



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

DEPARTAMENTO DE SISTEMAS E CONTROLE DE ENERGIA

**ACIONAMENTO DE MOTOR DE INDUÇÃO A LONGA
DISTÂNCIA USANDO INVERSORES: MODELAGEM DO
SISTEMA E ESTUDO DE TÉCNICAS DE MODULAÇÃO**

Lourenço Matias

Autor

Prof. Dr. José Antenor Pomilio

Orientador

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.

Banca Examinadora

Prof. Dr. José Antenor Pomilio	FEEC/UNICAMP
Prof. Dr. Lourenço Matakas Júnior	DEEA/USP
Dr. Edson Adriano Vendrusculo	FEEC/UNICAMP/PESQUISADOR
Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho	FEEC/UNICAMP
Prof. Dr. Carlos Rodrigues de Souza	FEEC/UNICAMP
Prof. Dr. Pedro Luís Dias Peres	FEEC/UNICAMP

Campinas (SP), 18 de fevereiro de 2004.

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

M427a Matias, Lourenço
 Acionamento de motor de indução a longa distância
 usando inversores: modelagem do sistema e estudo de
 técnicas de modulação / Lourenço Matias.--Campinas,
 SP: [s.n.], 2004.

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

 1. Inversores elétricos. 2. Acionamento elétrico. 3.
 Máquinas elétricas. I. Pomilio, José Antenor. II.
 Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de
 Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

RESUMO

O acionamento remoto de motores de indução difere do acionamento convencional pela presença de um cabo longo entre o acionador e o motor. A inclusão do cabo acarreta a presença de frequências críticas que podem, se excitadas, proporcionar sobretensões e sobrecorrentes inaceitáveis à operação do sistema. O principal objetivo deste trabalho é fazer uma análise em regime permanente, através de modelos matemáticos, de forma a prever os efeitos das componentes harmônicas geradas pelo inversor sobre o sistema. Os modelos empregados buscam reproduzir os fenômenos que ocorrem no sistema, incluindo os efeitos pelicular e de proximidade, as múltiplas ressonâncias no cabo de transmissão, bem como as variações com a frequência dos parâmetros do rotor da máquina de indução. A resposta do sistema é observada em todos os elementos, bem como ao longo do cabo de transmissão permitindo o estudo de técnicas de filtragem e de modulação que minimizem os efeitos das componentes harmônicas sobre o sistema. São estudados os acionamentos por inversores fonte de tensão e fonte de corrente e são analisadas diversas técnicas de modulação.

ABSTRACT

A secure design of a drive system in which an AC motor is fed through a long cable must consider the possible occurrence of unacceptable overvoltage and overcurrent on the components of the system caused by the resonance induced by the cable. The main objective of this work is to analyze the system steady state behavior, using mathematical models, to forecast the effects the harmonics components generated by inverters on the critical frequency of system. Precise models must be used to investigate the system frequency response in order to identify critical situations. The models reproduce the phenomena that occur in the system, in particular the skin and proximity effects, the multiple resonances in the long transmission cable, as well as the skin effect in the induction machine rotor. The effect of the resonances is analyzed in all the elements as well as along the transmission cable. The voltage and current sources inverters are considered as well as different modulation and filtering techniques, aimed to minimize the effect of the harmonic components on the system.

Dedico este trabalho a minha esposa Ana Paula, a minha filha Paola, aos meus pais João e Benedita, a minha irmã Márcia e aos meus sogros Luiz Purita e Ane Iris pelo apoio, carinho e incentivo em todos os momentos.

AGRADECIMENTOS

A Deus por me dar a oportunidade e forças para atingir este objetivo.

Ao Prof. Dr. José Antenor Pomilio pela orientação, confiança e paciência ao longo do desenvolvimento deste trabalho.

A minha esposa Ana Paula e minha filha Paola pela paciência, pelo apoio, pelo amor e pelo incentivo durante todo o tempo.

Aos meus pais João e Benedita e a minha irmã Márcia pelo carinho e apoio.

Aos meus sogros Luiz Purita e Ane Iris pela ajuda e apoio em todos os sentidos.

Aos amigos do Laboratório de Condicionamento de Energia Elétrica (LCEE) pelas proveitosas discussões, pelo incentivo e pela amizade durante a execução do trabalho.

As pessoas do Departamento de Sistemas e Controle de Energia (DSCE) que de alguma forma contribuíram para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos amigos do Departamento de Engenharia Elétrica da UEL pelo apoio, incentivo e discussões que muito contribuíram para o término do trabalho.

Aos amigos que sempre estiveram ao meu lado durante esta etapa da minha vida.

A CAPES pelo apoio financeiro.

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	1
1.1. CONSIDERAÇÕES FINAIS	6
2. ANÁLISE EM FREQUÊNCIA DO SISTEMA	9
2.1. CABO DE ALIMENTAÇÃO	10
2.1.1. EQUAÇÕES DA LINHA CONSIDERANDO PARÂMETROS DISTRIBUÍDOS E INDEPENDENTES DA FREQUÊNCIA	10
2.1.2. MODELO DO CABO DE ALIMENTAÇÃO	13
2.1.3. O EFEITO PELICULAR	17
2.1.4. O EFEITO DE PROXIMIDADE	21
2.2. O TRANSFORMADOR	23
2.2.1. MODELO CLÁSSICO DO TRANSFORMADOR	23
2.2.2. EFEITOS DAS COMPONENTES HARMÔNICAS	24
2.2.3. MODELO SIMPLIFICADO DO TRANSFORMADOR	29
2.2.4. EFEITO DO TRANSFORMADOR NA RESPOSTA DO SISTEMA	31
2.3. O MOTOR	40
2.3.1. O MODELO CLÁSSICO DO MOTOR	40
2.3.2. EFEITO DAS COMPONENTES HARMÔNICAS	41
2.3.2.1. PERDAS NO MOTOR DEVIDO ÀS COMPONENTES HARMÔNICAS	43
2.3.3. MODELO SIMPLIFICADO DO MOTOR	45
2.3.4. EFEITO DO MOTOR NA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA	46
2.4. COMPORTAMENTO DO POTENCIAL ELÉTRICO AO LONGO DA LINHA CONSIDERANDO ENTRADA EM TENSÃO	49
2.5. EFEITO DO COMPRIMENTO DO CABO	53
2.6. FILTROS	56
2.6.1. FILTRO PASSA-BAIXAS NO TERMINAL DA LINHA COM CASAMENTO DE IMPEDÂNCIA	56
2.6.2. FILTRO PASSA-BAIXAS	60
2.6.3. FILTRO PARALELO SINTONIZADO NA SAÍDA DA FONTE	66
2.7. RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO SISTEMA CONSIDERANDO ENTRADA EM CORRENTE	68

2.7.1. PERFIL DE TENSÃO E CORRENTE AO LONGO DA LINHA CONSIDERANDO ENTRADA EM CORRENTE	72
2.8. CONSIDERAÇÕES FINAIS	79
3. ANÁLISE NO TEMPO EM REGIME PERMANENTE	83
3.1. INVERSORES TRIFÁSICOS	83
3.1.1. INVERSORES TRIFÁSICOS COMO FONTE DE TENSÃO	84
3.1.2. INVERSORES TRIFÁSICOS COMO FONTE DE CORRENTE	85
3.2. ANÁLISE CONSIDERANDO ENTRADA EM TENSÃO	86
3.2.1. MODULAÇÃO PWM SENOIDAL	88
3.2.2. MODULAÇÃO ONDA QUASE QUADRADA	95
3.2.3. MODULAÇÃO MULTINÍVEL	100
3.3. ANÁLISE CONSIDERANDO ENTRADA EM CORRENTE	105
3.3.1. MODULAÇÃO ONDA QUASE QUADRADA	105
3.3.2. MODULAÇÃO PWM SENOIDAL	109
3.3.3. MODULAÇÃO MULTINÍVEL	112
3.3.3.1. MULTINÍVEL 12 PULSOS	113
3.3.3.2. MULTINÍVEL 18 PULSOS	116
3.3.3.3. MULTINÍVEL 24 PULSOS	118
3.4. CONSIDERAÇÕES FINAIS	121
4. ANÁLISE NO TEMPO PARA O SISTEMA COM FILTROS PASSIVOS	125
4.1. FILTRO INDUTIVO NA SAÍDA DO INVERSOR	125
4.2. FILTRO NOS TERMINAIS DO CABO DE TRANSMISSÃO PARA CASAMENTO DE IMPEDÂNCIA	133
4.3. FILTRO LC NA SAÍDA DO INVERSOR	135
4.4. FILTRO LC NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR ELEVADOR	138
4.5. CONSIDERAÇÕES FINAIS	141
5. COMPARAÇÃO ENTRE RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	143
5.1. MODULAÇÃO PWM SENOIDAL COM INJEÇÃO DE TERCEIRO HARMÔNICO	144
5.1.1. MOTOR ACIONANDO CARGA MECÂNICA	147
5.1.2. MOTOR OPERANDO SEM CARGA MECÂNICA	151

5.2. MODELO DO ROTOR CONSIDERANDO O EFEITO PELICULAR NAS BARRAS	152
5.3. EFEITO DA VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA E DA INDUTÂNCIA DO ROTOR DA MÁQUINA DE INDUÇÃO NO SISTEMA IFTLTM	175
5.3.1. RESULTADO DE SIMULAÇÃO PARA O SISTEMA COM PARÂMETROS DO ROTOR CONSTANTES E VARIÁVEIS	177
5.4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DE SIMULAÇÃO	179
5.4.1. MOTOR OPERANDO CARGA MECÂNICA	179
5.4.2. MOTOR OPERANDO SEM CARGA MECÂNICA (A VAZIO)	186
5.5. CONSIDERAÇÕES FINAIS	187
6. ANÁLISE DO ACIONAMENTO POR FONTE DE CORRENTE INCLUINDO A VARIAÇÃO DOS PARÂMETROS DO ROTOR COM A FREQUÊNCIA	189
6.1. INVERSOR MULTINÍVEL	191
6.2. CONSIDERAÇÕES FINAIS	197
7. CONCLUSÃO	199
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	201
APÊNDICES	205
APÊNDICE A	205
<i>EFEITO DE PROXIMIDADE NOS CONDUTORES DO CABO DE TRANSMISSÃO</i>	<i>205</i>
APÊNDICE B	207
APÊNDICE C	209
APÊNDICE D	212
APÊNDICE E	214
<i>ENSAIOS DO CABO</i>	<i>214</i>
APÊNDICE F	216
<i>CAPACITÂNCIAS EM UM CABO TRIPOLAR</i>	<i>216</i>

NOTAÇÕES

Δx	- Elemento incremental da linha (comprimento)
BCS	- Bomba Centrífuga Submersa ou Bombeamento Centrífugo Submerso
MBCS	- Motor de Bombeamento Centrífugo Submerso
BR	- Branco
C	- Capacitância da linha por unidade de comprimento
EMTP	- Eletromagnetic Transient Program desenvolvido pela Microtran
ESP	- Electrical Submersible Pump
G	- Condutância da linha por unidade de comprimento
GTO	- Gate Turn-Off Thyristors
IFFT	- Inverse Fast Fourier Transform
IFTLTM	- Sistema Inversor-Filtro de Saída-Transformador Elevador-Linha de Transmissão-Transformador Abaixador-Motor
IGBT	- Insulated Gate Bipolar Transistors
Interlocked	- armadura do cabo
KREAN	- Simulation Program from Norwegian Institute of Technology, Trondheim, Norway
L	- Indutância da linha por unidade de comprimento
MATLAB	- Matrix Laboratory desenvolvido por Mathwork Inc.
PT	- Preto
PWM	- Pulse Width Modulation (Modulação por Largura de Pulso)
R	- Resistência da linha por unidade de comprimento
SABER	- Simulation Program desenvolvido por Analogy Inc.
TDH	- Taxa de Distorção Harmônica
VM	- Vermelho
f.m.m.	- força magnetomotriz

1. INTRODUÇÃO

O sistema de transmissão de potência a longa distância tem início com os primeiros estudos sobre sistemas em corrente alternada. Owen (1998) indica que Frederick Beddel iniciou estudos sobre formas de onda alternadas e seus efeitos em 1890. Segundo o relato de Owen, os estudos sobre a corrente alternada têm início em 1886 com a contribuição de William Stanley, um dos precursores da área (entre outros possíveis na Europa), e seguem com a publicação dos trabalhos de Tesla sobre sistemas polifásicos em 1888 e passando pela vinda de Steinmetz aos EUA, em 1889, para trabalhar na Rudolph Eickemeyer.

O primeiro sistema envolvendo transmissão de potência a longa distância foi instalado em Portland, em 1890, com 12 milhas de distância e à frequência de 133 Hz. O relato do primeiro problema com aquecimento de motores surge em 1893 em Hartford. Durante o mesmo ano de 1893 Steinmetz foi trabalhar para a Thomson-Houston, iniciando, imediatamente, os trabalhos em Hartford, com a finalidade de resolver os problemas.

O interesse sobre ressonância em linhas de transmissão provavelmente teve início com a experiência em Hartford, cujo problema fez com que os engenheiros da época, de forma pioneira, buscassem identificar as causas do aquecimento do motor e posteriormente solucioná-lo através de análise harmônica em todo o sistema elétrico ao qual o motor estava conectado. O fato existente em Hartford configurava um problema unicamente americano, pois somente nos EUA o sistema era alimentado em frequências de 125, 133 ou 140 Hz. Outro fato importante diz respeito aos geradores da época, que diferentemente dos atuais, eram muito ricos em componentes harmônicas.

A experiência em Hartford levou a General Electric a paralisar os projetos relacionados à transmissão de energia em alta frequência.

Atualmente as tensões geradas não apresentam componentes harmônicas significativas e a frequência de trabalho é de 50 ou 60 Hz. Desta forma as linhas de transmissão de potência normalmente não apresentam problemas de ressonância a menos que outras fontes de componentes harmônicas sejam associadas ao sistema.

Na década de 1990 o acionamento a distância volta a proporcionar a fonte harmônica (inversor) necessária para o surgimento dos mesmos problemas relacionados à ressonância na linha de transmissão estudados no final do século XIX e início do século XX.

Atualmente uma porcentagem alta da energia elétrica consumida é transformada em energia mecânica através dos motores elétricos sendo que os motores de indução, gaiola de esquilo, são os mais utilizados por serem mais simples, mais robustos e mais baratos. A velocidade do motor de indução é essencialmente determinada pela frequência da rede e pelo número de pares de pólos existentes no estator sendo que sua faixa típica está entre 900 e 1800 rpm. Com o acionamento através de inversores de frequência a velocidade do motor pode ser variável. Com isso o motor passou a ter uma aplicação mais ampla, por exemplo, no controle de velocidade em bombas em que se deseja controlar o fluxo de fluido ou quando o fluido a ser bombeado apresenta variações em sua viscosidade. Nos casos em que os motores de indução são acionados por inversores e a distância entre o motor e o acionador é relativamente pequena, os efeitos dos cabos que interligam a fonte e o motor sobre as formas de onda são desprezíveis.

O acionamento com velocidade variável surge em 1930 aplicado em corrente contínua (Connors and Hamby, 1983) como opção ao acionamento com dissipação de potência. Com esta nova opção, o controle de altas potências passa a ser realizado por sistemas de controle de baixa potência. Com o crescimento da eletrônica de potência e a introdução dos tiristores, no início da década de 1960, a aplicação do acionamento em velocidade variável estendeu-se à corrente alternada.

Em algumas situações específicas, como mineração em galerias, bombeamento de petróleo em poços submarinos ou estabelecimentos industriais que por facilidade de instalação e manutenção, o inversor é colocado distante (centenas de metros até vários quilômetros) do motor (Von Jouanne, Enjeti et alii, 1995). Estes sistemas necessitam de estudos relativos aos efeitos das componentes harmônicas do inversor no cabo e nos terminais do motor.

Persson (1992) fez estudos sobre os efeitos das formas de ondas PWM provenientes dos conversores de potência, acionados por semicondutores IGBT's e GTO's, sobre o isolamento dos motores. Os estudos mostram que pulsos com tempo de subida muito pequeno, transmitido através de longos cabos, originam picos de tensão que extrapolam os limites do motor. Um exemplo a ser citado é a chave tipo IGBT ("Insulated Gate Bipolar Transistor"), preferida na fabricação de inversores de tensão, que operam com tempos de comutação da ordem de 40 a 500 ns.

A Petrobrás iniciou as pesquisas relacionadas ao acionamento à distância devido às descobertas de reservas importantes em águas profundas na bacia de Campos em meados da década de 1980. O aproveitamento de poços profundos, aproveitando o fluxo natural do óleo ou auxiliado pelo "gas lift", não apresenta eficiência alta e nem sempre é possível sua exploração. A necessidade

de um método artificial de extração com custo aceitável e boa eficiência levou à adoção das bombas centrífugas submersas (BCS) acionadas eletricamente. Em outubro de 1994, o primeiro sistema de BCS foi instalado na bacia de Campos pela Petrobrás. O RJS-221, situado abaixo de uma lâmina de água de 86 metros, operou sem falhas por dois anos e dez meses (Mendonça da Silva et alli, 2000) servindo como laboratório para o sistema a ser implementado em águas profundas. 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 0,5 km de distância do poço. O ambiente onde opera o motor de indução, utilizado em extração de petróleo, apresenta altas temperaturas, níveis elevados de pressão, gases corrosivos e líquidos abrasivos (Brinner, 1984).

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, 1,1 km de lâmina de água e a distância entre a plataforma e o motor é de 6,5 km (Mendonça da Silva et alii, 2000).

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 relacionadas à manutenção são sinônimas de periculosidade e custo elevado.

A Fig. 1.1 mostra um sistema de extração de petróleo submarino.

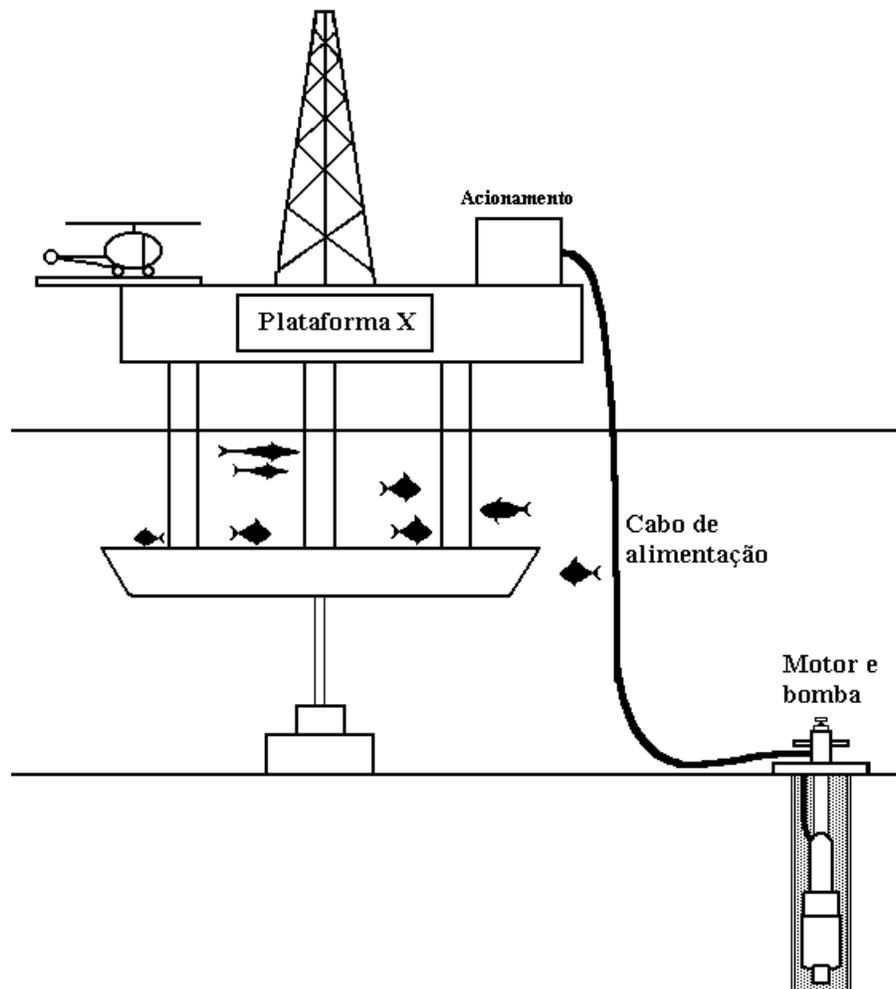


Figura 1.1 – Sistema de acionamento à distância.

O sistema de acionamento é composto pela retificação, pelo inversor de frequência, pelo transformador elevador, pelo cabo de alimentação, pelo motor e bomba.

Normalmente os inversores comerciais apresentam tensão da ordem de 900 V necessitando de um transformador para adequar o nível de tensão ao inversor. Devido à distância, para limitar as perdas no cabo de alimentação e reduzir o seu volume, utiliza-se um transformador elevador. Para os casos em que o motor opera em baixa tensão, um transformador abaixador (submarino) é incluído ao sistema nas proximidades do motor.

Sistemas deste tipo podem ser modelados considerando a existência de uma linha de transmissão de potência, de modo que o sistema apresenta frequências de ressonância que podem tornar impossível a operação do motor caso o inversor gere componentes harmônicas próximas destas frequências críticas (Rad et alii, 1995).

Dentro da área da eletrônica de potência, o desenvolvimento de dispositivos capazes de operar em altas frequências tem melhorado o desempenho dos conversores estáticos. A tecnologia dos transistores IGBTs torna possível a operação em frequências de até 20 kHz enquanto permite níveis de potência capazes de acionar motores numa ampla faixa de aplicações.

Para o comando do conversor de potência podem ser usadas várias técnicas de modulação (Murphy and Egan, 1983): modulação por largura de pulso, onda quadrada de frequência variável com modulação por amplitude de pulso, onda quase quadrada, modulação multinível, etc.

Considerando os inversores (conversores CC-CA), duas alternativas básicas podem ser usadas: inversores fonte de tensão ou fonte de corrente. No primeiro caso, a saída do inversor apresenta-se como uma seqüência de pulsos de tensão com amplitude e frequência constantes e largura variável. A corrente absorvida por uma carga com comportamento de filtro passa-baixas tende à forma de onda do sinal de referência utilizado na modulação. Analogamente, nos inversores de corrente, os pulsos de saída são de corrente e a tensão aplicada à carga, pela ação da filtragem, apresenta-se com a forma da referência.

Com a possibilidade das tensões no motor serem substancialmente diferentes das tensões na saída do inversor, devido às ressonâncias, é fundamental conhecer as respostas do sistema, para que se possam analisar os efeitos das possíveis sobretensões ou sobrecorrentes sobre a vida útil dos componentes.

Estas análises são importantes para a seleção do tipo de inversor, da melhor técnica de modulação, do equipamento de filtragem, dos cabos e do isolamento dos componentes do sistema.

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”. 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 EMTP e Oliveira *et alii* (1996), empregando o aplicativo SABER⁴. Os modelos propostos por estes autores foram validados através

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.

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 longos cabos, visando a futura aplicação em águas profundas. Na prática, o resultado de tais pesquisas e os vários testes feitos em 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 (Vendrusculo, 2001).

1.1. CONSIDERAÇÕES FINAIS

O acionamento com velocidade variável é comum no cotidiano industrial, entretanto sua operação não apresenta dificuldades pelo fato do inversor encontrar-se muito próximo do motor. Considerando uma situação atípica onde o inversor está distante do motor (centenas de metros até dezenas de quilômetros) o efeito do cabo de transmissão na operação do sistema deve ser avaliada. O cabo apresenta parâmetros distribuídos que apresentam diversas frequências de ressonâncias que podem ser excitadas pelo inversor.

Este trabalho visa desenvolver um modelo em regime permanente para o sistema de acionamento a longa distância. O modelo busca ser o mais próximo possível da realidade, ser de fácil implementação em uma ferramenta como o Matlab, apresentar resultados rápidos e mostrar efetivamente se o sistema tem condições de operar em regime permanente. A análise dos resultados permite a obtenção dos valores de tensão e corrente ao longo da linha e em todos os componentes.

A modelagem do sistema, os resultados de simulação e a comparação com os resultados experimentais são mostrados nos capítulos 2, 3, 4, 5 e 6.

O capítulo 2 descreve o modelamento, no domínio da frequência, dos componentes constituintes do sistema, tais como: inversor fonte de tensão ou corrente, filtro passa-baixas, transformador elevador, cabo de transmissão, transformador abaixador e motor. O inversor é modelado como uma fonte harmônica de tensão ou corrente. Os modelos dos transformadores e do motor são convencionais a princípio. O modelo do cabo leva em conta os parâmetros distribuídos, o

efeito pelicular e o efeito de proximidade. O sistema é simulado no domínio da frequência e os seus resultados permitem avaliar tipos de filtros e locais de sua inserção para reduzir os efeitos de sobretensão.

O capítulo 3 faz uma avaliação no domínio do tempo sobre os modelos obtidos no capítulo 2. A idéia é observar o efeito das diversas técnicas de modulação empregadas no acionamento dos inversores de tensão ou corrente.

O capítulo 4 descreve as formas de onda para o sistema operando com a inclusão de filtros passivos (passa-baixas) em diversos pontos do sistema. Os filtros são posicionados na saída do inversor, no secundário do transformador elevador e nos terminais do cabo (primário do transformador abaixador) como casamento de impedância.

O capítulo 5 mostra uma comparação dos resultados de simulação com os resultados experimentais. O resultado de simulação necessitou de um refinamento do modelo para melhorar os resultados das formas de onda de corrente. O refinamento no modelo foi executado sobre o rotor do motor de indução através da inclusão do efeito pelicular.

O capítulo 6 analisa os efeitos da inclusão do efeito pelicular nas barras do rotor para o sistema alimentado por fonte de corrente.

O capítulo 7 apresenta as conclusões gerais sobre o trabalho.

As publicações geradas a partir deste trabalho foram:

Matias, L., Pomilio, J. A., Souza, C. R., Bonatti, I. S., Peres, P. L. D., "Alimentação Remota de Motores Submersos: Uma Análise em Frequência", IX Congresso Brasileiro de Automática, São Paulo Brasil, 1996, pp. 791-796.

Matias, L., Pomilio, J. A., Souza, C. R., Bonatti, I. S., Peres, P. L. D. "Driving AC Motors through a Long Cable: The Inverter Switching Strategy". IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC'97, Milwaukee, USA, 18 a 21 de Maio de 1997.

Matias, L., Pomilio, J. A., Souza, C. R., Bonatti, I. S., Peres, P. L. D. "Driving AC Motors Through a Long Cable: the Inverter Switching Strategy", IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 14, nº 4, Dezembro de 1999, pp. 1441-1447.

2. ANÁLISE EM FREQUÊNCIA DO SISTEMA

Este capítulo apresenta um estudo da resposta em frequência de um sistema de alimentação de motores de indução através de longos cabos. O cabo longo introduz no sistema de acionamento frequências críticas (ressonâncias) que podem levar a sobretensões e sobrecorrentes, resultado da excitação dessas frequências pelas componentes harmônicas geradas pelo inversor. A avaliação em frequência do sistema é fundamental para identificar as frequências críticas que, preferencialmente, não devem ser excitadas pelo inversor.

Um sistema de acionamento no qual o motor está distante do inversor, pode ser representado pela figura 2.1.

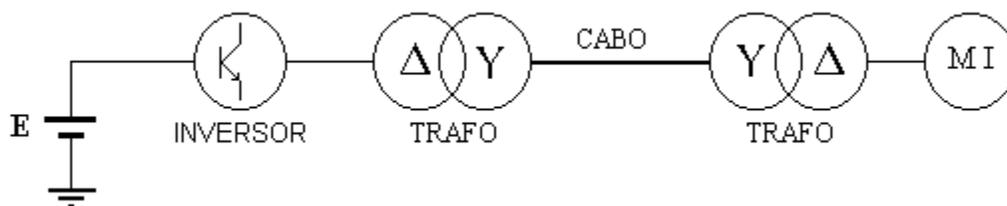


Figura 2.1 - Estrutura geral do sistema de acionamento.

Para a análise em frequência, no lugar do inversor tem-se uma fonte senoidal ideal cuja frequência varia na faixa de interesse. Inicialmente será feita a resposta para uma entrada em tensão e, na sequência, para entrada em corrente.

Os parâmetros utilizados nos estudos do sistema são baseados em valores reais obtidos em testes experimentais (Freitas, 1996). Os resultados obtidos experimentalmente serão comparados com os resultados de simulação, no capítulo 5, a fim de verificar a precisão dos modelos aqui utilizados. Os componentes do sistema e os parâmetros principais destes componentes são dados a seguir:

- Inversor VSI, modulação PWM senoidal com injeção de terceiro harmônico, frequência de chaveamento de 3,6 kHz, tensão de saída de ± 620 V de pico.
- Transformador elevador, primário ligado em delta, 460 V, secundário ligado em estrela, 1500 V, 150 kVA, $N = 1,88$.

$$R_{1TE} = R_{2TE} = 0,063 \Omega, \quad L_{1TE} = L_{2TE} = 0,806 \text{ mH}, \quad L_{0TE} = 2,93 \text{ H}, \quad N1 = 1,88$$

- Cabo BCS redondo, tripolar, 3x2 AWG, 3 kV. Três bobinas, sendo duas de 3 km e uma de 2 km. Seção transversal de 34 mm².

$$R_c = 0,57 \text{ a } 0,66 \ \Omega \text{ (temperatura de } 17^\circ\text{C a } 66^\circ\text{C)}, \ C_c = 0,16 \ \mu\text{F}, \ L_c = 0,36 \ \text{mH}, \ G_c = 0,1 \ \mu\text{S}$$

- Transformador abaixador, primário ligado em estrela, 1150 V, secundário ligado em delta, 460 V, 150 kVA, N = 1,44.

$$R_{1TA} = R_{2TA} = 0,0605 \ \Omega, \ L_{1TA} = L_{2TA} = 0,776 \ \text{mH}, \ L_{0TA} = 2,99 \ \text{H}, \ N_2 = 1,44$$

- Motor de indução trifásico, 440 V, 125 A, 100 CV.

$$R_s = 0,088 \ \Omega, \ R_r = 0,0615 \ \Omega, \ L_s = 0,8 \ \text{mH}, \ L_r = 1,962 \ \text{mH}, \ L_m = 43,13 \ \text{mH} \text{ (circuito em } \Delta)$$

A adequação dos modelos usados em outras faixas de potência deve ser verificada para cada caso.

2.1. CABO DE ALIMENTAÇÃO

As características elétricas de um cabo de alimentação são determinadas por sua resistência, condutância, indutância e capacitância distribuídas ao longo de seu comprimento. Apresenta múltiplas frequências de ressonância cujos valores são dependentes dos seus parâmetros e do seu comprimento, bem como de outros dispositivos conectados nos extremos do cabo. Diante de uma fonte harmônica, um modelo para o cabo que não retratasse os parâmetros distribuídos não reproduziria as múltiplas ressonâncias e “esconderia” possíveis efeitos de várias dessas componentes harmônicas. O efeito pelicular deve ser incorporado ao modelo, principalmente para retratar com maior precisão as atenuações causadas pelo aumento da resistência com a frequência.

2.1.1. EQUAÇÕES DA LINHA CONSIDERANDO PARÂMETROS DISTRIBUÍDOS E INDEPENDENTES DA FREQUÊNCIA

Em função da distribuição dos parâmetros, cada elemento de comprimento de uma linha real é representado por resistência, condutância, indutância e capacitância proporcionais ao elemento de comprimento.

Um elemento incremental de linha, de comprimento Δx , pode ser comparado ao quadripolo (AC,BD), com elementos $R\Delta x$, $L\Delta x$, $G\Delta x$, e $C\Delta x$ mostrado na figura 2.2.

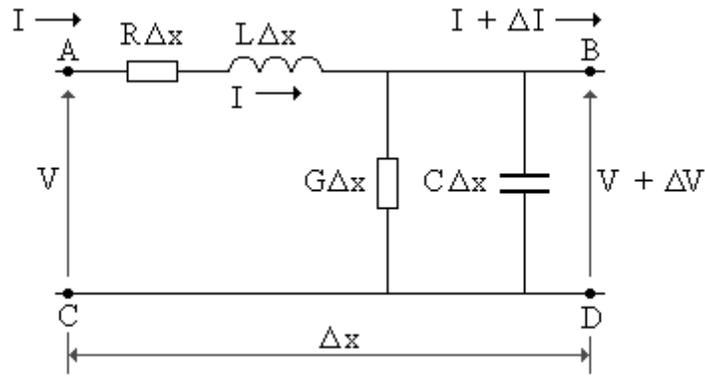


Figura 2.2 - Elemento infinitesimal de linha.

A equação diferencial da tensão no elemento é:

$$\frac{\partial v}{\partial x} = -Ri - L \frac{\partial i}{\partial t} \quad (2.1)$$

A equação diferencial da corrente apresenta a forma:

$$\frac{\partial i}{\partial x} = -Gv - C \frac{\partial v}{\partial t} \quad (2.2)$$

Os parâmetros distribuídos R , L , G e C são, respectivamente, a resistência, a indutância, a condutância e a capacitância da linha por unidade de comprimento.

De (2.1) e (2.2) obtém-se:

$$\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} = RGv + (RC + LG) \frac{\partial v}{\partial t} + LC \frac{\partial^2 v}{\partial t^2} \quad (2.3)$$

e

$$\frac{\partial^2 i}{\partial x^2} = RGi + (RC + LG) \frac{\partial i}{\partial t} + LC \frac{\partial^2 i}{\partial t^2} \quad (2.4)$$

As equações (2.3) e (2.4) são as equações diferenciais gerais das linhas de transmissão.

Considerando regime permanente com tensões e correntes senoidais (\dot{X} - domínio da frequência), no domínio da frequência (2.3) e (2.4), tornam-se:

$$\frac{d^2 \dot{V}_x}{dx^2} = (R + sL)(G + sC) \dot{V}_x = \dot{Z} \dot{Y} \dot{V}_x \quad (2.5)$$

e

$$\frac{d^2 \dot{I}_x}{dx^2} = (R + sL)(G + sC) \dot{I}_x = \dot{Z} \dot{Y} \dot{I}_x \quad (2.6)$$

As soluções das equações (2.5) e (2.6), são, respectivamente:

$$\dot{V}_x = \frac{\dot{V} + \dot{I} \dot{Z}_C}{2} e^{\dot{\gamma} x} + \frac{\dot{V} - \dot{I} \dot{Z}_C}{2} e^{-\dot{\gamma} x} \quad (2.7)$$

e

$$\dot{I}_x = \frac{1}{\dot{Z}_C} \left[\frac{\dot{V} + \dot{I} \dot{Z}_C}{2} e^{\dot{\gamma} x} + \frac{\dot{V} - \dot{I} \dot{Z}_C}{2} e^{-\dot{\gamma} x} \right] \quad (2.8)$$

sendo

\dot{V}_x e \dot{I}_x - Fasores de tensão e corrente ao longo da linha

\dot{V} e \dot{I} - Fasores de tensão e corrente na linha para $x = 0$.

$$\dot{Z}_C = \sqrt{\frac{R + sL}{G + sC}} \quad (2.9)$$

é a impedância característica da linha.

$$\dot{\gamma} = \sqrt{(R + sL)(G + sC)} \quad (2.10)$$

é a constante de propagação da linha.

Das expressões (2.7) e (2.8) obtêm-se as relações entre tensões e correntes na linha, dadas por:

$$\dot{V}_1 = \dot{V}_x \cosh(\dot{\gamma} x) + \dot{I}_x \dot{Z}_C \sinh(\dot{\gamma} x) \quad (2.11)$$

e

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_x \cosh(\dot{\gamma} x) + \frac{\dot{V}_x}{\dot{Z}_C} \sinh(\dot{\gamma} x) \quad (2.12)$$

sendo

V_1 e I_1 - valores eficazes da tensão e corrente na entrada da linha ($x = 0$).

As expressões (2.11) e (2.12) são as equações das linhas considerando os parâmetros distribuídos e serão utilizadas no estudo.

2.1.2. MODELO DO CABO DE ALIMENTAÇÃO

A representação adotada para a linha é a matriz de quadripolo ABCD, devido à facilidade para a obtenção dos parâmetros de tensão, corrente e impedância ao longo da linha. A figura 2.3 mostra o modelo da linha, com comprimento d , utilizando duas matrizes ABCD.

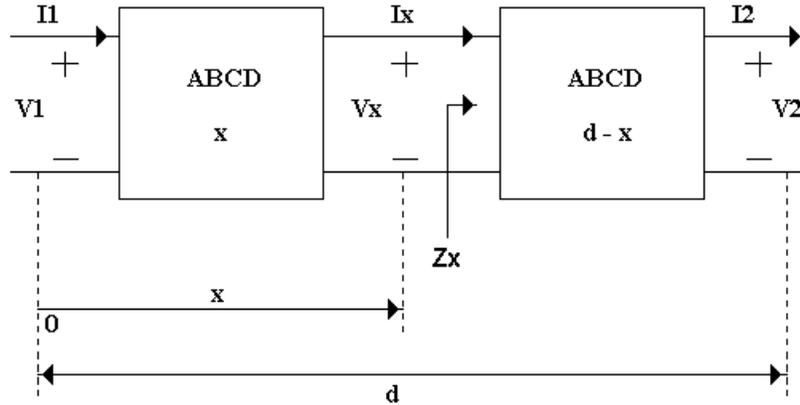


Figura 2.3 - Modelo para a linha de transmissão.

Cada bloco ABCD representa um trecho da linha com comprimentos x e $d - x$.

Os elementos da matriz são obtidos das equações (2.11) e (2.12).

$$\begin{bmatrix} \dot{A}_x & \dot{B}_x \\ \dot{C}_x & \dot{D}_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\dot{\gamma} x) & \dot{Z}_c \sinh(\dot{\gamma} x) \\ \frac{1}{\dot{Z}_c} \sinh(\dot{\gamma} x) & \cosh(\dot{\gamma} x) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Assim,

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{A}_x & \dot{B}_x \\ \dot{C}_x & \dot{D}_x \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{A}_{d-x} & \dot{B}_{d-x} \\ \dot{C}_{d-x} & \dot{D}_{d-x} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

e

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_x \\ \dot{I}_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{A}_{d-x} & \dot{B}_{d-x} \\ \dot{C}_{d-x} & \dot{D}_{d-x} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

As expressões de \dot{V}_x , \dot{I}_x e \dot{Z}_x , respectivamente, a tensão, a corrente e a impedância vista ao longo da linha (figura 2.3), para uma fonte de tensão \dot{V}_1 na entrada da linha, são dadas por:

$$\dot{V}_x = \dot{Z}_x \dot{I}_x, \quad \dot{I}_x = \frac{\dot{V}_1}{\dot{A}_x \dot{Z}_x + \dot{B}_x}, \quad \dot{Z}_x = \frac{\dot{A}_{d-x} \dot{Z}_2 + \dot{B}_{d-x}}{\dot{C}_{d-x} \dot{Z}_2 + \dot{D}_{d-x}} \quad (2.16)$$

A figura 2.4, mostra a impedância de entrada ($x = 0$) para uma linha aberta ($\dot{I}_2 = 0$), sem perdas ($R = 0$ e $G = 0$), com $L = \frac{0,36\text{mH}}{\text{km}}$, $C = \frac{0,16\mu\text{F}}{\text{km}}$ e com comprimento de 8 km.

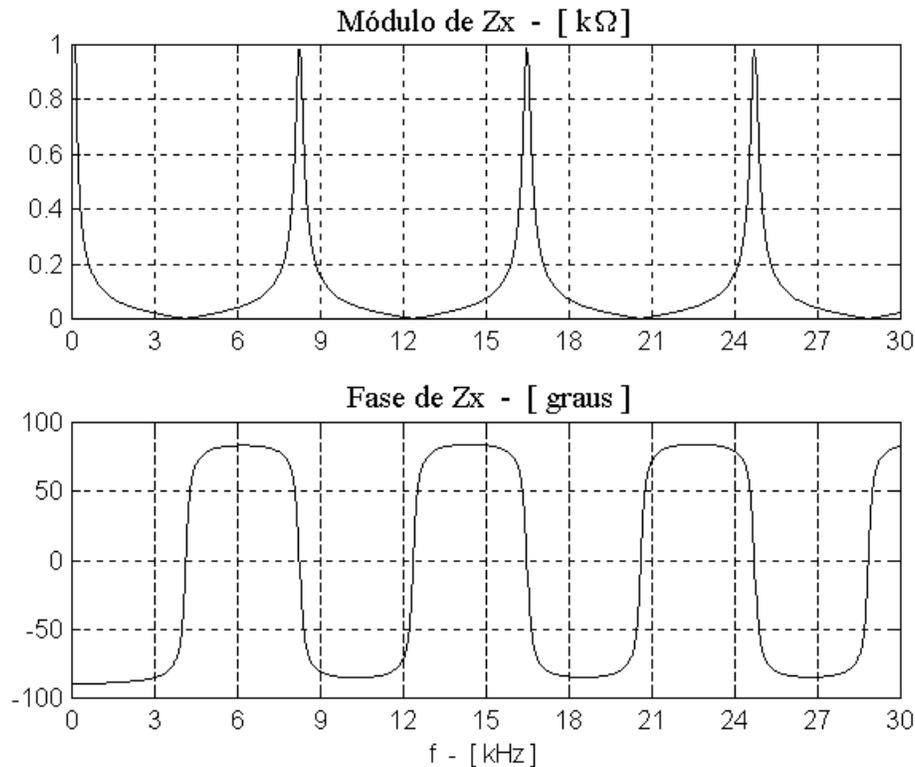


Figura 2.4 - Módulo da impedância de entrada da linha sem perdas.

Seqüencialmente, com o aumento da frequência, a impedância vista da entrada da linha muda constantemente de capacitiva para indutiva passando por ressonâncias séries e paralelas causando mínimos e máximos para $|\dot{Z}_x|$. Estas frequências podem ser determinadas analiticamente.

Sendo v_p a velocidade de propagação da onda eletromagnética na linha, sabe-se que:

$$\lambda f_r = v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.17)$$

Sendo que λ o comprimento de onda e f_r a frequência de ressonância.

Para as condições de linha aberta e sem perdas, considerando os parâmetros constantes com a frequência, um comprimento d de linha que corresponda a:

- múltiplos ímpares de $\frac{\lambda}{4}$ refletem um curto-circuito na entrada (Kraus, 1992; Fuchs, 1977) e correspondem a valores mínimos de $|\dot{Z}_x|$, conforme equação (2.20).
- múltiplos de $\frac{\lambda}{2}$ refletem um circuito aberto na entrada (Kraus, 1992; Fuchs, 1977) e correspondem a valores máximos de $|\dot{Z}_x|$, conforme equação (2.21).

Considerando

$$\frac{m\lambda}{4} = d \Rightarrow \lambda = \frac{4d}{m} \quad (2.18)$$

e

$$\frac{m\lambda}{2} = d \Rightarrow \lambda = \frac{2d}{m} \quad (2.19)$$

então,

$$f_{r|Z_{\min}} = \frac{m}{4d\sqrt{LC}}, \quad m = 1, 3, 5, \dots \quad (2.20)$$

e

$$f_{r|Z_{\max}} = \frac{m}{2d\sqrt{LC}}, \quad m = 1, 2, 3, \dots \quad (2.21)$$

Analisando o que ocorre na saída da linha, sendo a impedância no terminal de carga ($x = d$)

$$\dot{Z}_d = \frac{\cosh(0)\dot{Z}_L + \dot{Z}_C \sinh(0)}{\frac{1}{\dot{Z}_C} \sinh(0) + \cosh(0)} = \dot{Z}_L \quad (2.22)$$

sendo que \dot{Z}_L correspondente à impedância que estiver conectada à linha.

Considerando uma fonte de corrente \dot{I}_1 na entrada da linha, a corrente \dot{I}_x , é dada por

$$\dot{I}_x = \frac{\dot{I}_1}{\dot{C}_x \dot{Z}_x + \dot{D}_x} \quad (2.23)$$

A impedância e a tensão, ao longo da linha, são as mesmas mostradas em (2.16).

A figura 2.5 mostra o sistema sem carga considerado para análise.

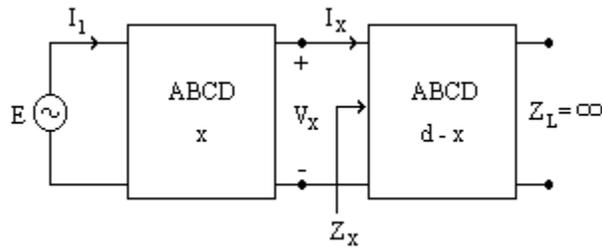


Figura 2.5 - Modelo do sistema sem carga considerado para estudo.

O ganho de tensão na saída da linha ($x = d$), para uma entrada em tensão, é dado por:

$$\frac{\dot{V}_x}{\dot{E}} = \frac{\dot{Z}_x}{\dot{A}_x \dot{Z}_x + \dot{B}_x} \quad (2.24)$$

sendo $\dot{Z}_x|_{x=d} = \dot{Z}_L = \infty$ (linha aberta)

$$\left. \frac{\dot{V}_x}{\dot{E}} \right|_{x=d} = \frac{1}{\dot{A}_x} \quad (2.25)$$

As expressões (2.24) ou (2.25) fornecem a tensão \dot{V}_x ao longo da linha, normalizada com relação à tensão de entrada \dot{E} .

Considerando o cabo de comprimento 8 km cujos parâmetros já foram dados, a figura 2.6 mostra o ganho da tensão na saída do cabo, com o terminal de carga aberto, com relação à tensão de entrada. Tais resultados consideram os parâmetros distribuídos e constantes com a frequência.

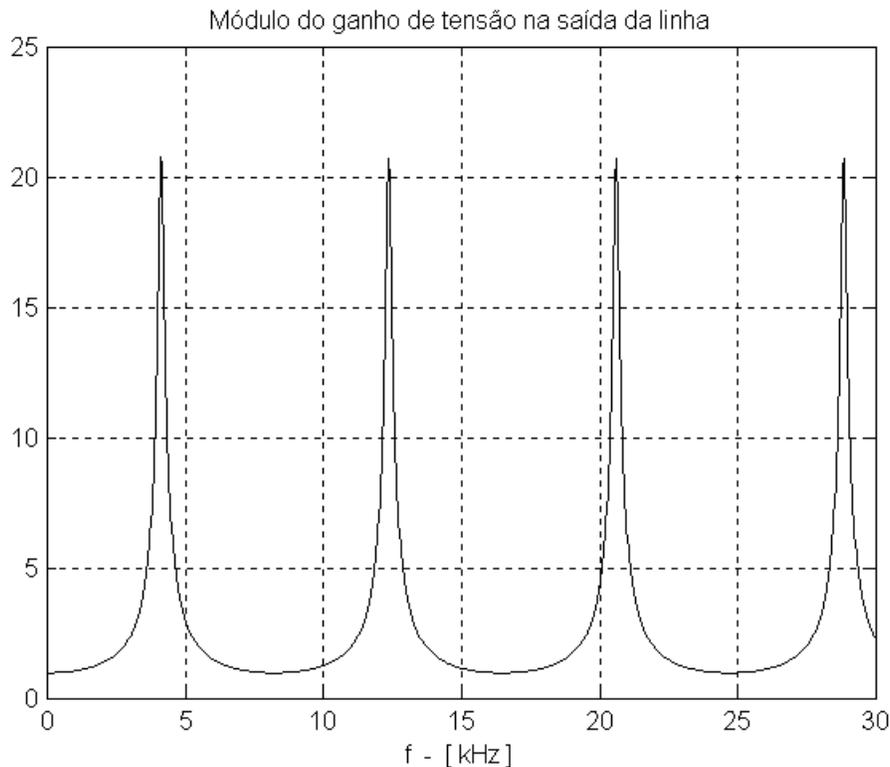


Figura 2.6 - Ganho de tensão na saída da linha, normalizada em relação à tensão de entrada da linha.

Observa-se que a tensão no final do cabo atinge 20 vezes o valor da tensão de entrada nas frequências de ressonância que são dadas pela expressão (2.20).

2.1.3. O EFEITO PELICULAR

Quando se aplica corrente contínua em um condutor, a corrente é uniformemente distribuída por sua seção transversal. No caso de corrente alternada, entretanto, ocorre uma concentração em uma película próxima à superfície do condutor. Esse efeito provoca um aumento da resistência interna e uma diminuição da indutância do fio que se acentua com a elevação da frequência. Estudos aproximados indicam variação da resistência com a raiz quadrada da frequência (Metzger e Vabre, 1969). No entanto, cálculos mais precisos podem ser feitos com o auxílio das funções de Bessel (Gardioli, 1987; Dwight, 1918; Dwight, 1922). Assim, para um condutor de raio r , a resistência R_{dc} por unidade de comprimento é dada por:

$$R_{dc} = \frac{1}{\pi \sigma r^2} \quad (2.26)$$

com σ sendo a condutividade do material ($\sigma = 5,8 \cdot 10^7 [\Omega\text{m}]^{-1}$ para o cobre a 20°C). A indutância interna L_i por unidade de comprimento é dada por:

$$L_i = \frac{\mu}{8\pi} \quad (2.27)$$

com μ sendo a permeabilidade do material ($\mu = 4\pi \cdot 10^{-7} \left[\frac{\text{H}}{\text{m}} \right]$ para o cobre). Considerando que a seção transversal do fio é muito pequena quando comparada com o comprimento de onda, e que a profundidade de penetração da corrente no condutor é bem menor que o raio da seção do condutor, a impedância interna por unidade de comprimento \dot{Z}_i é dada por:

$$\dot{Z}_i = \frac{\dot{\tau}}{2\pi\sigma r} \frac{J_0(\dot{\tau}r)}{J_1(\dot{\tau}r)} \quad (2.28)$$

com $\dot{\tau}$ dado por:

$$\dot{\tau} = (1 - j) \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} \quad (2.29)$$

com

$$\omega = 2\pi f \quad (2.30)$$

sendo

f a frequência, em Hz.

Os termos $J_0(\cdot)$ e $J_1(\cdot)$ são funções de Bessel ordinárias de primeira espécie, de ordem 0 e de ordem 1, respectivamente.

A indutância de uma linha de transmissão com cabos paralelos é composta da indutância mútua (a qual praticamente não varia com a frequência) mais a indutância própria. A aplicação das funções de Bessel, no modelo da linha, resulta nas variações dos parâmetros R e L , com a frequência, mostradas na figura 2.7. Note que, em primeira aproximação, pode-se supor que a resistência cresce com o quadrado da frequência para frequências baixas, e com a raiz quadrada para frequências mais elevadas.

A figura 2.7 mostra as variações, com a frequência, da resistência e da indutância ($L_e + L_i$) do cabo com relação aos parâmetros em 60 Hz.

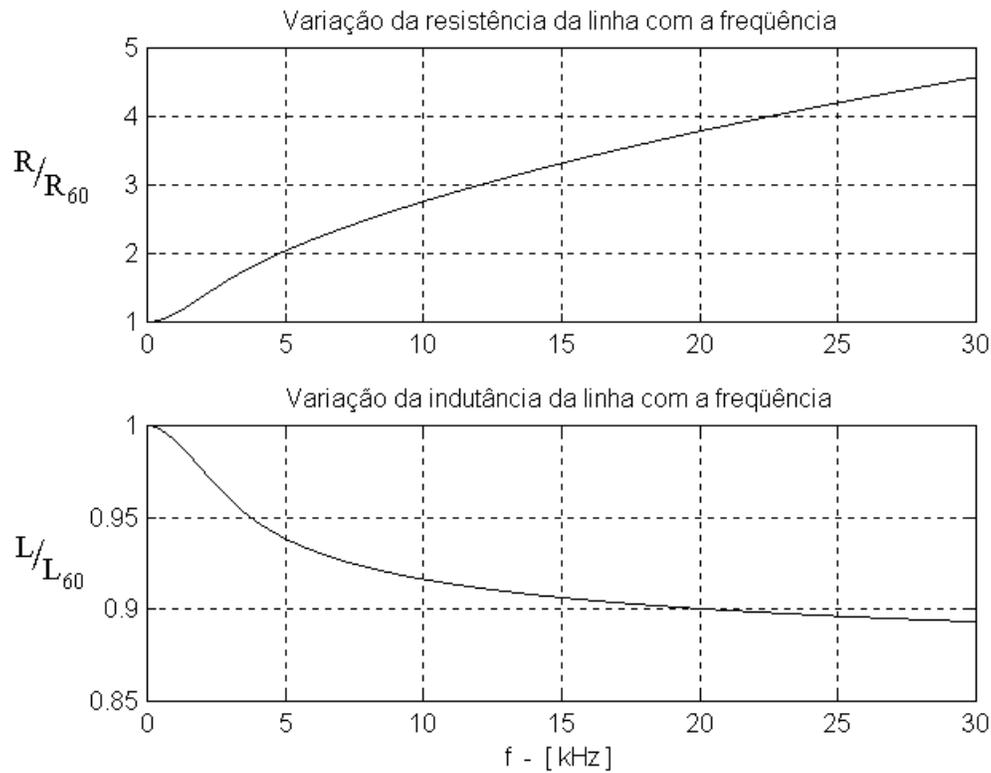


Figura 2.7 - Resistência $\frac{R}{R_{60}}$ (acima) e indutância total $\frac{L}{L_{60}}$ por unidade de comprimento para um condutor de cobre 2 AWG ($r = 3,3$ mm).

Como, em aplicações reais, a alimentação da linha apresenta componente espectral de alta frequência, introduzidas pelo inversor, deve-se considerar no modelo da linha a variação da resistência e da indutância com o aumento da frequência.

A figura 2.8 mostra a variação da tensão de saída da linha em relação à tensão de entrada, considerando-se a variação dos parâmetros R e L do cabo com a frequência.

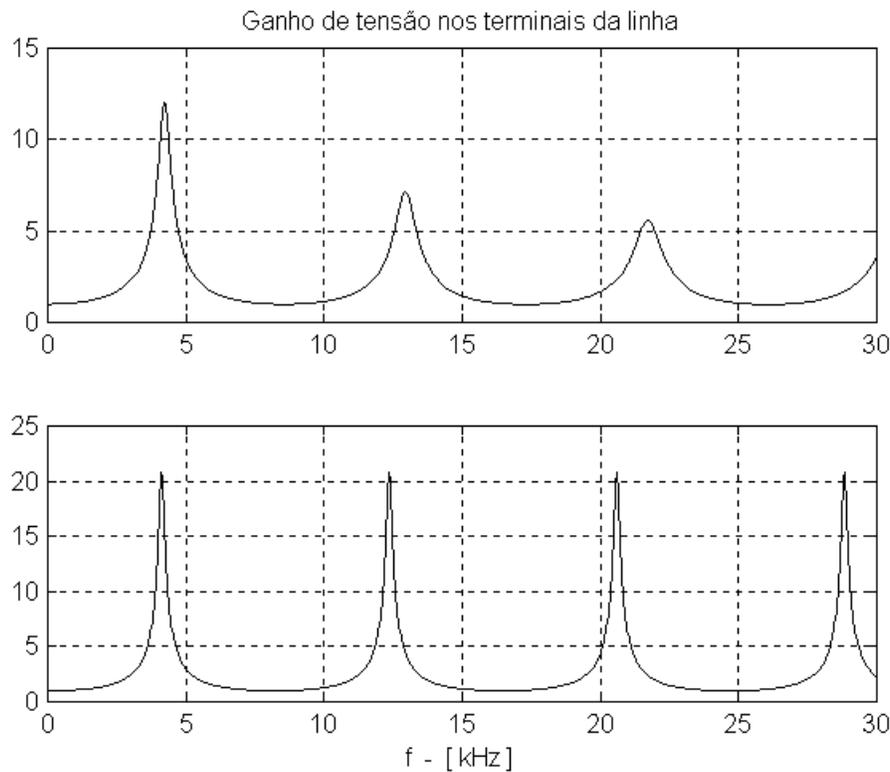


Figura 2.8 - Ganho de tensão no terminal de carga da linha, normalizada em relação à tensão de entrada, com efeito pelicular (acima) e sem efeito pelicular (abaixo).

Comparando-se as figuras, considerando o efeito pelicular (acima) e sem efeito pelicular (abaixo), o aumento da resistência com a frequência causa amortecimento dos picos de tensão e a redução da indutância faz com que as frequências de ressonância ocorram em valores mais elevados conforme mostra a tabela 2.1.

Tabela 2.1 - Pontos críticos do sistema considerando ou não efeito pelicular na linha.

	Com efeito pelicular		Sem efeito pelicular	
	Frequência (kHz)	Ganho de Tensão	Frequência (kHz)	Ganho de Tensão
1 ^a ressonância	4,2	12	4,12	21
2 ^a ressonância	12,9	7,1	12,4	21
3 ^a ressonância	21,7	5,7	20,5	21

2.1.4. O EFEITO DE PROXIMIDADE

O efeito de proximidade se faz notar quando dois condutores de uma linha de transmissão estão muito próximos. A densidade de fluxo magnético é maior na região entre os condutores e a corrente tende a se concentrar nas superfícies que estão voltadas uma para a outra. Esta distorção na distribuição da corrente no condutor também ocasiona uma elevação da resistência do mesmo (Dwight, 1918; Johnson, 1980).

As expressões matemáticas que viabilizam quantificar a resistência do condutor devido ao efeito de proximidade são dadas por Dwight (1923) e apresentadas, sinteticamente, no apêndice A.

A figura 2.9 mostra a variação com a frequência da resistência do cabo, considerando os efeitos de proximidade e pelicular (curva contínua), e a variação da resistência somente com o efeito pelicular (curva pontilhada). O efeito de proximidade foi calculado para uma distância entre os eixos dos condutores de 1,65 vezes o diâmetro do condutor.

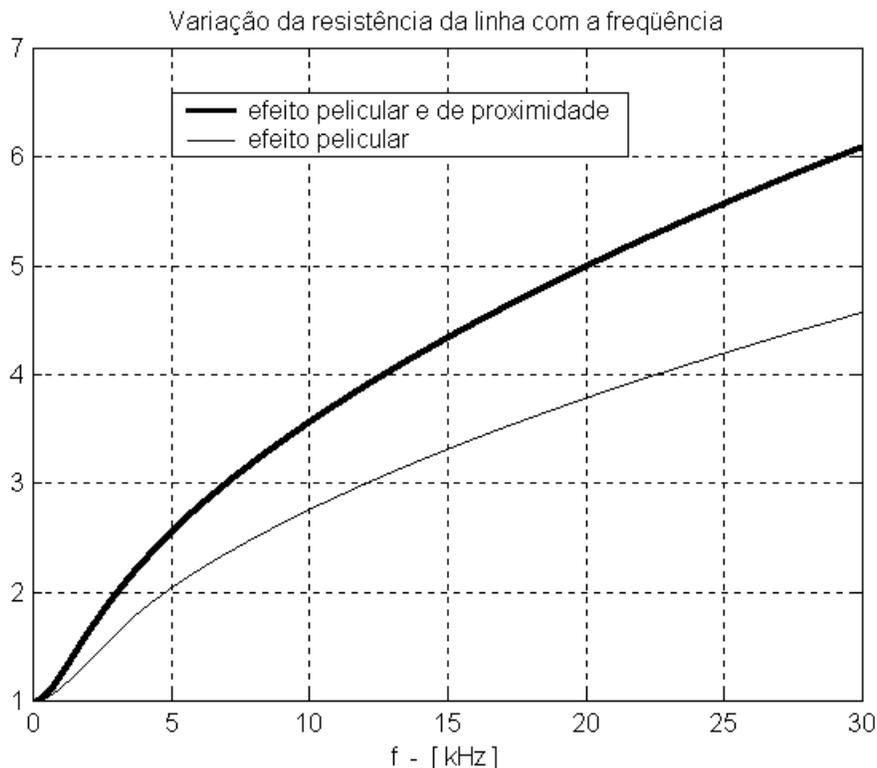


Figura 2.9 - Variação da resistência da linha com a frequência incluindo os efeitos de proximidade e pelicular e apenas com o efeito pelicular.

A variação da resistência, incluindo o efeito de proximidade, apresenta um aumento entre 20% a 25% na faixa das frequências críticas do cabo em estudo conforme mostra a tabela 2.2. Essa variação é determinada com relação à variação incluindo somente o efeito pelicular.

Tabela 2.2 - Pontos críticos do sistema considerando efeito pelicular e de proximidade na linha

	Com efeito pelicular		Com efeito pelicular e efeito de proximidade	
	Frequência (kHz)	Ganho de Tensão	Frequência (kHz)	Ganho de Tensão
1 ^a ressonância	4,2	12	4,2	9,6
2 ^a ressonância	12,9	7,1	12,9	5,5

A figura 2.10 mostra a tensão de saída, normalizada, considerando a variação dos parâmetros com a frequência. A variação da resistência inclui o efeito pelicular e o efeito de proximidade (acima) e apenas o efeito pelicular (abaixo).

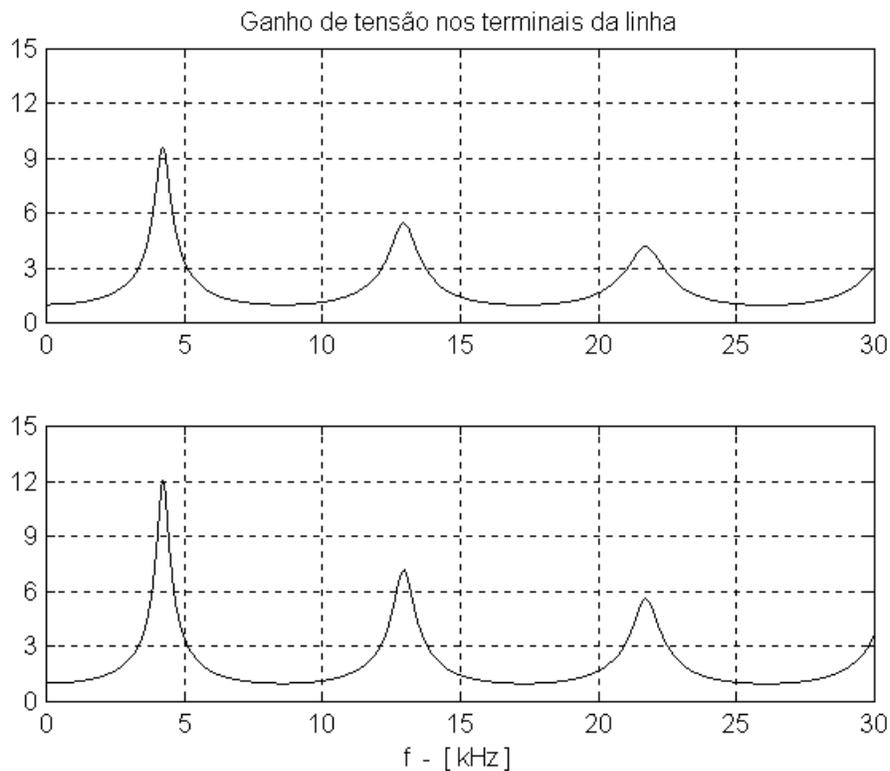


Figura 2.10 - Ganho de tensão nos terminais do cabo, normalizada em relação à entrada, considerando os efeitos de proximidade e pelicular (acima) e considerando somente o efeito pelicular (abaixo).

O aumento da resistência com a inclusão do efeito de proximidade causa uma redução maior na amplitude dos picos de tensão nas frequências críticas (20% a 25%), reduzindo o nível de tensão no terminal da linha.

2.2. O TRANSFORMADOR

A menos que se utilizem topologias especiais, como a multinível (Bhagwat e Stefanovic, 1983; Murphy e Turnbull, 1989), que possibilita obter tensões mais elevadas, a tensão de saída dos inversores convencionais fica limitada pelo valor suportado pelos interruptores de potência. No caso do uso de IGBTs tal valor é, tipicamente, da ordem de kV.

À medida que cresce a potência do motor, a corrente crescerá proporcionalmente, para uma dada tensão. Este aumento da corrente leva a um aumento nas perdas no cabo ou, alternativamente, à necessidade do uso de cabos com maior área condutora.

Uma alternativa é a inclusão de transformadores na entrada e na saída do cabo. Isto possibilita, pela elevação da tensão na transmissão, a redução das perdas ou o emprego de cabos mais finos, leves e de menor custo.

A adequação à tensão de alimentação do motor é feita pelo transformador de saída.

Torna-se necessário então, verificar o impacto da conexão de tais dispositivos ao sistema em estudo.

2.2.1. MODELO CLÁSSICO DO TRANSFORMADOR

Os transformadores serão modelados utilizando circuitos equivalentes monofásicos lineares. Isso é justificável, desde que os transformadores sejam construídos para operar na presença de componentes harmônicos, o que implica tipicamente num sobredimensionamento do núcleo, evitando operar próximo à saturação.

Será inicialmente apresentado o modelo clássico de parâmetros concentrados para o transformador.

O transformador trifásico dentro de um sistema equilibrado, pode ser representado pelo seu circuito equivalente monofásico mostrado na figura 2.11.

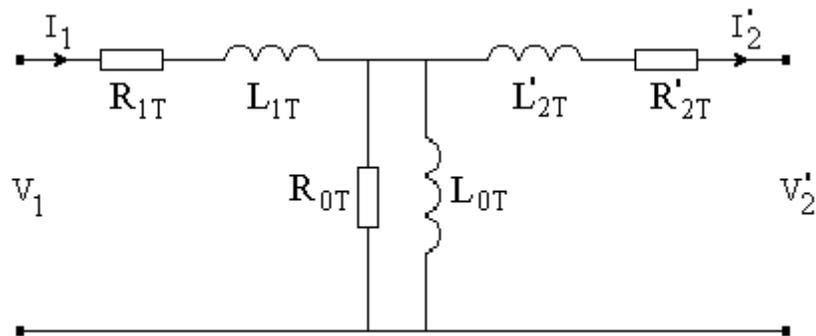


Figura 2.11 - Modelo monofásico de parâmetros concentrados para o transformador.

sendo

- V_1 e I_1 - Tensão e corrente eficazes no primário;
- V'_2 e I'_2 - Tensão e corrente eficazes no secundário referidas ao primário;
- R_{1T} e L_{1T} - Resistência e indutância do enrolamento primário;
- R'_{2T} e L'_{2T} - Resistência e indutância do enrolamento secundário referidas ao primário;
- R_{0T} e L_{0T} - Resistência de perdas no núcleo e indutância de magnetização.

2.2.2. EFEITOS DAS COMPONENTES HARMÔNICAS

As tensões ou correntes harmônicas geradas pelo inversor produzem alguns efeitos nos transformadores que, além de elevar as perdas, podem reduzir a sua vida útil. Dentre os efeitos provocados pelas componentes harmônicas, estão:

➤ Perdas no cobre (Melipoulos et alii, 1984; Fuchs et alii 1987)

São as perdas provocadas pelas resistências dos enrolamentos primário e secundário quando submetidos à passagem da corrente de carga do transformador.

A figura 2.12 mostra o circuito equivalente monofásico, referido ao primário, de um transformador, para as componentes harmônicas.

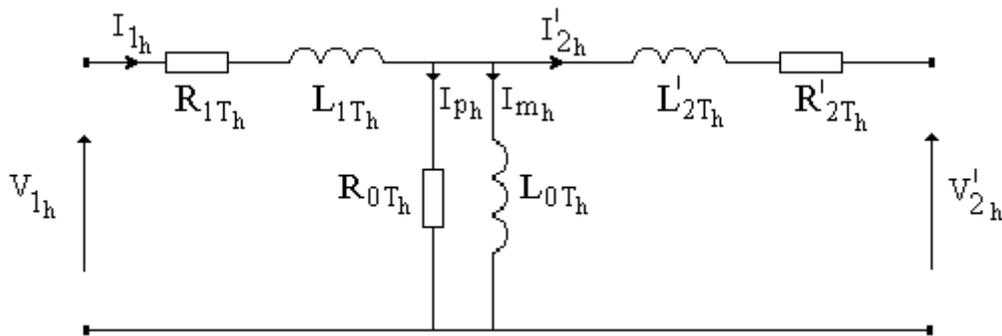


Figura 2.12 - Circuito equivalente do transformador, para as componentes harmônicas.

sendo

- V_{1h} e I_{1h} - Tensão e corrente eficazes no primário para a enésima harmônica;
- V'_{2h} e I'_{2h} - Tensão e corrente eficazes no secundário referidas ao primário para a enésima harmônica;
- R_{1T_h} e L_{1T_h} - Resistência e indutância de dispersão do primário para a enésima harmônica;
- R'_{2T_h} e L'_{2T_h} - Resistência e indutância de dispersão do secundário referidas ao primário para a enésima harmônica;
- I_{p_h} - Corrente eficaz de perdas para a enésima harmônica;
- I_{m_h} - Corrente eficaz de magnetização para a enésima harmônica;
- R_{0T_h} - Resistência de perdas no ferro para a enésima harmônica;
- L_{0T_h} - Indutância de magnetização do transformador para a enésima harmônica.

Para o cálculo das perdas no cobre, o ramo magnetizante pode ser desprezado, pois tipicamente sua corrente é muito pequena em relação à corrente de carga.

Com o aumento da frequência, as resistências dos enrolamentos aumentam devido ao efeito pelicular e uma expressão mais geral para determinar as perdas no cobre deve levar em conta esta variação nas resistências.

Assim,

$$P_C = R_{T1} I_{T1}^2 + \sum_{h=2}^{\infty} R_{Th} I_{Th}^2 \quad (2.31)$$

com

- I_{T1} - Valor eficaz da componente fundamental da corrente;
- I_{Th} - Valor eficaz da enésima componente harmônica da corrente;
- R_{T1} - Resistência total do primário e secundário à frequência fundamental;

R_{Th} - Resistência total do primário e secundário à n -ésima frequência harmônica.

A redução destas perdas é normalmente feita pelo uso de fios (ou fitas) de dimensão adequada à frequência de comutação usada no inversor, de modo que o efeito pelicular não seja muito significativo.

➤ **Perdas no núcleo** (Melipoulos et alii, 1984; Fuchs et alii 1987)

As perdas no núcleo são determinadas pela composição das perdas por histerese e das perdas ocasionadas pelas correntes de Foucault. Essas perdas dependem do material magnético que compõe o núcleo, da espessura das chapas utilizadas para confeccionar o núcleo, da frequência e do valor máximo da densidade de fluxo.

Perdas por Histerese

Essas perdas são determinadas pela área do ciclo de histerese, determinada pela relação $B \times H$ do material magnético.

Para um dado material magnético essas perdas são dadas por:

$$P_H = k_H f B_m^v \quad (2.32)$$

sendo

- k_H - Constante determinada pela natureza do material ferromagnético e pelas dimensões do núcleo;
- f - Frequência em Hz;
- B_m - Valor máximo da densidade de fluxo magnético relativo a cada frequência;
- v - Constante que depende do material do núcleo ($1,5 \leq v \leq 2,5$).

Perdas por correntes de Foucault

São perdas por aquecimento devido à circulação de correntes parasitas pelo núcleo, em virtude da condutividade do material.

Tomemos como exemplo a seção do núcleo do transformador no qual se formam vários caminhos fechados conforme figura 2.13, partindo do centro para a periferia, que são espiras condutoras. A variação do fluxo estabelecido pela corrente de excitação i_e induz, segundo a Lei de Faraday, força eletromotriz em cada caminho e pela Lei de Lenz essa força eletromotriz causa uma corrente que se opõe à variação do fluxo que concatena o caminho. A figura 2.13 mostra a corrente induzida i quando ocorre uma redução da corrente de excitação i_e , ou seja, a corrente induzida

apresenta um sentido tal que tenta evitar a redução do fluxo. Assim, a densidade de fluxo total no núcleo depende da corrente de excitação fornecida pela bobina de N espiras e das correntes induzidas no núcleo.

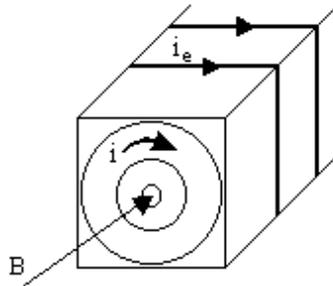


Figura 2.13 - Correntes parasitas no núcleo.

Pelo exposto, em altas frequências ocorre o efeito pelicular magnético (Slemon e Straughen, 1981), ou seja, o centro do núcleo fica praticamente sem uso. Isso decorre do maior número de laços de corrente que concatena o centro do núcleo produzindo maior dificuldade para a variação do fluxo que é determinado pela corrente de excitação.

Algumas formas de reduzir as correntes parasitas:

- a) Redução da densidade de fluxo (não é interessante para operação nominal);
- b) Usar material de alta resistividade;
- c) Dividir a seção do núcleo em áreas menores isolando uma área da outra.

Normalmente é utilizada a condição (c); o núcleo do transformador é laminado no plano do fluxo e essas lâminas são isoladas umas das outras.

Para um dado circuito magnético

$$P_F = k_F f^2 B_m^2 \quad (2.33)$$

com

- k_F - constante que depende do material e da espessura da chapa utilizada.
 f, B_m - como definidos para a equação (2.32).

Compondo as perdas por histerese e Foucault obtêm-se as perdas totais no ferro:

$$P_{Fe} = k_H f B_m^v + k_F f^2 B_m^2 \quad (2.34)$$

Observa-se que as perdas ferro são uma função não linear da frequência e da densidade de fluxo magnético.

A figura 2.14 mostra, como exemplo, curvas de perdas no ferro em função da frequência para o material M-36 com lâminas de 0,356 mm (Slemon e Straughen, 1981).

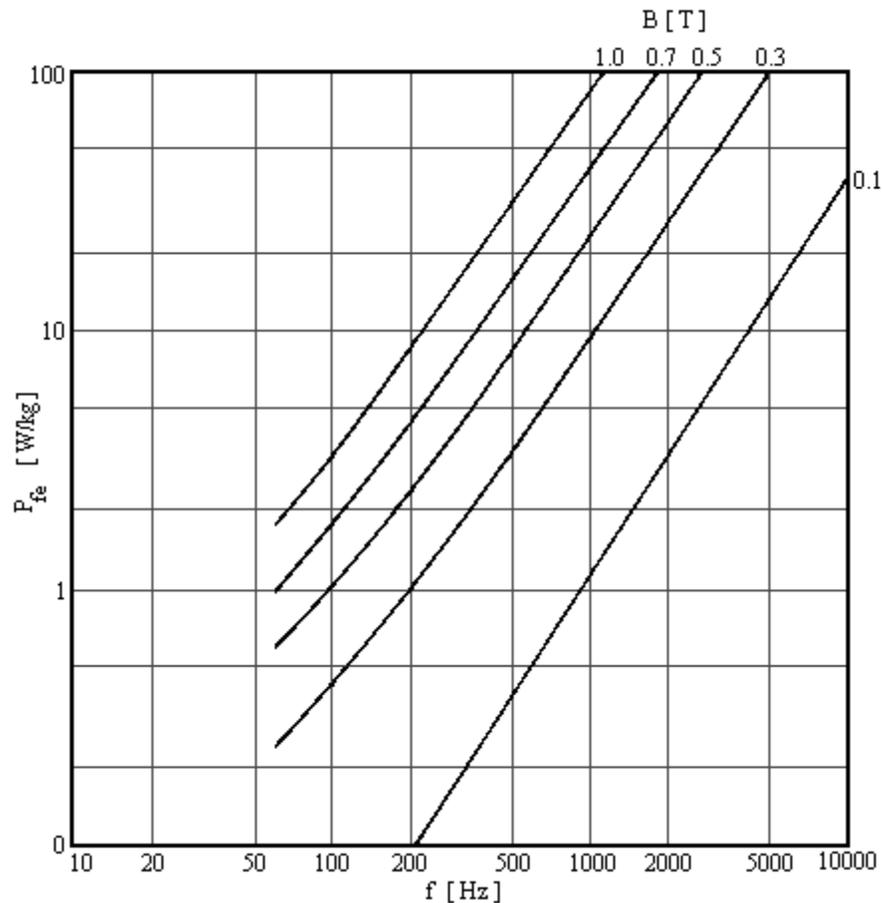


Figura 2.14 - Perdas no ferro (M-36, lâminas de aço de 0,356 mm de espessura). Modificado de G. R. Slemon and A. Straughen (3ª edição - 1981).

Observa-se da figura que para uma dada espessura de lâmina, as perdas podem ser reduzidas, com o aumento da frequência, diminuindo-se o valor máximo da densidade de fluxo.

A expressão (2.34) é válida para uma excitação senoidal e em caso de fontes harmônicas utiliza-se a superposição. Para condições típicas de operação pode-se considerar o dispositivo linear e obter uma razoável aproximação.

Para uma dada tensão harmônica, a frequência sendo conhecida, a máxima densidade de fluxo é proporcional à corrente harmônica e a constante de proporcionalidade depende do número de espiras do enrolamento de excitação e do projeto magnético do núcleo.

2.2.3. MODELO SIMPLIFICADO DO TRANSFORMADOR

A expressão (2.34) mostra que as perdas no ferro dependem da frequência e da densidade máxima de fluxo. Um aumento da frequência, considerando densidade de fluxo constante, implicaria em uma elevação substancial das perdas no ferro o que representaria uma redução na resistência de perdas R_0 da figura 2.11. Em termos práticos, as correntes parasitas circulando pelas lâminas reduzem a densidade de fluxo a que o núcleo está submetido causando uma redução nas perdas do ferro. Devido às imperfeições de fabricação das lâminas, existem correntes parasitas entre as lâminas que contribuem para uma redução maior das perdas no núcleo (Fuchs et alii 1987).

