeta o cálculo da resposta em frequência no sistema trifásico de uma forma não facilmente relacionada com o modelo monofásico utilizado na simulação. Detalhes da metodologia são apresentados no apêndice M. De qualquer forma, a diferença em amplitude não afeta a estratégia para eliminação de sobretensões *on-line*, discutida no item 5.3.

5.2.a.2 Sistema ICM

Nos sistemas ICM a ressonância ocorre em função dos parâmetros e do comprimento do cabo. Esta "ressonância" é chamada de oscilação natural do cabo e está descrita no item 2.2. O efeito da oscilação natural observada na bancada de teste está caracterizado nos resultados apresentados a seguir. A Fig. 5.9 mostra as formas de onda de tensão de linha e corrente nos terminais do inversor e do motor. A tensão gerada pelo inversor é sintetizada através da modulação do tipo "space vector" com frequência de chaveamento igual a 950Hz e fundamental de 10Hz. As formas de onda 2 e 3 correspondem às tensões de linha no início e no fim do cabo, respectivamente. A tensão aplicada ao cabo tem amplitude de 100V (1 *p.u.*), contudo valores de 175V (1,75 *p.u.*) são experimentados nos terminais do motor. Para a corrente, o efeito da oscilação é caracterizado pela sobrecorrente observada na forma de onda 4. O valor máximo é de 2,4A nos terminais do inversor em contrapartida ao valor de 1,6A observado nos terminais do motor na forma de onda 1. Outras informações podem ser extraídas observando as formas de onda ampliadas e mostradas na Fig. 5.10. O período da frequência da oscilação natural do cabo ($f_o=32,5\text{kHz}$) pode ser medido tanto na tensão quanto na corrente. O intervalo $t_p=7,69\mu\text{s}$ também indicado na Fig. 5.10 é o tempo de propagação do pulso de tensão ao longo do cabo, o qual foi tratado no item 2.2.a. Será visto no item 5.5. que a forma de onda de corrente na saída do inversor pode ser processada digitalmente para estimação espectral de f_o e dos parâmetros elétricos do cabo.

Os espectros da tensão e da corrente mostrados na Fig. 5.11 confirmam a existência de ampliações de componentes harmônicas na região em torno de f_o . A avaliação quantitativa da amplificação ou ganho de tensão ($G_{V_{ICM}}$) em torno de f_o pode ser obtida a partir da resposta em frequência do sistema. A Fig. 5.12 mostra resultados experimentais da resposta em frequência, relativos ao ganho de tensão e da impedância vista pelo inversor (Z_{ICM}). Note que um ganho de aproximadamente 6 *p.u.* é experimentado na frequência de 32,5kHz. Os componentes harmônicos, na faixa de 20 a 50kHz, amplificadas no espectro da corrente da Fig. 5.11 estão correlacionados com a região de ganho maior que a unidade mostrado na Fig. 5.12, caracterizando as sobretensões. Da mesma forma, o efeito da sobrecorrente é devido a baixa impedância (Z_{ICM}) registrada na frequência crítica. A linha contínua sobreposta na Fig. 5.12 mostra ainda resultados de simulação obtidos a partir do modelo descrito no capítulo 3. Claramente a resposta em frequência obtida a partir do modelo se apresenta como uma estimativa segura sobre a localização das ressonâncias do sistema. Embora exista uma diferença nos valores de amplitude, tanto na curva de ganho quanto na curva de impedância, isto não afeta a estratégia para eliminação das sobretensões apresentada no item 5.3. As causas de tais diferenças em amplitude, entre os resultados simulado e experimental são as mesmas discutidas no item 5.2.a.1 e no apêndice M.

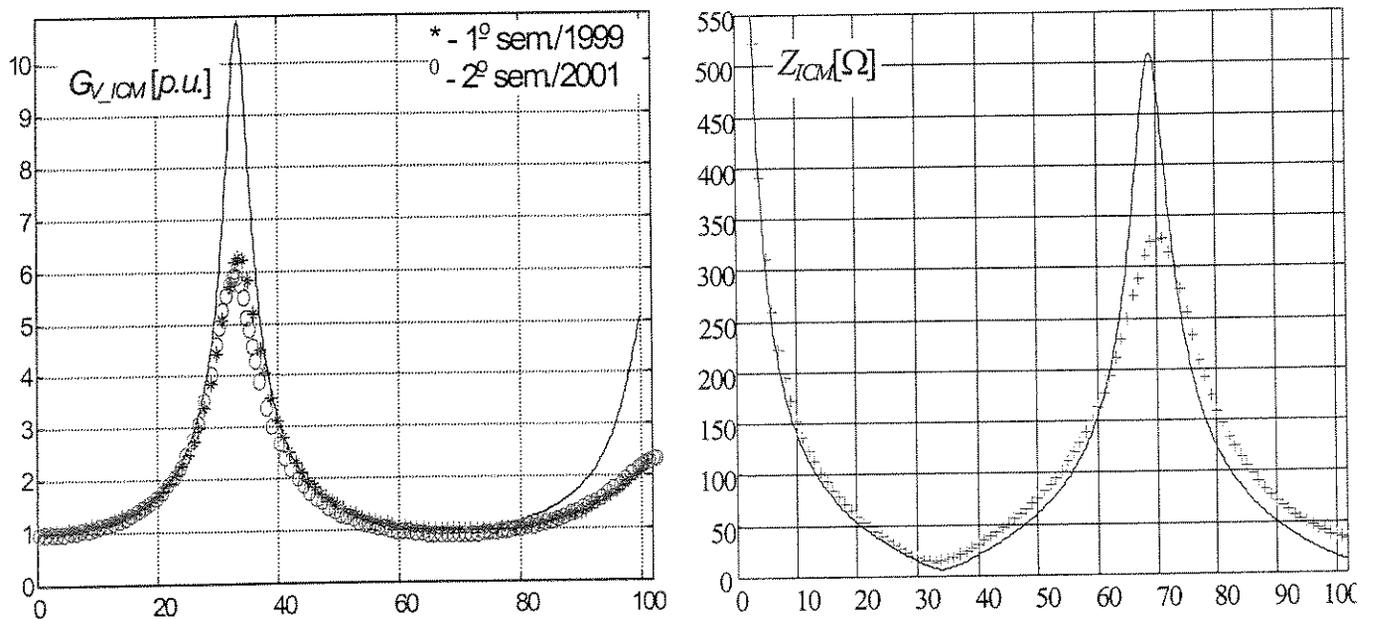


Fig. 5.12. Resposta em frequência: simulado (linha contínua) e experimental (* e o). Unidade da escala horizontal: [kHz].

O ganho ($G_{V_{ICM}}$) mostrado na Fig. 5.12 apresenta duas curvas com valores experimentais. Os valores representados por (*) foram medidos no primeiro semestre de 1999 e os representados por (o) no primeiro

semestre de 2001. Note que com o passar do tempo uma sensível diminuição do valor da frequência crítica ocorreu. A alteração se deve ao envelhecimento do cabo como discutido no item 2.4. Uma vez que as propriedades do material isolante estão alteradas, uma conseqüente mudança no valor de capacitância é experimentado, dado que a mesma é expressa em função da permissividade do dielétrico. Consequentemente, o envelhecimento do cabo é percebido no valor da frequência crítica a qual pode ser calculada a partir do valor capacitância.

5.3 Proposta para alteração *on-line* da frequência de chaveamento de inversor tipo PWM-VSI

A amplificação das componentes harmônicas praticamente define a região do espectro onde é inferida a existência de uma ressonância. Os capítulos precedentes dão detalhes a respeito da resposta em frequência do sistema e da identificação da frequência de ressonância ou crítica. Logo, a solução mais simples para a eliminação das sobretensões consiste na alteração da frequência de chaveamento (f_s) de tal forma a não gerar componentes harmônicas coincidentes com a região de ressonância. As estratégias possíveis para a determinação de f_s a partir da corrente no inversor consistem da execução seqüencial das funções indicadas pelos blocos ilustrados na Fig. 5.13.

Para a aplicação do fluxograma da Fig. 5.13 é necessário que o sinal de corrente contenha vários ciclos da frequência crítica, de tal forma que aplicando a FFT (bloco 3) seja possível identificar esta frequência. As Figs. 5.5 (ITCM) e 5.10 (ICM) mostram vários ciclos resultantes de degraus de tensão aplicados pelo inversor. Note que, se o degrau de tensão for de curta duração, a oscilação é interrompida e não há tempo suficiente para pelo menos um ciclo se completar. Para atender a este requisito o sistema deve ser acionado com uma frequência de chaveamento suficientemente baixa, ou seja muito menor que a frequência crítica esperada. Outra forma, que produz melhores resultados, é a sintetização de uma forma de onda de seis pulsos. Detalhes a respeito deste requisito são apresentados no item 4.5.

Um filtro de mediana (MF - "Median Filter"), a transformada rápida de Fourier (FFT - "Fast Fourier Transform") e o cálculo da densidade espectral de potência (PSD - "Power Spectral Density") são algumas das funções indicadas na Fig. 5.13, as quais são discutidas teoricamente no capítulo 4. N_{ft} indica o número de vezes que o "loop" é executado para o cálculo do histograma. Todo o processamento das funções é feito *on-line* num computador padrão PC ilustrado na Fig. 5.1. Note que o objetivo final é calcular a resposta em frequência do sistema representada pelos bloco 13. A determinação da frequência de chaveamento a partir da resposta em frequência é tratada no item 5.4.

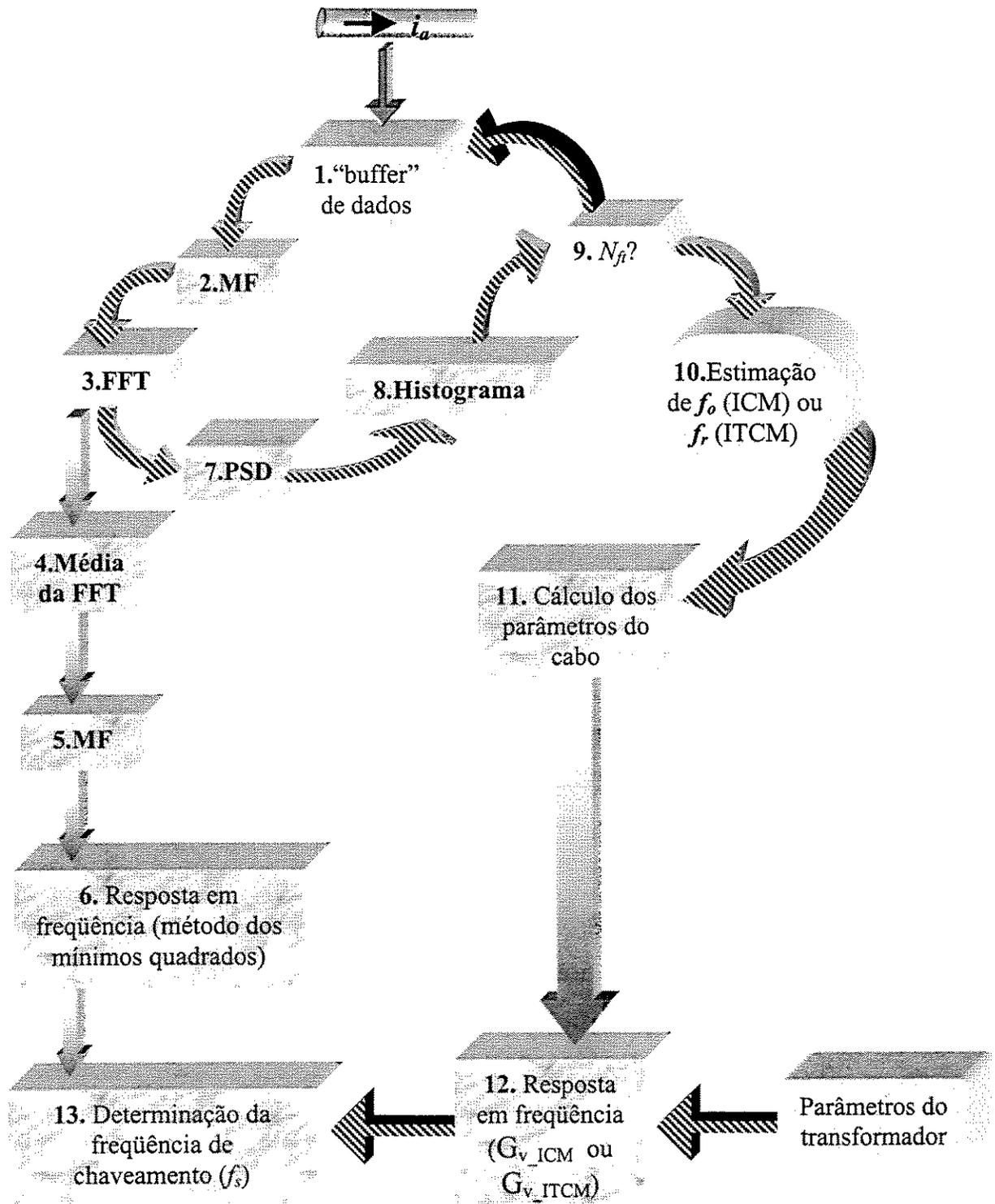


Fig. 5.13 Diagrama de blocos para a determinação da frequência de chaveamento (f_s)

As seqüências possíveis são apontadas na Fig. 5.14. A seqüência a ser usada depende do tipo de sistema ICM ou ITCM. No caso de sistemas sem transformador ambas seqüências 1 e 2 mostradas na Fig. 5.14 podem ser utilizadas. Para sistemas ITCM a seqüência 2 é interrompida, dado que os parâmetros do

cabo e do transformador são variáveis de entrada e precisam ser conhecidos antecipadamente. Neste caso, a seqüência 1 é usada mantendo o processamento *on-line* e mais rápido.

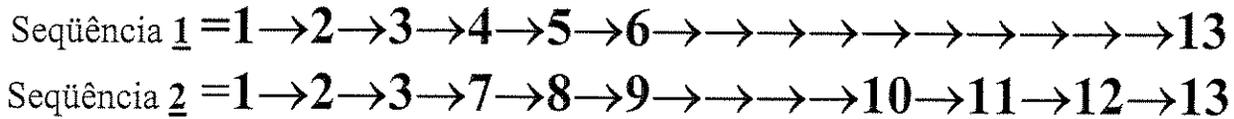


Fig. 5.14. Possíveis seqüências para a determinação *on-line* da freqüência de chaveamento

A seqüência 2 foi implementada em laboratório a fim de validar as discussões feitas nos capítulos precedentes. Esta seqüência também é a mais demorada e envolve o conhecimento dos parâmetros do cabo e do transformador. Por outro lado, a seqüência 1 é adequada para qualquer situação e recomendada para sistemas ITCM. A aplicação do método dos mínimos quadrados (bloco 6) sobre dados resultantes do espectro da corrente (bloco 4) é uma tarefa complexa e ainda demanda estudos adicionais. Contudo, resultados experimentais para operação *off-line* são apresentados.

5.3.a Resultados experimentais relativos ao processamento digital da corrente

A seguir são apresentados resultados relativos aos blocos de processamento da corrente apresentados na Fig. 5.13. A implementação da estratégia de alteração *on-line* de f_s é feita utilizando os dispositivos apresentados na Fig. 5.1. Um sistema de aquisição de dados, com conversor A/D de 12 bits e taxa de aquisição máxima de 330kHz, foi embutido no computador PC e utilizado para a aquisição do sinal de corrente i_a . Feita a aquisição todo o tratamento do sinal é feito seguindo um algoritmo escrito em linguagem "C". O "buffer" de dados representado pelo bloco 1 na Fig. 5.13 contém o máximo de 1024 amostras.

5.3.a.1 Sistema ITCM

O disparo para o início da aquisição do sinal de corrente é aleatório, como mostra a Fig. 5.15.a para uma freqüência fundamental de 10Hz. Dados a taxa de aquisição de 330kHz e o "buffer" com $N_b=1024$ amostras, a fotografia mostrada na Fig. 5.15.a representa 3% do ciclo da fundamental. O filtro de mediana é utilizado para a eliminação do "offset" do sinal mostrado na Fig. 5.15.a. A teoria sobre filtros de mediana é apresentada no item 4.4.a.

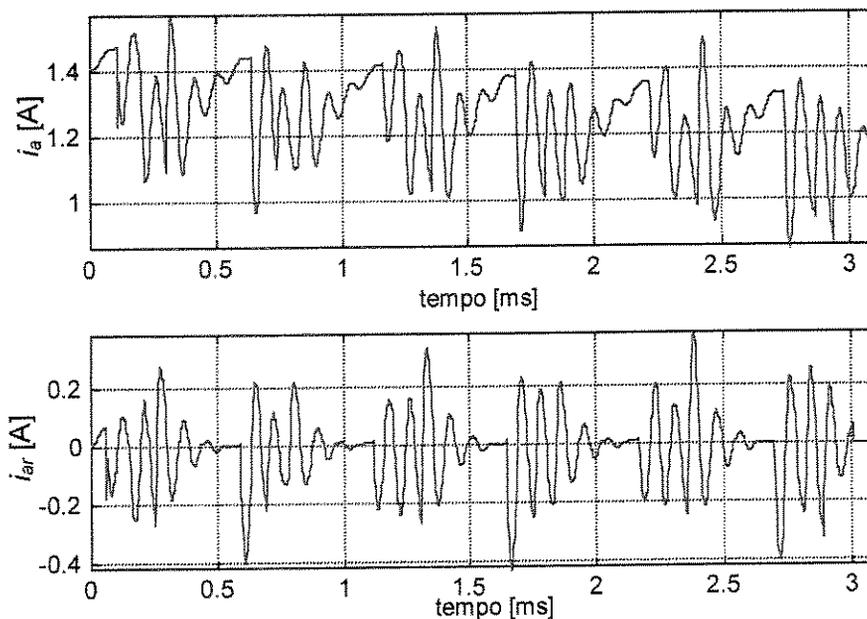


Fig. 5.15. Sinais nos blocos 1 ("buffer") e 2 (filtro de mediana), correspondentes à corrente i_a .

O tamanho de janela $W_n=31$ foi escolhido para a eliminação das oscilações. O sinal original, subtraído da sua mediana, está disponível na saída do bloco 2 e é mostrado na Fig. 5.15.b com valor médio resultante igual a zero. O sinal resultante (i_{ar}) é processado segundo o algoritmo da FFT/PSD representados pelos blocos 3/7. Características do espectro obtido através da aplicação do conjunto FFT/PSD estão descritas no item 4.4.b. O perfil do espectro da corrente i_{ar} indica a região onde existem ressonâncias e o valor da frequência crítica (f_r) pode ser estimado pela simples leitura do máximo valor. A PSD é calculada *on-line* e os valores ecoados diretamente para a tela do computador como observado na Fig. 5.16.