Medições feitas em motores de indução mostram o crescimento da resistência de perdas no ferro com a frequência e as perdas em altas frequências são decrescidas (Kawagishi et alii, 1983). Tais resultados podem ser considerados válidos também para o transformador.

Considerando o transformador como um dispositivo linear e aplicando superposição para cada frequência harmônica, a resistência de perdas crescerá e podemos desenvolver um modelo simplificado desconsiderando a resistência de perdas no núcleo.

O modelo simplificado é mostrado na figura 2.15.

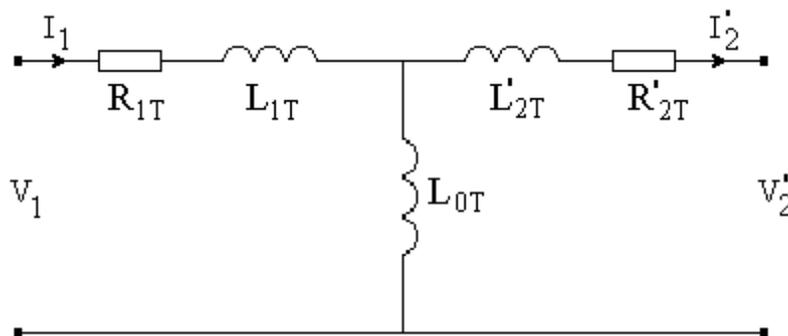


Figura 2.15 - Modelo simplificado do transformador.

O modelo será representado por um quadripolo com matriz ABCD, cujos elementos são:

$$\dot{A}_T = \left(1 + \frac{L_{1T}}{L_{0T}} + \frac{R_{1T}}{sL_{0T}} \right) \quad (2.35)$$

$$\dot{B}_T = \left[R_{1T} + R'_{2T} + \frac{L'_{2T}R_{1T} + L_{1T}R'_{2T}}{L_{0T}} + \frac{R_{1T}R'_{2T}}{sL_{0T}} + s \left(L_{1T} + L'_{2T} + \frac{L_{1T}L'_{2T}}{L_{0T}} \right) \right] \quad (2.36)$$

$$\dot{C}_T = \left(\frac{1}{sL_{0T}} \right) \quad (2.37)$$

$$\dot{D}_T = \left(1 + \frac{L'_{2T}}{L_{0T}} + \frac{R'_{2T}}{sL_{0T}} \right) \quad (2.38)$$

Em geral,

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = \dot{T} \begin{bmatrix} \dot{V}'_2 \\ \dot{I}'_2 \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

a matriz de transmissão é:

$$\dot{T} = \begin{bmatrix} \dot{A}_T & \dot{B}_T \\ \dot{C}_T & \dot{D}_T \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Assim, as variáveis de entrada do quadripolo são dadas por:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{A}_T & \dot{B}_T \\ \dot{C}_T & \dot{D}_T \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{V}'_2 \\ \dot{I}'_2 \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

De (2.41), obtêm-se as variáveis de saída do quadripolo, como:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}'_2 \\ \dot{I}'_2 \end{bmatrix} = \dot{T}^{-1} \begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

A matriz \dot{T}^{-1} é a matriz de transmissão ABCD inversa.

2.2.4. EFEITO DO TRANSFORMADOR NA RESPOSTA DO SISTEMA

A inclusão do transformador na entrada da linha é mostrada na figura 2.16 e a distância x é medida a partir do transformador em direção ao terminal de saída da linha.

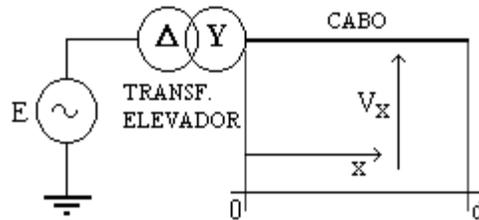


Figura 2.16 - Sistema considerando fonte senoidal, transformador elevador de tensão e cabo de transmissão.

A figura 2.17 mostra o modelo do sistema sem carga considerado para análise. Os parâmetros do transformador estão referidos ao secundário (alta tensão).

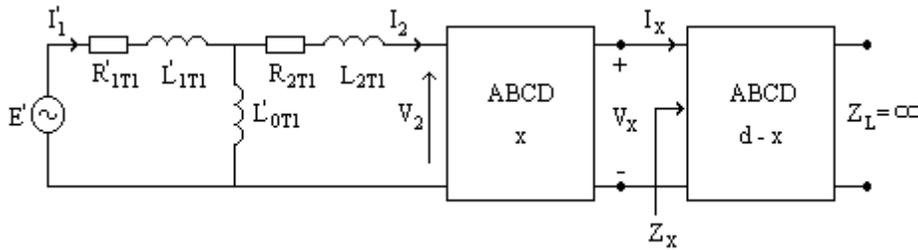


Figura 2.17 - Modelo utilizado para estudo do sistema transformador elevador e cabo de transmissão.

A função de transferência do sistema mostrado na figura 2.17, para uma entrada em tensão, é dada por:

$$\frac{\dot{V}_x}{\dot{E}'} = \frac{\dot{Z}_x}{\dot{A}_{T1X}\dot{Z}_x + \dot{B}_{T1X}} \quad (2.43)$$

$$\text{com } \dot{Z}_x \Big|_{x=d} = \dot{Z}_L = \infty$$

$$\frac{\dot{V}_x}{\dot{E}'} \Big|_{x=d} = \frac{1}{\dot{A}_{T1X}} \quad (2.44)$$

sendo

$$\dot{A}_{T1X} = \dot{A}_{T1}\dot{A}_X + \dot{B}_{T1}\dot{C}_X \quad (2.45)$$

$$\dot{B}_{T1X} = \dot{A}_{T1}\dot{B}_X + \dot{B}_{T1}\dot{D}_X$$

sendo

\dot{E}' - Tensão no primário do transformador referida ao secundário.

As expressões (2.43) e (2.44) fornecem a tensão \dot{V}_x ao longo da linha, normalizada em relação à tensão de entrada \dot{E}' .

O modelo do transformador estudado utiliza os seguintes parâmetros:

$$R'_{1T1} = R_{2T1} = 0,063 \Omega, L'_{1T1} = L_{2T1} = 0,806 \text{ mH}, L'_{0T1} = 2,93 \text{ H e } N = 1,88,$$

com

R'_{1T1} e R_{2T1} - Resistência do primário referida ao secundário e resistência do secundário, respectivamente;

L'_{1T1} e L_{2T1} - Indutância do primário referida ao secundário e indutância do secundário, respectivamente;

L'_{0T1} - Indutância de magnetização referida ao secundário;

N - Relação de espiras do primário e secundário $(\frac{N_1}{N_2})$.

A figura 2.18 mostra a resposta em frequência da tensão no terminal de saída do cabo normalizada em relação à tensão no primário do transformador elevador referida ao secundário e a tensão normalizada sem o transformador. As curvas foram determinadas considerando os efeitos de proximidade e pelicular na variação da resistência do cabo.

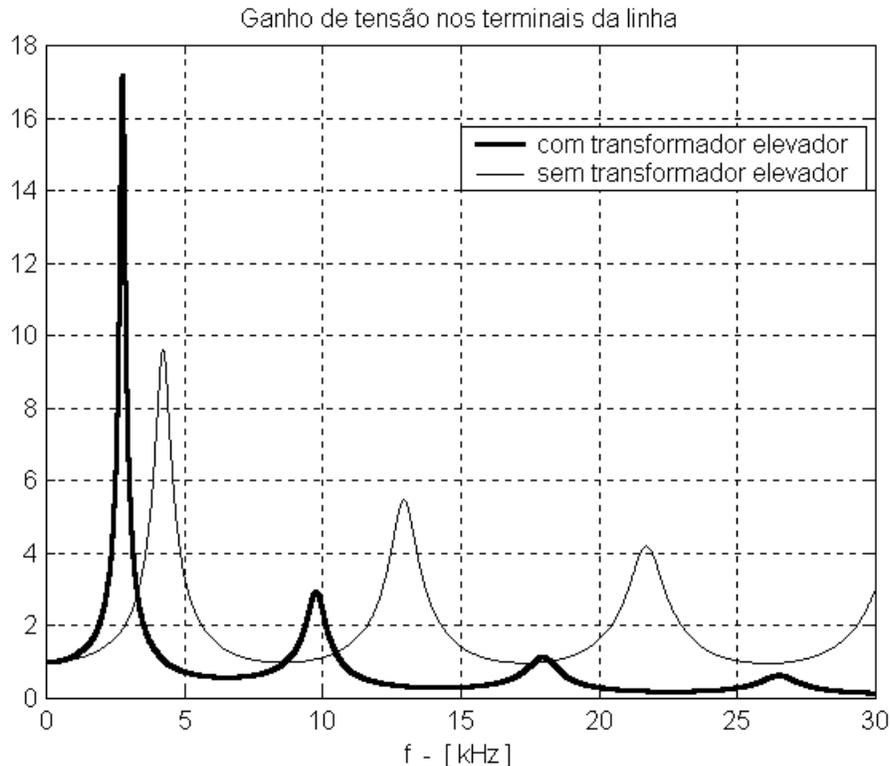


Figura 2.18 - Tensão normalizada no terminal de saída do cabo com transformador elevador e sem o transformador elevador.

Com a inclusão do transformador a primeira frequência de ressonância ocorre em 2,75 kHz e a segunda frequência de ressonância ocorre em 9,75 kHz com amplitude do ganho de tensão no terminal de carga do cabo de 17,2 e 2,95, respectivamente. Para análise apenas da primeira frequência crítica, pode-se usar o modelo T para a linha (com saída em aberto). Tem-se uma ressonância determinada pelas indutâncias de dispersão do transformador de entrada somadas com 50% da indutância total do cabo em série com a capacitância total da linha.

A presença das indutâncias de primário e secundário, ao se somarem com as indutâncias do cabo, faz com que as ressonâncias desloquem-se para frequências mais baixas. Com isso, na primeira frequência crítica, a influência dos efeitos pelicular e de proximidade são menos significativas, de modo que a amplificação observada nesta frequência é significativamente maior, por causa da menor atenuação.

À medida que a frequência aumenta o transformador atua como um filtro passa-baixas, reduzindo a amplitude dos sinais injetados na linha e, por conseguinte, dos que chegam na carga.

Os condutores que compõem os enrolamentos dos transformadores estão sujeitos ao efeito pelicular, mas esse efeito não será considerado neste estudo. As razões para isto são as seguintes: considerando o comprimento do cabo (8 km), a resistência total dos enrolamentos do transformador

corresponde a menos de 3% da resistência total do cabo tendo um efeito mínimo na resposta do sistema; a indutância existente nos enrolamentos do transformador é praticamente apenas a indutância mútua entre as espiras e, portanto, o efeito pelicular, que age somente sobre a indutância interna pode ser desprezado.

Um modelo de parâmetros concentrados mais completo do transformador (Slemon e Straughen, 1981), para uso em altas frequências, considera as capacitâncias parasitas entre espiras e entre enrolamentos, conforme figura 2.19.

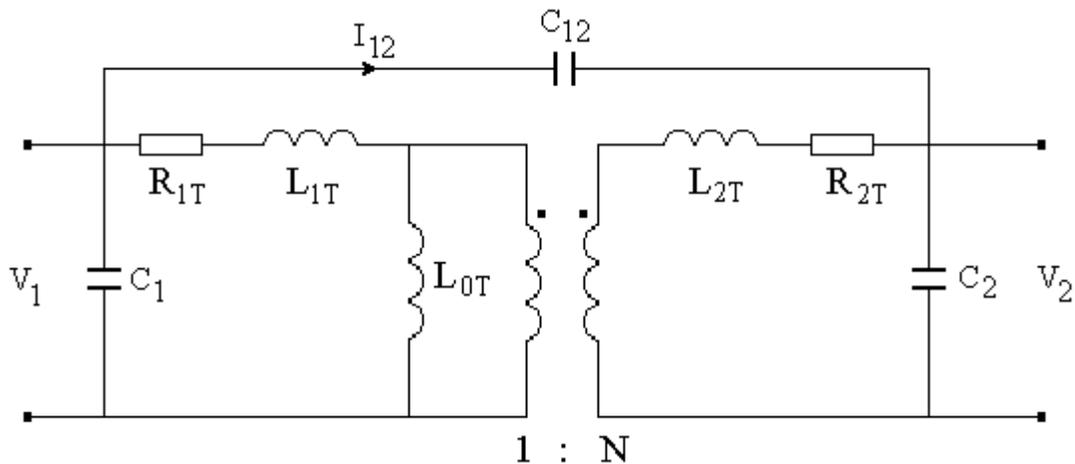


Figura 2.19 - Modelo de parâmetros concentrados considerando as capacitâncias parasitas entre espiras (C_1 e C_2) e entre enrolamentos (C_{12}).

A figura 2.20 mostra um corte com a disposição dos enrolamentos de um transformador para que se possa “visualizar” as capacitâncias parasitas envolvidas.

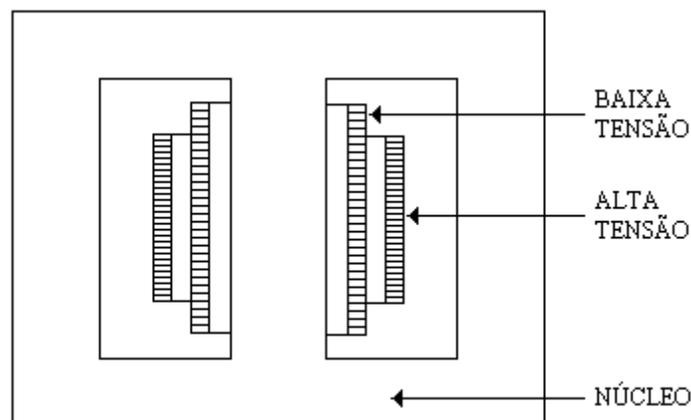


Figura 2.20 - Modelo simplificado mostrando a disposição dos enrolamentos de um transformador.

Quanto à posição, o enrolamento de baixa tensão é o mais próximo do núcleo e ao seu redor está o enrolamento de alta tensão. De uma forma bem simplificada pode-se dizer que esta disposição coaxial dos enrolamentos assemelha-se às placas de um capacitor. Também o enrolamento interno e o núcleo formam outro capacitor.

Como os valores de capacitâncias dependem das áreas das placas, da separação e do material isolante entre essas placas, detalhes de projeto dos transformadores como: tipo e disposição dos enrolamentos, potências envolvidas e classe de isolamento, determinarão as capacitâncias parasitas. Assim, espera-se que transformadores de maior potência devam ter valores mais altos de capacitâncias do que os de menor potência, simplesmente porque são maiores fisicamente. Espera-se, também, que a capacitância de um transformador de alta tensão tenda a ser menor do que um de baixa tensão (Greenwood, 1971), na mesma faixa de potência, já que altas tensões requerem maior separação entre os enrolamentos e entre os enrolamentos e o núcleo.

Na realidade as capacitâncias são distribuídas, ao longo do enrolamento e, nos modelos, procura-se uma capacitância equivalente cujo efeito represente estas capacitâncias distribuídas. Caso quiséssemos ter informações das tensões no interior do enrolamento, entre as espiras, deveríamos optar por um modelo com capacitâncias distribuídas.

Voltando à figura 2.19 e fazendo algumas simplificações pode-se equacionar o modelo incluindo as capacitâncias parasitas.

Em altas frequências o ramo magnetizante apresenta uma impedância muito alta e pode ser desprezado. A figura 2.21 mostra o circuito equivalente referido ao primário.

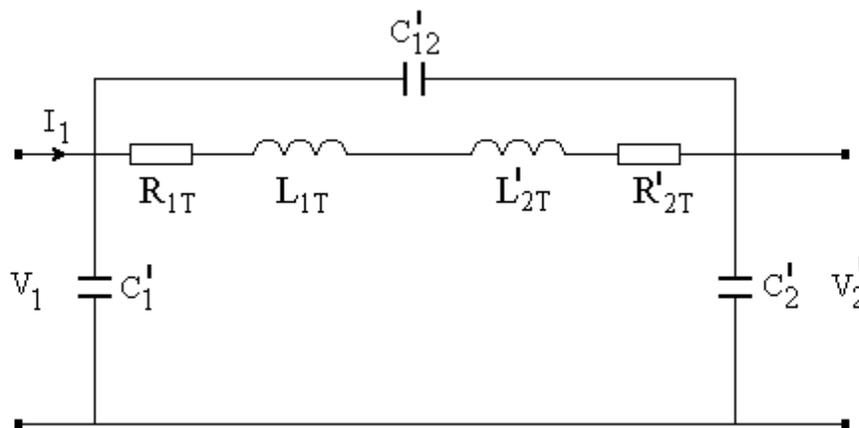


Figura 2.21 - Modelo de parâmetros concentrados, considerando as capacitâncias parasitas, para alta frequência.

A partir das figuras 2.19 e 2.21 pode-se estabelecer as capacitâncias equivalentes C'_1 , C'_{12} e C'_2 . A corrente entre os enrolamentos \dot{I}_{12} (fig. 2.19) vista do primário pode ser expressa como:

$$\begin{aligned} \dot{I}_{12} &= j\omega C_{12}(\dot{V}_1 - \dot{V}_2) = j\omega C_{12}(\dot{V}_1 - N\dot{V}'_2) = j\omega N C_{12}(\dot{V}_1 - \dot{V}'_2) + \\ &- j\omega N C_{12}\dot{V}'_1 + j\omega C_{12}\dot{V}'_1 = j\omega N C_{12}(\dot{V}_1 - \dot{V}'_2) + j\omega C_{12}(1 - N)\dot{V}'_1 \end{aligned} \quad (2.46)$$

Referindo-se ao primário a corrente entre os enrolamentos, tem-se:

$$\begin{aligned} N\dot{I}_{12} &= j\omega N C_{12}(\dot{V}_1 - \dot{V}_2) = j\omega N C_{12}(\dot{V}_1 - N\dot{V}'_2) = j\omega N C_{12}(\dot{V}_1 - \dot{V}'_2) + \\ &+ j\omega N C_{12}\dot{V}'_2 - j\omega N^2 C_{12}\dot{V}'_2 = j\omega N C_{12}(\dot{V}_1 - \dot{V}'_2) - j\omega C_{12}N(N - 1)\dot{V}'_2 \end{aligned} \quad (2.47)$$

Das expressões (2.46) e (2.47) obtêm-se as capacitâncias equivalentes que compõem a figura 2.21.

$$\begin{aligned} C'_{12} &= N C_{12} \\ C'_1 &= C_1 + C_{12}(1 - N) \\ C'_2 &= C_2 + C_{12}N(N - 1) \end{aligned} \quad (2.48)$$

As componentes da matriz ABCD do modelo do transformador, considerando as capacitâncias parasitas entre espiras e entre enrolamentos, é dada por:

$$\dot{A}_T = 1 + \frac{s(R_{1T} + R'_{2T})C'_2 + s^2(L_{1T} + L'_{2T})C'_2}{1 + s(R_{1T} + R'_{2T})C'_{12} + s^2(L_{1T} + L'_{2T})C'_{12}} \quad (2.49)$$

$$\dot{B}_T = \frac{(R_{1T} + R'_{2T}) + s(L_{1T} + L'_{2T})}{1 + s(R_{1T} + R'_{2T})C'_{12} + s^2(L_{1T} + L'_{2T})C'_{12}} \quad (2.50)$$

$$\dot{C}_T = s(C'_1 + C'_2) + \frac{s^2(R_{1T} + R'_{2T})C'_1C'_2 + s^3(L_{1T} + L'_{2T})C'_1C'_2}{1 + s(R_{1T} + R'_{2T})C'_{12} + s^2(L_{1T} + L'_{2T})C'_{12}} \quad (2.51)$$

$$\dot{D}_T = 1 + \frac{s(R_{1T} + R'_{2T})C'_1 + s^2(L_{1T} + L'_{2T})C'_1}{1 + s(R_{1T} + R'_{2T})C'_{12} + s^2(L_{1T} + L'_{2T})C'_{12}} \quad (2.52)$$

sendo que C'_1 , C'_{12} e C'_2 são dados por (2.48).

Para avaliar os efeitos das capacitâncias parasitas foram utilizados valores de capacitâncias entre espiras e entre enrolamentos de 10nF. Esses valores são da ordem de grandeza do valor típico da capacitância total do transformador para a terra, em avaliação de transitórios (Nelmes et alii, 1989).

A figura 2.22 mostra a tensão de saída da linha, normalizada, para o sistema considerando as capacitâncias parasitas no modelo do transformador.

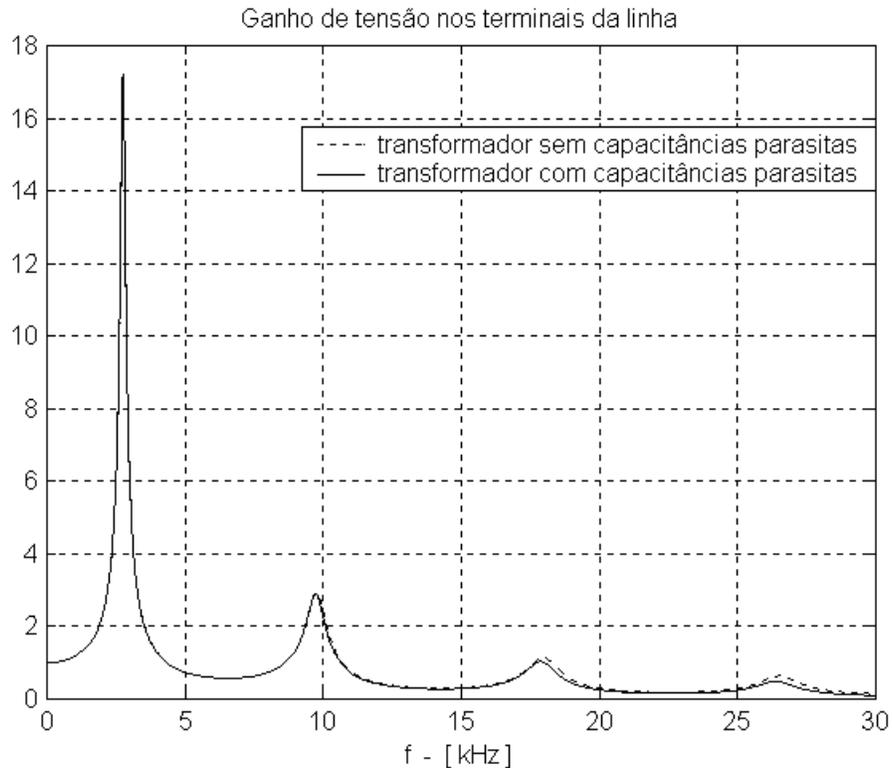


Figura 2.22 - Tensão no terminal de carga da linha, normalizada, considerando as capacitâncias parasitas do transformador (contínua) e sem considerar as capacitâncias parasitas (tracejada).

Observa-se da figura que apenas a partir de 15 kHz, os valores obtidos considerando as capacitâncias parasitas começam a diferenciar dos resultados sem elas.

Conclui-se que se pode negligenciar os efeitos das capacitâncias parasitas sem cometer erros elevados nos modelos dos transformadores utilizados neste trabalho.

Um transformador abaixador pode ser incluído no sistema e conectado ao terminal de carga do cabo de alimentação como mostra a figura 2.23.

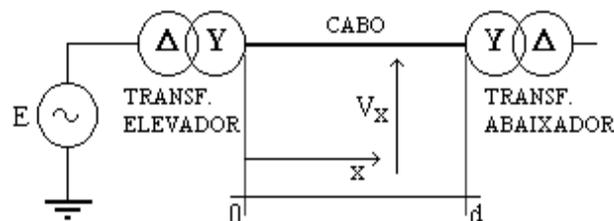


Figura 2.23 - Sistema considerando fonte senoidal, transformador elevador, cabo de transmissão e transformador abaixador.

A figura 2.24 mostra o modelo do sistema, sem carga, considerado para estudo. Os parâmetros do transformador abaixador são referidos ao primário (lado de alta tensão).

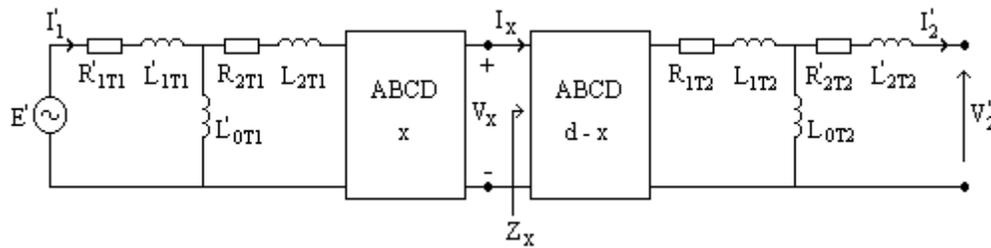


Figura 2.24 - Modelo utilizado para estudo do sistema transformador elevador de tensão, cabo de transmissão e transformador abaixador de tensão.

O ganho de tensão para o sistema mostrado na figura 2.24 é dado por:

$$\frac{\dot{V}'_2}{\dot{E}'} = \frac{\dot{Z}'_{2T2}}{\dot{A}_{T1XT2}\dot{Z}'_{2T2} + \dot{B}_{T1XT2}} \quad (2.53)$$

sendo $\dot{Z}'_{2T2} = \infty$

$$\frac{\dot{V}'_2}{\dot{E}'} = \frac{1}{\dot{A}_{T1XT2}} \quad (2.54)$$

para o secundário do transformador abaixador de tensão sem carga.

$$\begin{aligned} \dot{A}_{T1XT2} &= \dot{A}_{T1X}\dot{A}_{T2} + \dot{B}_{T1X}\dot{C}_{T2} \\ \dot{B}_{T1XT2} &= \dot{A}_{T1X}\dot{B}_{T2} + \dot{B}_{T1X}\dot{D}_{T2} \end{aligned} \quad (2.55)$$

sendo

- \dot{V}'_2 - Tensão no secundário do transformador abaixador de tensão referida ao primário;
- \dot{Z}'_{2T2} - Impedância do secundário do transformador abaixador referida ao primário.

As expressões (2.53) e (2.54) fornecem a tensão \dot{V}'_2 normalizada com relação à tensão de entrada \dot{E}' .

O modelo do transformador abaixador apresenta os parâmetros:

$$R_{1T2} = R'_{2T2} = 0,0605 \Omega, L_{1T1} = L'_{2T1} = 0,776 \text{ mH}, L_{0T2} = 2,99 \text{ H e } N = 1,44,$$

sendo

R_{1T2} e R'_{2T2} - Resistência do primário e resistência do secundário referida ao primário, respectivamente;

L_{1T2} e L'_{2T2} - Indutância do primário e indutância do secundário referida ao primário, respectivamente;

L_{0T2} - Indutância de magnetização;

N - Relação de espiras do primário e secundário ($\frac{N_1}{N_2}$).

A figura 2.25 mostra a forma de onda da tensão normalizada, em relação à tensão de entrada \dot{E}' , com a inclusão do transformador abaixador no terminal de carga do cabo (acima) e somente com o transformador elevador (abaixo).

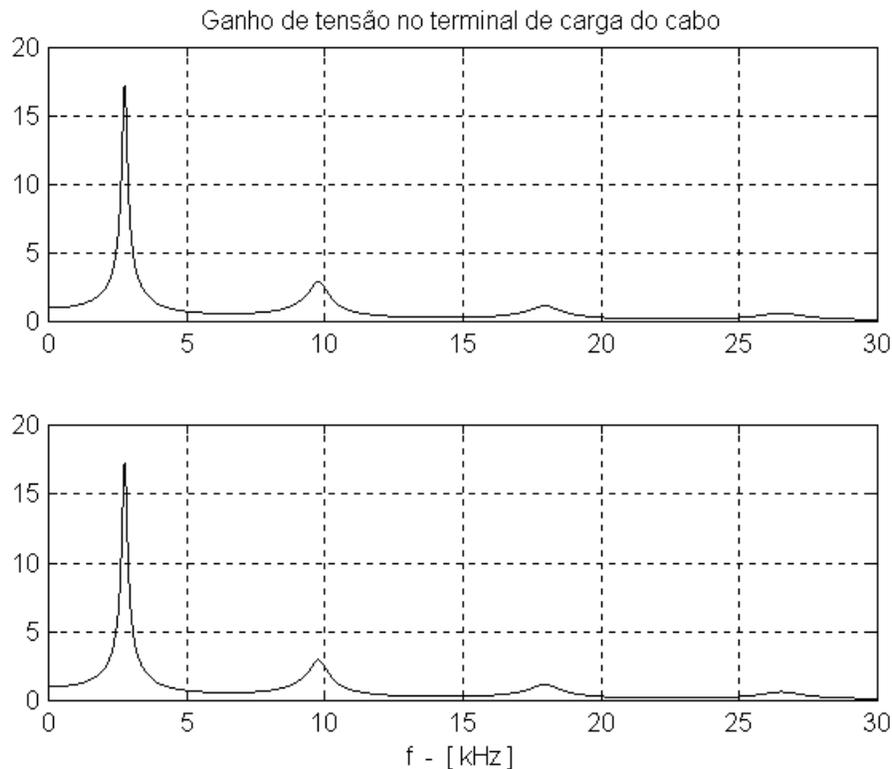


Figura 2.25 - Tensão normalizada no terminal de carga do cabo para o sistema com transformadores elevador e abaixador (acima) e somente transformador elevador (abaixo).

Como o sistema está suposto sem carga, o transformador abaixador torna-se a carga do sistema e como a corrente de excitação drenada da fonte, em alta frequência, é muito reduzida, o transformador abaixador praticamente não influencia a resposta do sistema.

2.3. O MOTOR

Motores de indução com rotor em gaiola são amplamente utilizados na indústria por serem de baixo custo e construtivamente robustos. Quando alimentados diretamente pela tensão da rede, sua velocidade é aproximadamente constante (Mohan et alii, 1995) o que impossibilita a aplicação desses motores em situação na qual é desejável um controle de velocidade. Com o desenvolvimento da eletrônica de potência, tornou-se possível variar a velocidade utilizando-se de conversores estáticos de potência apropriados.

Atualmente é comum em aplicações industriais a alimentação de motores de indução por meio de inversores em que a distância entre os mesmos é relativamente pequena, de modo que os efeitos dos cabos que os interligam sobre as formas de onda são desprezíveis.

Em algumas situações específicas, como mineração em galerias ou o bombeamento de petróleo em poços submarinos, o inversor é colocado distante (centenas de metros até vários quilômetros) do motor (Von Jouanne e Gray, 1995). Nessas condições as componentes harmônicas geradas pelo acionador podem coincidir com as frequências críticas introduzidas no sistema pelo cabo longo, eventualmente até tornando impossível a operação do motor.

O motor de indução utilizado para o bombeamento do petróleo (MBCS) é projetado especialmente para este fim e suas características são diferentes dos motores de indução comuns. O comprimento do motor é muito maior que o seu diâmetro (aproximadamente 15 cm de diâmetro para até 20 m de comprimento dependendo da sua potência nominal) de forma a poder operar dentro da tubulação e o seu resfriamento seja realizado pelo próprio líquido bombeado. O rotor é segmentado formando um conjunto multirrotor onde os rotores são acoplados longitudinalmente. O MBCS apresenta inércia inferior aos motores de indução comuns e seu entreferro é consideravelmente maior uma vez que opera com líquido em seu interior.

2.3.1. MODELO CLÁSSICO DO MOTOR

No sistema que estamos tomando como objeto de estudo neste trabalho, o motor a ser acionado é de indução trifásico, com potência na faixa de até algumas centenas de kVA, com tensão de alimentação de até alguns kV.

O motor de indução trifásico será modelado utilizando circuito equivalente monofásico, conforme mostra a figura 2.26.

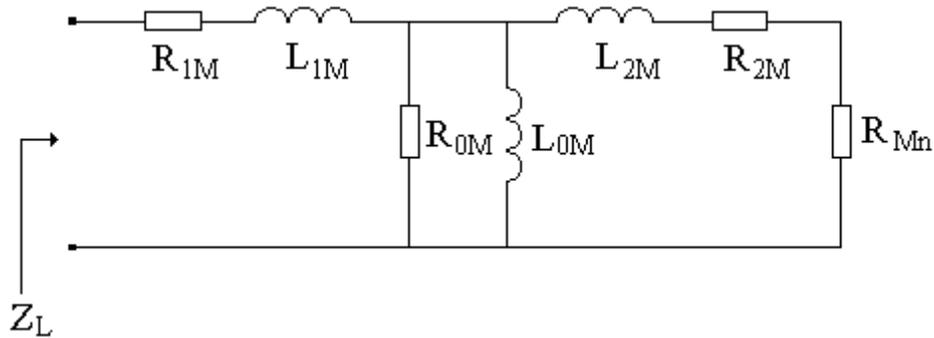


Figura 2.26 - Modelo do Motor.

sendo

- R_{1M} e L_{1M} - Resistência e indutância de dispersão do estator;
- R_{2M} e L_{2M} - Resistência e indutância de dispersão do rotor referidas ao estator;
- R_{0M} e L_{0M} - Resistência de perdas no ferro e indutância de magnetização;
- R_{Mh} - Resistência de carga referida ao estator.

2.3.2. EFEITOS DAS COMPONENTES HARMÔNICAS

Uma boa compreensão dos efeitos das harmônicas no motor de indução requer um estudo dos campos eletromagnéticos no interior da máquina devido às correntes harmônicas.

Consideremos, por exemplo, correntes harmônicas trifásicas balanceadas de frequência $60h$ [Hz], fluindo na armadura (Melipoulos et alii, 1984). O fluxo que essas correntes geram na máquina apresenta a seguinte característica:

1. A força magnetomotriz resultante em qualquer ponto do entreferro da máquina é nula para as harmônicas de seqüência zero ($h = 3, 6, 9, 12, \dots$), portanto não há produção de fluxo e o resultado significativo da ação das harmônicas triplas são perdas ôhmicas.
2. As harmônicas de seqüência positiva ($h = 1, 4, 7, 10, \dots$) produzem um fluxo magnético que gira com velocidade $h\omega_s$ no sentido positivo da direção da rotação e com amplitude proporcional à corrente harmônica. Um torque eletromagnético será desenvolvido na direção de rotação. A velocidade relativa do campo girante com respeito ao rotor é $(h-1+s_e)\omega_s$. A frequência do fluxo alternado é $60h$ no estator e $60(h-1)$ no rotor. Estas frequências determinam as perdas no ferro que ocorrem parcialmente no estator e parcialmente no rotor.

3. As harmônicas de seqüência negativa ($h = 2,5,8,11,\dots$) produzem um fluxo que gira com velocidade $h\omega_s$ no sentido oposto à direção de rotação e amplitude proporcional à corrente harmônica. Um torque eletromagnético será desenvolvido na direção oposta à da rotação. A velocidade relativa do campo girante com respeito ao rotor é $-(h+1-s_e)\omega_s$. A frequência do fluxo é $60h$ no estator e $60(h+1)$ no rotor.

O efeito das harmônicas no conjugado de regime permanente do motor é, em geral, pequeno, mas devido à interação dessas correntes harmônicas com o campo magnético de frequência fundamental, produzem conjugados oscilatórios e estes podem levar a problemas de vibração mecânica para o motor e para a carga acoplada.

Ao acionar um motor de indução com tensões não senoidais, as tensões ou correntes do estator podem ser analisadas como a soma da componente fundamental mais uma série de harmônicas. Isso é possível supondo o motor um dispositivo linear, ou seja, desconsiderando a saturação magnética, e então aplicar o efeito da superposição. Neste caso o motor pode ser analisado de forma independente para a componente fundamental e para cada componente harmônica.

A figura 2.27 mostra o circuito equivalente do motor para as componentes harmônicas.

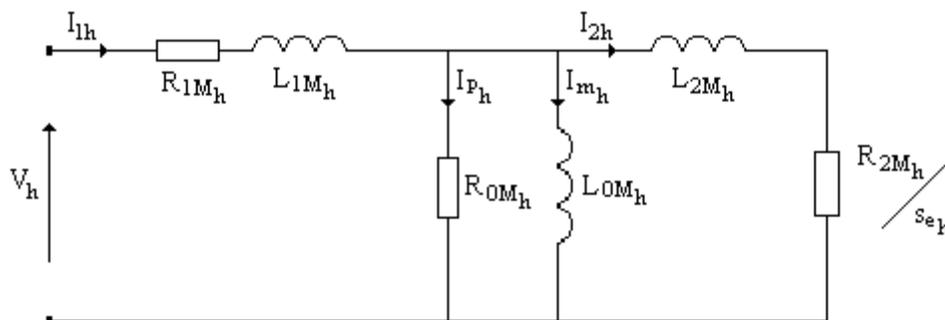


Figura 2.27 - Circuito equivalente do motor para as componentes harmônicas.

com

V_h e I_{1h} - Tensão e corrente eficazes no estator para a enésima harmônica;

R_{1M_h} e L_{1M_h} - Resistência e indutância de dispersão do estator para a enésima harmônica;

R_{2M_h} e L_{2M_h} - Resistência e indutância de dispersão do rotor referidas ao estator para a enésima harmônica;

R_{0M_h} e L_{0M_h} - Resistência de perdas no ferro e Indutância de magnetização para a enésima harmônica;

I_{ph} e I_{mh} - Correntes eficazes de perdas e de magnetização para a enésima harmônica;

s_{e_h} - Coeficiente de escorregamento para a e_h -ésima harmônica.

O escorregamento do rotor para a e_h -ésima componente harmônica é dado por:

$$s_{e_h} = \frac{h\omega_s - \omega_r}{h\omega_s} \quad (2.56)$$

e a velocidade angular do rotor é

$$\omega_r = (1 - s_e)\omega_s \quad (2.57)$$

assim,

$$s_{e_h} = \frac{h - 1 + s_e}{h} \quad (2.58)$$

Da equação (2.58), considerando $h \geq 5$ (desconsiderando as de ordem tripla) e $s_e \ll 1$ (para condições normais de operação com carga) o escorregamento para as componentes harmônicas aproxima-se da unidade. As harmônicas “enxergam” a impedância do circuito equivalente como um motor com rotor bloqueado e, por isso, o motor de indução apresenta uma impedância relativamente baixa para as componentes harmônicas.

As resistências e indutâncias do estator e do rotor variam com a frequência devido ao efeito pelicular, sendo que esses efeitos são mais pronunciados nos rotores em gaiola, principalmente os de barra profunda e dupla gaiola ocasionando aumento da resistência e redução da indutância. Alguns autores (Sen e Landa, 1990; Boglietti et alii, 1995; Cummings, 1986), consideram a variação dos parâmetros do estator desprezível e sugerem ajustes teóricos ou medições para determinar os parâmetros referentes ao rotor.

2.3.2.1. PERDAS NO MOTOR DEVIDO ÀS COMPONENTES HARMÔNICAS

Uma preocupação quanto à vida útil do motor leva ao estudo dos efeitos das componentes harmônicas sobre as perdas no motor.

A ordem da harmônica de tensão que chega aos terminais do motor de indução, acionado por inversor, depende da técnica de modulação empregada no chaveamento. Isso possibilita que uma técnica de modulação bem escolhida possa minimizar as perdas adicionais causadas pelo inversor. Alguns autores (Boglietti et alii, 1995; Murphy e Egan, 1983) fizeram comparações entre técnicas de

modulação com a finalidade de observar qual estratégia apresentava menores perdas adicionais com relação à alimentação em 60 Hz.

➤ PERDAS NO COBRE DO ESTATOR

Ao se desprezar o efeito pelicular nos parâmetros do estator, as perdas no cobre são proporcionais ao quadrado do valor eficaz total da corrente que circula pelo estator.

Para uma resistência do estator R_{1M} , por fase, a perda no cobre é dada por:

$$P_{C1M} = R_{1M} (I_{1M}^2 + I_{1Mh}^2) \quad (2.59)$$

com

P_{C1M} - Perdas no cobre do estator;

R_{1M} - Resistência do estator à frequência fundamental;

I_{1M} - Corrente eficaz do estator à frequência fundamental;

I_{1Mh} - Corrente eficaz do estator à frequência harmônica.

A hipótese da resistência do estator ser constante com a frequência é razoável, embora para grandes motores ocorra um aumento na resistência do estator que depende da forma, tamanho e disposição dos condutores na ranhura do estator.

➤ PERDAS NO COBRE DO ROTOR

Para motores com rotor em gaiola de esquilo e com barra profunda, o efeito pelicular deve ser levado em conta. A perda devido a cada harmônica deve ser considerada separadamente e então somada às demais conforme a expressão (2.60) (Cummings, 1986).

$$P_{C2M} = \sum_{h=2}^n I_{2Mh}^2 R_{2Mh} + I_{2M}^2 R_{2M} \quad (2.60)$$

com

P_{C2M} - Perdas no cobre do rotor;

R_{2M} - Resistência do rotor à frequência fundamental;

R_{2Mh} - Resistência do rotor à frequência harmônica;

I_{2M} - Corrente eficaz do rotor à frequência fundamental;

I_{2Mh} - Corrente eficaz do rotor à frequência harmônica.

➤ PERDAS NO FERRO

As perdas no ferro, para um campo magnético alternado, consiste nas perdas por histerese e por correntes de Foucault. Em geral, para fluxo senoidal, as perdas no ferro podem ser expressas por:

$$P_{fe} = k_h f B_m^2 + k_f (f B_m)^2 \quad (2.61)$$

O primeiro termo é a perda por histerese e o segundo termo é a perda por correntes de Foucault. As constantes k_h e k_f dependem do material, f é a frequência e B_m é a máxima densidade de fluxo.

Boglietti et alii (1995) compararam experimentalmente as perdas no ferro produzidas por inversores com modulação PWM, onda quadrada e suprimento senoidal. Comparado com as perdas produzidas por suprimento senoidal, inversores com modulação PWM apresentam perdas mais elevadas que inversores onda quadrada. A saída de um inversor onda quadrada é completamente definida pela amplitude de tensão e pela frequência fundamental de saída enquanto a saída de um inversor PWM depende de muitos parâmetros, tais como: técnicas de modulação, índice de modulação, frequência de chaveamento, etc.

Foram feitas experiências comparando as perdas no ferro para vários índices de modulação, constatando que para menores índices de modulação as perdas são maiores.

2.3.3. **MODELO SIMPLIFICADO DO MOTOR**

Testes realizados com motores de indução acionados por inversores considerando várias técnicas de modulação e frequências de chaveamento mostram que as perdas no ferro reduzem com o aumento da frequência tendendo a valores constantes para frequência muito altas (Kawagishi et alii, 1983; Boglietti et alii, 1995). Esses resultados indicam que a resistência de perdas no núcleo cresce com o aumento da frequência.

Considerando estes resultados, no estudo da resposta em frequência, o modelo para o motor de indução pode desprezar a resistência de perdas no ferro.

O motor de indução trifásico será modelado utilizando circuito equivalente monofásico (Sen e Landa, 1990), conforme mostra a figura 2.28.

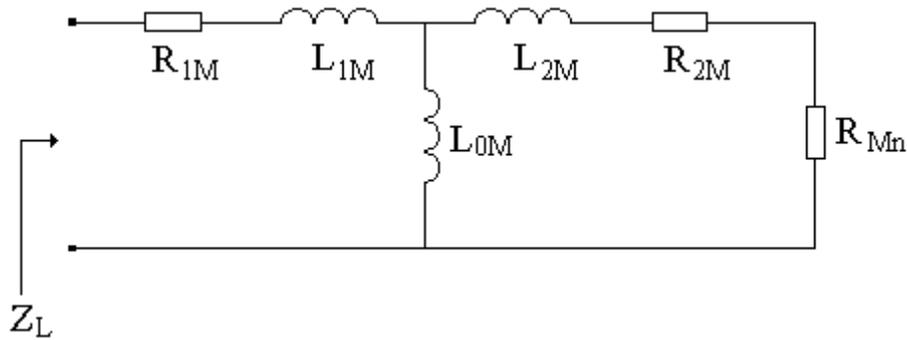


Figura 2.28 - Modelo simplificado do motor.

A resistência de carga R_{Mn} depende do escorregamento, e para as componentes harmônicas de ordem superior, esta resistência tende a zero, segundo a expressão:

$$R_{Mn} = \frac{1 - s_e}{s_e} R_{2M} = \frac{\omega_r}{\omega_s - \omega_r} R_{2M} \quad (2.62)$$

A impedância \dot{Z}_L do motor vista pelos terminais do estator é dada por:

$$\dot{Z}_L = \frac{s^2(L_{1M}L_{2M} + L_{2M}L_{0M} + L_{1M}L_{0M})}{s(L_{2M} + L_{0M}) + (R_{Mn} + R_{2M})} + \frac{s[(R_{Mn} + R_{2M})(L_{1M} + L_{0M}) + R_{1M}(L_{2M} + L_{0M})] + R_{1M}(R_{Mn} + R_{2M})}{s(L_{2M} + L_{0M}) + (R_{Mn} + R_{2M})} \quad (2.63)$$

2.3.4. EFEITO DO MOTOR NA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO SISTEMA

A inclusão do motor de indução no secundário do transformador abaixador de tensão no terminal de carga da linha é mostrada na figura 2.29. A distância x é medida a partir do transformador elevador (entrada da linha) em direção ao terminal de saída da linha.

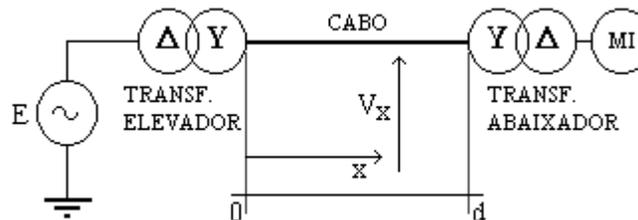


Figura 2.29 - Sistema considerando fonte senoidal, transformador elevador, cabo de transmissão, transformador abaixador e motor de indução.

A figura 2.30 mostra o modelo do sistema com a impedância do motor de indução como carga. Os parâmetros do motor estão referidos ao primário do transformador abaixador (alta tensão).

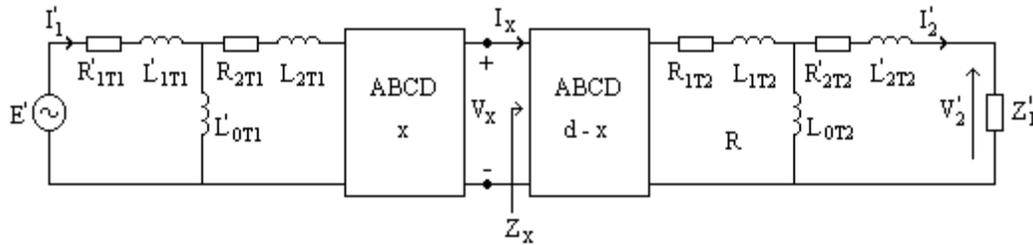


Figura 2.30 - Modelo utilizado para estudo do sistema transformador elevador, cabo de transmissão, transformador abaixador e motor.

O ganho de tensão do sistema mostrado na figura 2.30 é dado por:

$$\frac{\dot{V}'_2}{\dot{E}'} = \frac{\dot{Z}'_L}{\dot{A}_{T1XT2}\dot{Z}'_L + \dot{B}_{T1XT2}} \quad (2.64)$$

sendo

\dot{Z}'_L - Impedância de carga no secundário do transformador abaixador referida ao primário.

A expressão (2.64) fornece a tensão \dot{V}'_2 na carga normalizada em relação à tensão de entrada \dot{E}' .

O modelo do motor apresenta os parâmetros:

$$R_{1M} = 0,088 \Omega, R_{2M} = 0,0605 \Omega, L_{1M} = 0,8 \text{ m H}, L_{2M} = 1,962 \text{ m H}, L_{0M} = 43,13 \text{ m H} \text{ e} \\ s_e = 0,01389.$$

A figura 2.31 mostra a forma de onda da tensão \dot{V}'_2 normalizada, com relação à tensão de entrada \dot{E}' , com a inclusão do motor no secundário do transformador abaixador e com o secundário do transformador abaixador aberto. Da figura observa-se uma redução mais acentuada do valor máximo da tensão na primeira frequência de ressonância, com a inclusão do motor. A ocorrência da primeira frequência de ressonância se dá em 3,33 kHz e da segunda frequência de ressonância em 10 kHz com amplitude do ganho de tensão nos terminais do motor de 15,64 e 2,3, respectivamente.

Conforme foi dito anteriormente, a primeira frequência crítica pode ser razoavelmente aproximada pela ressonância série entre a capacitância total da linha com uma indutância composta pelas indutâncias de dispersão do transformador de entrada com 50% da indutância do cabo (modelo

T da linha). Isso vale se a linha estiver aberta. Caso haja alguma carga pode-se dizer que ocorre uma redução na “capacitância equivalente”, o que aumenta a frequência de ressonância.

Em frequências mais altas, se a carga tende a aumentar sua impedância, não haverá alteração significativa nas frequências de ressonância.

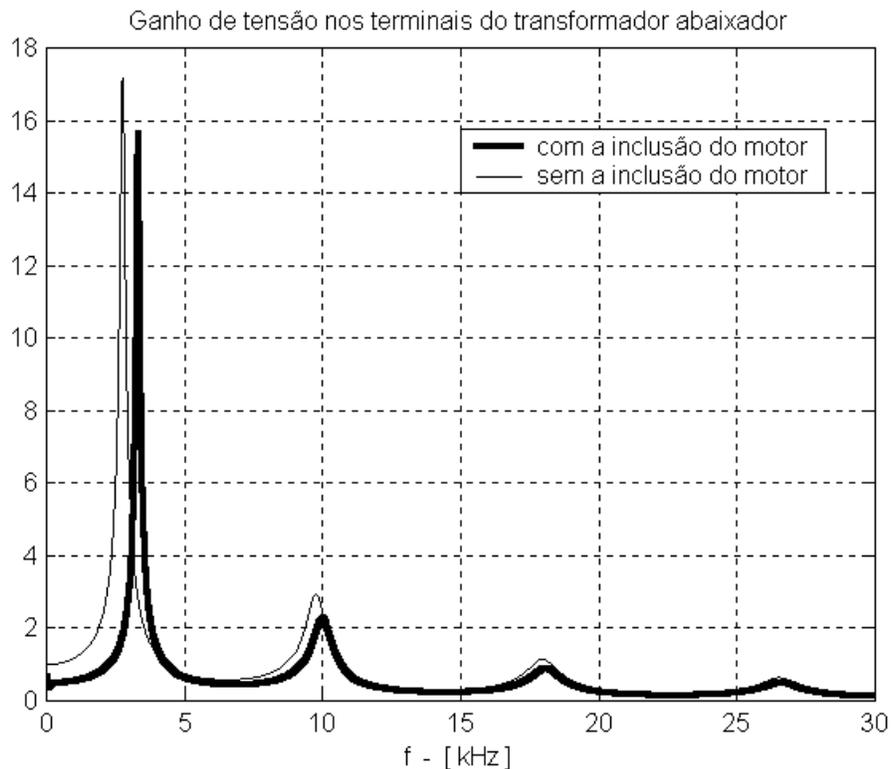


Figura 2.31 - Resposta da tensão normalizada no secundário do transformador abaixador com a inclusão do motor e sem a inclusão do motor.

A mudança do ponto no qual ocorre a primeira frequência crítica, detalhada na figura 2.32, sem carga para o transformador abaixador e com carga é função da ressonância série vista pela fonte que ocorre entre a impedância de entrada da linha que é afetada pela conexão do motor, e a impedância do transformador elevador.

A figura 2.32 mostra a diferença de 570 Hz na primeira frequência de ressonância (acima) e entre as outras frequências críticas (abaixo).

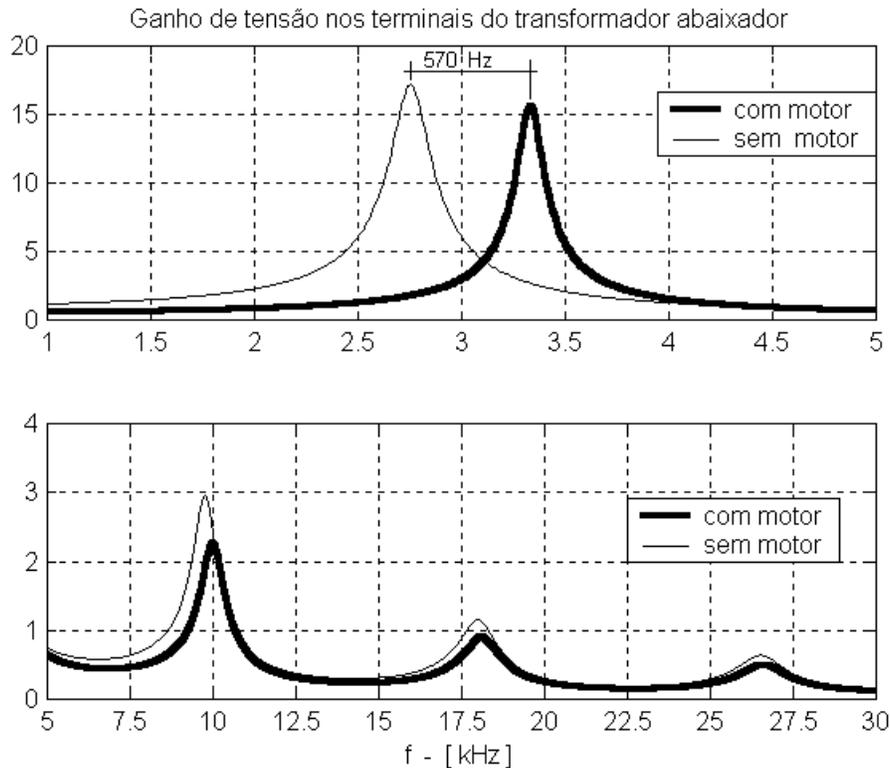


Figura 2.32 - Detalhe do ponto de ocorrência da primeira frequência crítica e demais frequências para o sistema com transformador abaixador com carga e sem carga.

2.4. COMPORTAMENTO DO POTENCIAL ELÉTRICO AO LONGO DA LINHA CONSIDERANDO ENTRADA EM TENSÃO

A análise em frequência feita anteriormente permite identificar todas as frequências críticas do sistema. Entretanto como o conteúdo de potência decai significativamente com o aumento da ordem harmônica pode-se centrar a investigação nas frequências correspondentes aos dois primeiros picos. É claro que, dependendo da estratégia de chaveamento empregada, as frequências críticas seguintes também devem ser levadas em conta.

O sistema completo mostrado na figura 2.30 será analisado.

A figura 2.33 mostra os módulos da impedância vista pela fonte (acima) e da tensão na carga referidas ao lado de alta tensão (Y) dos transformadores.

A figura mostra que para um sistema alimentado em tensão o ponto crítico se dá nas frequências em que a impedância de entrada é mínima resultando em máxima tensão nos terminais da carga. A impedância de entrada é mínima na frequência em que ocorre ressonância série entre a

impedância do transformador de entrada e a impedância do resto do sistema (no caso estudado: linha, transformador e motor).

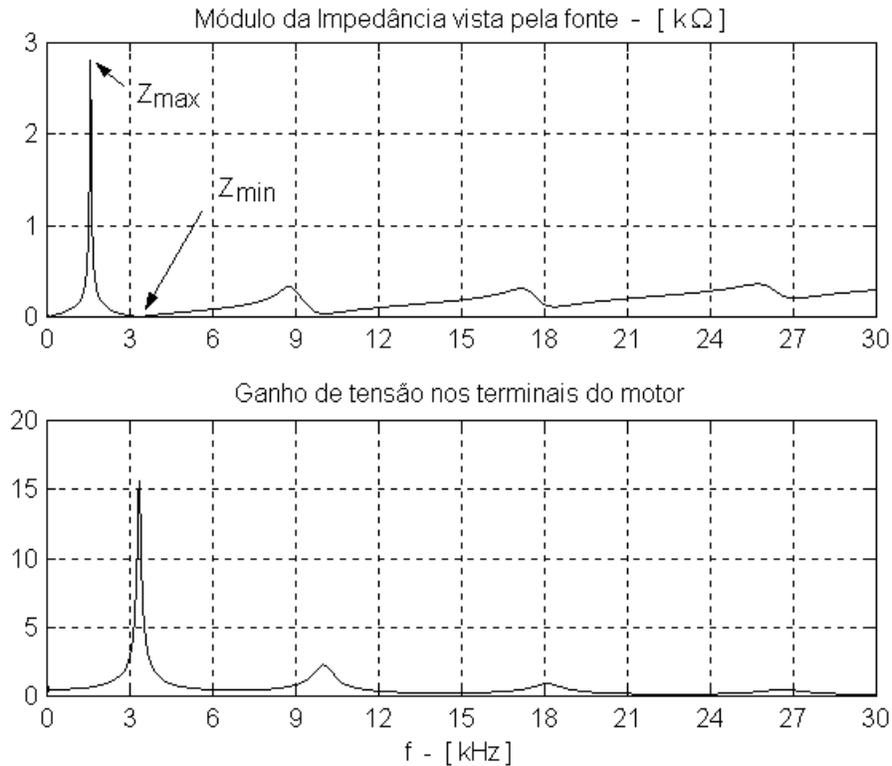


Figura 2.33 - Módulo da impedância vista pela fonte (acima) e módulo da tensão na carga (abaixo). Os valores são referidos ao lado de alta tensão (Y) dos transformadores.

A impedância de entrada do sistema, vista pela fonte de tensão (\dot{Z}'_{ST}), referida ao secundário do transformador de entrada é dada por:

$$\dot{Z}'_{ST} = \frac{\dot{A}_{T1}\dot{Z}_{2T1} + \dot{B}_{T1}}{\dot{C}_{T1}\dot{Z}_{2T1} + \dot{D}_{T1}} \quad (2.65)$$

\dot{Z}_{2T1} é a impedância vista do secundário do transformador de entrada (elevador) e é dada por:

$$\dot{Z}_{2T1} = \frac{\dot{A}_X\dot{Z}_X + \dot{B}_X}{\dot{C}_X\dot{Z}_X + \dot{D}_X} \quad (2.66)$$

com

$$\dot{Z}_X = \frac{\dot{A}_{d-X}\dot{Z}_{1T2} + \dot{B}_{d-X}}{\dot{C}_{d-X}\dot{Z}_{1T2} + \dot{D}_{d-X}} \quad (2.67)$$

\dot{Z}_{1T2} é a impedância vista do primário do transformador de saída (abaixador) e é dada por:

$$\dot{Z}_{1T2} = \frac{\dot{A}_{T2}\dot{Z}'_L + \dot{B}_{T2}}{\dot{C}_{T2}\dot{Z}'_L + \dot{D}_{T2}} \quad (2.68)$$

sendo que \dot{Z}'_L a impedância do motor referida ao lado de alta tensão do transformador abaixador.

Obtidas as frequências críticas a partir da figura 2.33, para o sistema completo, é conveniente analisar o perfil da tensão, corrente e impedância ao longo da linha. Serão analisadas as duas primeiras frequências críticas: 3,33 kHz e 10 kHz, bem como uma frequência intermediária de 5 kHz, na qual não acontece ressonância.

A figura 2.34 mostra a variação da tensão, corrente e impedância ao longo do comprimento da linha para a primeira frequência de ressonância (3,33 kHz), bem como a variação do ângulo da impedância ao longo da linha.

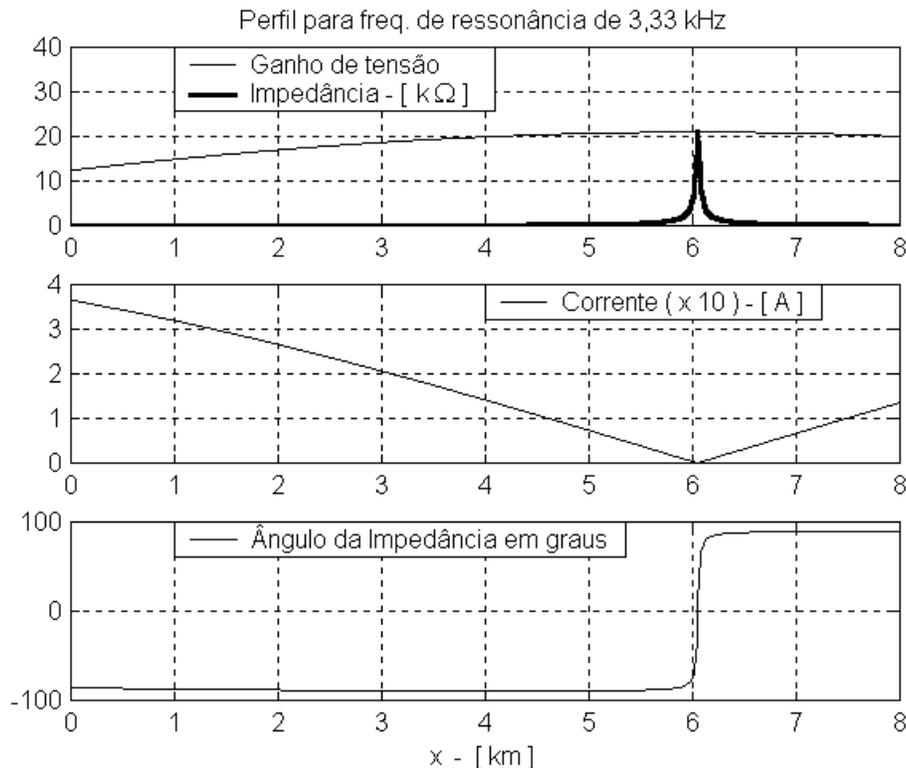


Figura 2.34 - Módulos do ganho de tensão, corrente, impedância e ângulo da impedância ao longo da linha de 8 km para frequência de ressonância de 3,33 kHz.

O perfil para a frequência de ressonância de 3,33 kHz mostra que a tensão máxima não se dá no final da linha como ocorreria numa linha sem perdas com terminação em aberto (pois a carga não pode ser assim considerada nesta frequência) e sim no cabo de transmissão na distância de 6,05 km. Da figura observa-se que para essa frequência a corrente do sistema é praticamente nula no ponto de impedância máxima (6,05 km). A impedância \dot{Z}_x varia de indutiva a capacitiva à medida

que se afasta da carga em direção à fonte, ocorrendo uma inversão de fase no ponto de máxima tensão. A tensão na entrada da linha é elevada devido à impedância vista pelo transformador elevador que, para essa frequência, tem característica capacitiva.

A figura 2.35 mostra a variação da tensão, corrente e impedância ao longo da linha para a segunda frequência de ressonância (10 kHz).

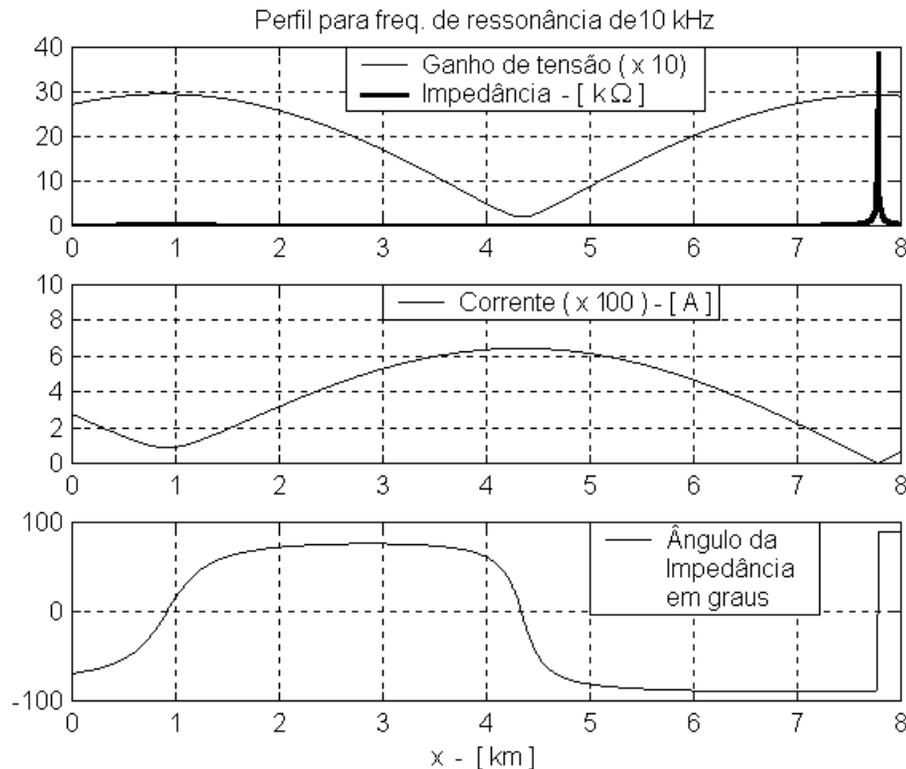


Figura 2.35 - Módulos do ganho de tensão, corrente, impedância e ângulo da impedância ao longo da linha de 8 km para frequência de ressonância de 10 kHz.

Da figura 2.35 observa-se que a impedância ao longo da linha é máxima bem próximo da carga (7,78 km), isso porque a carga (indutiva) está praticamente aberta nesta frequência.

Nota-se que a impedância, dependendo do ponto da linha em que é vista, varia de capacitiva para indutiva. Os pontos da linha nos quais a impedância passa de capacitiva para indutiva são pontos de máxima impedância (910 m e 7,78 km) causando redução da corrente e aumento da tensão. A variação de indutiva para capacitiva é o ponto de mínima impedância (4,35 km) e causa uma redução da tensão e aumento da corrente. Na frequência de 10 kHz a tensão ao longo da linha apresenta máximos próximos da entrada e da saída da linha.

A figura 2.36 mostra a variação da tensão, corrente e impedância ao longo da linha para a frequência intermediária de 5 kHz na qual não acontece ressonância.

A impedância para essa frequência também se altera de capacitiva para indutiva ao longo da linha, mas como o sistema não apresenta ressonância nesta frequência, os valores de tensão não ultrapassam o valor unitário ao longo da linha.

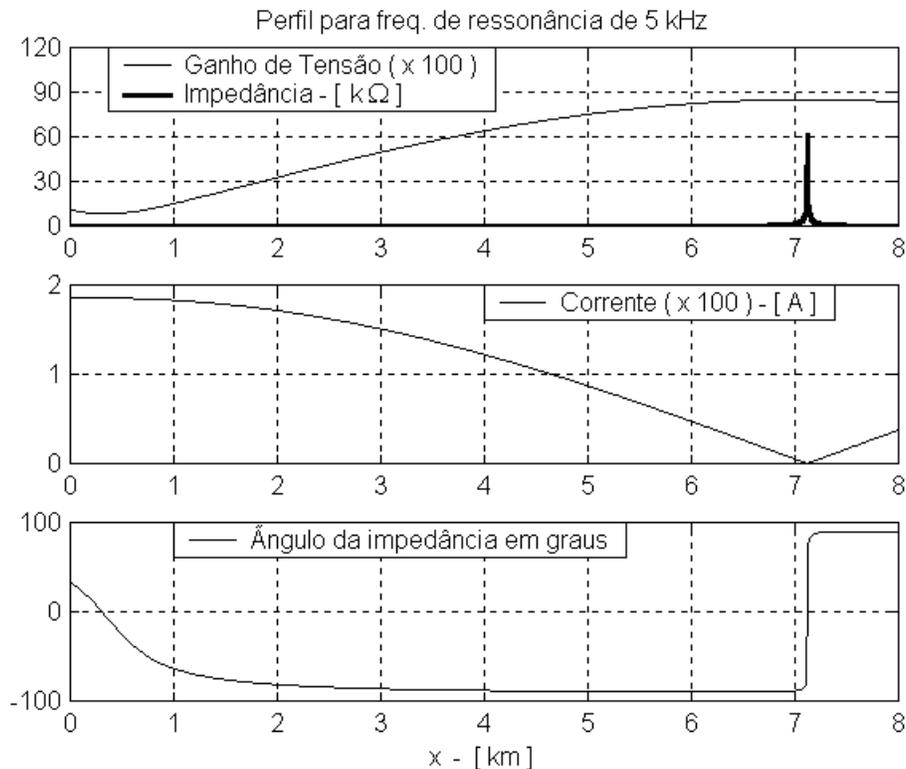


Figura 2.36 - Módulos do ganho de tensão, corrente, impedância e ângulo da impedância ao longo da linha de 8 km para frequência de ressonância de 5 kHz.

A impedância máxima do sistema, para essa frequência, se dá próximo ao final da linha em 7,12 km.

A frequência de 5 kHz não causa qualquer problema em termos de tensão ou corrente ao sistema e pode estar presente no espectro da fonte de alimentação.

2.5. EFEITO DO COMPRIMENTO DO CABO

A escolha do tipo de acionamento e da estratégia de modulação deve levar em conta a resposta em frequência do sistema, sendo, portanto, determinante o comprimento da linha. Linhas curtas produzem ressonâncias em frequências mais elevadas, aumentando a faixa na qual as eventuais harmônicas produzidas pela fonte não seriam amplificadas. No entanto, devido à redução na resistência, uma linha curta, pelo aumento do fator de qualidade, produz ressonâncias que são menos amortecidas.

A figura 2.37 mostra a resposta em frequência, para uma entrada em tensão, do sistema completo (fig. 2.30) com um cabo de alimentação de 2,5 km de comprimento, mantendo os parâmetros.

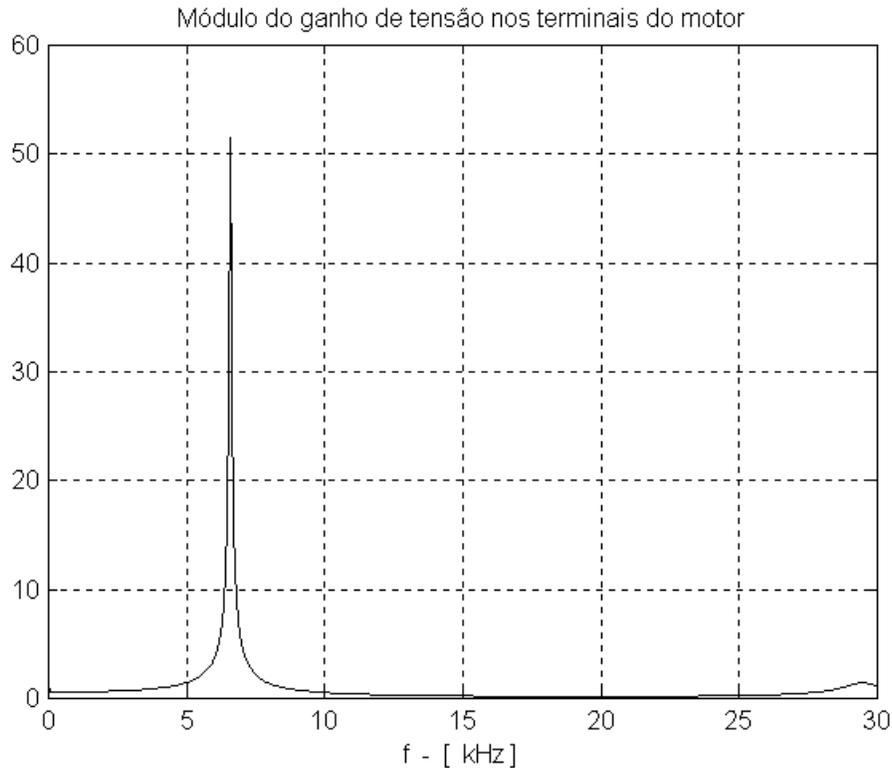


Figura 2.37 - Módulo da tensão no motor, normalizada com relação a tensão de entrada \hat{E}' , para uma linha de 2,5 km de comprimento.

Conforme se observa, as frequências críticas do sistema ocorrem em frequências mais elevadas e com intervalos maiores entre elas. A primeira frequência de ressonância ocorre em 6,58 kHz com pico de tensão superior a 50 vezes a tensão de entrada e a segunda frequência ocorre em 29,5 kHz.

A figura 2.38 mostra a tensão no motor do sistema anterior utilizando um cabo de conexão de 20 km de comprimento.

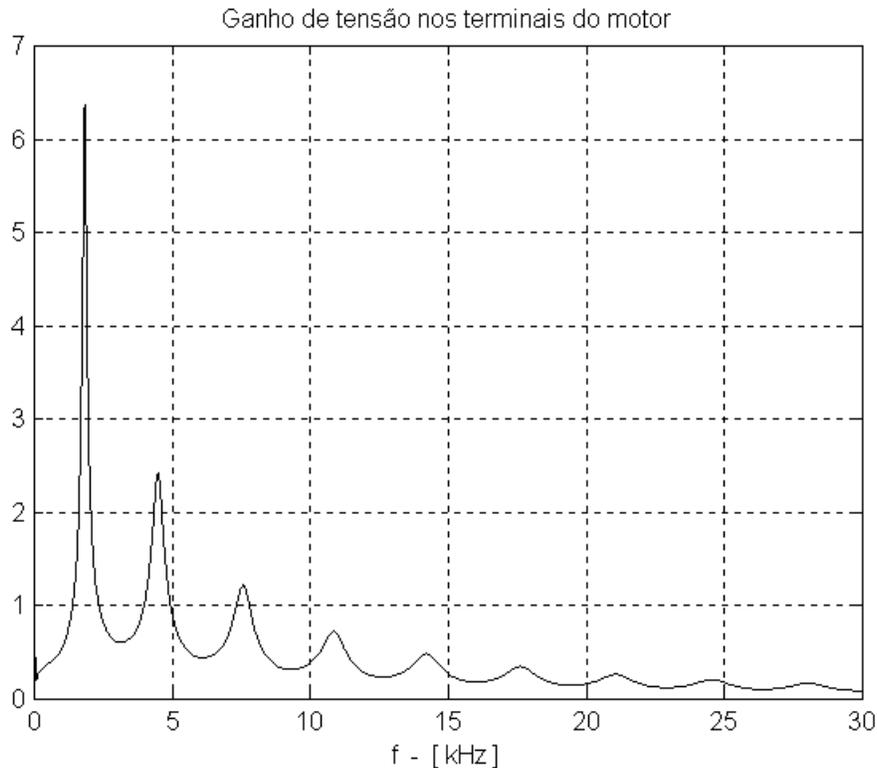


Figura 2.38 - Módulo da tensão no motor, normalizada com relação a tensão de entrada E' , para uma linha de 20 km de comprimento.

Da figura 2.38, os picos de ganho de tensão são bastante reduzidos, devido ao aumento da resistência do sistema, e os pontos críticos ocorrem em frequências mais baixas e em intervalos menores. Como exemplo, as duas primeiras frequências de ressonância ocorrem em 1,82 kHz e 4,43 kHz.

Na prática não se usaria a mesma bitola para cabos de 2,5 km e 20 km de comprimento para suprir uma carga de mesma potência. Para uma linha de comprimento maior seria interessante aumentar o diâmetro do condutor para reduzir a resistência e a conseqüente queda de tensão. Já para o cabo curto, respeitados os limites térmicos, poder-se-ia usar um cabo com menor bitola. Isto tende a aumentar os valores dos parâmetros RLC fazendo com que a resposta em frequência volte a apresentar ressonâncias mais próximas. Para que fosse utilizada a mesma bitola de cabo e a queda de tensão não fosse significativa, dever-se-ia aumentar o nível de tensão na linha, tornando necessário um cabo com isolamento maior.

2.6. **FILTROS**

Uma possibilidade para redução dos efeitos das ressonâncias presentes no sistema é o uso de filtros passivos.

Diversas alternativas podem ser consideradas, tais como filtros passa-baixas ou filtros sintonizados na entrada do sistema; filtros passa-baixas com casamento de impedância no terminal de saída, etc.

De uma maneira geral, pode-se considerar que o sistema não apresentará problemas caso não ocorram reflexões nos terminais de carga, ou ainda, caso o sinal de entrada nunca excite as frequências críticas.

2.6.1. **FILTRO PASSA-BAIXAS NO TERMINAL DA LINHA COM CASAMENTO DE IMPEDÂNCIA**

Caso o motor seja acessível pode-se empregar filtro RC ou RLC em paralelo com os seus terminais (Von Jouanne e Rendusara, 1995; Von Jouanne e Engeti, 1996), fornecendo a filtragem e o casamento da impedância terminal com a impedância característica do cabo.

Dependendo da aplicação do sistema, quando em operação, os terminais do motor podem não estar acessíveis fazendo com que o filtro deva ser colocado antes da instalação do motor em seu local de trabalho. A possível alteração dos parâmetros do sistema com a temperatura e o tempo, fariam com que o casamento fosse prejudicado.

A impedância do filtro deve ser ajustada de modo a garantir o casamento na primeira frequência crítica.

A figura 2.39 mostra os filtros RC e RLC empregados nos terminais do motor para casamento de impedância.

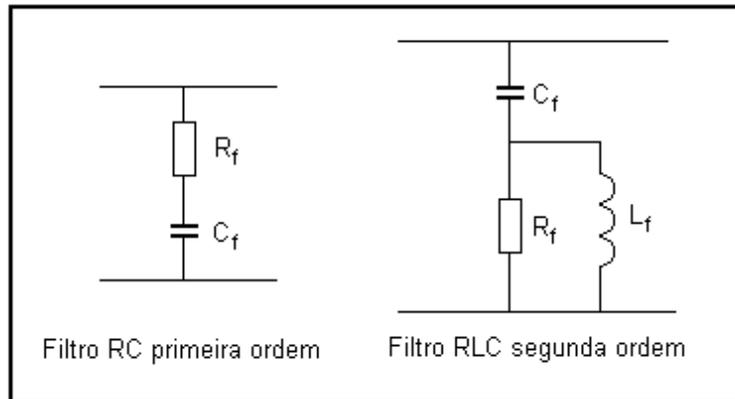


Figura 2.39 - Filtros de primeira ordem e segunda ordem.

Um filtro RC com o objetivo de evitar sobretensões no final da linha é mostrado na figura 2.40.

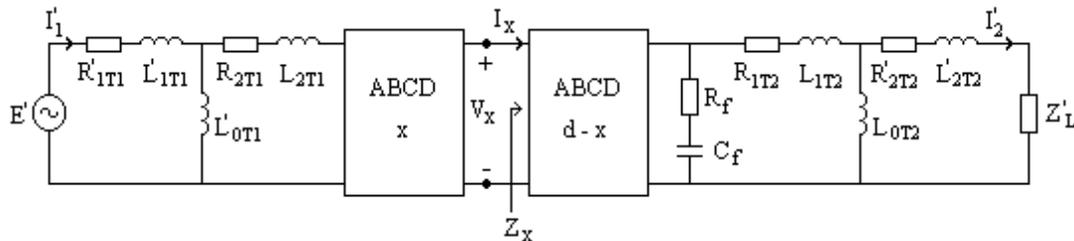


Figura 2.40 - Sistema utilizando filtro RC no final da linha.

A impedância do filtro terminal deve ser igual à impedância característica do cabo, conforme mostra a expressão abaixo.

$$Z_f = \sqrt{R_f^2 + \left(\frac{1}{\omega_f C_f}\right)^2} \cong \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \quad (2.69)$$

com

Z_f - Módulo da impedância do filtro;

R_f - Resistor de amortecimento do filtro;

C_f - Capacitância do filtro;

L_0 - Indutância do cabo de transmissão por unidade de comprimento;

C_0 - Capacitância do cabo de transmissão por unidade de comprimento.

Em cabos curtos, nos quais a capacitância pode ser desconsiderada, os elementos indutivos do sistema associados à capacitância do filtro formam um filtro de segunda ordem e o resistor do filtro pode ser determinado considerando amortecimento crítico. Para cabos longos, como o sistema

estudado, a capacitância do cabo deve ser levada em conta. Neste caso, o resistor e o capacitor do filtro podem ser determinados por inspeção, ou seja, procura-se uma resistência cujo valor esteja entre zero e a impedância característica do cabo e pela expressão (2.69) determina-se o valor do capacitor de filtro na frequência desejada.

Com o filtro incluído no sistema, deve-se avaliar se o resistor fornece o amortecimento necessário e se a potência dissipada é aceitável.

Considerando o filtro terminal apenas resistivo e igual à impedância característica do sistema, tem-se:

$$R_f = Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = 47 \Omega$$

Com o resistor de filtro acima obtém-se a atenuação mostrada na figura 2.41.

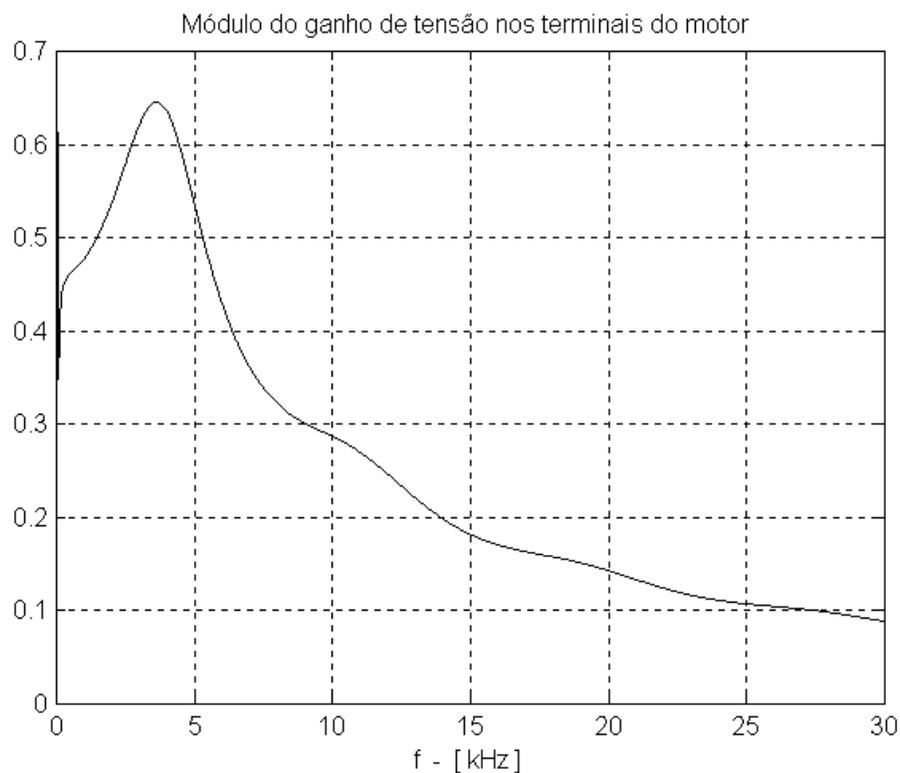


Figura 2.41 - Tensão nos terminais do motor com a inclusão de um filtro resistivo nos terminais do cabo com casamento de impedância.

Da figura nota-se que a tensão nos terminais da linha (primário do transformador abaixador) não sofre ampliações, mas a potência dissipada sobre o resistor seria de aproximadamente 10,5 kW em cada fase. Com a inclusão de um capacitor de filtro que atue apenas a partir da 1ª frequência crítica esta potência pode ser reduzida.

Considerando resistências de 10 e 20 ohms, as capacitâncias obtidas a partir da expressão (2.69) para a frequência de 3,33 kHz, são:

$$R_f = 10\Omega \rightarrow C_f = 1,03\mu\text{F} \quad \text{e} \quad R_f = 20\Omega \rightarrow C_f = 1,11\mu\text{F}$$

e as potências dissipadas são 2,2 e 4,36 kW, respectivamente. Os filtros RC praticamente não apresentam perdas de potência em 60 Hz como acontece com o filtro resistivo.

A figura 2.42 mostra o módulo da tensão no primário do transformador abaixador de tensão com a inclusão do filtro RC, para as resistências de 10 Ω (acima) e 20 Ω (abaixo).

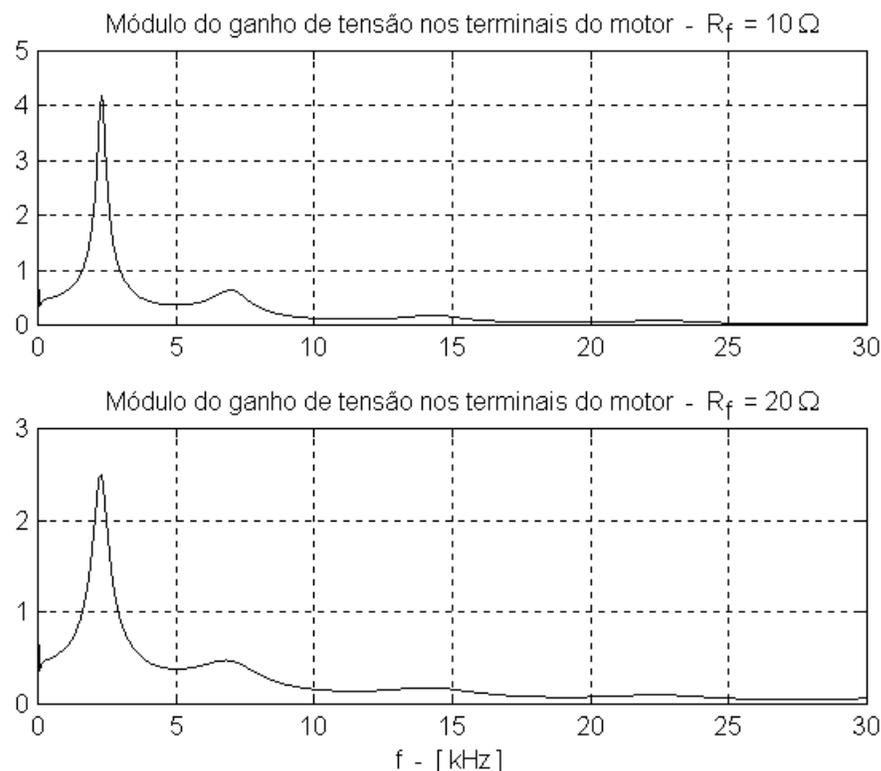


Figura 2.42 - Módulo da tensão no motor para resistência de filtro de 10 Ω (acima) e 20 Ω (abaixo).

A inclusão do filtro modifica o sistema que passa a apresentar a primeira frequência crítica em 2,31 kHz com resistência de filtro de 10 Ω e 2,28 kHz para 20 Ω . As amplificações são de 4,18 e 2,5 vezes a tensão de entrada, respectivamente.

Para os dois filtros testados somente a primeira frequência crítica apresenta amplificação superior à unidade e o filtro a ser utilizado poderia ser escolhido em função da potência dissipada sobre a sua resistência e da amplificação existente.

Uma outra forma de eliminar a sobretensão, causada por reflexão, utilizando casamento de impedância é citada por Skibinski (1996). A resistência do filtro é feita igual à impedância

característica do cabo e o capacitor é obtido em função do tempo de subida do pulso gerado pelo inversor e da máxima tensão suportada pelo isolamento do elemento terminal. Esta utilização do elemento RC para casamento de impedância é independente do comprimento do cabo e se presta para sistemas com cabos curtos.

2.6.2. FILTRO PASSA-BAIXAS

Outra alternativa é colocar filtros na entrada do sistema para limitar os efeitos das frequências críticas ou mesmo para reduzir os efeitos do tempo de subida dos dispositivos de chaveamento (Von Jouanne e Engeti, 1996). Deve-se sempre verificar o impacto da inclusão deste novo elemento sobre o comportamento do sistema.

Consideremos a inclusão de um filtro passa-baixas (FPB), cujo objetivo é atenuar as componentes harmônicas do sinal de entrada que possam estimular as frequências críticas do sistema.

Um FPB de segunda ordem, sem amortecimento está mostrado na figura 2.43, na qual se adota um modelo simplificado para o sistema.

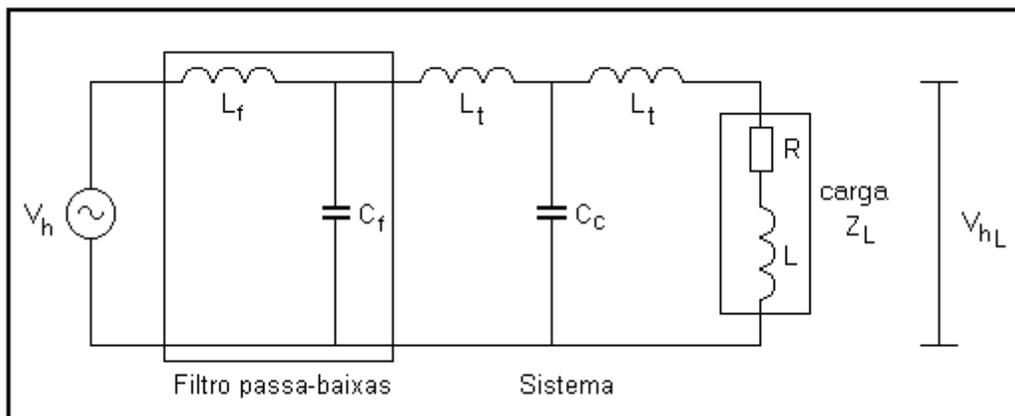


Figura 2.43 - Filtro passa-baixas sem amortecimento. L_t compreende as indutâncias dos transformador e metade da indutância da linha.

Consideremos, por simplicidade, que L_f é muito pequeno comparado a L_t de modo a não afetar significativamente o comportamento do sistema.

Para que as frequências críticas não sejam excitadas, o ramo capacitivo deve oferecer um caminho preferencial para as componentes em tais frequências. Obviamente o caso mais importante

refere-se à primeira ressonância determinada aproximadamente por L_t e C_c , quando Z_L vai para seu valor mínimo, dado essencialmente pela resistência do cabo ($|\dot{Z}_{L,\min}| = 2,74 \Omega$).

Neste ponto, uma atenuação de 20 dB (10 vezes) significa que a impedância do ramo capacitivo deve ser 9 vezes menor que Z_{\min} .

Sendo $f_{\text{crit}} \cong 3,3 \text{ kHz}$ e $|\dot{Z}_{L,\min}| = 2,74 \Omega$, obtém-se $C_f = 160 \mu\text{F}$. A frequência de corte do filtro será em 700 Hz, levando a um $L_f = 323 \mu\text{H}$.

A resposta do sistema com a inclusão deste filtro está mostrada na figura 2.44.

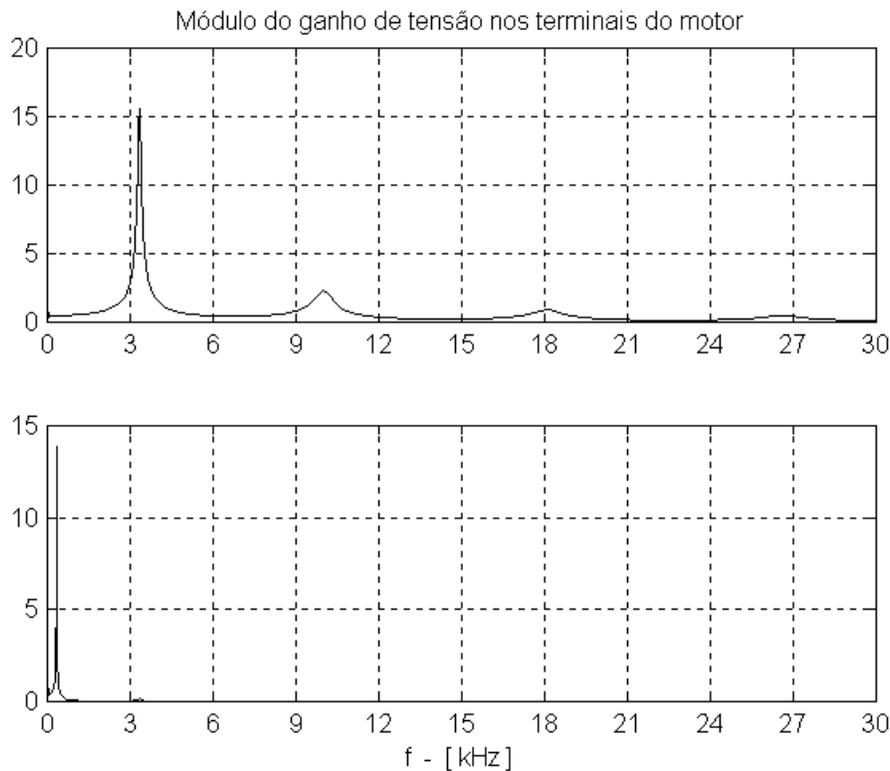


Figura 2.44 - Módulo da tensão no motor, normalizada com relação a tensão de entrada \dot{E}' , para o sistema sem filtro (acima) e com filtro passa-baixas não amortecido.

Observe que a componente em 3,3 kHz é efetivamente atenuada, mas surge uma nova ressonância devido ao filtro, justamente em 700 Hz.

Conclui-se, assim, que o FBP deve ser amortecido. Um circuito que mantém a resposta em frequência e é amortecido, está mostrado na figura 2.45.

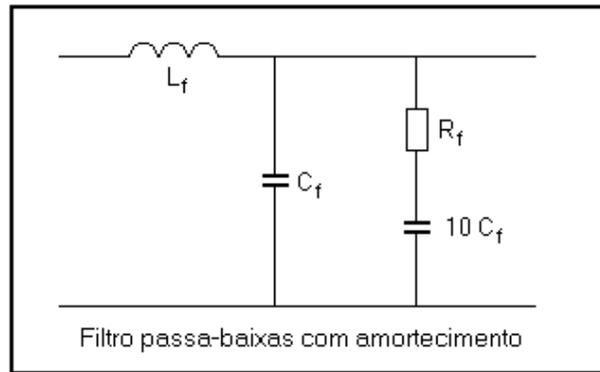


Figura 2.45 - Filtro passa-baixas com amortecimento

Note o elevado valor do capacitor adicional. Em baixa frequência há um fluxo considerável de corrente por R_f , que dissipa uma potência significativa, a qual deve ser considerada para efeito de um dimensionamento correto.

O valor da resistência de amortecimento é $R_f = \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} = 1,42 \Omega$.

A figura 2.46 mostra a resposta em frequência do filtro com e sem amortecimento, mostrando a redução do ganho na ressonância e a manutenção da atenuação desejada.

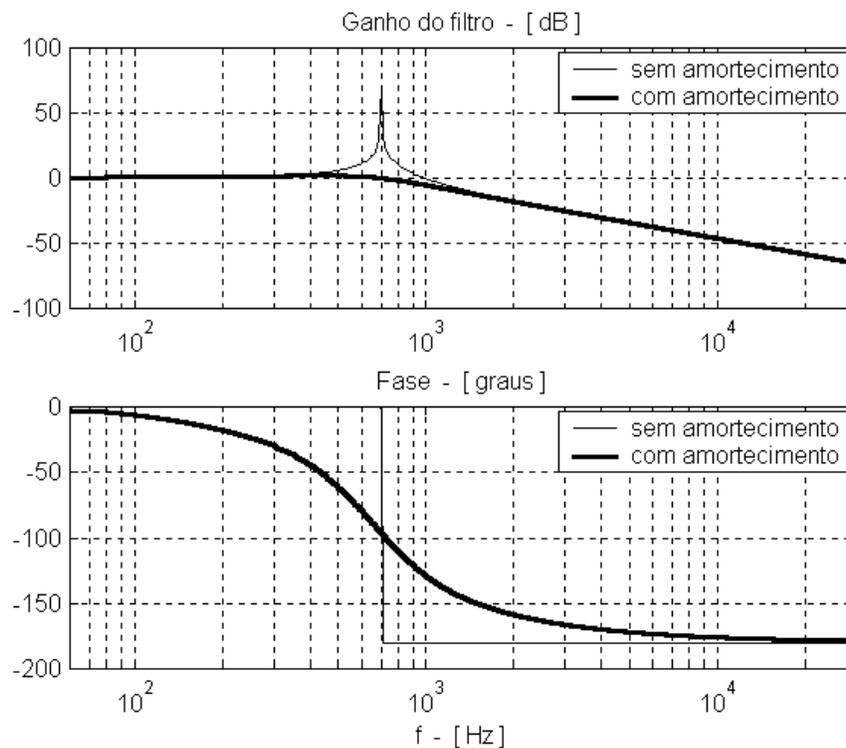


Figura 2.46 - Resposta em frequência do filtro passa-baixas. Ganho do filtro e fase com amortecimento e sem amortecimento.

Com estes valores, em 60 Hz, o módulo da impedância do ramo com R_f é de $2,18 \Omega$. Como o sistema é referido para o lado de alta do transformador elevador a tensão eficaz é de 865 V e a potência dissipada sobre a resistência seria de 222 kW, o que, obviamente, é um valor proibitivo.

A figura 2.47 mostra a resposta em frequência do sistema com a inclusão do filtro passa-baixas amortecido (abaixo) comparado com o não amortecido.

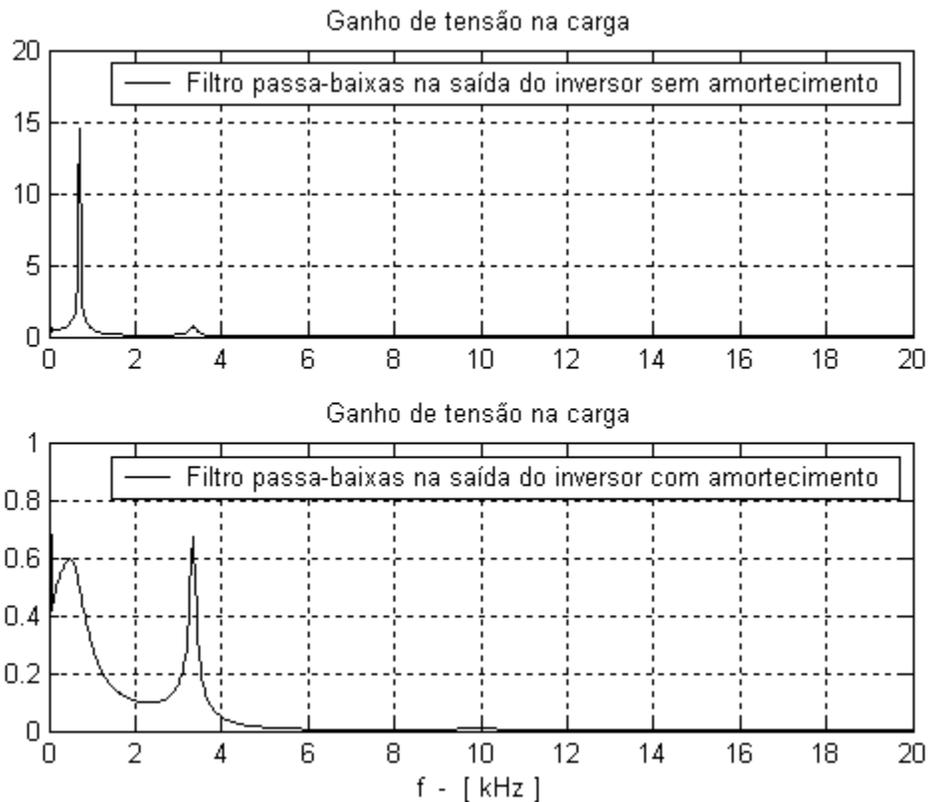


Figura 2.47 - Módulo da tensão no motor, normalizada com relação a tensão de entrada E' , para o sistema com filtro passa-baixas sem amortecimento e com amortecimento na saída do inversor.

Uma outra forma de aplicar o filtro passa-baixas é introduzir o capacitor no lado de alta do transformador elevador utilizando a indutância de dispersão do transformador para formar o filtro com amortecimento mostrado na figura 2.45.

A impedância mínima do sistema vista a partir do secundário do transformador elevador é de $4,53 \Omega$ na frequência de 4,8 kHz, conforme mostra a figura 2.48.

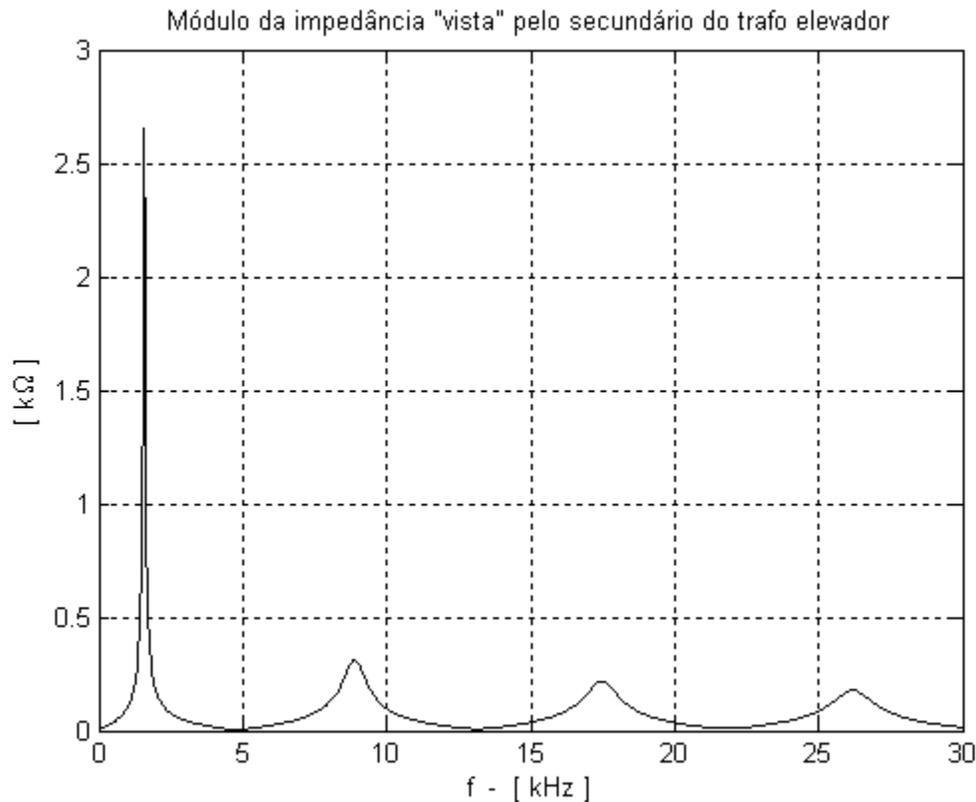


Figure 2.48 - Módulo da impedância do sistema “vista” do secundário do transformador elevador de tensão.

Para a capacitância obtida anteriormente ($160\mu\text{F}$) e utilizando a indutância de dispersão do transformador elevador de $1,61\text{mH}$, referida ao lado de alta tensão, obtém-se a nova frequência de corte do filtro com valor de 310 Hz .

Em 60 Hz o módulo da impedância no ramo contendo R_f vale $6,55\ \Omega$, para a tensão de 865 V a potência dissipada sobre a resistência é de 110 kW .

A figura 2.49 mostra a resposta em frequência do filtro e a figura 2.50 mostra a resposta em frequência do sistema com a inclusão do filtro amortecido no secundário do transformador elevador de tensão.

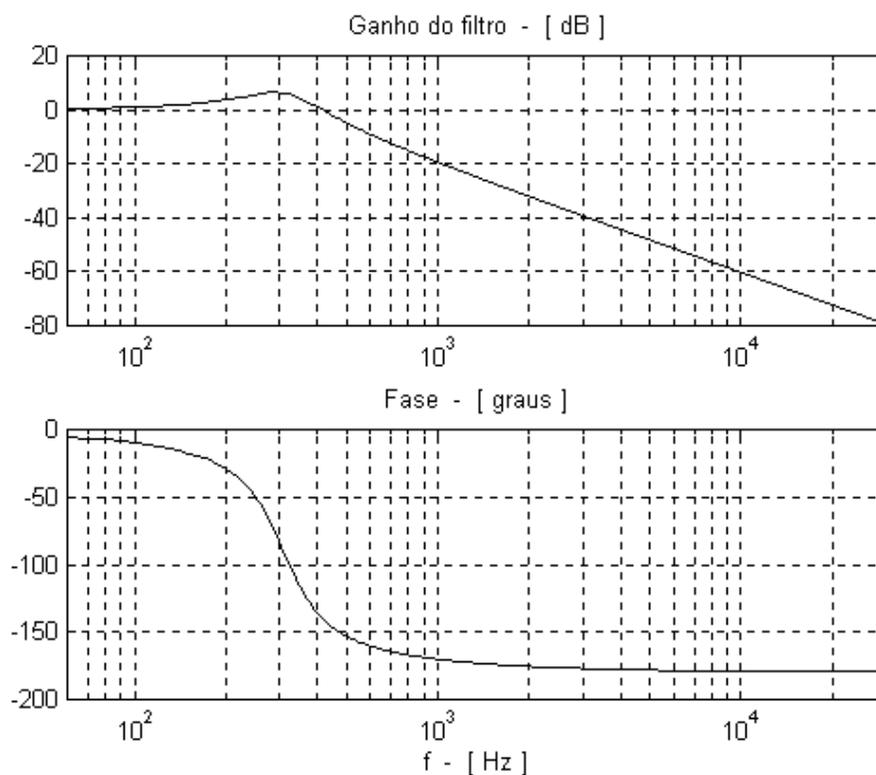


Figure 2.49 - Resposta em frequência do filtro passa-baixas amortecido. Ganho do filtro e fase.

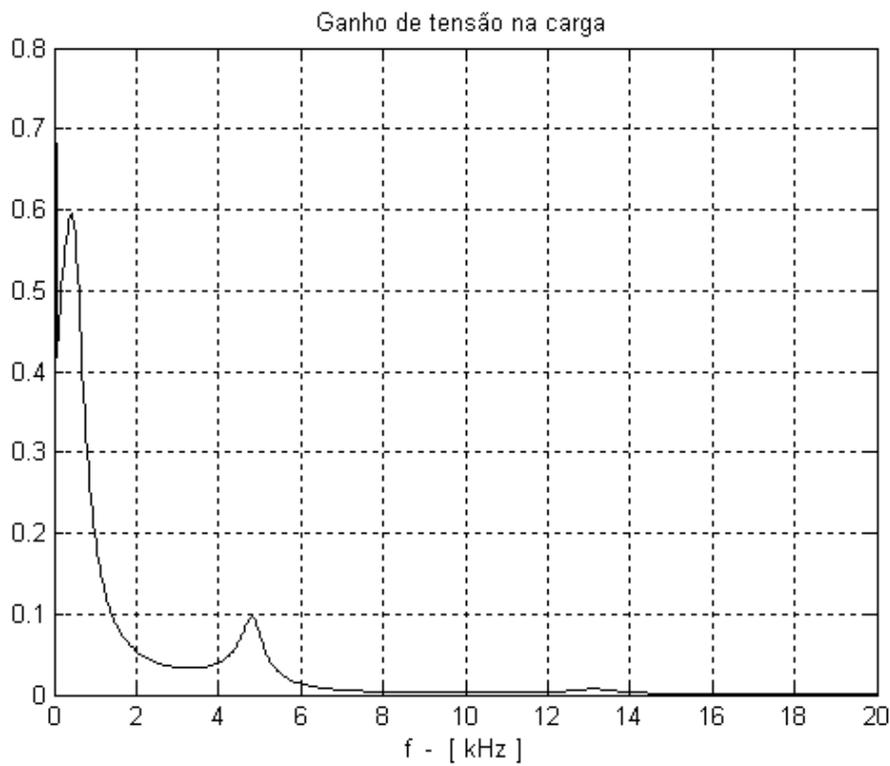


Figura 2.50 - Módulo da tensão no motor, normalizada com relação à tensão de entrada E' , para o sistema com filtro passa-baixas, com amortecimento, no secundário do trafo elevador.

2.6.3. FILTRO PARALELO SINTONIZADO NA SAÍDA DA FONTE

Consideremos agora o uso de um filtro paralelo sintonizado, em série com a linha conforme mostra a figura 2.51, cujo objetivo é o de bloquear o aumento da corrente na entrada do sistema quando a impedância vai para seu valor mínimo (Freitas, 1996).

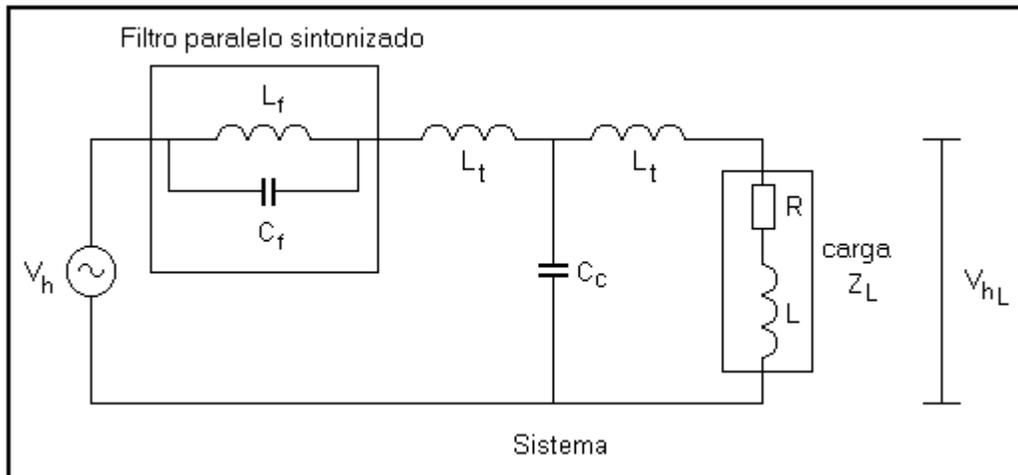


Figura 2.51 - Filtro paralelo sintonizado. L_t compreende as indutâncias dos transformador e de metade da indutância da linha.

Em baixa frequência, quando o elemento dominante é a indutância, sua presença não deve representar uma redução significativa na tensão aplicada na entrada do sistema.

De acordo com os dados já fornecidos, a indutância total do sistema é de aproximadamente 6 mH. Admitindo uma queda de 5% sobre L_f seu valor seria de 300 μ H. Fazendo a sintonia em 3,3 kHz, o valor de C_f é de 31 μ F. A sintonia pode ser realizada para mais de uma frequência crítica formando uma cascata de filtros sintonizados em série.

A inclusão deste filtro no sistema leva à resposta em frequência mostrada na figura 2.52.

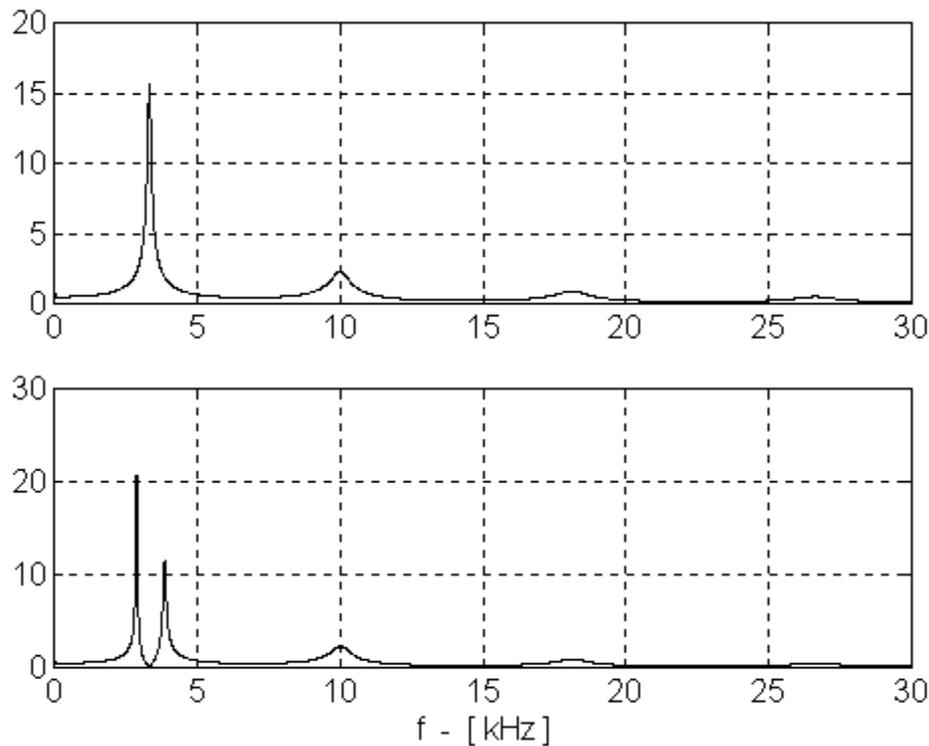


Figura 2.52 - Módulo da tensão no motor, normalizada com relação a tensão de entrada E' , para o sistema sem filtro (acima) e com filtros paralelo sintonizado.

Nota-se que o filtro é bem efetivo para eliminar a frequência para a qual foi sintonizado, mas introduz novas frequências críticas (2,89 kHz e 3,87 kHz) ao sistema. Este efeito indesejado do filtro torna seu uso restrito a um sistema em que a fonte apresente como harmônicas somente a frequência que se deseja eliminar. Em se tratando de alimentação por inversor, principalmente nos transitórios, são geradas outras harmônicas que eventualmente podem excitar as novas frequências geradas pelo filtro.

Destes resultados pode-se concluir que é possível utilizar filtros para impedir a ocorrência de ressonâncias indesejadas, mas é necessária muita atenção para evitar que a presença do filtro crie outros fenômenos danosos ao sistema.

Por outro lado, os valores dos elementos de filtragem e, principalmente, a dissipação de potência nos elementos de amortecimento devem ser cuidadosamente analisados.

Pelo menos do ponto de vista do rendimento é desejável que o sistema pudesse operar adequadamente sem a necessidade de filtros, buscando-se uma estratégia de modulação do inversor que não excitasse as frequências críticas do sistema. Este assunto será tratado no capítulo seguinte.

2.7. RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO SISTEMA CONSIDERANDO ENTRADA EM CORRENTE

Os efeitos da alimentação do sistema por fonte de corrente serão estudados usando o sistema mostrado na figura 2.53.

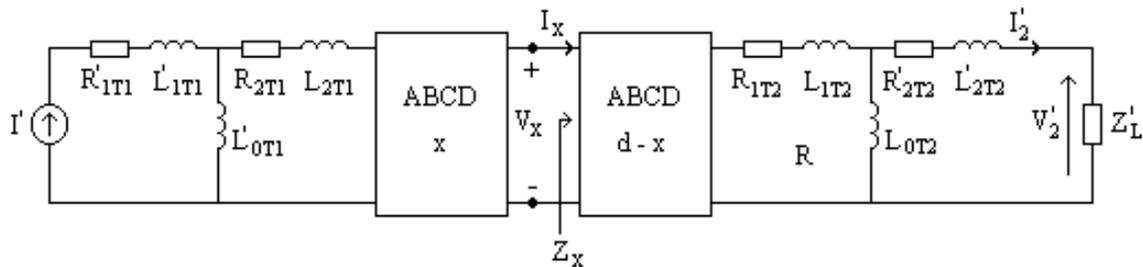


Figura 2.53 - Modelo utilizado para estudo do sistema transformador elevador, cabo de transmissão, transformador abaixador e motor com fonte de corrente.

O ganho de corrente do sistema mostrado na figura 2.52, para uma entrada em corrente, é dado por:

$$\frac{\dot{I}'_2}{\dot{I}'} = \frac{1}{\dot{C}_{T1XT2} \dot{Z}'_L + \dot{D}_{T1XT2}} \quad (2.70)$$

com

$$\dot{C}_{T1XT2} = \dot{C}_{T1X} \dot{A}_{T2} + \dot{D}_{T1X} \dot{C}_{T2} \quad (2.71)$$

$$\dot{D}_{T1XT2} = \dot{C}_{T1X} \dot{B}_{T2} + \dot{D}_{T1X} \dot{D}_{T2}$$

e

$$\dot{C}_{T1X} = \dot{C}_{T1} \dot{A}_X + \dot{D}_{T1} \dot{C}_X \quad (2.72)$$

$$\dot{D}_{T1X} = \dot{C}_{T1} \dot{B}_X + \dot{D}_{T1} \dot{D}_X$$

A expressão (2.70) fornece a corrente \dot{I}'_2 na carga, normalizada em relação à corrente de entrada \dot{I}' .

A figura 2.54 mostra o ganho de corrente nos terminais da carga com o sistema alimentado por fonte de corrente. A tensão na carga pode ser obtida da multiplicação de sua impedância pela corrente da carga.

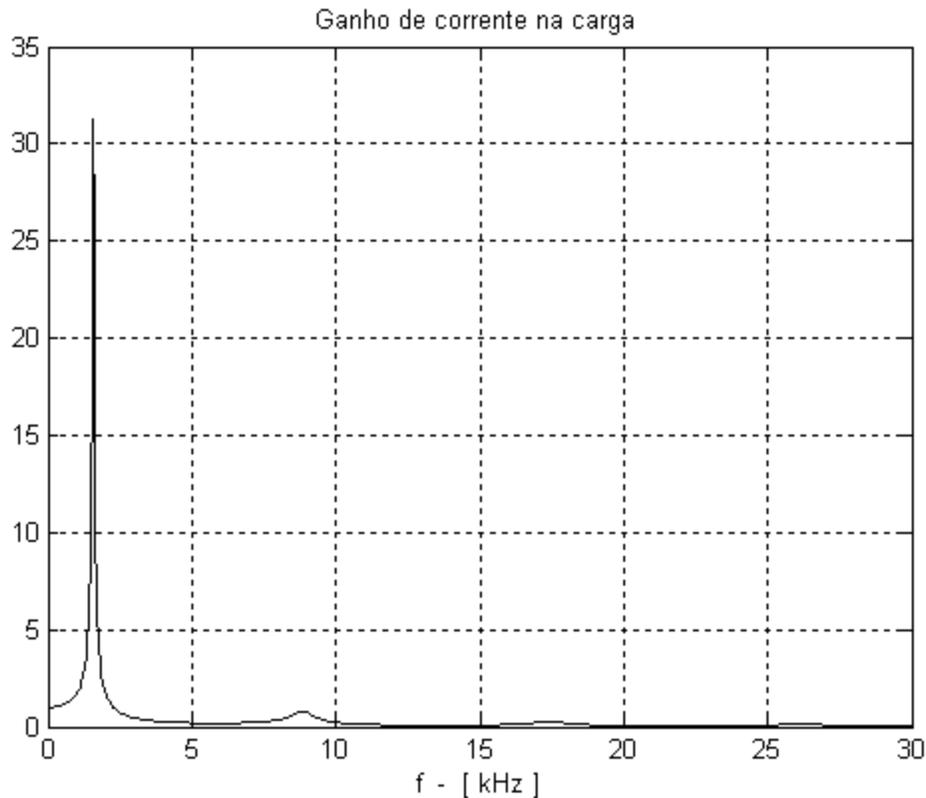


Figura 2.54 - Ganho de corrente nos terminais da carga.

A figura mostra que o sistema apresenta um primeiro pico de corrente na frequência de 1,57 kHz, que pode ser atribuída, aproximadamente, à ressonância LC paralela entre a indutância dada pelo conjunto transformador abaixador e motor e a capacitância do cabo de transmissão. Esta frequência corresponde à máxima impedância de entrada $Z_{m\acute{a}x}$ (fig. 2.33). Como tem-se uma injeção de corrente, isto implica em um máximo de tensão na entrada do sistema que, por sua vez, se refletirá na saída. Os picos nas frequências seguintes (8,6, 17,5 e 26 kHz) são, aproximadamente, múltiplos de $\lambda/2$, conforme a expressão (2.21), significando que um circuito aberto na saída corresponde a um circuito aberto na entrada de uma linha sem perdas. As diferenças entre as frequências dadas pela expressão (2.21) e as obtidas por simulação estão por conta das perdas e da inclusão do efeito pelicular e de proximidade nos parâmetros do cabo.

A corrente que chega ao motor na primeira frequência de ressonância (1,57 kHz) é aproximadamente 35 vezes maior que a corrente de entrada. A tensão nos terminais do motor, para a primeira frequência crítica, é extremamente alta indicando que as ressonâncias paralelas devem ser observadas com cuidado para alimentação com fontes de corrente.

Dada a característica indutiva da impedância de entrada do sistema, a alimentação por meio de fontes de corrente exige a presença de capacitor na saída da fonte a fim de evitar o surgimento de picos de tensão.

Este capacitor pode ser dimensionado, por exemplo, para impedir que, na frequência crítica (1,57 kHz), ocorra o máximo de corrente mostrada na figura 2.54. Assim, a reatância do capacitor deve ser, neste caso, 35 vezes menor que $Z_{\text{máx}}$ ($\cong 2800 \Omega$). O valor pelo qual se deve dividir a impedância máxima dada na frequência de ressonância é obtido do pico de corrente fornecido à carga na frequência crítica (figura 2.53). A reatância do capacitor fornecerá um caminho alternativo para a corrente existente na frequência crítica, reduzindo para um valor próximo à unidade a corrente que circulará pela carga.

A capacitância do filtro é dada pela expressão:

$$C_f = \frac{I_{\text{máx}}}{2\pi f_{\text{crit}} Z_{\text{máx}}} \quad (2.73)$$

com

C_f - Capacitância do filtro a ser inserido na saída da fonte de corrente;

$I_{\text{máx}}$ - Valor máximo da corrente de carga, normalizada, na frequência crítica;

f_{crit} - Frequência (Hz) onde ocorre a primeira ressonância paralela;

$Z_{\text{máx}}$ - Valor máximo do módulo da impedância (Ω) na primeira ressonância paralela.

Para o sistema estudado, com base nas figuras 2.33 e 2.52, temos:

$$C_f = \frac{35}{2 \cdot \pi \cdot 1570 \cdot 2800} \cong 1,3 \mu\text{F}$$

Refletindo C_f para o lado de baixa tensão do transformador de entrada, ou seja, para a saída do inversor de corrente, tem-se $C_f \cong 15 \mu\text{F}$.

A figura 2.55 mostra a resposta em frequência do sistema para a corrente na carga, com a inclusão do filtro capacitivo na saída da fonte.

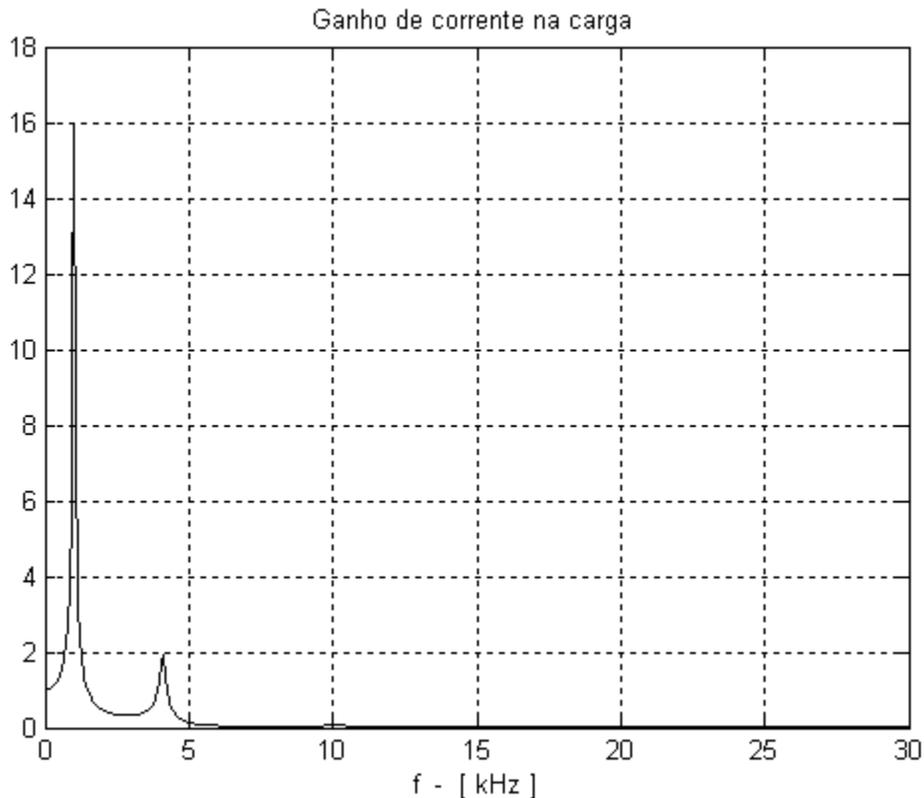


Figura 2.55 - Ganho de corrente nos terminais da carga com a inclusão do capacitor de filtro na saída da fonte de corrente.

Da figura, com a inclusão do filtro capacitivo, a ressonância LC paralela ocorre numa frequência mais baixa (1 kHz).

O ganho de corrente na carga para a frequência crítica de 1,57 kHz torna-se significativamente menor (0,84). Os picos seguintes são atenuados devido à característica passa-baixas do filtro.

O filtro capacitivo inserido na saída da fonte faz com que, para frequências maiores que aquela associada à ressonância LC paralela, o conjunto fonte de corrente mais filtro capacitivo tenha um comportamento semelhante ao de uma fonte de tensão. Por essa razão os picos seguintes estão próximos às frequências dadas pelos múltiplos ímpares de $\lambda/4$, como para um sistema alimentado por fonte de tensão. Dessa forma, a segunda frequência de ressonância está em 4,1 kHz e a terceira em 10 kHz.

O capacitor de filtro apresenta elementos que são inerentes a sua construção: resistência série e indutância própria. As condições estabelecidas pelo sistema levaram ao dimensionamento de

um capacitor de $15\ \mu\text{F}$ cujos elementos parasitas, obtidos de catálogos técnicos (Siemens, 1998) são: resistência série de $5,5\ \text{m}\Omega$ e indutância série de $90\ \text{nH}$.

A figura 2.56 mostra a impedância do filtro para o capacitor de $15\ \mu\text{F}$, incluindo resistência série e indutância série (linha contínua) e considerando os elementos parasitas nulos (linha tracejada).

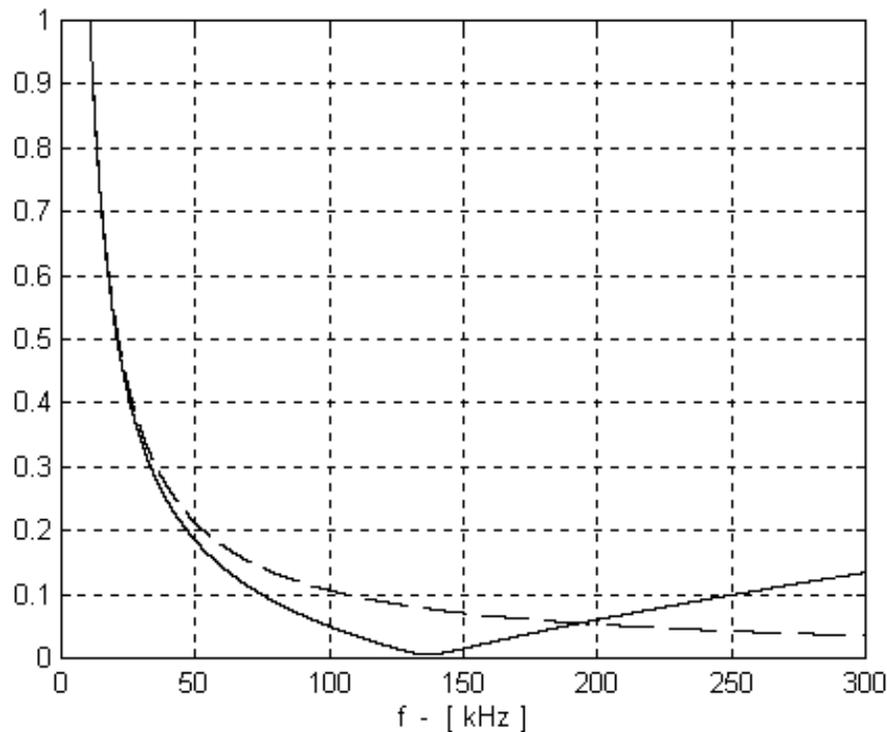


Figura 2.56 - Módulo da impedância do filtro capacitivo com capacitor real (linha contínua) e capacitor ideal (linha tracejada).

Para o sistema estudado, a consideração de um capacitor real como filtro, não causa influência na sua resposta em frequência.

A faixa de frequência de interesse, na qual existem picos significativos, não ultrapassa $15\ \text{kHz}$. Assim, a frequência de ressonância do filtro (capacitor real) e o seu efeito indutivo após a ressonância estão além da frequência de interesse.

2.7.1. PERFIL DE TENSÃO E CORRENTE AO LONGO DA LINHA CONSIDERANDO ENTRADA EM CORRENTE

Para se obter o perfil de corrente e de tensão ao longo da linha, para o sistema alimentado por fonte de corrente (figura 2.53), deve-se primeiramente identificar as frequências críticas do sistema. Para o sistema alimentado por fonte de tensão os pontos críticos ocorrem quando a

impedância vista pela fonte torna-se mínima (ressonância série) enquanto que para o sistema alimentado por fonte de corrente os pontos críticos ocorrem nas frequências nas quais a impedância vista da entrada da linha torna-se máxima (ressonância paralela).

A figura 2.57 mostra a impedância de entrada da linha para o sistema mostrado na figura 2.53.

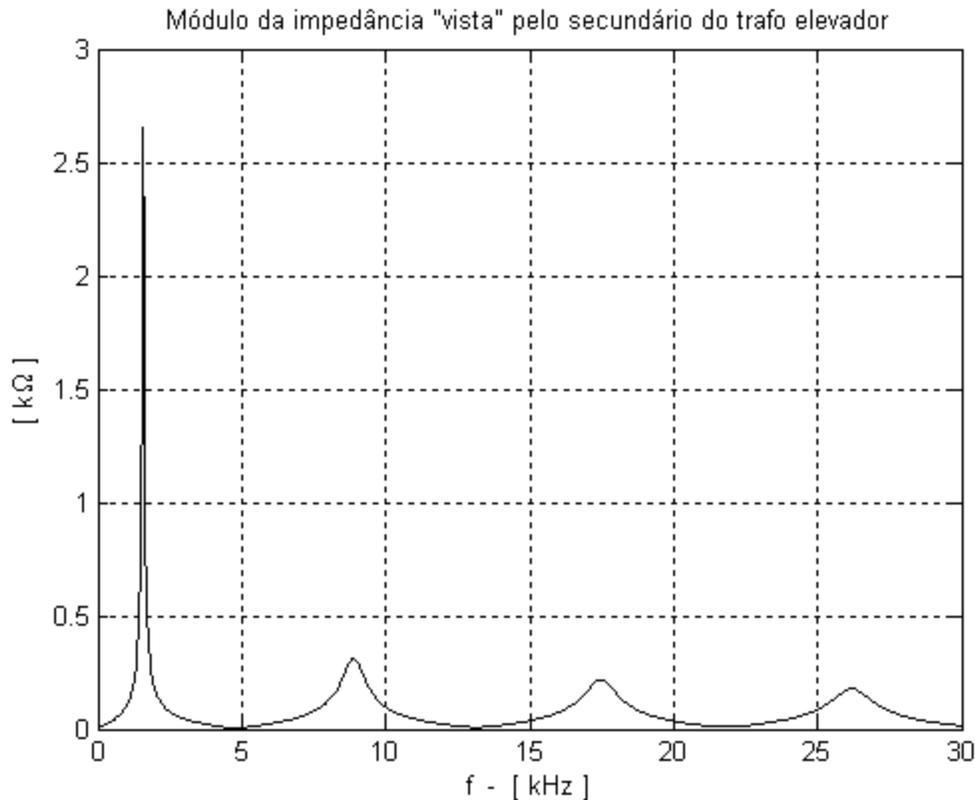


Figure 2.57 - Impedância de entrada da linha.

Da figura, os pontos de máxima impedância são os pontos críticos do sistema alimentado por fonte de corrente e, de acordo com a figura 2.54, essas frequências correspondem a tensões e correntes máximas na carga. Consideraremos as duas primeiras frequências críticas (1,57 kHz e 8,88 kHz) para estudo.

A figura 2.58 mostra a variação da tensão, corrente e impedância ao longo do comprimento da linha para a primeira frequência de ressonância (1,57 kHz).

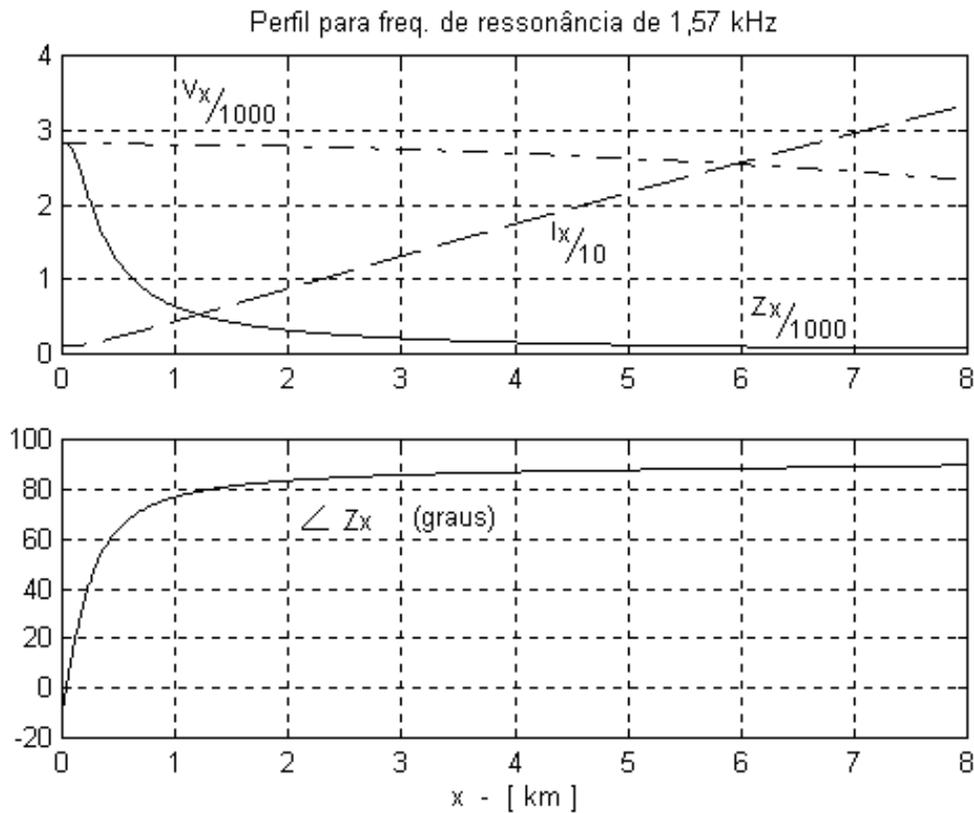


Figure 2.58 - Módulos da tensão V_x (traço e ponto), corrente I_x (linha tracejada) e impedância Z_x (traço contínuo) ao longo da linha de 8 km (acima) e ângulo da impedância para frequência de 1,57 kHz.

Na primeira frequência de ressonância, a impedância vista da entrada da linha passa de capacitiva para indutiva, tendo seu valor máximo a uma distância de 30 m. A ressonância paralela se deve praticamente à indutância da carga (transformador abaixador + motor) e à capacitância da linha. Como a impedância de entrada é máxima e a impedância de carga é baixa observa-se um crescimento da corrente e uma redução da tensão em direção à carga.

Para uma linha aberta alimentada por fonte de corrente, uma frequência de comprimento de onda igual a $\lambda/2$ apresenta corrente nula no final da linha e corrente máxima em $\lambda/4$. A figura 2.59 mostra o perfil de tensão, corrente e impedância ao longo de uma linha de comprimento igual à metade do comprimento de onda, que corresponde a 42 km, para a frequência de 1,57 kHz (expressão 2.17).

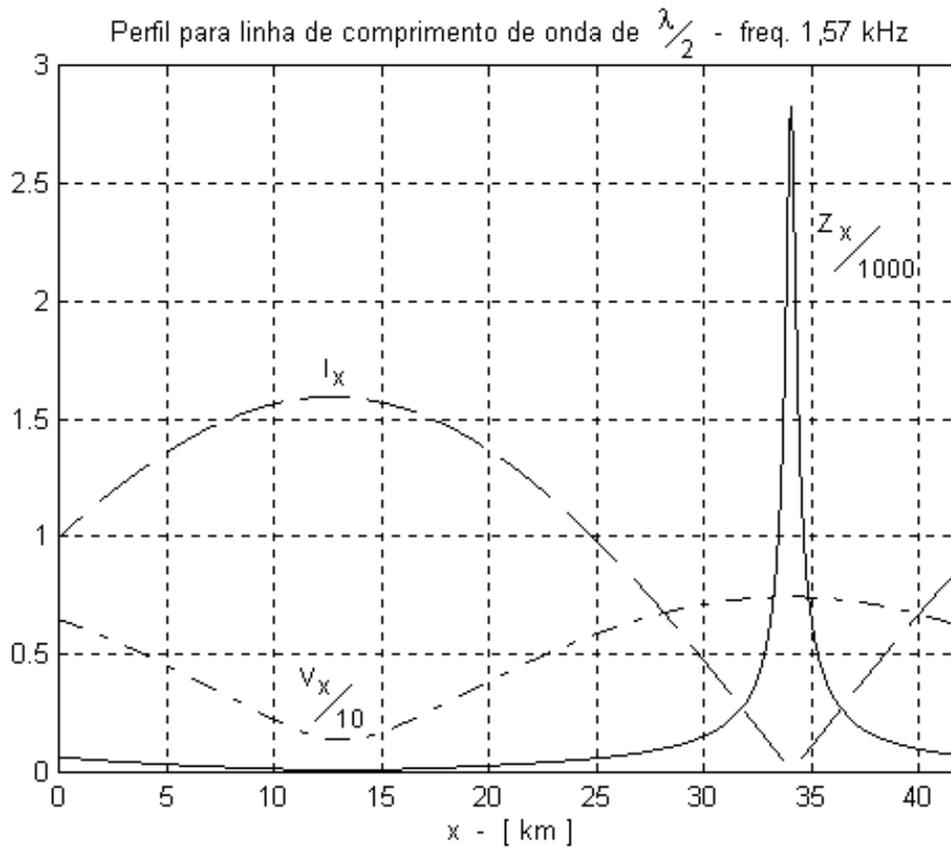


Figure 2.59 - Perfil para linha de comprimento de onda de $\lambda/2$ (42 km).

Conforme mostra a figura, a impedância máxima ocorre em 34 km correspondendo exatamente a 8 km do final da linha. As formas de onda vistas na figura 2.58, para a linha de 8 km são equivalentes às mostradas nos últimos 8 km da linha da figura 2.58, ou seja, obtendo-se o perfil para o comprimento de onda equivalente a $\lambda/2$ ou $\lambda/4$, dependendo da frequência crítica, e observando-se a partir da carga, a linha mais curta terá perfil semelhante.

A figura 2.60 mostra a variação da tensão, corrente e impedância ao longo do comprimento da linha para a segunda frequência de ressonância (8,88 kHz).

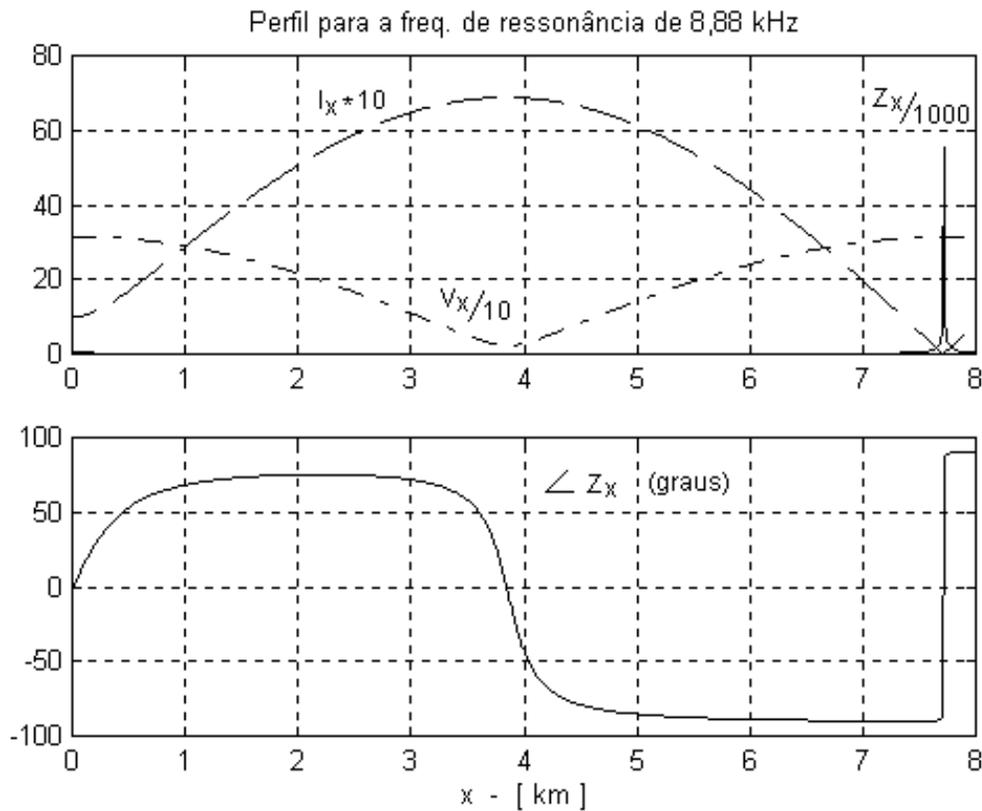


Figure 2.60 - Módulos da tensão V_x (traço e ponto), corrente I_x (linha tracejada) e impedância Z_x (traço contínuo) ao longo da linha de 8 km (acima) e ângulo da impedância para freq. de 8,88 kHz.

Nesta frequência a carga do sistema está praticamente aberta, pois a impedância máxima ocorre em 7,72 km e a linha corresponde ao comprimento de onda de aproximadamente $\lambda/2$. Assim, o circuito aberto da saída reflete um circuito aberto na entrada ocasionando altas tensões e correntes mínimas nestes pontos enquanto a tensão será mínima e corrente máxima em $\lambda/4$ conforme mostra a figura.

Devido à inclusão do capacitor de filtro na saída da fonte de corrente, tem-se uma nova configuração e as formas de onda do sistema sofrerão alterações, conforme visto anteriormente (figura 2.55), que merecem uma avaliação do comportamento das tensões, correntes e impedâncias, ao longo do comprimento da linha, determinadas pelas novas frequências críticas introduzidas, no sistema, com a inclusão do filtro capacitivo.

A figura 2.61 mostra a impedância vista pela fonte de corrente com a inclusão do capacitor de filtro.

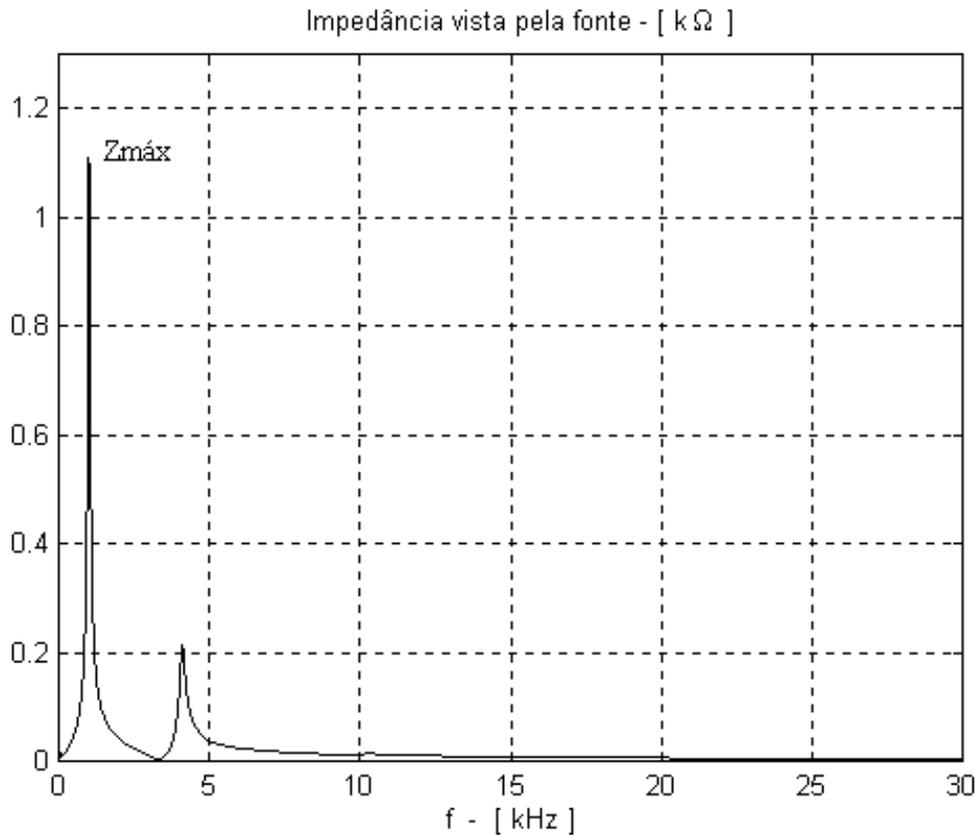


Figure 2.61 - Módulo da impedância vista pela fonte de corrente. Os valores são referidos ao lado de alta tensão (Y) do transformador de entrada.

A primeira ressonância paralela (1 kHz) é aproximadamente a ressonância entre a indutância do sistema vista do primário do transformador elevador e a capacitância do filtro capacitivo. Com o aumento da frequência, a impedância vista pela fonte cai devido ao capacitor de filtro e o conjunto (fonte de corrente + capacitor de filtro) passa a ter um comportamento próximo ao de fonte de tensão.

A impedância de entrada do sistema (\dot{Z}'_{SC}), vista pela fonte de corrente, referida ao secundário do transformador de entrada é dada por:

$$\dot{Z}'_{SC} = \frac{\dot{A}_F \dot{Z}_{1T1} + \dot{B}_F}{\dot{C}_F \dot{Z}_{1T1} + \dot{D}_F} \quad (2.74)$$

\dot{Z}_{1T1} é a impedância vista do primário do transformador de entrada (elevador) e é dada por:

$$\dot{Z}_{1T1} = \frac{\dot{A}_{T1} \dot{Z}_{2T1} + \dot{B}_{T1}}{\dot{C}_{T1} \dot{Z}_{2T1} + \dot{D}_{T1}} \quad (2.75)$$

e as expressões (2.66), (2.67) e (2.68) determinam \dot{Z}_{2T1} .

As frequências críticas do sistema com filtro capacitivo são obtidas da figura 2.61. Consideremos as frequências críticas de 1 e 4,1 kHz para observar o comportamento da tensão e do ganho de corrente ao longo da linha nas figuras 2.62 e 2.63. Considere-se na entrada uma corrente de 1 A.

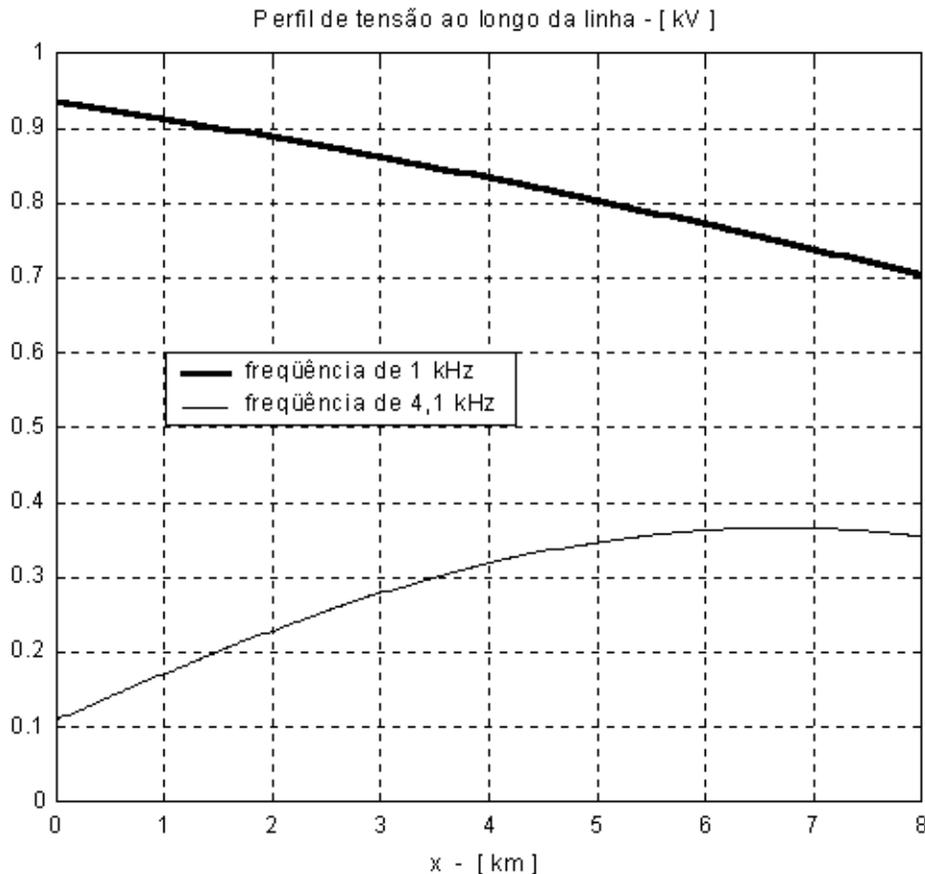


Figura 2.62 - Perfil de tensão ao longo da linha.

Para a primeira frequência de ressonância (1 kHz), a linha comporta-se aproximadamente como uma impedância série, isto é, a tensão decai quase linearmente ao longo da linha. Como a corrente é definida pela fonte e a impedância vista pelo inversor é alta, resulta em um nível elevado de tensão. Ao longo da linha a impedância se reduz até o valor da impedância da carga fazendo com que a tensão sofra uma redução. Para a frequência de 4,1 kHz tem-se o comportamento típico de resposta a uma fonte de tensão, como visto no item 2.4. A impedância máxima para esta frequência encontra-se aproximadamente em 6,7 km resultando em tensão máxima conforme visto na figura 2.63.

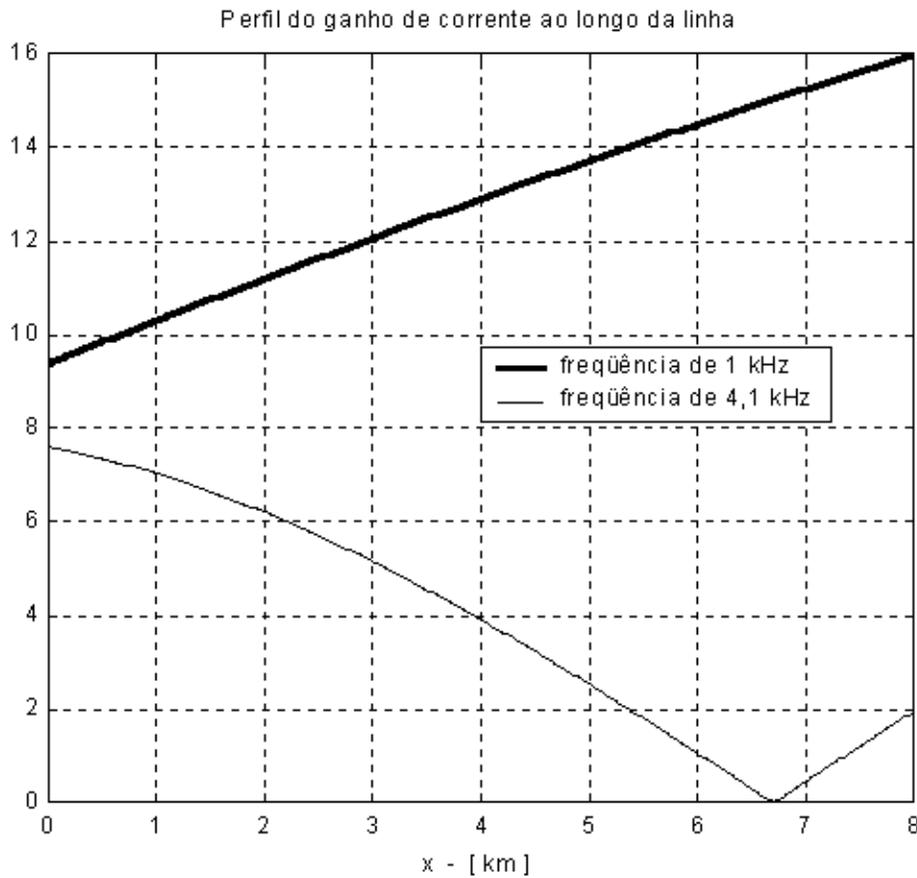


Figura 2.63 - Ganho de corrente ao longo da linha.

Na frequência crítica de 1 kHz, tem-se uma ressonância paralela na saída da fonte, resultando em um ganho de corrente, próximo de 10, na entrada da linha. Ao longo da linha observa-se um aumento na corrente devido à redução da impedância que, mesmo com a redução da tensão, produz uma elevação de corrente.

O segundo ponto crítico ocorre em 4,1 kHz e neste caso o comportamento é próximo ao obtido para o sistema alimentado por fonte de tensão no qual a corrente é alta na entrada da linha e praticamente é reduzida a zero no ponto de máxima impedância em 6,7 km.

2.8. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo mostra os modelos monofásicos utilizados para avaliar o sistema no domínio da frequência. O sistema é composto pelo inversor, transformador elevador, cabo de transmissão, transformador abaixador e motor. Analisam-se os efeitos da inclusão de cada elemento no sistema.

O inversor é considerado uma fonte de tensão ou de corrente senoidal ideal com frequência variável de modo a se obter a resposta em frequência do sistema.

O modelo do cabo de transmissão inclui parâmetros distribuídos para que considerem as múltiplas frequências de ressonâncias que compõem o cabo, bem como incorpora os efeitos pelicular e de proximidade para refletir mais precisamente um cabo real.

Discute-se de forma sucinta, dentro dos modelos clássicos do motor e do transformador, os efeitos das componentes harmônicas sobre as perdas no ferro e no cobre. Considera-se que a resistência de perdas cresce com o aumento da frequência ocasionando perdas menores para altas frequências. Avalia-se um modelo mais completo do transformador considerando as capacitâncias parasitas entre espiras e entre enrolamentos e constata-se que o efeito das mesmas é muito reduzido para a faixa de frequência de interesse. Dessa forma os modelos finais utilizados para simulação do motor e transformador não incluem a resistência de perdas no ferro nem as capacitâncias parasitas do transformador.

A inclusão do transformador de entrada da linha, para o sistema sem carga, reduz as frequências nas quais ocorrem as ressonâncias séries do sistema. A inclusão do transformador abaixador a vazio não traz nenhuma alteração significativa ao sistema.

Quando o motor é incluído no sistema, a carga passa a ser considerada como o conjunto transformador abaixador e motor, ocasionando alterações na primeira frequência de ressonância.

As ressonâncias que ocorrem em frequências mais elevadas, nas quais a carga pode ser considerada como um circuito aberto, apresentam ressonâncias nas mesmas frequências que para o circuito somente com transformador elevador.