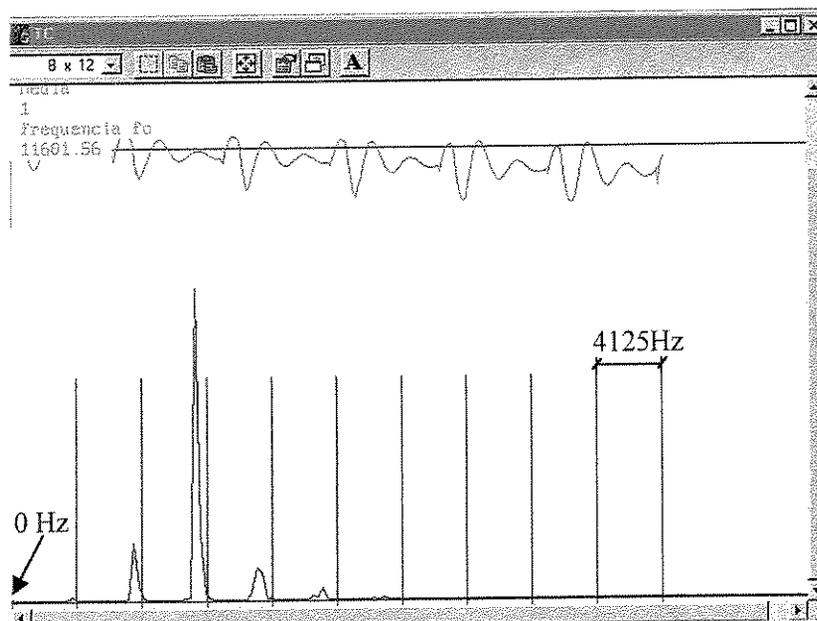


Fig. 5.16. Saída do bloco 7 (PSD), correspondentes ao sinal i_{ar}

A curva superior mostra o sinal de corrente i_a . O valor máximo medido no PSD está indicado no canto superior esquerdo como sendo $f_r=11601,56\text{Hz}$. A resolução em frequência no cálculo do espectro é de $322,3\text{ Hz}$, determinada segundo (4.3). Logo, o valor da frequência crítica está situado dentro da faixa delimitada pelos extremos inferior e superior, respectivamente de $11279,26\text{Hz}$ e $11923,86\text{Hz}$. Note que estes valores estão localizados na região de amplificação indicada nas Fig. 5.6, 5.7 e 5.8. Contudo, para aumentar a confiabilidade do resultado, no que se refere à diminuição de ruídos, a determinação da frequência crítica é baseada no resultado decorrente do histograma mostrado na Fig. 5.17.

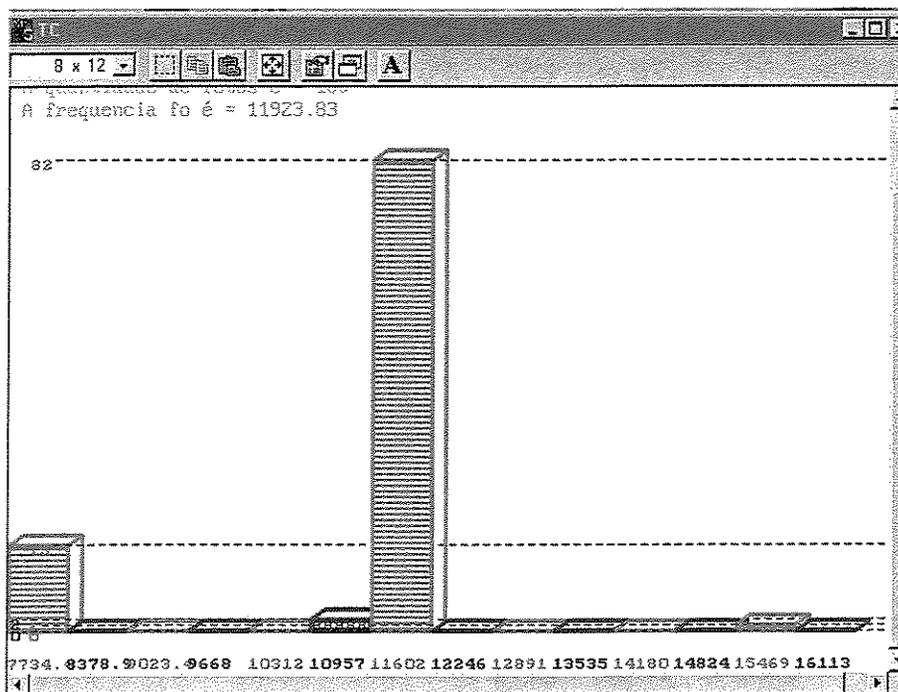


Fig. 5.17. Sinal no bloco 8 (histograma), correspondentes a 100 fotos da corrente i_a

O histograma classifica valores resultantes do processamento de N_{fi} fotografias da corrente, indicado pelo bloco 9. Na Fig. 5.17 foram registradas ocorrências de 82 valores de frequência crítica na faixa de 11602 a 12246Hz . Para tal faixa o valor médio é de $11923,83\text{Hz}$, indicado no canto superior esquerdo. Este valor é assumido como o valor estimado para a frequência crítica e está próximo do valor real de $11,2\text{kHz}$ obtido através da resposta em frequência mostrada na Fig. 5.8.

Contudo, o conhecimento da frequência crítica somente não permite traçar a resposta em frequência do sistema com transformador. Para tal são necessários os valores dos parâmetros elétricos do cabo e do transformador, como indica a Fig. 5.13. Desta forma uma seqüência alternativa é apresentada na Fig. 5.14, ou seja, a estimação da resposta em frequência a partir do espectro do sinal de corrente i_a . Isto é conseguido através da aplicação de um filtro de mediana (bloco 5) e do método dos mínimos quadrados (bloco 6) como descrito a seguir.

Seguindo o diagrama de blocos da Fig. 5.13, o próximo passo da seqüência **1** para a obtenção *on-line* da resposta em frequência é o cálculo da média das FFTs (bloco **4**) das N_f fotografias da corrente. A média de 200 fotografias, mostrada na Fig. 5.18.a, tem por objetivo a atenuação de ruídos. O tipo de espectro obtido da média, ou seja, com uma componente principal e componentes laterais da frequência de ressonância, é discutido no item 4.4.b.1 e no apêndice I. Obtida a média, esta é filtrada geometricamente através de um filtro de mediana como indicado pelo bloco **5**. O filtro tem a propriedade de delimitar o perfil do espectro, como mostra a curva da mediana indicada na Fig. 5.18.a. A partir do perfil é possível utilizar um método de ajuste de curvas de tal forma a obter a resposta em frequência do sistema. O método de minimização do erro quadrático, tratado no item 4.4 e indicado pelo bloco **6** da Fig. 5.13, foi utilizado. A Fig. 5.18.b mostra a resposta em frequência, obtida através do analisador dinâmico de sinais e a partir do bloco **6**. Note que os resultados se aproximam, mas a ordem do polinômio necessário para tal ajuste precisa ser estabelecida *a priori*. Logo, embora possa produzir resultados satisfatórios, o uso do método dos mínimos quadrados demanda maiores estudos quando é necessário fazer o ajuste *on-line*. Fomentando o uso de tal método de ajuste está o fato de que o erro em torno do pico não deteriora a estratégia de eliminação de sobretensões, tratada no item 5.4.

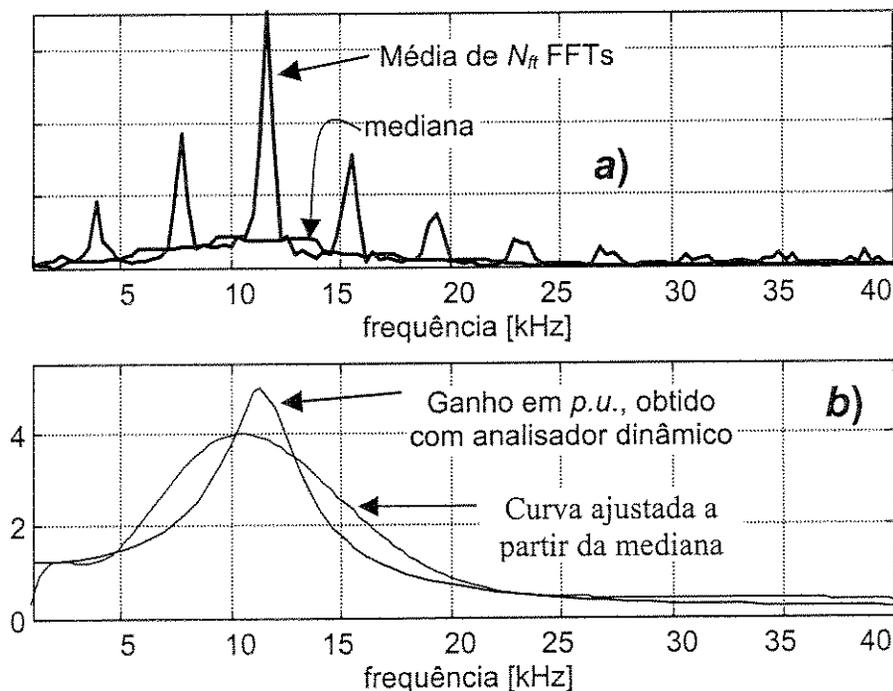


Fig. 5.18. Perfil do espectro da corrente (bloco **4**), mediana do perfil (bloco **5**) e resposta em frequência obtida através do método dos mínimos quadrados (bloco **6**).

Se os parâmetros elétricos do cabo e do transformador são conhecidos *a priori* é possível calcular a resposta em frequência através das expressões (3.11) e (3.13) deduzidas no item 3.3. A Fig. 5.19 mostra resultados obtidos para o cálculo *on-line* da resposta em frequência através da seqüência 2.

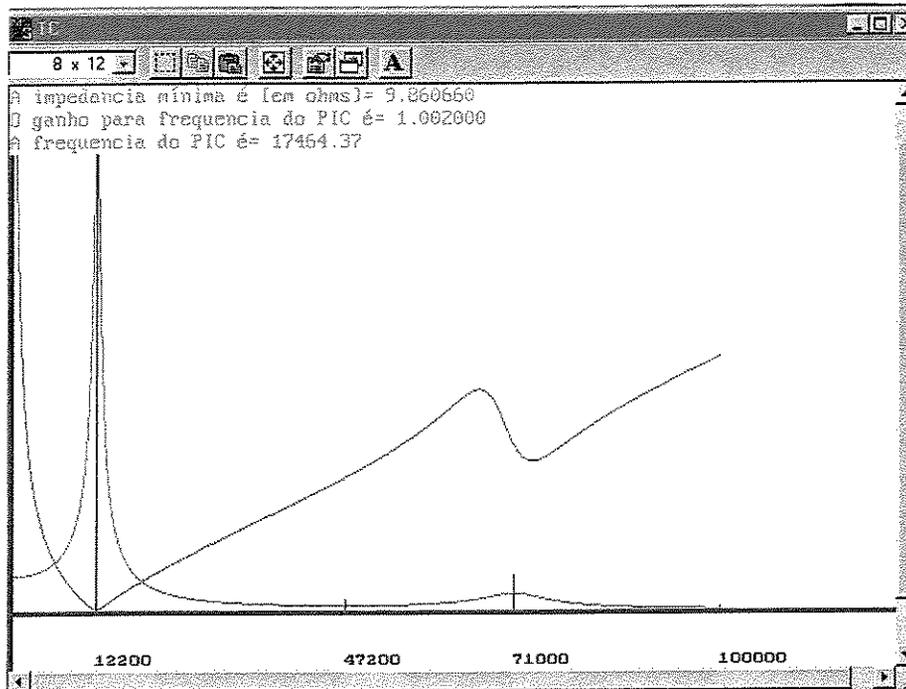


Fig. 5.19. Resposta em frequência (bloco 12) calculada segundo a seqüência 2.

A Fig. 5.19 indica que a frequência crítica calculada está em torno de 12,2kHz. Este valor pode variar para mais ou para menos uma vez que há que se considerar que a resolução em frequência é de 322,3Hz. O valor real de frequência crítica é de 11,2kHz, logo um erro de 6% é contabilizado para o menor valor de frequência crítica, ou seja, 11,87kHz. A Fig. 5.19 também mostra a impedância vista pelo inversor praticamente nula na ressonância e aumentando significativamente para frequências maiores.

5.3.a.2 Sistema ICM

Para o sistema de acionamento ICM não existem limitações no que diz respeito à estimação *on-line* tanto dos parâmetros elétricos do cabo como para o cálculo da resposta em frequência. Ambas seqüências 1 e 2 podem ser executadas *on-line*. Neste tipo de sistema é possível até mesmo calcular *on-line* os parâmetros elétricos do cabo através da técnica da frequência natural descrita no item 2.5. A seguir são apresentados resultados pertinentes aos blocos que compõem as seqüências indicadas na Fig. 5.13.

Primeiramente o filtro de mediana (bloco 2) é usado para eliminar o "offset" da corrente i_a armazenada no "buffer" de dados. A Fig. 5.20 mostra o sinal resultante i_{ar} .

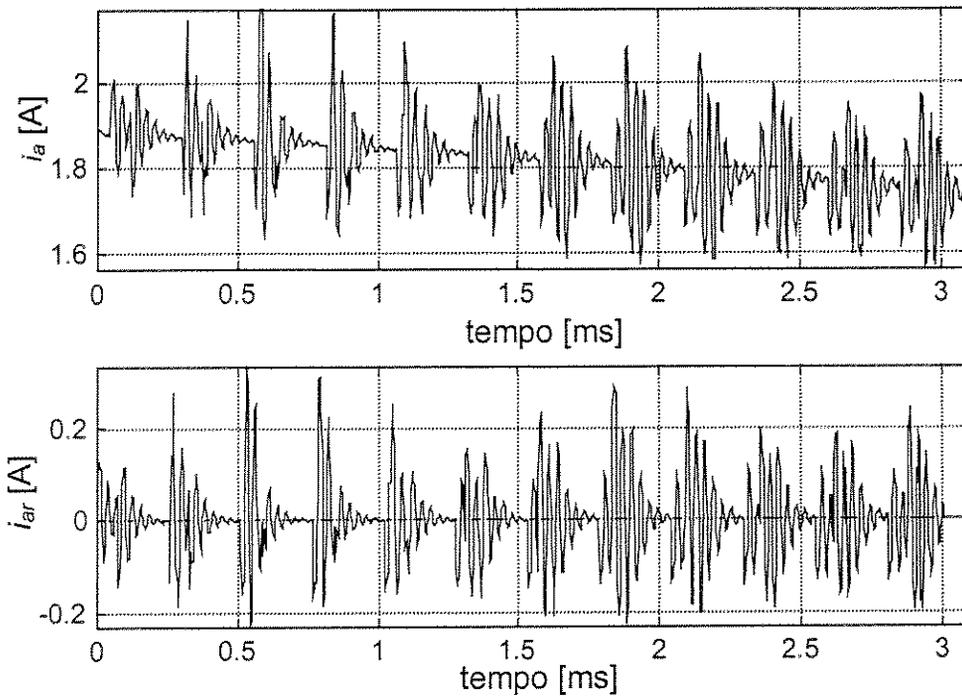


Fig. 5.20. Sinais nos blocos 1 ("buffer") e 2 (filtro de mediana), correspondentes à corrente i_a .

A corrente i_a foi amostrada com o inversor operando sob modulação do tipo PWM senoidal. A ocorrência das oscilações está associada a cada novo degrau da tensão do inversor gerado na frequência de chaveamento de 3,9kHz. A corrente filtrada não apresenta nível DC, isto permite que ao máximo valor do espectro de i_{ar} possa ser atribuído o valor da frequência de oscilação do cabo (f_o). A Fig. 5.21 mostra uma fotografia aleatória da corrente i_{ar} e sua densidade espectral de potência indicando que o máximo valor é $f_o=33193,36\text{Hz}$, visualizado no canto superior esquerdo. Este valor é aceitável comparado ao valor real de 33,2kHz mostrado na Fig. 5.12 e considerando que ainda há que se considerar a resolução espectral devido à discretização do sinal de corrente. Contudo, de acordo com a seqüência **2**, a estimação de f_o baseada somente numa fotografia da corrente pode não ser confiável num ambiente, onde o sensor de corrente está sujeito a ruídos diversos. Desta forma, a estimação do valor de f_o a partir de um histograma pode ser necessária. O histograma da Fig. 5. 22 apresenta a classificação de $N_f=100$ fotografias da corrente. Claramente, a probabilidade de 72% de ocorrência na faixa de 30257 e 32190Hz define a existência da oscilação dentro destes limites. Assim o valor de f_o pode ser tomado como o valor médio da faixa de maior ocorrência, como representado pelo bloco **10**.

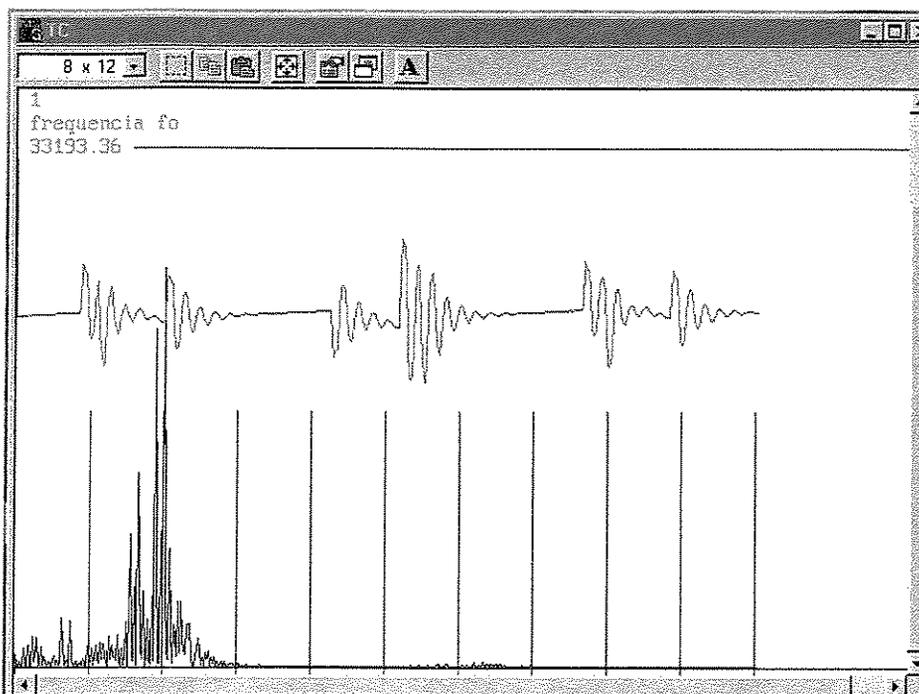


Fig. 5.21. Densidade espectral de potência (PSD) da corrente i_{ar} (bloco 7).