Encontradas as frequências que resultam em tensões máximas na carga procura-se, através de filtros, limitar tais efeitos. Utilizam-se filtros nos terminais do motor para casamento de impedância e, na entrada, filtros passa-baixas e filtros paralelos sintonizados.

Os filtros podem ser utilizados para reduzir os efeitos das frequências indesejadas, mas deve-se ficar atento aos efeitos da inclusão do filtro no sistema, tais como: presença de novas frequências críticas, volume dos elementos de filtragem e dissipação de potência na resistência de amortecimento do filtro.

A condição ideal seria operar o sistema adequadamente sem a utilização de filtros.

➤ Alimentação por fonte de tensão

Para um sistema alimentado por fonte de tensão os pontos críticos são determinados pelas frequências nas quais a impedância de entrada é baixa (ressonância série) e a fonte fornecerá corrente

máxima, ou seja, o sistema apresentará uma impedância máxima no terminal da linha sem carga ou em ponto intermediário da linha quando a carga não estiver efetivamente aberta. Para estas frequências o sistema apresentará tensões máximas na carga e correntes máximas na entrada.

Observados os pontos críticos do sistema analisa-se o comportamento, ao longo da linha, para as correntes, tensões e impedância constatando que as frequências em que a carga está aberta e o comprimento da linha corresponde a múltiplos ímpares de $\lambda/4$, sua impedância de entrada é mínima.

➤ Alimentação por fonte de corrente

Para o sistema alimentado por fonte de corrente, os pontos críticos são determinados pelas frequências em que a impedância de entrada é alta (ressonância paralela). Devido à injeção de corrente, ocorre uma sobretensão na entrada. Em frequências mais elevadas, para as quais a carga pode ser considerada efetivamente aberta, ocorrem sobretensões também na carga.

Estudando o comportamento da tensão e da corrente ao longo da linha observa-se que para as frequências em que a impedância da carga é máxima e o comprimento da linha corresponde a múltiplos de $\lambda/2$ a impedância de entrada da linha também é máxima.

3. ANÁLISE NO TEMPO EM REGIME PERMANENTE

Como os modelos considerados neste estudo são lineares, a resposta no tempo, em regime permanente, é obtida através da IFFT (INVERSE FAST FOURIER TRANSFORM). A resposta em frequência do sistema em estudo é multiplicada pelo espectro harmônico gerado pela técnica de modulação empregada no inversor e através da IFFT do resultado obtém-se a resposta no tempo em regime permanente.

A avaliação no tempo é necessária para se observar o efeito total das frequências críticas associadas às harmônicas geradas pelo inversor sobre a tensão e corrente na carga.

3.1. INVERSORES TRIFÁSICOS

Um sistema com vazão de fluido variável em que motores de indução, com velocidade constante, acionam bombas e ventiladores, necessita de uma válvula para controlar a vazão. Em qualquer condição de vazão o motor absorve da rede praticamente a mesma potência enquanto as válvulas regulam a vazão do fluido e contribuem com mais perdas para o sistema. A opção pelo acionamento por inversor, para estas aplicações, elimina o sistema de partida do motor e a válvula de controle reduzindo, assim, um elemento de perda.

Inversores trifásicos são utilizados quando a proposta é converter potência oriunda de fontes de tensão ou corrente contínua em potência alternada permitindo o controle da frequência de saída, bem como da tensão ou corrente de forma totalmente independente. O controle destas grandezas é amplo e a razão entre a tensão e a frequência de saída pode ser ajustada, sem exceder a tensão máxima da carga, possibilitando operação com torque constante para o motor. O inversor torna a operação do sistema flexível, mas o controle das grandezas de saída é obtido através do chaveamento de elementos semicondutores produzindo um espectro harmônico determinado pelo número de vezes que os dispositivos semicondutores são comutados (ligados e desligados). Este efeito indesejável pode alterar o funcionamento normal do motor, bem como dos demais elementos associados ao sistema.

O desenvolvimento de dispositivos capazes de operar em altas frequências tem melhorado o desempenho dos conversores estáticos. A tecnologia dos transistores IGBTs torna possível a operação em frequências superiores a 20 kHz enquanto permite níveis de potência capazes de acionar motores numa ampla faixa de aplicações (Von Jouanne e Enjeti, 1996; Skibinski, 1996).

As técnicas de modulação empregadas para acionar as chaves determinam o espectro harmônico gerado pelo inversor. Para cada sistema estudado deve-se avaliar a técnica que apresente a menor distorção harmônica na saída do inversor ou que, associada aos demais elementos do sistema, produza tensões e correntes que sejam razoáveis (próximos dos valores nominais) ao sistema. Para o comando do conversor de potência podem ser empregadas várias técnicas de modulação (Murphy e Egan, 1983): modulação por largura de pulso, onda quadrada de frequência variável com modulação por amplitude de pulso, onda quase quadrada, modulação multinível, etc.

Os inversores podem ser classificados em fonte de tensão, se a tensão de entrada permanece constante ou fonte de corrente, se a corrente de entrada permanece constante.

Os dispositivos elétricos que compõem o sistema apresentam condições nominais de tensão e corrente que precisam ser observados, principalmente, os picos de tensão que podem destruir ou reduzir a vida útil e as distorções de corrente que podem elevar as perdas nos dispositivos. Estas distorções nas tensões ou correntes são causadas principalmente pelas interações entre as harmônicas, geradas pela técnica de chaveamento do inversor, e as frequências críticas do sistema.

A porcentagem da taxa de distorção harmônica (TDH) é dada por:

$$TDH = \frac{\sqrt{\left(\sum_{n \neq 1}^N X_n^2\right)}}{X_1} * 100 \quad (3.1)$$

com

X_n - valor eficaz da n ésima componente harmônica de tensão ou corrente;

X_1 - valor eficaz da componente fundamental de tensão ou corrente.

3.1.1. **INVERSORES TRIFÁSICOS COMO FONTE DE TENSÃO**

O objetivo deste tipo de inversor é fornecer potência com tensão e frequência de saída variáveis à carga, no caso um motor de indução.

A estrutura comumente utilizada para inversor fonte de tensão é mostrada na figura 3.1. Os transistores de potência permitem fluxo de corrente em apenas uma direção e assim um diodo antiparalelo deve ser introduzido na topologia oferecendo um caminho reverso para a corrente.

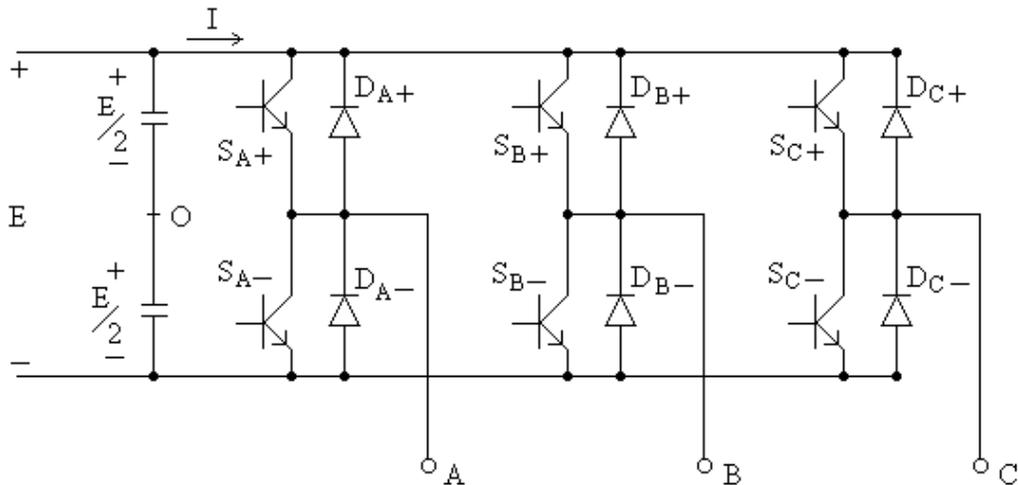


Figura 3.1 - Inversor trifásico como fonte de tensão.

Conforme mostra a estrutura, a tensão de saída de cada ramo depende somente da tensão de entrada e do estado de cada chave. A tensão de saída do inversor independe da corrente de carga, uma vez que uma das chaves do ramo está sempre ligada.

3.1.2. INVERSORES TRIFÁSICOS COMO FONTE DE CORRENTE

Os inversores alimentados por fonte de corrente CC são empregados em aplicações nas quais se deseja assegurar os limites da corrente nominal de carga.

A topologia empregada é mostrada na figura 3.2. Um indutor é colocado no lado contínuo para representar uma fonte de corrente para o inversor e os dispositivos semicondutores devem conduzir corrente em uma única direção e bloquear tensões com ambas polaridades.

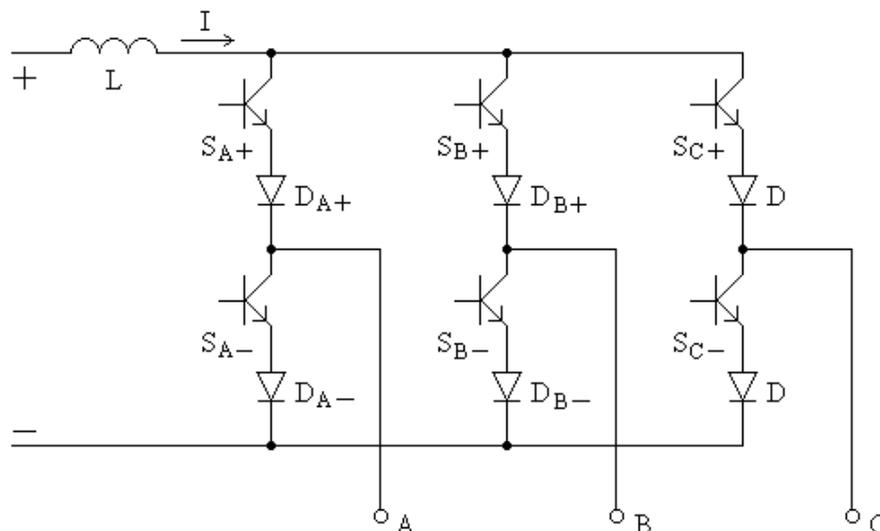


Figura 3.2 - Inversor trifásico como fonte de corrente.

Devido ao fluxo constante da corrente de entrada apenas duas chaves devem estar conduzindo, necessariamente uma da parte superior e outra da parte inferior do circuito. A corrente de saída é mantida constante independente da carga e a tensão é determinada pela resposta da carga a corrente aplicada.

Com o emprego de cargas indutivas faz-se necessário utilizar capacitores na saída do inversor de forma a acomodar as diferenças instantâneas nos valores das correntes de entrada e da carga.

3.2. ANÁLISE CONSIDERANDO ENTRADA EM TENSÃO

Os sistemas de potência que interligam fontes e cargas por meio de longos cabos apresentam frequências críticas que podem ocasionar sobretensões ou sobrecorrentes na carga. Com a avaliação feita através do levantamento da resposta em frequência do sistema (cap. 2) identificam-se os pontos críticos do sistema e avalia-se o efeito individual de cada frequência.

As formas de ondas serão obtidas do sistema monofásico apresentado na figura 3.3, que está refletido ao lado em Y dos transformadores, sendo que \dot{Z}'_L é a impedância do motor.

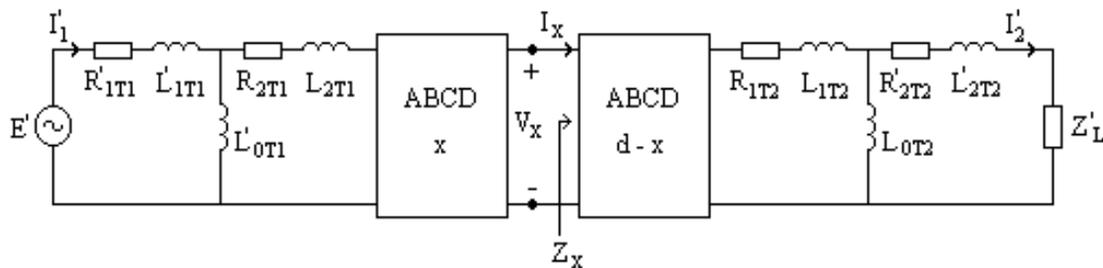
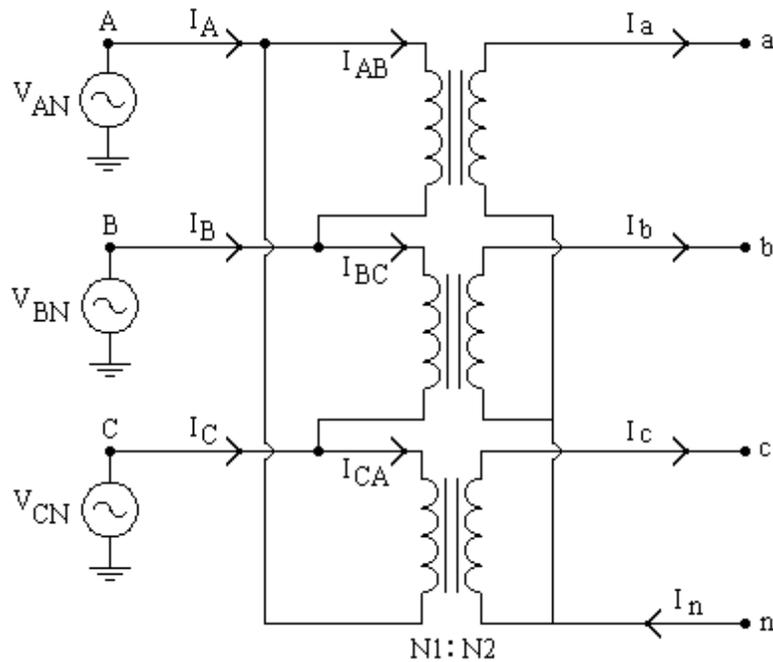


Figura 3.3 - Sistema monofásico refletido ao lado em Y dos transformadores, considerando o inversor como fonte de tensão.

Consideram-se três circuitos monofásicos com as tensões defasadas de 120° . O circuito é resolvido no lado de alta tensão.

A figura 3.4 mostra um transformador elevador trifásico (Δ/Y). Para a obtenção dos valores de tensão e corrente de linha no primário do transformador. Na simulação serão realizadas as seguintes operações (Junior, 1993):

Figura 3.4 - Transformador Δ/Y .

As tensões no primário do transformador em delta são:

$$\dot{V}_{AN} - \dot{V}_{BN} = \dot{V}_{AB}$$

$$\dot{V}_{BN} - \dot{V}_{CN} = \dot{V}_{BC} \quad (3.2)$$

$$\dot{V}_{CN} - \dot{V}_{AN} = \dot{V}_{CA}$$

As tensões no secundário do transformador em Y são:

$$\dot{V}_{an} = \frac{N_2}{N_1} \dot{V}_{AB}; \quad \dot{V}_{bn} = \frac{N_2}{N_1} \dot{V}_{BC}; \quad \dot{V}_{cn} = \frac{N_2}{N_1} \dot{V}_{CA} \quad (3.3)$$

Substituindo (3.1) em (3.2), tem-se:

$$\dot{V}_{an} = \frac{N_2}{N_1} (\dot{V}_{AN} - \dot{V}_{BN})$$

$$\dot{V}_{bn} = \frac{N_2}{N_1} (\dot{V}_{BN} - \dot{V}_{CN}) \quad (3.4)$$

$$\dot{V}_{cn} = \frac{N_2}{N_1} (\dot{V}_{CN} - \dot{V}_{AN})$$

Considerando que $\dot{V}_{AN} + \dot{V}_{BN} + \dot{V}_{CN} = 0$, as tensões no primário do transformador, em Δ , são:

$$\begin{aligned}\dot{V}_{AN} &= \frac{1}{3} \frac{N_1}{N_2} (\dot{V}_{an} - \dot{V}_{cn}) \\ \dot{V}_{BN} &= \frac{1}{3} \frac{N_1}{N_2} (\dot{V}_{bn} - \dot{V}_{an}) \\ \dot{V}_{CN} &= \frac{1}{3} \frac{N_1}{N_2} (\dot{V}_{cn} - \dot{V}_{bn})\end{aligned}\quad (3.5)$$

As correntes na linha, do lado em Δ , são:

$$\dot{I}_A = \dot{I}_{AB} - \dot{I}_{CA}; \quad \dot{I}_B = \dot{I}_{BC} - \dot{I}_{AB}; \quad \dot{I}_C = \dot{I}_{CA} - \dot{I}_{BC} \quad (3.6)$$

As correntes, no lado do Y, são:

$$\dot{I}_a = \frac{N_1}{N_2} \dot{I}_{AB}; \quad \dot{I}_b = \frac{N_1}{N_2} \dot{I}_{BC}; \quad \dot{I}_c = \frac{N_1}{N_2} \dot{I}_{CA} \quad (3.7)$$

Substituindo (3.6) em (3.5), obtêm-se as correntes no primário (Δ), em função das correntes do secundário.

$$\dot{I}_A = \frac{N_2}{N_1} (\dot{I}_a - \dot{I}_c); \quad \dot{I}_B = \frac{N_2}{N_1} (\dot{I}_b - \dot{I}_a); \quad \dot{I}_C = \frac{N_2}{N_1} (\dot{I}_c - \dot{I}_b) \quad (3.8)$$

O transporte de impedâncias localizadas no lado do Δ para o lado do Y segue a seguinte expressão:

$$\dot{Z}_Y = \left(\sqrt{3} \frac{N_2}{N_1} \right)^2 \dot{Z}_\Delta = 3 \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 \dot{Z}_\Delta \quad (3.9)$$

sendo que

$$\frac{N_1}{N_2} = \sqrt{3} \frac{\dot{V}_{AB}}{\dot{V}_{ab}} \quad (3.10)$$

O motor, situado no lado do Δ do transformador abaixador, possui suas fases conectadas em Δ e pela transformação Δ/Y sua impedância torna-se $\dot{Z}_L/3$.

3.2.1. MODULAÇÃO PWM SENOIDAL

Um método analógico para obter tensões trifásicas balanceadas na saída do inversor PWM, é possível usando três tensões senoidais, na frequência fundamental, defasadas de 120° que são comparadas com uma onda triangular na frequência de chaveamento. A razão entre a frequência da triangular com a frequência da senóide é a razão de modulação de frequência (m_f). A razão de

modulação em amplitude (m_a) será dada pela razão entre os valores de pico da onda senoidal e da onda triangular.

A variação da frequência fundamental da tensão de saída se dá pela variação da frequência da senóide de referência e a variação da amplitude da tensão de saída se dá pela variação de m_a , ou seja, aumenta-se o valor de pico da senóide de controle.

Para $m_a \leq 1$ a componente de frequência fundamental varia linearmente com m_a . Assim, o valor eficaz da componente fundamental da tensão em um braço do inversor será

$$V_{AN1} = m_a \frac{E}{2\sqrt{2}} \cong 0,354 m_a E \quad (3.11)$$

e o valor eficaz da componente fundamental da tensão de linha na saída do inversor será

$$V_{AB1} = \sqrt{3} V_{AN1} \cong 0,613 m_a E \quad (3.12)$$

A saída do inversor trifásico apresenta as harmônicas posicionadas ao redor de m_f e seus múltiplos (Mohan et alii, 1995), com as frequências mais importantes sendo $m_f \pm 2$, $2m_f \pm 1$, $3m_f \pm 2$ e $3m_f \pm 4$.

A análise em frequência realizada no capítulo 2 mostra as frequências críticas do sistema e permite uma escolha da frequência de chaveamento empregada, possibilitando que o espectro gerado pela modulação não coincida, principalmente, com a primeira frequência de ressonância do sistema.

Nesta seção serão observados os efeitos de uma frequência de chaveamento que coincida com a primeira frequência crítica do sistema (figura 3.3) e de uma frequência acima da primeira frequência do sistema e que esteja centrada no ponto de mínima amplificação.

O valor de pico da tensão de linha na saída do inversor é de 700 V e $m_a = 0,9$.

A primeira frequência crítica do sistema encontra-se em 3,33 kHz e a figura 3.5 mostra as formas de onda para uma frequência de chaveamento de 3,3 kHz ($m_f = 55$). A tensão de linha na saída do inversor e o ganho de tensão na carga é mostrada na parte superior e o espectro da tensão de saída do inversor, com valores de pico das componentes harmônicas, é mostrada na parte inferior da figura.

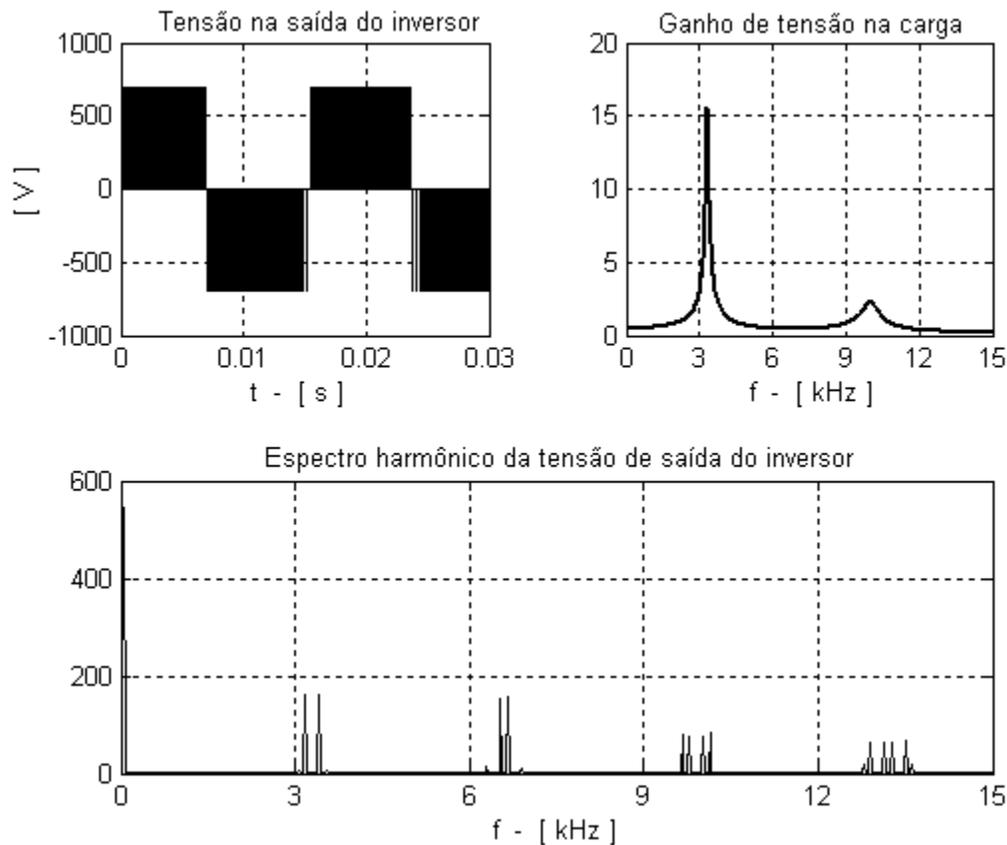


Figura 3.5 - Tensão de linha na saída do inversor, ganho de tensão na carga e espectro da tensão de saída do inversor - $f_s = 3,3$ kHz.

Observa-se que a frequência de chaveamento adotada apresenta componentes harmônicas na faixa de amplificação da primeira frequência de ressonância do sistema (3,33 kHz) o que acarreta uma elevação substancial destas componentes harmônicas.

A figura 3.6 mostra a tensão, a corrente de linha na carga e seus respectivos espectros harmônicos.

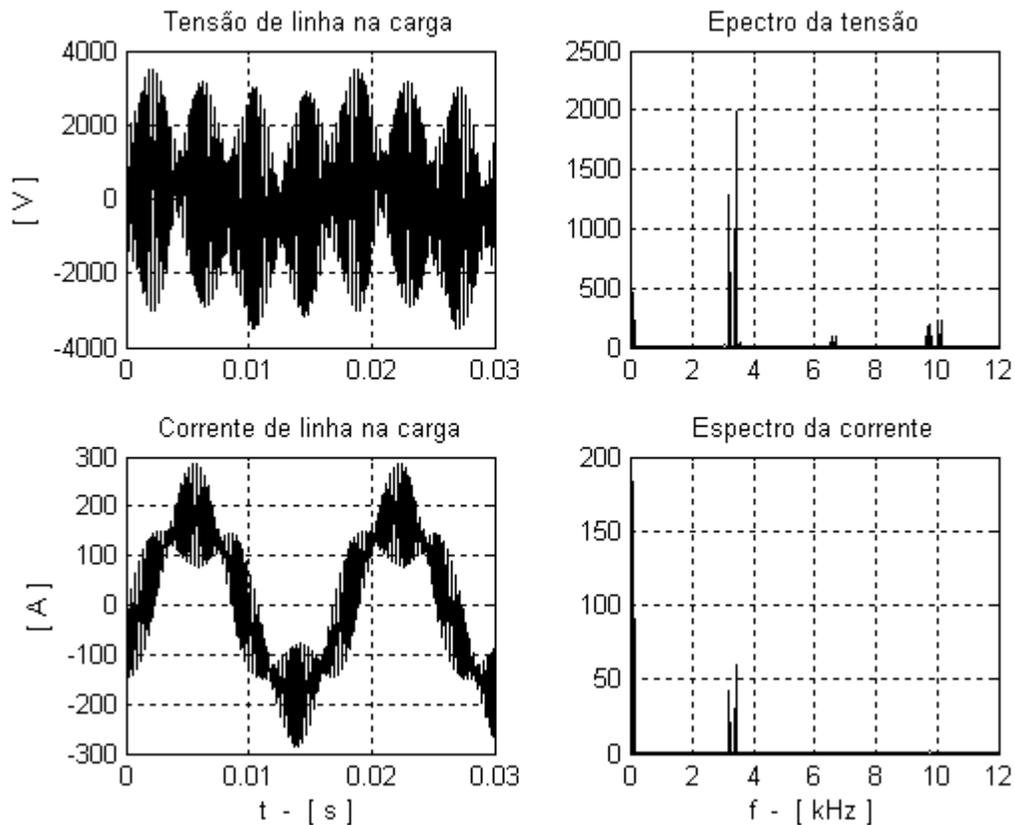


Figura 3.6 - Tensão e corrente de linha no motor e seus respectivos espectros harmônicos.

A sobretensão no motor é resultado da coincidência das componentes harmônicas, geradas pela frequência de chaveamento, com as frequências críticas do sistema. As duas primeiras componentes harmônicas (ordens 53^a e 57^a), geradas pelo inversor, têm suas amplitudes que chegam à carga amplificadas em mais de 10 vezes e ocasionam a sobretensão. Observando o sinal da tensão no tempo, pode-se identificar que a frequência da oscilação apresentada é próxima da primeira frequência crítica do sistema, embora existam componentes harmônicas na segunda frequência de ressonância do sistema (10 kHz), a amplificação destas componentes, se comparadas ao efeito da primeira frequência de ressonância, não contribuem significativamente para a sobretensão. Claro que a associação de várias componentes amplificadas pela ressonância, mesmo de baixas amplitudes, podem resultar em sobretensões sobre a carga.

A tensão de pico nominal da carga é de 650 V, e em função da ressonância o pico da tensão na carga atinge aproximadamente 3,5 kV.

A corrente na carga é máxima na frequência de ressonância, pois a impedância de entrada do sistema é mínima. Composto-se as duas componentes harmônicas, na primeira frequência de ressonância, com a componente fundamental encontra-se a forma de onda da corrente mostrada na

figura 3.6. O comportamento de filtro passa-baixas do sistema define o efeito predominante das harmônicas dentro da faixa de amplificação da primeira frequência crítica, praticamente eliminando o efeito das componentes superiores à ordem 57^a.

A taxa de distorção harmônica da tensão e corrente na carga é de 516% e 40%, respectivamente, considerando até a ordem harmônica 170^a (aproximadamente 10 kHz).

A figura 3.7 mostra a tensão e a corrente de linha no secundário do transformador elevador de tensão.

O valor nominal de pico da tensão de linha no secundário do transformador elevador deveria ser de aproximadamente 2,2 kV e devido às ressonâncias atinge aproximadamente 10 kV.

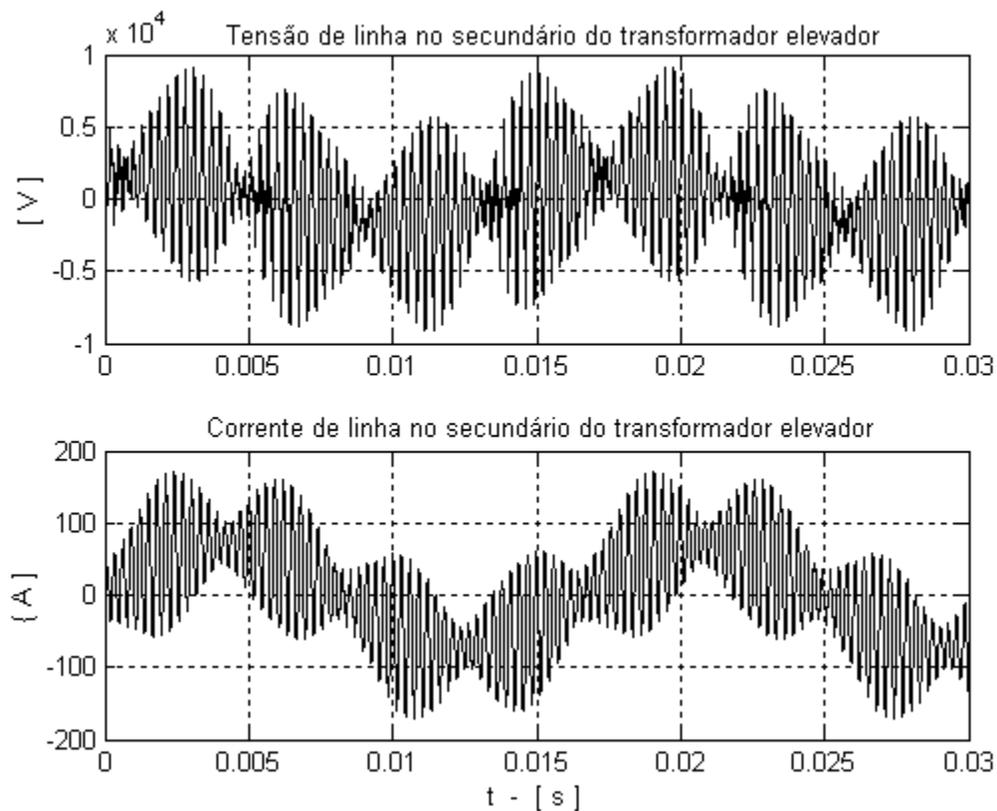


Figura 3.7 - Tensão e corrente de linha no secundário do transformador elevador de tensão.

A figura 3.8 mostra as formas de onda para a tensão de linha e a corrente de linha no cabo de transmissão para uma distância de 6 km a partir do transformador elevador.

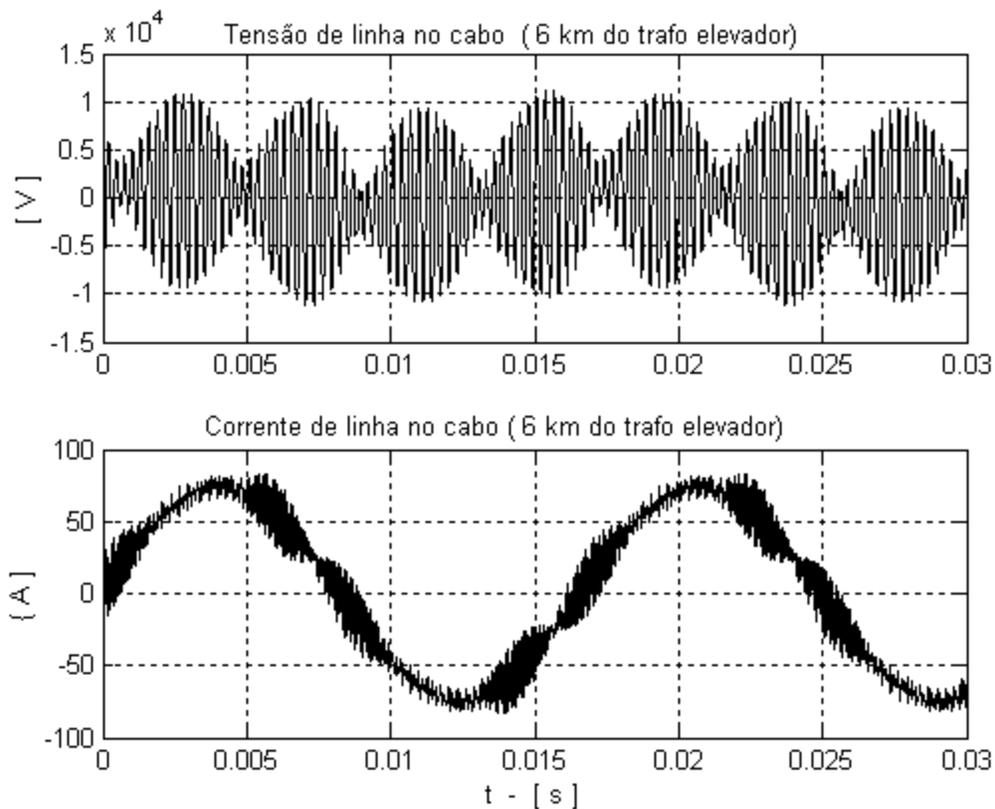


Figura 3.8 - Tensão e corrente de linha no cabo de transmissão a uma distância de 6 km do transformador elevador.

Para o sistema estudado, a impedância vista pelas frequências, próximas a 3,33 kHz, é máxima exatamente na distância de 6 km. Para este ponto da linha, a tensão torna-se máxima e a corrente mínima. A composição da ressonância das componentes harmônicas próximas de 3,33 e 10 kHz forma a onda de tensão mostrada na figura 3.8, com valor de pico em torno de 11 kV.

Para a corrente, o efeito causado pelas componentes harmônicas próximas a 3,33 kHz é mínimo, devido à alta impedância neste ponto da linha. O resultado é uma corrente com forma próxima da senóide, apresentando distorções causadas pelas componentes próximas a 10 kHz e superiores, que sofrem menor atenuação neste ponto da linha.

Considera-se agora uma frequência de chaveamento superior à primeira frequência crítica, na qual o ganho de tensão na carga fosse mínimo. As componentes harmônicas geradas pelo inversor também estariam centradas nas frequências de menor amplificação de tensão conforme mostra a figura 3.9.

A frequência de chaveamento escolhida foi de 7,38 kHz de forma que m_f seja um número ímpar e múltiplo de três (Mohan et alii, 1995). Para esta análise $m_f = 123$ e tensão de linha na saída do inversor de 700 V.

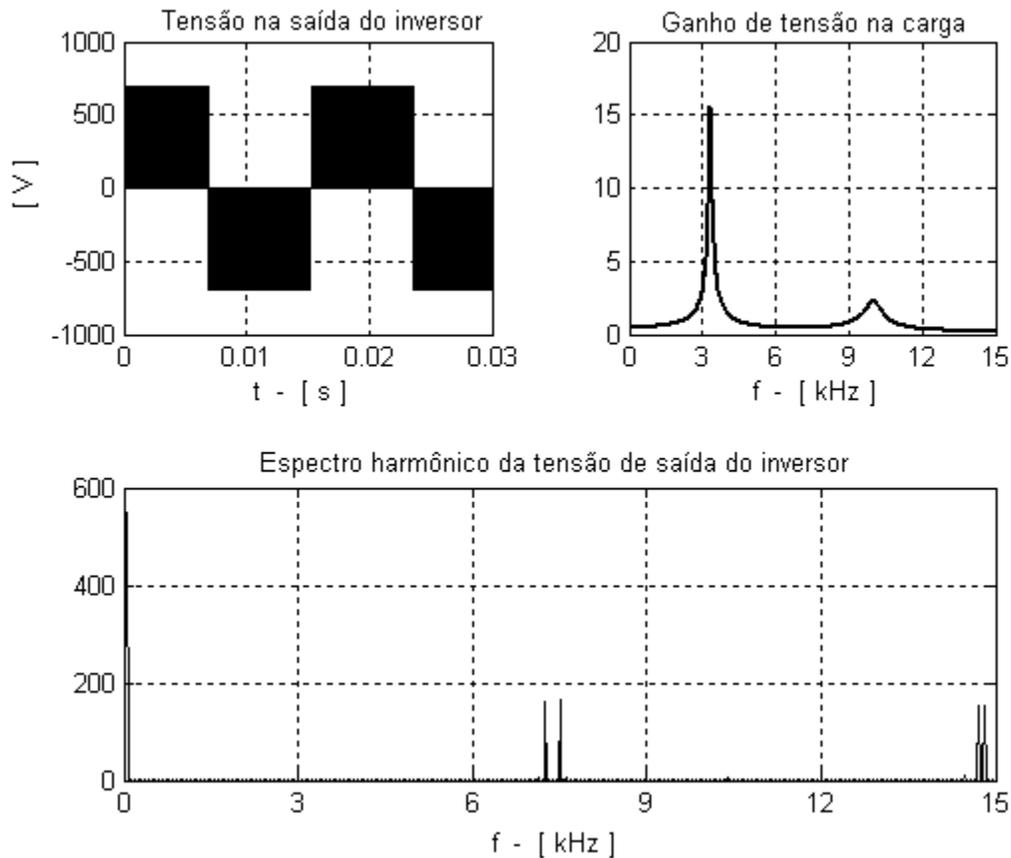


Figura 3.9 - Tensão de linha na saída do inversor, ganho de tensão na carga e espectro harmônico da tensão de saída do inversor - $f_s = 7,38$ kHz.

Conforme a figura, o conteúdo harmônico gerado pelo inversor está colocado de forma a evitar as frequências de ressonância do sistema, acarretando pequenas amplificações dos sinais de tensão ou corrente nos pontos analisados.

A figura 3.10 mostra a tensão, a corrente de linha na carga e seus respectivos espectros harmônicos.

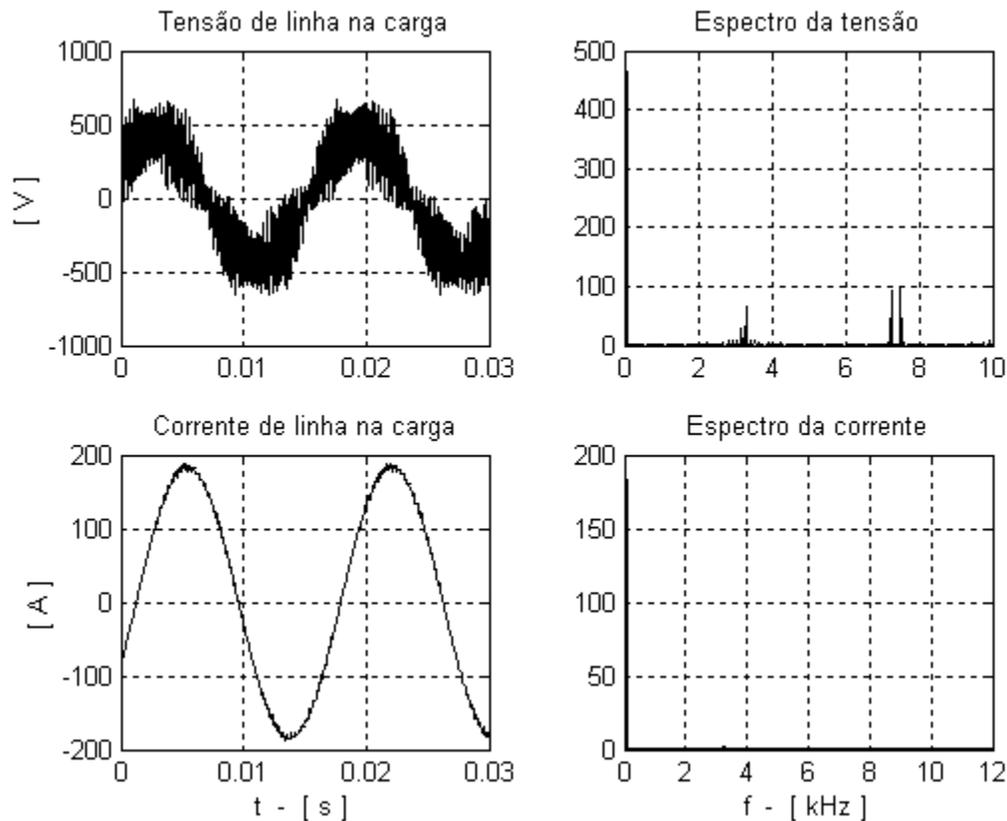


Figura 3.10 - Tensão e corrente de linha no motor e seus respectivos espectros harmônicos.

Como não há ressonância das componentes harmônicas geradas pelo inversor, não aparecem sobretensões na carga. As oscilações que compõem a tensão na carga são provenientes da frequência de chaveamento e seus múltiplos.

O sistema apresenta um comportamento de filtro passa-baixas pois, para altas frequências, a impedância é máxima nos terminais da linha. Desta forma, a corrente é praticamente senoidal com componentes, fortemente atenuados, na frequência de chaveamento.

A TDH da tensão e da corrente, no motor, equivalem a 35% e 1,3%, respectivamente.

3.2.2. MODULAÇÃO ONDA QUASE QUADRADA

Nesta estratégia cada chave está ligada por 180° , portanto, em qualquer instante de tempo, três dessas chaves estão ligadas produzindo na saída do inversor (tensão de linha) um pulso de tensão de 120° de duração. Nesse modo de operação o inversor não controla a tensão de saída, necessitando que o controle da tensão seja feito variando-se a tensão contínua de entrada (link CC).

O valor eficaz da tensão entre fases do inversor é dado por

$$V_{AB} = \frac{\sqrt{6}}{3} E = 0,8165 E \quad (3.13)$$

A tensão de linha na saída do inversor contém harmônicas de ordem h dadas por

$$h = 6n \pm 1 \quad \text{com } n = 1, 2, 3, \dots \quad (3.14)$$

sendo que a amplitude dessas harmônicas decresce de forma inversamente proporcional à sua ordem harmônica

$$V_{ABh} = \frac{\sqrt{6}}{\pi h} E \cong \frac{0,78}{h} E \quad (3.15)$$

e o valor eficaz da componente fundamental da tensão de linha é dado por

$$V_{AB1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} E \cong 0,78 E \quad (3.16)$$

Para esta modulação, as componentes harmônicas importantes são de baixa ordem (5^a , 7^a , 11^a , 13^a) ao contrário da modulação PWM senoidal em que as componentes situam-se ao redor de m_f (Mohan et alii, 1995). Enquanto na modulação PWM, as componentes espectrais ocorrem em frequências previamente definidas, na modulação por onda quadrada (e também na multinível, que será discutida a seguir) as componentes são múltiplas da frequência de referência.

Ou seja, para uma referência de 30 Hz, a 5^a harmônica estará em 150 Hz. Mas se a referência for para 60 Hz, tal harmônica será deslocada para 300 Hz.

Com isso, em um sistema de acionamento de velocidade variável, é importante considerar a faixa de variação da velocidade, de modo que não ocorram coincidências entre as ressonâncias do sistema e as componentes espectrais.

À medida que aumenta a ordem harmônica, a faixa varrida pelas harmônicas aumenta. Por exemplo, para uma referência entre 30 e 60 Hz, a 23^a harmônica estará entre 690 e 1380 Hz.

Na prática não existem regiões livres de harmônicas com tal tipo de acionamento caso varie a frequência fundamental.

A figura 3.11 mostra a tensão de linha na saída do inversor, o ganho de tensão na carga e o conteúdo harmônico da tensão de saída, para uma componente fundamental de 60 Hz e tensão de pico na saída do inversor de 700 V.

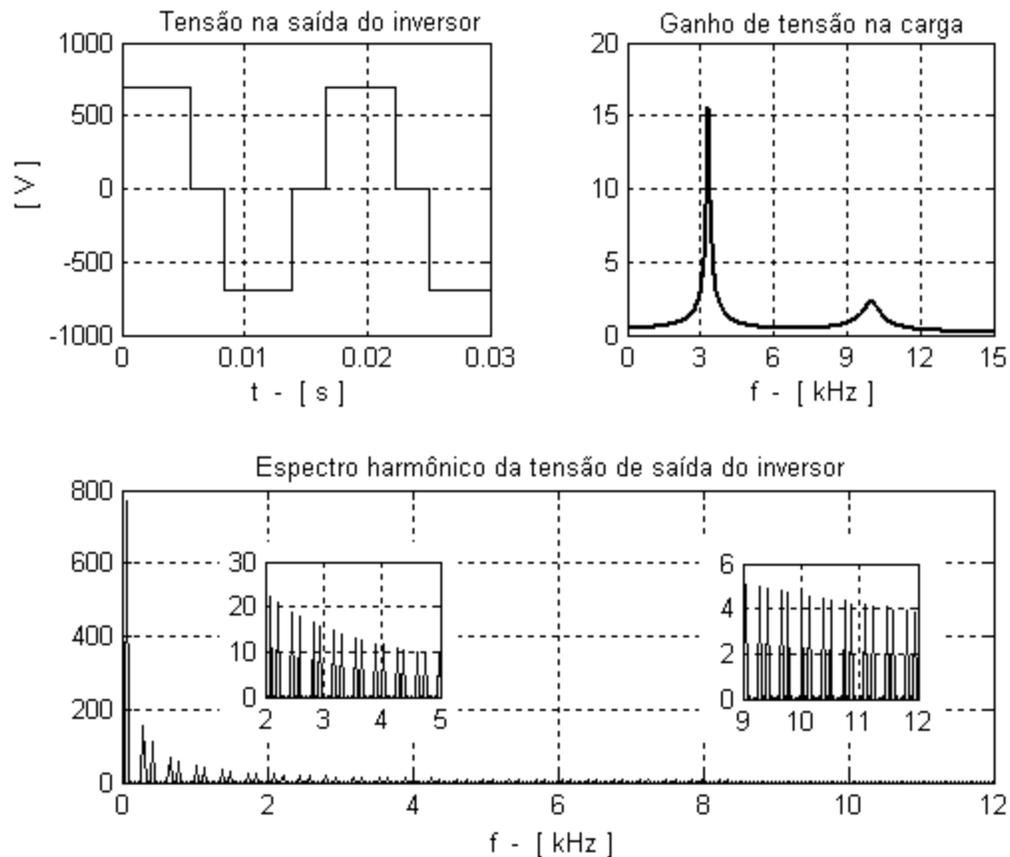


Figura 3.11 - Tensão de linha na saída do inversor, ganho de tensão na carga e espectro harmônico da tensão de saída do inversor (com zoom).

Da figura nota-se que o espectro harmônico, gerado pelo inversor, nas proximidades da primeira frequência de ressonância do sistema não apresenta componentes de amplitudes muito elevadas, mas as frequências de baixa ordem (fora da faixa de amplificação) associadas às frequências amplificadas podem resultar em picos de tensão sobre a carga.

A figura 3.12 mostra a tensão, a corrente de linha na carga e seus respectivos espectros harmônicos.

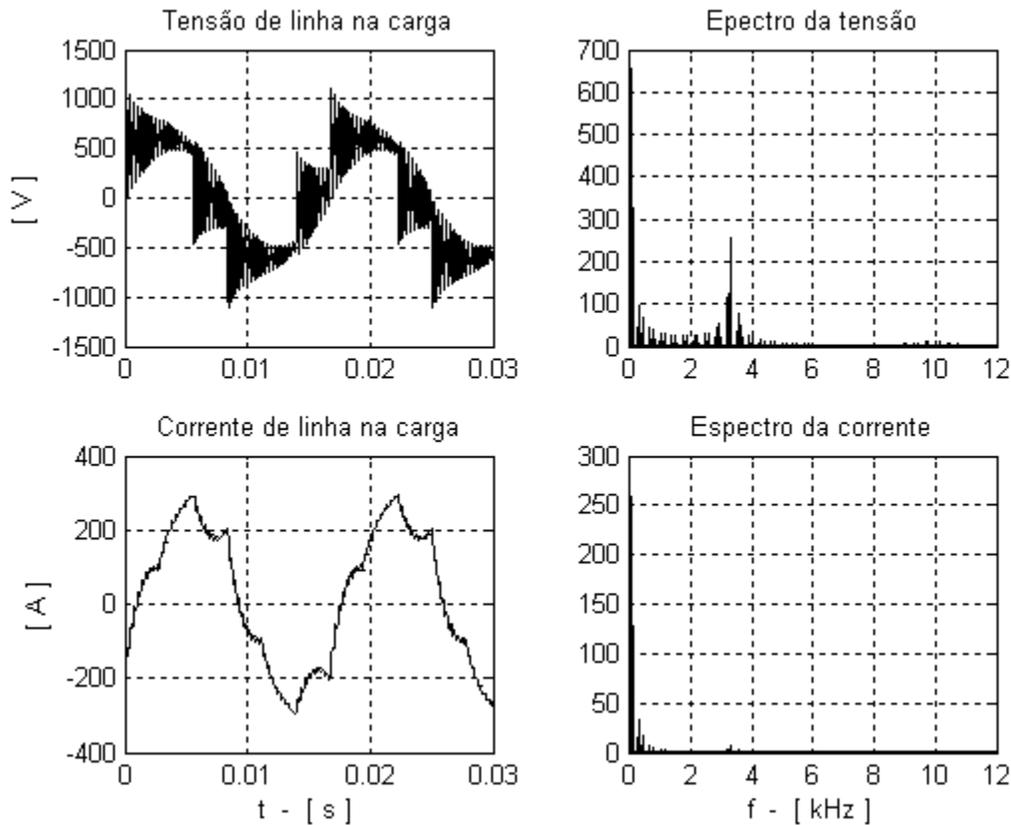


Figura 3.12 - Tensão e corrente de linha no motor e seus respectivos espectros harmônicos.

A tensão na carga é composta das componentes de baixa ordem (5^{a} , 7^{a} , 11^{a} e 13^{a}) sobrepostas à fundamental e principalmente pelas componentes que estão na faixa de amplificação da primeira frequência de ressonância do sistema. Dentre as componentes que sofrem ressonância, a de ordem 55^{a} é a mais amplificada e praticamente determina a frequência da oscilação da forma de onda de tensão. O amortecimento visto na figura pode ser explicado pela atenuação imposta pelo sistema às componentes de alta frequência, principalmente pelo efeito pelicular.

A forma de onda da corrente sofre efeito predominante das componentes harmônicas de baixa ordem (5^{a} e 7^{a}), pois as componentes de alta frequência são praticamente eliminadas pela alta impedância do sistema.

A taxa de distorção harmônica da tensão e corrente na carga são de 53% e 15%, respectivamente.

A figura 3.13 mostra a forma de onda da tensão e corrente de linha no secundário do transformador elevador, a qual é composta das componentes harmônicas de baixa ordem associadas às componentes harmônicas dentro da faixa de amplificação da primeira frequência crítica do sistema.

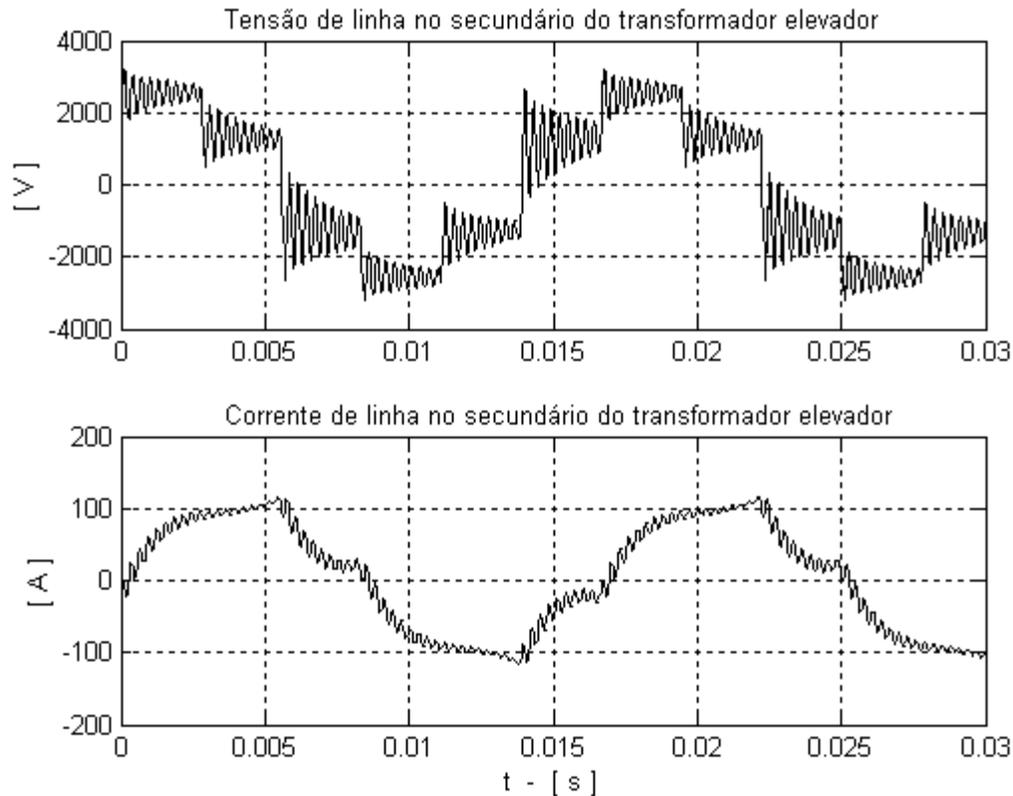


Figura 3.13 - Tensão e corrente de linha no secundário do transformador elevador de tensão.

A forma de onda de corrente no secundário do transformador apresenta um efeito reduzido das componentes harmônicas de ordem igual ou superior às frequências críticas. As ondulações apresentadas pela corrente são devidas às componentes harmônicas amplificadas pela primeira frequência crítica.

A figura 3.14 mostra as formas de onda de tensão e corrente de linha no cabo de transmissão a 6 km dos terminais do secundário do transformador elevador.

Para este sistema, as frequências próximas à primeira frequência de ressonância do sistema sofrem amplificação máxima. Para estas componentes, a impedância máxima do sistema encontra-se próxima a 6 km do secundário do transformador elevador.

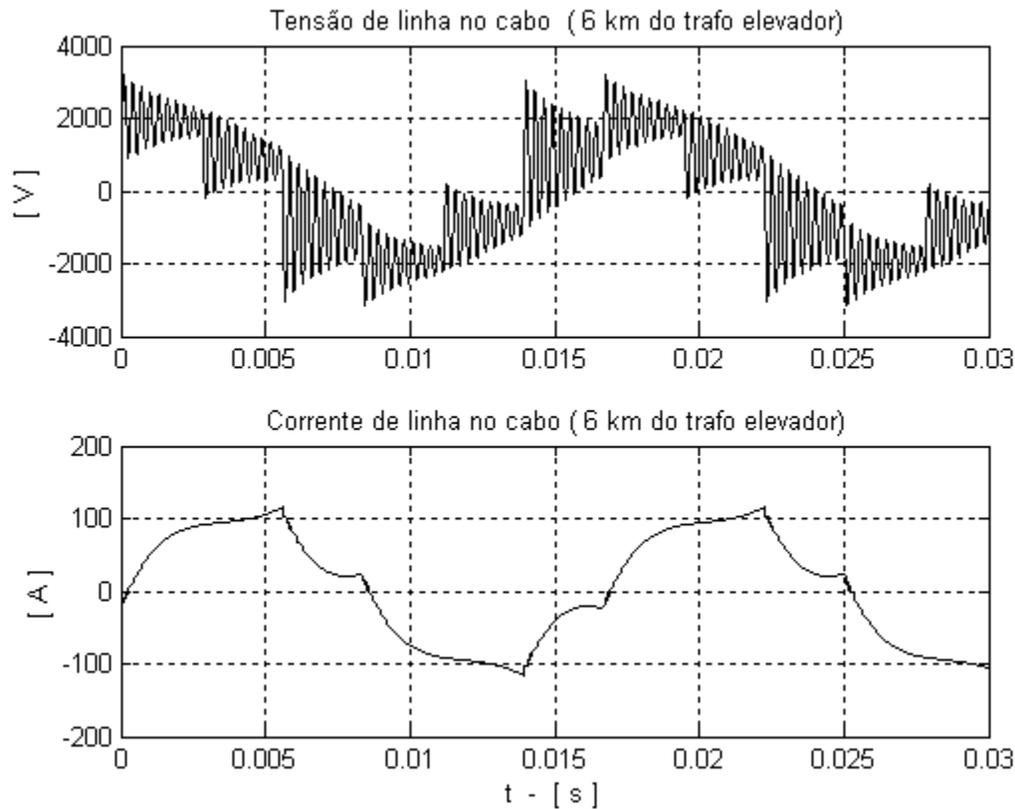


Figura 3.14 - Tensão e corrente no cabo de transmissão a uma distância de 6 km do transformador elevador.

Portanto, tais componentes harmônicas neste ponto da linha, sofrem máxima amplificação e sobrepostas as componentes de baixa ordem produzem a sobretensão vista na figura.

As componentes harmônicas de corrente neste ponto da linha deparam-se com uma impedância muito elevada e apresentam amplitudes desprezíveis.

3.2.3. MODULAÇÃO MULTINÍVEL

Inversores multiníveis permitem, ainda utilizando comutação em baixa frequência, obter formas de onda com pequena distorção, cujas componentes harmônicas apresentam-se em frequências mais elevadas. Estas formas de onda podem ser as mais próximas possíveis da forma de onda senoidal, mas cada mudança de nível da tensão corresponde a uma ação de chaveamento no inversor o qual utiliza circuitos mais complexos e um maior número de componentes semicondutores.

A forma de onda de um inversor de 12 níveis ou 24 pulsos (Murphy e Turnbull, 1989) é apresentada na figura 3.15.

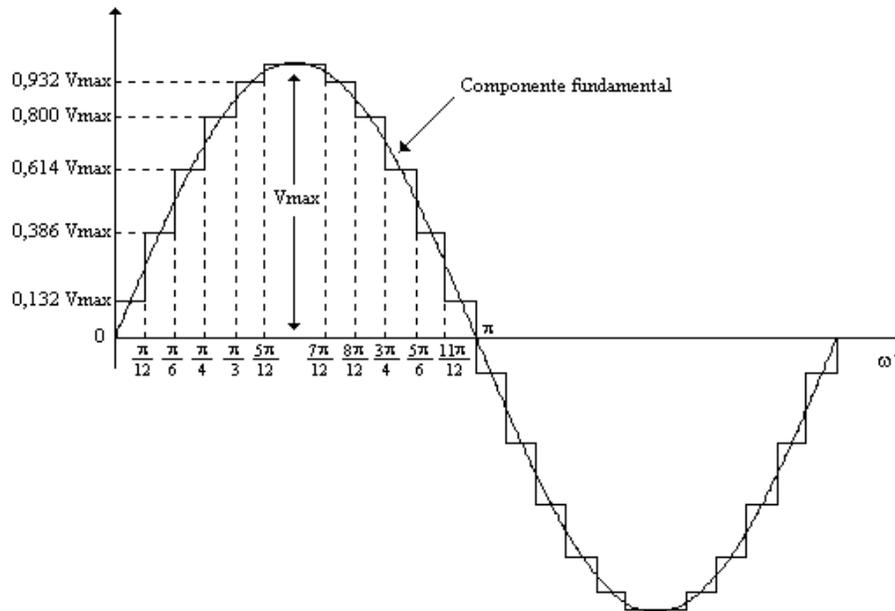


Figura 3.15 - Forma de onda de tensão de 24 pulsos.

De forma geral, aproxima-se uma onda senoidal por uma forma de onda composta de N pulsos por período, sendo que cada pulso ocupa $\frac{2\pi}{N}$ radianos. Para uma onda de N pulsos as componentes harmônicas presentes são de ordem $h = kN \pm 1$, $k=1,2,3,4,\dots$

Uma forma de reduzir o conteúdo harmônico total de uma forma de onda é aproximá-la o máximo possível da forma de onda senoidal. Para minimizar o conteúdo harmônico da forma de onda composta de N pulsos, o nível de tensão de cada pulso deve ser igual ao valor médio da senóide no intervalo do pulso (Murphy e Turnbull, 1989) pulsos (Bhagwat e Stefanovic, 1983; Iida et alii, 1998), (Janssen and Steimel, 2002), (Hammond, 2002), (Corzine, 2002). Desta forma, a altura do pulso deve ser proporcional a

$$A = \int_{\theta_{m-1}}^{\theta_m} \text{sen} \theta \, d\theta$$

$$V_m = V_{\max} \frac{A}{\theta_m - \theta_{m-1}} \quad (3.17)$$

e

$$\theta_{m-1} = (m-1) \frac{2\pi}{N}, \quad \theta_m = m \frac{2\pi}{N} \quad \text{e} \quad 1 < m < N.$$

sendo

A - Área da senóide no intervalo compreendido entre θ_m e θ_{m-1} ;

V_m - Altura do pulso normalizada;

N - Número de pulsos da forma de onda.

Tais formas de ondas podem ser produzidas associando-se inversores de onda quadrada com defasamento definido. A redução da distorção harmônica é importante, mas esbarra no custo devido ao emprego de vários inversores ou de muitos elementos de chaveamento.

A análise que se segue será baseada na forma de onda de 24 pulsos, apresentada na figura 3.15.

A série de Fourier (Murphy e Turnbull, 1989) para a forma de onda de N pulsos da figura 3.15 é

$$v(t) = \frac{4}{\pi} \sum_h \left\{ V_1 + V_2 \cos(h\theta) + V_3 \cos(2h\theta) + \dots + V_p \cos[(p-1)h\theta] \right\} \frac{\text{sen}(h\omega t)}{h} \quad (3.18)$$

com

$$\theta = \frac{\pi}{2N}, \quad V_k = 2V_1 \cos[(k-1)\theta] \quad \text{com } k = 1, 2, 3, \dots$$

e

$$h = 1, 3, 5, 7, 11, \dots$$

p - número de pulsos em um quarto de ciclo

Também neste tipo de modulação, a posição das componentes espectrais não é fixa, dependendo da frequência fundamental.

Ou seja, a 49ª harmônica estará em 1470 Hz para uma referência em 30 Hz; em 2205 Hz para 45 Hz e em 2940 para 60 Hz.

Um acionamento em velocidade variável produzirá componentes espectrais distribuídas por todo o espectro.

A tensão de linha na saída do inversor contém harmônicas de ordem h dadas por

$$h = Nn \pm 1 \quad \text{com } n = 1, 2, 3, \dots \quad (3.19)$$

sendo que a amplitude destas harmônicas decresce de forma inversamente proporcional à sua ordem harmônica,

$$V_{ABh} \cong \frac{0,71}{h} V_{\max} \quad (3.20)$$

O valor eficaz da componente fundamental da tensão de linha é dado por

$$V_{AB1} \cong 0,71 V_{\max} \quad (3.21)$$

O valor de pico da tensão de linha na saída do inversor é de 700 V.

A figura 3.16 mostra a tensão de linha na saída do inversor, o ganho de tensão na carga e o conteúdo harmônico da tensão de saída, para uma componente fundamental de 60 Hz e tensão de pico na saída do inversor de 700 V.

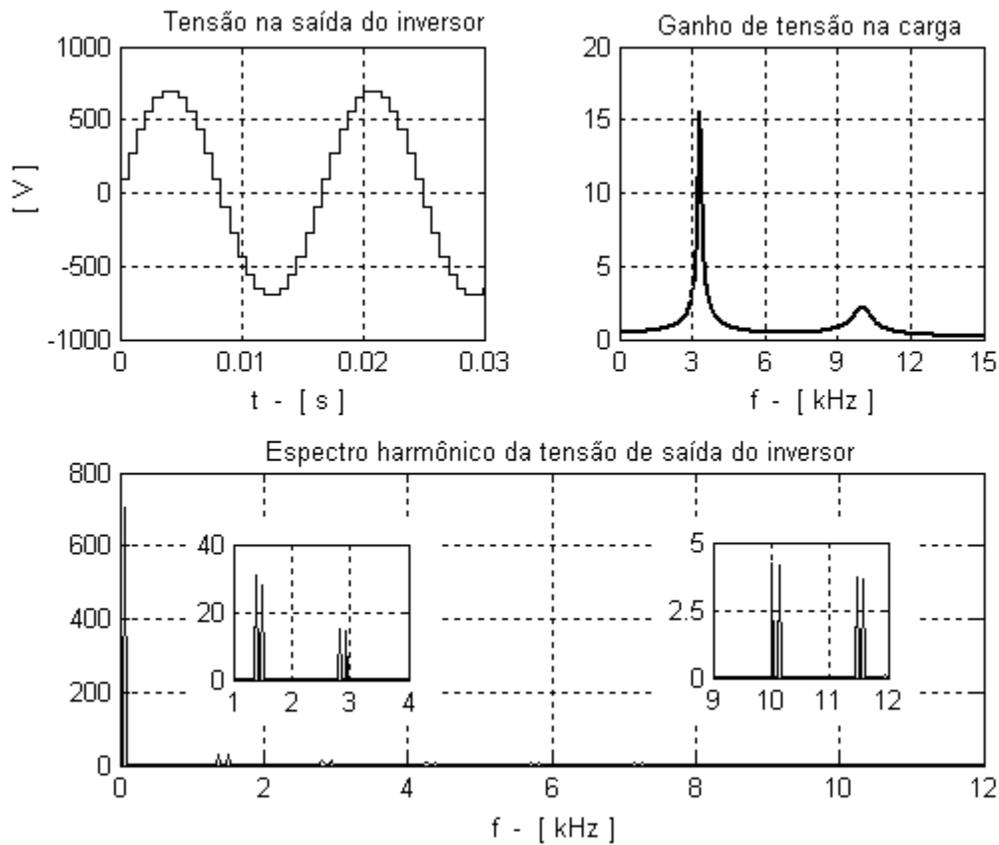


Figura 3.16 - Tensão de linha na saída do inversor, ganho de tensão na carga e espectro harmônico da tensão de saída do inversor (com zoom).

A forma de onda gerada pelo inversor apresenta um espectro harmônico com componentes reduzidas nas proximidades da primeira frequência crítica do sistema.

A figura 3.17 mostra a tensão, a corrente de linha na carga e seus respectivos espectros harmônicos.

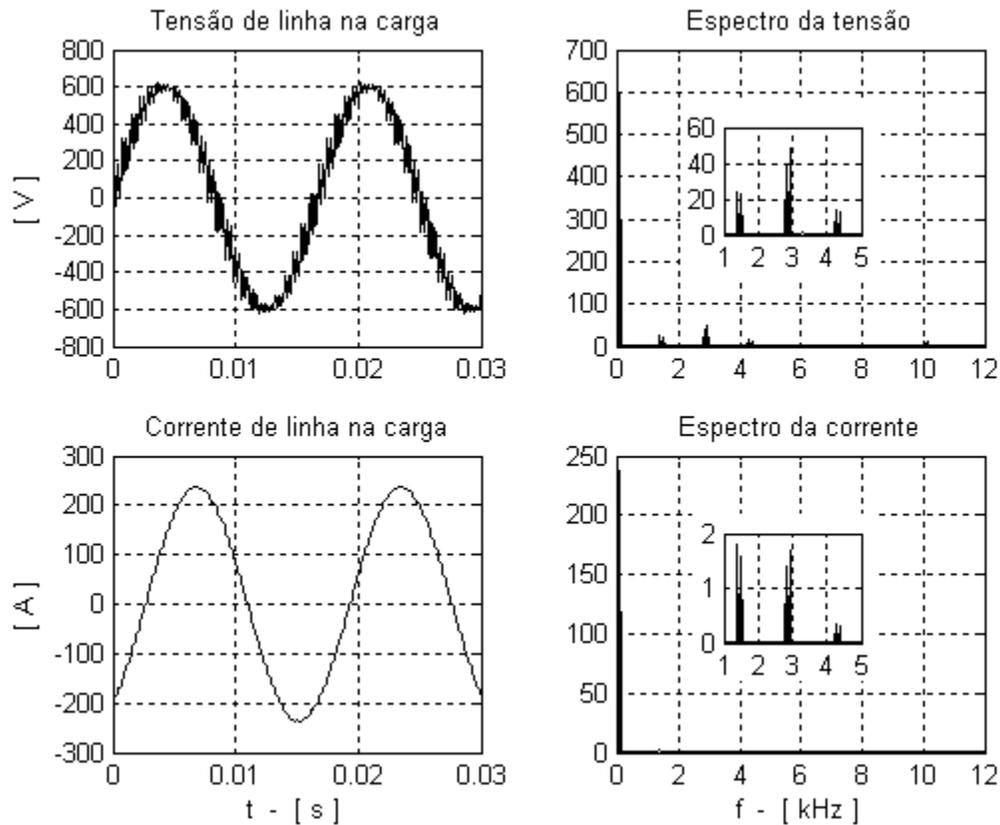


Figura 3.17 - Tensão e corrente de linha no motor e seus respectivos espectros harmônicos.

A forma de onda de tensão na carga apresenta ondulações resultantes da composição de algumas componentes harmônicas, principalmente as de ordem 47^a e 49^a, que são amplificadas pela primeira frequência crítica do sistema. A taxa de distorção harmônica da forma de onda de tensão na carga é de aproximadamente 13%.

O próprio sistema encarrega-se de filtrar as componentes harmônicas de corrente resultando em uma forma de onda muito próxima da senoidal. A taxa de distorção harmônica da corrente é de 1,4%.

Aplicando esta técnica de modulação eliminamos as harmônicas de baixa ordem e as ordens harmônicas geradas (23^a, 25^a, ...) apresentam amplitudes bem reduzidas que mesmo sofrendo ressonância não produzem sobretensão em nenhum ponto do sistema.

3.3. ANÁLISE CONSIDERANDO ENTRADA EM CORRENTE

De forma análoga ao estudo em tensão, o sistema alimentado em corrente também apresenta dificuldades com relação às frequências críticas. O estudo realizado no cap. 2 identificou os pontos críticos como sendo as frequências em que ocorrem as ressonâncias paralelas e estes pontos críticos estão situados em frequências mais baixas que para a alimentação em tensão.

Devido à característica indutiva do sistema, um capacitor de filtro deve ser conectado à saída da fonte de corrente para prevenir picos de tensão. A inclusão deste capacitor causa dois efeitos ao sistema: atua como filtro e reduz a frequência da primeira ressonância do sistema.

Determinadas cargas são sensíveis às harmônicas de corrente. Para o motor de indução a 5^a e 7^a harmônicas produzem torque oscilatório com frequência de 6^a harmônica, desta forma determinadas técnicas de modulação devem ser cuidadosamente analisadas antes de aplicadas ao inversor de corrente.

O estudo para o inversor fonte de corrente é análogo ao estudo considerando o inversor fonte de tensão.

As formas de ondas são obtidas do sistema monofásico apresentado na figura 3.18, que está refletido ao lado em Y dos transformadores, sendo que \dot{Z}'_L é a impedância do motor.

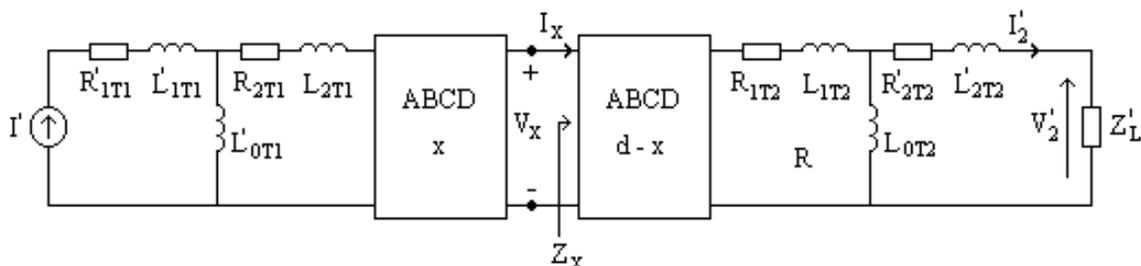


Figura 3.18 - Sistema monofásico refletido ao lado em Y dos transformadores considerando o inversor como fonte de corrente.

Consideram-se três circuitos monofásicos com as correntes defasadas de 120°. O circuito é analisado no lado de alta tensão.

3.3.1. MODULAÇÃO ONDA QUASE QUADRADA

Nesta estratégia, idealmente, cada chave conduz durante 120° e somente duas chaves estão ligadas ao mesmo tempo. Em cada meio ciclo, durante 60°, as chaves de um braço do inversor estão

ligadas de forma que a corrente de linha seja nula. Assumindo condições ideais, a corrente de linha na saída do inversor assume uma forma quase quadrada.

O valor eficaz da corrente de linha na saída do inversor é dada por

$$I_A = \frac{\sqrt{6}}{3} I_d = 0,8165 I_d \quad (3.22)$$

A corrente de linha na saída do inversor contém harmônicas de ordem h dadas por

$$h = 6n \pm 1 \quad \text{com } n = 1, 2, 3, \dots \quad (3.23)$$

sendo que a amplitude dessas harmônicas decresce de forma inversamente proporcional à sua ordem harmônica

$$I_{Ah} = \frac{\sqrt{6}}{\pi h} I_d \cong \frac{0,78}{h} I_d \quad (3.24)$$

e o valor eficaz da componente fundamental da corrente de linha é dada por

$$I_{A1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \cong 0,78 I_d \quad (3.25)$$

O valor de pico da corrente de linha na saída do inversor é de 240 A e o capacitor de filtro inserido na saída do inversor é da ordem de 15 μF conforme estudo realizado no capítulo 2.

Com a inclusão do filtro de saída do inversor, a frequência crítica do sistema desloca-se de 1,57 kHz para 0,99 kHz. Outros capacitores de filtro podem ser testados, mas capacitores maiores reduzem o ponto de ocorrência da primeira frequência crítica do sistema causando ressonâncias em frequências próximas da 5ª e 7ª ordens que são as mais críticas para este tipo de modulação.

Os efeitos do espectro harmônico gerado pela modulação onda quase quadrada, no sistema são avaliados através de simulação do circuito monofásico, mostrado na figura 3.18, com a inclusão do capacitor de filtro na saída do inversor. A figura 3.19 mostra a corrente de linha na saída do inversor (acima), o conteúdo harmônico, para uma fundamental de 60 Hz, da corrente de saída e a resposta em frequência do ganho de corrente na carga (abaixo).

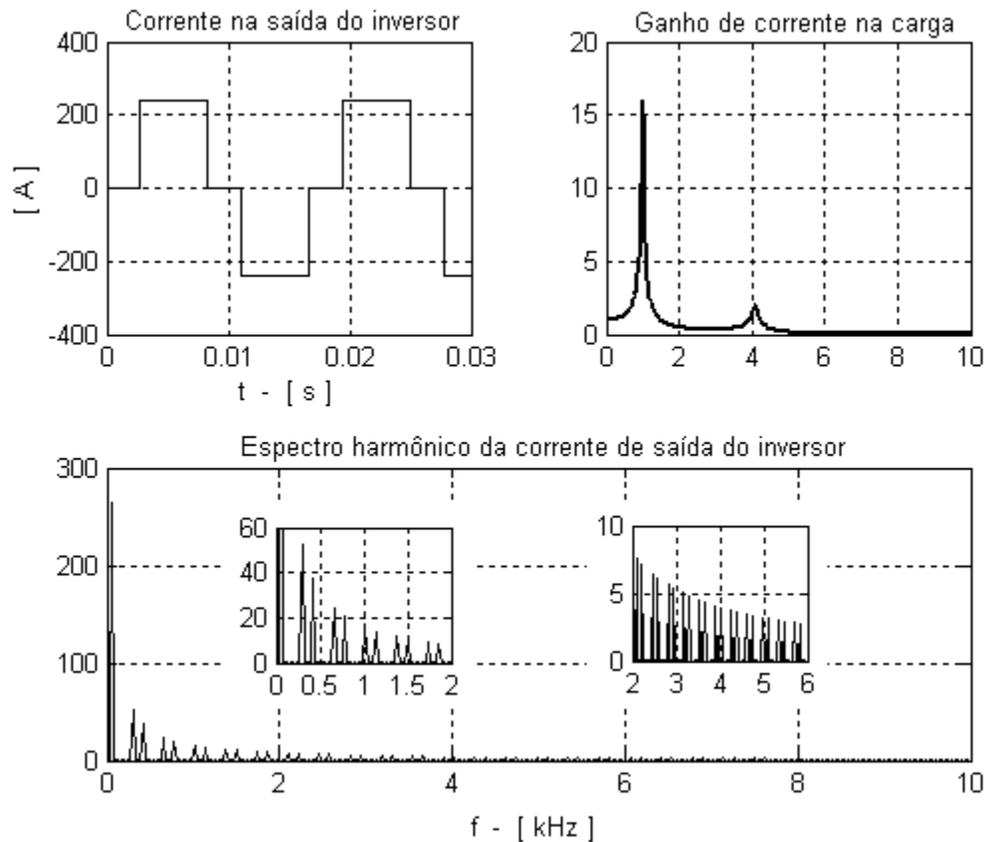


Figura 3.19 - Corrente de linha na saída do inversor, ganho de corrente na carga e espectro harmônico da corrente de saída do inversor (com zoom).

Dentro da faixa de ressonância observam-se várias harmônicas geradas pelo inversor, sendo que a frequência mais crítica é a de ordem 17^a (1,02 kHz). Considerando que somente esta frequência sofra ressonância, este fato será suficiente para desencadear picos de tensão nos terminais da carga.

A figura 3.20 mostra a corrente, a tensão de linha no motor e seus respectivos espectros harmônicos.