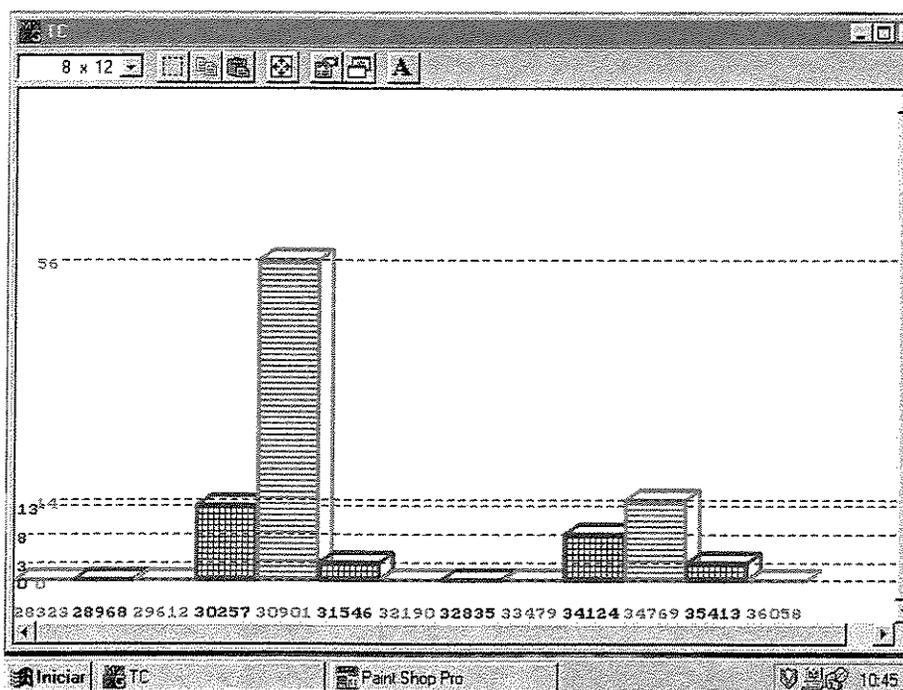


Fig. 5.22. Histograma para $N_f=100$ fotografias da corrente.

Conhecida a frequência de oscilação, é possível determinar os parâmetros do cabo segundo a técnica da frequência natural descrita no item 2.5 e representada pelo bloco 11 da seqüência 2. Os valores obtidos para $f_o=32,5\text{kHz}$ estão descritos na tabela 5.1.

Tabela 5.1. Parâmetros elétricos do cabo para $f_o=32,5\text{kHz}$

Capacitância (C) [pF/m]	111,61
Indutância (L) [nH/m]	540,92
Condutância (G) [nS/m]	2,42
Permissividade relativa (ϵ_r)	5,43

Os parâmetros da tabela são utilizados para calcular a resposta em frequência a partir das expressões deduzidas nos itens 3.2. A Fig. 5.23 mostra resultados da aplicação de (3.2) e (3.7), ou seja, respectivamente o ganho de tensão (G_{V_ICM}) e a impedância de entrada (Z_{ICM}).

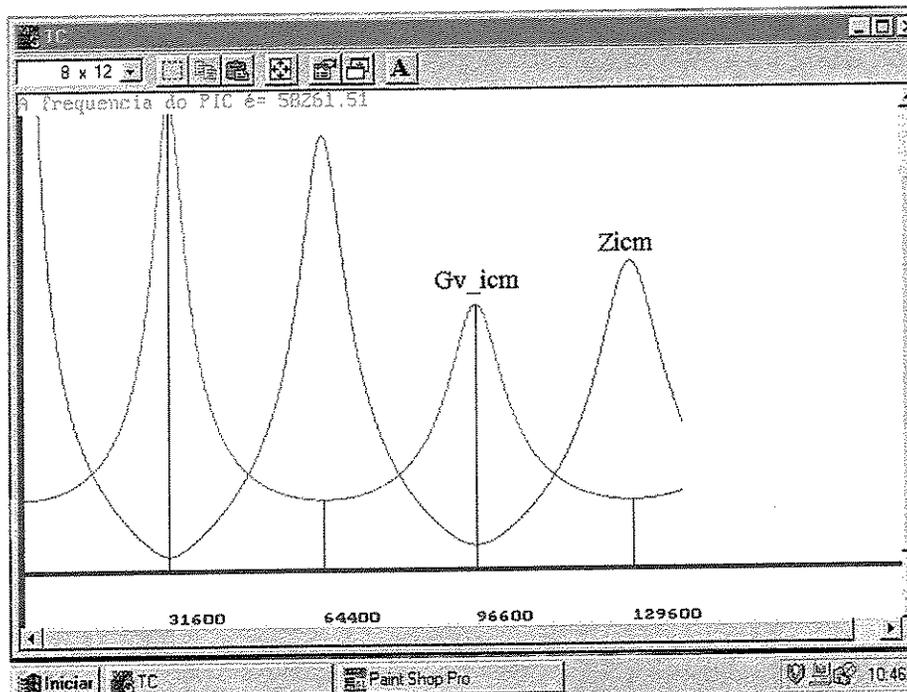


Fig. 5.23. Resposta em frequência (bloco 12)

A frequência de 31,6kHz indicada na Fig. 5.23 apresenta desvio de 2,7% em relação ao valor real, caracterizando assim a viabilidade na utilização do modelo do sistema para o cálculo da resposta em frequência. A curva de G_{V_ICM} mostra a presença de vales, ou regiões com ganho unitário ou menor, entre dois picos. Este tipo de comportamento é explorado com o intuito de determinar o valor da frequência de chaveamento (f_s), evitando sobretensões. A curva de Z_{ICM} que os valores máximos de impedância são complementares aos vales observados no perfil do ganho de tensão. Logo a correta determinação de f_s garante mínimos valores de corrente.

Na seqüência 1, o cálculo da resposta em frequência é mais fácil de ser implementado, uma vez que não necessita o conhecimento do modelo e dos parâmetros do sistema. A implementação digital envolve somente a aplicação do filtro de mediana, cálculo da FFT e aplicação do método dos mínimos quadrados

como ilustrado na Fig. 5.13. Para exemplificar, alguns resultados experimentais são apresentados a seguir. A Fig. 5.24 mostra a média das FFTs de $N_{ff}=300$ fotografias da corrente e a correspondente mediana (bloco 5), a qual é ajustada através do método dos mínimos quadrados (bloco 6). Note que o espectro da Fig. 5.24 possui componentes devidas ao janelamento no domínio do tempo, como tratado no item 4.4.b.1 e no apêndice I. A resposta em frequência ajustada pode ser comparada à curva real obtida através de um ensaio do sistema utilizando um analisador dinâmico de sinais. Os bons resultados fomentam o uso da seqüência 1 dado que neste caso a resposta em frequência é traçada simplesmente processando o sinal de corrente e sem conhecer os elementos do sistema. Baseado na resposta em frequência é possível escolher um valor adequado de frequência de chaveamento do inversor que elimina as sobretensões e sobrecorrentes como será visto a seguir.

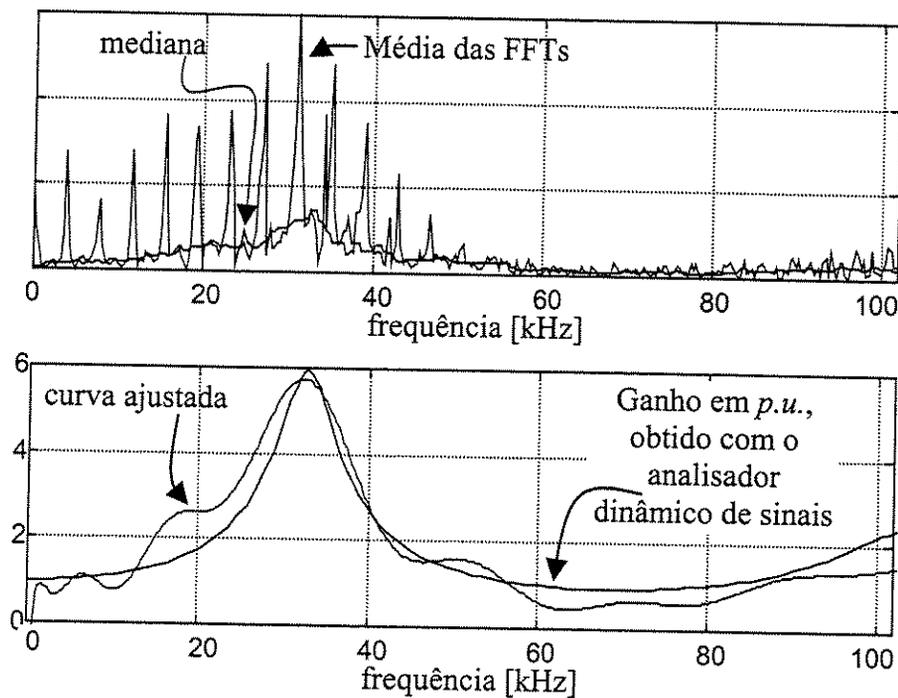


Fig. 5.24. Espectro da corrente (bloco 4), mediana do espectro (bloco 5) e resposta em frequência ajustada através do método dos mínimos quadrados (bloco 6).

5.4 Escolha da frequência de chaveamento

Baseado na curva da resposta em frequência traçada a partir das seqüências 1 ou 2 é possível escolher um valor adequado para a frequência de chaveamento do inversor a fim de eliminar as sobretensões e sobrecorrentes. Para tal, a determinação de f_s é baseada num método iterativo que explora o perfil das curvas, ou seja, identifica o máximo valor de ganho e o valor mínimo no vale subsequente. A partir destes dois valores é possível aplicar o método das secantes e encontrar um valor de frequência, na curva de ganho de tensão, que corresponda ao valor unitário. Para tal podem ser usadas as curvas de resposta

em frequência do sistema ITCM, ou seja, nas Fig. 5.18 e Fig. 5.19 e, para o sistema ICM, na Fig. 5.23 e na Fig. 5.24. Detalhes a respeito da localização dos harmônicos gerados pelo inversor sobrepostos à resposta em frequência são apresentados no item 3.6.

A frequência de chaveamento escolhida *on-line* para os sistema ITCM e ICM, de acordo com a seqüência 2, está respectivamente indicada no canto superior esquerdo da Fig. 5.19 e da Fig. 5.23. No protótipo de laboratório, o valor da frequência f_s é enviado *on-line* para o microcontrolador representado na Fig. 5.1, o qual garante o acionamento do inversor com frequência igual ou ligeiramente maior. O valor não é exato uma vez que o microcontrolador não sintetiza valores fracionários de frequência. Para o sistema ITCM, a frequência $f_s=17464,37\text{Hz}$ é fornecida na saída do bloco 13 garantindo ganho unitário, como mostra a Fig. 5.19. Neste caso o valor de 19,4kHz foi sintetizado pelo microcontrolador produzindo harmônicos não coincidentes com o ganho máximo da resposta em frequência mostrada Fig. 5.25. A curva da resposta em frequência está sobreposta ao espectro da tensão de linha, nos terminais do inversor, evidenciando que nenhuma componente harmônica é amplificada. Ambos os espectros, da tensão de linha nos terminais do motor e da corrente no inversor, apresentam as componentes harmônicas sem nenhuma amplificação. Pelo contrário, uma atenuação destas componentes é percebida em altas frequências devido à característica predominantemente indutiva do sistema com transformador. Para maior compreensão, o espectro da tensão nos terminais do motor pode ser comparado àquele da Fig. 5.6, o qual continha componentes harmônicos amplificados pela ressonância.

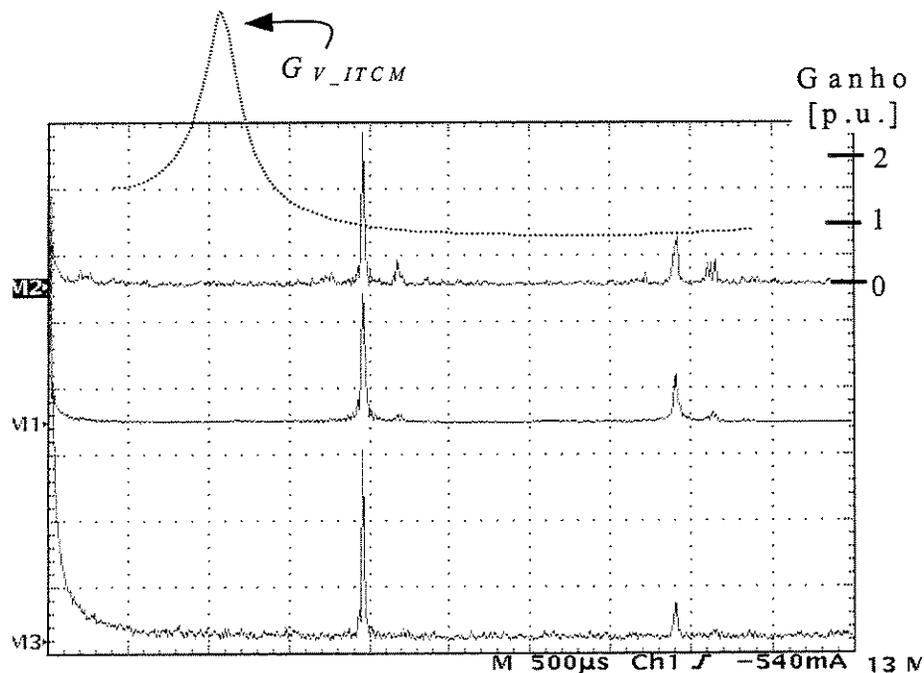


Fig. 5.25. Resultados do sistema ITCM. Espectros para $f_s=19,4\text{kHz}$ dos sinais de tensão de linha, na saída do inversor (M2) e nos terminais do motor (M1) e da corrente nos terminais do inversor (M3). Escala horizontal: 5kHz/div.

O efeito da alteração *on-line* da frequência de chaveamento é mostrado na Fig. 5.26 e ampliado na Fig.5.27. Os resultados foram obtidos com o inversor operando sob modulação PWM senoidal, com frequência fundamental em 20Hz. O valor de f_s foi alterado de 3,9kHz para 19,4kHz como resultado da execução da seqüência 2 para o sistema ITCM. Claramente a sobretensão nos terminais do motor é eliminada restando somente um "ripple" na frequência de chaveamento. O efeito observado na forma de onda da corrente é menor pois o valor da impedância vista pela fonte para $f_s=3,9\text{kHz}$ está próximo do valor para $f_s=19,4\text{kHz}$ como mostra a Fig. 5.8.

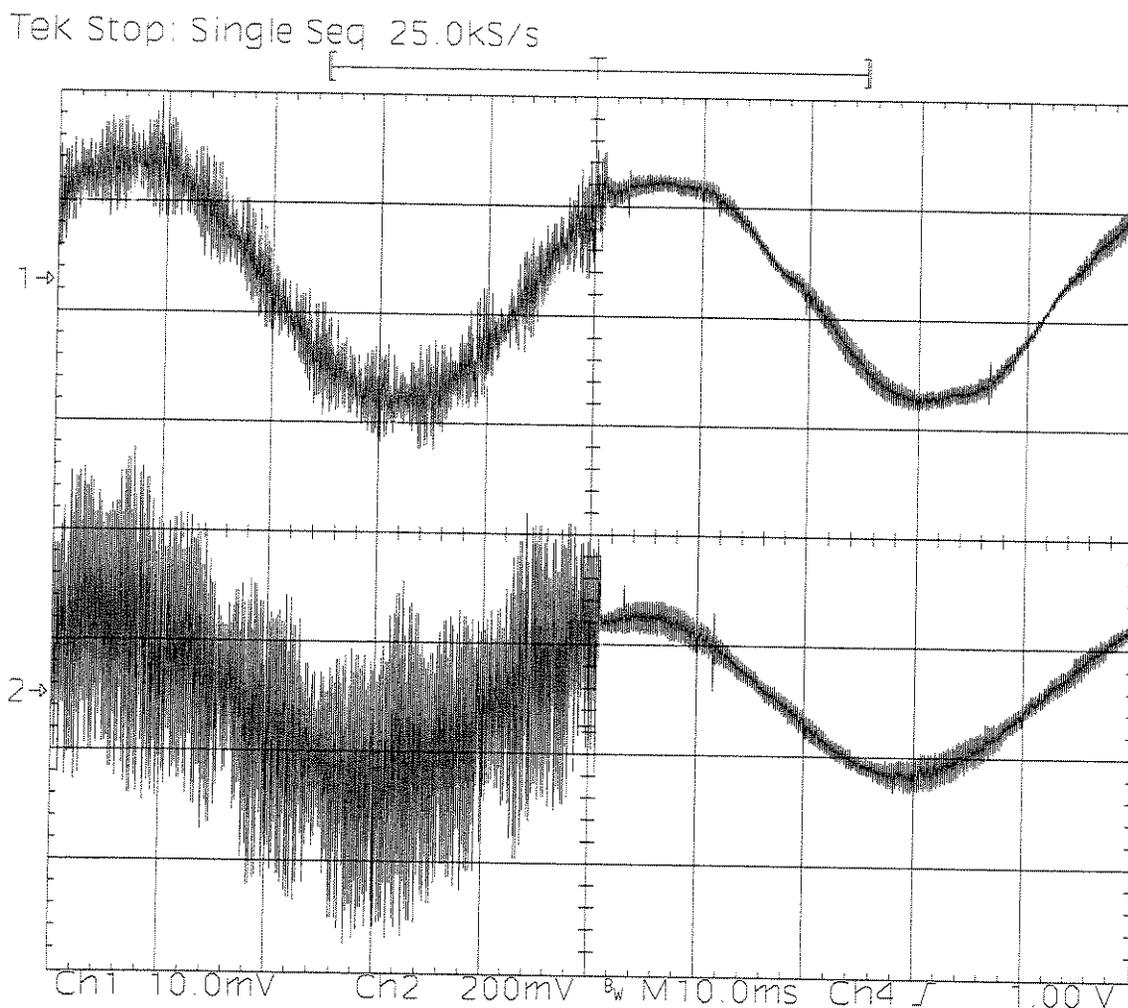


Fig. 5.26. Alteração *on-line* da frequência de chaveamento de 3.9kHz para 19.4kHz. Corrente na saída do inversor (2A/div - canal 1); Tensão nos terminais do motor (100V/div - canal 2). Horiz.: 10ms/div.