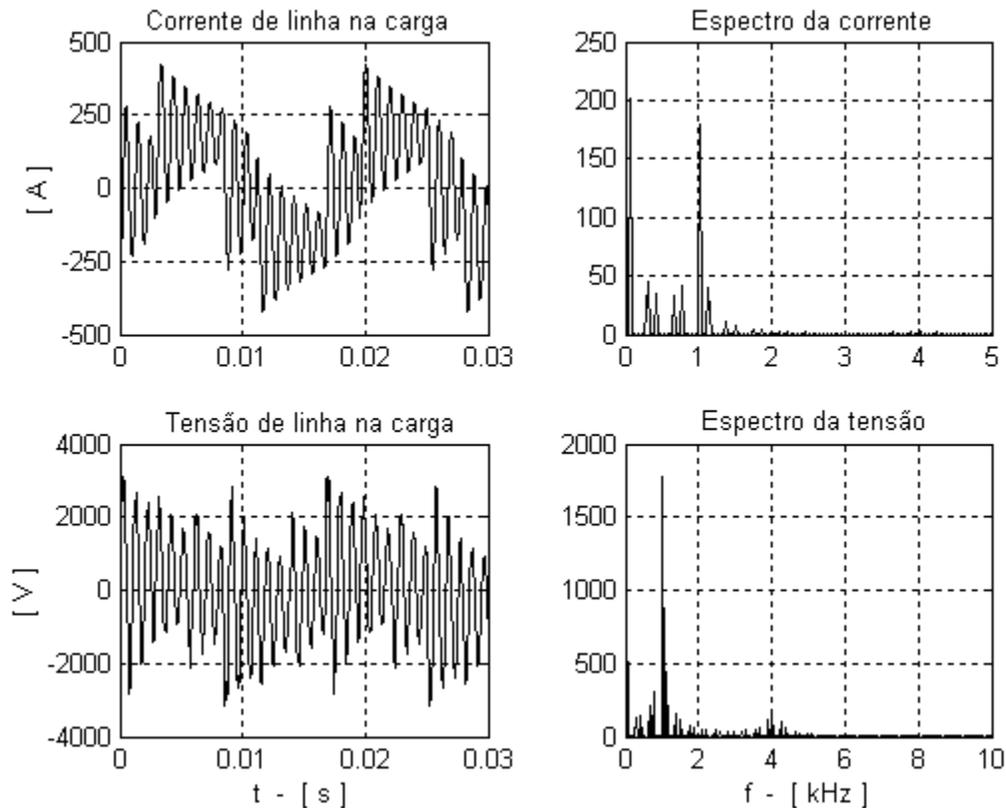


Figura 3.20 - Corrente e tensão de linha no motor e seus respectivos espectros harmônicos .

Os resultados mostram que os picos de tensão de linha nos terminais da carga atingem aproximadamente 3 kV com TDH próxima de 375%. A forma de onda da corrente de linha nos terminais da carga apresenta uma TDH próxima de 99%, com valor máximo próximo de 400 A.

Além do capacitor de filtro de 15 μF , testaram-se outros valores, como: 50 μF , 100 μF e 150 μF e os resultados são apresentados na tabela 3.1.

Tabela 3.1 - Harmônicas de corrente em função do capacitor de filtro na saída do inversor

capacitor de filtro	freqüência crítica	$I_{\text{motor}5} / I_{\text{motor}1}$	$I_{\text{motor}7} / I_{\text{motor}1}$	$I_{\text{motor}11} / I_{\text{motor}1}$
50 μF	630 Hz	0,255	0,25	0,7
100 μF	450 Hz	0,333	0,64	0,09
150 μF	390 Hz	0,48	0,53	0,048

Com o capacitor de 50 μF a tensão nos terminais da carga apresenta picos elevados, próximos a 2 kV. Capacitores maiores proporcionariam melhores taxas de distorção harmônica, mas provocariam ressonância da 5^a e 7^a ordens harmônica e inviabilizariam o funcionamento do motor devido ao torque pulsante de 6^a ordem.

3.3.2. MODULAÇÃO PWM SENOIDAL

A corrente de linha na saída do inversor fonte de corrente apresenta o mesmo conteúdo harmônico que a tensão de linha na saída do inversor fonte de tensão. Dado que os sistemas diferem quanto à resposta em frequência, estas diferenças podem inviabilizar alguma técnica de modulação que tenha se mostrado atraente para o sistema quando acionado por fonte de tensão.

A figura 3.21 mostra a forma de onda da corrente de linha na saída do inversor, o seu espectro harmônico e o ganho de corrente na carga.

O pico da corrente de linha na saída do inversor atinge 340 A, a frequência de chaveamento utilizada é de 2700 Hz ($m_f = 45$ e $m_a = 0.9$). A frequência de chaveamento foi escolhida observando-se a resposta em frequência do ganho de corrente nos terminais da carga, conforme a figura.

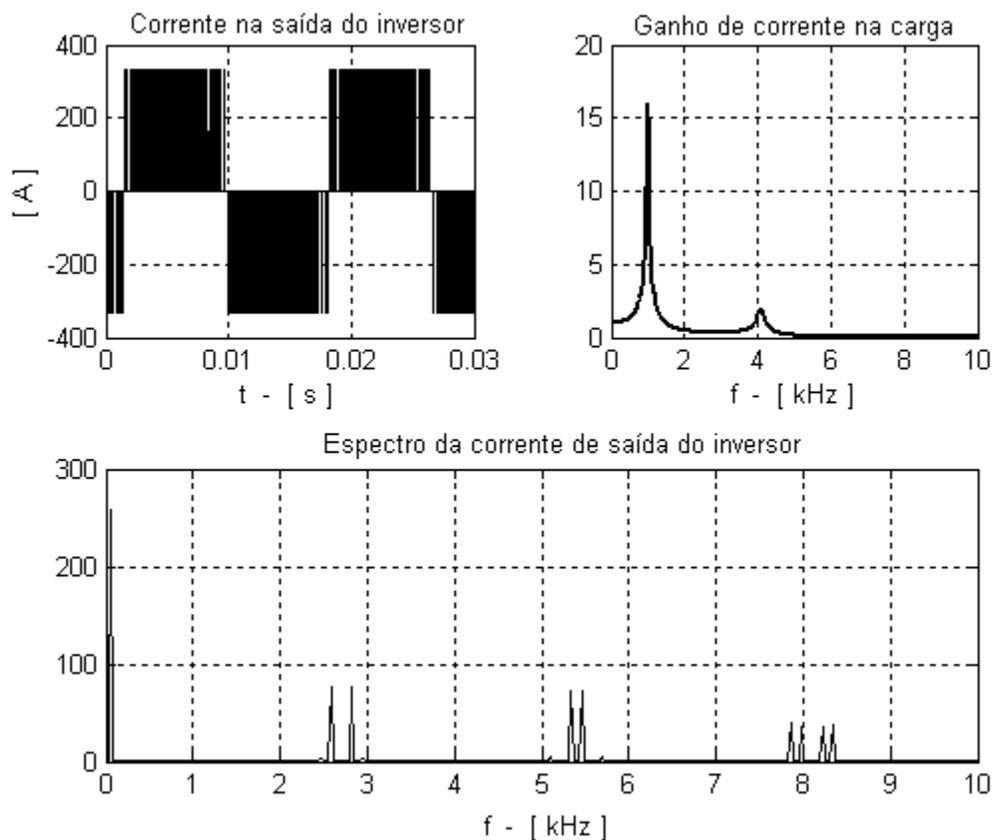


Figura 3.21 - Corrente de linha na saída do inversor, ganho de corrente na carga e espectro harmônico da corrente de saída do inversor.

Procurou-se enquadrar a frequência de chaveamento nos pontos em que ocorresse a menor amplificação possível para a corrente de carga.

Da figura 3.21 nota-se que o ponto crítico do sistema é a primeira ressonância paralela (próxima de 1 kHz).

A figura 3.22 mostra a corrente de linha no primário do transformador elevador e nos terminais da carga.

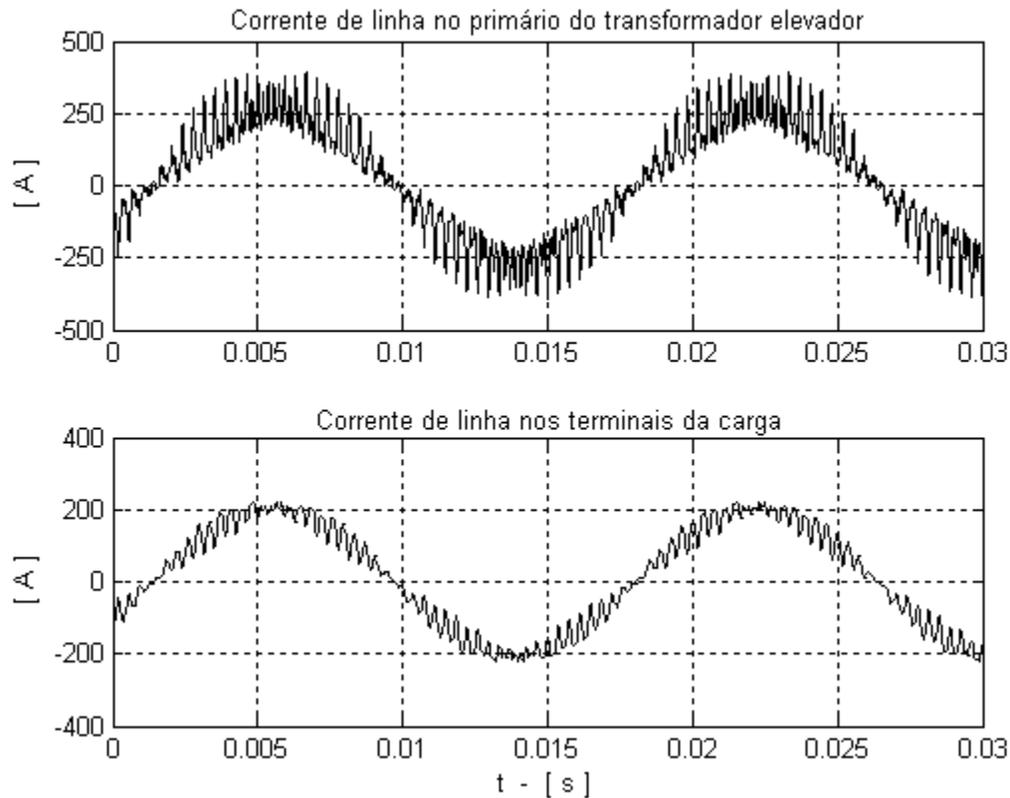


Figura 3.22 - Corrente de linha no primário do transformador elevador e nos terminais da carga.

Após o capacitor de filtro, a corrente de linha no primário do transformador elevador aproxima-se de uma senóide com pequenas amplitudes harmônicas de alta frequência que, ao passarem pelos elementos do sistema, com comportamento de filtro passa-baixas, têm suas amplitudes reduzidas e a corrente chega à carga com nível harmônico bem reduzido conforme mostra a figura.

Faz-se necessário avaliar os efeitos das ressonâncias do sistema sobre as tensões, principalmente na carga.

A figura 3.23 mostra a tensão de linha na saída do inversor fonte de corrente, seu espectro harmônico e o módulo da impedância “vista” pelo inversor.

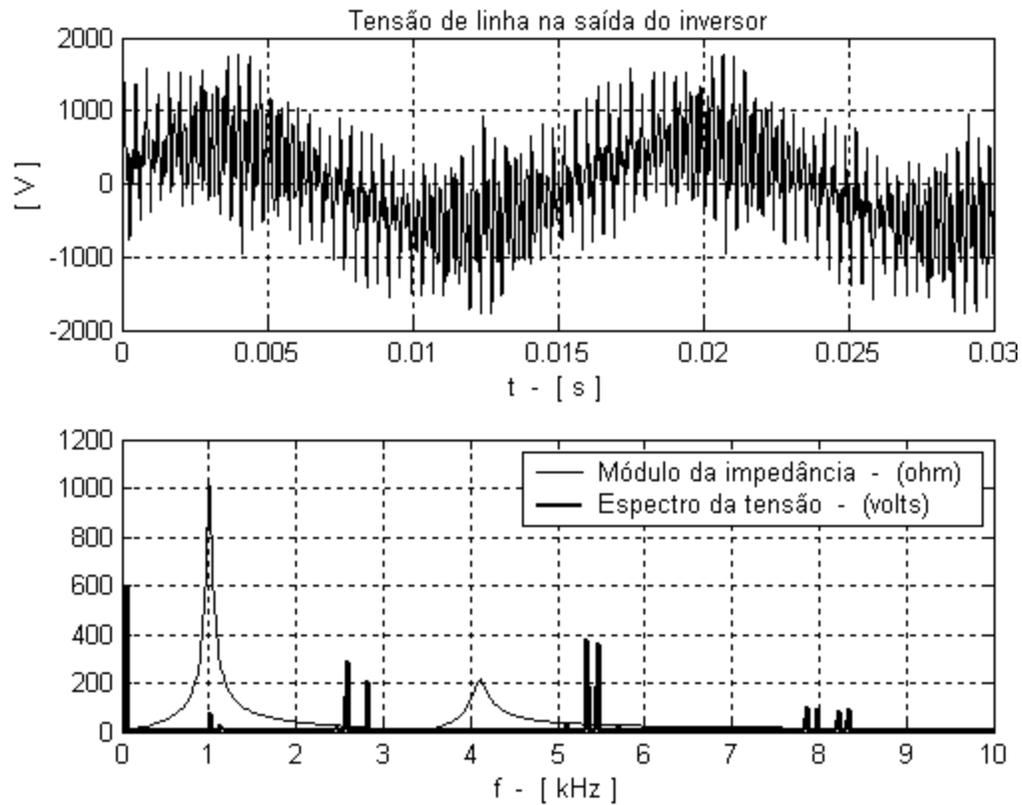


Figura 3.23 - Tensão de linha na saída do inversor, seu espectro harmônico e o módulo da impedância “vista” pelo inversor.

A forma de onda da tensão de linha na saída do inversor é influenciada pelas ordens harmônicas de corrente, geradas pelo inversor, e pela impedância, vista pela fonte. O efeito principal sobre a tensão é causada pelas ordens harmônicas: 43^{a} , 47^{a} , 89^{a} e 91^{a} ($m_f \pm 2$ e $2m_f \pm 1$) fazendo com que a TDH seja igual a 114 %.

A figura 3.24 mostra a tensão de linha nos terminais da carga e seu espectro harmônico.

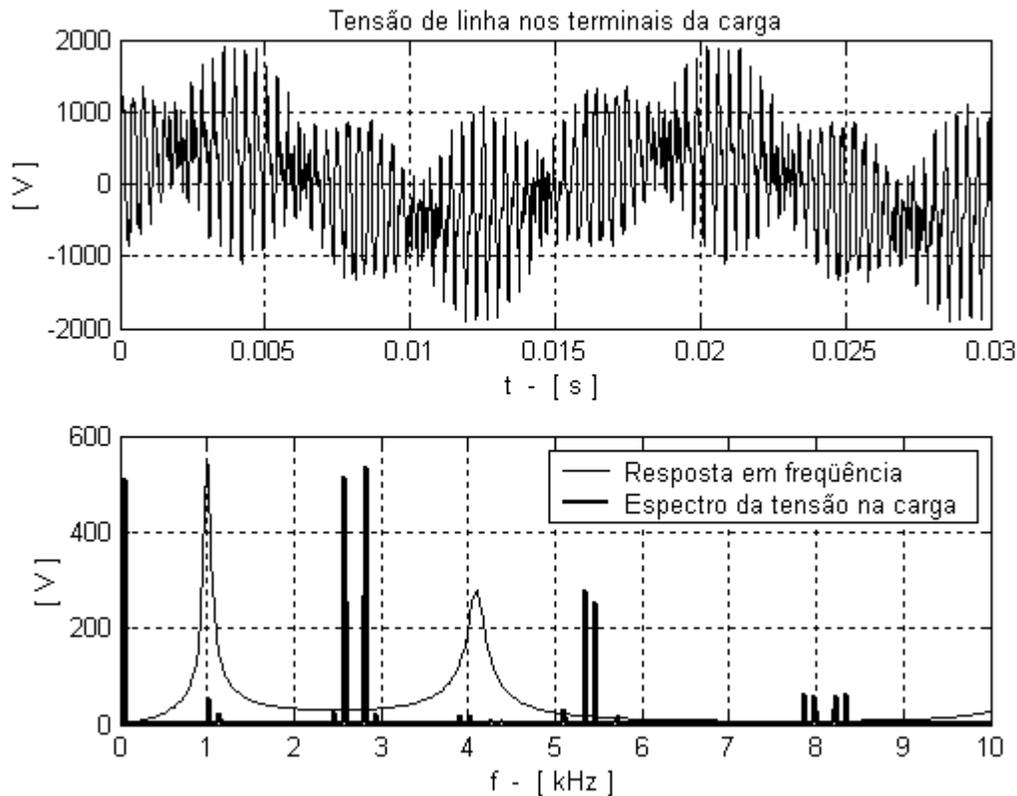


Figura 3.24 - Tensão de linha nos terminais da carga (acima), seu espectro harmônico e ganho da tensão na carga (abaixo).

A taxa de distorção harmônica da tensão de linha nos terminais da carga é de 169% e apresenta efeito forte das componentes harmônicas ao redor da frequência de chaveamento ($m_f \pm 2$). Devido às características do sistema, mesmo nos pontos de menor amplificação da tensão de saída entre as duas primeiras ressonâncias paralelas, encontramos um valor elevado ($\cong 30$) o que torna inviável a escolha da frequência de chaveamento neste intervalo.

Para que a modulação PWM senoidal fosse empregada deveríamos trabalhar com frequências de chaveamento superiores a 7 kHz.

3.3.3. MODULAÇÃO MULTINÍVEL

Para obter um sinal de vários níveis na saída do inversor, pode-se utilizar uma associação de inversores (Murphy e Turnbull, 1989) ou outras topologias existentes na literatura (Bhagwat e Stefanovic, 1983; Iida et alii, 1998) que utilizam maior número de chaves comutadas de forma a se obter tal resultado. O resultado desta modulação é uma redução na taxa de distorção harmônica. Claro que um maior número de níveis torna a forma de onda mais próxima de uma senóide

melhorando a TDH, pois têm-se as primeiras componentes harmônicas em frequências mais altas $h = kN \pm 1$ ($k=1,2,3,4,\dots$ e N é igual ao número de níveis).

Aplica-se para esta seção o exposto na seção 3.2.3 trocando-se tensão de linha por corrente de linha.

3.3.3.1. MULTINÍVEL 12 PULSOS

Consideramos uma modulação multinível com 12 pulsos, pico de corrente de linha em 260 A, a taxa de distorção harmônica da corrente de saída do inversor e após o filtro de saída são 15% e 21,5% respectivamente. Para esta modulação as ordens harmônicas 11^a, 13^a, 23^a e 25^a são as mais significativas entre as geradas pelo inversor.

A figura 3.25 mostra a forma de onda da corrente de linha na saída do inversor, o ganho de corrente na carga e o espectro da corrente de saída do inversor, para uma fundamental de 60 Hz.

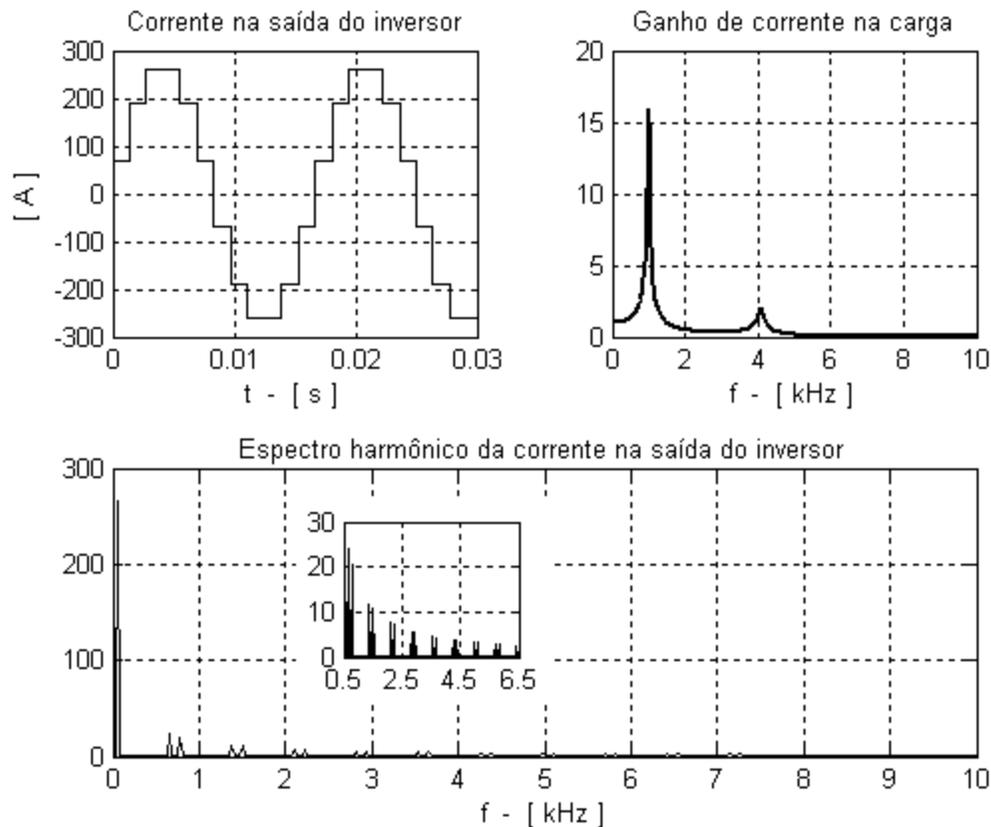


Figura 3.25 - Corrente de linha na saída do inversor, ganho de corrente na carga e espectro da corrente de saída do inversor.

As componentes harmônicas, geradas pelo inversor, que estão situadas na faixa de amplificação da primeira frequência de ressonância são as ordens 11^a e 13^a (660 e 780Hz). Conforme

a resposta em frequência do ganho de corrente nos terminais da carga, as duas primeiras frequências geradas pelo inversor, têm suas amplitudes que chegam aos terminais da carga dobradas por efeito da ressonância. O efeito destas amplitudes e a impedância de carga definirão a forma de onda da tensão nos terminais da carga.

A figura 3.26 mostra a tensão de linha no primário do transformador elevador e seu espectro harmônico.

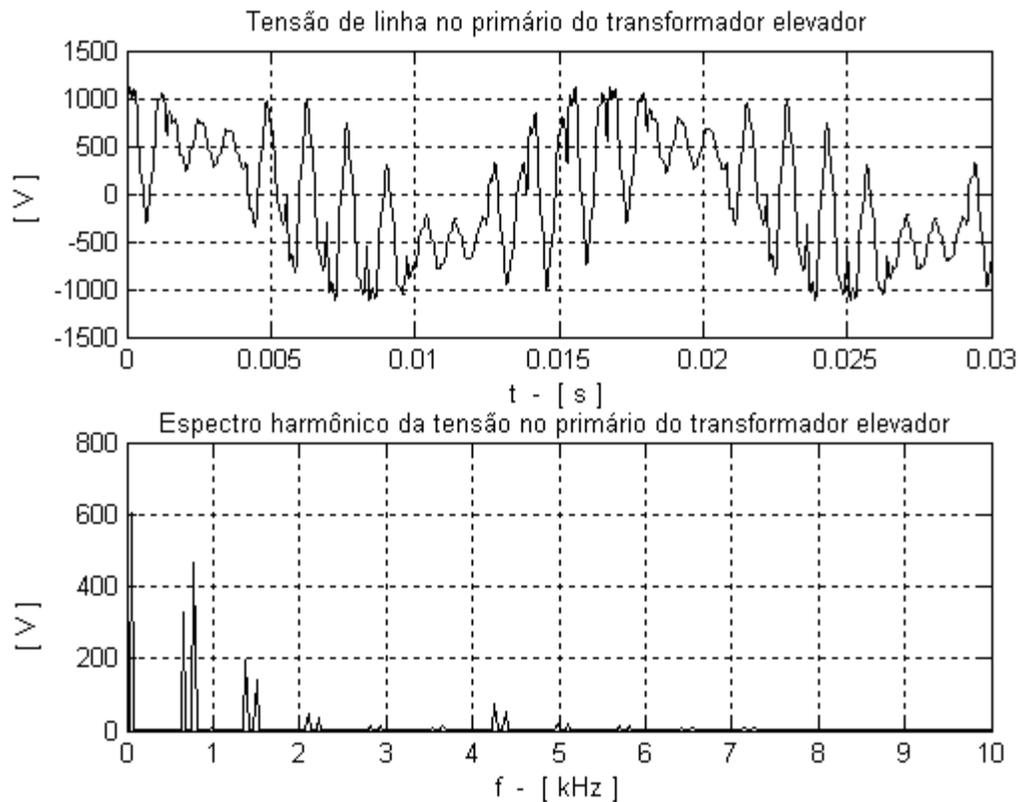


Figura 3.26 - Tensão de linha no primário do transformador elevador e seu espectro harmônico.

A picos da tensão de linha no primário do transformador elevador atingem aproximadamente 1100 V com TDH de 105%.

A figura 3.27 mostra a tensão de linha nos terminais da carga e o seu espectro harmônico.

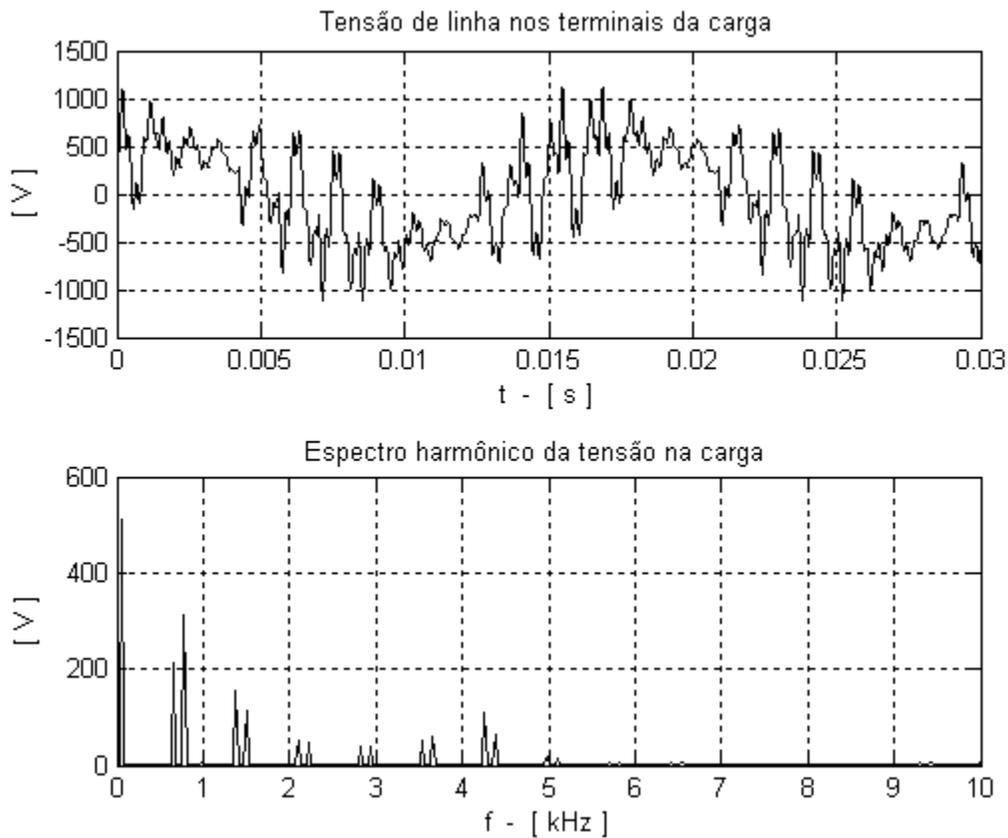


Figura 3.27 - Tensão de linha nos terminais da carga e seu espectro harmônico.

A tensão de linha nos terminais da carga tem taxa de distorção harmônica de 90% e seus picos atingem aproximadamente 1050 V. Das figuras 3.26 e 3.27 nota-se que as duas formas de onda são bastante distorcidas e não diferem muito uma da outra a não ser pela presença de componentes harmônicas de alta frequência, com amplitudes maiores.

A figura 3.28 mostra as formas de onda da corrente de linha no primário do transformador elevador e nos terminais da carga.

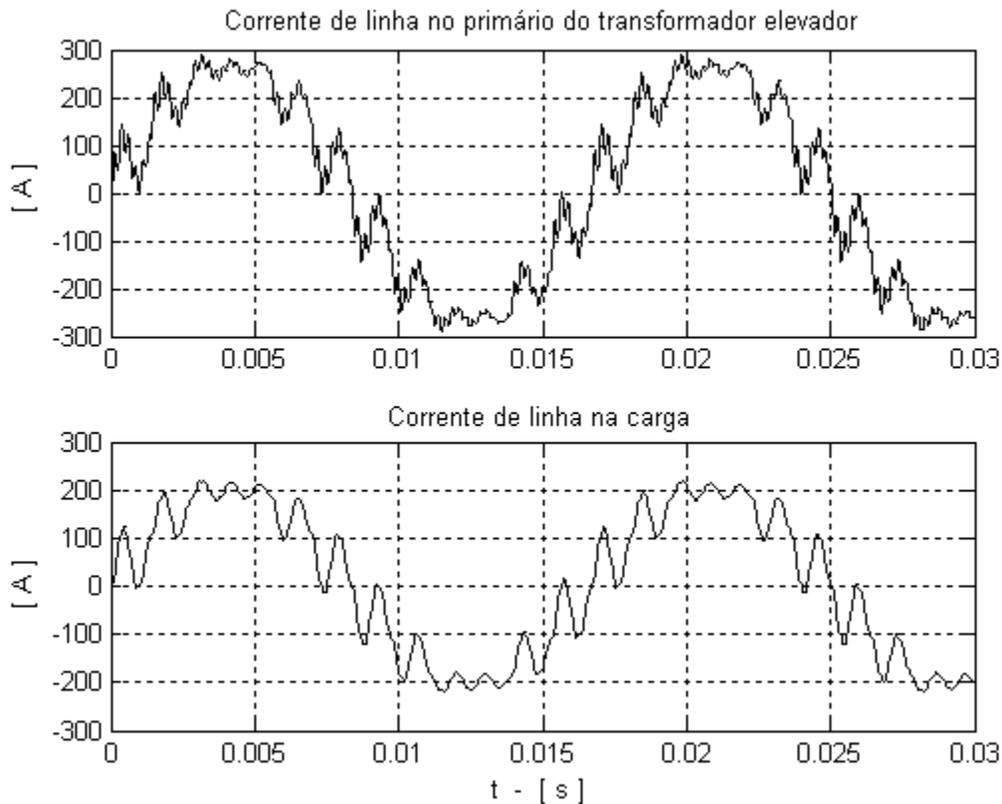


Figura 3.28 - Corrente de linha no primário do transformador elevador e nos terminais da carga.

Para o circuito alimentado por fonte de corrente, diferente do que acontece com circuito alimentado por fonte de tensão, o circuito reflete na saída os efeitos da entrada. Assim, a corrente de linha após o filtro capacitivo tende a se manter da mesma forma para todo o circuito.

Conforme a figura 3.28, as correntes de linha após o filtro e na carga são praticamente idênticas com TDH de 22% e 27%, respectivamente.

Para o inversor com modulação 12 pulsos o sistema apresenta tensões e correntes aceitáveis, pois as componentes harmônicas geradas pelo inversor estão próximas dos pontos críticos do sistema, mas nenhuma está sofrendo grandes ampliações.

3.3.3.2. MULTINÍVEL 18 PULSOS

Consideramos uma modulação multinível com 18 pulsos, com corrente CC de pico de 260 A, a TDH da corrente de saída do inversor e após o filtro são 10% e 51%, respectivamente.

A figura 3.29 mostra a forma de onda da corrente de linha na saída do inversor, o seu espectro e o ganho de corrente na carga, para uma fundamental de 60 Hz.

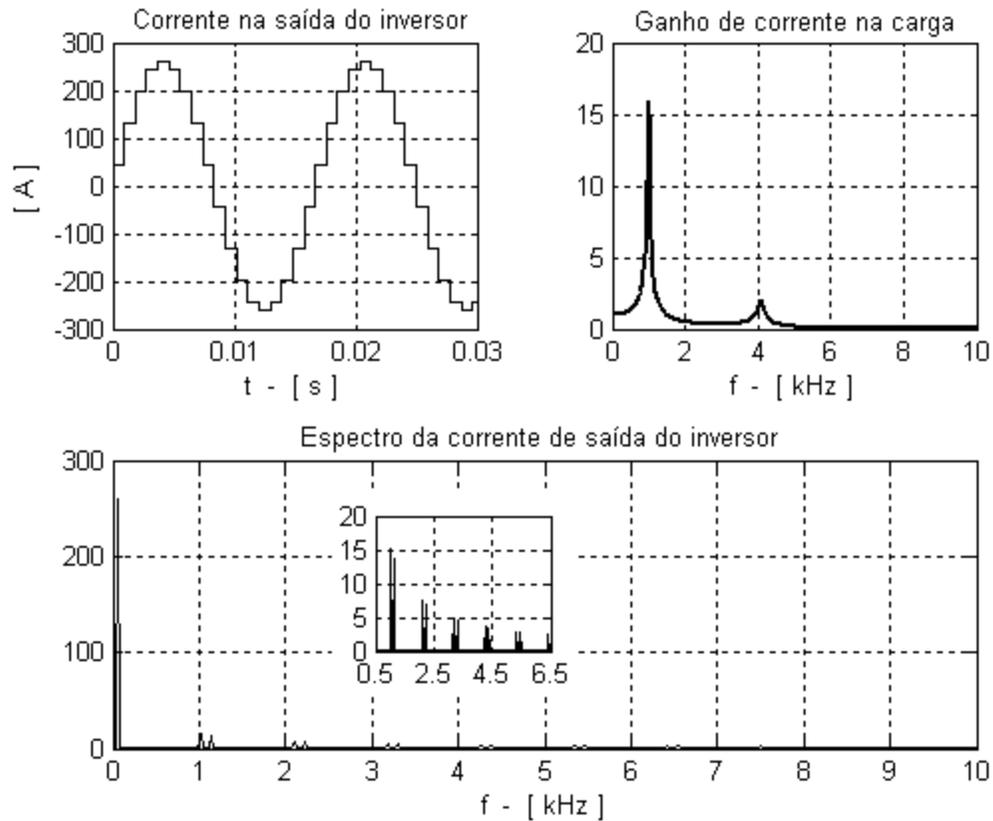


Figura 3.29 - Corrente de linha na saída do inversor, ganho de corrente na carga e espectro da corrente de linha na saída do inversor.

Da figura nota-se que as componentes harmônicas importantes geradas pelo inversor são as ordens 17^a e 19^a (1,02 e 1,14 kHz), sendo que estas duas ordens encontram-se exatamente no primeiro ponto crítico do sistema e serão amplificadas pela ressonância. A ressonância destas harmônicas resultará em elevações nas tensões dos vários pontos do sistema.

A figura 3.30 mostra a forma de onda da tensão de linha e da corrente de linha nos terminais da carga.

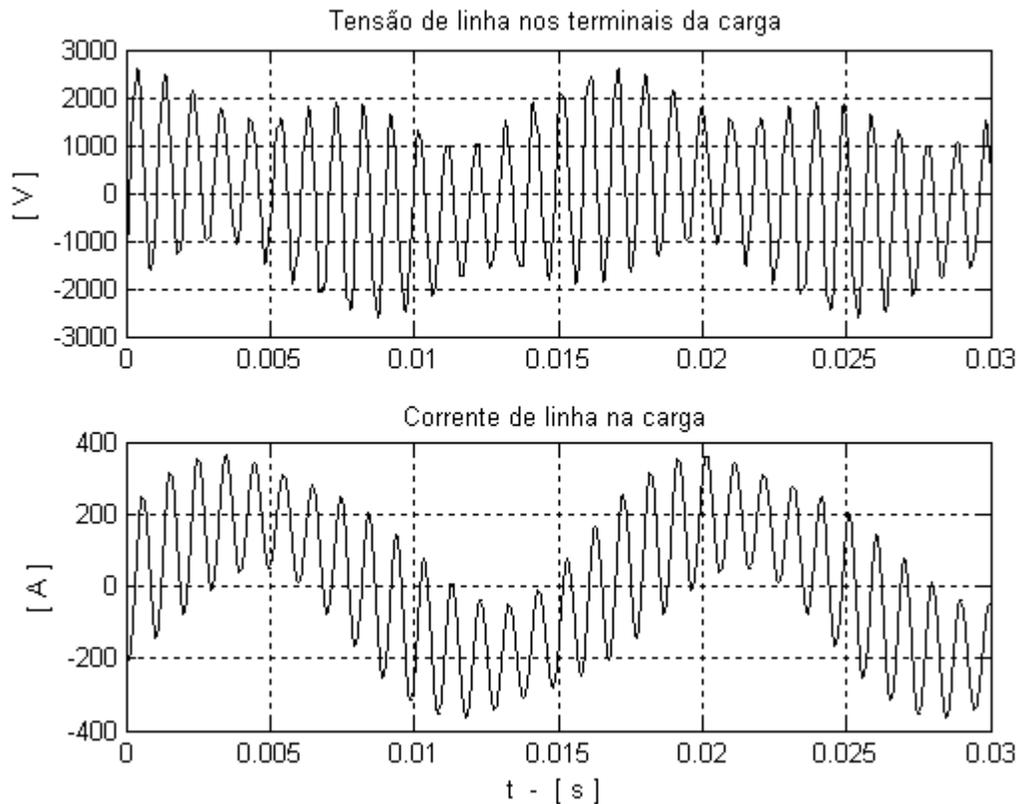


Figura 3.30 - Tensão de linha e corrente de linha nos terminais da carga.

A tensão de linha apresenta picos de aproximadamente 2,5 kV e TDH de 360% e a corrente de linha nos terminais da carga apresenta picos de aproximadamente 360 A com TDH de 90%. Os altos níveis de tensão e corrente nos diversos pontos do sistema e principalmente nos terminais da carga devem-se a frequência de 1,02 kHz, gerada pelo inversor, e amplificada pela primeira ressonância paralela com pico máximo em 0,99 kHz.

A modulação multinível com 18 pulsos não deve ser empregada, para este sistema, pois gera componentes harmônicas que coincidem com os pontos críticos e as ressonâncias se traduzem em altas tensões e correntes ao longo do circuito.

3.3.3.3. MULTINÍVEL 24 PULSOS

A modulação multinível com um maior número de níveis deixa a forma de onda mais próxima de uma senóide melhorando a taxa de distorção harmônica. Aplicando 24 níveis, com pico de corrente de 260 A, para este sistema a TDH da corrente na saída do inversor e após o filtro capacitivo são 7,6% e 6,6% , respectivamente.

A figura 3.31 mostra a forma de onda da corrente de linha na saída do inversor, o ganho de corrente na carga e o espectro da corrente de saída do inversor, para uma fundamental de 60 Hz.

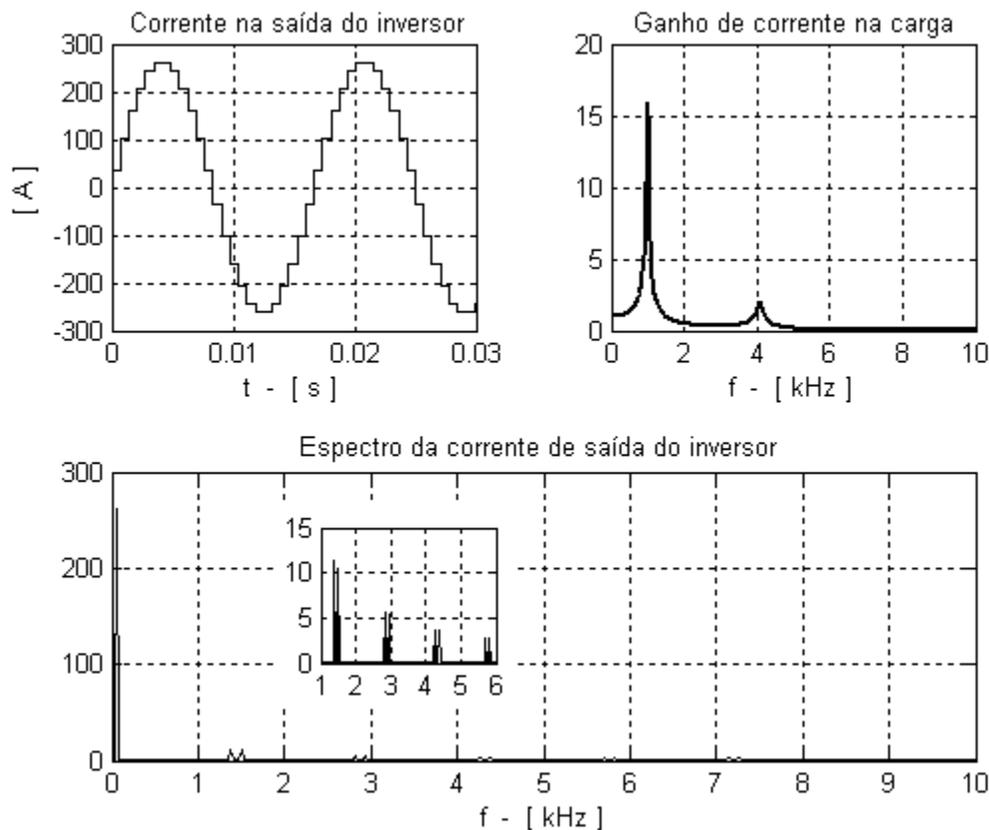


Figura 3.31 -Corrente de linha na saída do inversor, ganho de corrente na carga e espectro da corrente de saída do inversor .

As componentes harmônicas geradas pelo inversor são de baixa amplitude e estão praticamente fora da faixa de ressonância nos terminais da carga observando-se no entanto, que se a fundamental for reduzida para 40 Hz, haverá coincidência com a ressonância do sistema. Para esta modulação as correntes, ao longo do circuito, terão forma próxima a uma senóide com poucos efeitos das componentes harmônicas geradas pela fonte. Devemos avaliar, no entanto, os efeitos sobre as tensões no circuito, pois as baixas amplitudes das ordens harmônicas de corrente associadas com as impedâncias ao longo do circuito, principalmente na carga, podem ocasionar distorções nas tensões.

A figura 3.32 mostra as formas de onda da corrente de linha após o filtro capacitivo e nos terminais da carga.

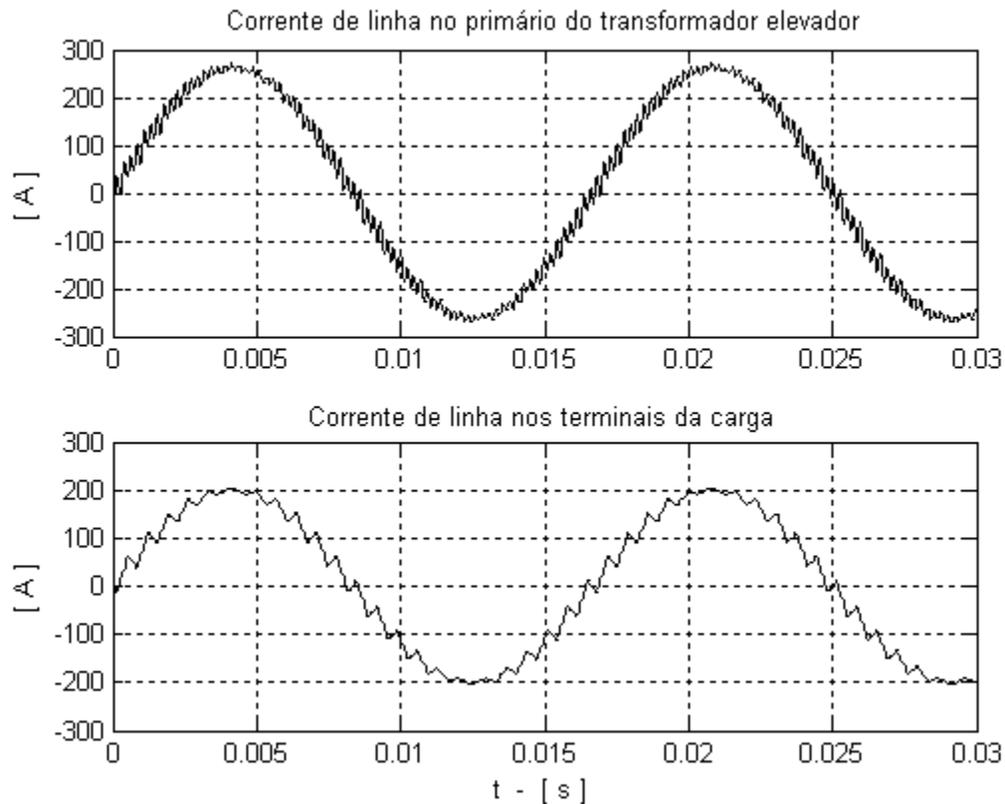


Figura 3.32 - Corrente de linha após o filtro capacitivo (acima) e nos terminais da carga (abaixo).

Conforme figura, as correntes de linha são praticamente senoidais com a presença de frequências mais altas, na corrente do primário do transformador elevador, principalmente a de ordem 71^a com TDH de 6,6%. Nos terminais da carga, o comportamento de filtro passa-baixas do sistema atenua as altas frequências e a forma de onda da corrente apresenta efeito principal da harmônica de ordem 23^a com TDH de 7,1%.

Para esta modulação, os efeitos dos cabos longos sobre a corrente, ao longo do sistema, não causam preocupação e para observar a viabilidade da utilização desta técnica de modulação as tensões devem ser analisadas.

A figura 3.33 mostra as formas de onda das tensões de linha no primário do transformador elevador e nos terminais da carga.

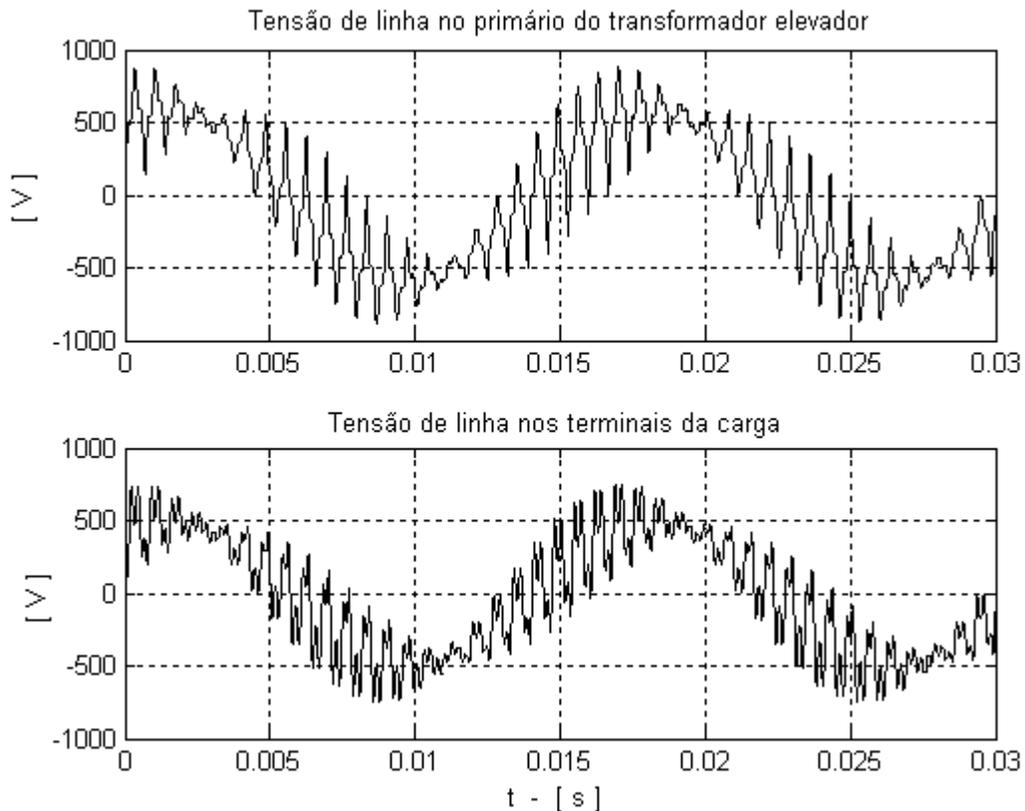


Figura 3.33 - Tensão de linha no primário do transformador elevador e nos terminais da carga.

As formas de ondas de tensão de linha no primário do transformador elevador e nos terminais da carga apresentam TDH de 43% e 46%, respectivamente, sendo que na carga sobressaem as ordens 23^a, 25^a, 71^a e 73^a e na saída do inversor o efeito principal são das ordens 23^a e 25^a. Os picos de tensão de linha na saída do inversor são de aproximadamente 900 V e nos terminais da carga de aproximadamente 750 V não inviabilizando a operação do sistema para este tipo de modulação.

3.4. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Todas as técnicas de modulação analisadas neste capítulo, para inversores fonte de tensão ou fonte de corrente, são aplicadas cotidianamente com as cargas localizadas imediatamente após o inversor.

No caso estudado, a inclusão de um cabo longo para fazer a transmissão de energia da fonte (inversor) até a carga acrescenta frequências críticas ao sistema que se tornam um problema a ser superado para que as técnicas de modulação sejam aplicadas sem inviabilizar a operação da carga.

Para o sistema em questão foram estudadas duas possibilidades para operação do inversor, como fonte de tensão e fonte de corrente e três técnicas de modulação: onda quase quadrada, PWM senoidal e multinível. As técnicas de modulação aplicadas ao inversor fonte de tensão foram avaliadas com relação ao estudo feito no capítulo 2 considerando a resposta em frequência do sistema para algumas variáveis como tensão ou corrente na carga.

➤ **Inversor Fonte de Tensão**

Os pontos críticos do sistema, para o inversor operando como fonte de tensão, são determinados pela impedância de saída da fonte. As ressonâncias séries observadas na saída do inversor serão os pontos de máxima tensão nos terminais da linha (carga). Pela análise feita no capítulo 2, as duas primeiras ressonâncias séries, observadas na impedância de saída da fonte, são os pontos mais críticos do sistema, principalmente a primeira, e as técnicas de modulação empregadas devem evitar que o inversor gere ordens harmônicas que excitem estas ressonâncias.

• **PWM Senoidal**

Considerando as frequências críticas do sistema, deve-se escolher uma frequência de chaveamento que não tenha componentes harmônicas que coincidam com as ressonâncias.

Para o sistema avaliado, a frequência de chaveamento deve estar acima do segundo ponto crítico do sistema para que os efeitos da ressonância sobre as frequências geradas pelo inversor sejam mínimos e em altas frequências de forma a facilitar os processos de filtragem. Nos casos em que não seja possível esta forma de operação, a frequência de chaveamento deve estar situada acima do primeiro ponto crítico do sistema, de modo que a amplificação, principalmente da tensão, seja mínima.

Esta técnica apresenta bons resultados para cabos curtos e médios (≤ 10 km para o sistema estudado) devido ao espaço existente entre os pontos críticos do sistema.

• **Onda Quase Quadrada**

Esta modulação gera todas as componentes harmônicas ímpares, com exceção das múltiplas de 3, com amplitudes decrescendo de forma inversamente proporcional à sua ordem. Para sistemas em que as frequências críticas sejam iguais ou superiores a 1 kHz, os efeitos desta modulação não inviabilizam a sua utilização, pois as componentes harmônicas que sofrem ressonância são de baixa amplitude. As componentes de baixa ordem, mais difíceis de filtrar, seguem pelo sistema e em

alguns casos quando associadas às componentes amplificadas, podem produzir sobretensões ao longo do circuito.

- **Modulação Multinível**

Dependendo do número de níveis, as componentes harmônicas geradas pelo inversor podem estar na faixa de amplificação das frequências críticas e inviabilizar a utilização da técnica. A distorção harmônica e as amplitudes das componentes para a modulação 24 pulsos são baixas e mesmo com componentes harmônicas na faixa de amplificação, os efeitos sobre as tensões do sistema são reduzidos. A corrente ao longo do sistema mostrou-se próxima de uma senóide devido às características de filtro passa-baixas do sistema.

Esta técnica de modulação é interessante para sistemas com cabos longos (>10km para o sistema estudado), pois gera componentes harmônicas de baixa amplitude e em faixas que estariam acima dos primeiros pontos críticos do sistema.

No entanto, em acionamento de velocidade variável, o que faz com que as componentes harmônicas alterem suas frequências, não se pode garantir que não haverá coincidências perigosas entre as frequências críticas do sistema e as harmônicas do inversor.

- **Inversor Fonte de Corrente**

Analisando a impedância de saída da fonte, a primeira ressonância paralela é o ponto mais crítico para o sistema. Para frequências mais elevadas, os pontos críticos são as ressonâncias séries, na entrada do sistema.

- **Onda Quase Quadrada**

Para este sistema, a modulação onda quase quadrada não é interessante, pois as componentes harmônicas geradas pelo inversor apresentam amplitudes mais elevadas nas ordens mais baixas e, como a frequência crítica do sistema está em ordens mais baixas, a ressonância inviabiliza a operação do sistema.

- **PWM Senoidal**

O desempenho desta técnica de modulação, para o inversor operando como fonte de corrente será definido pela viabilidade de se aplicar uma frequência de chaveamento superior às primeiras frequências críticas do sistema.

Para o sistema avaliado, a frequência de chaveamento deve estar acima do segundo ponto crítico do sistema para viabilizar a técnica.

Esta técnica apresenta bons resultados para cabos curtos e médios (≤ 10 km para o sistema estudado) devido ao espaço existente entre os pontos críticos do sistema e a frequência de chaveamento acima dos primeiros pontos críticos não ser superior a 10 kHz.

- **Modulação Multinível**

Para a modulação multinível a operação dentro de condições nominais depende do número de pulsos. Para operação com 12 pulsos as duas primeiras ordens harmônicas geradas pelo inversor (11^{a} e 13^{a}) encontram-se dentro da faixa de ressonância do sistema considerado e provocam elevações nas tensões de saída do inversor e nos terminais da carga. A operação com 18 pulsos é inviável para o sistema em estudo, pois as ordens harmônicas 17^{a} e 19^{a} sofrem amplificação máxima tornando as correntes e tensões na saída do inversor e nos terminais da carga proibitivas. A modulação com 24 pulsos ou superior, mostrou-se bastante viável, pois as amplitudes das componentes harmônicas geradas pelo inversor são reduzidas e estão situadas acima da primeira frequência crítica do sistema. Mesmo nestas condições, a tensão nos terminais de carga apresenta taxa de distorção harmônica próxima de 50%. As correntes ao longo do sistema mostraram-se muito próximas de uma senóide.

Também neste caso valem as considerações sobre o posicionamento móvel das componentes espectrais.

4. ANÁLISE NO TEMPO PARA O SISTEMA COM FILTROS PASSIVOS

Uma análise das formas de onda, no domínio do tempo, obtidas no cap. 3, indica que algumas técnicas de modulação apresentam problemas de ressonância causados pelo casamento das frequências geradas pelo inversor com as frequências críticas do sistema.

Alguns autores (Von Jouanne e Enjeti, 1996; Skibinski, 1996; Skibinski, 1997) sugerem utilizar filtros passa-baixas, na saída do inversor, ou nos terminais da carga (motor de indução) para casamento de impedância. Estas técnicas de filtragem foram empregadas em sistemas inversor-cabo-motor, para um comprimento do cabo de alimentação de aproximadamente 300 metros. Para estas condições o alto $\frac{dv}{dt}$ na saída do inversor provoca picos de tensão nos terminais do motor, por reflexão, que podem atingir o dobro do pico de tensão na saída do inversor.

Será feita uma análise da inclusão de filtros passivos no sistema em estudo no qual os efeitos do comprimento do cabo (8 km) são sentidos em frequências inferiores a 10 kHz. O estudo compreende inversor de tensão com técnicas de modulação PWM senoidal e multinível. O inversor PWM senoidal terá frequência de chaveamento de 3,6 kHz ($m_a = 0,9$) e tensão de saída de pico de 700 V. Para o inversor multinível a tensão de pico de saída será de 600 V.

Dado que para os inversores fonte de corrente já se impõe a necessidade de inserir um capacitor na saída do mesmo, os resultados mostrados no capítulo anterior, já referem-se a resultados análogos aos que serão buscados neste capítulo para os inversores fonte de tensão.

Além disso, conforme foi explicitado no cap. 2, nos pontos de impedância elevada, como na carga, mesmo com alimentação em corrente, os problemas de tensão são mais significativos, de modo que alguns resultados obtidos neste capítulo podem ser aplicados também para o caso de alimentação em corrente.

4.1. FILTRO INDUTIVO NA SAÍDA DO INVERSOR

Esta possibilidade pode ser aplicada com algum sucesso em sistemas em que o comprimento do cabo está em torno dos 300 m e a primeira frequência crítica do sistema está acima dos 100 kHz. Neste caso as altas frequências responsáveis pelos picos de tensão nos terminais do motor de indução são atenuadas e o problema minimizado.

O comprimento do cabo e os elementos associados ao sistema determinam os pontos críticos de forma que para frequências críticas inferiores a 10 kHz a inclusão do elemento indutivo provoca uma redução das frequências críticas do sistema. Esta mudança pode deslocar a resposta em frequência do sistema possibilitando dois resultados:

- a coincidência das componentes harmônicas geradas pelo inversor com os pontos críticos do sistema piorando as condições de ressonância;
- reduzir os níveis de amplificação por deslocar o ponto crítico de forma a retirar da faixa de amplificação as componentes harmônicas (depende da ordem harmônica gerada pela fonte).

O sistema a ser estudado é apresentado na figura 4.1, a seguir.

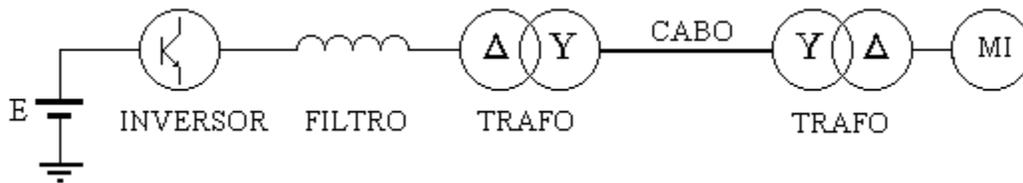


Figura 4.1 - Sistema com filtro indutivo na saída do inversor.

O circuito monofásico referido ao lado de alta dos transformadores, mostrado na figura 4.2, representa o sistema a ser estudado.

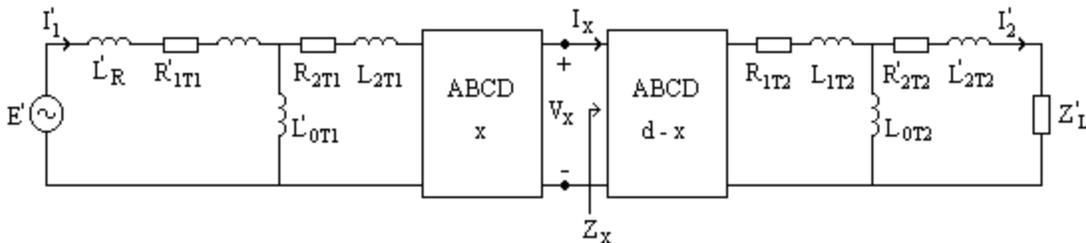


Figura 4.2 - Modelo do sistema incluindo o filtro indutivo (L'_R) na saída da fonte refletido ao lado de alta do transformador elevador.

Uma avaliação da resposta em frequência do ganho de tensão nos terminais da carga, realizada no capítulo 2, mostrou que a primeira frequência crítica do sistema está localizada em 3,33 kHz (fig. 2.33). Considerando o modelo T para a linha de transmissão podemos encontrar, de forma aproximada, a frequência descrita acima. Para os cálculos consideram-se as indutâncias que formam a primeira parte do T da linha (indutância de dispersão do transformador elevador e metade da indutância total da linha) e o paralelo da capacitância da linha com as indutâncias que compõem a

segunda parte do T da linha (metade da indutância total da linha mais as indutâncias de dispersão do transformador abaixador e as indutâncias de dispersão do motor).

A inclusão do indutor de filtro provocará um aumento da indutância da primeira parte do T da linha e com isso reduzirá o ponto de localização da primeira frequência crítica do sistema para o ganho de tensão nos terminais da carga.

A nova frequência crítica para o ganho de tensão nos terminais da carga está limitada entre a primeira frequência de ressonância paralela e a primeira frequência de ressonância série da resposta em frequência para a impedância vista pela fonte (1,56 kHz e 3,33 kHz, respectivamente).

Considerando que a primeira frequência crítica deve ocorrer em 2,5kHz o indutor de filtro referido ao secundário do transformador elevador deve ser de 1,93 mH que corresponde a 0,182 mH quando referido ao primário do transformador elevador, ou seja, na saída da fonte.

Nota-se que a ressonância se dá em 2,73 kHz e não em 2,5 kHz. A diferença se deve ao fato de que, ao reduzir a frequência, o efeito da impedância na parte de saída do modelo T do sistema altera a componente reativa equivalente.

A figura 4.3 mostra a resposta em frequência do ganho de tensão nos terminais da carga e o espectro harmônico da tensão gerada pelo inversor PWM senoidal considerando o sistema sem o indutor de filtro e com o indutor de filtro na saída do inversor.

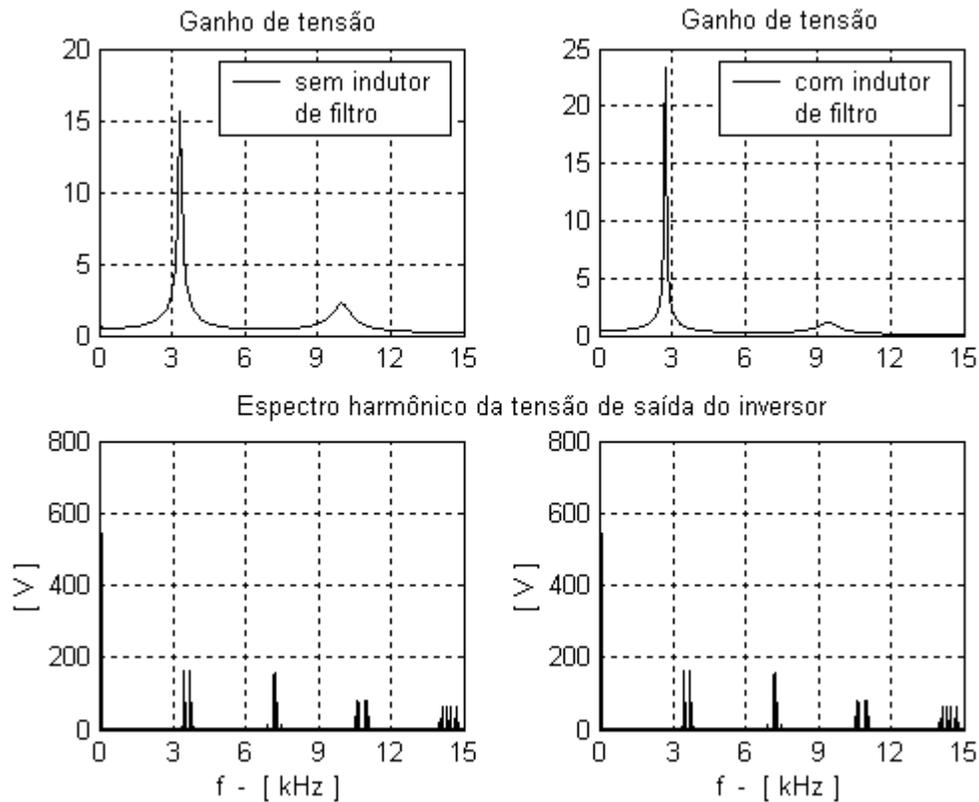


Figura 4.3 - Ganho de tensão nos terminais da carga sem o indutor, com o indutor de filtro na saída do inversor e o espectro harmônico da tensão de saída do inversor.

O ponto de ocorrência das duas primeiras frequências críticas e o ganho de tensão considerando o sistema com e sem a inclusão do indutor de filtro na saída da fonte, são mostrados na tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Frequências críticas do sistema sem o filtro indutivo e com o filtro indutivo na saída do inversor.

	Sem indutor de filtro		Com indutor de filtro	
	Frequência (kHz)	Ganho de Tensão	Frequência (kHz)	Ganho de Tensão
1 ^a ressonância	3,33	15,5	2,73	23
2 ^a ressonância	10	2,25	9,44	1,16
3 ^a ressonância	18	0,9	17,8	0,42

O ganho de tensão para a primeira frequência crítica foi acrescido devido à redução do amortecimento, sendo que o efeito do filtro começa a aparecer a partir da segunda frequência de ressonância quando comparado ao sistema sem o indutor de filtro.

A redução do ponto de ocorrência da primeira frequência crítica muda a amplificação das componentes harmônicas geradas pelo inversor.

A figura 4.4 mostra a tensão nos terminais do motor sem a inclusão do indutor de filtro e com a inclusão do indutor de filtro na saída do inversor PWM senoidal.

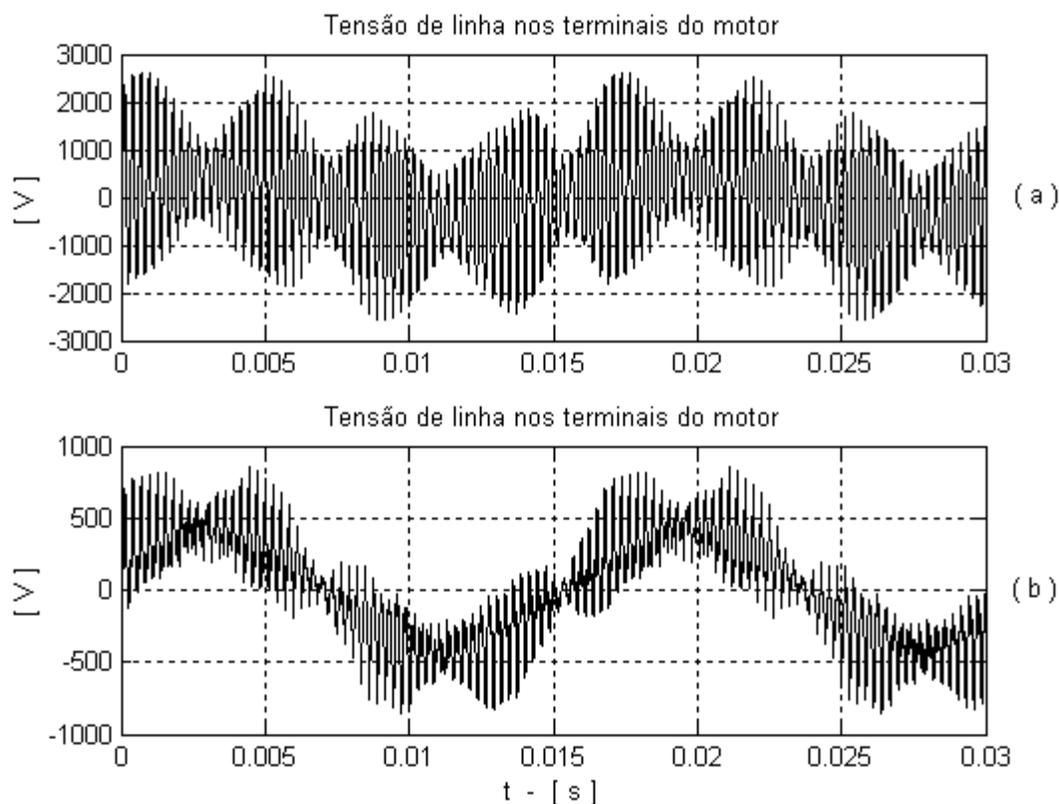


Figura 4.4 - Tensão de linha nos terminais do motor: (a) sem a inclusão do indutor de filtro na saída do inversor, (b) com a inclusão do indutor de filtro na saída do inversor.

Com as componentes harmônicas geradas pelo inversor fora da faixa de amplificação da primeira frequência crítica, reduzem-se consideravelmente os picos de tensão nos terminais da carga tornando a operação do sistema viável.

A figura 4.5 mostra a corrente nos terminais do motor sem a inclusão do indutor de filtro e com a inclusão do indutor de filtro na saída do inversor PWM senoidal.

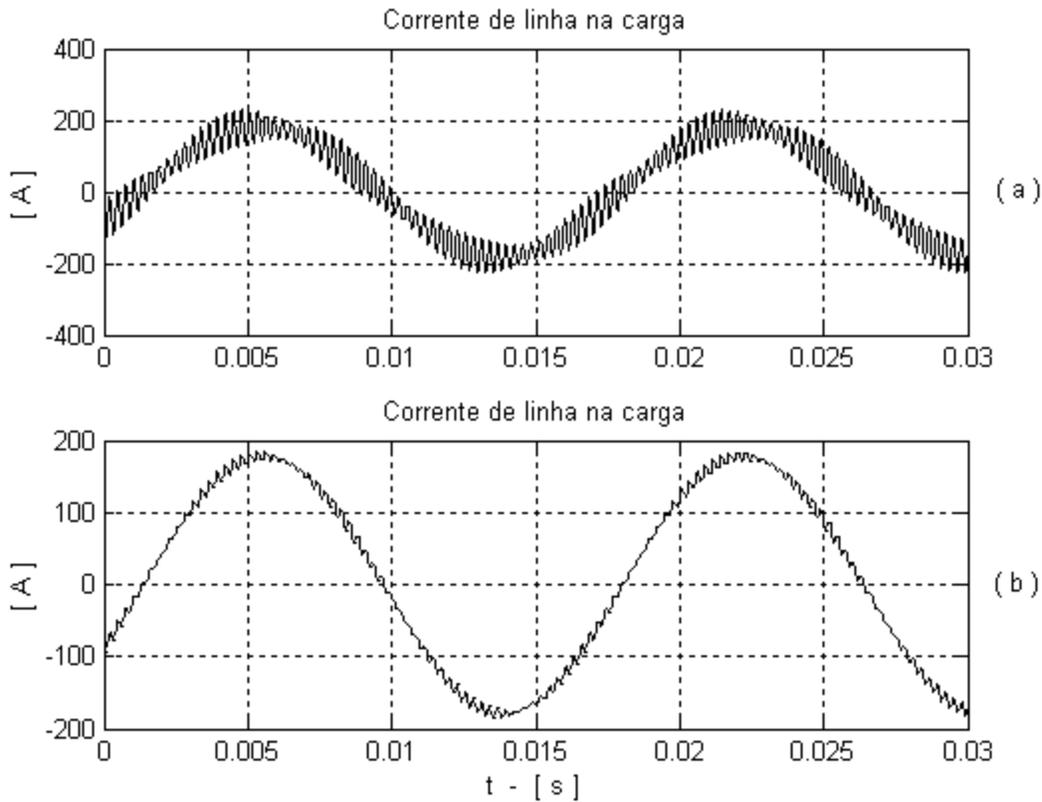


Figura 4.5 - Corrente de linha nos terminais do motor: (a) sem o indutor de filtro na saída do inversor, (b) com o indutor de filtro na saída do inversor.

Com a inclusão do indutor de filtro as componentes harmônicas de corrente são fortemente atenuadas e a corrente que chega aos terminais da carga é praticamente senoidal.

A figura 4.6 mostra o ganho de tensão, nos terminais da carga, e o espectro harmônico gerado pelo inversor multinível de 18 pulsos, com uma fundamental de 60 Hz.

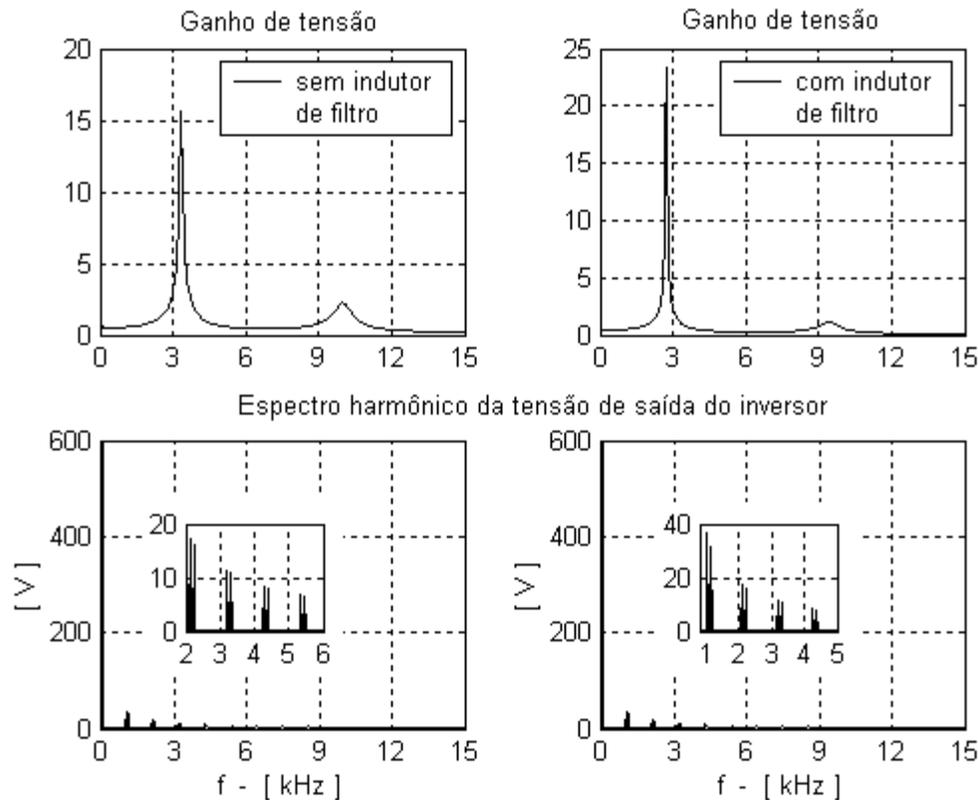


Figura 4.6 - Ganho de tensão nos terminais da carga sem o indutor, com o indutor de filtro na saída do inversor e o espectro harmônico da tensão de saída do inversor.

Da figura 4.6, nota-se que sem a inclusão do indutor de filtro na saída do inversor há duas componentes harmônicas (3,18 kHz e 3,3 kHz) que serão fortemente amplificadas pelo sistema (aproximadamente 15 vezes). Com a inclusão do indutor de filtro, o ponto crítico do sistema é deslocado (2,73 kHz) o suficiente para que as componentes harmônicas, dentro da faixa de amplificação do sistema, não tenham aumento significativo. No entanto, se a fundamental for reduzida para 50 Hz, novamente haveria coincidência e, desta vez, com amplificação ainda maior devido à redução do amortecimento.

A figura 4.7 mostra a tensão nos terminais do motor sem a inclusão do indutor de filtro e com a inclusão do indutor de filtro na saída do inversor multinível de 18 pulsos.

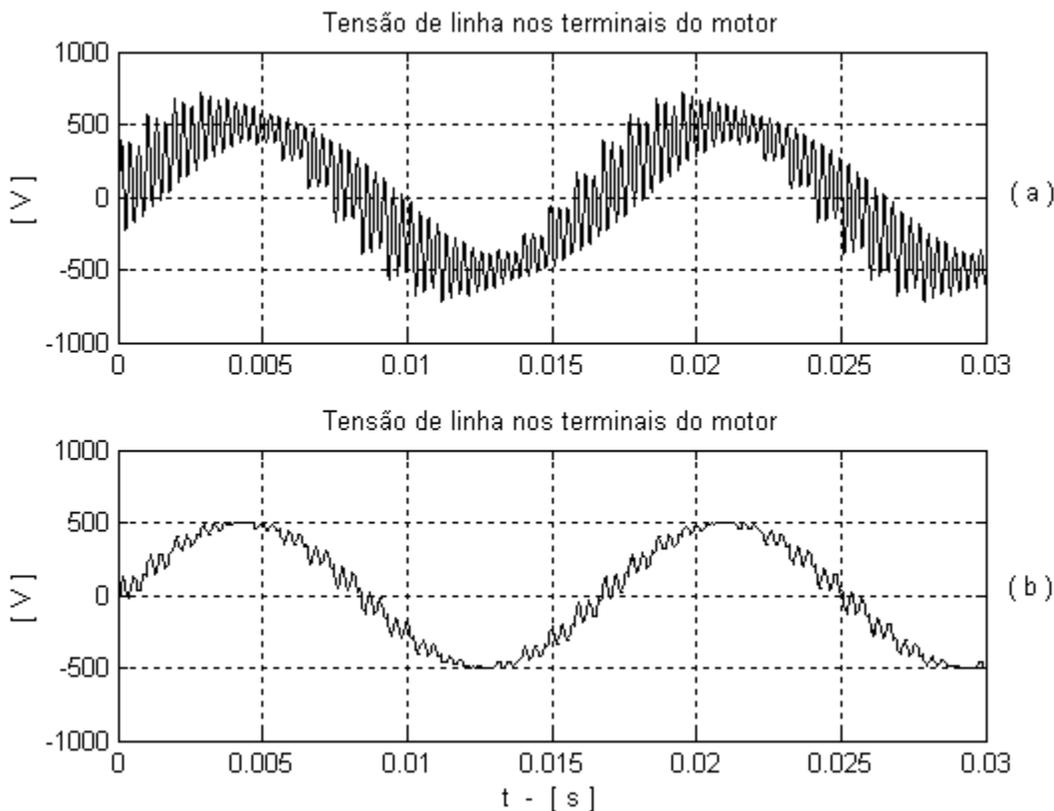


Figura 4.7 - Tensão de linha nos terminais do motor: (a) sem a inclusão do indutor de filtro na saída do inversor, (b) com a inclusão do indutor de filtro na saída do inversor.