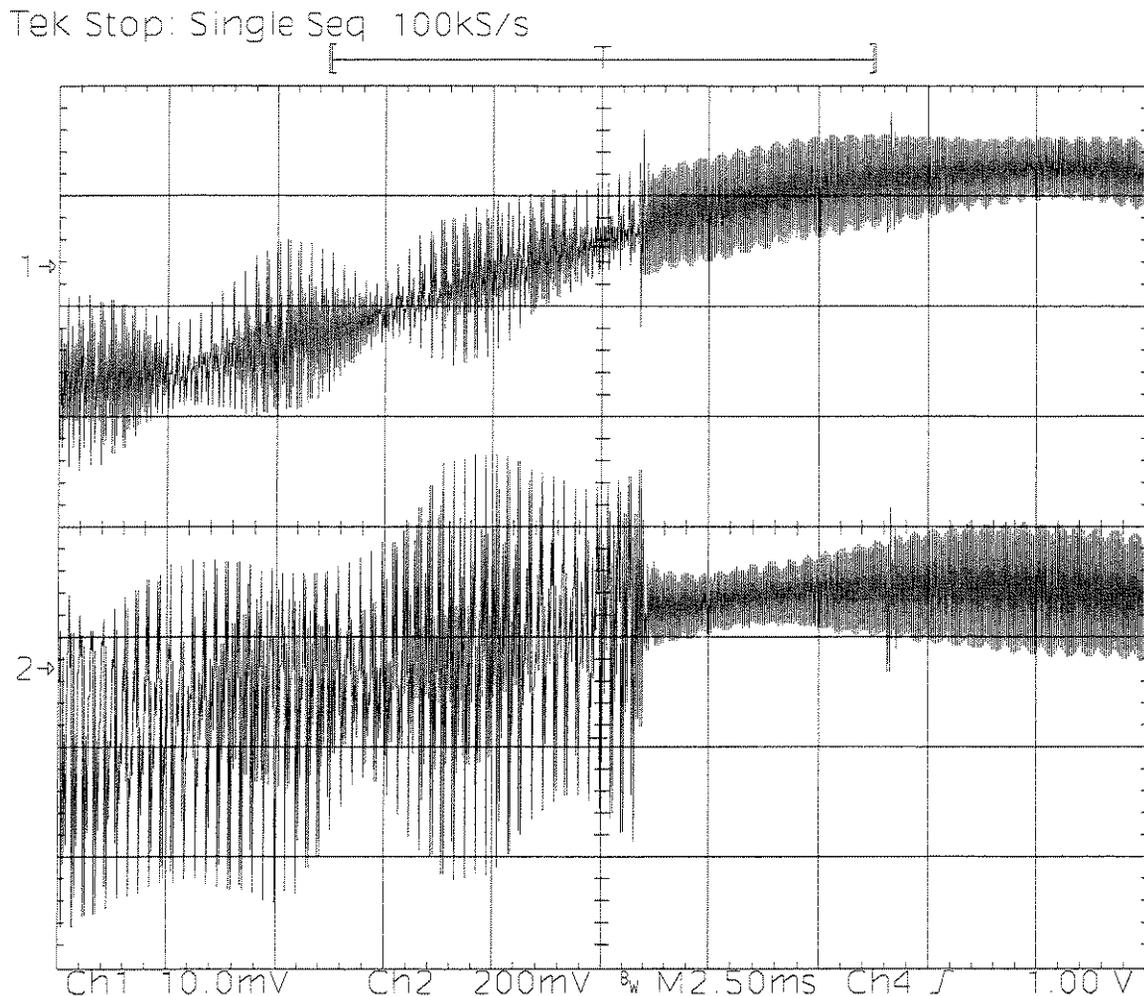


Fig. 5.27. Ampliação do instante de alteração da frequência de chaveamento. Corrente na saída do inversor (2A/div - canal 1); Tensão nos terminais do motor (100V/div - canal 2). Horiz.: 2.5ms/div

5.5 Considerações Finais

O problema da sobretensão em sistemas com longos cabos está bem caracterizado pelos resultados experimentais apresentados para ambos sistemas ICM e ITCM. Observando o perfil das oscilações presentes na forma de onda da tensão nos sistemas ICM é possível distinguir que nesse caso a sobretensão é devida a uma "ressonância" intrínseca ao cabo. Ao passo que no sistema ITCM a sobretensão é majoritariamente devida a uma ressonância entre elementos distintos, ou seja, transformador e cabo.

Os resultados apresentados no item 5.3 mostram que o processamento digital do sinal de corrente, feito de acordo com as seqüências 1 e 2, permite estimar satisfatoriamente e *on-line* o comportamento do sistema no domínio da frequência. Em específico para a seqüência 2, a pouca diferença entre os

resultados experimentais e aqueles obtidos com o modelo do bloco 12, indica a boa representação deste último com respeito a ambos sistemas ICM e ITCM.

Além da resposta em frequência, a seqüência 2, aplicada aos sistemas ICM, permite estimar *on-line* os parâmetros elétricos do cabo.

A seqüência 1 tem por mérito o fato de não estar atrelada ao conhecimento dos parâmetros dos elementos e/ou modelo do sistema, aliado a maior rapidez de execução. O filtro de mediana aplicado duplamente na seqüência 1 se caracteriza como uma ferramenta ágil e simples, primeiramente para a eliminação de "offset" e secundariamente para esboçar o perfil da curva de resposta em frequência, a partir do espectro da corrente. Contudo, a aplicação do método dos mínimos quadrados exige a especificação ordem do polinômio.

A escolha *on-line* da frequência de chaveamento, a partir da resposta em frequência, se mostra bastante eficiente na eliminação das sobretensões e sobrecorrentes, como mostra a Fig. 5.27. O deslocamento das harmônicas geradas pelo inversor para regiões do espectro livres de ressonâncias é confirmado através da Fig. 5.25.

A estratégia de alteração *on-line* é baseada somente em "software", de simples implementação, e portanto se caracteriza como uma alternativa econômica e prática, frente as soluções baseadas em "hardware", tais como a conexão de filtros passivos nos terminais do inversor ou do motor.

6

Conclusão

Uma alternativa para a atenuação de sobretensões e sobrecorrentes em sistemas de alimentação de motores elétricos com cabos longos, chamados sistemas ICM (inversor, cabo e motor) ou ITCM, quando incorporam um transformador, foi desenvolvida e analisada através de resultados simulados e experimentais. Os detalhes apresentados indicam a viabilidade de tal solução proporcionar, além de um resultado de pesquisa científica, a geração de tecnologia, passível de ser incorporada comercialmente. Ao final da pesquisa, a solução proposta constituiu-se sucintamente de uma estratégia para alteração *on-line* da frequência de chaveamento de inversores fonte de tensão, comandados por modulação por largura de pulso.

A alternativa apresentada é satisfatória para sistemas do tipo ICM que normalmente trabalham em baixa tensão (até 1kV) e para sistemas de extração de petróleo, onde implementações com tensões maiores podem ser necessárias, dependendo do comprimento do cabo. Os resultados experimentais, obtidos para um sistema ITCM com cabo de 1km e motor de 0,5CV, validam a aplicação prática de tal estratégia. Por outro lado, resultados análogos foram obtidos para um sistema ITCM com motor de 100CV, validando a aplicação em potências elevadas. A estratégia de alteração da frequência de chaveamento se sobressai diante das soluções tradicionais pelo fato de dispensar o uso de componentes passivos, tais como indutores e capacitores. A tomada de decisão é baseada no resultado do processamento digital do sinal de corrente na saída do inversor. O algoritmo de processamento é simples e o seu desenvolvimento originou subprodutos que, por sua vez, permitem a obtenção de informações adicionais sobre o sistema.

Dentre tais subprodutos se destacam a determinação dos parâmetros elétricos do cabo, através da técnica da frequência natural, e a metodologia para determinação dos parâmetros do circuito representativo do efeito pelicular no domínio do tempo. Os respectivos resultados simulados e/ou

experimentais, apresentados nos capítulos 2 e 3, mostram que tais metodologias são adequadas ao propósito empregado.

Ficou constatado que o cálculo da resposta em frequência, levando em conta o efeito pelicular nos sistemas ICM e ITCM pode ser feito *on-line*, através das expressões (3.2), (3.7), (3.11) e (3.13). Contudo, para sistemas ITCM, os parâmetros do transformador precisam ser calculados *off-line*. Os resultados mostram que a aproximação do efeito pelicular por funções circulares e hiperbólicas, ao invés de funções de Bessel, é adequada para o cálculo da resposta em frequência do sistema.

A aplicação do filtro de mediana e da densidade espectral de potência (PSD) no processamento digital do sinal de corrente, apresentaram resultados satisfatórios, permitindo o processamento *on-line*. Os resultados experimentais confirmam que o filtro de mediana é suficiente para extrair somente as oscilações presentes no sinal de corrente e a PSD atenua componentes harmônicas, existentes no espectro da corrente. A filtragem digital do espectro da corrente, através do filtro de mediana, possibilitou a estimação da resposta em frequência do sistema, conforme verificado no capítulo 5. Esta alternativa aponta para a generalização da estratégia para qualquer tipo de sistema, ICM ou ITCM, sem o conhecimento de nenhum parâmetro. Contudo, estudos adicionais ainda são necessários.

Cabe comentar que a aplicação da estratégia para alteração *on-line* da frequência de chaveamento é válida desde que existam sobrecorrentes no sistema. Portanto, a existência ou não de sobrecorrentes precisa ser conhecida *a priori*. Para obter tal informação a Tabela 2.1 fornece valores de comprimento mínimo do cabo, acima dos quais existe sobrecorrente.

Para a aplicação *on-line* é necessário dimensionar o filtro de mediana e estabelecer um valor de taxa de aquisição do sinal de corrente. Tais fatores podem ser considerados fatores limitantes, uma vez que, a princípio, os parâmetros do sistema não são conhecidos. Contudo, o valor da taxa de aquisição é estabelecido da ordem de dez vezes maior que a frequência crítica do sistema. Esta última pode ser estimada com a expressão (2.10), considerando somente o comprimento do cabo em ambos sistemas, ICM e ITCM.

No entanto, a limitação quanto ao dimensionamento do filtro de mediana não pode ser contornada como foi feito com a taxa de aquisição. A solução para tal limitação, e proposta para trabalhos futuros, é a utilização de um filtro de mediana adaptativo, o qual se ajusta de acordo com o perfil do sinal da corrente.

Os resultados desta pesquisa mostram a viabilidade de implementação em um DSP da estratégia de alteração *on-line* da frequência de chaveamento. Não obstante, a implementação num DSP serve como sugestão para trabalhos futuros, a fim de detectar detalhes que por ventura não tenham sido objeto de pesquisa neste trabalho.

Referências Bibliográficas

- Aoki, N., K. Satoh and A. Nabae (1999). Damping Circuit to Suppress Motor Terminal Overvoltage and Ringing in PWM Inverter-Fed AC Motor Drive Systems with Long Motor Leads. *IEEE Transactions on Industry Applications* (Sept/Oct), Vol. 35, nº 5, pp.1014-1020.
- Barras, A. H., K. E. Bow, J. H. Snow, D. A. Voltz (1997). A New Era in Cable Designs and Materials to Resolve Environmental Issues. *IEEE Transactions on Industry Applications* (Sep/Oct), Vol. 33, nº 5, pp. 1321-1330.
- Bonnett, A. H. (1997). A comparison Between Insulation Systems Available for PWM-Inverter-Fed Motors. *IEEE Transactions on Industry Applications* (Sep/Oct), Vol. 33, nº 5, pp. 1331-1341.
- Brook, D. e R. J. Wynne (1988). *Signal Processing – Principles and Applications*. 1st ed., Edward Arnold, Inglaterra.
- Choi, J. Y., D. Boroyevich and F. C. Lee (2000). Phase-Lock Circuit for ZVT Inverters with Two Auxiliary Switches, *IEEE Power Electronics Specialist Conf.*, Galway, Irlanda, pp. 1215-1220.
- Cotrim, A. (1985). *Manual de Instalações Elétricas – PIRELLI*. 2^a edição, Editora McGraw-Hill.
- Gallagher, N. C. and G. L. Wise (1981). A Theoretical Analysis of the Properties of Median Filters, *IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing* (Dec.), vol. ASSP-29, nº 6, pp.1136-1141.
- Handley, P. G. and J. T. Boys (1992). Practical real-time PWM modulators: an assessment. *IEE Proceedings-B* (March), Vol. 139, nº 2, pp. 96-102.
- Hayt, W. H. (1989). *Engineering Electromagnetics*. 5^a edição, editora McGraw-Hill, Singapura.
- Hemerly, E. M. (1996). *Controle por Computador de Sistemas Dinâmicos*, Edgar Blucher, São Paulo.
- Holtz, J. (1992). Pulsewidth Modulation – A survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (Dec.), Vol. 39, nº 5, pp. 410-420.
- Huppunen, J. e J. Pyrhönen (2000). Filtered PWM-Inverter Drive for High-Speed Solid-Rotor Induction Motors, *IEEE Industry Applications Society Conference*, pp. 243-250.
- Hussein, A. and G. Jóos (1997). Modeling and Simulation of Traveling Waves in Induction Motor Drives, *IEEE Applied Power Electronic Conference*, pp.128-134.
- INBRAC SA. (1999). *Cabos de Potência*. www.inbracsa.com.br, apostila.

- Johnson, W.C. (1980). *Linhas de Transmissão e Circuitos*. Guanabara Dois, Rio de Janeiro, Brasil.
- Karl, W. C., S. B. Leeb, L. A. Jones, J. L. Kirtley, G. C. Veghese (1992). Applications of Rank-Based Filters in Power Electronics, *IEEE Trans. on Power Electronics* (Jul.), vol. 7, nº 3, pp.437-443.
- Kerkman, R. J., D. Leggate and G. Skibinsky (1996). Interaction of Drive Modulation & Cable Parameters on AC Motor Transients, *IEEE Industry Applications Society Conf.*, pp. 143-152.
- Landau, Y. D. (1979). *Adaptive Control: The Model Reference Approach*, Marcel Dekker, New York.
- Lima, A.C.S., R.M. Stephan, A. Pedroso and J. Mourente (1996). Analysis of a Long Distance Drive for an Induction Motor, *IEEE International Symposium in Industrial Electronics*, pp. 867-872.
- Lima, A.C.S., R.M. Stephan e A. Pedroso (1997). Analysis of Electrical Drive System for Oil Exploitation, *Cong. Brasileiro de Eletrônica de Potência*, Belo Horizonte, Brasil, pp. 371 -376.
- Lima, A.C.S., H.W. Dommel (1998). Variable Frequency Systems for Oil Exploitation, *Offshore Electrical Power Systems International Meeting*, Rio de Janeiro, Brasil.
- Matias, L. (1998). Simulador para sistemas de acionamento de motores elétricos através de longos cabos, Prof. da Universidade Estadual de Londrina (UEL), Paraná, Brasil.
- Mendonça, J. E. (1998). The First Deepwater Installation of an Electrical Submersible Pump: RJS-477 A, Campos Basin, Brazil. *Offshore Electrical Power Systems Inter. Meeting*, Rio de Janeiro, Brasil.
- Mohan, N., T. M. Undeland e. P. Robbins (1995). Switch-Mode dc-ac Inverters: dc ↔ sinusoidal ac. *Power Electronics – Converters, Applications and Design*, 2nd ed., John Wiley & Sons, E.U.A.
- Melhourne, C. J. e L Tang. (1995). Transient Effects of PWM Drives on Induction Motors, *IEEE IAS Meeting*, pp. 59-65.
- Ogasawara, S. and Hirofumi Akagi (2000). Analysis and Reduction of EMI Conducted by a PWM Inverter-Fed AC Motor Drive System Having Long Power Cables, *IEEE Power Electronic Specialist Conference*, Galway, Irlanda, pp. 928-933.
- Oliveira, J.C., R.J. Paulsen, M.A. Amaral, D.A. Andrade and S.C.N. Araújo (1996). Electrical Transmission System with Variable Frequency Through Long Length Cable, *Offshore Technology Conference*, OTC 8058.
- Persson, E. (1992). Transient Effects in Application of PWM Inverters to Induction Motors, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, nº 5, pp. 1095-1101.
- Pomilio, J. A., C.R. de Souza, L. Matias, I.S. Bonatti e P.L.D. Peres (1996). Alimentação Remota de Motores Submersos: Uma Análise em Freqüência, *IX Congresso Brasileiro de Automática*, São Paulo, Brasil, pp. 791-796.
- Pomilio, J. A.; C.R. de Souza, L. Matias, P.L.D. Peres and I.S. Bonatti (1997). Driving AC Motors through a Long Cable: The Inverter Switching Strategy”, *Transactions on Energy Conversion* (Dez), Vol. 14, nº 4, pp. 1441-1447.

- Rad, R.O., T. Henriksen and H. Raphael (1995). Converter Fed Sub Sea Motor Drives. *Industry Application Society Annual Meeting*, pp. 394-401.
- Rad, R. O. (1995a). Converter Fed Sub Sea Motor Drives. Ph. D. Dissertation, Norwegian Institute of Technology, Trondheim, Norway.
- Richards, D. S. (1990). VLSI Median Filters. *IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing* (Jan.), vol. 38, nº 1, pp.145-153.
- Seshadri, S. R. (1971). *Fundamentals of Transmission Lines and Electromagnetic Fields*. Editora Addison-Wesley.
- Skibinsky, G. and D. M. Divan (1993), Design Methodology & Modeling of Low Inductance Planar Bus Structures, *ENE – The European Power Electronics Association.*, pp. 98-105.
- Skibinsky, G. (1996). Design Methodology of a Cable Terminator to Reduce Reflected Voltage on AC Motors, *IEEE Industry Applications Society Conference*, San Diego, CA, EUA, pp. 153-161.
- Skibinsky, G., D. Leggate and R.J. Kerkman (1997). Cable Characteristics and Their Influence on Motor Over-Voltages, *IEEE Applied Power Electronic Conference*, Atlanta, GA, EUA, pp.114-120.
- Skibinsky, G., R.J. Kerkman, D. Leggate, J. Pankau and J. Schlegel (1998). Reflected Wave Modeling Techniques for PWM AC Motor Drives, *IEEE Applied Power Electronic Conf.*, pp.114-120.
- The MathWorks, Inc. (1999). *Help On-line*. www.mathworks.com. Versão 5.3.0.
- Vendrusculo, E. A. and J. A. Pomilio (1999). Strategy to Avoid Over-Voltages in Long Distance Driving of Induction Motors, *5º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, Foz do Iguaçu, Brasil.
- Vendrusculo, E. A. and J. A. Pomilio (1999a). Power Cable Parameters Estimation in Long Distance Driving of Electrical Machines, *IEEE International Electrical Machines and Drives Conference - IEMDC'99*, Seattle, WA, EUA, pp. 410-412.
- Von Hippel, A. R. (1954). *Dielectric Materials and Applications*. The Technology Press of MIT and John Wiley & Sons.
- Von Jouanne, A., P. N. Enjeti and W. Gray (1995). The Effect of Long Motor Leads on PWM Inverter Fed AC Motor Drive Systems, *IEEE Applied Power Electronic Conference*, EUA, pp.592-597.
- Von Jouanne, A. and P. N. Enjeti (1997). Design Considerations for an Inverter Output Filter to Mitigate the Effects of Long Motor Leads in ASD Applications. *Transactions on Industry Applications* (Sep/Oct), Vol. 33, nº 5, pp. 1138-1145.

Apêndices

Apêndice A

Teoria de propagação de ondas planas uniformes num meio ilimitado com perdas

Encontrar a expressão que determina a velocidade de fase é o objetivo do desenvolvimento apresentado a seguir. Convém notar que, neste trabalho, a velocidade de fase também é referenciada como velocidade de propagação (definida a partir da teoria de linhas de transmissão - item 2.4.b). Isto caracteriza a condição de igualdade assumida nas velocidades definidas pelas expressões (2.12) e (2.16).

As equações de Maxwell para campos elétricos e magnéticos variáveis no tempo são escritas na forma diferencial como (Seshadri, 1971):

$$\nabla \times \vec{E}(\vec{r}, t) = -\mu \frac{\partial \vec{H}(\vec{r}, t)}{\partial t} \quad (\text{A.1})$$

$$\nabla \times \vec{H}(\vec{r}, t) = \sigma \cdot \vec{E}(\vec{r}, t) + \varepsilon \cdot \frac{\partial \vec{E}(\vec{r}, t)}{\partial t} \quad (\text{A.2})$$

$$\nabla \cdot \vec{E}(\vec{r}, t) = \frac{\rho(\vec{r}, t)}{\varepsilon} \quad (\text{A.3})$$

$$\nabla \cdot \vec{H}(\vec{r}, t) = 0 \quad (\text{A.4})$$

Onde r é o vetor que indica a posição de um ponto no espaço sujeito à atuação dos campos elétrico (E) e magnético (H) num determinado instante de tempo t . Sendo μ a permissividade e ε a permeabilidade do meio.

Considere os campos como funções periódicas no tempo e de comportamento senoidal. Para condições de regime permanente e utilizando notação fasorial, (A.1), (A.2), (A.3) e (A.4) tornam-se:

$$\nabla \times \hat{E}(\vec{r}) = -j.\omega.\mu.\hat{H}(\vec{r}) \quad (A.5)$$

$$\nabla \times \hat{H}(\vec{r}) = \sigma.\hat{E}(\vec{r}) + j.\omega.\varepsilon.\hat{E}(\vec{r}) \quad (A.6)$$

$$\nabla \bullet \hat{E}(\vec{r}) = \frac{\rho}{\varepsilon}(\vec{r}) \quad (A.7)$$

$$\nabla \bullet \hat{H}(\vec{r}) = 0 \quad (A.8)$$

$$\text{Onde } \hat{E}(\vec{r}) = \vec{E}(\vec{r},t).e^{j.\omega.t} \quad , \hat{H}(\vec{r}) = \vec{H}(\vec{r},t).e^{j.\omega.t}$$

As expressões acima descrevem o comportamento dos campos num meio constituído por um dielétrico com perdas. Este dielétrico é um material que armazena uma certa densidade de carga ($\rho \neq 0$) e permite a circulação de corrente ou seja, possui condutividade diferente de zero ($\sigma \neq 0$).

O comportamento da onda se propagando neste meio é obtido da combinação de (A.5) e (A.6), resultando:

$$\nabla^2 \hat{E}(\vec{r}) + \omega^2.\mu.\left(\varepsilon + \frac{\sigma}{j.\omega}\right)\hat{E}(\vec{r}) = \nabla \frac{\rho}{\varepsilon}(\vec{r}) \quad (A.9)$$

Esta equação é também conhecida como equação vetorial de Helmholtz não-homogênea. Uma equação semelhante a (A.9) é obtida para o comportamento do campo magnético se a variável \hat{H} for explicitada a partir de (A.5) e (A.6). Chamando de k o coeficiente do campo elétrico, (A.9) é compactamente representada como:

$$\nabla^2 \hat{E}(\vec{r}) + k^2.\hat{E}(\vec{r}) = \nabla \frac{\rho}{\varepsilon}(\vec{r}) \quad (A.10)$$

A constante de propagação da onda é definida como $\gamma = j.k$, o que produz:

$$\gamma = \alpha + j.\beta = j.\omega.\sqrt{\mu.\varepsilon\left(1 + \frac{\sigma}{j.\omega.\varepsilon}\right)} \quad (A.11)$$

onde α e β são as constantes de atenuação e constante de fase, respectivamente.

Aplicando a fórmula de expansão binomial em (A.11) resulta:

$$\gamma = j.\omega.\sqrt{\mu.\varepsilon} \left(1 + \frac{\sigma}{2.j.\omega.\varepsilon} + \frac{\sigma^2}{8.j.\omega^2.\varepsilon^2} - \frac{\sigma^3}{16.j.\omega^3.\varepsilon^3} + \dots \right) \quad (\text{A.12})$$

Se a tangente de perdas, definida pela relação $\frac{\sigma}{\omega.\varepsilon}$, for suficientemente pequena, isto é, $\frac{\sigma}{\omega.\varepsilon} < 0,1$ segundo Hayt (1989), a série apresentada em (A.12) pode ser truncada no quarto termo mantendo boa precisão nos resultados, logo:

$$\gamma = j.\omega.\sqrt{\mu.\varepsilon} \left(1 + \frac{\sigma}{2.j.\omega.\varepsilon} + \frac{\sigma^2}{8.j.\omega^2.\varepsilon^2} - \frac{\sigma^3}{16.j.\omega^3.\varepsilon^3} \right), \text{ e explicitando as partes real e imaginária resulta:}$$

$$\gamma = \frac{\sigma}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \left(1 - \frac{\sigma^2}{8.\omega^2.\varepsilon^2} \right) + j.\omega.\sqrt{\mu.\varepsilon} \left(1 + \frac{\sigma^2}{8.\omega^2.\varepsilon^2} \right), \text{ de onde se identifica:}$$

$$\alpha = \frac{\sigma}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \left(1 - \frac{\sigma^2}{8.\omega^2.\varepsilon^2} \right) \quad (\text{A.13})$$

e

$$\beta = \omega.\sqrt{\mu.\varepsilon} \left(1 + \frac{\sigma^2}{8.\omega^2.\varepsilon^2} \right) \quad (\text{A.14})$$

A velocidade de fase da onda é definida por $v_1 = \frac{\omega}{\beta}$, logo, a partir de (A.14), temos que:

$$v_1 = \frac{1}{\sqrt{\mu.\varepsilon} \left(1 + \frac{\sigma^2}{8.\omega^2.\varepsilon^2} \right)} \quad (\text{A.15})$$

A qual pode ser usada para determinar a velocidade de propagação de uma onda TEM num material isolante com perdas do tipo utilizado em cabos elétricos.

Apêndice B

Teoria de linhas de transmissão.

A análise a seguir tem por finalidade discriminar a velocidade de propagação de uma onda eletromagnética numa linha de transmissão.

O circuito equivalente para uma linha de transmissão é (Seshadri, 1971):

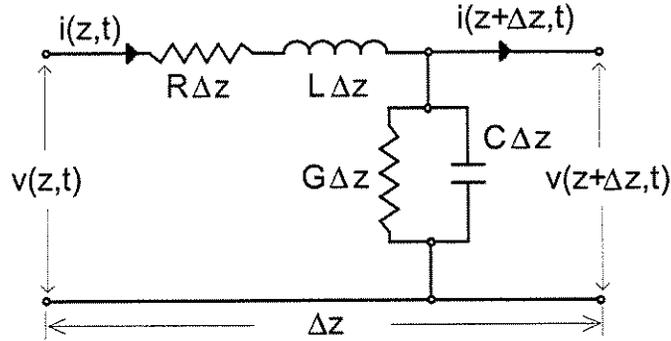


Fig. B.1. Circuito equivalente para uma linha de transmissão

Apesar da indutância e da resistência serem mostradas sob a forma de parâmetros concentrados, localizados em um único condutor na Fig. B.1, elas representam realmente o efeito total de ambos condutores na seção Δz . A partir do circuito, determinam-se as equações gerais da linha ou equações do telegrafista, quais sejam:

$$-\frac{\partial v(z,t)}{\partial z} = R.i(z,t) + L.\frac{\partial i(z,t)}{\partial t} \quad (\text{B.1})$$

$$-\frac{\partial i(z,t)}{\partial z} = G.v(z,t) + C.\frac{\partial v(z,t)}{\partial t} \quad (\text{B.2})$$

O sinal negativo garante que por exemplo, valores positivos para a corrente e sua derivada em (B.1), produzirão valores de tensão decrescentes para um z crescente, ou seja, em direção ao final da linha.

Considerando excitações senoidais, as tensões e correntes em regime permanente são expressas por:

$$v(z,t) = \Re(V_m(z)e^{j\omega t}) \quad (\text{B.3})$$

e

$$i(z,t) = \Re(I_m(z)e^{j\omega t}), \quad (\text{B.4})$$

onde o símbolo \Re representa a parte real e o subscrito m se refere a amplitude máxima. Note que as amplitudes I_m e V_m variam ao longo do cabo, ou seja, com a variação de z , cuja indicação é suprimida daqui para frente. Substituindo (B.3), (B.4) em (B.1), (B.2) e eliminando $e^{j\omega t}$ produz:

$$-\frac{dV_m}{dz} = (R + j.\omega.L)I_m, \quad (\text{B.5})$$

e

$$-\frac{dI_m}{dz} = (G + j.\omega.C)V_m, \quad (\text{B.6})$$

que combinadas resultam nas equações para a tensão e a corrente ao longo da linha, ou seja:

$$\frac{d^2V_m}{dz^2} = \gamma^2.V_m \quad (\text{B.7})$$

$$\frac{d^2I_m}{dz^2} = \gamma^2.I_m \quad (\text{B.8})$$

Onde a constante de propagação γ é escrita em função dos parâmetros da linha:

$\gamma = \alpha + j.\beta = \sqrt{(R + j.\omega.L)(G + j.\omega.C)}$, que pode ser escrita como:

$$\gamma = \alpha + j.\beta = j.\omega.\sqrt{L.C} \left(1 + \frac{R}{j.\omega.L}\right)^{\frac{1}{2}} \left(1 + \frac{G}{j.\omega.C}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{B.9})$$

Utilizando a fórmula de expansão binomial, (B.9) torna-se:

$$\begin{aligned} \gamma = j.\omega.\sqrt{L.C} \cdot \left\{ 1 + \frac{R}{2.j.\omega.L} + \frac{G}{2.j.\omega.C} + \frac{R^2}{8.\omega^2.L^2} - \frac{R.G}{4.\omega^2.L.C} + \frac{G^2}{8.\omega^2.C^2} - \frac{R^3}{16.j.\omega^3.L^3} + \frac{R^2.G}{16.j.\omega^3.L^2.C} + \right. \\ \left. + \frac{R.G^2}{16.j.\omega^3.L.C^2} - \frac{G^3}{16.j.\omega^3.C^3} + \dots \right\} \end{aligned} \quad (\text{B.10})$$

Esta série pode ser truncada na potência de ω^3 , sem perda significativa de precisão, se as seguintes condições são válidas para um cabo elétrico:

- A resistência dos condutores do cabo é muito menor que a reatância indutiva, ou seja $R \ll \omega.L$.
- A condutância do material isolante é muito menor que a susceptância capacitiva, ou seja $G \ll \omega.C$.

Substituindo as condições acima em (B.10) resulta:

$$\begin{aligned} \gamma = j.\omega.\sqrt{L.C} \cdot \left\{ 1 + \frac{R}{2.j.\omega.L} + \frac{G}{2.j.\omega.C} + \frac{R^2}{8.\omega^2.L^2} - \frac{R.G}{4.\omega^2.L.C} + \frac{G^2}{8.\omega^2.C^2} - \frac{R^3}{16.j.\omega^3.L^3} + \frac{R^2.G}{16.j.\omega^3.L^2.C} + \right. \\ \left. + \frac{R.G^2}{16.j.\omega^3.L.C^2} - \frac{G^3}{16.j.\omega^3.C^3} \right\} \end{aligned} \quad (\text{B.11})$$

De onde podem ser identificadas as constantes de atenuação α e de fase β , através da parte real e da parte imaginária respectivamente, logo:

$$\alpha = \frac{\sqrt{L.C}}{2} \cdot \left(\frac{R}{L} + \frac{G}{C} \right) \left[1 - \frac{1}{8.\omega^2} \cdot \left(\frac{R}{L} - \frac{G}{C} \right)^2 \right] \quad (\text{B.12})$$

e

$$\beta = \omega.\sqrt{L.C} \cdot \left[1 + \frac{1}{8.\omega^2} \cdot \left(\frac{R}{L} - \frac{G}{C} \right)^2 \right] \quad (\text{B.13})$$

A velocidade de fase da onda se propagando no cabo, definida como $v_2 = \omega/\beta$, é obtida a partir de (B.13):

$$v_2 = \frac{1}{\sqrt{L.C}} \frac{1}{\left[1 + \frac{1}{8.\omega^2} \cdot \left(\frac{R}{L} - \frac{G}{C} \right)^2 \right]} \quad (\text{B.14})$$

Note que, dependendo da frequência, a segunda parcela é muito menor que a unidade, e a velocidade de propagação pode ser aproximada para $v_2 \cong 1/\sqrt{L.C}$. Esta simplificação pode ser utilizada em cabos elétricos mantendo boa precisão.

Apêndice C

Capacitâncias num cabo tripolar

As capacitâncias C e C_s de um cabo tripolar com proteção mecânica metálica estão representadas na Fig. C.1a. Através da transformação triângulo-estrela resultam as capacitâncias equivalentes mostradas na Fig. C.1b (Von Jouanne, 1995).

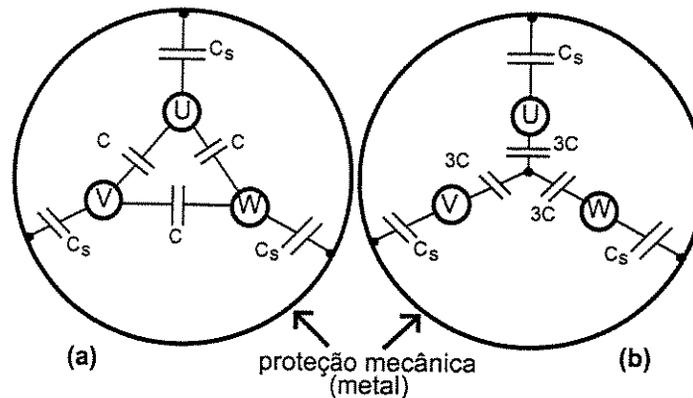


Fig. C.1. (a) Capacitâncias no cabo tripolar. (b) Capacitâncias equivalentes do cabo tripolar.

As capacitâncias C e C_s são obtidas através das seguintes medidas:

- Quaisquer dois condutores são conectados para a capa de proteção e a capacitância C_a entre esta combinação e o terceiro condutor é medida. Da Fig. C.1 vem que:

$$C_a = 2C + C_s \quad (C.1)$$

- Os três condutores são conectados juntos e a capacitância C_b entre esta combinação e a capa de proteção é medida, resultando:

$$C_b = 3C_s \quad (C.2)$$

De (C.1) e (C.2) resulta que:

$$C_s = \frac{C_b}{3} \quad (C.3)$$

e

$$C = \frac{C_a}{2} - \frac{C_b}{6} \quad (C.4)$$

Se o cabo não tem proteção metálica a capacitância C_s é considerada zero.

Apêndice D

Modelo de circuito para representação do cabo.

A partir da teoria de linhas de transmissão é possível deduzir um modelo de circuito equivalente para o cabo. A variação da tensão e da corrente ao longo do cabo, deduzidas no Apêndice B como (B.7) e (B.8), são reproduzidas aqui como:

$$\frac{d^2 V_m}{dz^2} = \gamma^2 V_m \quad (D.1)$$

$$\frac{d^2 I_m}{dz^2} = \gamma^2 I_m \quad (D.2)$$

Onde a constante de propagação γ em função da impedância série Z e da admitância “shunt” Y é definida:

$$\gamma = \sqrt{Z.Y} , \quad (D.3)$$

sendo $Y = G + j.\omega.C$ e $Z = R + j.\omega.L$. Note que a impedância e a admitância são expressas por unidade de comprimento.

Uma possível solução para (D.1) é (Johnson,1980):

$$V = A_1 e^{-\gamma z} + A_2 e^{\gamma z} , \quad (D.4)$$

onde A_1 e A_2 são constantes com dimensão de tensão e considerando $V = V_m/\sqrt{2}$ e $I = I_m/\sqrt{2}$. A distância z é medida a partir do terminal de alimentação. A solução para a corrente é:

$$I = \frac{1}{Z_o} A_1 e^{-\gamma z} - A_2 e^{\gamma z} . \quad (D.5)$$

Sendo a impedância característica do cabo definida por:

$$Z_o = \sqrt{Z/Y} \quad (D.6)$$

O cálculo das constantes A_1 e A_2 pode ser determinado considerando o circuito da Fig. D.1:

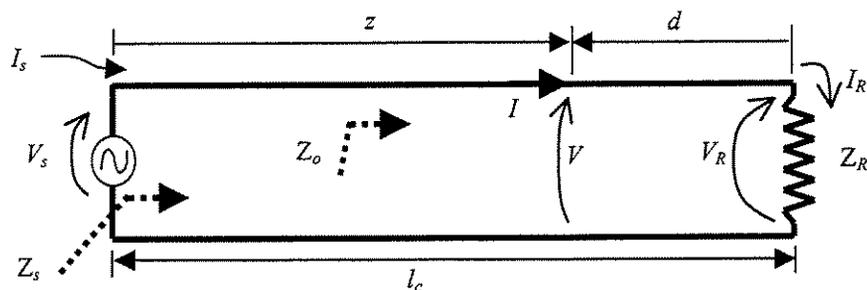


Fig. D.1. Modelo de circuito para uma linha a dois fios

Nos *terminais de alimentação*, ou seja $z=0$, $V=V_s$ e $I=I_s$, resultam de (D.4) e (D.5) respectivamente, que

$$V_s = I_s Z_s = A_1 + A_2, \quad (D.7)$$

$$I_s Z_o = A_1 - A_2. \quad (D.8)$$

De onde resulta que:

$$A_1 = \frac{I_s}{2} (Z_s + Z_o) \quad (D.9)$$

e

$$A_2 = \frac{I_s}{2} (Z_s - Z_o) \quad (D.10)$$

Substituindo em (D.4) e (D.5) obtemos a tensão e a corrente no cabo em função das grandezas dos terminais de alimentação:

$$V = \frac{I_s}{2} \left\{ (Z_s + Z_o) e^{-\gamma z} + (Z_s - Z_o) e^{\gamma z} \right\}, \quad (D.11)$$

$$I = \frac{I_s}{2Z_o} \left\{ (Z_s + Z_o) e^{-\gamma z} - (Z_s - Z_o) e^{\gamma z} \right\}. \quad (D.12)$$

Colocando Z_s e Z_o em evidência e identificando as formas exponenciais do seno e do cosseno hiperbólico vem que:

$$V = V_s \left\{ \cosh(\gamma z) - \frac{Z_o}{Z_s} \sinh(\gamma z) \right\} \quad (D.13)$$

e

$$I = I_s \left\{ \cosh(\gamma z) - \frac{Z_s}{Z_o} \sinh(\gamma z) \right\}. \quad (D.14)$$

Note que, de acordo com a Fig. 1.D, a variável z é medida a partir dos terminais de alimentação.