Com a proximidade das componentes harmônicas com as frequências críticas do sistema, aparecem as oscilações na forma de onda de tensão na carga gerando uma taxa de distorção harmônica de 43% com valores máximos de tensão de aproximadamente 700 V. A inclusão do indutor de filtro desloca os pontos críticos do sistema e isto se reflete em uma redução na amplificação das componentes harmônicas ocasionando uma forma de onda de tensão na carga com uma taxa de distorção harmônica de 11,5% com pico de tensão de 500 V.

A figura 4.8 mostra a corrente nos terminais do motor sem a inclusão do indutor de filtro e com a inclusão do indutor de filtro na saída do inversor multinível.

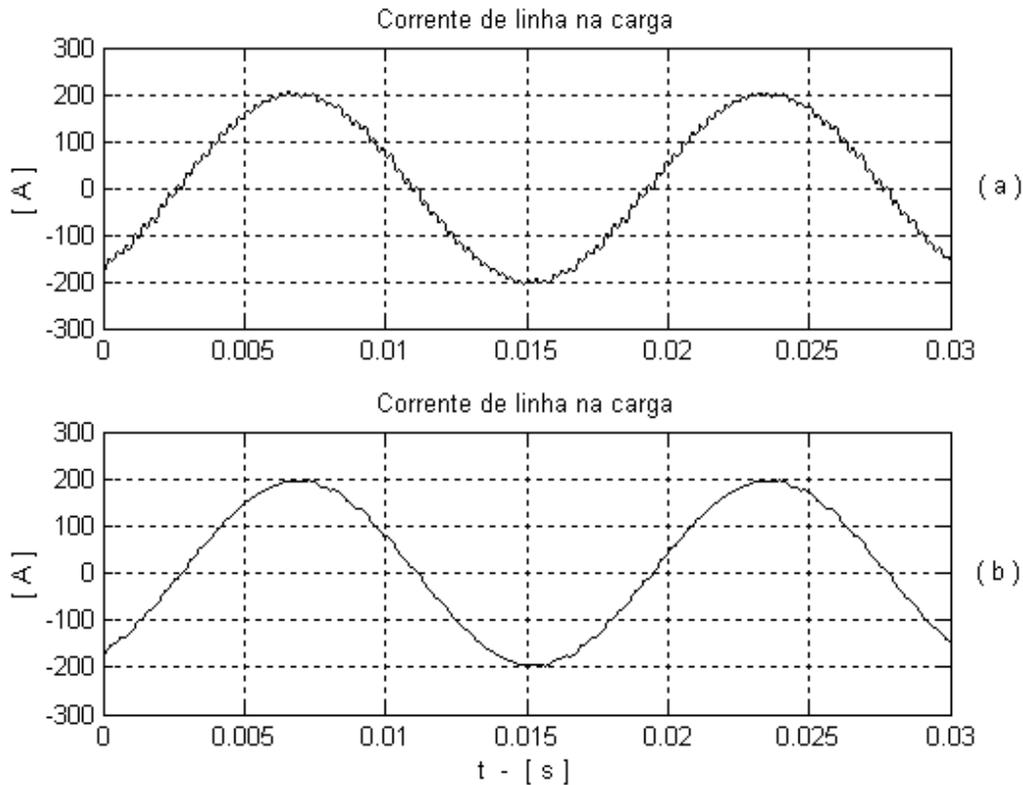


Figura 4.8 - Corrente de linha nos terminais do motor: (a) sem a inclusão do indutor de filtro na saída do inversor, (b) com a inclusão do indutor de filtro na saída do inversor.

4.2. FILTRO NOS TERMINAIS DO CABO DE TRANSMISSÃO PARA CASAMENTO DE IMPEDÂNCIA.

Para sistemas em que os terminais de saída do cabo de transmissão sejam acessíveis, pode-se introduzir nestes terminais um filtro passa-baixas com a finalidade de casamento de impedância e, com isso, minimizar os efeitos de sobretensão devido a reflexão de onda. O casamento com a impedância do cabo deve se dar, principalmente, na primeira frequência crítica. A figura 4.9 mostra o circuito monofásico, referido ao lado de alta dos transformadores, com a inclusão do filtro passa-baixas nos terminais do cabo de transmissão.

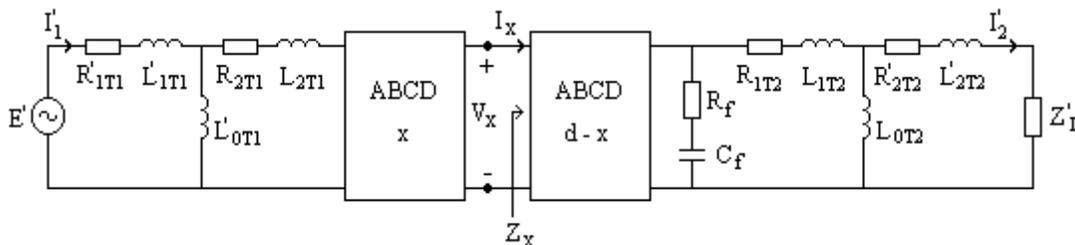


Figura 4.9 - Modelo do sistema incluindo o filtro passa-baixas para casamento de impedância nos terminais do cabo de transmissão.

Considerando-se o estudo realizado no cap. 2, seção 2.6.1, para a simulação do circuito mostrado na figura 4.9, utilizou-se um filtro RC com $R_f = 47\Omega$ e $C_f = 80\text{ nF}$. A figura 4.10 mostra o ganho de tensão nos terminais da carga para o sistema com filtro RC colocado nos terminais do transformador abaixador (lado de alta) e sem filtro RC.

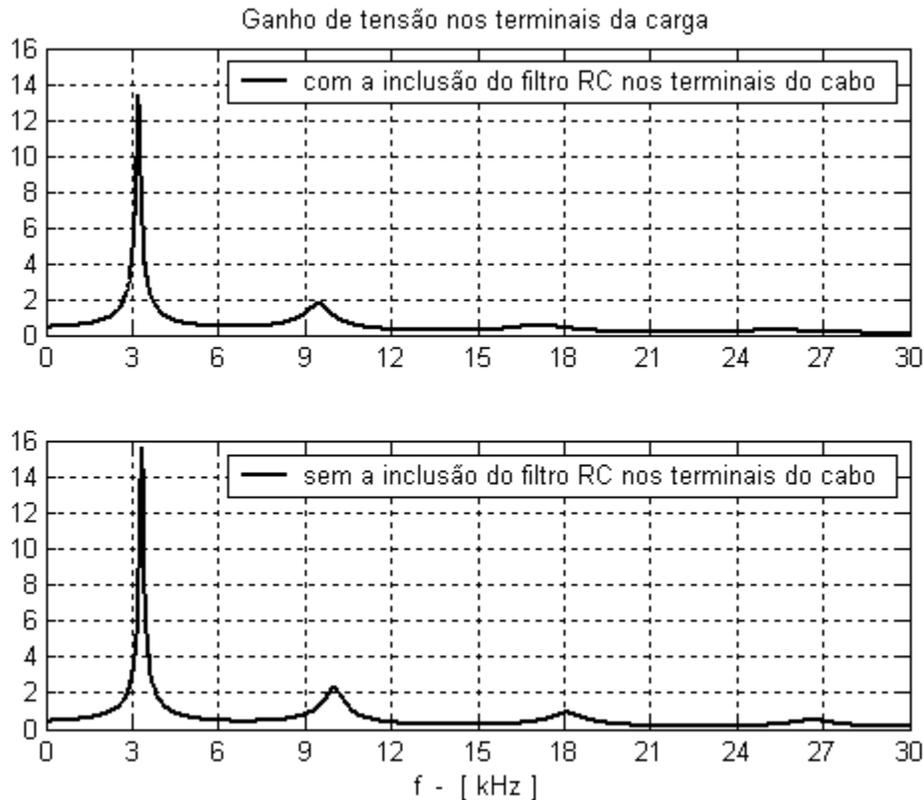


Figura 4.10 - Ganho de tensão nos terminais da carga. Considerando sistema com filtro RC nos terminais do transformador abaixador (lado de alta) e sem filtro RC.

Com a inclusão do filtro nos terminais do cabo de transmissão, a primeira frequência crítica do sistema e o ganho de tensão nos terminais de carga sofrem pequenas reduções (para 3,2 kHz e 13,21, respectivamente). Nota-se na figura 4.10 que as atenuações são mais evidentes para frequências mais elevadas, ou seja, acima de 20 kHz. O sistema incluindo filtro nos terminais da linha será avaliado somente para o inversor com técnica PWM senoidal, pois com as pequenas reduções sofridas pela frequência crítica o inversor multinível 18 pulsos teria um pior desempenho do que o sistema sem filtro.

A figura 4.11 mostra o resultado no tempo para a tensão nos terminais da carga com a inclusão do filtro RC e sem o filtro RC.

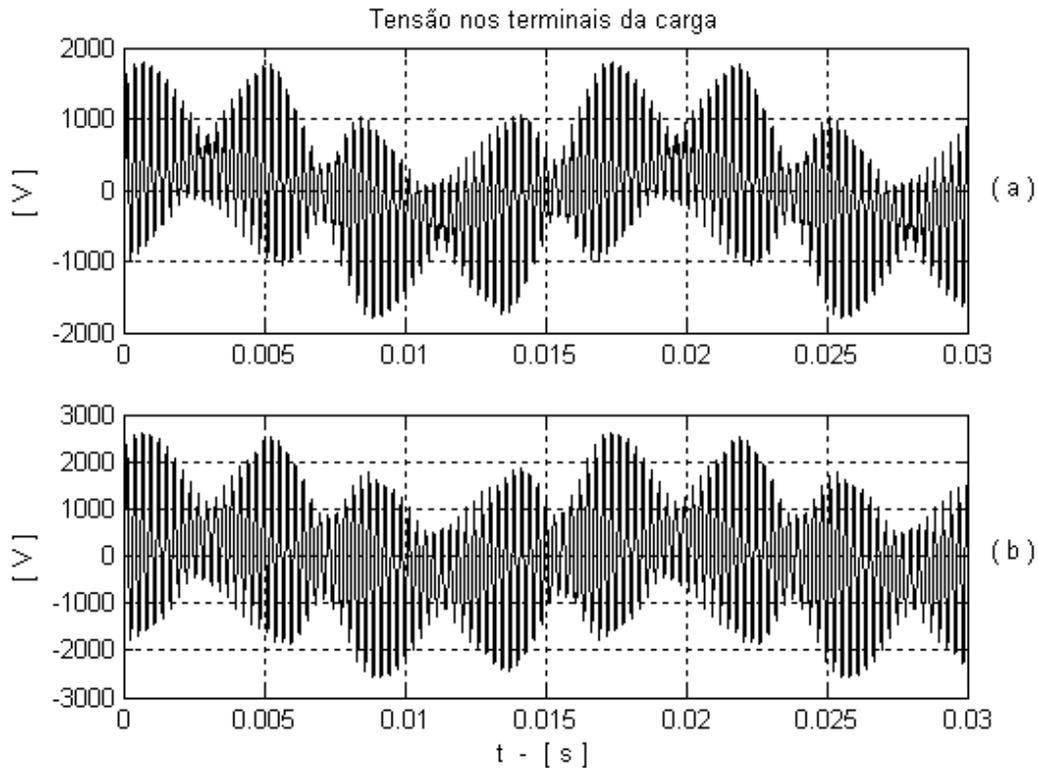


Figura 4.11 - Tensão de linha nos terminais da carga: (a) com a inclusão do filtro RC nos terminais do cabo, (b) sem a inclusão do filtro RC nos terminais do cabo.

Da figura 4.11, nota-se que a redução dos picos de tensão é considerável (2,6 kV para 1,8 kV), mas a tensão nos terminais da carga continua com níveis não aceitáveis para sua operação.

4.3. FILTRO LC NA SAÍDA DO INVERSOR

Uma outra possibilidade de melhorar a forma de onda nos terminais da carga seria a introdução de um filtro passa-baixas na saída do inversor. O filtro é introduzido com o intuito de minimizar os efeitos de qualquer componente harmônica gerada pelo inversor, nas proximidades da primeira frequência crítica do sistema. A figura 4.12 mostra o sistema, referido ao lado de alta tensão do transformador elevador, com a introdução do filtro na saída do inversor.

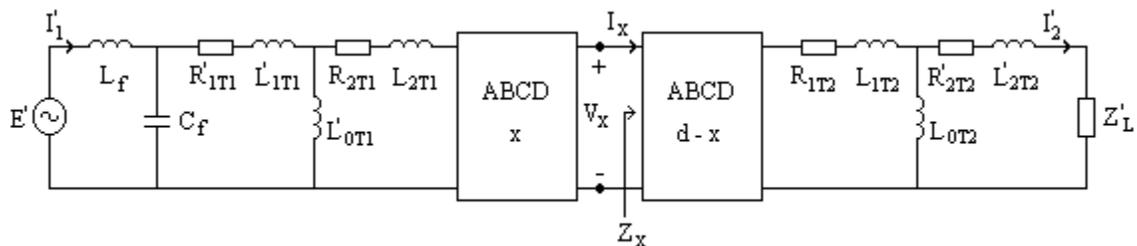


Figura 4.12 - Sistema com a inclusão de um filtro passa-baixas (LC) na saída do inversor.

Conforme estudo feito no cap. 2, seção 2.6.2, o indutor de filtro e o capacitor de filtro valem $323 \mu\text{H}$ e $160 \mu\text{F}$, respectivamente. Os resultados obtidos nesta seção não usam amortecimento para o filtro passa-baixas.

A figura 4.13 mostra os efeitos da inclusão do filtro LC na saída do inversor, considerando avaliação em frequência, para o sistema com filtro e sem filtro.

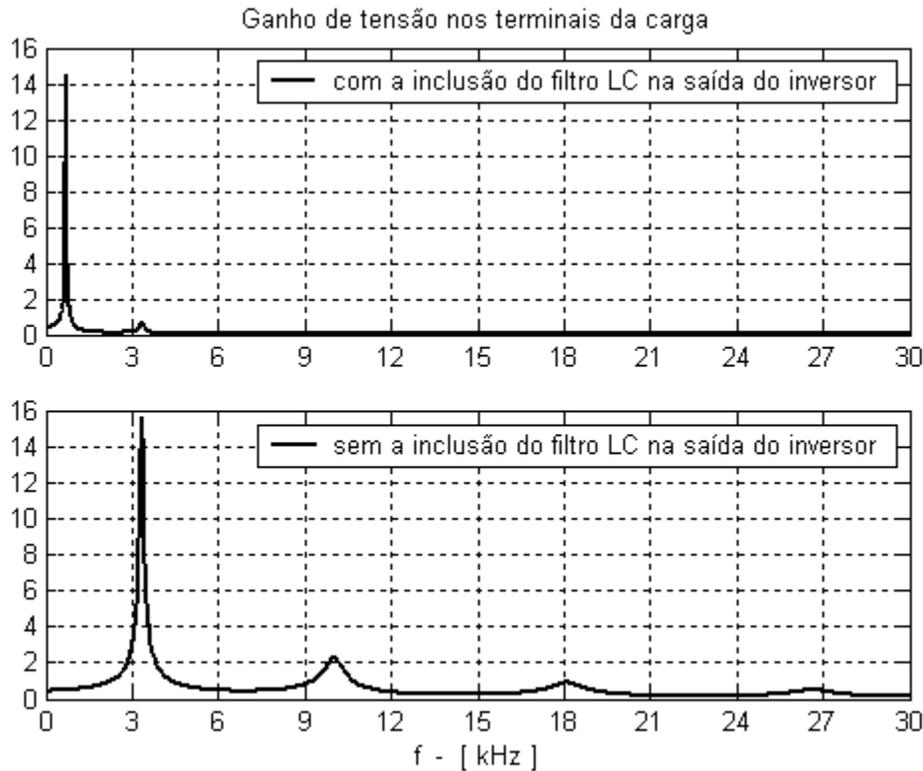


Figura 4.13 - Sistema com a inclusão do filtro LC na saída do inversor e sem o filtro LC.

A inclusão do filtro reduz a elevação de tensão que poderia ser causada por uma componente harmônica na frequência de 3,33 kHz, mas introduz um novo valor para a primeira frequência crítica em torno de 700 Hz e com uma amplitude bem mais elevada que para o caso sem filtro.

A figura 4.14 mostra o ganho de tensão na carga, o espectro harmônico gerado pelo inversor PWM senoidal, a tensão e a corrente nos terminais da carga.

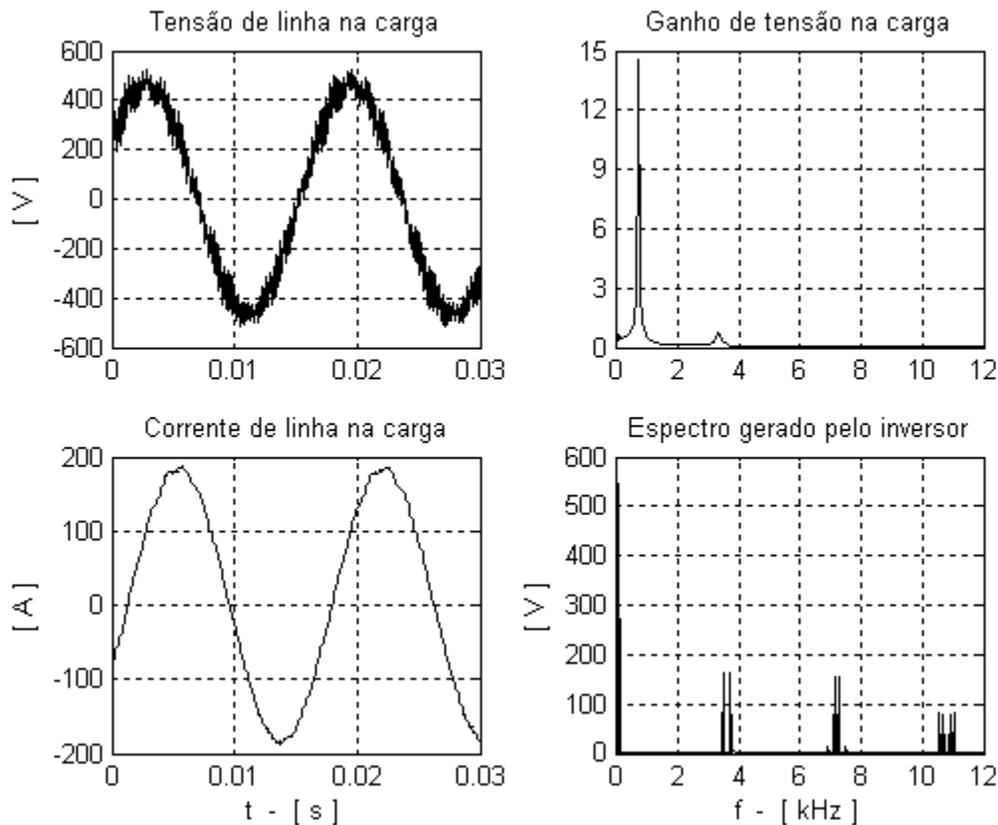


Figura 4.14 - Ganho de tensão nos terminais da carga, espectro harmônico gerado pelo inversor, tensão e corrente de linha nos terminais da carga.

Em 3,33 kHz o filtro atua de forma eficaz, reduzindo a amplitude do ganho de tensão, nos terminais da carga, para um valor inferior à unidade. A componente harmônica de ordem 58^a (3,48 kHz), gerada pelo inversor, sofre amplificação e é a responsável pela ondulação existente na forma de onda de tensão nos terminais da carga, mas nada que inviabilize seu funcionamento. A forma de onda de corrente, nos terminais da carga, é praticamente senoidal.

Nas modulações por onda quadrada e multinível, a ocorrência da ressonância pouco amortecida em 700 Hz pode ser um problema, mesmo que se use um inversor com grande número de pulsos, caso a frequência fundamental seja baixa.

Neste caso seria preciso prever algum tipo de amortecimento, passivo ou ativo, para proteção tanto do inversor quanto do sistema.

A figura 4.15 mostra o ganho de tensão na carga, o espectro harmônico gerado por um inversor multinível com 18 pulsos, a tensão e corrente nos terminais da carga, para uma componente fundamental de 60 Hz.

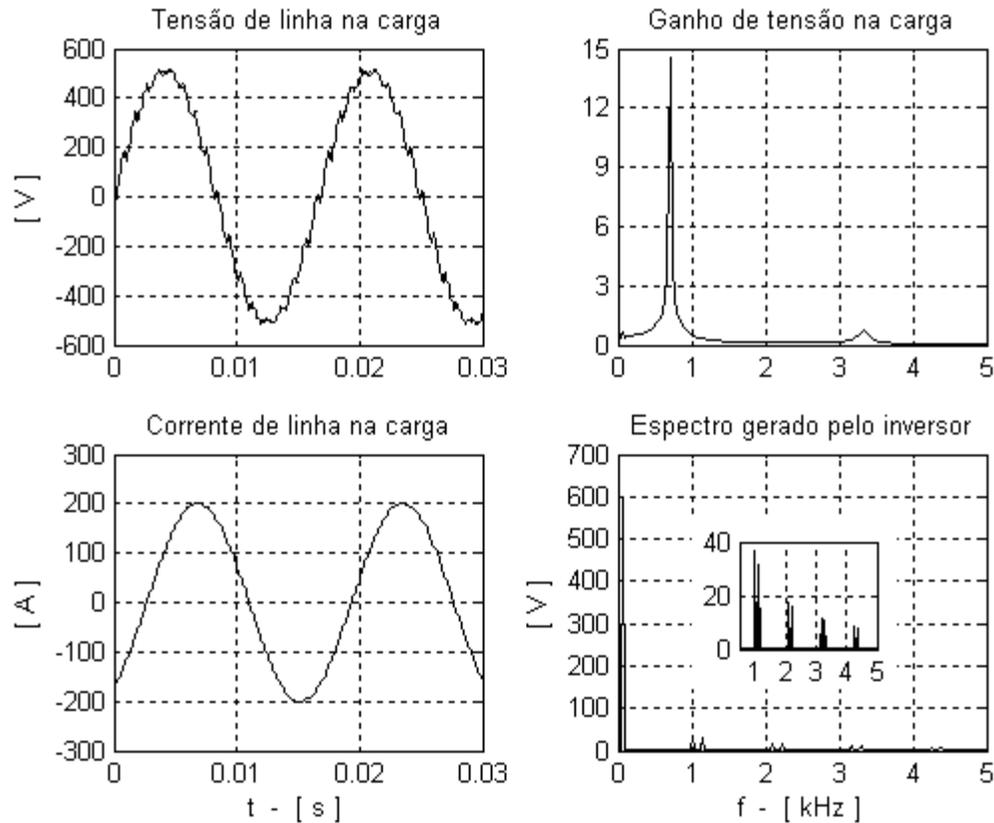


Figura 4.15 - Ganho de tensão nos terminais da carga, espectro harmônico gerado pelo inversor (com zoom), tensão e corrente de linha nos terminais da carga.

A distorção harmônica de 5,6% encontrada na forma de onda de tensão pode ser atribuída às duas primeiras componentes harmônicas geradas pelo inversor (1,02 kHz e 1,14 kHz). Desta forma a inclusão do filtro praticamente elimina o efeito das demais componentes harmônicas geradas pelo inversor produzindo uma tensão praticamente senoidal nos terminais da carga. A forma de onda de corrente nos terminais da carga não apresenta efeito significativo de componentes harmônicas geradas pelo inversor.

4.4. FILTRO LC NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR ELEVADOR

Uma outra forma de utilizar o filtro passa-baixas é a introdução do capacitor de filtro do lado de alta do transformador elevador associado à indutância de dispersão do transformador, conforme mostra a figura 4.16.

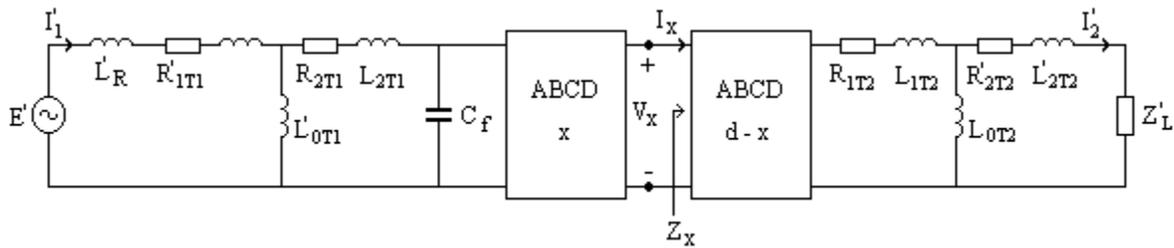


Figura 4.16 - Sistema com filtro passa-baixas no secundário do transformador elevador.

Considerando a indutância de dispersão do transformador elevador como 1,63 mH, a escolha do capacitor de filtro deve ser norteada pelas frequências críticas do sistema e pelo nível de atenuação desejado.

A figura 4.17 mostra os resultados de simulação para um sistema de filtro sem amortecimento com um capacitor de filtro de 53 μF inserido no secundário do transformador elevador. O inversor considerado é o PWM senoidal com $f_s = 3,6$ kHz.

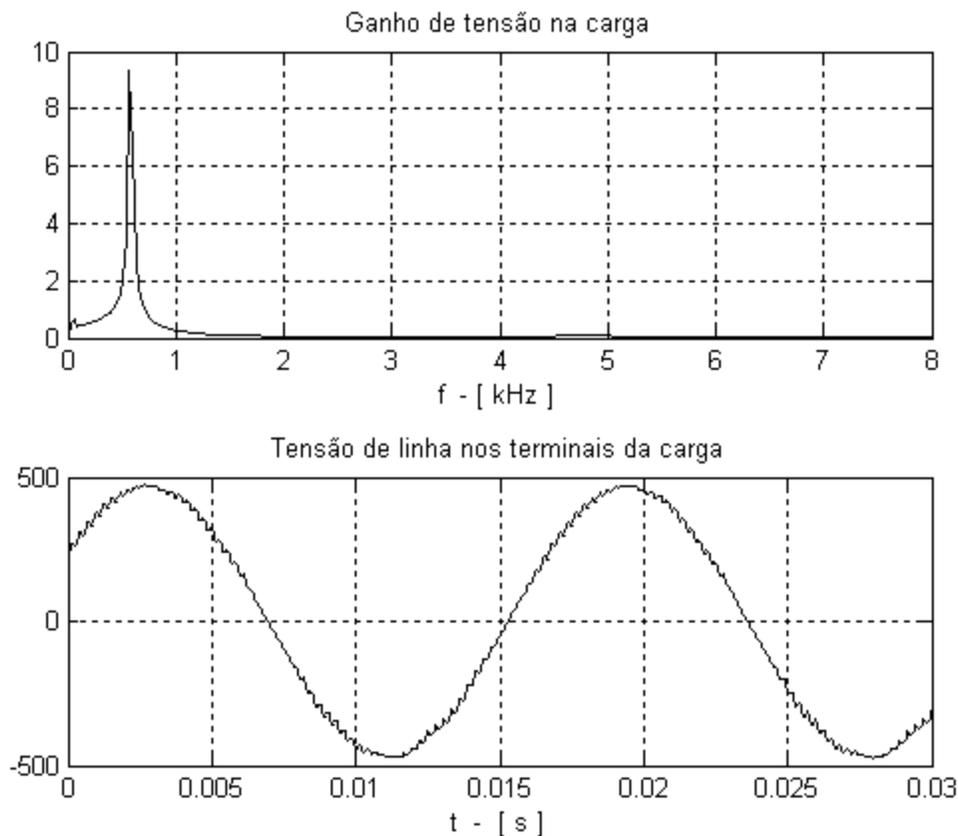


Figura 4.17 - Ganho de tensão na carga e tensão de linha nos terminais da carga para o sistema com filtro passa-baixas no secundário do transformador elevador.

A resposta em frequência para o ganho de tensão nos terminais da carga, apresenta uma frequência crítica em 570 Hz e um ganho de aproximadamente 9 vezes e atenua fortemente as ressonâncias existentes no sistema sem filtro. Pode-se notar que a tensão é praticamente senoidal e as distorções, embora mínimas, são causadas pela frequência de chaveamento (3,6 kHz) devido ao resíduo de amplificação da primeira frequência crítica do sistema sem filtro (3,33 kHz).

Considerando-se o sistema de filtro amortecido, incluiu-se no secundário do transformador, em paralelo ao ramo capacitivo, um ramo amortecido dado por um resistência de 5,54 Ω em série com um capacitor de valor 10 vezes o capacitor de filtro (0,53 mF). A figura 4.18 mostra os resultados de simulação para esta nova configuração de filtro.

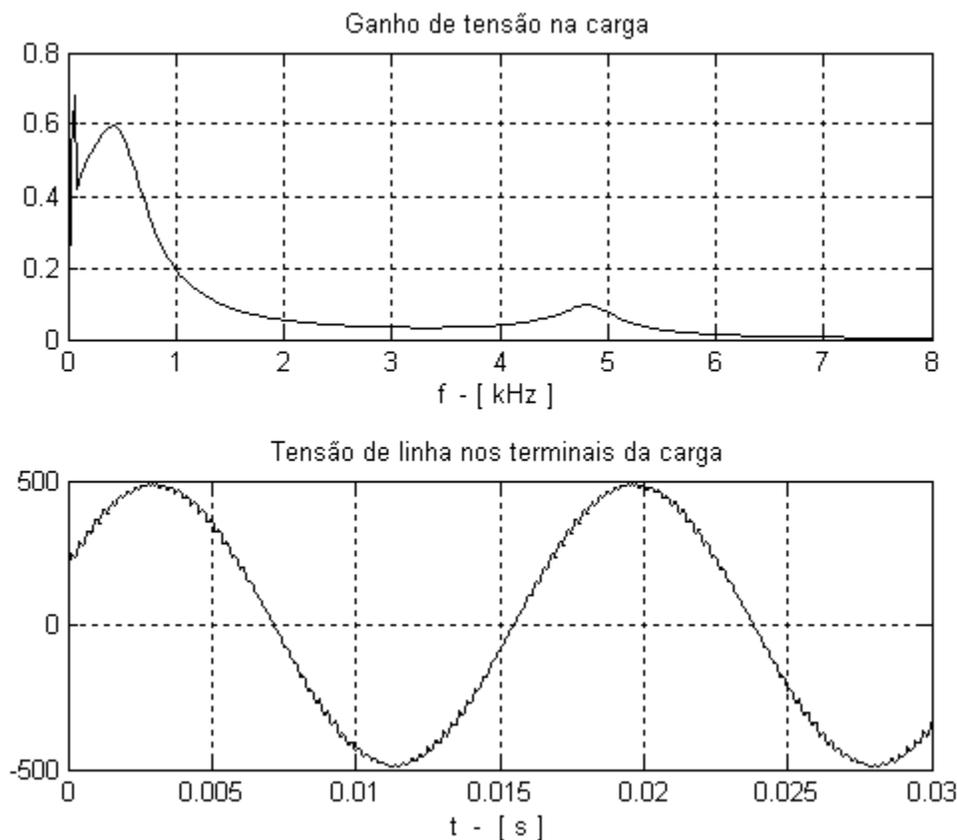


Figura 4.18 - Resposta em frequência do ganho de tensão (acima) e tensão nos terminais da carga (abaixo) para o sistema com filtro amortecido.

O amortecimento do filtro mostra-se muito eficiente para a primeira frequência crítica com uma amplificação menor que a unidade, mas não tem efeito significativo para as demais frequências de forma que o resultado final da tensão nos terminais do motor praticamente é idêntico ao apresentado para o sistema com filtro sem amortecimento.

A tabela 4.2 mostra as TDH da tensão e corrente de linha na carga para os tipos de filtros simulados.

Tabela 4.2 - TDH da tensão e corrente de linha na carga para diversos filtros

	PWM senoidal		Multinível com 18 pulsos	
	TDH (%) Tensão na carga	TDH (%) Corrente na carga	TDH (%) Tensão na carga	TDH (%) Corrente na carga
Sem filtro	319	23	44	4
Filtro indutivo ¹	56	3,8	11,5	1,8
Filtro RC ²	193	-	-	-
Filtro LC ³	12,6	1	5,6	1,3
Filtro LC ⁴	2,5	-	-	-
Filtro LC ⁵	2,2	-	-	-

Filtro indutivo ¹ - Indutor de filtro na saída do inversor.

Filtro RC ² - Filtro RC nos terminais do cabo (primário do transformador abaixador) para casamento de impedância.

Filtro LC ³ - Filtro passa-baixas LC, sem amortecimento, na saída do inversor

Filtro LC ⁴ - Filtro passa-baixas LC, sem amortecimento, no secundário do transformador elevador.

Filtro LC ⁵ - Filtro passa-baixas LC, com amortecimento, no secundário do transformador elevador.

4.5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

O indutor de filtro na saída do inversor tem sua eficiência condicionada pelo comprimento do cabo de alimentação e pelas técnicas de modulação que determinam as ordens e as amplitudes das componentes harmônicas geradas pela fonte.

A inserção de um filtro passa baixa, no final do cabo, para casamento de impedância, também não apresenta resultados relevantes para o sistema em estudo, pois seus efeitos são sentidos em frequências mais elevadas tornando esta técnica interessante para cabos mais curtos.

O filtro passa-baixas (LC) na saída do inversor mostrou um bom resultado, dentro do estudo, reduzindo a amplitude na primeira frequência crítica para um valor inferior à unidade. A inclusão do filtro causa uma redução no valor da primeira frequência de ressonância e este novo ponto apresenta amplitude mais elevada. Para evitar problemas com este novo ponto crítico o filtro deve ser amortecido, mas suas perdas devem ser aceitáveis, sem comprometer o rendimento global.

O filtro LC no secundário do transformador elevador, considerando a indutância de dispersão como parte do filtro, produz resultados semelhantes ao obtido com o filtro na saída do inversor, utilizando capacitância menor, mas com maior isolamento para tensão.

Para o sistema em estudo o filtro passa-baixas na saída do inversor ou no secundário do transformador elevador é a melhor opção para cabos longos.

5. COMPARAÇÃO ENTRE RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Este capítulo apresenta uma comparação entre os resultados de simulação e experimentais obtidos em ensaio realizado pela WEG em conjunto com a Petrobrás (Freitas, 1996). O sistema testado é mostrado na figura 5.1, sendo composto por um inversor, indutor de filtro na saída do inversor, transformador elevador, cabo de alimentação, transformador abaixador e motor.

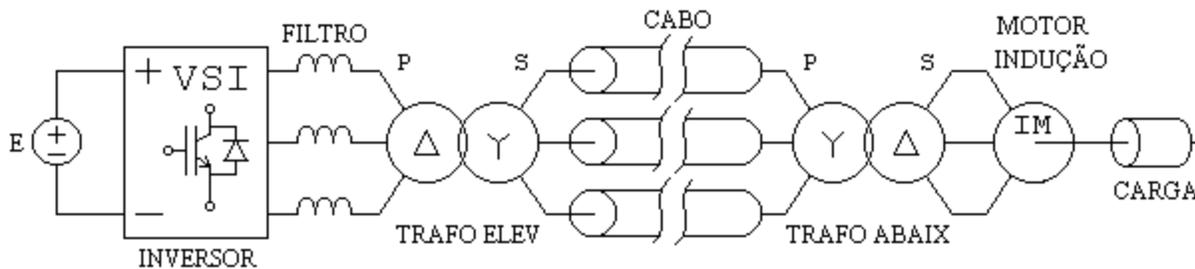


Figura 5.1 - Sistema utilizado para o experimento.

Os parâmetros dos elementos envolvidos são dados a seguir:

- Inversor - VSI, modulação PWM senoidal com injeção de terceiro harmônico, frequência de chaveamento de 3,6kHz, tensão de saída de ± 620 V de pico.
- Indutor de filtro na saída do inversor - 0,1 mH, 135 A, 440 V.
- Transformador elevador - primário ligado em delta, 460 V, secundário ligado em estrela, 1500 V, 150 kVA, $N = 1,88$.
- Cabo - BCS redondo, tripolar, 3x2 AWG , 3 kV. Três bobinas, sendo duas de 3 km e uma de 2 km. Seção transversal do condutor de 34 mm².
- Transformador abaixador - primário ligado em estrela, 1150 V, secundário ligado em delta, 460 V, 150 kVA, $N = 1,44$.
- Motor - indução trifásico, 440 V, 125 A, 100 CV.

O experimento pretendeu relacionar os efeitos causados pela inclusão do cabo longo em um sistema acionado por um inversor e avaliar se os mesmos resultados são cabíveis a um sistema de bombeamento de petróleo com um motor especial.

Os modelos dos elementos utilizados para implementar a simulação e realizar a comparação com os dados experimentais, inicialmente, são os mesmos apresentados no capítulo 2.

O inversor utiliza modulação PWM senoidal com injeção de terceiro harmônico.

5.1. MODULAÇÃO PWM SENOIDAL COM INJEÇÃO DE TERCEIRO HARMÔNICO

O sinal de modulação é gerado através da injeção de determinados harmônicos na onda senoidal de referência. Essa técnica possibilita uma maior amplitude da fundamental (Rashid, 1993), mantida a tensão CC de entrada do inversor. Estuda-se o sistema com este tipo de modulação pelo fato de que os resultados experimentais, usados para validar a modelagem, foram obtidos com um inversor utilizando tal modulação.

No caso estudado injetou-se 16,67% de terceiro harmônico (Freitas, 1996). Desta forma, o sinal de modulação é dado por:

$$V_r = 1,16 \sin \omega t + 0,193 \sin 3 \omega t \quad (5.1)$$

para a fase A do sistema, conforme mostra a figura 5.2. Para as demais fases (B e C) basta defasar de 120° a componente fundamental do sinal. Observe-se que o termo somado às três fases, por ser de modo comum, não será observado nas tensões de linha.

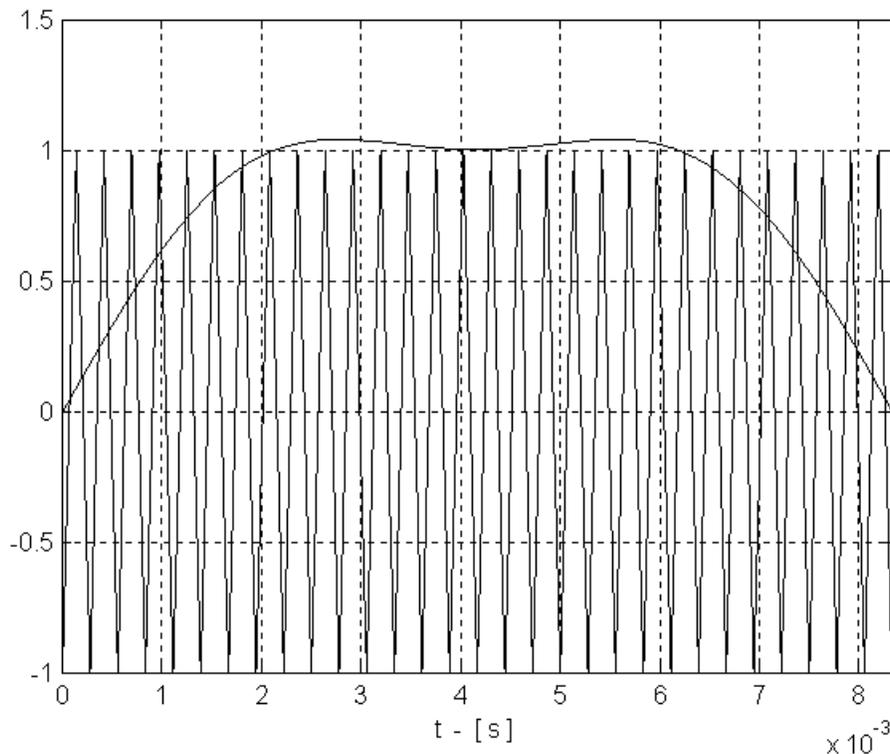


Figura 5.2 - Geração do sinal PWM. Tensão de referência e portadora (triangular).

O fato do sinal de referência estar saturado (referência maior que a portadora) é proposital e resulta em redução do número de chaveamentos, uma vez que no intervalo em que a referência está acima da portadora a chave permanece, independente da frequência de chaveamento, ligada ou desligada.

A figura 5.3 mostra a tensão de saída do inversor (tensão de linha) e seu espectro harmônico para a modulação PWM senoidal com $m_a = 0,9$, $m_f = 60$ e $E = 700$ V de pico.

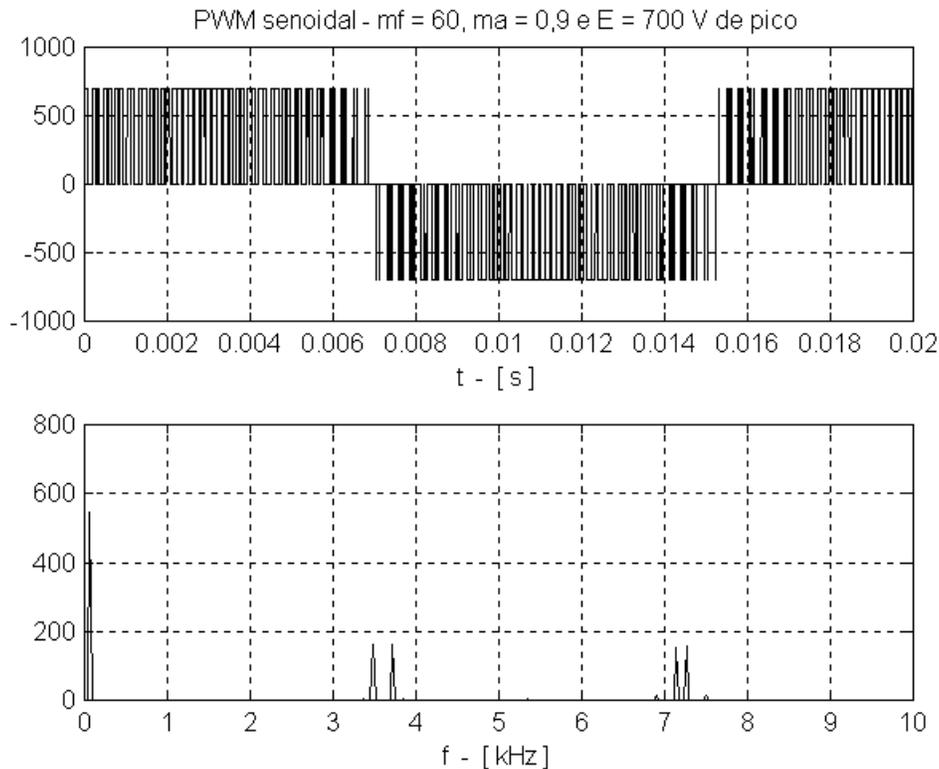


Figura 5.3 - Tensão de saída do inversor PWM senoidal (acima) e o espectro harmônico (abaixo) - simulação.

Nota-se do espectro que o valor de pico da fundamental é de aproximadamente 550 V e as componentes harmônicas geradas pela modulação PWM senoidal estão nas proximidades da frequência de chaveamento com as seguintes ordens e valores: $m_f \pm 2$ (3360 Hz e 3840 Hz com $V_p = 6$ V), $m_f \pm 1$ (3480 Hz e 3720 Hz com $V_p = 160$ V), $2m_f \pm 2$ (6900 Hz e 7500 Hz com $V_p = 12$ V) e $2m_f \pm 1$ (7140 Hz e 7260 Hz com $V_p = 150$ V).

A figura 5.4 mostra a tensão de saída do inversor (tensão de linha) e seu espectro harmônico para a modulação PWM senoidal com injeção de terceiro harmônico (figura 5.2), $m_f = 60$ e $E = 700$ V de pico.

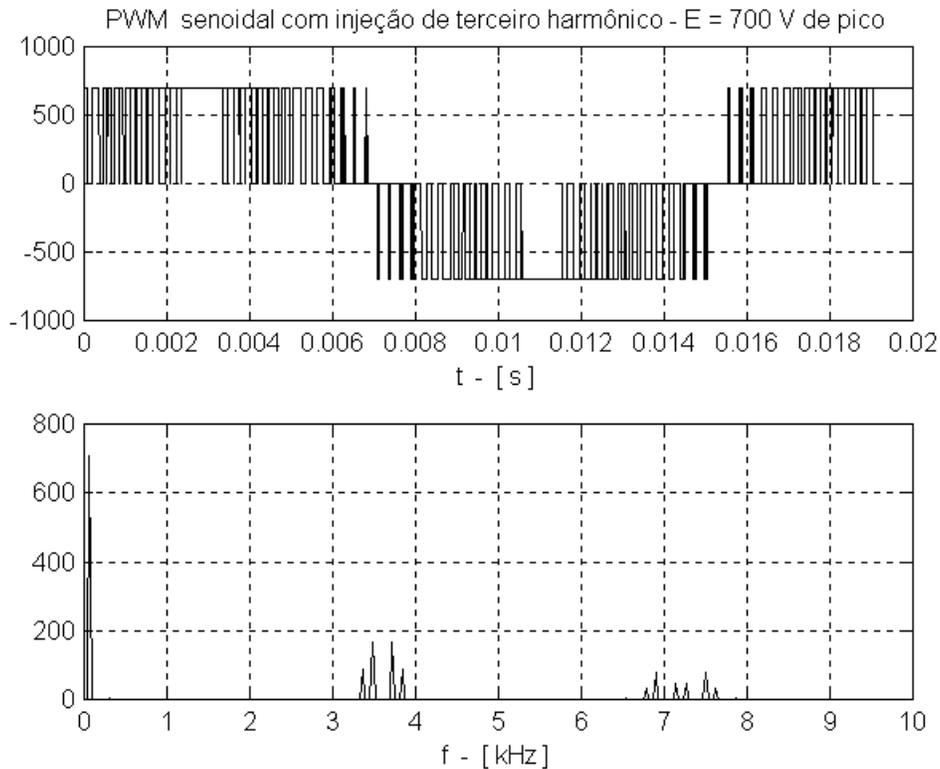


Figura 5.4 - Tensão de saída do inversor PWM senoidal com injeção de terceiro harmônico (acima) e o espectro harmônico (abaixo).

Da figura 5.4, nota-se que o valor de pico da fundamental é de aproximadamente 706 V e as componentes harmônicas geradas pela modulação PWM senoidal com injeção de terceiro harmônico estão nas proximidades da frequência de chaveamento com as seguintes ordens e valores: $m_f \pm 2$ (3360 Hz e 3840 Hz com $V_p = 87$ V), $m_f \pm 1$ (3480 Hz e 3720 Hz com $V_p = 168$ V), $2m_f \pm 7$ (6780 Hz e 7620 Hz com $V_p = 35$ V), $2m_f \pm 2$ (6900 Hz e 7500 Hz com $V_p = 79$ V) e $2m_f \pm 1$ (7140 Hz e 7260 Hz com $V_p = 46$ V).

De acordo com as figuras 5.3 e 5.4 a amplitude da fundamental é maior para a modulação PWM senoidal com injeção de terceiro harmônico para o mesmo valor da tensão de entrada. Nesta modulação surgem um número maior de componentes harmônicas significativas nas proximidades da frequência de chaveamento do que para a modulação PWM senoidal.

5.1.1. MOTOR ACIONANDO CARGA MECÂNICA

O sistema a ser estudado no domínio da frequência é apresentado na figura 5.5.

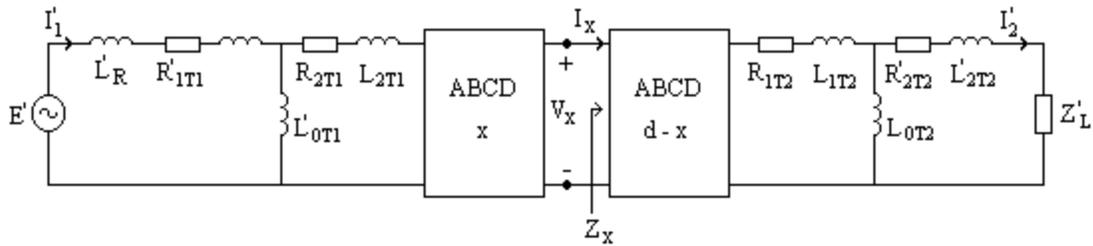


Figura 5.5 - Modelo do sistema incluindo o filtro indutivo (L'_R) na saída da fonte refletido ao lado de alta do transformador elevador.

A inclusão do indutor de filtro na saída do inversor altera os pontos de ocorrência das frequências críticas do sistema e também as amplitudes das variáveis envolvidas conforme mostra a figura 5.6.

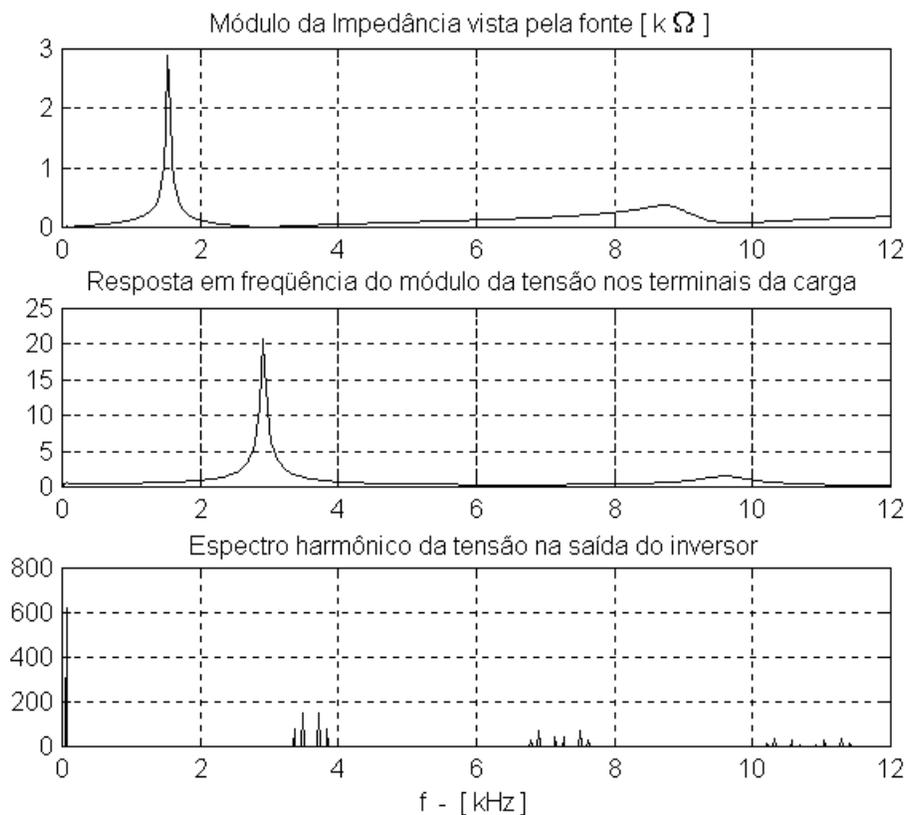


Figura 5.6 - Módulo da impedância de saída da fonte, módulo do ganho de tensão nos terminais da carga e o espectro harmônico da tensão de linha na saída do inversor.

Conforme a figura, o ganho de tensão nos terminais da carga para as duas primeiras frequências críticas do sistema é 18,6 (2,9 kHz) e 1,39 (9,6 kHz), respectivamente. Observa-se que o espectro harmônico gerado pelo inversor apresenta componentes harmônicas dentro da faixa de amplificação, nas proximidades de 3,6 kHz (f_s) e 10.8 kHz ($3f_s$).

Para que os resultados de simulação possam ser comparados com os resultados experimentais a tensão de saída, nos terminais do inversor, será de 620 V de pico.

A seguir serão comparados os resultados obtidos em simulação e os resultados práticos para o sistema da figura 5.5 com o motor acionando carga mecânica. O escorregamento do motor de indução com carga é de aproximadamente 1,39%.

A figura 5.7 mostra as formas de onda de tensão de linha e corrente de linha nos terminais da carga obtidas experimentalmente.

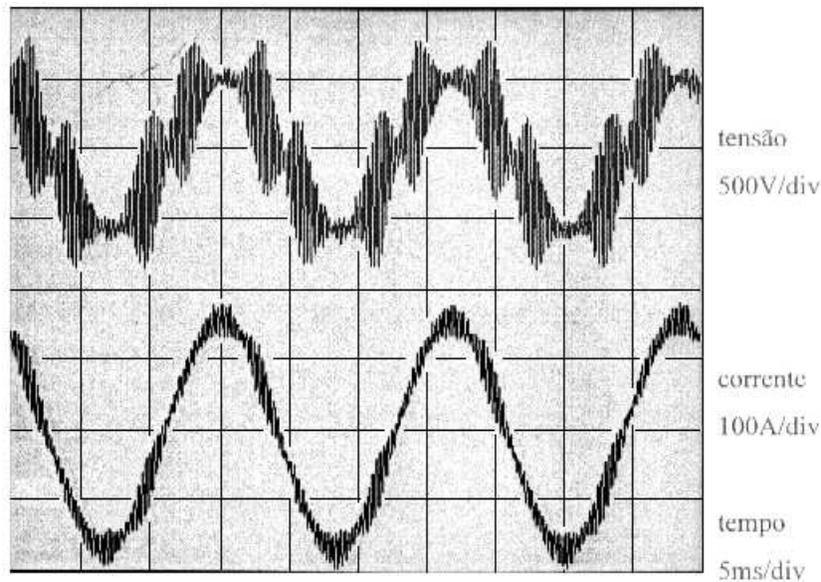


Figura 5.7 - Tensão de linha e corrente de linha, obtida experimentalmente, nos terminais da carga.

As figuras 5.8 mostra as formas de onda da tensão e corrente de linha nos terminais da carga, obtidas por simulação.

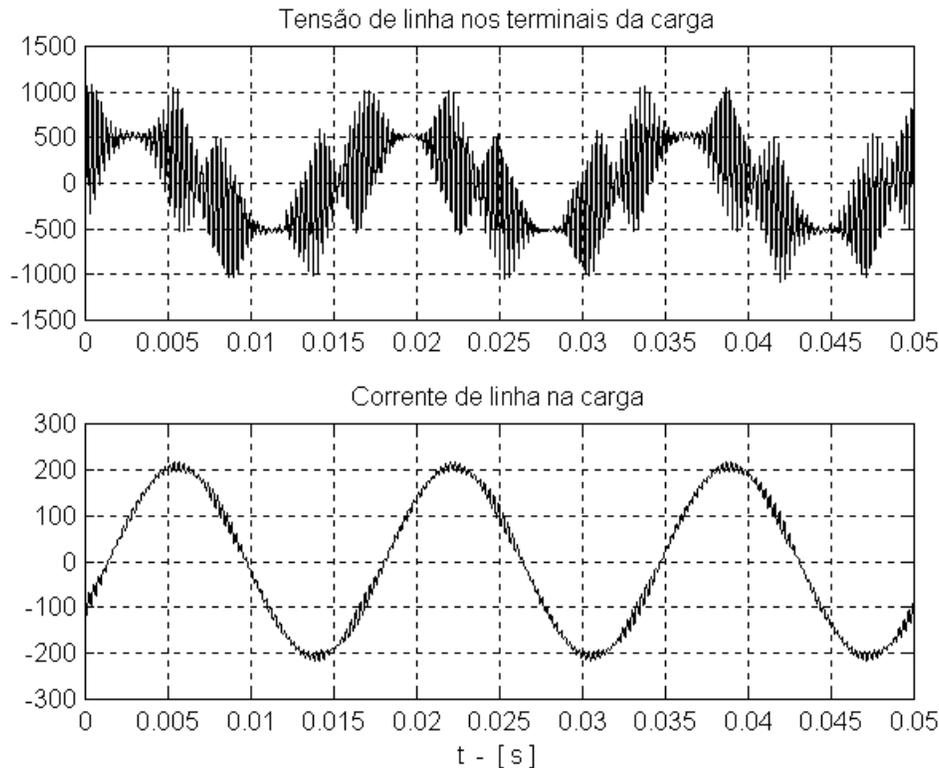


Figura 5.8 - Tensão e corrente de linha nos terminais da carga.

Das figuras 5.7 e 5.8, observa-se que os resultados de simulação estão próximos dos resultados experimentais. Embora não existam curvas experimentais que mostrem o espectro harmônico das tensões e correntes de linha na carga, pode-se perceber que componentes harmônicas de tensão são maiores na simulação enquanto que de corrente são inferiores. Estas diferenças podem ser explicadas por pequenas diferenças no modelo que não prevêm variações nos elementos do rotor da máquina (resistência e impedância) e também que a primeira frequência crítica do sistema está um pouco superior ao valor real possibilitando uma amplificação maior as componentes de tensão nesta frequência. Estes aspectos serão aprofundados na sequência desta tese.

A figura 5.9 mostra o resultado experimental da tensão de linha no primário do transformador elevador para o sistema.

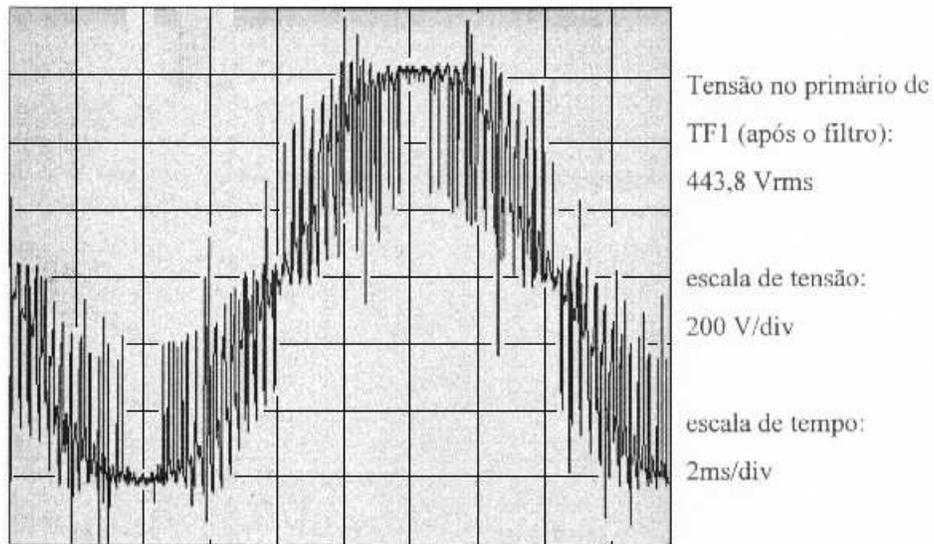


Figura 5.9 - Tensão de linha, experimental, no primário do transformador elevador.

A figura 5.10 mostra o resultado de simulação da tensão de linha no primário do transformador elevador.

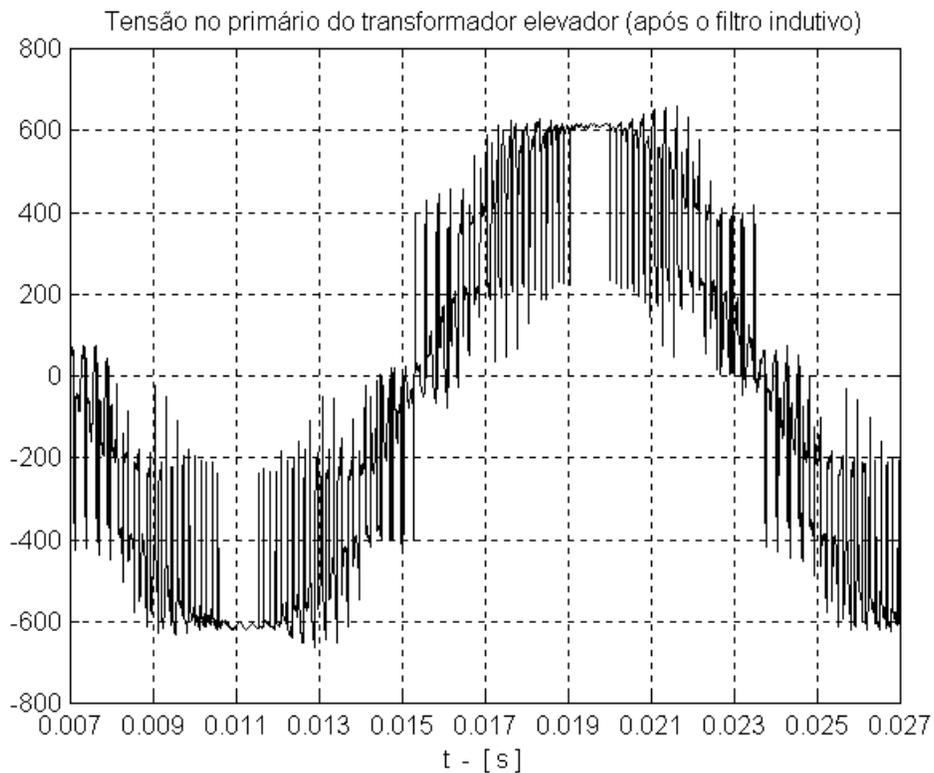


Figura 5.10 - Tensão de linha no primário do transformador elevador.

Conforme a figura 5.10 os resultados de simulação apresentam algumas diferenças com relação aos picos obtidos experimentalmente, mas a forma de onda é bem semelhante.

5.1.2. MOTOR OPERANDO SEM CARGA MECÂNICA

O efeito do motor, operando sem carga mecânica, é sentido na frequência fundamental, devido ao escorregamento. As respostas do sistema para as frequências superiores a 60 Hz são praticamente idênticas às que ocorrem para o sistema com o motor operando com carga mecânica. Para frequências mais elevadas o motor comporta-se como um circuito aberto e o fato de operar com ou sem carga mecânica é indiferente para a resposta em frequência.

A figura 5.11 mostra a tensão (acima) e a corrente (abaixo) de linha nos terminais da carga para os testes experimentais.

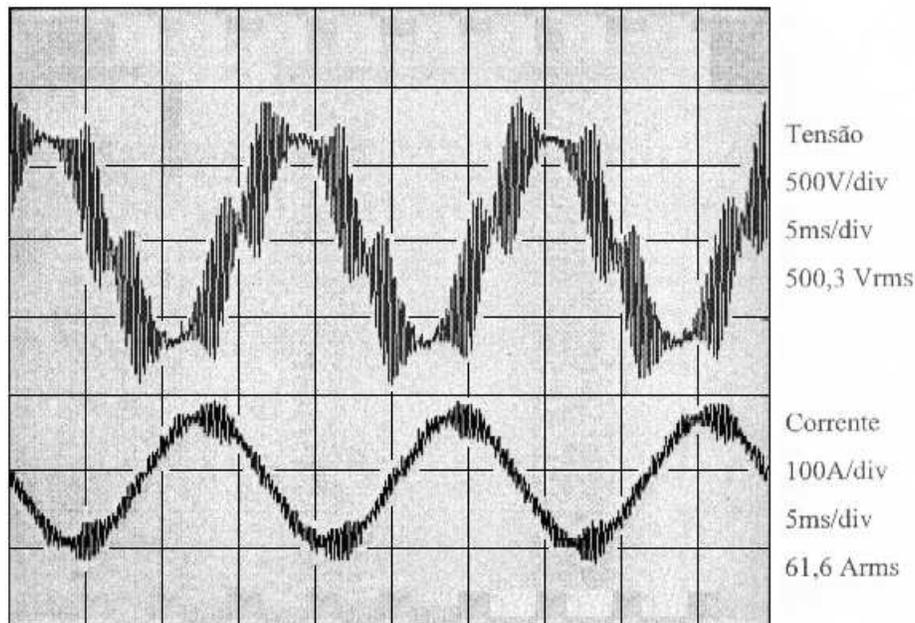


Figura 5.11 - Tensão de linha e corrente de linha, obtidos experimentalmente, nos terminais do motor sem carga.

A figura 5.12 mostra os resultados de simulação para a tensão de linha (acima) e a corrente de linha (abaixo) nos terminais do motor.

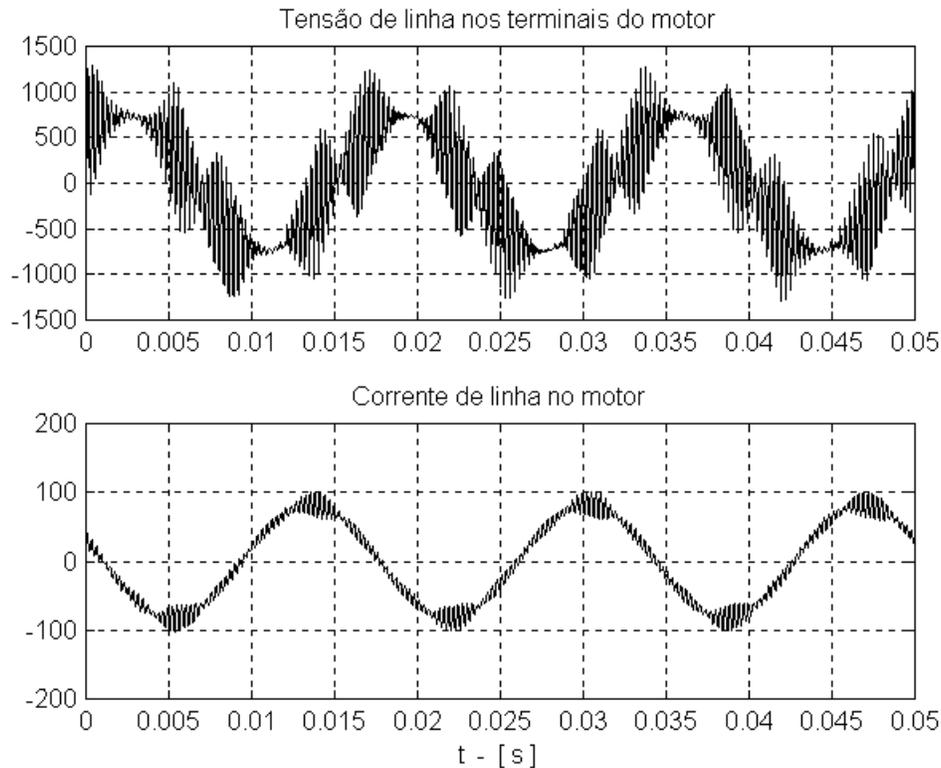


Figura 5.12 - Tensão de linha (acima) e corrente de linha (abaixo) nos terminais do motor.

O motor operando sem carga mecânica absorve uma corrente menor da fonte, proporcionando uma menor queda de tensão ao longo da linha. Em vista disso, a tensão fundamental nos terminais do motor é mais elevada.

As oscilações sobrepostas às componentes fundamentais são idênticas para o caso do motor com carga ou sem carga.

Comparando-se os resultados obtidos em simulação com os resultados experimentais notam-se algumas diferenças nas tensões e correntes. Essas diferenças podem ser associadas aos modelos adotados para o transformador, linha e motor.

Os modelos do transformador e da linha serão mantidos e o modelo do motor será aperfeiçoado com a inclusão do efeito pelicular nas barras do rotor.

5.2. MODELO DO ROTOR CONSIDERANDO O EFEITO PELICULAR NAS BARRAS.

É de conhecimento geral que as correntes na barra do rotor não são distribuídas de maneira uniforme quando o motor é acionado por um inversor. Isso ocorre porque a indutância de dispersão da parte inferior da barra é maior do que a da parte superior, pois a parte inferior é concatenada por

mais fluxo. Portanto a corrente será forçada para o topo da ranhura em altas frequências. Essa distribuição não uniforme da corrente resulta em um aumento da resistência e num decréscimo da indutância de dispersão da barra do rotor.

Uma forma de se levar em conta essa variação da resistência e da indutância seria aplicar teoria de linhas de transmissão na barra do rotor. A barra em cada ranhura é dividida em várias seções (fig. 5.13), cada uma com uma profundidade pequena o suficiente para que se possa utilizar um circuito com parâmetros concentrados para representar cada seção. Esse circuito, em forma de escada, com parâmetros concentrados é uma representação aproximada da barra do rotor.

A figura 5.13 mostra possíveis barras para um rotor.

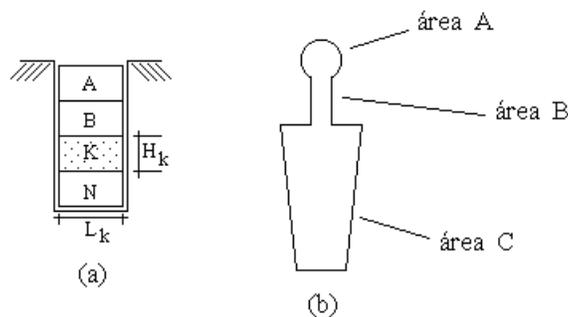


Figura 5.13 - Barras do rotor.

O estudo que se segue é baseado nas diversas referências citadas, cujos resultados foram adaptados para o tipo de motor usado.

A figura 5.13 mostra barras para a construção de um rotor da máquina de indução sendo que (a) representa uma gaiola profunda e (b) uma gaiola tripla. Estes tipos de gaiola são utilizados com o intuito de melhorar as condições de partida do motor de indução. Devido às condições de fluxo na barra durante a partida, as correntes são forçadas a circular na parte externa (superior) da barra que, devido ao tamanho ou material, apresenta maior resistência, fazendo com que a corrente de partida seja menor e o torque maior. Quando a máquina atinge velocidade nominal, a frequência do rotor é de poucos Hz e a corrente tende a circular por toda a barra.

Considerando que a resistência e a indutância do rotor sofrem mudanças com relação à frequência, um modelo que considere estas alterações deve ser avaliado.

A figura 5.14 mostra um circuito equivalente do rotor considerando as indutâncias mútuas entre as 3 gaiolas que compõem a barra do rotor (fig. 5.13-b).

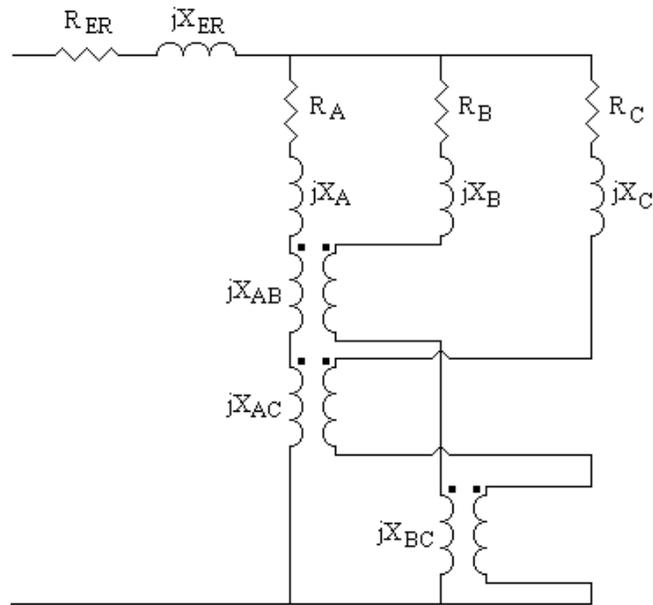


Figura 5.14 - Modelo considerando as indutâncias mútuas entre as gaiolas.

Todas as áreas que compõem as barras do rotor são submetidas à mesma tensão nos seus terminais, ou seja, $\dot{V}_A = \dot{V}_B = \dot{V}_C = \dot{V}$. Assume-se que a permeabilidade do núcleo é infinita, portanto $X_{AB} = X_{AC}$, e as equações que representam as 3 gaiolas são dadas por:

$$\begin{aligned}\dot{V}_A &= jX_A \dot{I}_A + jX_{AB}(\dot{I}_B + \dot{I}_C) \\ \dot{V}_B &= jX_{AB} \dot{I}_A + jX_B \dot{I}_B + jX_{BC} \dot{I}_C \\ \dot{V}_C &= jX_{AB} \dot{I}_A + jX_{BC} \dot{I}_B + jX_C \dot{I}_C\end{aligned}\tag{5.1}$$

sendo

R_{ER} - Resistência do anel de curto-circuito

R_A - Resistência da área A

R_B - Resistência da área B

R_C - Resistência da área C

X_{ER} - Reatância do anel de curto-circuito

X_A - Reatância da área A

X_B - Reatância da área B

X_C - Reatância da área C

X_{AB} - Reatância mútua entre as gaiolas A e B

X_{BC} - Reatância mútua entre as gaiolas B e C

Considerando as igualdades e reescrevendo as equações das tensões, tem-se:

$$\begin{aligned}\dot{V}_A &= jX_{AB}(\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C) + j(X_A - X_{AB})\dot{I}_A \\ \dot{V}_B &= jX_{AB}(\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C) + j(X_{BC} - X_{AB})(\dot{I}_B + \dot{I}_C) + j(X_B - X_{BC})\dot{I}_B \\ \dot{V}_C &= jX_{AB}(\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C) + j(X_{BC} - X_{AB})(\dot{I}_B + \dot{I}_C) + j(X_C - X_{BC})\dot{I}_C\end{aligned}\quad (5.2)$$

O rotor pode ser modelado com base nas equações (5.2) para 3 gaiolas (Alger e Wray, 1953) ou N gaiolas (Klingshirn e Jordan, 1970). O modelo do rotor considerando e gaiolas e apresentado na figura 5.15.

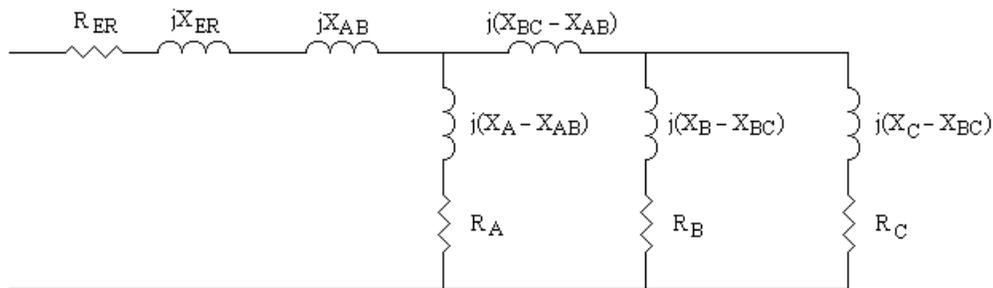


Figura 5.15 - Modelo do rotor

Para este modelo, o anel de curto-circuito é único para as três gaiolas. A barra mostrada na figura 5.13-b é confeccionada em alumínio fundido nas ranhuras do rotor com 52% de condutividade com relação ao cobre (Alger e Wray, 1953; Alger, 1969).

As indutâncias das gaiolas da barra do rotor devem ser determinadas e referidas ao estator para que possam representar, de forma mais próxima do real, os efeitos das variações de frequência imposta pelo acionamento.

Expressando-se as indutâncias através da permeância e do número de espiras do estator e do rotor, tem-se:

$$L = N^2 P_e \quad (5.3)$$

sendo

- L - indutância
- N - número de espiras
- P_e - permeância

Considerando uma única espira, tem-se:

$$L = P_e \quad (5.4)$$

A permeância é caracterizada pela forma geométrica da gaiola e se traduz pela expressão

$$P_e = \mu \frac{A_m}{l_m} \quad (5.5)$$

com

- μ - permeabilidade do material magnético;
- A_m - área cujo plano é perpendicular às linhas de fluxo;
- l_m - comprimento do caminho por onde passa o fluxo.

Denomina-se a razão $\frac{A_m}{l_m}$ como um coeficiente de permeância (P) (Waldschmidt, 1959; Say, 1983)

de forma que

$$P_e = \mu P \quad (5.6)$$

e

$$P = \frac{A_m}{l_m} \quad (5.7)$$

com base nas expressões de força magnetomotriz, fluxo e permeância pode-se determinar o coeficiente de permeância (por unidade de comprimento) de uma barra (gaiola) do rotor de uma máquina de indução (maiores detalhes no apêndice B).

A figura 5.16 mostra uma barra com formas retangulares.

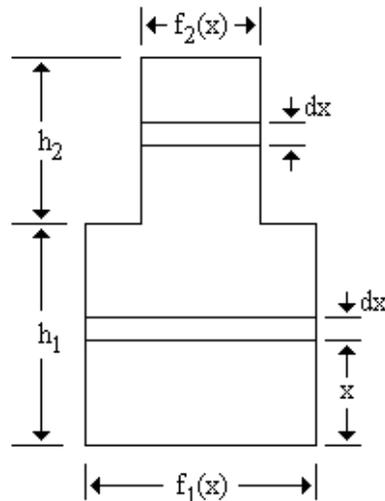


Figura 5.16 - Barra genérica com duas gaiolas

Correntes em baixas frequências (menor que 5 Hz) estão distribuídas por toda a área da barra do rotor (Say, 1983) e o coeficiente de permeância total para a ranhura pode ser determinado

pela equação (5.9), considerando o ponto de partida ($x = 0$) para a gaiola inferior (Waldschmidt, 1959).

$$P_1 = A_1^2 \left(\frac{1}{A_1^2} \int_0^{h_1} \frac{\left[\int_0^x f_1(x) dx \right]^2}{f_1(x)} dx + \int_0^{h_2} \frac{dx}{f_2(x)} \right) \quad (5.8)$$

$$P_2 = A_2^2 \left(\frac{1}{A_2^2} \int_0^{h_2} \frac{\left[\int_0^x f_2(x) dx \right]^2}{f_2(x)} dx \right) + 2A_1A_2 \left(\frac{1}{A_2} \int_0^{h_2} \frac{\left[\int_0^x f_2(x) dx \right]}{f_2(x)} dx \right)$$

$$P_p = \frac{1}{(A_1 + A_2)^2} (P_1 + P_2) \quad (5.9)$$

Para barras contendo um número superior de gaiolas (maior do que duas), a equação 5.9 deve ser aplicada várias vezes e o resultado deve ser somado algebricamente para obter o coeficiente de permeância total da barra.