Nos *terminais da carga*, ou seja $z=l_c$, $V=V_R=I_R Z_R$ e $I=I_R$, resultam de (D.4) e (D.5) respectivamente, que

$$V_R = I_R Z_R = A_1 e^{-\gamma l_c} + A_2 e^{\gamma l_c}, \quad (D.15)$$

e

$$I_R Z_o = A_1 e^{-\gamma l_c} - A_2 e^{\gamma l_c}. \quad (D.16)$$

Resolvendo vem que:

$$A_1 = \frac{I_R}{2} (Z_R + Z_o) e^{\gamma l_c} \quad (D.17)$$

e

$$A_2 = \frac{I_R}{2} (Z_R - Z_o) e^{-\gamma l_c} \quad (D.18)$$

Substituindo (D.17) e (D.18) em (D.4) e (D.5), e usando a relação $d=l_c-z$, da Fig. D.1, resulta que a tensão e a corrente, escritas em função das grandezas nos terminais da carga, são dadas por:

$$V = \frac{I_R}{2} \left\{ (Z_R + Z_o) e^{\gamma d} + (Z_R - Z_o) e^{-\gamma d} \right\}, \quad (D.19)$$

e

$$I = \frac{I_R}{2Z_o} \left\{ (Z_R + Z_o) e^{\gamma d} - (Z_R - Z_o) e^{-\gamma d} \right\}. \quad (D.20)$$

Colocando Z_R e Z_o em evidência e identificando as formas exponenciais do seno e do cosseno hiperbólico vem que:

$$V = V_R \left\{ \cosh(\gamma d) + \frac{Z_o}{Z_R} \sinh(\gamma d) \right\} \quad (D.21)$$

e

$$I = I_R \left\{ \cosh(\gamma d) + \frac{Z_R}{Z_o} \sinh(\gamma d) \right\}. \quad (D.22)$$

Note que, de acordo com a Fig. D.1, a distância d é medida a partir dos terminais da carga.

Adicionalmente, o circuito da Fig. D.1, considerado como um quadripolo, pode ter sua representação matricial dada por (Pomilio *et alli*, 1996):

$$ABCD_{cabo} = \begin{bmatrix} A_C & B_C \\ C_C & D_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l_c) & Z_o \sinh(\gamma l_c) \\ \sinh(\gamma l_c) / Z_o & \cosh(\gamma l_c) \end{bmatrix} \quad (D.23)$$

D.1.a – Impedância da linha

A impedância da linha, escrita em função das grandezas nos terminais da carga, é obtida da relação entre (D.21) e (D.22). Logo, após algumas manipulações algébricas, decorre que:

$$Z = Z_o \frac{Z_R + Z_o \tanh(\gamma d)}{Z_o + Z_R \tanh(\gamma d)}. \quad (D.24)$$

Note que (D.24) representa a impedância vista pela fonte, dado que esta foi deduzida partindo dos terminais da carga e aumentando d em direção aos terminais da fonte de alimentação. Para o sistema em estudo a impedância da carga é aquela do motor, ou seja, $Z_R=Z_m$.

Apêndice E

Circuito para representação do transformador.

O circuito, representativo do transformador como um quadripolo, é mostrado na Fig. E.1 (Pomilio *et alli*, 1996).

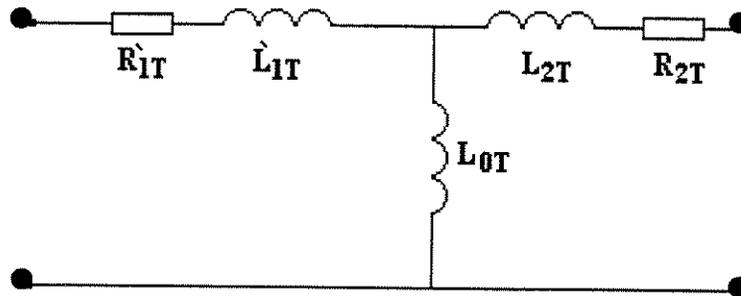


Fig. E.1. Circuito representativo do transformador.

Os parâmetros do transformador R_{1T} , L_{1T} , R'_{2T} , L'_{2T} e L_{0T} são as resistências e as indutâncias dos enrolamentos do primário e secundário, referidos ao lado de alta tensão, e a indutância representativa da corrente de magnetização. As perdas no material do núcleo são desprezadas. A notação matricial para o quadripolo da Fig. E.1 é:

$$ABCD_{trafo} = \begin{bmatrix} A_T & B_T \\ C_T & D_T \end{bmatrix}, \quad (E.1)$$

e tem seus parâmetros definidos como (Pomilio *et alli*, 1996):

$$A_T = \left(1 + \frac{L'_{1T}}{L_{0T}} + \frac{R'_{1T}}{sL_{0T}} \right) \quad (E.2)$$

$$B_T = R'_{1T} + R_{2T} + \frac{L_{2T}R'_{1T} + L'_{1T}R_{2T}}{L_{0T}} + \frac{R'_{1T}R_{2T}}{sL_{0T}} + s \left(L'_{1T} + L_{2T} + \frac{L'_{1T}L_{2T}}{L_{0T}} \right) \quad (E.3)$$

$$C_T = \frac{1}{sL_{0T}} \quad (E.4)$$

$$D_T = \left(1 + \frac{L'_{2T}}{L_{0T}} + \frac{R'_{2T}}{sL_{0T}} \right) \quad (E.5)$$

A impedância, vista dos terminais de saída do inversor, no sistema ITCM é obtida da matriz resultante do produto das matrizes ABCD do transformador (E.1) e do cabo (D.23):

$$Z_{ITCM_Lo} = \frac{A_T A_C + B_T C_C}{C_T A_C + D_T C_C}, \quad (E.6)$$

de onde vem que:

$$Z_{ITCM_Lo} = \frac{Z_c \{R_{lr} + j\omega(L_{lr} + L_{oT})\} \cosh(\gamma l) + \left((j\omega L_{lr} + R_{lr})^2 + j2\omega L_{oT} (j\omega L_{lr} + R_{lr}) \right) \sinh(\gamma l)}{Z_c \cosh(\gamma l) + \{R_{lr} + j\omega(L_{lr} + L_{oT})\} \sinh(\gamma l)}, \quad (E.7)$$

sendo $L_{lr} = L'_{lT} = L_{2T}$ e $R_{lr} = R'_{lT} = R_{2T}$.

A função de transferência ou ganho de tensão é dada por:

$$G_V_{ITCM_Lo} = \frac{1}{A_T A_C + B_T C_C}, \quad (E.8)$$

de onde vem que:

$$G_V_{ITCM_Lo} = \frac{Z_o \cdot j\omega L_{oT}}{Z_o \{R_{lr} + j\omega(L_{lr} + L_{oT})\} \cosh(\gamma l) + \left((j\omega L_{lr} + R_{lr})^2 + j2\omega L_{oT} (j\omega L_{lr} + R_{lr}) \right) \sinh(\gamma l)} \quad (E.9)$$

Note que as expressões acima levam em conta a indutância de magnetização. No entanto, em sistemas de potência, esta pode ser desprezada sem perda de concisão nos resultados.

Apêndice F

Efeito Pelicular.

O efeito pelicular, que caracteriza a distribuição não uniforme de corrente num condutor elétrico, tem seu comportamento descrito pela equação de Bessel de ordem zero mostrada a seguir (Johnson, 1980):

$$\frac{d^2 J}{dr^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{dJ}{dr} = j \cdot \omega \cdot \mu \cdot \sigma \cdot J \quad (\text{F.1})$$

Sendo r o raio do condutor em m, σ a condutividade do material em $(\Omega \cdot \text{m})^{-1}$, μ a permeabilidade do material em H/m, ω a frequência em rad/s e J a densidade de corrente em A/m².

Esta equação tem duas soluções independentes, conhecidas como funções de Bessel de primeira e segunda espécie. A solução que satisfaz (F.1) é de primeira espécie e delimita o módulo e a fase da densidade de corrente para o raio r . Logo, a partir da solução de (F.1) e aplicando a Lei circuital de Ampère, resulta que a impedância interna de um condutor cilíndrico é dada por:

$$Z_i = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot r \cdot \sigma \cdot \delta} \left(\frac{ber \frac{\sqrt{2} \cdot r}{\delta} + jbei \frac{\sqrt{2} \cdot r}{\delta}}{bei' \frac{\sqrt{2} \cdot r}{\delta} - jber' \frac{\sqrt{2} \cdot r}{\delta}} \right) \left[\frac{\Omega}{\text{m}} \right] \quad (\text{F.2})$$

Sendo δ a profundidade nominal de penetração da corrente na direção do raio do condutor, dada por:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma \cdot \mu \cdot \omega}} \quad [\text{m}] \quad (\text{F.3})$$

Fisicamente, δ representa a distância radial, em relação à superfície do condutor, na qual a densidade de corrente é diminuída a um valor de e^{-1} vezes do seu valor na superfície. Esta grandeza tem comportamento análogo à constante de tempo de circuitos RL que determina a atenuação da forma de onda de corrente.

Os termos ber e bei são as séries de potência da função de Bessel, parcela real e parcela imaginária, respectivamente. Sendo ber' e bei' suas respectivas derivadas. As séries são transcritas a seguir para um escalar x qualquer:

$$ber(x) = 1 - \frac{x^4}{2^2 4^2} + \frac{x^8}{2^2 4^2 6^2 8^2} - \dots \quad (\text{F.4})$$

$$bei(x) = \frac{x^2}{2^2} - \frac{x^6}{2^2 4^2 6^2} + \frac{x^{10}}{2^2 4^2 6^2 8^2 10^2} - \dots \quad (\text{F.5})$$

As partes real e imaginária de Z_i caracterizam o comportamento da resistência (R_i) e da reatância indutiva (ωL_i) do condutor, respectivamente. Assim, a resistência interna é:

$$R_i = R_{io} \frac{\sqrt{2}.r}{\delta} \left(\frac{ber \frac{\sqrt{2}.r}{\delta} . bei' \frac{\sqrt{2}.r}{\delta} - bei \frac{\sqrt{2}.r}{\delta} . ber' \frac{\sqrt{2}.r}{\delta}}{\left(bei' \frac{\sqrt{2}.r}{\delta} \right)^2 + \left(ber' \frac{\sqrt{2}.r}{\delta} \right)^2} \right) \left[\frac{\Omega}{m} \right] \quad (F.6)$$

E da parte imaginária vem que a indutância interna é:

$$L_i = L_{io} \frac{4}{\sqrt{2}.r} \left(\frac{ber \frac{\sqrt{2}.r}{\delta} . bei' \frac{\sqrt{2}.r}{\delta} + bei \frac{\sqrt{2}.r}{\delta} . ber' \frac{\sqrt{2}.r}{\delta}}{\left(bei' \frac{\sqrt{2}.r}{\delta} \right)^2 + \left(ber' \frac{\sqrt{2}.r}{\delta} \right)^2} \right) \left[\frac{H}{m} \right] \quad (F.7)$$

Sendo R_{io} e L_{io} respectivamente, a resistência e a indutância do condutor para frequência zero ($\omega=0$) definidas da seguinte forma:

$$R_{io} = \frac{1}{\pi.r^2.\sigma} \left[\frac{\Omega}{m} \right] \quad (F.8)$$

$$L_{io} = \frac{\mu}{8.\pi} \left[\frac{H}{m} \right] \quad (F.9)$$

Apêndice G

Circuito equivalente para representação do efeito pelicular.

A dedução sucinta das expressões que permitem estimar os valores dos parâmetros do circuito equivalente representativo do efeito pelicular, mostrado na Fig. G.1, é apresentada a seguir. Originalmente o efeito pelicular é definido obtendo os parâmetros R_i e L_i variáveis em função da frequência segundo funções de Bessel. No entanto, para esta dedução, as funções hiperbólicas serão preferidas mas os resultados obtidos serão comparados com a impedância definida por funções de Bessel.

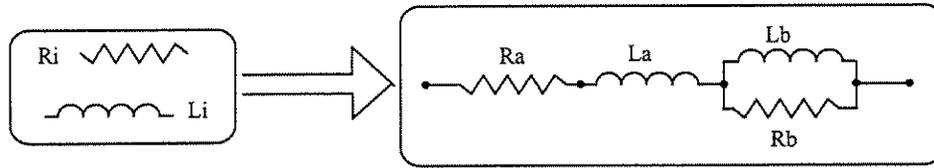


Fig. G.1. Circuito equivalente para o efeito pelicular num condutor.

A impedância do circuito, usando transformada de *Laplace*, é:

$$Z_c(s) = \frac{s^2 \cdot L_a \cdot L_b + s \cdot (R_a \cdot L_b + R_b \cdot L_a + R_b \cdot L_b) + R_b \cdot R_a}{R_b + s \cdot L_b} \quad (G.1)$$

A resistência R_a pode ser determinada para a frequência tendendo a zero em (G.1):

$$\lim_{s \rightarrow 0} Z_c(s) = R_a, \quad (G.2)$$

mas idealmente $Z_c = Z_{hyp}$, onde Z_{hyp} é a impedância definida pelas funções circulares e hiperbólicas no item 3.4.b, logo:

$$R_a = \lim_{s \rightarrow 0} Z_{hyp}(s) = \lim_{j\omega \rightarrow 0} [R_{hyp}(j\omega) + j\omega L_{hyp}(j\omega)] = \lim_{j\omega \rightarrow 0} R_{hyp}(j\omega) = R_{io} \quad (G.3)$$

Desta forma R_a é igual a resistência para frequência zero definida em (3.19). Para a determinação de L_a a parte real e parte imaginária de (G.1) são explicitadas de tal forma que:

$$Z_c(j.\omega) = \frac{\omega^2 \cdot L_b^2 (R_a + R_b) + R_b^2 \cdot R_a}{R_b^2 + \omega^2 \cdot L_b^2} + j \cdot \frac{\omega^3 \cdot L_b^2 \cdot L_a + \omega \cdot R_b^2 \cdot (L_a + L_b)}{R_b^2 + \omega^2 \cdot L_b^2} \quad (G.4)$$

Após algumas manipulações algébricas a relação entre as partes imaginária e real de Z_c produz:

$$\frac{imag(Z_c)}{real(Z_c)} = \frac{\omega \cdot L_a}{R_a \cdot (1 + \frac{a}{R_a})} + \frac{1}{\frac{R_a}{a} + 1} \left(\frac{R_b}{\omega \cdot L_b} \right) \quad (G.5)$$

$$\text{onde } a = \frac{\omega^2 \cdot L_b^2 \cdot R_b}{R_b^2 + \omega^2 \cdot L_b^2}. \quad (\text{G.6})$$

Considerando $\frac{R_a}{a} \gg 1$ para um determinado ponto P1 de frequência ω_1 , obtém-se:

$$\frac{\text{imag}(Z_c(\omega_1))}{\text{real}(Z_c(\omega_1))} \cong \frac{\omega_1 \cdot L_a}{R_a} \quad (\text{G.7})$$

É esperado que o ponto definido em (G.7) esteja situado sobre a curva da Fig. G.2, a qual foi obtida pela relação entre as partes real e imaginária da impedância Z_{hyp} , então se deseja que:

$$\frac{\text{imag}(Z_c(\omega_1))}{\text{real}(Z_c(\omega_1))} \cong \frac{\text{imag}(Z_{hyp}(\omega_1))}{\text{real}(Z_{hyp}(\omega_1))} \cong \frac{\omega_1 \cdot L_a}{R_a} \cong q \quad (\text{G.8})$$

A frequência ω_1 e o valor q são as coordenadas do ponto P1 identificado na curva superior da Fig. G.2. Este ponto é definido pela interseção entre a reta L e a curva. A reta L é coincidente com o comportamento da curva para altas frequências. As curvas da Fig. G.2 foram traçadas para um cabo de 4mm^2 de secção transversal.

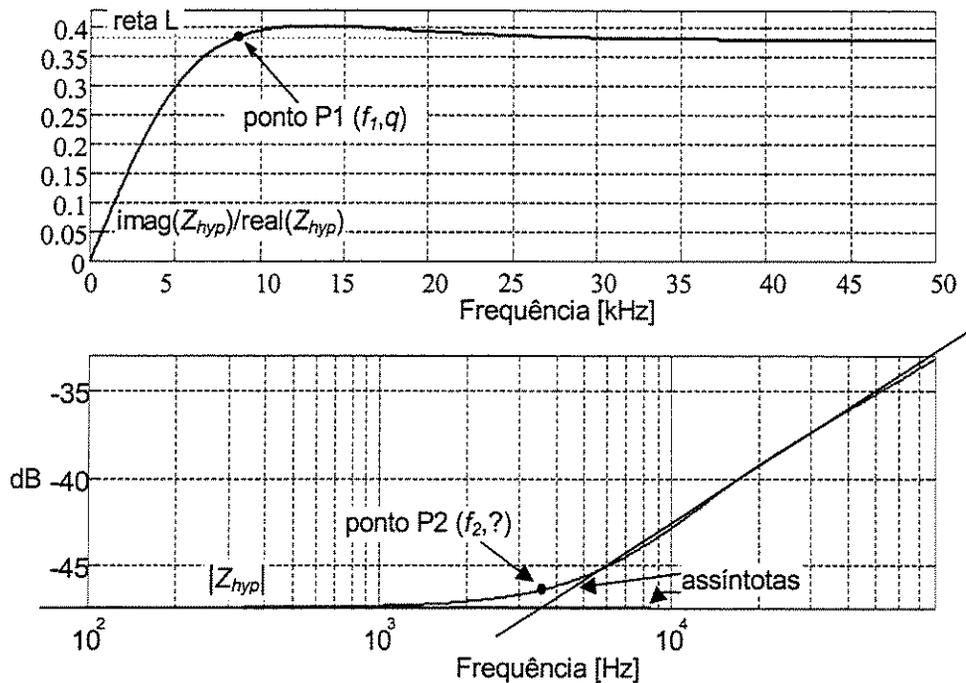


Fig. G.2. Definição dos pontos P1 e P2. Relação entre as partes real e imaginária de Z_{hyp} (gráfico superior) e módulo de Z_{hyp} (gráfico inferior).