Quando a barra transporta corrente harmônica, a distribuição da corrente é diferente e sua maior parcela está concentrada na gaiola mais próxima do entreferro, devido às condições de fluxo. Após considerar os efeitos das correntes e a formação de fluxo nas gaiolas, tem-se condições de estabelecer as equações para o coeficiente de permeância para a barra genérica (figura 5.16) e montar o circuito equivalente da barra (Waldschmidt, 1959).

Considerando a parte inferior da gaiola como ponto de partida ($x = 0$), tem-se:

$$P_p = \frac{1}{A^2} \int_0^h \frac{\left[\int_0^x f(x) dx \right]^2}{f(x)} dx \quad (5.10)$$

$$P_M = \frac{1}{A} \int_0^h \frac{\left[\int_0^x f(x) dx \right]}{f(x)} dx \quad (5.11)$$

$$P_G = \int_0^h \frac{1}{f(x)} dx \quad (5.12)$$

sendo

P_p - coeficiente permeância própria

P_M - coeficiente permeância mútua

P_G - coeficiente permeância geométrica

A barra genérica, composta de duas gaiolas, transportando correntes harmônicas, apresenta coeficientes de permeâncias definidos pelas equações a seguir. Considere como se cada gaiola estivesse sozinha (Lee, 1953; Jacobs (1953) e outros) para utilizar os coeficientes de integração.

$$P_2 = P_{P_2} = \frac{1}{A_2^2} \int_0^{h_2} \frac{\left[\int_0^x f_2(x) dx \right]^2}{f_2(x)} dx \quad (5.13)$$

$$P_1 = P_{G_2} + P_{P_1} = \int_0^{h_2} \frac{1}{f_2(x)} dx + \frac{1}{A_2^2} \int_0^{h_2} \frac{\left[\int_0^x f_2(x) dx \right]^2}{f_2(x)} dx \quad (5.14)$$

$$P_{12} = P_{21} = P_{G_2} + P_{M_2} = \int_0^{h_2} \frac{1}{f_2(x)} dx + \frac{1}{A_2} \int_0^{h_2} \frac{\left[\int_0^x f_2(x) dx \right]}{f_2(x)} dx \quad (5.15)$$

com

P_2 - coeficiente de permeância própria da gaiola superior

P_1 - coeficiente de permeância própria da gaiola inferior

P_{12} - coeficiente de permeância mútua entre as gaiolas

Os cálculos para as formas mais comuns de gaiolas que compõem a barra de um motor de indução são apresentados a seguir: gaiola circular, gaiola trapezoidal e gaiola retangular. Deve-se lembrar que outras formas de gaiolas podem ser aproximadas para essas mais comuns.

Segmento Circular com Forma Truncada

A figura 5.17 mostra um segmento de gaiola circular, truncado, que pode compor a barra de um rotor.

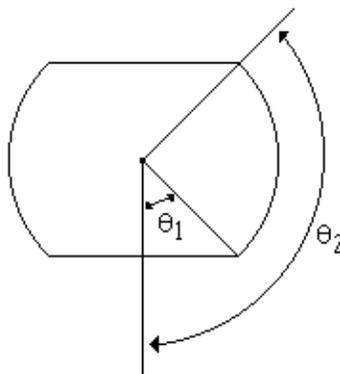


Figura 5.17 - Segmento de gaiola circular com forma truncada.

Conforme a figura 5.17, os ângulos θ_1 e θ_2 são avaliados de 0 até π , respectivamente.

Conforme Waldschmidt (1959), para o segmento da figura 5.17 a variável independente muda de x para θ e a largura do segmento é expressa como uma função do raio (R) e o ângulo

$$\begin{aligned} f(x) &= 2R\sin\theta \\ dx &= R\sin\theta d\theta \end{aligned} \quad (5.16)$$

Substituindo as equações 5.16 em 5.10 até 5.12 e alterando os limites de integração para θ_1 e θ_2 , tem-se:

$$P_p = \frac{R^4}{2A^2} \left[\frac{\theta^3}{3} - k_c \theta^2 + \left(k_c^2 + \frac{1}{8} \right) \theta + (\theta - k_c) \frac{\cos 2\theta}{2} - \frac{\sin 2\theta}{4} - \frac{\sin 4\theta}{32} \right]_{\theta_1}^{\theta_2} \quad (5.17)$$

$$P_M = \frac{R^2}{2A} \left[\frac{\theta^2}{2} + \frac{1}{4} \cos 2\theta - k_c \theta \right]_{\theta_1}^{\theta_2} \quad (5.18)$$

$$P_G = \frac{1}{2} (\theta_2 - \theta_1) \quad (5.19)$$

com

$$k_c = \theta_1 - \frac{1}{2} \sin 2\theta_1$$

Segmento Retangular

A figura 5.18 mostra um segmento de gaiola retangular.

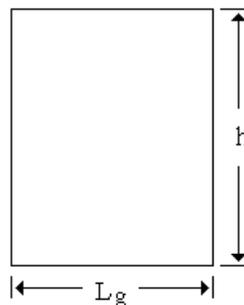


Figura 5.18 - Segmento retangular

São definidas a largura (L_g) e a altura (h) do segmento.

O ponto de partida para x é a base inferior. A largura do segmento é fixa. Substituindo estes dados nas equações 5.10 até 5.12, tem-se:

$$P_P = \frac{1}{3} \frac{h}{Lg} \quad (5.20)$$

$$P_M = \frac{1}{2} \frac{h}{Lg} \quad (5.21)$$

$$P_G = \frac{h}{Lg} \quad (5.22)$$

Segmento Trapezoidal

A figura 5.19 mostra um segmento de gaiola trapezoidal.

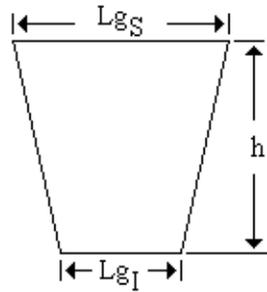


Figura 5.19 - Segmento trapezoidal

São definidas as larguras dos lados inferior (Lg_i) e superior (Lg_s), bem como da altura (h).

Conforme Waldschmidt (1959), a largura do segmento como uma função da distância x partindo da base inferior do segmento é

$$f(x) = Lg_i + \left(\frac{Lg_s - Lg_i}{h} \right) x$$

Substituindo esta equação nas equações 5.10 até 5.12, tem-se:

$$P_P = \frac{h}{Lg_i} \left\{ \left(\frac{k}{1+k} \right)^2 \left[1 - \frac{k-1}{4k} - \frac{k}{2(k-1)} - \left(\frac{k}{k-1} \right)^2 + \left(\frac{k}{k-1} \right)^3 \ln k \right] \right\} \quad (5.23)$$

$$P_M = \frac{h}{Lg_i} \left(\frac{k^3}{(k+1)(k-1)^2} \ln k - \frac{k}{2(k-1)} \right) \quad (5.24)$$

$$P_G = \frac{h}{Lg_i} \left(\frac{k}{k-1} \ln k \right) \quad (5.25)$$

com

$$k = \frac{Lg_I}{Lg_S}$$

As três formas acima foram escolhidas por contemplar a maioria das gaiolas que formam as barras dos rotores das máquinas de indução.

O desenvolvimento do modelo do rotor apresentado na figura 5.15 passa pela forma das gaiolas das barras do rotor, embora alguns autores considerem a possibilidade de aproximações de outras formas de gaiolas para gaiolas retangulares por apresentarem soluções mais simples (maiores detalhes no apêndice C). As gaiolas serão divididas em seções suficientes para evidenciar o efeito da frequência sobre elas e para cada seção será desenvolvido um modelo de parâmetros concentrados.

O rotor de um motor de indução, formado por gaiolas genéricas (fig. 5.16), transportando correntes harmônicas, pode ser modelado considerando-se as resistências e os coeficientes de permeâncias da gaiola. O modelo desenvolvido considera a barra do rotor dividida em três seções e se necessário cada seção poderia ser dividida em outras menores sendo que nesta situação seria interessante que as seções fossem diferentes e as menores mais próximas do entreferro (Babb e Williams, 1951).

A gaiola mais próxima do entreferro (gaiola A) é retangular e apresenta os seguintes parâmetros

$$Lg_A = f_2(x), \quad h_2 = h_A \quad e \quad A_A = Lg_A h_A$$

aplicando estes valores nas equações 5.20 a 5.22, temos o coeficiente de permeância própria da gaiola A

$$P_A = P_{PA} = \frac{1}{3} \frac{h_A}{Lg_A} \quad (5.26)$$

A gaiola mais distante do entreferro (gaiola B) é retangular e apresenta os seguintes parâmetros

$$Lg_B = f_1(x), \quad h_1 = h_B \quad e \quad A_B = Lg_B h_B$$

aplicando estes valores nas equações 5.20 a 5.22, temos o coeficiente de permeância própria da gaiola B

$$P_B = P_{GA} + P_{PB} = \frac{h_A}{Lg_A} + \frac{1}{3} \frac{h_B}{Lg_B} \quad (5.27)$$

O coeficiente de permeância mútua entre as gaiolas é dado por

$$P_{MAB} = \frac{1}{2} \frac{h_A}{Lg_A} \quad (5.28)$$

As reatâncias e indutâncias são obtidas através das equações 5.29 e 5.30

$$X = \omega L = 2\pi f L \quad (5.29)$$

e

$$L = \mu_0 l_b P \quad (5.30)$$

com

l_b - comprimento da barra do rotor.

Para o modelo do rotor (fig. 5.15) composto pela gaiola mostrada na figura 5.16, tem-se:

- reatância mútua entre as gaiolas A e B

$$X_{AB} = \omega L_{AB} = 2\pi f L_{AB}$$

- indutância mútua entre as gaiolas A e B

$$L_{AB} = \mu_0 l_b P_{AB}$$

ou

$$L_{AB} = \mu_0 l_b \frac{1}{2} \frac{h_A}{Lg_A}$$

- reatância própria da gaiola A

$$X_A = \omega L_A = 2\pi f L_A$$

- indutância própria da gaiola A

$$L_A = \mu_0 l_b P_A$$

ou

$$L_A = \mu_0 l_b \frac{1}{3} \frac{h_A}{Lg_A}$$

- reatância própria da gaiola B

$$X_B = \omega L_B = 2\pi f L_B$$

- indutância própria da gaiola B

$$L_B = \mu_0 l_b P_B = \mu_0 l_b (P_{GA} + P_{PB})$$

ou

$$L_B = \mu_0 l_b \left(\frac{h_A}{Lg_A} + \frac{1}{3} \frac{h_B}{Lg_B} \right)$$

O modelo do rotor, segundo as reatâncias, fica

$$jX_{AB} = j2\pi f \mu_0 l_b \left(\frac{1}{2} \frac{h_A}{Lg_A} \right)$$

$$j(X_A - X_{AB}) = j2\pi f \mu_0 l_b \left(\frac{1}{3} \frac{h_A}{Lg_A} - \frac{1}{2} \frac{h_A}{Lg_A} \right) \Rightarrow$$

$$j(X_A - X_{AB}) = -j2\pi f \mu_0 l_b \left(\frac{1}{6} \frac{h_A}{Lg_A} \right)$$

$$j(X_B - X_{AB}) = j2\pi f \mu_0 l_b \left(\frac{h_A}{Lg_A} + \frac{1}{3} \frac{h_B}{Lg_B} - \frac{1}{2} \frac{h_A}{Lg_A} \right) \Rightarrow$$

$$j(X_B - X_{AB}) = j2\pi f \mu_0 l_b \left(\frac{1}{2} \frac{h_A}{Lg_A} + \frac{1}{3} \frac{h_B}{Lg_B} \right)$$

O circuito equivalente do rotor, referido ao estator, considerando o efeito pelicular nas barras do rotor é observado na figura 5.20. Com a inclusão do escorregamento o modelo pode ser aplicado tanto para frequência de trabalho como para frequências harmônicas.

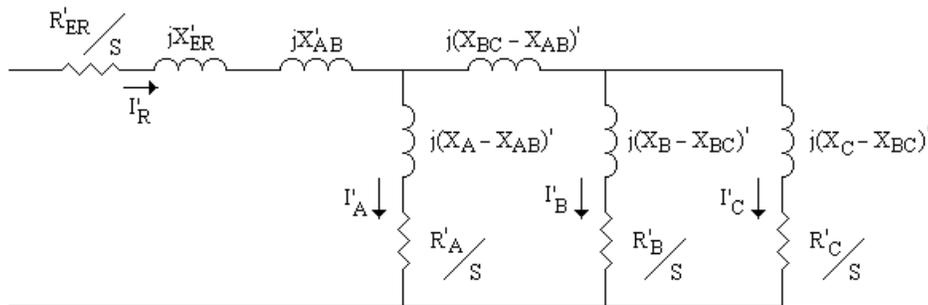


Figura 5.20 - Circuito equivalente do rotor referido ao estator.

Os parâmetros do rotor são referidos para o estator de maneira análoga à referência do secundário de um transformador e deve-se apenas observar se o rotor é bobinado ou gaiola de esquilo. Segundo os autores (Say, 1983; Kostenko and Piotrovsky; Alger, 1969) para o rotor bobinado escreve-se:

$$E'_R = k_t E_R, R'_R = k_t^2 R_R \text{ e } X'_R = k_t^2 X_R \quad (5.31)$$

sendo

$$k_t = \frac{k w_E N_E}{k w_R N_R}$$

e

E_R - tensão nos terminais do rotor;

E'_R - tensão nos terminais do rotor referida ao estator;

k_t - relação de transformação;

R_R - resistência do rotor;

R'_R - resistência do rotor referida ao estator;

X_R - reatância do rotor;

X'_R - reatância do rotor referida ao estator;

$k w$ - fator de enrolamento no estator (E) e no rotor (R);

N - número de espiras em série, por fase, do estator (E) e do rotor (R).

Para o estator de uma máquina de indução trifásica, a amplitude da componente fundamental da força magnetomotriz, segundo os autores (Say, 1983; Kostenko and Piotrovsky; Alger, 1969), vale

$$F_E = \frac{m_E \sqrt{2}}{\pi} \frac{N_E k w_E}{p} I_E = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{N_E k w_E}{p} I_E \Rightarrow \quad (5.32)$$

$$F_E = 1,35 \frac{N_E k w_E}{p} I_E$$

O rotor tipo gaiola de esquilo é formado por barras, inseridas nas ranhuras do material magnético do rotor, que são curto-circuitadas nas suas extremidades por anéis. Conforme a figura 5.21, as correntes que circulam pelas barras e pelos anéis aproximam-se de uma distribuição senoidal.

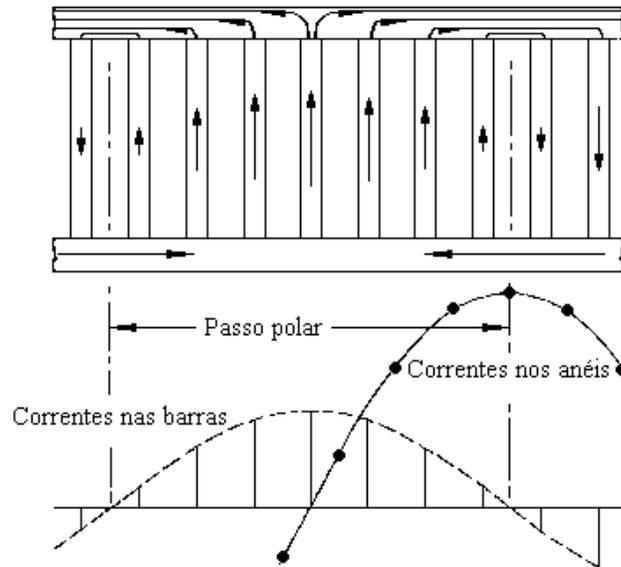


Figura 5.21 - Correntes na gaiola do rotor. Modificado de M. G. Say (5ª edição - 1983).

A força magnetomotriz, vale

$$F_R = \frac{m_R \sqrt{2} N_R k_{wR} I_R}{\pi p} \quad (5.33)$$

Considerando-se que o número de fases é igual ao número de barras do rotor, meia espira compõe a fase e o fator de enrolamento é unitário

$$m_R = N_{BR}$$

$$N_R = \frac{1}{2} \quad (5.34)$$

e

$$k_{wR} = 1$$

assim,

$$F_R = \frac{N_{BR}}{\sqrt{2}\pi p} I_R \quad (5.35)$$

sendo

F - força magnetomotriz no estator (E) e no rotor (R)

m - número de fases no estator (E) e no rotor (R)

N_{BR} - número de barras do rotor

P - número de par de pólos

As equações 5.33 e 5.34 determinam as f.m.m. de um enrolamento trifásico transportando a corrente I'_R e de um rotor em gaiola transportando corrente I_{BR} por barra, respectivamente. Considerando-se que as f.m.m. são equivalentes, tem-se:

$$1,35 \frac{N_E k w_E}{p} I'_R = \frac{N_{BR}}{\sqrt{2\pi p}} I_{BR}$$

e

$$I_{BR} = I'_R \left(\frac{6 k w_E N_E}{N_{BR}} \right) \quad (5.36)$$

A resistência e a indutância do rotor referidas ao estator englobam as resistências e as indutâncias das barras (N_{BR}) e dos dois anéis de curto-circuito. Da equação 5.36 obtêm-se as correntes de todas as barras e considerando que a corrente nos anéis é a soma das correntes nas barras (fig. 5.20) em meio passo-polar, tem-se:

$$I_{ER} = I_{BR} \left(\frac{N_{BR}}{2p\pi} \right) \quad (5.37)$$

de posse das correntes na barra e no anel, têm-se que as perdas resistivas referidas ao estator são

$$3R'_R (I'_R)^2 = N_{BR} R_{BR} I_{BR}^2 + 2R_{ER} I_{ER}^2 \quad (5.38)$$

substituindo as equações 5.36 e 5.37 em 5.38, a resistência do rotor referida ao estator vale

$$R'_R = \frac{12 k w_E^2 N_E^2}{N_{BR}} \left(R_{BR} + \frac{N_{BR}}{2p^2 \pi^2} R_{ER} \right) \quad (5.39)$$

sendo

R'_R - resistência do rotor referida ao estator;

R_{BR} - resistência de uma barra do rotor;

R_{ER} - resistência do anel de curto-circuito;

I'_R - corrente do rotor referida ao estator;

I_{BR} - corrente em uma barra do rotor;

I_{ER} - corrente no anel de curto-circuito.

A reatância do rotor é referida ao estator utilizando-se a relação obtida na equação 5.39, ou seja,

$$X'_R = \frac{12 k w_E^2 N_E^2}{N_{BR}} X_R \quad (5.40)$$

sendo

X'_R - reatância do rotor referida ao estator;

X_R - reatância das barras do rotor.

Com os dados de placa e parâmetros construtivos do motor pode-se determinar, com boa aproximação, o modelo do motor incluindo o efeito pelicular para o rotor.

Os dados de placa permitem determinar a corrente do estator, por fase, como

$$I_E = \frac{P_m}{3V_E \eta \cos \phi} \quad (5.41)$$

sendo

P_m - potência trifásica no eixo da máquina;

V_E - tensão de fase nos terminais da máquina;

η - rendimento da máquina;

$\cos \phi$ - fator de potência da máquina.

a corrente de fase do rotor, referida ao estator, pode ser estimada pela expressão

$$I'_R = \cos \phi I_E \quad (5.42)$$

As correntes na barra do rotor e no anel de curto-circuito são estabelecidas pelas expressões 5.36 e 5.37, respectivamente.

As resistências da barra do rotor e do anel de curto-circuito, para a máquina operando em condições nominais, podem ser determinadas pela expressão

$$R = \rho \frac{l_b}{A} \quad (5.43)$$

sendo

R - resistência de uma barra do rotor ou de um anel de curto circuito;

ρ - resistividade do material empregado;

A - área da barra ou do anel de curto-circuito;

l_b - comprimento da barra do rotor ou comprimento médio do anel de curto-circuito.

Para refletir a resistência da barra do rotor e do anel de curto-circuito para o estator utiliza-se a expressão 5.39.

A resistência do rotor pode ser referida ao estator considerando-se as perdas nas barras (P_{BR}) e nos anéis (P_{ER})

$$P_{BR} = N_{BR} R_{BR} I_{BR}^2 \quad (5.44)$$

$$P_{ER} = 2R_{ER} I_{ER}^2$$

de forma que

$$R'_R = \frac{P_{BR} + P_{ER}}{3(I'_R)^2} \quad (5.45)$$

Com os valores de R'_R , R_B e alguns dados construtivos a equação 5.39 fornece a resistência do anel de curto-circuito (R_{ER}).

A idéia é semelhante para as reatâncias, pois a reatância do rotor, referida ao estator, inclui a reatância do anel de curto-circuito que pode ser obtida após o cálculo das reatâncias das barras.

A figura 5.22 apresenta o modelo do motor, em estudo, incluindo o efeito pelicular nas barras do rotor.

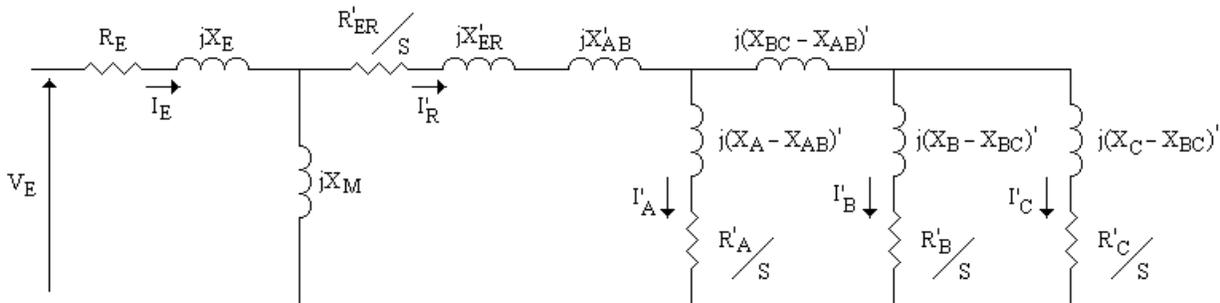


Figura 5.22 - Circuito equivalente do motor com gaiola tripla.

com

R_E - Resistência do estator

X_E - Reatância do estator

X_M - Reatância de magnetização

s - escorregamento

Segundo o fabricante do motor usado nos testes experimentais, os parâmetros, referidos ao estator, para o modelo convencional do motor são

$$X_E = 0,3733\Omega; \quad R_E = 0,1073\Omega; \quad X_M = 15,201\Omega; \quad R'_R = 0,0615\Omega; \quad X'_R = 0,7397\Omega \quad \text{e} \quad s = 0,0139$$

sendo que os enrolamentos estão ligados em delta.

O modelo descreve o circuito equivalente de um motor de indução com gaiola tripla formada pelas seções A, B e C. O rotor é constituído por barras em alumínio fundido, com formas semelhante à figura 5.23, com 52% de condutividade com relação ao cobre, e com um anel de curto-circuito único também em alumínio.

A figura 5.23 mostra a barra do rotor com as respectivas dimensões em milímetros.

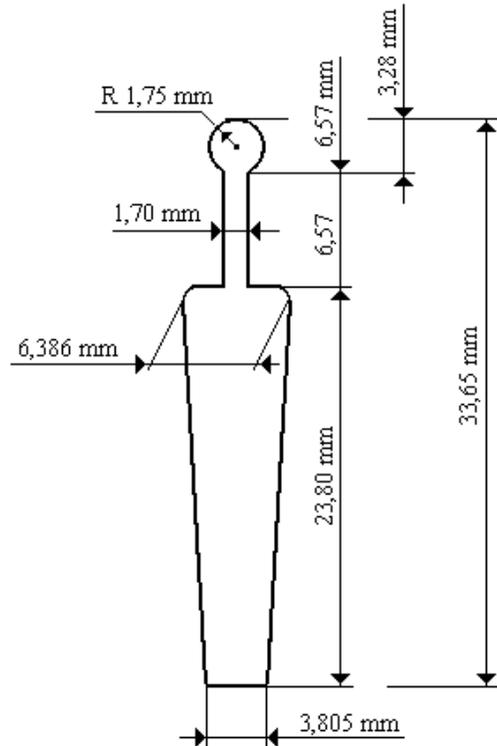


Figura 5.23 - Gaiola tripla que forma a barra do rotor.

Como exemplo de aplicação desenvolveremos o circuito equivalente da barra apresentada na figura 5.23 que compreende as três gaiolas que compõem o rotor do motor utilizado em teste.

A gaiola circular (gaiola A) apresenta os seguintes dados

$$\theta_1 = 29^\circ \text{ e } \theta_2 = 180^\circ \text{ ou } \theta_1 = 0,506 \text{ rad e } \theta_2 = \pi \text{ rad}$$

A área do círculo truncado é:

$$A_A = 9,37 \text{ mm}^2$$

Aplicando os ângulos e a área obtidos nas equações 5.17 a 5.19, temos

$$P_{P_A} = 0,615, P_{M_A} = 0,77 \text{ e } P_{G_A} = 1,32$$

A gaiola retangular (gaiola B) apresenta os seguintes dados

$$L_I = L_S = 1,7 \text{ mm}, h_B = 6,57 \text{ mm e } A_B = 11,17 \text{ mm}^2$$

Aplicando estes valores nas equações 5.20 a 5.21, temos

$$P_{P_B} = 1,29, P_{M_B} = 1,93 \text{ e } P_{G_B} = 3,86$$

A gaiola mais distante do entreferro (gaiola C) foi aproximada por uma gaiola trapezoidal com os seguintes dados

$$L_I = 3,805 \text{ mm}, L_S = 6,386 \text{ mm}, h_C = 23,8 \text{ mm e } A_C = 121,3 \text{ mm}^2$$

aplicando estes valores nas equações 5.22 a 5.24, tem-se

$$P_{P_C} = 1,21, P_{M_C} = 1,98 \text{ e } P_{G_B} = 4,77$$

Com os valores dos coeficientes de permeância encontram-se as indutâncias e as reatâncias conforme o modelo apresentado na figura 5.22.

Os coeficientes de permeância encontrados para a barra apresentada na figura 5.23 são:

$$P_{P_A} = P_{P_A} = 0,615$$

$$P_{P_B} = P_{G_A} + P_{P_B} = 1,32 + 1,29 = 2,61$$

$$P_{P_C} = P_{G_A} + P_{G_B} + P_{P_C} = 1,32 + 3,86 + 1,21 = 6,39$$

$$P_{M_{AB}} = P_{M_{AB}} = 0,77$$

$$P_{M_{BC}} = P_{G_A} + P_{M_B} = 1,32 + 1,93 = 3,25$$

sendo

P_{P_X} - coeficiente de permeância própria das gaiolas A, B e C;

$P_{M_{AB}}$ - coeficiente de permeância mútua entre as gaiolas A e B;

$P_{M_{BC}}$ - coeficiente de permeância mútua entre as gaiolas B e C.

As reatâncias mostradas na figura 5.22 são obtidas como segue

$$X'_{AB} = \frac{12 \text{ kW}_E^2 N_E^2}{N_{BR}} 2\pi f \mu_0 l_b (P_{M_{AB}}) = 9,475 \cdot 10^{-5} \cdot f \cdot \text{ kW}_E^2 \cdot \frac{N_E^2}{N_{BR}} \cdot l_b \cdot (P_{M_{AB}}) \quad (5.46)$$

$$X'_A - X'_{AB} = \frac{12 \text{ kW}_E^2 N_E^2}{N_{BR}} 2\pi f \mu_0 l_b (P_{P_A} - P_{M_{AB}}) = 9,475 \cdot 10^{-5} \cdot f \cdot \text{ kW}_E^2 \cdot \frac{N_E^2}{N_{BR}} \cdot l_b \cdot (P_{P_A} - P_{M_{AB}}) \quad (5.47)$$

$$X'_{BC} - X'_{AB} = \frac{12 \text{ kW}_E^2 N_E^2}{N_{BR}} 2\pi f \mu_0 l_b (P_{M_{BC}} - P_{M_{AB}}) = 9,475 \cdot 10^{-5} \cdot f \cdot \text{ kW}_E^2 \cdot \frac{N_E^2}{N_{BR}} \cdot l_b \cdot (P_{M_{BC}} - P_{M_{AB}}) \quad (5.48)$$

$$X'_B - X'_{BC} = \frac{12 \text{ kw}_E^2 N_E^2}{N_{BR}} 2\pi f \mu_0 l_b (P_{PB} - P_{MBC}) = 9,475 \cdot 10^{-5} \cdot f \cdot \text{kw}_E^2 \cdot \frac{N_E^2}{N_{BR}} \cdot l_b \cdot (P_{PB} - P_{MBC}) \quad (5.49)$$

$$X'_C - X'_{BC} = \frac{12 \text{ kw}_E^2 N_E^2}{N_{BR}} 2\pi f \mu_0 l_b (P_{PC} - P_{MBC}) = 9,475 \cdot 10^{-5} \cdot f \cdot \text{kw}_E^2 \cdot \frac{N_E^2}{N_{BR}} \cdot l_b \cdot (P_{PC} - P_{MBC}) \quad (5.50)$$

O motor em teste é de 4 pólos ($p = 2$), o fator de enrolamento do estator (kw_E) é 0,943, o número de espiras em série por fase (N_E) é 60, o comprimento do pacote magnético (l_b) é 0,28 metros, o número de barras do rotor é 58 e a frequência é 60 Hz. Desta forma as expressões 5.46 a 5.50 resultam em

$$X'_{AB} = 8,41 \cdot 10^{-2} \cdot (0,77) = 6,48 \cdot 10^{-2} \Omega$$

$$X'_A - X'_{AB} = 8,41 \cdot 10^{-2} (0,615 - 0,77) = -1,3 \cdot 10^{-2} \Omega$$

$$X'_{BC} - X'_{AB} = 8,41 \cdot 10^{-2} \cdot (3,25 - 0,77) = 0,2086 \Omega$$

$$X'_B - X'_{BC} = 8,41 \cdot 10^{-2} \cdot (2,61 - 3,25) = -5,38 \cdot 10^{-2} \Omega$$

$$X'_C - X'_{BC} = 8,41 \cdot 10^{-2} \cdot (6,39 - 3,25) = 0,264 \Omega$$

As reatâncias determinadas acima devem ser substituídas no modelo da figura 5.22.

Segundo o fabricante, a gaiola do rotor e o anel de curto-circuito são confeccionados em alumínio e as áreas utilizadas são $133,9 \text{ mm}^2$ e 780 mm^2 , respectivamente.

Considerando a máquina em condições nominais, o comprimento da barra de 280 mm, a resistividade do alumínio a 75°C é de $0,03283 \frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}}$, a resistência da barra é

$$R_{BR} = \rho \frac{l_b}{A} = 0,03283 \frac{0,28}{133,9} = 68,65 \mu\Omega$$

O anel de curto-circuito apresenta diâmetro médio de 218 mm e o comprimento médio de aproximadamente 685 mm. A resistência do anel é

$$R_{ER} = \rho \frac{l_b}{A} = 0,03283 \frac{0,685}{780} = 28,8 \mu\Omega$$

Referindo-se a resistência do rotor para o estator utilizando a expressão 5.39, tem-se:

$$R'_R = \frac{12 \cdot 0,923^2 \cdot 60^2}{58} \left(68,65 \cdot 10^{-6} + \frac{58}{2 \cdot 2^2 \pi^2} 28,8 \cdot 10^{-6} \right) \Rightarrow$$

$$R'_R = 0,057 \Omega$$

Para o modelo apresentado na figura 5.22, as resistências são determinadas para cada gaiola que compõe a barra. As gaiolas que formam a barra do rotor são mostradas na figura 5.23.

A gaiola circular (gaiola A)

$$R_A = \rho \frac{l_b}{A} = 0,03283 \frac{0,28}{9,37} \Rightarrow$$

$$R_A = 981 \mu\Omega$$

A gaiola retangular (gaiola B)

$$R_B = 0,03283 \frac{0,28}{11,17} \Rightarrow$$

$$R_B = 823 \mu\Omega$$

A gaiola trapezoidal (gaiola C)

$$R_C = 0,03283 \frac{0,28}{121,3} \Rightarrow$$

$$R_C = 75,8 \mu\Omega$$

Para o motor, em condições nominais, as correntes no rotor estão submetidas a baixas frequências e a resistência equivalente da barra pode ser aproximada (Alger e Wray, 1953) por

$$\frac{1}{R_{BR}} = \frac{1}{R_A} + \frac{1}{R_B} + \frac{1}{R_C} \Rightarrow$$

$$R_{BR} = 65 \mu\Omega$$

A resistência da barra referida ao estator é

$$R'_{BR} = 634,5 \cdot 65 \cdot 10^{-6} \Rightarrow$$

$$R'_{BR} = 0,041 \Omega$$

A resistência dos anéis de curto-circuito pode ser obtida através da expressão 5.39, utilizando-se a resistência equivalente das barras e a resistência do rotor, referida ao estator, fornecida pelo fabricante ou obtida nos ensaios. Outra forma de se obter a resistência dos anéis seria empregando a expressão 5.51.

$$R'_R = R'_{BR} + R'_{ER}$$

$$R'_{ER} = R'_R - R'_{BR}$$

(5.51)

de forma que

$$R'_{ER} = 0,0615 - 0,041 \Rightarrow$$

$$R'_{ER} = 0,0205 \Omega$$

A resistência obtida desta forma não é exatamente a resistência do anel de curto-circuito, pois inclui outras perdas relacionadas ao rotor. A resistência do anel pode ser obtida de forma isolada usando a expressão 5.43 ou as expressões D.1 e D.2 (Apêndice D).

A reatância do anel de curto-circuito pode ser obtida da expressão D.3 (Apêndice D). As reatâncias extras e a do anel de curto-circuito podem ser extraídas do circuito equivalente da figura 5.22 em comparação com o obtido em teste da seguinte forma

$$\begin{aligned} \dot{Z}_{ERT} &= \dot{Z}_{RTE} \Rightarrow \\ \frac{R'_R}{s_n} + jX'_R &= \frac{R'_{ER}}{s_n} + jX'_{ER} + \dot{Z}_{EQB} \end{aligned} \quad (5.52)$$

sendo que

$$\begin{aligned} \dot{Z}_{EQB} &= jX'_{AB} + \frac{1}{\frac{R'_A}{s_n} + j(X_A - X_{AB})'} + \frac{1}{j(X_{BC} - X_{AB})' + \frac{1}{\frac{R'_B}{s_n} + j(X_B - X_{BC})' + \frac{1}{\frac{R'_C}{s_n} + j(X_C - X_{BC})'}}} \end{aligned} \quad (5.53)$$

com

R'_{EQB} - resistência equivalente das barras do rotor;

X'_{EQB} - reatância equivalente das barras do rotor;

s_n - escorregamento nominal.

A resistência e a reatância do anel de curto-circuito obtidas desta maneira correspondem à resistência e à reatância do anel mais resistência e reatância extras, respectivamente.

Com o valor da resistência do anel, obtida com auxílio da expressão 5.51, a reatância do anel pode ser obtida utilizando-se a expressão 5.52. Para o exemplo de aplicação:

$$\frac{0,0615}{0,0139} + j0,7397 = \frac{0,0205}{0,0139} + jX'_{ER} + 2,955 + j0,4395 \Rightarrow$$

$$4,42 + j0,7397 = 4,43 + jX'_{ER} + j0,4395 \Rightarrow$$

$$X'_{ER} = 0,3 \Omega$$

Obtendo-se a indutância em 60 Hz, o circuito equivalente pode ser desenvolvido para qualquer valor de frequência e escorregamento conforme o circuito a seguir

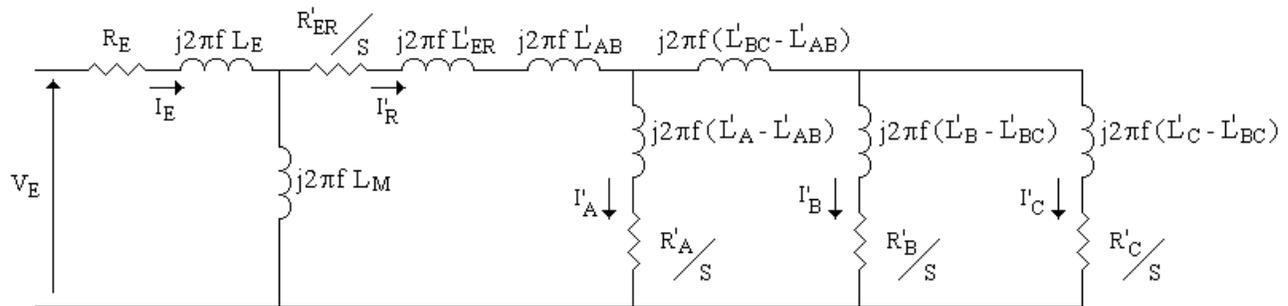


Figura 5.24 - Circuito equivalente do motor.

sendo que

$R_E = 0,1073\Omega$ - resistência do estator;

$L_E = 990\mu\text{H}$ - indutância do estator;

$L_M = 40,3\text{mH}$ - indutância de magnetização;

$R'_{ER} = 0,0205\Omega$ - resistência do anel de curto-circuito mais perdas extras;

$L'_{ER} = 796\mu\text{H}$ - indutância do anel de curto-circuito mais indutâncias extras do rotor;

$L'_A = 137,3\mu\text{H}$ - indutância própria da gaiola A;

$L'_B = 582,7\mu\text{H}$ - indutância própria da gaiola B;

$L'_C = 1,426\text{mH}$ - indutância própria da gaiola C;

$L'_{AB} = 172\mu\text{H}$ - indutância mútua entre as gaiolas A e B;

$L'_{BC} = 725,6\mu\text{H}$ - indutância mútua entre as gaiolas B e C.

Com tais dados, o circuito equivalente do motor de indução utilizado no teste está pronto para ser avaliado para qualquer frequência e qualquer escorregamento.

Seguindo os passos para determinar os valores de indutância e resistência que compõem as barras e os anéis de curto-circuito, pode-se implementar o circuito equivalente com quaisquer número de divisões para a barra para que se consiga representar a variação da resistência e da indutância em frequências mais elevadas.

Para o modelo desenvolvido considerou-se a barra do rotor dividida em três seções acompanhando as formas das gaiolas, sem que cada seção sofresse mais divisões.

5.3. EFEITO DA VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA E DA INDUTÂNCIA DO ROTOR DA MÁQUINA DE INDUÇÃO NO SISTEMA IFTLTM¹.

A figura 5.25 mostra a variação da resistência e da indutância da barra do rotor com a frequência. Uma primeira avaliação foi feita para a barra dividida em três seções conforme a figura 5.23. Um programa computacional foi desenvolvido para avaliar o efeito pelicular na barra do rotor e o resultado é observado na figura a seguir.

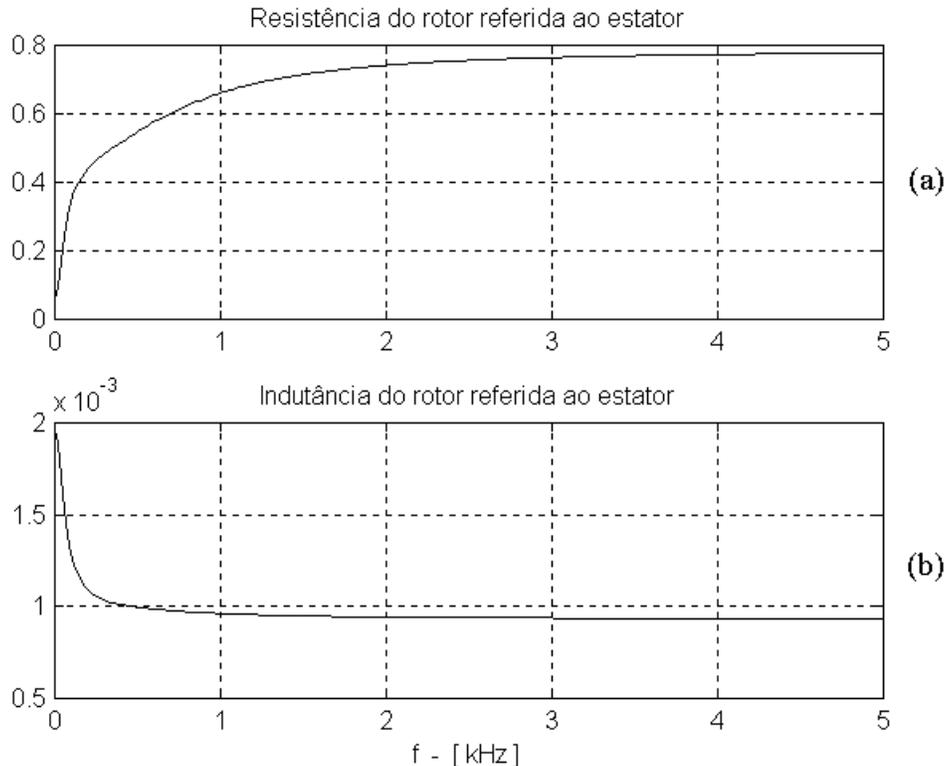


Figura 5.25 - Variação dos parâmetros do rotor com a frequência. (a) Variação da resistência do rotor referida ao estator. (b) Variação da indutância do rotor referida ao estator.

De acordo com a figura, a resistência e a indutância do rotor variam com o aumento da frequência e seus valores tendem a permanecer constantes. Sendo que a resistência permanece constante a partir de 4 kHz e a indutância permanece constante a partir de 3 kHz.

Os resultados de simulação obtidos com a inclusão do novo modelo do rotor, considerando o efeito pelicular na barra, serão comparados aos resultados experimentais.

A figura 5.26 mostra a resposta em frequência da tensão (acima) e da corrente (abaixo) nos terminais da carga para o sistema com o modelo convencional do motor e com o efeito pelicular das

¹ IFTLTM – Inversor, transformador elevador, linha de transmissão, transformador abaixador e motor

barras do rotor. Os dados do cabo utilizados para simulação consideram a temperatura de 66 °C (apêndice E).

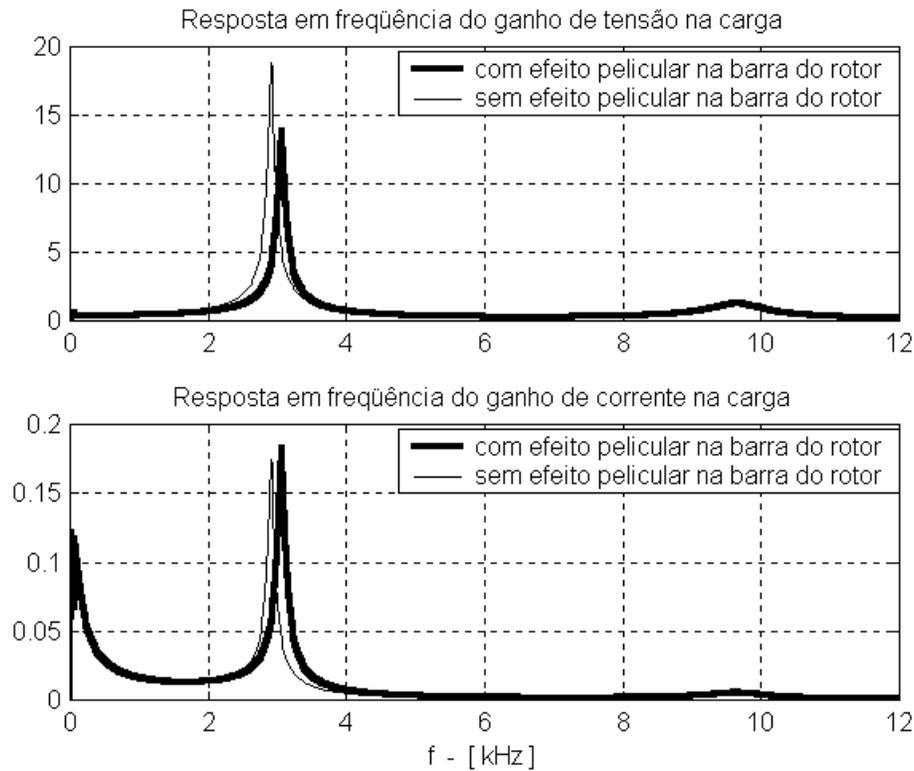


Figura 5.26 - Resposta em frequência da tensão e corrente nos terminais da carga considerando a temperatura do cabo de 66 °C.

Observa-se que a inclusão do efeito pelicular nas barras do rotor aumenta a frequência de ressonância devido à redução da indutância e reduz o pico da tensão devido ao crescimento da resistência da carga. Para o sistema acionado por fonte de tensão, o efeito da variação da carga não acarreta mudanças consideráveis nas respostas do sistema.

A figura 5.27 mostra uma ampliação da figura 5.26 na qual é evidenciada a primeira frequência crítica do sistema, pois as demais não sofrem alterações significativas com a inclusão do efeito pelicular nas barras do rotor.

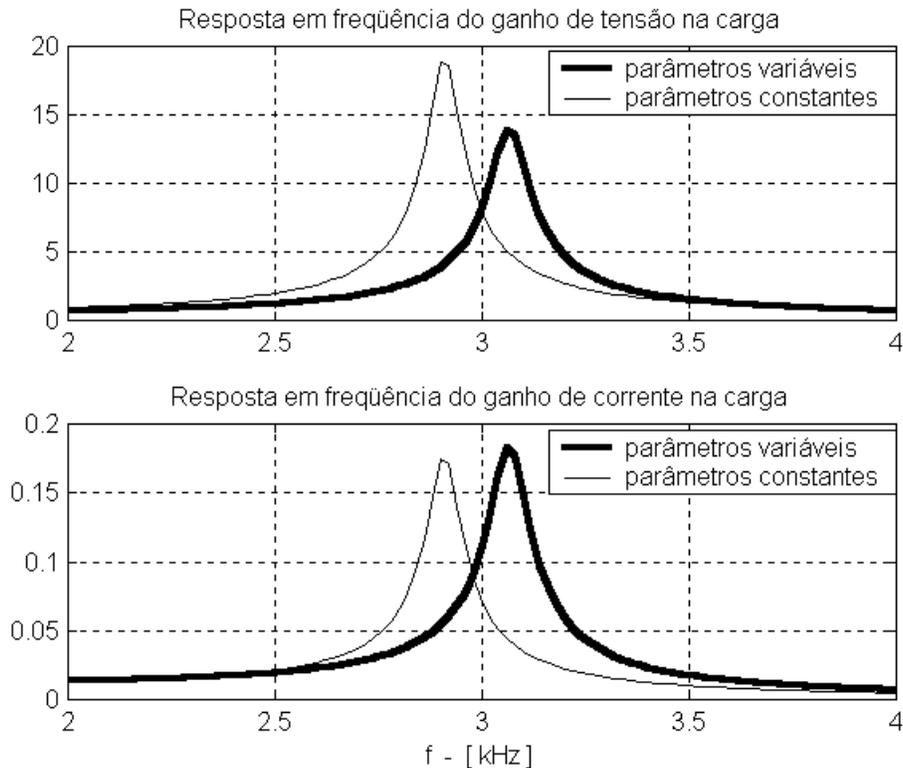


Figura 5.27 - Resposta em frequência da tensão e corrente nos terminais da carga. Ampliação evidenciando a primeira frequência crítica do sistema.

O sistema com parâmetros do motor constantes apresenta o primeiro ponto crítico na frequência de 2,91 kHz e ganho de 19,3. Quando o efeito pelicular da barra do rotor é incluído, o ponto crítico passa a ocorrer em 3,06 kHz e com ganho de 13,9. Embora o ganho da resposta em frequência da tensão, nos terminais do motor, seja menor para o sistema com parâmetros do rotor variáveis, o novo ponto crítico é mais próximo da frequência de chaveamento do inversor utilizado nos testes.

A resposta em frequência da corrente nos terminais da máquina sofre uma pequena variação com relação ao ganho. Para o sistema com parâmetros constantes a amplitude é de 0,178 e chega a 0,183 para os parâmetros do rotor variáveis.

5.3.1. RESULTADO DE SIMULAÇÃO PARA O SISTEMA COM PARÂMETROS DO ROTOR CONSTANTES E VARIÁVEIS.

As formas de onda da tensão e corrente de linha nos terminais do motor são mostradas na figura 5.28 para os parâmetros do motor constantes (a) e variáveis (b). O motor está acionando carga mecânica (escorregamento nominal).

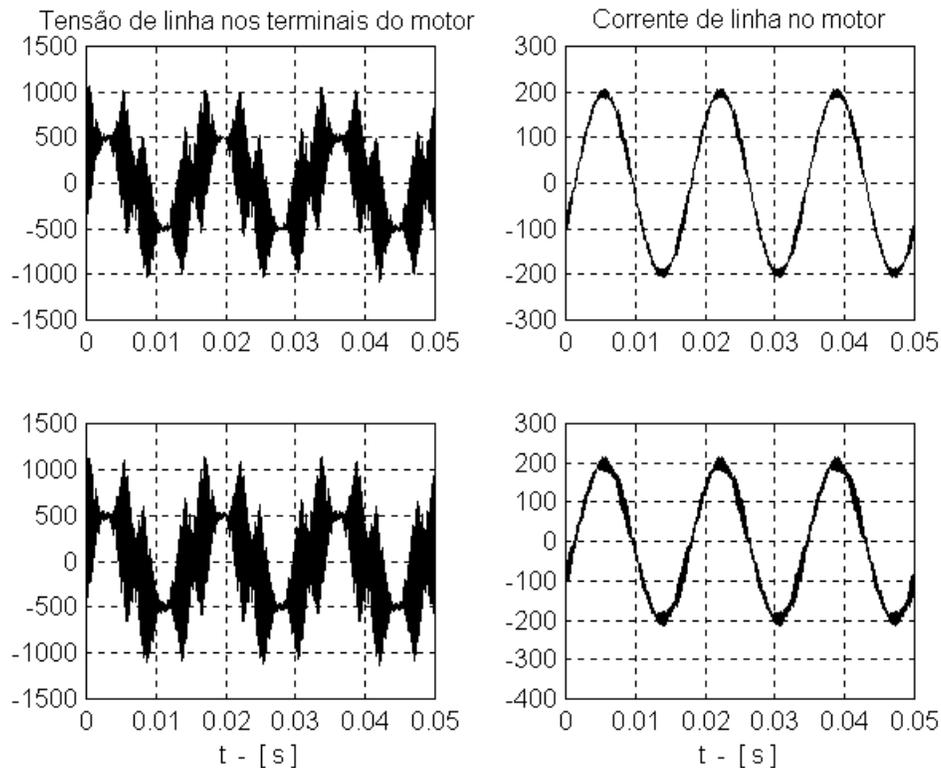


Figura 5.28 - Tensão e corrente de linha nos terminais do motor. Parâmetros do rotor constantes (a) e variáveis (b).

A mudança do primeiro ponto crítico do sistema, com parâmetros do rotor variáveis, resulta em uma amplificação um pouco maior das componentes harmônicas geradas pelo inversor. Fato este que implica em valores de pico mais elevados para as harmônicas próximas da frequência de chaveamento de 3,6 kHz. Da figura nota-se que o efeito aparentemente não é muito significativo para a tensão nos terminais da máquina.

Com relação à forma de onda de corrente, a diferença é mais evidente, pois as componentes harmônicas que compõem a forma de onda de corrente apresentam amplitudes mais elevadas para o sistema com parâmetros variáveis.

As figuras com resultados experimentais (mostradas anteriormente) e a simulação apresentada na figura 5.28 mostram que a simulação com os parâmetros do rotor variáveis aparentam maior proximidade com os resultados experimentais.

5.4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DE SIMULAÇÃO

Esta seção mostra uma comparação entre os resultados de simulação e os resultados experimentais. As simulações foram realizadas para o sistema IFTLTM² com modelos desenvolvidos no capítulo 2 e refinados com a inclusão do efeito pelicular das barras do rotor no modelo da máquina. A injeção de terceiro harmônico na onda de referência do inversor passou a ter uma amplitude de 1,17 e 0,195 para a fundamental e terceiro harmônico, respectivamente.

5.4.1. MOTOR OPERANDO CARGA MECÂNICA

Os resultados a seguir são obtidos com o motor operando com carga mecânica e com escorregamento de 1,39%.

As figuras 5.29 e 5.30 mostram a tensão e a corrente de linha, nos terminais do motor, obtidas experimentalmente e por simulação, respectivamente.

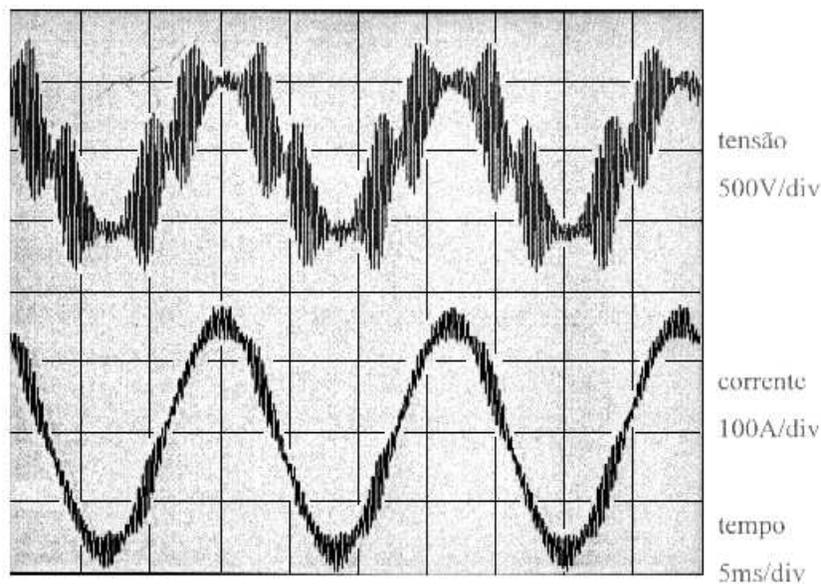


Figura 5.29 - Tensão e corrente de linha nos terminais do motor. Resultados experimentais.

As formas obtidas na figura anterior mostram tensões e correntes com valores de pico de aproximadamente 800V e 200A, respectivamente.

² IFTLTM – inversor, filtro indutivo de saída, transformador elevador, linha de transmissão, transformador abaixador e motor

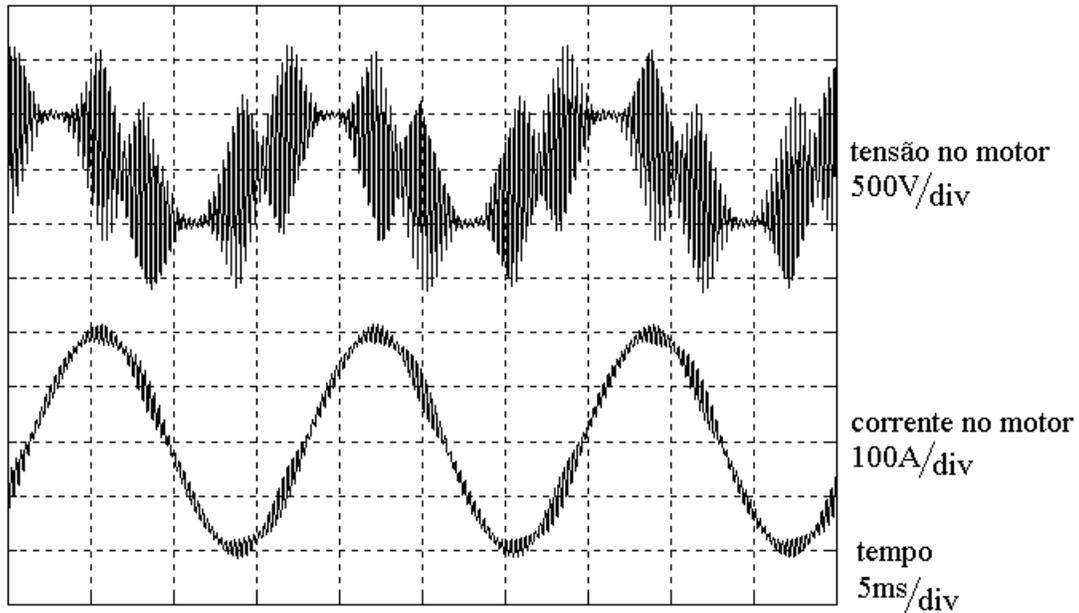


Figura 5.30 - Tensão e corrente de linha nos terminais do motor. Resultados de simulação.

O resultado de simulação é bem próximo do resultado experimental sendo que as diferenças encontram-se nas amplitudes da tensão e da corrente de linha. Conforme mencionado anteriormente, os resultados apresentados com a inclusão do modelo do rotor mostram a corrente simulada mais próxima da corrente real.

As figuras 5.31 e 5.32 são ampliações dos resultados anteriores de forma a melhorar sua observação e comparação.

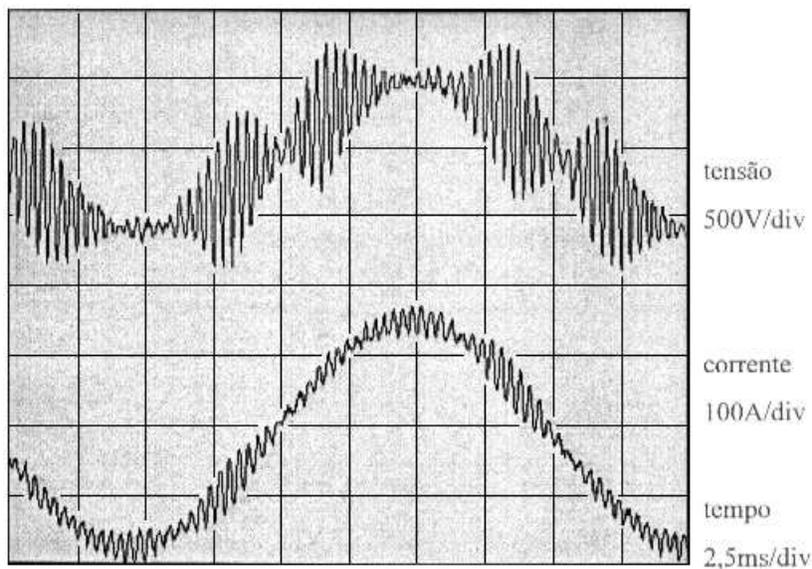


Figura 5.31 - Tensão e corrente de linha nos terminais do motor. Resultados experimentais.

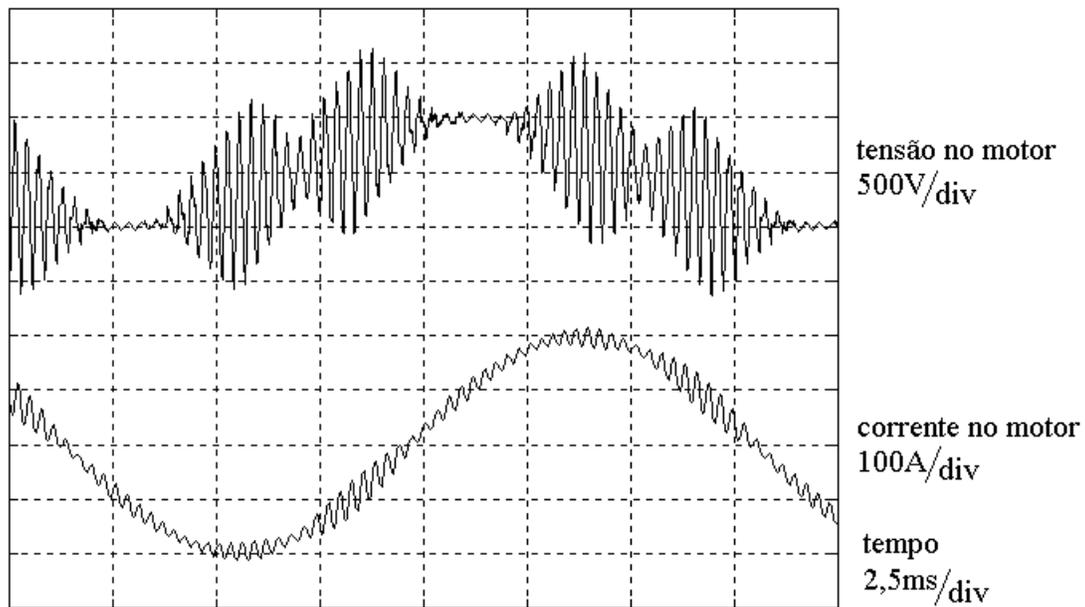


Figura 5.32 - Tensão e corrente de linha nos terminais do motor. Resultados de simulação.

As figuras 5.33 e 5.34 mostram as tensões de linha nos terminais do motor e na saída do inversor.

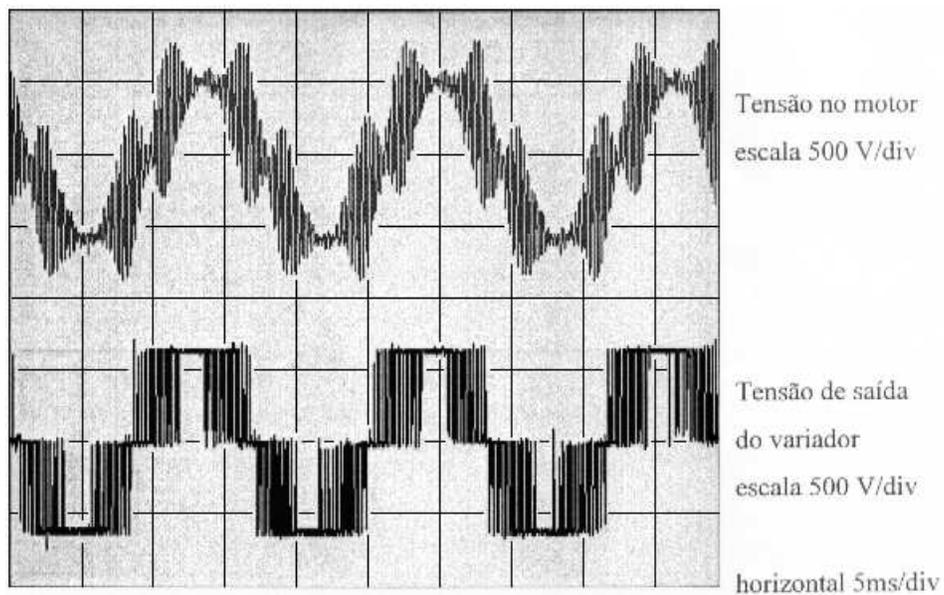


Figura 5.33 - Tensão de linha nos terminais do motor (acima) e na saída do inversor (abaixo). Resultados experimentais

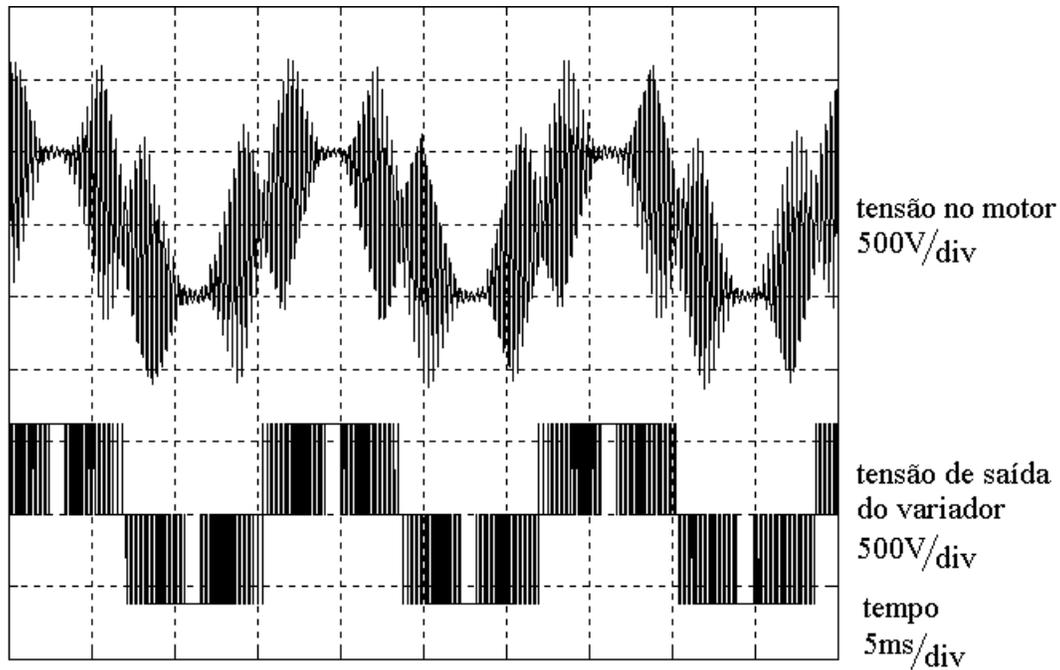


Figura 5.34 - Tensões de linha nos terminais do motor (acima) e na saída do inversor (abaixo). Resultados de simulação.

O sistema foi simulado para uma tensão de entrada fixa para o inversor de forma que não notaremos na simulação as componentes harmônicas geradas pelo retificador trifásico e posteriormente atenuadas pelo filtro capacitivo (entrada do inversor) associado ao filtro indutivo (entrada do retificador). Para o sistema simulado estas componentes não trarão mudanças significativas, pois a primeira frequência de ressonância do sistema é alta (3,06kHz) e as componentes geradas pelo retificador serão muito reduzidas nesta ordem.

A figuras 5.35 e 5.36 mostram ampliações das duas figuras anteriores.

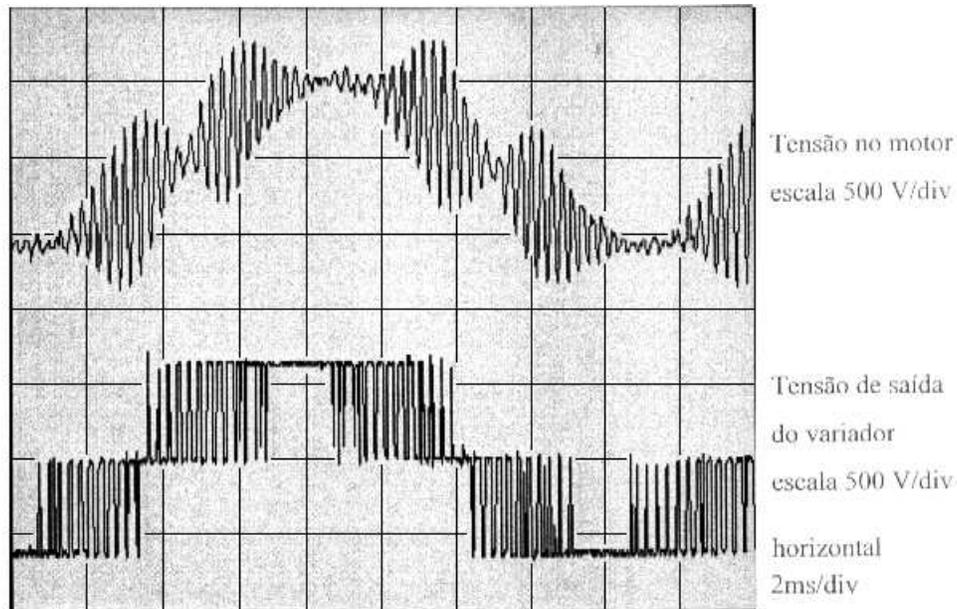


Figura 5.35 - Tensões de linha nos terminais do motor (acima) e na saída do inversor (abaixo).
Resultados experimentais

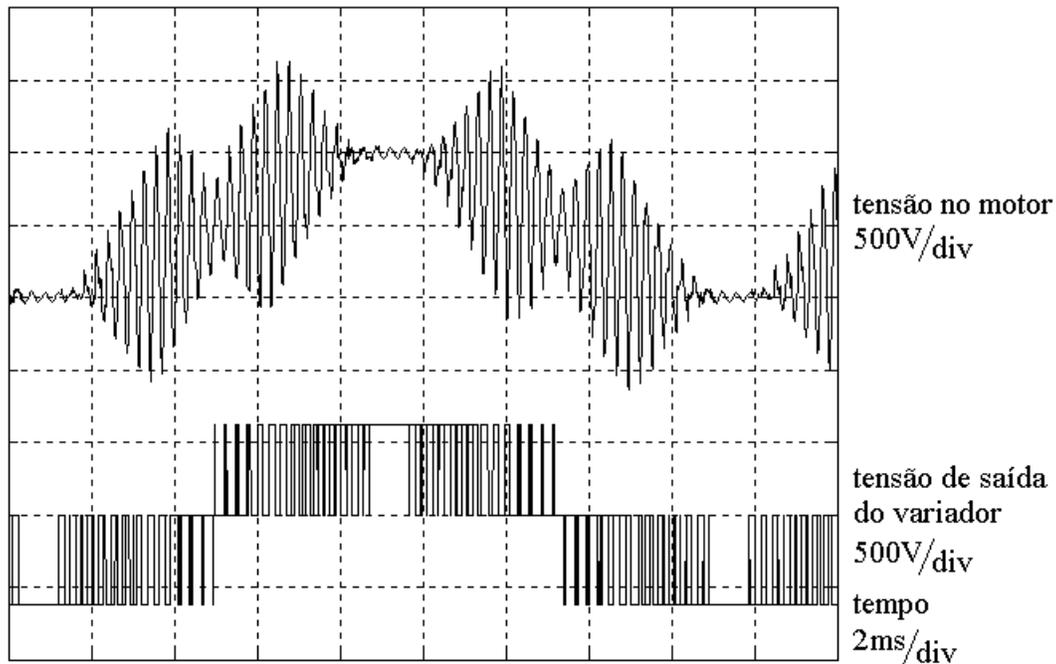


Figura 5.36 - Tensões de linha nos terminais do motor (acima) e na saída do inversor (abaixo).
Resultados de simulação.

A simulação mostra que algumas componentes harmônicas geradas pelo inversor são menos atenuadas no modelo do que no sistema real. Principalmente as componentes que formam o primeiro pacote (próximo a 3,6 kHz) enviado pelo inversor que são as componentes que definem a forma de onda de tensão nos terminais do motor.

As figuras 5.37 e 5.38 mostram ampliações das formas de onda de tensão de linha nos terminais do inversor e no primário do transformador elevador, respectivamente.

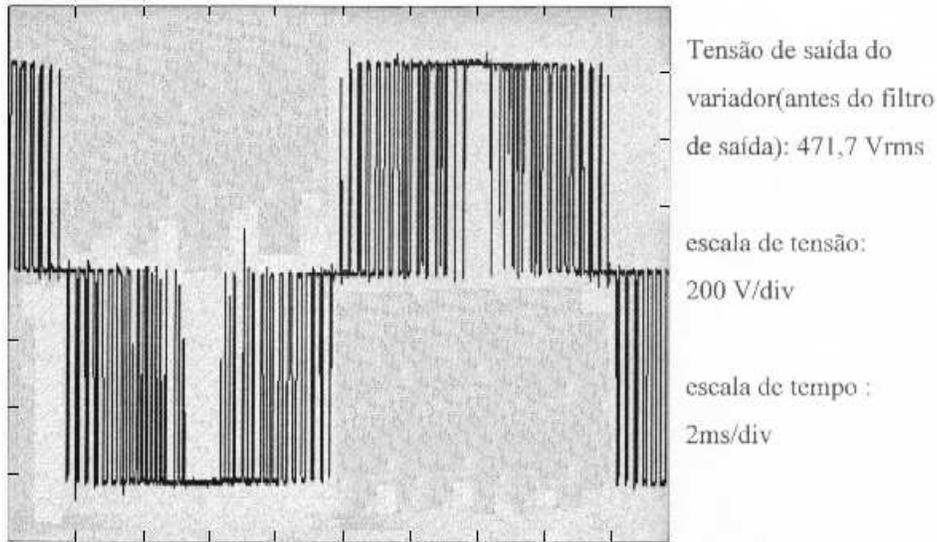


Figura 5.37 - Tensão de linha nos terminais do inversor. Resultado experimental.

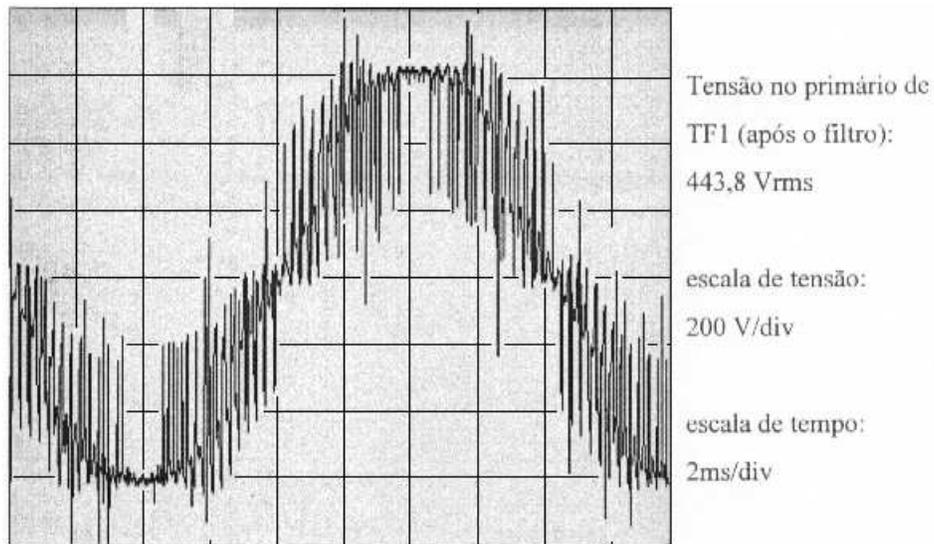


Figura 5.38 - Ampliação da tensão de linha no primário do transformador elevador. Resultado experimental.

A forma de onda de tensão de linha no primário do transformador elevador evidencia a ação do filtro indutivo na saída do inversor. A forma de onda apresenta uma forma mais próxima de uma senóide.

A figuras 5.39 e 5.40 mostram os resultados de simulação para as tensões de linha na saída do inversor e no primário do transformador elevador.

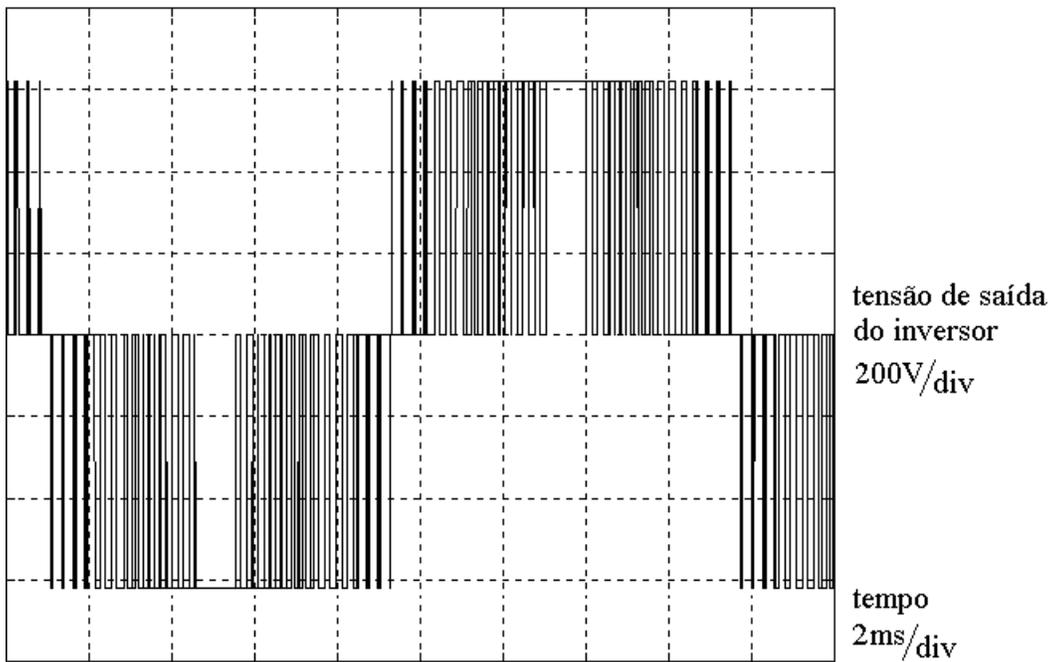


Figura 5.39 - Tensão de linha na saída do inversor. Resultado de simulação.