Calculado R_a em (G.3), e a partir das coordenadas do ponto P1, (G.8) é usada para calcular a indutância L_a . A seguir é apresentada uma breve dedução para obter as equações necessárias para o

cálculo de R_b e L_b . A curva superior na Fig. G.2 permanece constante e igual ao valor genérico q para frequências elevadas. Então, rearranjando (G.5) e isolando parcialmente ωL_b vem que:

$$|\omega.L_b| = \left| \left(\frac{\omega.L_a - q.R_a}{1 - q.\omega.\tau_b} \right) \left(1 + \omega^2.\tau_b^2 \right) \right|, \quad (G.9)$$

sendo τ_b a constante de tempo L_b/R_b .

A parte real de (G.4), que modela a resistência variável do cabo, deve ter idealmente o comportamento próximo à resistência R_{hyp} , definida por funções circulares e hiperbólicas em (3.17), por conseguinte:

$$R_{hyp} = \frac{\omega^2.L_b^2(R_a + R_b) + R_b^2.R_a}{R_b^2 + \omega^2.L_b^2}, \quad (G.10)$$

de onde isolando R_b vem que:

$$R_b = (R_{hyp} - R_a) \left[\frac{1 + \tau_b^2.\omega^2}{\tau_b^2.\omega^2} \right] \quad (G.11)$$

Similarmente, fazendo a parte imaginária de (G.4), que modela a reatância do cabo, idealmente igual a ωL_{hyp} , definida em (3.18), resulta:

$$\omega.L_{hyp} = \frac{\omega^3.L_b^2.L_a + \omega.R_b^2.(L_a + L_b)}{R_b^2 + \omega^2.L_b^2}, \quad (G.12)$$

e isolando ωL_b :

$$\omega.L_b = \omega.(L_{hyp} - L_a) \left(1 + \omega^2.\tau_b^2 \right) \quad (G.13)$$

Dividindo (G.13) por (G.11) produz:

$$\frac{\omega.L_b}{R_b} = \left[\frac{\omega.(L_{hyp} - L_a) \left(1 + \omega^2.\tau_b^2 \right)}{(R_{hyp} - R_a) \left(1 + \tau_b^2.\omega^2 \right)} \right] \tau_b^2.\omega^2, \quad (G.14)$$

resultando:

$$\theta = \tau_b.\omega = \frac{R_{hyp} - R_a}{\omega.(L_{hyp} - L_a)} \quad (G.15)$$

Substituindo o valor de θ em (G.9) resulta que:

$$\omega L_b = \left(\frac{\omega.L_a - q.R_a}{1 - q.\theta} \right) \left(1 + \theta^2 \right), \quad (G.16)$$

O lado esquerdo de (G.16) é a reatância indutiva devido ao parâmetro L_b e o lado direito é uma reatância ponderada devido aos parâmetros R_a e L_a . Para obter o valor de L_b , (G.16) é utilizada considerando que a frequência do lado esquerdo é a abscissa do ponto P1 lido na Fig. G.2, ou seja, $\omega = \omega_1 = 2\pi f_1$. E a frequência do lado direito é a abscissa do ponto P2, lido no gráfico inferior da Fig. G.2 ou seja, $\omega = \omega_2 = 2\pi f_2$. O ponto P2 é definido como a intersecção das assíntotas de altas e baixas frequências do módulo, em (dB), da impedância Z_{hyp} . O valor de θ , a ser substituído em (G.16), é calculado através de (G.15) considerando a frequência $\omega = \omega_2 = 2\pi f_2$. Note que (G.15) exige o cálculo de R_{hyp} e L_{hyp} através de (3.17) e (3.18) respectivamente.

Obtido L_b , a resistência R_b é obtida de (G.15) para $\omega = \omega_1 = 2\pi f_1$ e $\theta(\omega_2)$, ou seja:

$$R_b = \frac{\omega_1 L_b}{\theta(\omega_2)} \quad (G.17)$$

Apêndice H

Simulação de sistemas de acionamento de motor assíncrono através de longos cabos

H.1 - Sistema ICM

O sistema constituído por inversor tipo fonte de tensão, controlado por modulação por largura de pulso, cabo de 1km de comprimento e motor de 0,5CV é representado no aplicativo Matlab¹ conforme ilustra a Figura H.1.

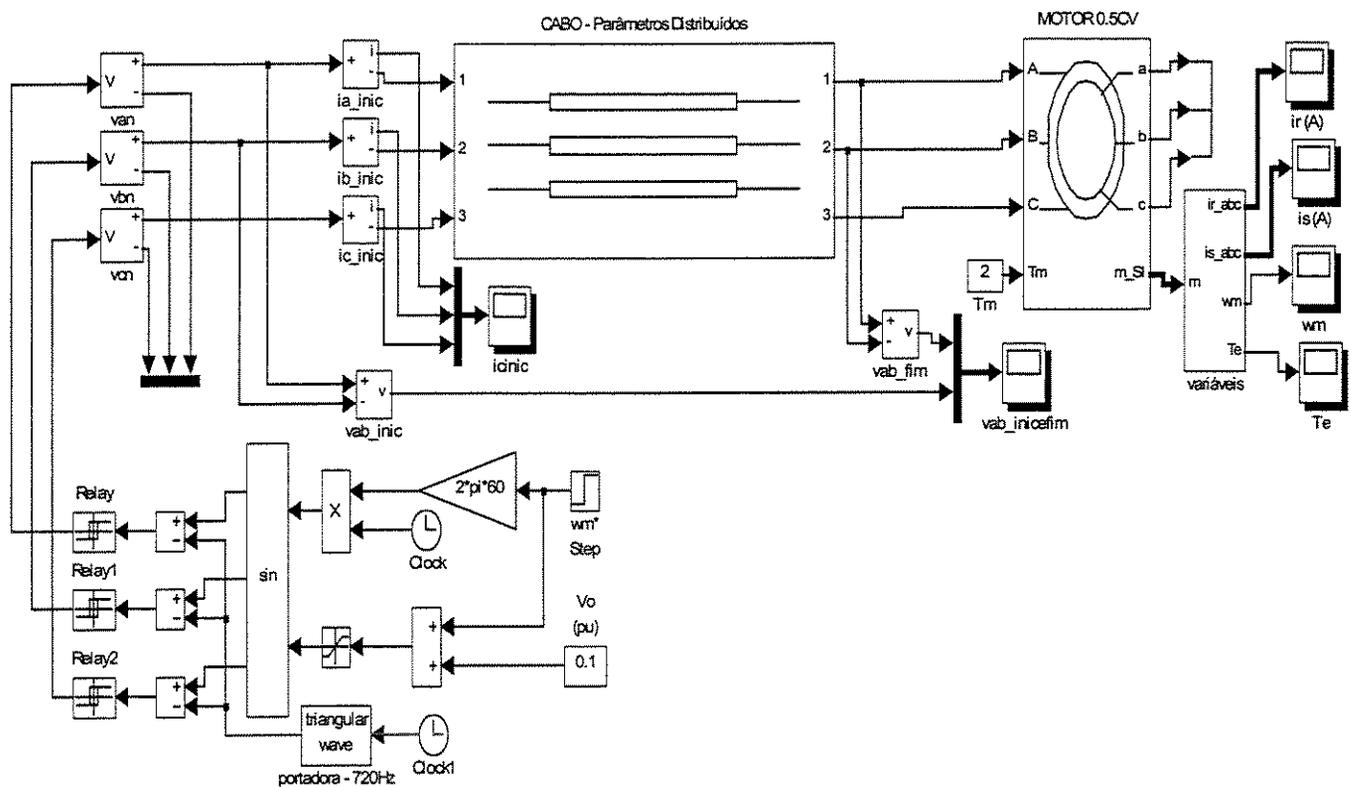


Figura H.1. Representação do sistema ICM no aplicativo Matlab.

O modelo para o cabo é baseado no método de ondas viajantes de Bergeron, usado pelo aplicativo EMTP², e considera parâmetros distribuídos (The MathWorks, 1999). Os parâmetros do cabo são aqueles obtidos no capítulo 2, sendo que são necessários os parâmetros de seqüência positiva e seqüência zero. Assim, para o cabo de 4mm² e 1km de comprimento, foram utilizados os valores apresentados na Tabela H.1.

¹. Matlab – *Matrix Laboratory* desenvolvido por Mathwork Inc.

². EMTP – *Electromagnetic Transient Program* desenvolvido por Microtran.

Tabela H.1 – Parâmetros do cabo para simulação com o aplicativo Matlab.

Parâmetros do cabo / Seqüência	Resistência [Ω /km]	Indutância [H/km]	Capacitância [F/km]
Seqüência positiva	5	536e-06	106e-09
Seqüência zero	10	5360e-06	212e-09

O modelo do motor assíncrono considera o sistema de eixos de coordenadas dq com referência no rotor. Todas as variáveis elétricas e parâmetros são referidos aos terminais do estator. Os parâmetros do motor, obtidos através de ensaio e utilizados no modelo, são apresentados na Tabela H.2.

Tabela H.2 – Parâmetros do motor utilizados na simulação.

Parâmetros / Grandezas de:	Resistência [Ω]	Indutância de dispersão [H]	Indutância Magnetização [H]	Coefic. Inércia [Kg m^2]	Tensão Nom. [V]
Estator	4,4	15,6502e-03	187,0886e-03	0,0006	220
Rotor	5,02	15,6502e-03			

O inversor tipo fonte de tensão e seu controle, usando modulação por largura de pulso, está sintetizado na parte inferior da Fig. H.1. O valor instantâneo da onda triangular, ou portadora, é obtido consultando uma tabela (“look-up table”), onde os valores foram previamente armazenados. A frequência da portadora pode ser facilmente variada interpolando-se os valores constantes da tabela. Na Fig. H.1 a frequência da portadora está ajustada para 720Hz.

H.2 - Sistema ITCM

A simulação com transformador, o qual foi inserido entre inversor e cabo, utiliza a representação do sistema mostrado na Fig. H.2.

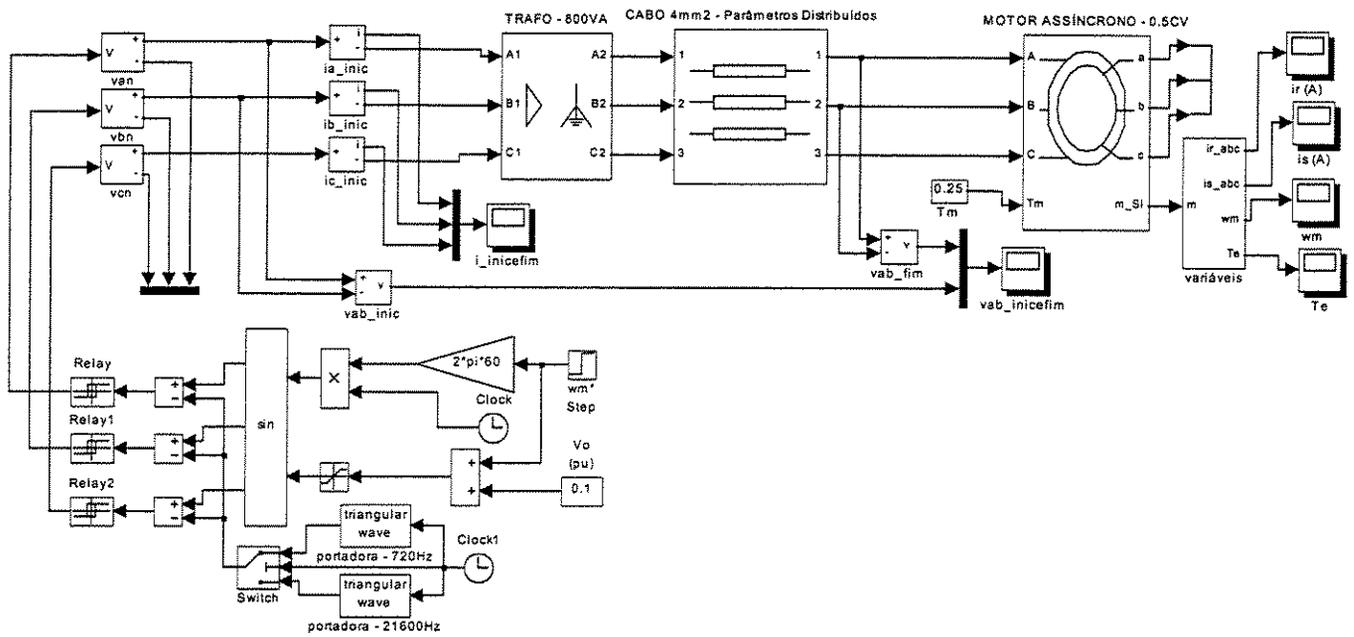


Figura H.2. Representação do sistema ITCM no aplicativo Matlab.

O modelo do transformador leva em conta as indutâncias de dispersão (L_1, L_2, L_3) e as resistências (R_1, R_2, R_3) dos três enrolamentos, bem como a característica de magnetização do núcleo, representada por um braço linear com os parâmetros L_m (indutância de magnetização) e R_m (resistência de magnetização). Os parâmetros do transformador foram obtidos através de ensaio e transformados em unidades *pu* (“per unit”) a fim de serem inseridos no modelo. O transformador tem potência aparente de 800VA e tensões nominais de 150/220V para a conexão Δ/Y . Para o cálculo dos parâmetros em *pu*, foram utilizados os

valores base de resistência $R_{pu} = \frac{(220/\sqrt{3})^2}{800} = 20,16\Omega$ e de indutância $L_{pu} = \frac{R_{pu}}{2\pi 60} = 53,48mH$. A

tabela H.3 sumariza os valores obtidos de ensaio e os valores em *pu* utilizados no modelo.

Tabela H.3 – Parâmetros do transformador – frequência 60Hz.

Parâmetros/ Unidades	Resistência (bobina primário)	Resistência (bobina secundário)	Indutância de dispersão (primário)	Indutância de dispersão (secundário)	Indutância de Magnetizaçã o	Resistência de Magnetizaçã o
Valores no sistema internacional (SI)	2,90 [Ω]	2,90 [Ω]	827,84 [μH]	827,84 [μH]	6,4 [H]	3452 [Ω]
Valores em <i>p.u.</i>	0,1440	0,1440	0,0155	0,0155	119,7	171,2

H.3. Simulação de um sistema com potência de 73,5kW, submetido a alteração *on-line* da frequência de chaveamento do inversor tipo VSI-PWM

A Fig. H.4 mostra o diagrama de blocos do sistema ITCM com motor de 100CV simulado no aplicativo Simulink/Matlab. O acionamento é feito usando um inversor VSI_PWM, inicialmente disparado com frequência de chaveamento (f_s) igual a 340Hz e, no instante $t=1,6s$, passa para $f_s=7200Hz$. O transformador de 150kVA eleva a tensão de linha do valor eficaz de 460V para 1500V. O cabo possui secção transversal de 34 mm^2 e 8km de comprimento. A tensão de linha nominal do motor é de 440V. Os parâmetros do transformador, do cabo e do motor estão descritos na Tabela H.4.

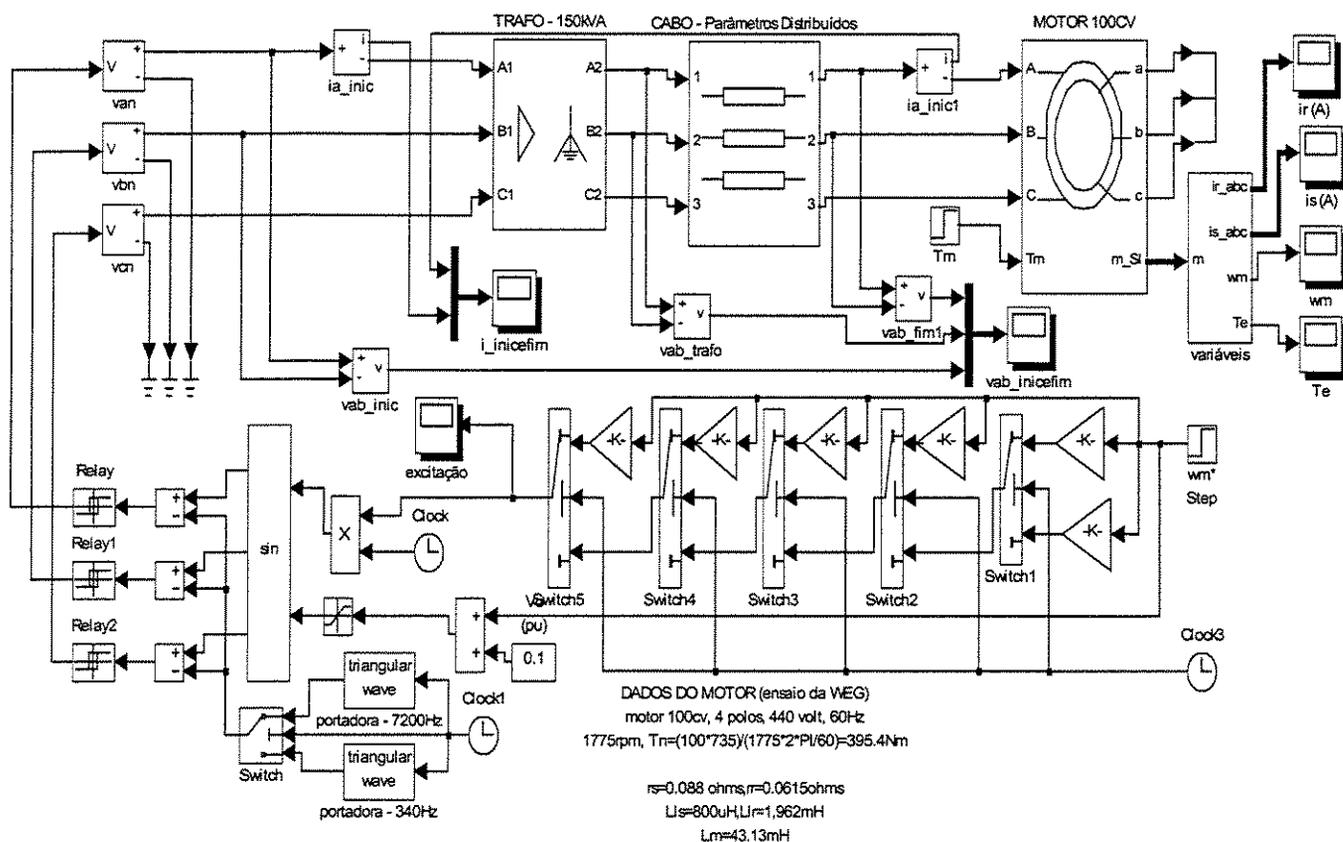


Fig. H.4. Diagrama de blocos do sistema ITCM com motor de 100CV.