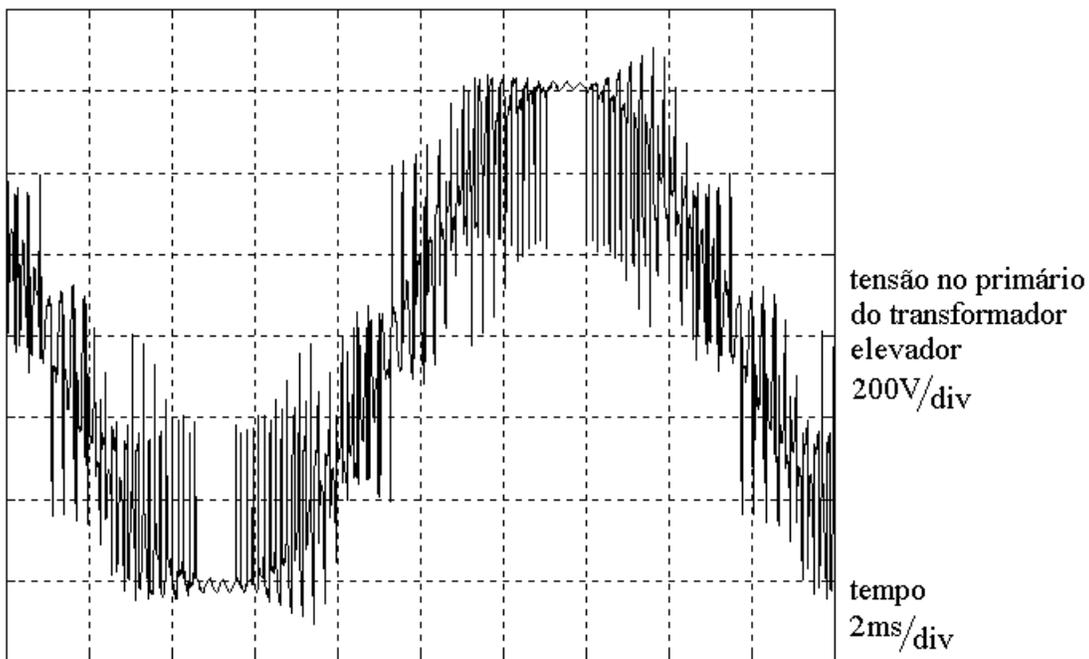


Figura 5.40 - Tensão no primário do transformador elevador. Resultado de simulação.

A tensão de linha na saída do inversor foi simulada considerando as chaves ideais e a tensão de entrada constante.

A simulação da tensão no primário do transformador elevador é bem próxima do resultado experimental. Devido ao indutor de filtro na saída do inversor, as componentes harmônicas em torno

da frequência de chaveamento têm suas amplitudes reduzidas e tornam a forma de onda mais próxima de uma senóide. De uma forma geral, a menos das componentes harmônicas de baixa ordem do retificador e dos picos ocasionados pelo chaveamento, o resultado de simulação é bem próximo ao resultado experimental.

5.4.2. MOTOR OPERANDO SEM CARGA MECÂNICA (A VAZIO).

A figura 5.41 mostra a tensão (acima) e a corrente (abaixo) de linha nos terminais do motor operando sem carga mecânica.

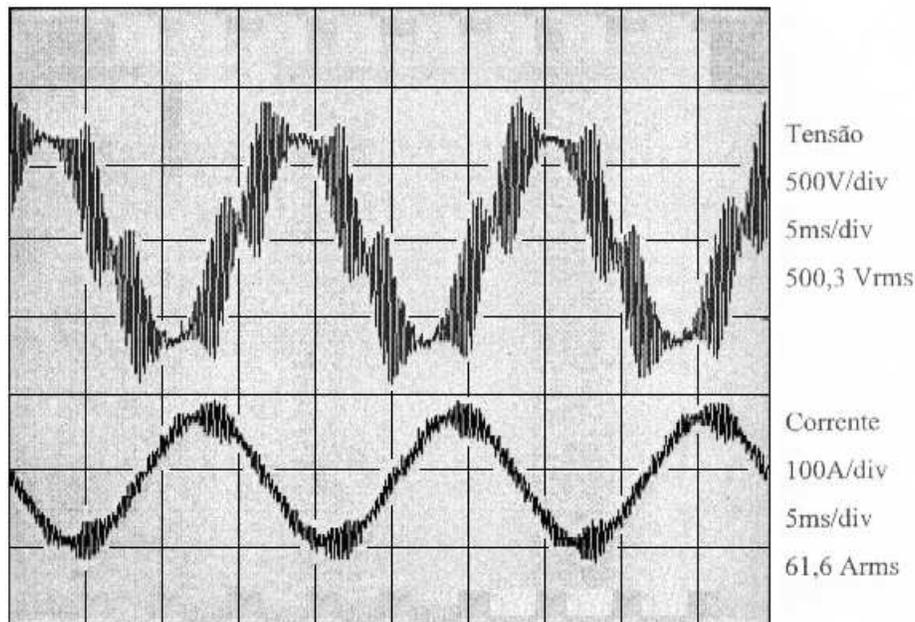


Figura 5.41 - Tensão (acima) e corrente (abaixo) de linha nos terminais do motor. Resultado experimental para o motor operando sem carga mecânica.

Para o motor operando sem carga mecânica, as formas de onda de tensão e corrente de linha em seus terminais apresentam picos da ordem de 900 V e 100 A, respectivamente.

A figura 5.42 mostra os resultados de simulação para a tensão (acima) e a corrente (abaixo) de linha nos terminais do motor. Esta comparação permite avaliar o modelo simulado buscando evidenciar as diferenças.

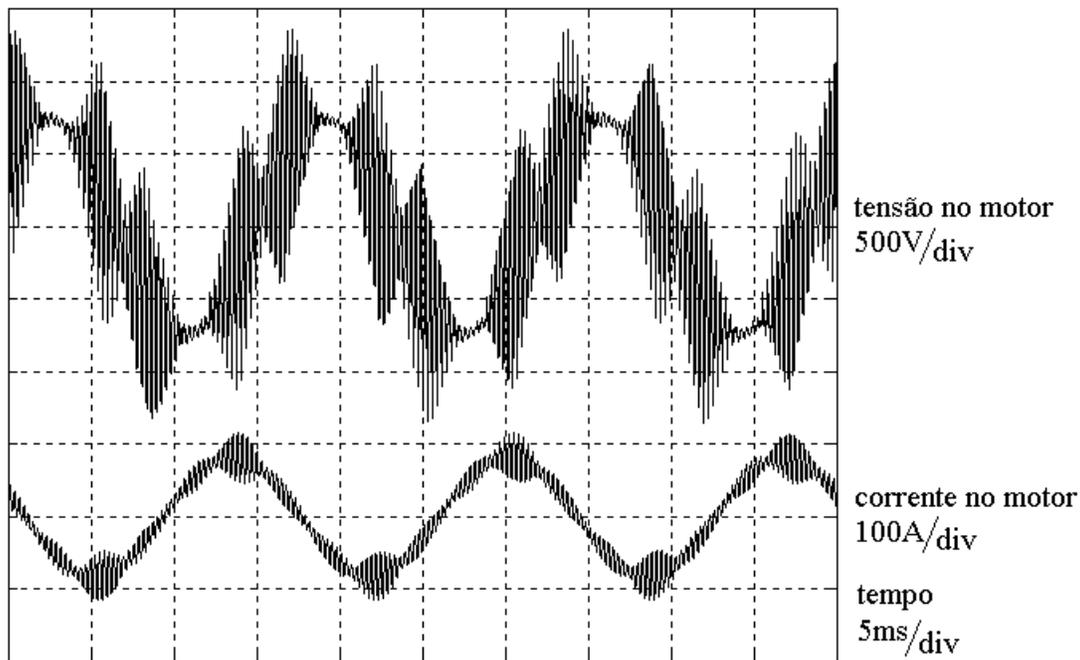


Figura 5.42 - Tensão (acima) e corrente (abaixo) de linha nos terminais do motor. Resultado de simulação para o motor operando sem carga mecânica.

A resposta da corrente é mais próxima dos resultados experimentais. A tensão é semelhante, mas difere com relação a amplitude das componentes harmônicas que compõem a tensão de linha. No resultado experimental, as componentes harmônicas são bem atenuadas, principalmente as próximas da frequência de chaveamento (3,6 kHz) que estão dentro da faixa de amplificação da primeira frequência crítica do sistema (3,06 kHz).

5.5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

O modelo desenvolvido para o sistema, quando simulado e comparado com o sistema real, mostrou a necessidade de melhorias para aproximar os resultados. Desta forma incluiu-se o efeito pelicular nas barras do rotor e avaliou-se o efeito desta mudança nos resultados de simulação.

O novo modelo apresentou um resultado para a corrente do sistema mais próximo do resultado real, embora a tensão do sistema tenha apresentado componentes harmônicas de maior amplitude do que nos resultados experimentais.

Uma observação necessária é que os dados reais do sistema, obtidos através de relatórios e contatos com empresas, apresentam algumas imprecisões, principalmente os dados sobre os parâmetros do cabo. Estas imprecisões obrigaram a certas aproximações nos parâmetros. Estas

aproximações podem produzir diferenças razoáveis nos resultados de simulação já que podem ocasionar mudanças na resposta em frequência do sistema.

Pelos resultados apresentados, o modelo pode ser utilizado para avaliar o funcionamento em regime de sistemas desta natureza com boa precisão.

6. ANÁLISE DO ACIONAMENTO POR FONTE DE CORRENTE INCLUINDO A VARIAÇÃO DOS PARÂMETROS DO ROTOR COM A FREQUÊNCIA

Para o sistema acionado por fonte de tensão, a variação da carga influi muito pouco na resposta em frequência do sistema, mas para o acionamento por fonte de corrente o efeito da variação da carga é mais significativo, merecendo uma avaliação.

A avaliação da resposta em frequência e no tempo do sistema IFTLTM¹, acionado por fonte de corrente (inversor fonte de corrente), foi feita nos capítulos 2 e 3, considerando parâmetros do rotor da máquina de indução constantes com a frequência. Após o desenvolvimento de um modelo que considera os parâmetros do rotor variáveis com a frequência (cap. 5) é interessante observar o efeito da variação destes parâmetros associados ao acionamento em corrente.

A impedância vista pela fonte para o sistema com os parâmetros do rotor da máquina variáveis e constantes é apresentada na figura 6.1.

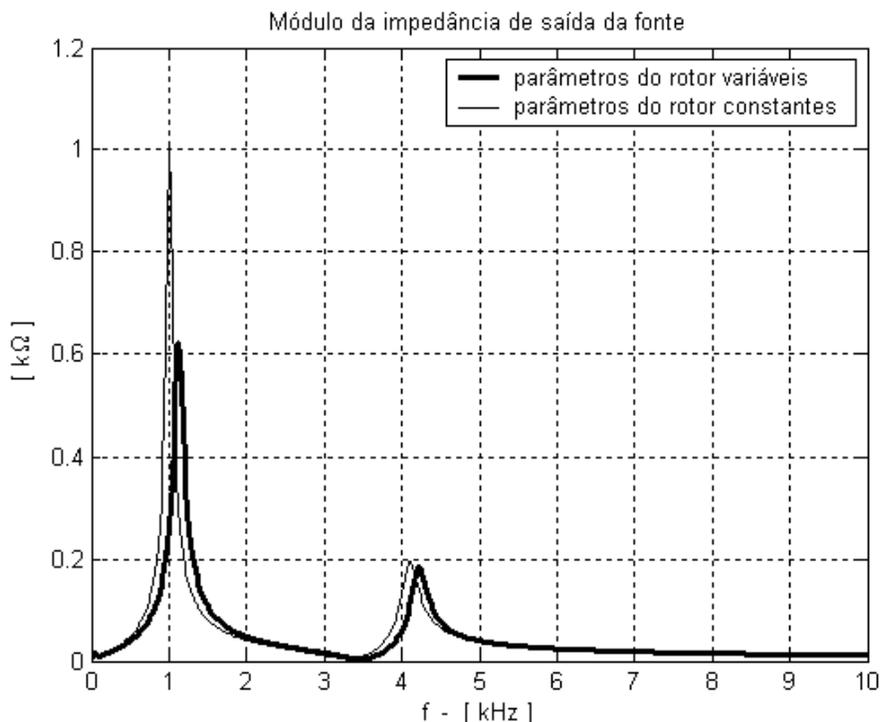


Figura 6.1 - Módulo da impedância de saída da fonte para os parâmetros do rotor constantes e variáveis.

¹ IFTLTM – Inversor fonte de corrente, filtro capacitivo, transformador elevador, linha de transmissão, transformador abaixador e motor.

Dado que inversores fonte de corrente do tipo PWM apresentam baixo rendimento, praticamente não são utilizados. Assim, a análise feita neste capítulo considera apenas o inversor multinível.

O capacitor de filtro na saída da fonte é de 15 μF . Os parâmetros da linha foram desenvolvidos para a temperatura de 66°C.

O modelo do sistema, com parâmetros do rotor variáveis, determina os dois primeiros pontos críticos nas frequências de 1,12 kHz com valor de 0,621 k Ω e 4,22 kHz com valor de 0,184 k Ω . Para os parâmetros do rotor constantes, os pontos críticos ocorrem em 1 kHz com valor de 1 k Ω e 4,1 kHz com valor de 0,196 k Ω .

A figura 6.2 mostra a resposta em frequência para a tensão e o ganho de corrente nos terminais da carga, considerando os parâmetros da carga constantes e variáveis.

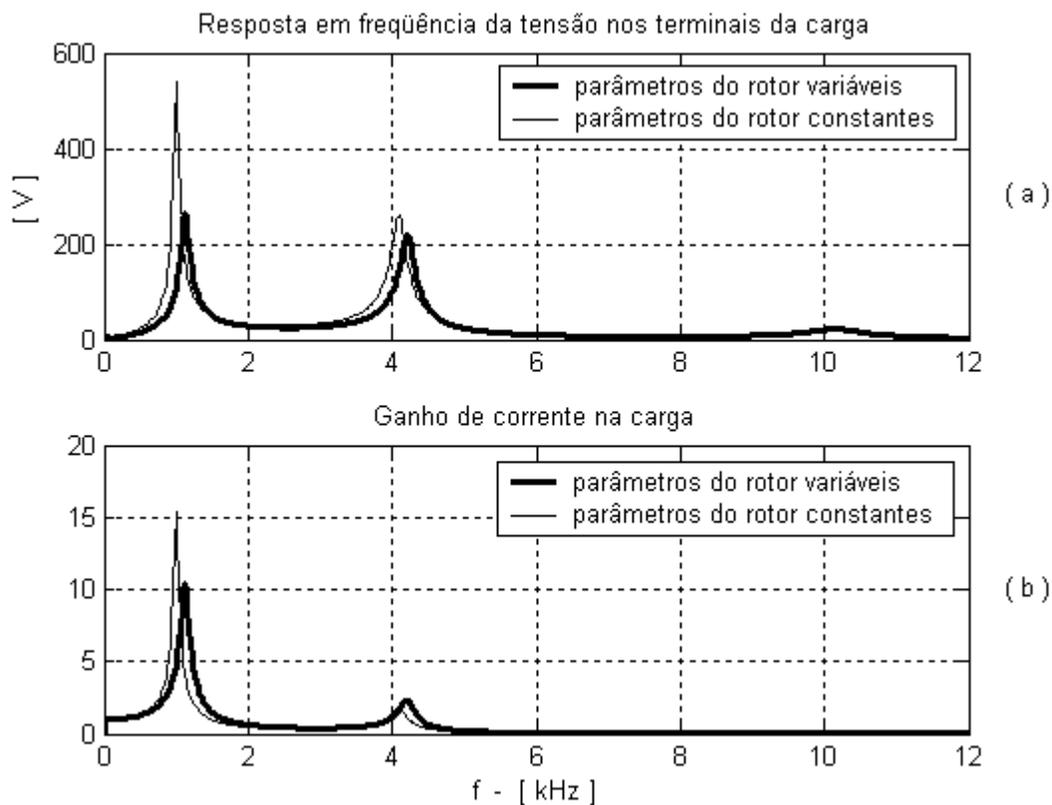


Figura 6.2 - Resposta em frequência: (a) tensão nos terminais da carga, (b) ganho de corrente nos terminais da carga.

A tabela 6.1 mostra uma comparação entre a resposta em frequência para a tensão, nos terminais da carga, para o sistema com parâmetros do motor constantes e variáveis.

Tabela 6.1 - Resposta em frequência da tensão nos terminais da carga considerando os parâmetros do rotor variáveis e constantes.

	Com efeito pelicular na barra do rotor		Sem efeito pelicular na barra do rotor	
	Frequência (kHz)	Tensão (V)	Frequência (kHz)	Tensão (V)
1 ^a ressonância	1,12	264,5	1,00	535,6
2 ^a ressonância	4,20	218,4	4,08	257,8
3 ^a ressonância	10,2	22,0	10,08	25,5

Observando-se a figura 6.2, a redução do nível de tensão é significativa para as duas primeiras frequências críticas, e tendem a aproximar-se para frequências mais elevadas.

A tabela 6.2 mostra uma comparação entre a resposta em frequência para o ganho de corrente, nos terminais da carga, com parâmetros do rotor variáveis e constantes.

Tabela 6.2 - Ganho de corrente nos terminais da carga considerando os parâmetros do rotor variáveis e constantes.

	Com efeito pelicular na barra do rotor		Sem efeito pelicular na barra do rotor	
	Frequência (kHz)	Ganho de corrente	Frequência (kHz)	Ganho de corrente
1 ^a ressonância	1,12	10,40	1,00	15,36
2 ^a ressonância	4,20	2,33	4,08	1,80

A figura 6.2 mostra que os valores significativos para a corrente ocorrem nas duas primeiras frequências críticas do sistema. O pico de corrente, para o primeiro ponto crítico, é aproximadamente 50% mais elevado para o sistema sem considerar os parâmetros do rotor variáveis, enquanto que para o segundo ponto crítico o pico de corrente para o sistema, com os parâmetros do rotor variáveis, é aproximadamente 30% mais elevado.

A seções seguintes mostram as respostas no tempo para o sistema IFLLTM considerando ou não a inclusão do efeito pelicular nas barras do rotor.

6.1. INVERSOR MULTINÍVEL

As figuras 6.3 e 6.4 mostram as formas de ondas da tensão e corrente de linha nos terminais do motor para o inversor com técnica multinível 12 pulsos. A corrente na entrada do inversor é de 260 A de pico. A frequência da fundamental é de 60 Hz.

O sistema é avaliado considerando os parâmetros do rotor constantes ou variáveis com a frequência.

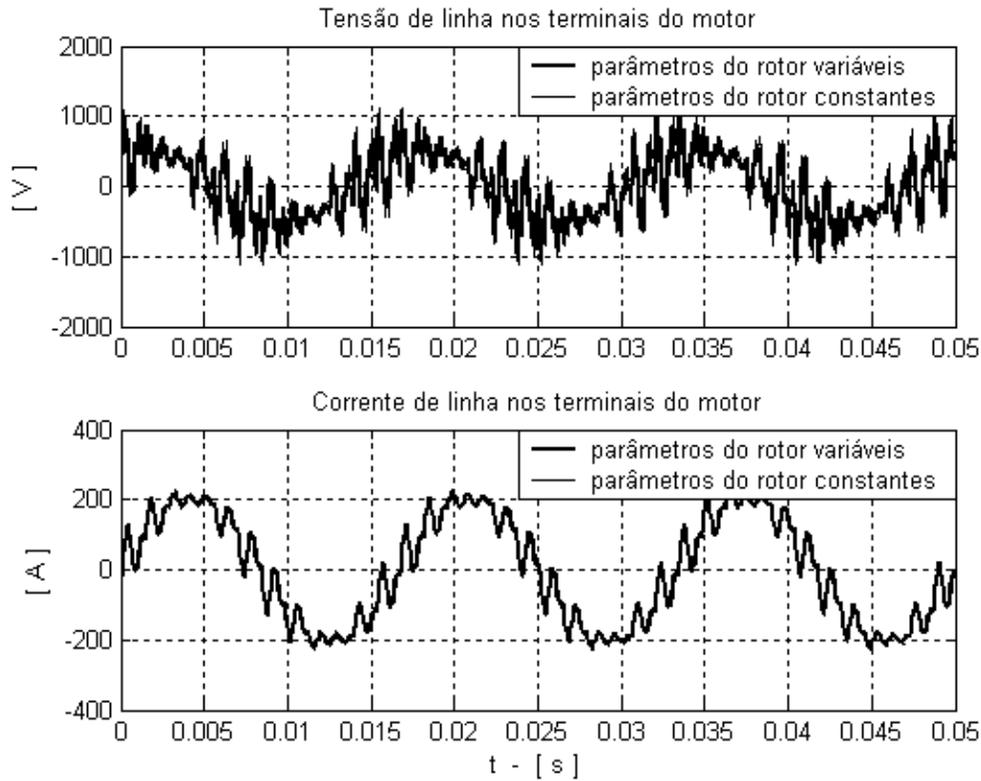


Figura 6.3 - Tensão e corrente de linha nos terminais do motor. Com parâmetros do rotor constantes e variáveis com a frequência.

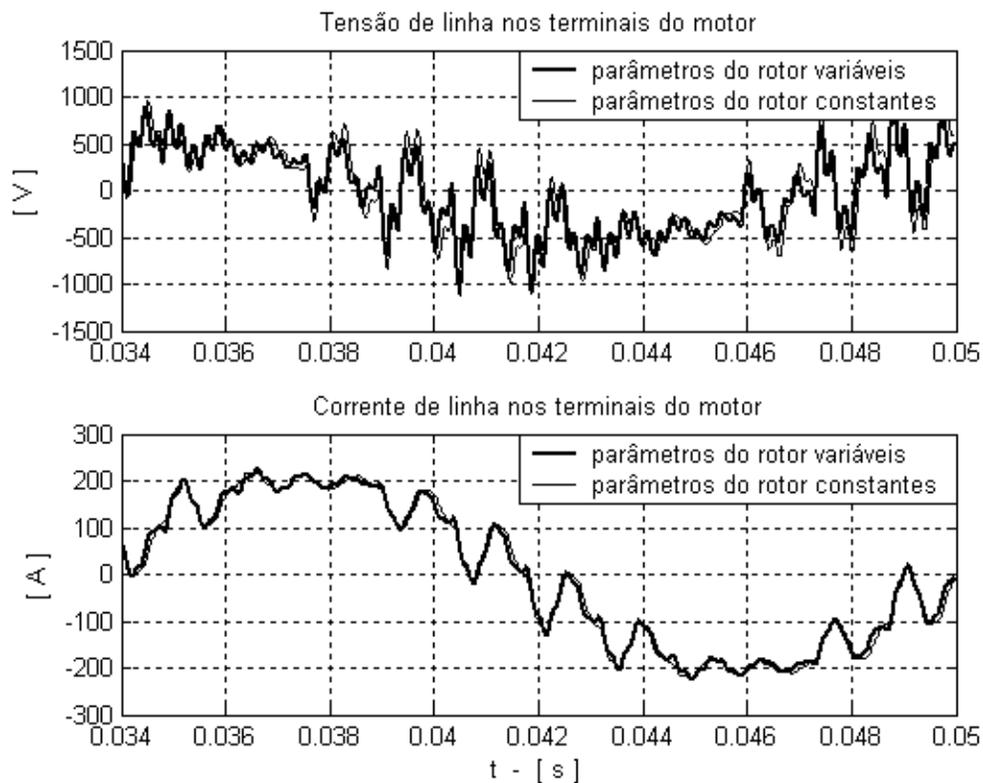


Figura 6.4 - Ampliação da tensão e corrente de linha nos terminais do motor.

Observa-se que as formas de onda são próximas em amplitude e isso decorre das componentes harmônicas geradas pelo inversor estarem dentro da faixa de amplificação do sistema. Para o sistema com os parâmetros do rotor constantes, as componentes mais críticas são as de ordem 11^a e 13^a e para o sistema com os parâmetros do rotor variáveis as amplitudes mais evidentes são das ordens 11^a, 13^a, 23^a, 25^a, 71^a e 73^a que apresentam amplitudes próximas.

As taxas de distorção harmônica (TDH) para tensão e corrente nos terminais do motor são dadas na tabela 6.3.

Tabela 6.3 - TDH para tensão e corrente nos terminais do motor.

Com efeito pelicular na barra do rotor		Sem efeito pelicular na barra do rotor	
TDH da tensão	TDH da corrente	TDH da tensão	TDH da corrente
178%	58%	271%	64%

As figuras 6.5 e 6.6 mostram as formas de onda para a tensão e corrente de linha nos terminais do motor considerando o inversor fonte de corrente com técnica de modulação multinível 18 pulsos, e referência de 60 Hz.

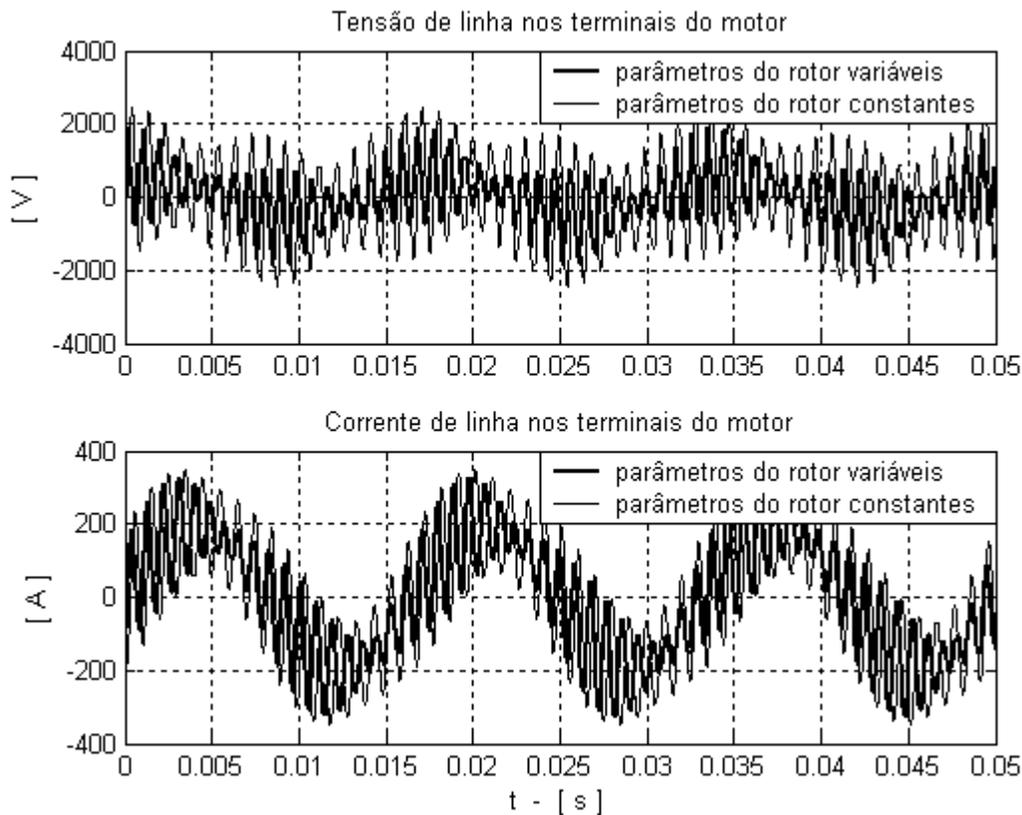


Figura 6.5 - Tensão e corrente de linha nos terminais do motor. Com parâmetros do rotor constantes e variáveis.

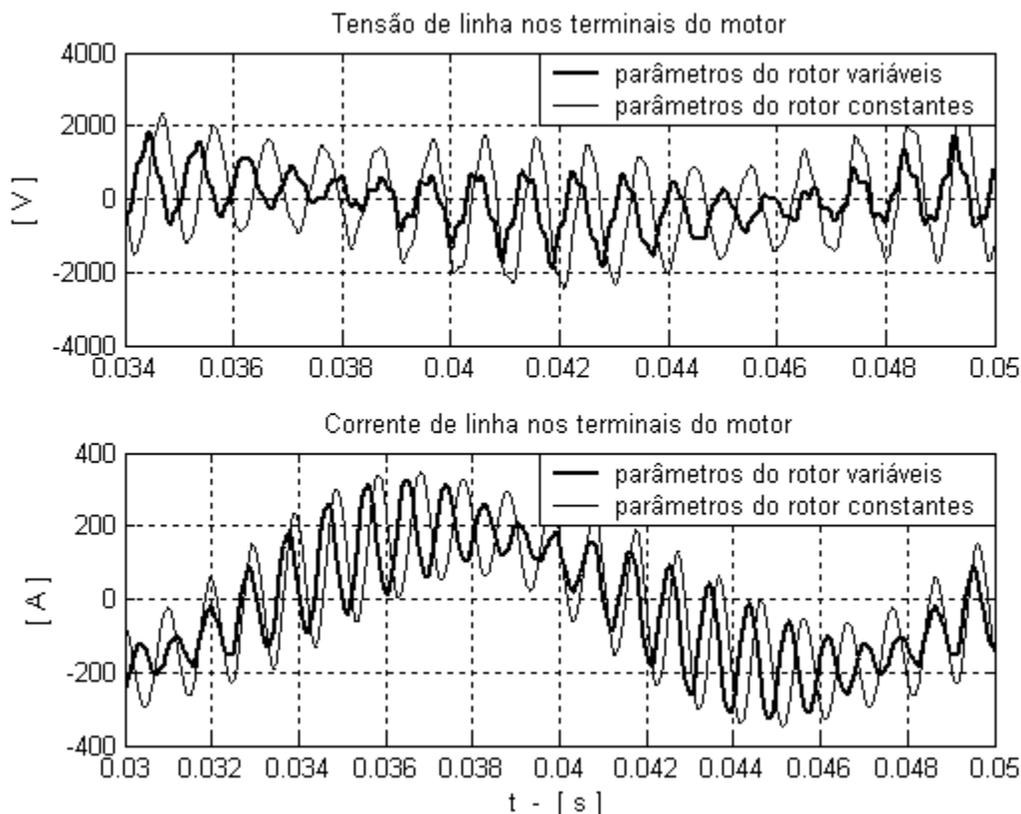


Figura 6.6 – Ampliação da tensão e corrente de linha nos terminais do motor.

As duas primeiras componentes harmônicas geradas pelo inversor (1,02 e 1,14 kHz) sofrem ressonância e atingem valores próximos de 2 kV nos terminais do motor. Para o sistema com parâmetros do rotor constantes o valor da tensão é atingido devido à forte amplificação da primeira componente harmônica gerada pelo inversor. Considerando o sistema com os parâmetros do rotor variáveis, o deslocamento da resposta em frequência produz uma amplificação das duas primeiras componentes harmônicas do inversor.

As duas componentes harmônicas causam o mesmo efeito sobre a corrente nos terminais da carga para o sistema com parâmetros do rotor constantes e variáveis. A corrente atinge valores da ordem de 350 A para o sistema com parâmetros do rotor variáveis.

As taxas de distorção harmônica (TDH) para tensão e corrente nos terminais do motor são dadas na tabela 6.4.

Tabela 6.4 - TDH para tensão e corrente nos terminais do motor.

Com efeito pelicular na barra do rotor		Sem efeito pelicular na barra do rotor	
TDH da tensão	TDH da corrente	TDH da tensão	TDH da corrente
68%	24%	89%	27%

As figuras 6.7 e 6.8 mostram as formas de onda para a tensão e corrente de linha nos terminais do motor considerando o inversor fonte de corrente com técnica de modulação multinível 24 pulsos, e referência de 60 Hz.

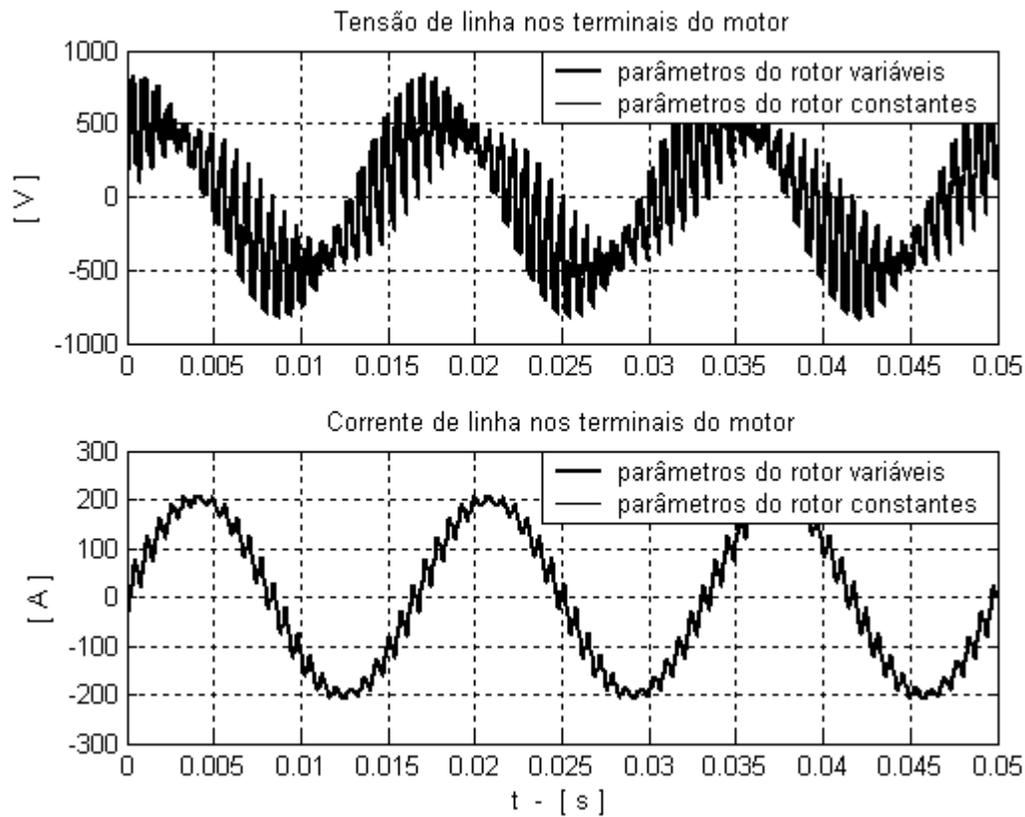


Figura 6.7 - Tensão e corrente de linha nos terminais do motor. Com parâmetros do rotor constantes e variáveis com a frequência.

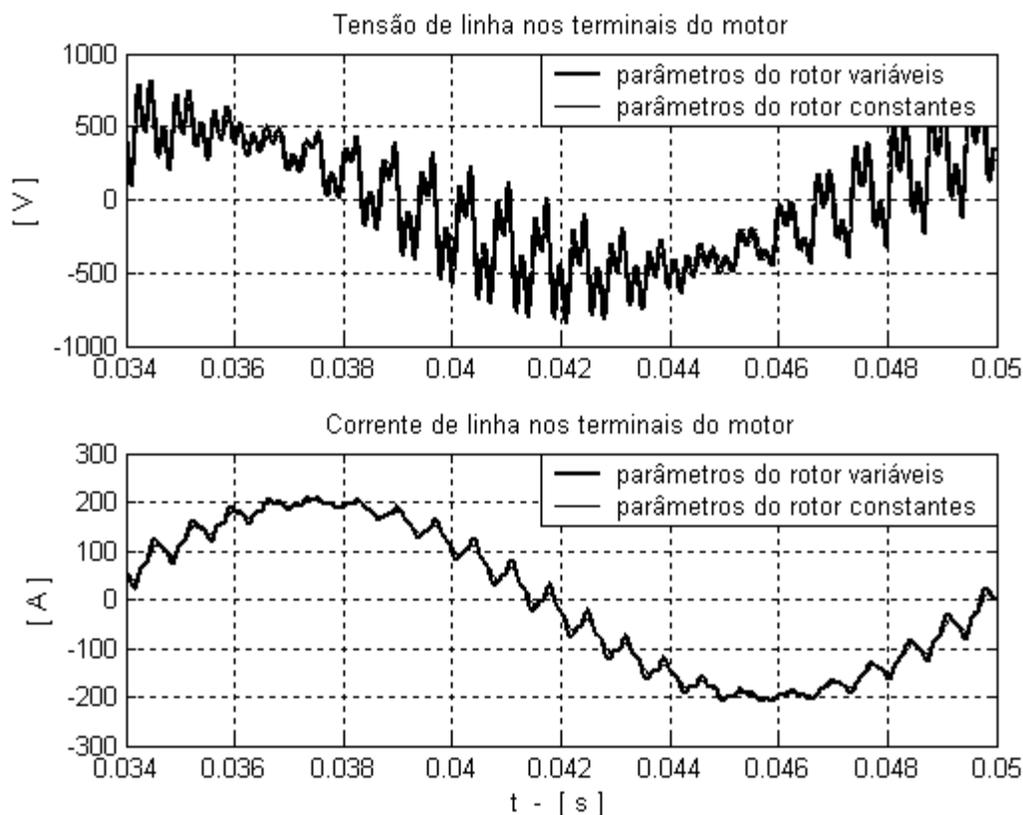


Figura 6.8 - Ampliação da tensão e corrente de linha nos terminais do motor.

Nota-se que a inclusão do efeito pelicular na barra do rotor acarreta um pequeno aumento nos picos da tensão e da corrente de linha nos terminais do motor. A variação dos parâmetros do rotor com a frequência faz com que o módulo da impedância “vista” pela fonte, embora de menor amplitude, desloque-se de 120Hz ocasionando uma amplificação maior a determinadas componentes harmônicas geradas pelo inversor.

A tabela 6.5 mostra a TDH da tensão e corrente de linha nos terminais do inversor considerando ou não a variação dos parâmetros do rotor.

Tabela 6.5 - TDH para tensão e corrente nos terminais do motor.

Com efeito pelicular na barra do rotor		Sem efeito pelicular na barra do rotor	
TDH da tensão	TDH da corrente	TDH da tensão	TDH da corrente
53,8%	12%	45,9%	7,11%

6.2. CONSIDERAÇÕES FINAIS

A inclusão do efeito pelicular nas barras do rotor produz uma significativa redução do ganho do sistema para a primeira frequência de ressonância. Esta redução não se traduz como significativa para a operação do sistema, pois os valores atingidos continuam elevados, principalmente na faixa entre 0,6 e 5kHz para a resposta em frequência da tensão no motor. Desta forma uma componente harmônica nesta faixa pode ocasionar altos níveis de tensão nos terminais do motor.

Pelos resultados obtidos o atual sistema não pode ser alimentado por inversor multinível com 18 pulsos. Devido aos níveis das componentes harmônicas na faixa de amplificação, do sistema os níveis de tensão são elevados e proibitivos à operação do motor. Para o multinível com 12 e 24 pulsos a operação do motor é possível, pois os níveis de tensão são aceitáveis desde que a referência de frequência seja 60 Hz.

7. CONCLUSÃO

As avaliações feitas permitem concluir que o modelamento acurado de cada elemento do sistema é fundamental para a identificação das situações adversas que podem surgir no sistema (sobretensões e sobrecorrentes). O modelamento da linha introduzindo o efeito pelicular e o uso de parâmetros distribuídos são primordiais para uma visão mais realista dos fenômenos das múltiplas ressonâncias e da alteração dos picos de ressonância devido à variação dos parâmetros da linha pelo efeito pelicular e de proximidade.

Considerando o fato do motor não se comportar como um circuito aberto, principalmente na primeira frequência crítica do sistema, o ponto de maior sobretensão está no cabo e não nos terminais do motor. Portanto deve-se cuidar para que não se ultrapasse os níveis de tensão do cabo mesmo que as tensões no motor e na entrada da linha estejam com níveis aceitáveis.

Para alimentação por fonte de tensão, nas frequências críticas, podem ocorrer sobretensões muitas vezes superiores à tensão de entrada, o que causaria problemas na isolação dos elementos componentes do sistema. Esse problema pode ser atenuado pela inclusão de um filtro passa-baixas na saída da fonte. A avaliação do filtro paralelo sintonizado mostrou que esse modelo não é adequado para melhorar a operação do sistema, pois introduz novas frequências críticas ao sistema.

Para os sistemas alimentados por fonte de corrente, é necessário o uso de um filtro capacitivo na saída da fonte. Embora esse tipo de alimentação introduza uma ressonância em baixa frequência, as sobretensões observadas são menores que na alimentação por tensão em virtude da ação do filtro capacitivo.

O inversor onda quadrada apresenta o inconveniente do vasto espectro de frequências geradas, principalmente as harmônicas mais baixas (5^a, 7^a, 11^a) que são as de maior amplitude. Essas frequências são mais difíceis de filtrar, pois exigem filtros maiores.

O inversor PWM senoidal, com a escolha adequada da frequência de chaveamento, pode alimentar o sistema desde que se selecione a frequência de modo a evitar que seus múltiplos coincidam com os pontos de ressonância do sistema. Mesmo com mudança na referência as componentes espectrais praticamente não se alteram.

A modulação multinível tem aplicação interessante quando suas primeiras componentes harmônicas não coincidam com a primeira frequência crítica do sistema, pois as demais componentes

geradas pelo inversor apresentam menor amplitude devido ao decaimento com a frequência. Com um número elevado de pulsos consegue-se a eliminação de muitas harmônicas de baixa ordem.

O principal inconveniente das técnicas de modulação onda quadrada e multinível reside no fato de que o espectro harmônico gerado pelo inversor varia com a frequência de referência, sendo preciso analisar o comportamento do sistema em toda faixa de variação da referência.

Para o sistema alimentado por fonte de tensão os resultados de simulação considerando os parâmetros do rotor constantes apresentaram pouca diferença quanto aos resultados considerando o efeito pelicular na barra do rotor. Isso indica que para o sistema utilizado, alimentado por fonte de tensão, pode-se utilizar os parâmetros do rotor constantes e os resultados não estarão muito longe da realidade.

Considerar os parâmetros do rotor variáveis com a frequência é um refinamento do modelo do motor para mostrar que os resultados de simulação poderiam ser mais próximos dos experimentais principalmente na forma de onda da corrente de linha no motor.

Da comparação entre os resultados experimentais e os simulados, conclui-se que o modelo utilizado para o sistema apresenta resultados muito próximos e pode ser utilizado com uma certa confiabilidade.

Para o sistema estudado, os resultados são bastante influenciados pelos parâmetros da linha sendo que pequenas alterações feitas, principalmente na capacitância da linha, produzem deslocamentos da frequência de ressonância do sistema causando mudança nos níveis de amplificação de determinadas componentes harmônicas que podem mudar de forma acentuada os resultados finais da tensão e corrente nos terminais da carga.

Sugestão para trabalhos futuros

Os modelos dos elementos envolvidos no sistema de acionamento à distância devem ser aprimorados. Durante este trabalho não foi desenvolvido um modelo para o transformador e isso seria necessário para detectar a sua faixa de operação em frequência. Sugere-se também o desenvolvimento de um modelo para o motor de indução, utilizado para o bombeamento de petróleo, por apresentar características mais específicas que o motor de indução comum.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Alger, P. L. (1969). Induction Machines, second edition, Gordon and Breach Science Publishers.

Alger, P. L. and J. H. Wray (1953). Double and triple Squirrel Cages for Polyphase Induction Motors, AIEE Transactions, Vol. 72, part III, pp. 637-645.

Babb, D. S. and J. E. Williams (1951). Circuit Analysis Method for Determination of A-C Impedances of Machine Conductors, AIEE Transactions, Vol. 70, part I, pp. 661-666.

Bhagwat, P. M. and V. R. Stefanovic (1983). Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-19, N. 6, pp. 1057-1069.

Boglietti, A., P. Ferraris, M. Lazzari and M. Pastorelli (1995). Influence of the Inverters Characteristics on the Iron Losses in PWM Inverter Fed Induction Motors, Proc. IAS Annual Meeting, pp.637-641, Orlando - USA.

Brinner, T. R. (1984). Voltage and Cable Impedance Unbalance in Submersible Oil Well Pumps, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 20, nº 1, pp. 97-103.

Burian Jr., Y. (1993). Circuitos Elétricos, Edição do autor.

Connors, D. P. and R. S. Hamby (1982). Acionamentos Elétricos de Velocidade Variável: Passado, Presente e Futuro. Washington – USA, 9ª Conferência sobre Tecnologia de Energia, pp. 1-8. Tradução de A. Ricca, Reliance Elétrica Ltda.

Corzine, K. A. (2002). Multilevel Voltage-Source Duty-Cycle Modulation: Analysis and Implementation, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, N. 5, pp. 1009-1016.

Cummings, P. G. (1986). Estimating Effect of System Harmonics on Losses and Temperature Rise of Squirrel-Cage Motors, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, N. 6, pp. 1121-1126.

Dwight, H. B. (1918). Skin Effect in Tubular and Flat Conductors, AIEE Transactions, Vol. 37, part II, pp. 1379-1403.

Dwight, H. B. (1922). Skin Effect and Proximity Effect in Tubular Conductors, AIEE Transactions, pp. 189-197.

Dwight, H. B. (1923). Proximity Effect in Wires and Thin Tubes, AIEE Transactions, pp. 850-859.

Freitas, R. M., D. Dutra e J. M. Miguel (1996). Ensaios Conjuntos PETROBRÁS/WEG/COPPE-UFRJ para Acionamentos de Motores Elétricos a Longa Distância, Procap 2000-Projeto 4.

- Fuchs, E. F., D. J. Roesler and F. S. Alashhab (1987). Sensitivity of Electrical Appliances to Harmonics and Fractional Harmonics of the Power System's Voltage. Part I: Transformers and Induction Machines, IEEE, pp. 437-444.
- Fuchs, R. D. (1977). Transmissão de Energia Elétrica, Livros Técnicos e Científicos Editora S.A..
- Gardiol, F. E. (1987). Lossy Transmission Lines, Artech House, Inc.
- Goodman, J. (1953). A Design Method for Double Squirrel-Cage Induction Motors, AIEE Transactions, pp. 645-650.
- Greenwood, A. (1971). Electrical Transientes in Power Systems, Wiley Interscience.
- Hammond, P. W. (2002). Enhancing the Reability of Modular Medium-Voltage Drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, N. 5, pp. 949-954.
- Iida, S., S. Masukawa and Y. Kubota (1998). Improved Voltage Source Inverter With 18-Step Output Waveforms, IEEE Industry Applications Magazine, pp. 58-65.
- Jacobs, P. (1953). Defining the Equivalent Circuit of the Double-Cage Motor, AIEE Transactions, Vol. 72, part III, pp. 651-657.
- Janssen, M. and A. Steimel (2002). Direct Self Control With Minimum Torque Ripple and High Dynamics for a Double Three-Level GTO Inverter Drive, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, N. 5, pp. 1065-1071.
- Johnson, W. C. (1980). Linhas de Transmissão e Circuitos, Guanabara dois.
- Kawagishi, K., M. Udaka and M. Akamatsu (1983). Frequency Dependency of Induction Motor Parameters and Their Measuring Method, IPEC - Tokyo, pp. 202-213.
- Klingshirn, E. A. and H. E. Jordan (1970). Simulation of Polyphase Induction Machines with Deep Rotor Bars, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-89, n. 6, pp. 1038-1043.
- Kostenko, M. and L. Piotrovsky. Electrical Machines, part two, Foreign Languages Publishing House, Moscow.
- Kraus, J. D. (1992). Electromagnetics, Mc Graw Hill.
- Lee, C. H. (1953). A Design Method for Double Squirrel-Cage Induction Motors, AIEE Transactions, Vol. 72, Part III, pp. 630-636.
- 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.
- Melipoulos, A. P., K. R. Chakravarthi and T. H. Ortmeier (1984). Effects of Harmonics on Power System Equipment and Loads, IEEE Tutorial Course: Power System Harmonics, pp. 21-31.

Mendonça da Silva, J. E., C. H. S. Mattos e J. H. Rittershausen (2000). Boletim Técnico da Petrobrás nº 43, Rio de Janeiro, jan/mar, pp. 69-83.

Metzger, G. and J. P. Vabre (1969). Transmission Lines with Pulse Excitation, Academic Press, New York.

Mohan, N., T. M. Underland and W. P. Robbin (1995). Power Electronics: Converters, Applications and Design, second edition, John Wiley & Sons, Inc.

Murphy, J. M. D and M. G. Egan (1983). Comparison of PWM Strategies for Inverter-Fed Induction Motors, IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. IA-19, N. 3, pp. 363-369.

Murphy, J. M. D. and F. G. Turnbull (1989). Power Electronic Control of AC Motors.

Nelmes, R. M., G. B. Sheble, S. R. Newton and L. L. Grigsby (1989). Using a Personal Computer to Teach Power System Transients, IEEE/PES.

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.

Owen, E. L. (1998). A History of Harmonics in Power Systems. IEEE Industry Applications Magazine, jan/feb, pp. 6-12.

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 Frequência, IX Congresso Brasileiro de Automática, São Paulo, Brasil, pp. 791-796.

Pomilio, J. A., C. R. de Souza, L. Matias, I. S. Bonatti e P. L. D. Peres (1999). Driving AC Motors Through a Long Cable: the Inverter Switching Strategy, IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 14, nº 4, pp. 1441-1447.

Rad, R. O., T. Henriksen na H. Raphael (1995). Converter Fed Sub Sea Motor Drives. Industry Application Society Annual Meeting, pp. 394-401.

Rashid, M. (1993). Power Electronics – Circuits, Devices and Applications, second edition, Prentice-Hall.

Say, M. G. (1983). Alternating Current Machines, fifth edition, Longman Scientific & Technical.

Sen, P. K. and H. A. Landa (1990). Derating of Induction Motors Due to Waveform Distortion, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-26, N. 6, pp. 1102-1107.

Siemens Matsushita Components (1998). Data Book of Capacitor for Power Electronics.

Skibinski, G. (1996). Design Methodology of a Cable Terminator to Reduce Reflected Voltage on AC Motors, IEEE, pp. 153-161.

Skibinski, G. and R. Kerkman (1997). Cable Characteristics and Their Influence on Motor Over-Voltages, IEEE Applied Power Electronic Conference, Atlanta, GA, EUA, pp. 114-120.

Slemon, G. R. and A. Straughen (1981). Electric Machines, Addison Wesley.

Trickey, P. H. (1935). Induction Motor Resistance Ring Width, AIEE Transactions, pp. 144-150.

Vendrusculo, E. A. (2001). Estudo e Implementação de Estratégia para Minimização de Sobretensões Produzidas por Inversores PWM em Sistemas de Acionamento de Motores Elétricos com Cabos Longos, Tese de Doutorado, UNICAMP, São Paulo, Brasil.

Vendrusculo, E. A. e J. A. Pomilio (2003). Motores de Indução Acionados Por Inversores PWM-VSI: Estratégia para Atenuação de Sobretensões, Eletrônica de Potência, vol. 8, no. 1, pp. 49-56.

Von Jouanne, A. and P. Enjeti (1996). Design Considerations for an Inverter Output Filter to Mitigate the Effects of Long Motor Leads in ASD Applications, IEEE APEC Conference Proceedings, pp. 579-585.

Von Jouanne, A., D. Rendusara and W. Gray (1995). Filtering Techniques to Minimize the Effect of Long Motor Leads on PWM Inverter Fed AC Motor Drive Systems, IEEE IAS Conference Proceedings, pp. 37-44.

Von Jouanne, A., P. Enjeti and W. Gray (1995). The Effect of Long Motor Leads on PWM Inverter Fed AC Motor Drive Systems, IEEE APEC Conference Proceedings, pp. 592-597.

Waldschmidt, K. J. (1959). A General Method for Slot Constant Calculation, AIEE Transactions, pp.1437-1441.

APÊNDICES

APÊNDICE A

EFEITO DE PROXIMIDADE NOS CONDUTORES DO CABO DE TRANSMISSÃO

Neste apêndice serão descritas as equações utilizadas para determinar o efeito de proximidade aplicado ao cabo trifásico distribuído de forma triangular (Dwight, 1923). A figura A.1 mostra a disposição do circuito trifásico.

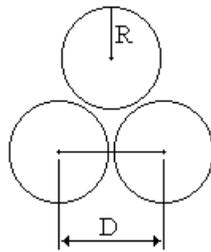


Figura A.1 - Circuito trifásico com espaçamento triangular

Conforme a figura A.1 os cabos ou fios estão dispostos de forma triangular com correntes simétricas. O raio do condutor é R e a distância entre os condutores é D.

As expressões utilizadas para modelar o efeito de proximidade são dadas a seguir:

$$\dot{b}_1 = b j \sqrt{j} \quad (\text{A.1})$$

$$\dot{A}_0 = \frac{\dot{b}_1}{2J_1} \quad (\text{A.2})$$

sendo

$$b^2 = \frac{4\pi R^2 \omega}{\rho}$$

e ρ é a resistividade absoluta do material ($\rho = 1724$ para o cobre a 20°C). Para as equações a seguir a resistividade é dada em $\text{ohm}\cdot\text{cm}$, ou seja, a resistividade absoluta vezes 10^{-9} .

$$\dot{A}_n = \frac{R^n}{D^n} \frac{\dot{b}_1}{2J_1} \left(\cos \frac{2\pi}{3} + j \sin \frac{2\pi}{3} \right) \quad n \neq 0 \quad (\text{A.3})$$

$$\dot{F}_n = \frac{R^n}{D^n} \frac{\dot{b}_1}{2 \dot{J}_{n-1}} \left(\cos \frac{4\pi}{3} + j \sin \frac{4\pi}{3} \right) \quad (\text{A.4})$$

$$\dot{B}_n = \sum_{k=1}^{k=\infty} \frac{R^{n+k}}{D^{n+k}} \frac{\dot{J}_{k+1}}{\dot{J}_{n-1}} \frac{(n+k-1)!}{(n-1)!k!} \left(\dot{A}_k \cos \frac{k\pi}{3} + \dot{F}_k \right) \left(\cos \frac{2\pi}{3} + j \sin \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{A.5})$$

com

$\dot{J}_n(\dot{b}_1)$ - função de Bessel de primeira espécie e de ordem n.

$$\dot{G}_n = \sum_{k=1}^{k=\infty} \frac{R^{n+k}}{D^{n+k}} \frac{\dot{J}_{k+1}}{\dot{J}_{n-1}} \frac{(n+k-1)!}{(n-1)!k!} \left(\dot{A}_k + \dot{F}_k \cos \frac{k\pi}{3} \right) \left(\cos \frac{4\pi}{3} + j \sin \frac{4\pi}{3} \right) \quad (\text{A.6})$$

$$\dot{C}_n = \sum_{k=1}^{k=\infty} \frac{R^{n+k}}{D^{n+k}} \frac{\dot{J}_{k+1}}{\dot{J}_{n-1}} \frac{(n+k-1)!}{(n-1)!k!} \left(\dot{B}_k \cos \frac{k\pi}{3} + \dot{G}_k \right) \left(\cos \frac{2\pi}{3} + j \sin \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{A.7})$$

$$\dot{H}_n = \sum_{k=1}^{k=\infty} \frac{R^{n+k}}{D^{n+k}} \frac{\dot{J}_{k+1}}{\dot{J}_{n-1}} \frac{(n+k-1)!}{(n-1)!k!} \left(\dot{B}_k + \dot{G}_k \cos \frac{k\pi}{3} \right) \left(\cos \frac{4\pi}{3} + j \sin \frac{4\pi}{3} \right) \quad (\text{A.8})$$

⋮

$$\dot{M}_n = \dot{A}_n + \dot{B}_n + \dot{C}_n + \dots \quad (\text{A.9})$$

$$\dot{N}_n = \dot{F}_n + \dot{G}_n + \dot{H}_n + \dots \quad (\text{A.10})$$

$$R_{\text{prox}} = 1 + \frac{1}{2|\dot{A}_0|^2 (u_0 v'_0 - u'_0 v_0)} \sum_{n=1}^{n=\infty} \left\{ |\dot{M}_n|^2 + |\dot{N}_n|^2 + (\dot{M}_n^* \dot{N}_n + \dot{M}_n \dot{N}_n^*) \cos \frac{n\pi}{3} \right\} \cdot (u_n v'_n - u'_n v_n) \quad (\text{A.11})$$

$$R_{\text{prox}} = \frac{R'}{R_0} \text{ e } R_0 \text{ é a resistência do condutor isolado e}$$

u_n - parte real da função de Bessel de ordem n

u'_n - derivada de u_n

v_n - parte imaginária da função de Bessel de ordem zero

v'_n - derivada de v_n

\dot{M}_n^* , \dot{N}_n^* - conjugado de \dot{M}_n e \dot{N}_n

O condutor trifásico utilizado nos testes apresenta diâmetro de 6,9mm, área de 34mm² e foi analisado na temperatura de 66°C.

APÊNDICE B

As ranhuras do rotor acomodam condutores de diversas formas e as equações utilizadas para determinar o coeficiente de permeância destas barras do rotor são dadas por Waldschmidt (1959); Say (1983) e outros.

Um circuito magnético apresenta permeância determinada pela geometria e permeabilidade do material de forma que sua indutância pode ser determinada por

$$L = N^2 \mu \frac{A_m}{l_m} \quad (\text{B.1})$$

com

N - número de espiras

μ - permeabilidade do material magnético

A_m - área cujo plano é perpendicular às linhas de fluxo

l_m - caminho por onde passa as linhas de fluxo

Considerando $N = 1$, a equação B.1 pode ser rearranjada para

$$\frac{\phi I}{I^2} = \mu \frac{A}{l_m} \quad (\text{B.2})$$

e

$$\frac{A}{l_m} = \frac{\phi I}{\mu I^2} = \frac{\lambda}{\mu I^2} \quad (\text{B.3})$$

Observa-se que a razão área por comprimento depende somente da geometria do circuito magnético. Basta multiplicar B.3 pela permeabilidade do material e encontra-se a indutância própria por espira. A razão área por comprimento será denominada de coeficiente de permeância e designada pela letra P

$$P = \frac{1}{\mu} \frac{\lambda}{I^2} \quad (\text{B.4})$$

A figura B.1 mostra uma ranhura contendo uma barra retangular, mas com valores genéricos $f_1(x)$ e $f_2(x)$ para os comprimentos definidos na figura.

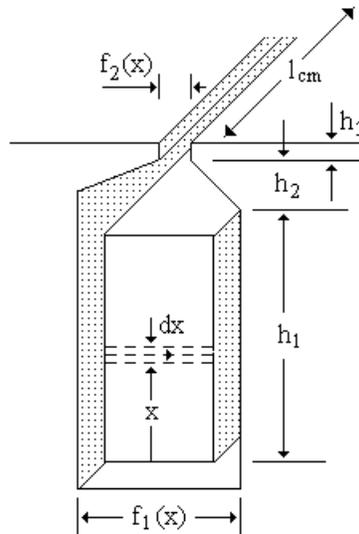


Figura B.1 - Ranhura contendo barra do rotor para cálculo do coeficiente de permeância.

A corrente sendo distribuída de forma uniforme com densidade J , a força magnetomotriz agindo sobre a porção dx vale

$$\mathfrak{T} = J \int_0^x f_1(x) dx \quad (\text{B.5})$$

O fluxo na porção dx por unidade de comprimento é dado por

$$d\phi = \left[J \int_0^x f_1(x) dx \right] \frac{\mu dx}{f_1(x)} \quad (\text{B.6})$$

e

$$d\lambda = \left[J \int_0^x f_1(x) dx \right]^2 \frac{\mu dx}{f_1(x)} \quad (\text{B.7})$$

integrando a expressão B.7 obtém-se

$$\lambda = \mu J^2 \int_0^{h_1} \frac{\left[\int_0^x f_1(x) dx \right]^2}{f_1(x)} dx \quad (\text{B.8})$$

utilizando-se a equação B.4 obtém-se o coeficiente de permeância por unidade de comprimento da barra do rotor.

APÊNDICE C

As gaiolas do rotor apresentam formas diversas conforme mostrado no capítulo 5. Alguns autores procuram aproximar para formas retangulares outras formas de gaiola (Klingshirn e Jordan, 1970) por apresentar maior simplicidade. A idéia é achar uma gaiola equivalente retangular para as outras formas de gaiola. Considere os detalhes da barra do rotor dada a seguir

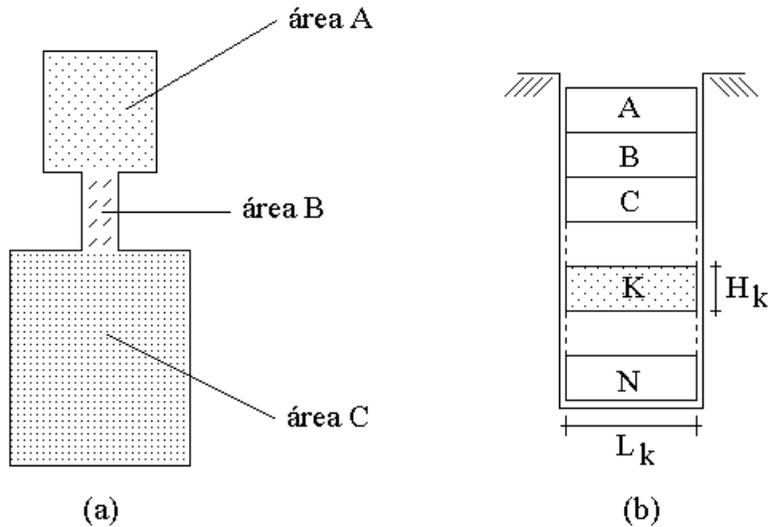


Figura C.1 - Barra do rotor. (a) Dividida em 3 gaiolas. (b) Dividida em N seções.

A barra em cada ranhura é dividida em N seções, cada uma com uma profundidade pequena o suficiente para que se possa utilizar um circuito com parâmetros concentrados para representar cada seção. A k-ésima seção é definida na figura C.1 (b) com altura H_k e largura L_k . A representação aproximada do modelo da barra do rotor será um circuito com parâmetros concentrados em escada para melhor evidenciar o efeito pelicular na barra.

Considerando o modelo de indutâncias mútuas apresentado na figura 5.15 e as equações 5.1 e 5.2 obtém-se o modelo do rotor apresentado na figura 5.16 para N gaiolas. Para gaiolas de seções definidas na figura C.1 (b), utilizando as equações apresentadas no cap. 5, seção 5.2, tem-se as expressões para as indutâncias próprias (equações B.1)

$$\begin{aligned}
L_A &= \mu_0 l_b \frac{1}{3} \frac{H_A}{L_A} \\
L_B &= \mu_0 l_b \left(\frac{H_A}{L_A} + \frac{1}{3} \frac{H_B}{L_B} \right) \\
L_K &= \mu_0 l_b \left(\frac{H_A}{L_A} + \frac{H_B}{L_B} + \dots + \frac{1}{3} \frac{H_K}{L_K} \right) \\
&\vdots \\
L_N &= \mu_0 l_b \left(\frac{H_A}{L_A} + \frac{H_B}{L_B} + \dots + \frac{H_K}{L_K} + \dots + \frac{1}{3} \frac{H_N}{L_N} \right)
\end{aligned} \tag{C.1}$$

e mútuas (equações C.2) que compõem os ramos do modelo do rotor.

$$\begin{aligned}
L_{AB} &= \mu_0 l_b \frac{1}{2} \frac{H_A}{L_A} \\
L_{BC} &= \mu_0 l_b \left(\frac{H_A}{L_A} + \frac{1}{2} \frac{H_B}{L_B} \right) \\
&\vdots \\
L_{N-1N} &= \mu_0 l_b \left(\frac{H_A}{L_A} + \frac{H_B}{L_B} + \dots + \frac{1}{2} \frac{H_{N-1N}}{L_{N-1N}} \right)
\end{aligned} \tag{C.2}$$

De posse das equações C.1 e C.2 e a figura 5.16 (cap. 5, seção 5.2) determinam-se as equações das indutâncias dos ramos horizontais (equações C.3)

$$\begin{aligned}
L_{AB} &= \mu_0 l_b \frac{1}{2} \frac{H_A}{L_A} \\
L_{BC} - L_{AB} &= \mu_0 l_b \left(\frac{H_A}{L_A} + \frac{1}{2} \frac{H_B}{L_B} - \frac{1}{2} \frac{H_A}{L_A} \right) = \mu_0 l_{cm} \left(\frac{1}{2} \frac{H_B}{L_B} + \frac{1}{2} \frac{H_A}{L_A} \right) \\
L_{CD} - L_{BC} &= \mu_0 l_b \left[\left(\frac{H_A}{L_A} + \frac{H_B}{L_B} + \frac{1}{2} \frac{H_C}{L_C} \right) - \left(\frac{H_A}{L_A} + \frac{1}{2} \frac{H_B}{L_B} \right) \right] = \mu_0 l_{cm} \left(\frac{1}{2} \frac{H_B}{L_B} + \frac{1}{2} \frac{H_C}{L_C} \right) \\
&\vdots \\
L_{N-1N} - L_{N-2N-1\dots} &= \mu_0 l_b \left[\left(\frac{H_A}{L_A} + \frac{H_B}{L_B} + \dots + \frac{1}{2} \frac{H_{N-1}}{L_{N-1}} \right) - \left(\frac{H_A}{L_A} + \frac{H_B}{L_B} + \dots + \frac{1}{2} \frac{H_{N-2}}{L_{N-2}} \right) \right] = \\
&= \mu_0 l_b \left(\frac{1}{2} \frac{H_{N-2}}{L_{N-2}} + \frac{1}{2} \frac{H_{N-1}}{L_{N-1}} \right)
\end{aligned} \tag{C.3}$$

e ramos verticais (equações C.4)

$$L_A - L_{AB} = \mu_0 l_b \left(\frac{1}{3} \frac{H_A}{L_A} - \frac{1}{2} \frac{H_A}{L_A} \right) = \mu_0 l_b \left(\frac{1}{3} \frac{H_A}{L_A} - \frac{1}{2} \frac{H_A}{L_A} \right) = \mu_0 l_b \left(-\frac{1}{6} \frac{H_A}{L_A} \right)$$

$$L_B - L_{BC} = \mu_0 l_b \left[\left(\frac{H_A}{L_A} + \frac{1}{3} \frac{H_B}{L_B} \right) - \left(\frac{H_A}{L_A} + \frac{1}{2} \frac{H_B}{L_B} \right) \right] = \mu_0 l_b \left(-\frac{1}{6} \frac{H_B}{L_B} \right)$$

(C.4)

$$\vdots$$

$$L_N - L_{NN-1} = \mu_0 l_b \left[\left(\frac{H_A}{L_A} + \frac{H_B}{L_B} + \dots + \frac{H_{N-1}}{L_{N-1}} + \frac{1}{3} \frac{H_N}{L_N} \right) - \left(\frac{H_A}{L_A} + \frac{H_B}{L_B} + \dots + \frac{1}{2} \frac{H_{N-1}}{L_{N-1}} \right) \right] =$$

$$= \mu_0 l_b \left(\frac{1}{2} \frac{H_{N-1}}{L_{N-1}} + \frac{1}{3} \frac{H_N}{L_N} \right) = \mu_0 l_b \left(\frac{1}{2} \frac{H_{N-1}}{L_{N-1}} + \frac{1}{2} \frac{H_N}{L_N} - \frac{1}{6} \frac{H_N}{L_N} \right)$$

das seções da barra do modelo do rotor. O modelo do rotor utilizando parâmetros constantes para a barra dividida em N seções com a k-ésima seção de dimensões H_k e L_k é mostrada na figura C.3. Considere $a = j\omega\mu_0 l_b$ e os parâmetros do rotor referidos ao estator

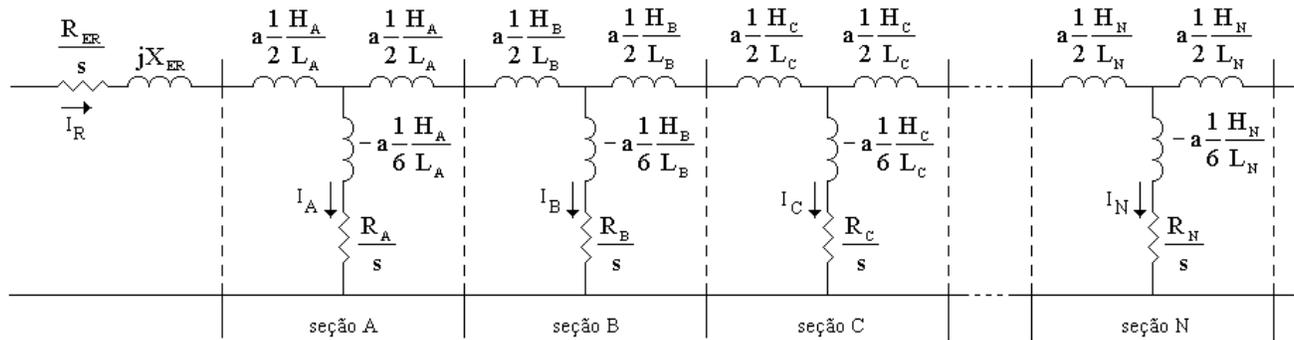


Figura C.2 - Modelo do rotor para barra com N gaiolas.

Para seções de mesma dimensão as indutâncias e resistências das seções serão dadas por

$$L_k = \mu_0 l_b \frac{H_k}{L_k}$$

e

$$R_k = \rho \frac{l_b}{A_k}$$

(C.5)

APÊNDICE D

A resistência do anel de curto-circuito pode ser determinada através de algumas expressões apresentadas nos artigos de Trickey (1935) e Goodman (1953).

A expressão determinada por Trickey é apresentada a seguir

$$R_2 = [(CK_w)^2 \rho \phi \left\{ \frac{\sqrt{W^2 + SK^2}}{S_c S_s \% \text{Cond}} + \frac{0,637 D_r}{S_r p^2 \% \text{Cond}} \right\}] \quad (D.1)$$

com

- CK_w - número efetivo de condutores em série por fase
- φ - número de fases (2 para monofásico)
- ρ - condutividade do cobre (0,694 x 10⁻⁶) ohms por polegada cúbica em 25°C
- W - largura axial do rotor em polegadas
- SK - “skew” do rotor em polegadas
- S_c - área do condutor do rotor em polegada quadrada
- S_s - número de condutores do rotor
- %Cond - porcentagem da condutividade do material vezes 100, em relação ao cobre
- S_r - área do anel de curto-circuito em polegada quadrada
- p - número de pólos
- D_r - diâmetro em que o condutor entra no anel de curto-circuito

A resistência obtida da expressão acima é total, ou seja, inclui a resistência da barra e do anel de curto-circuito sendo que o segundo termo da expressão é referente à resistência do anel de curto-circuito já levando em conta os dois anéis.

Outra expressão para a resistência do anel de curto-circuito, apresentada por Goodman, é mostrada a seguir

$$R_c = 0,274 \left[\frac{2d_e r}{\pi A_c P^2} \right] \left[N_1 \left(\frac{C}{S} \right) K_p K_d \right]^2 \cdot 10^{-6} \quad (D.2)$$

sendo

- d_e - diâmetro efetivo do anel de curto-circuito de rotor
- r - resistividade do material da barra do rotor e do anel de curto-circuito (cobre = 1)
- A_c - área do anel de curto-circuito
- P - número de pólos
- N₁ - número de ranhuras do estator
- C/S - número de condutores por ranhura do estator, “single circuit”

- K_p - fator de passo da bobina do estator
 K_d - fator de distribuição da bobina do estator

A reatância do anel de curto-circuito pode ser determinada através da seguinte equação, apresentada por Lee (1953)

$$X_{er} = \frac{0,413fnC^2K_w^2K_{sk}^2D_{er}}{p^2 \cdot 10^{-8}} \left[4,93 - \pi \frac{d_{er}}{t_{er}} + \left(\frac{d_{er}}{t_{er}} \right)^2 \ln \left(1 + \frac{d_{er}}{t_{er}} \right) \right] \quad (D.3)$$

sendo

- f - frequência da rede
 n - número de fases
 C - condutores em série por fase
 K_w - = $K_p K_d$ - fator de enrolamento
 K_{sk} - fator de “skwing”
 D_{er} - diâmetro médio do anel de curto-circuito, em polegadas
 p - número de pólos
 d_{er} - profundidade radial do anel de curto-circuito, em polegadas
 t_{er} - espessura axial do anel de curto-circuito, em polegadas

APÊNDICE E

ENSAIOS DO CABO

Cabo: DW 400 R3 3x2 AWG 3kV PIRELLI

Comprimento: 14 m Diâmetro do condutor: 6,83 mm

Temperatura: 17°C Espessura do Isolamento: 2,3 mm

 Espessura da Capa: 2,3mm

	R (ohm)	R (ohm/km)
Cond. BR ¹	7,151E-03	5,108E-01
Cond. PT ²	7,151E-03	5,108E-01
Cond. VM ³	7,181E-03	5,129E-01
Média	7,166E-03	5,119E-01
Interlocked ⁴	2,24E+00	1,589E+02

f (Hz)	R1 (Ω/km)	XL1 (Ω/km)	R0 (Ω/km)	XL0 (Ω/km)	XC1 (Ω/km)	XC0 (Ω/km)	Zc (Ω)
50	5,57E-01	8,75E-02	4,80E+02	1,22E+01	*	*	0,0
60	5,54E-01	1,21E-01	4,79E+02	2,23E+01	*	*	0,0
600	5,71E-01	1,33E+00	5,28E+02	1,93E+02	1706,1	3550,8	47,7
1200	6,79E-01	2,63E+00	6,20E+02	3,15E+02	853,6	1777,1	47,5
6000	2,13E+00	1,17E+01	1,06E+03	6,70E+02	171,0	356,2	44,7
50	5,57E-01	1,01E-01	4,81E+02	1,25E+01	*	—	
60	5,61E-01	1,05E-01	4,80E+02	2,15E+01	*	—	
600	5,71E-01	1,33E+00	5,30E+02	1,94E+02	1688,6	—	
1200	6,79E-01	2,63E+00	6,22E+02	3,18E+02	845,0	—	
6000	2,14E+00	1,16E+01	1,07E+03	6,74E+02	169,3	—	
50	5,61E-01	9,76E-02	4,77E+02	2,47E+01	*	—	
60	5,61E-01	1,17E-01	4,80E+02	2,45E+01	*	—	
600	5,71E-01	1,34E+00	5,31E+02	1,95E+02	1702,6	—	
1200	6,79E-01	2,66E+00	6,25E+02	3,20E+02	851,9	—	
6000	2,14E+00	1,18E+01	1,08E+03	6,76E+02	170,7	—	

* não se obteve medida estável em 50 e 60 Hz

Z_c é a impedância característica do cabo

¹ BR - branco

² PT - preto

³ VM - vermelho

⁴ Interlocked - armadura

Cabo: DW 400 R3 3x2 AWG 3kV PIRELLI

Comprimento: 14 m

Diâmetro do condutor: 6,83 mm

Temperatura: 66°C

Espessura do Isolamento: 2,3 mm

Espessura da Capa: 2,3mm

	R (ohm)	R (ohm/km)
Cond. BR	8,425E-03	6,018E-01
Cond. PT	8,404E-03	6,003E-01
Cond. VM	8,447E-03	6,034E-01
Média	8,436E-03	6,026E-01
Interlocked	2,676E-03	1,840E-01

f (Hz)	R1 (Ω/km)	XL1 (Ω/km)	R0 (Ω/km)	XL0 (Ω/km)	XC1 (Ω/km)	XC0 (Ω/km)	Zc (Ω)
50	6,714E-01	9,313E-02	5,43E+02	2,09E+01	*	*	0,0
60	6,786E-01	1,037E-01	5,46E+02	2,11E+01	*	*	0,0
600	6,786E-01	1,34E+00	5,91E+02	1,91E+02	1663,3	3472,0	47,2
1200	7,786E-01	2,65E+00	6,79E+02	3,21E+02	850,5	1729,0	47,6
6000	2,24E+00	1,18E+01	1,14E+03	7,08E+02	170,2	347,4	45,0
50	7,107E-01	8,639E-01	5,43E+02	1,73E+01	*	—	
60	7,107E-01	1,037E-01	5,42E+02	2,10E+01	*	—	
600	7,143E-01	1,34E+00	5,89E+02	1,91E+02	1645,3	—	
1200	8,143E-01	2,65E+00	6,76E+02	3,21E+02	839,6	—	
6000	2,28E+00	1,18E+01	1,14E+03	7,08E+02	168,1	—	
50	6,571E-01	9,537E-02	5,44E+02	1,94E+01	*	—	
60	6,500E-01	1,225E-01	5,43E+02	2,05E+01	*	—	
600	6,643E-01	1,35E+00	5,89E+02	1,91E+02	1662,2	—	
1200	7,643E-01	2,67E+00	6,76E+02	3,22E+02	846,5	—	
6000	2,23E+00	1,20E+01	1,14E+03	7,11E+02	169,4	—	

* não se obteve medida estável em 50 e 60 Hz

Z_c é a impedância característica do cabo

APÊNDICE F

CAPACITÂNCIAS EM UM CABO TRIPOLAR

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

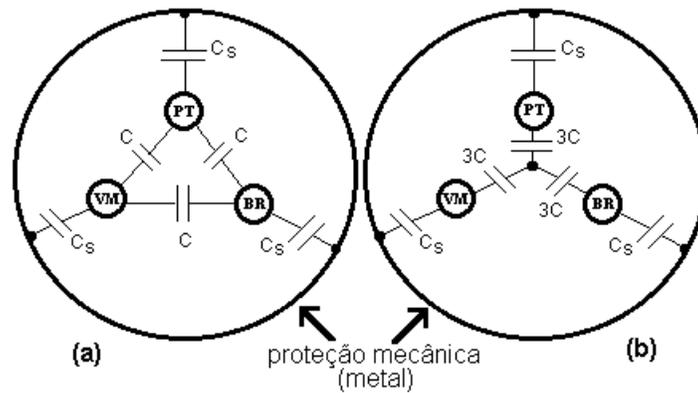


Figura F.1 – (a) Capacitâncias no cabo tripolar. (b) Capacitâncias equivalentes do cabo tripolar.

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. Observando-se a figura F.1, temos

$$C_a = 2C + C_s \quad (\text{F.1})$$

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

$$C_b = 3C_s \quad (\text{F.2})$$

De (F.1) e (F.2) resulta que

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

e

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

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