Para a simulação, os parâmetros do transformador indicados na Tabela H.4 foram referidos em valores $p.u$ para o lado de alta tensão, tomando os seguintes valores base:

$$R_{pu} = \frac{(1500/\sqrt{3})^2}{150000} = 5\Omega \text{ e } L_{pu} = \frac{R_{pu}}{2\pi 60} = 13,26 \text{ mH}.$$

Tabela H.4 – Parâmetros do transformador, do cabo e do motor – frequência 60Hz.

Parâmetros do transformador/ Unidades	Resistência (bobina primário)	Resistência (bobina secundário)	Indutância de dispersão (primário)	Indutância de dispersão (secundário)	Indutância de Magnetização	Resistência de Magnetização
Valores no sistema internacional (SI)	63e-03 [Ω]	63e-03 [Ω]	806 [μH]	806 [μH]	15,57 [H]	4314 [Ω]
Valores em <i>p.u.</i>	12,6e-3	12,6e-3	60,78e-3	60,78e-3	1174	862,8

Parâmetros do cabo / Seqüência	Resistência [Ω/km]	Indutância [H/km]	Capacitância [F/km]			
Seqüência positiva	0,57	360e-06	160e-09			
Seqüência zero	1,14	3600e-06	320e-09			

Parâmetros do motor/ Grandezas de:	Resistência [Ω]	Indutância de dispersão [H]	Indutância Magnetização [H]	Coefic. Inércia [Kg m ²]	Tensão Nom. [V]	
Estator	0,088	800,8e-06	43,13e-03	0,9843	440	
Rotor	0,0615	1,962e-03				

O acionamento do sistema ITCM é feito em malha aberta com o aumento "progressivo" da frequência de excitação. A frequência da tensão fundamental, sintetizada pelo inversor, é alterada em "steps" de 10Hz até o motor atingir a velocidade nominal. A Fig. H.5 mostra a frequência de excitação (em RPM) e a velocidade mecânica da máquina. Isto é feito com o objetivo de diminuir o tempo de simulação, evitando o "estouro" do espaço de memória do computador por excesso de dados.

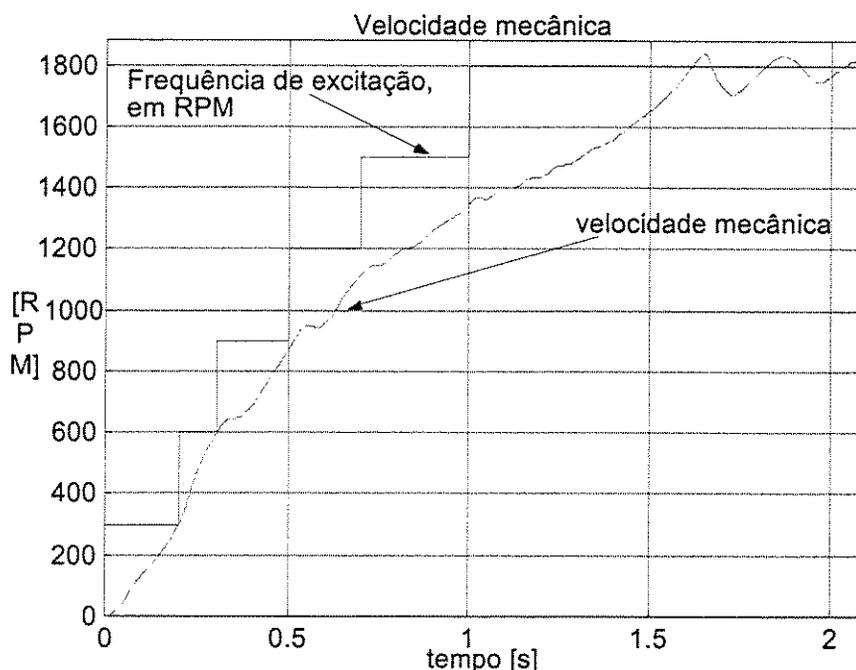


Fig. H.5. Velocidade mecânica e frequência de excitação.

Apêndice I

Característica do espectro de oscilações atenuadas linearmente

A seguir são apresentados espectros de oscilações atenuadas por uma janela tipo "dente-de-serra", semelhantes àquelas encontradas no sinal de corrente na saída do inversor. O objetivo é mostrar experimentalmente o tipo de espectro a ser esperado, quando existem oscilações deste tipo, dentro do "buffer" de dados ao qual a rotina para o cálculo da FFT é aplicada.

A Fig. I.1 mostra duas oscilações atenuadas, geradas usando um gerador de sinais do tipo HP8904A, e a respectiva FFT, mostrada em escala linear. Tal sinal foi gerado através da modulação simultânea de uma portadora senoidal de 33kHz, ou seja, modulando em amplitude (AM) e simultaneamente aplicando o modo de modulação denominado pulso.

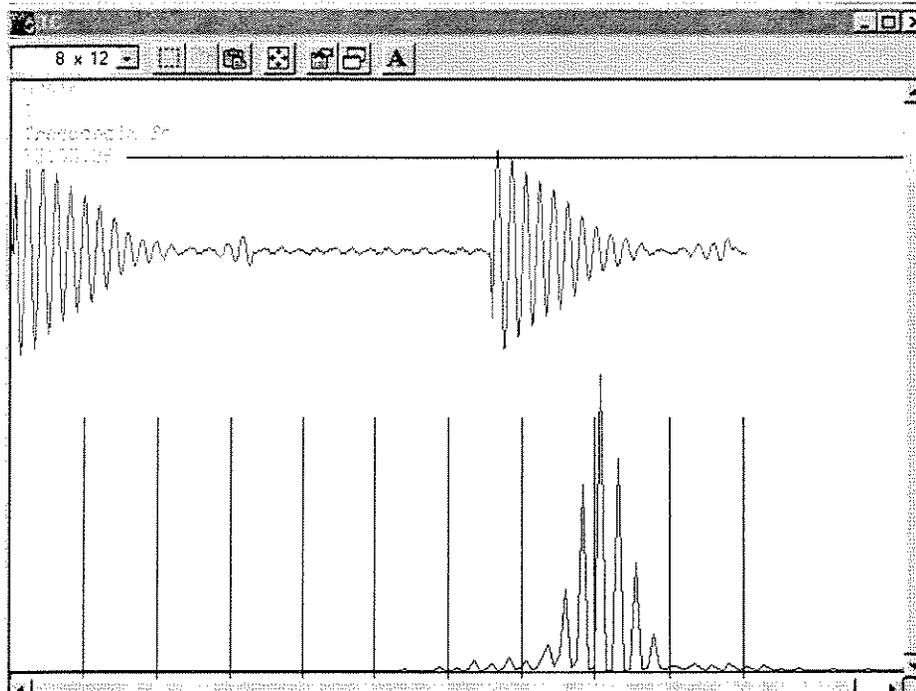


Fig. I.1. Oscilação atenuada e correspondente FFT.

A frequência da maior componente observada no espectro da Fig. I.1 está indicada no canto superior esquerdo pelo valor de 33193kHz. A escala horizontal para o espectro é de 4125Hz por divisão, sendo que a margem esquerda indica o valor de frequência zero. A maior componente indica realmente o valor da frequência da oscilação, contudo aparecem componentes laterais características do janelamento no domínio do tempo, ou convolução no domínio da frequência. Se a janela tivesse formato retangular, o

espectro correspondente desta última seria uma função sinc³. Neste caso, a convolução com o espectro do sinal senoidal geraria um espectro com componentes de frequência situadas em torno da frequência de 33kHz, semelhante à aquele mostrado na Fig. I.1. Logo, para o formato de janela, aplicado na Fig. I.1, poderia ser esperado que o comportamento espectral obtido esteja próximo à aquele característico da janela retangular. Contudo, na aplicação prática existe o problema da janela, além de ser do tipo "dente-de-serra", o tamanho também é variável, pois o mesmo depende da frequência de chaveamento do inversor, logo isto causa a atenuação dos lóbulos laterais. Do acima exposto fica clara a dificuldade de equacionar o tipo do espectro resultante, logo evidências experimentais foram preferidas para obter a noção do espectro resultante da aplicação da FFT em tal tipo de sinal.

³ Função sinc = $\sin(\omega T) / \omega T$, onde ω é a frequência e T o intervalo de tempo de existência da janela.

Apêndice J

Modulação Vetorial ("space vector modulation")

A estratégia da modulação vetorial (Rodriguez, 1994) está baseada na sintetização de um vetor girante $v^* = \hat{V} \angle \alpha$ no plano complexo, mostrado na Fig. J.1. A medida que o tempo passa v^* rotaciona e passa através dos setores 1,2,...6. O vetor girante é obtido a partir da composição dos estados (ligado ou desligado), que são assumidos pelas chaves do inversor durante um determinado tempo. São considerados 8 estados, 6 ditos ativos e 2 não-ativos, representados pelos vetores v_0, v_1, \dots, v_6 na Fig. J.1.

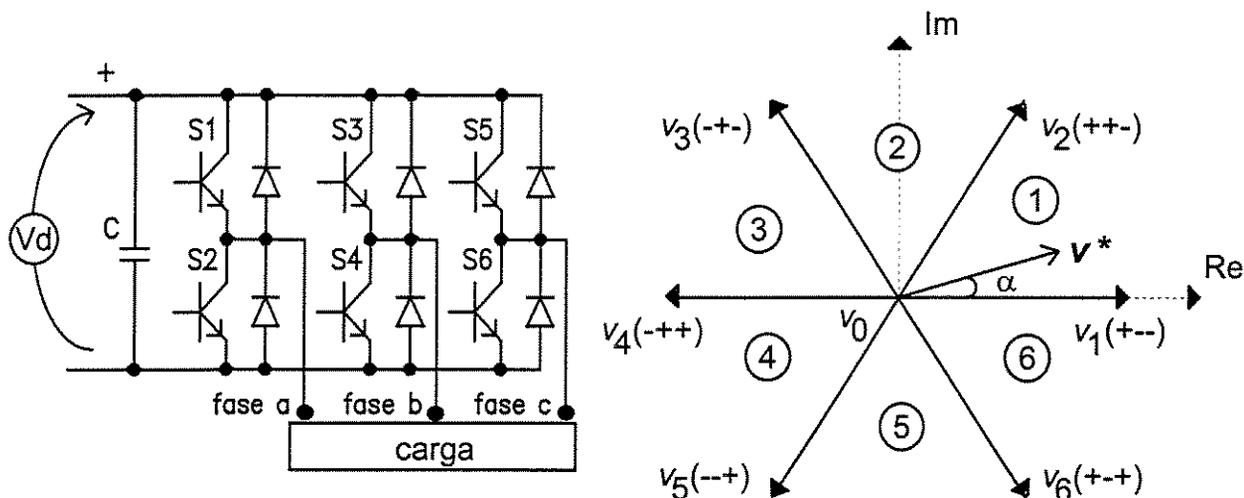


Figura J.1. Inversor e estados associados na aplicação da estratégia de modulação vetorial.

Por exemplo, o vetor $v_2(++-)$ é caracterizado pelo acionamento das chaves S1, S3 e S6. Neste estado, o módulo da tensão aplicada a carga é $2/3$ da tensão V_d (tensão no elo CC do inversor). Para os outros vetores, exceto v_0 , o módulo é o mesmo mas a fase é acrescida em 60° . O vetor v_0 , representa dois estados não-ativos: $v_0^+(+++)$ representa todas as chaves superiores (S1,S3,S5) e $v_0^-(---)$ todas as inferiores (S2,S4,S6), ligadas. Nestes estados a tensão aplicada a carga é zero.

A sintetização de v^* está baseada na aplicação do vetor v_0 (não-ativo) e dos vetores vizinhos (ativos) a v^* , numa seqüência com sentido anti-horário. A aplicação de cada vetor está vinculada a um determinado intervalo de tempo (t_i) dentro de um período (T). Por exemplo, Fig. J.1 mostra v^* localizado no setor 1. Então, para sintetizá-lo é necessário acionar o inversor com o estado $(---)$, durante t_0 , depois o estado $(+--)$, durante t_1 e o estado $(++-)$, durante t_2 . Se os tempos t_1 e t_2 são iguais, v^* está situado exatamente no meio do setor. Se v^* estivesse no setor 3, os vetores vizinhos seriam $(-+-)$ e $(-++)$. A média de tempo dos vetores aplicados à carga dentro do período define o vetor v^* gerado. Isto é expresso por:

$$v^* = \frac{1}{T}(v_a \cdot t_a + v_b \cdot t_b + v_0 \cdot t_0), \quad (J.1)$$

onde v_a e v_b são os vetores ativos do setor e t_a e t_b os respectivos tempos. Como no estado v_o nenhuma tensão é aplicada a carga, (J.1) pode ser simplificada fazendo $v_o=0$. Naturalmente, a soma dos tempos t_i está restrita ao valor do período T. Os tempos t_a , t_b e t_o são calculados por:

$$t_a = \frac{3}{2} \frac{\hat{V}}{V_d} (\cos \alpha - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \alpha) . T, \tag{J.2}$$

$$t_b = \sqrt{3} \frac{\hat{V}}{V_d} (\sin \alpha) . T, \tag{J.3}$$

$$t_o = T - t_a - t_b. \tag{J.4}$$

Uma característica importante da modulação vetorial é que uma única variável ($v^* = \hat{V} \angle \alpha$), condensa todas as informações a respeito do sistema trifásico sintetizado.

J.1 Otimização da seqüência de chaveamento

Uma simples alteração na seqüência de aplicação dos estados ao inversor, diminui o número de comutações necessárias para gerar v^* . Para isto os dois estados não-ativos são utilizados na seguinte seqüência:

$$\underbrace{v_o^- \Pi v_a \Pi v_b \Pi v_o^+}_{v_1^*} \Pi \underbrace{v_o^+ \Pi v_b \Pi v_a \Pi v_o^-}_{v_2^*} \Pi \dots\dots\dots$$

Logo a geração de v^* envolve 4 estados do inversor. A Fig. J.2 ilustra a geração de v_1^* aplicando a seqüência no sentido anti-horário e v_2^* no sentido horário.

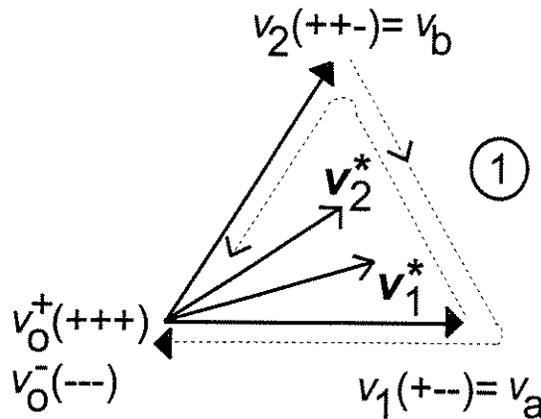


Figura J.2. Seqüência de otimização

Fica claro que ocorre somente a comutação de uma chave na mudança de um estado para outro, minimizando as perdas por comutação no inversor. O tempo que os estados v_o^+ e v_o^- são aplicados é o

mesmo, ou seja, $t_o^- = t_o^+ = \frac{t_o}{2}$.

Apêndice K

Medição da resposta em frequência - "setup" experimental

A medição da resposta em frequência foi executada segundo a estrutura mostrada na Fig. K.1. Para efetuar a medição foram mantidas as conexões trifásicas de operação normal do sistema. Um analisador dinâmico de sinais do tipo HP35660A⁴ foi utilizado para fazer a varredura em frequência de 0 a 102kHz. O analisador tem a capacidade de injetar o sinal de varredura e ao mesmo tempo medir as variáveis de tensão e corrente necessárias para traçar a curva de ganho e de impedância. Para sistemas ICM, o ganho (G_{V_ICM}) é obtido da relação entre V_{out} e V_{in}^2 , sendo este último o sinal de varredura aplicado pelo analisador. A impedância vista pelo inversor (Z_{ICM}) é traçada a partir da relação entre V_{in}^2 e I_{in}^2 . No caso de sistemas ITCM, a relação entre V_{out} e V_{in}^1 é usada para obter o ganho G_{V_ITCM} . Para o cálculo da impedância de entrada a relação entre V_{in}^1 e I_{in}^1 se aplica.

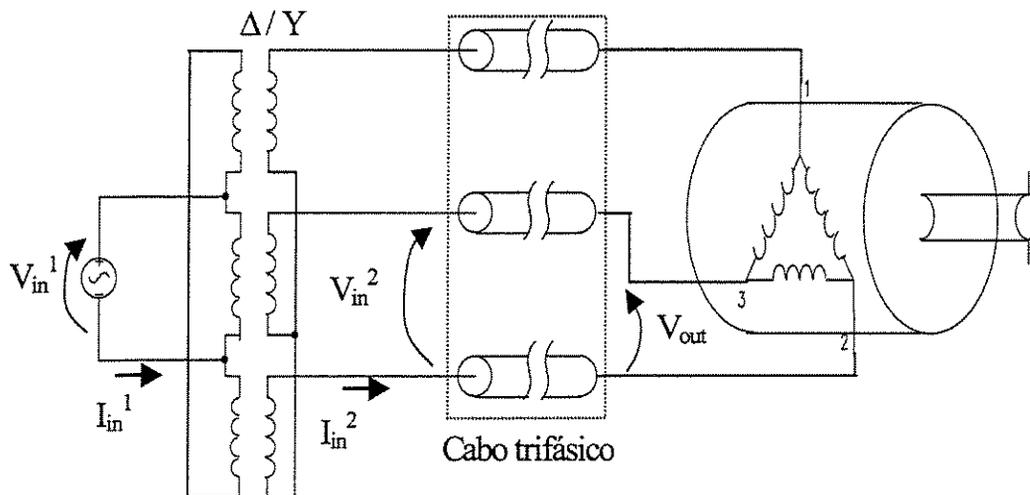


Fig. K.1. "Setup" para medição da resposta em frequência nos sistemas ICM e ITCM.

Os pontos de medição mostrados na Fig. K.1 produzem resultados de resposta em frequência próximos àqueles obtidos através de simulação dos sistemas ICM ou ITCM, adotando a representação monofásica (capítulo 3). No entanto, a circulação de corrente no sistema da Fig. K.1 é diferente daquele assumido na representação monofásica. Isto dificulta o entendimento da discrepância de amplitude entre os resultados de simulação e experimental, como verificado no capítulo 5.

⁴ Fabricado por Hewlett Packard Inc.

