

HUGO GUSTAVO GOMEZ MELLO

**ANÁLISE E PREVISÃO DOS PULSOS DE TENSÃO NOS
TERMINAIS DOS MOTORES DE INDUÇÃO ALIMENTADOS POR
INVERSORES DE FREQUÊNCIA**

**FLORIANÓPOLIS
2004**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ANÁLISE E PREVISÃO DOS PULSOS DE TENSÃO NOS
TERMINAIS DOS MOTORES DE INDUÇÃO ALIMENTADOS POR
INVERSORES DE FREQUÊNCIA**

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

HUGO GUSTAVO GOMEZ MELLO

Florianópolis, Abril de 2004

**ANÁLISE E PREVISÃO DOS PULSOS DE TENSÃO NOS
TERMINAIS DOS MOTORES DE INDUÇÃO ALIMENTADOS POR
INVERSORES DE FREQUÊNCIA**

Hugo Gustavo Gomez Mello

'Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.'

Prof. Walter Pereira Carpes Junior, Dr.
Orientador

Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.
Co-orientador

Jefferson Luiz Brum Marques, Ph.D.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Prof. Walter Pereira Carpes Junior, Dr.

Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.

Prof. Nelson Sadowski, Dr.

Ana Cristina Fermino, MsC.

Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.

DEDICATÓRIA

Este trabalho é dedicado aos meus pais, Eulalia e Hugo.
Pelo exemplo, determinação, raça e amor que sempre demonstraram
na educação dos filhos. Obrigado! Amo vocês!

Também dedico este trabalho àquelas que são o complemento do meu ser, pois me amam,
me incentivam, são a motivação para tudo que faço e me dão o equilíbrio para seguir
evoluindo, a minha esposa e companheira Claudia e a nossa amada filhinha Milena.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a toda energia positiva do universo existente dentro de cada ser humano, cada animal, cada planta, cada objeto e que convencionamos chamar de Deus.

Agradeço àqueles que com muito esforço, dedicação, carinho, e acima de tudo amor, deram-me chances de estudar e perceber que a educação é o caminho para o desenvolvimento do ser humano, meus queridos pais Eulalia e Hugo.

Agradeço as minhas duas companheiras e cúmplices do dia-a-dia, a minha querida e amada esposa Cláudia e a nossa filhinha e princesa Milena.

Agradeço à Universidade Federal de Santa Catarina, em especial ao GRUCAD (Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos) e principalmente aos Professores Walter Pereira Carpes Junior e Patrick Kuo Peng pela orientação deste trabalho.

Agradeço à WEG Indústrias S. A., em especial ao Departamento de Pesquisa e Desenvolvimento do Produto – Divisão Motores, por permitir a utilização dos recursos da empresa no desenvolvimento deste trabalho e acima de tudo pelo incentivo ao autodesenvolvimento de seus colaboradores.

Agradeço a todos os colegas de trabalho pelas sugestões e discussões sobre o assunto e em especial, ao colega Eduardo Duarte pela elaboração de muitas figuras e ao colega Georg Härting, pelo desenvolvimento da interface computacional utilizada neste trabalho.

Agradeço aos colegas de mestrado Adenildo Correia, Carlos Martins e Ricardo Sartori pela companhia e pela conversa, na maioria das vezes descontraída, nas viagens de Jaraguá do Sul a Florianópolis.

Finalmente, gostaria de agradecer todos aqueles amigos, parentes, colegas, enfim, todos os seres humanos com quem me relaciono e que não foram citados aqui, mas que sempre me dão a oportunidade da troca de experiências, da discussão, do carinho e principalmente da amizade e da busca da felicidade.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

ANÁLISE E PREVISÃO DOS PULSOS DE TENSÃO NOS TERMINAIS DOS MOTORES DE INDUÇÃO ALIMENTADOS POR INVERSORES DE FREQUÊNCIA

Hugo Gustavo Gomez Mello

Abril/2004

Orientador: Walter Pereira Carpes Junior, Dr.

Co-orientador: Patrick Kuo-Peng, Dr.

Área de Concentração: Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos.

Palavras-chave: Sobretensão, TLM, Motor de indução, Inversores de frequência.

Número de Páginas: 102

RESUMO: A análise e a previsão dos pulsos de tensão sobre os terminais dos motores de indução alimentados por inversores de frequência, utilizando o método de modelagem por linhas de transmissão – TLM, são os assuntos desta dissertação. Inicialmente, são discutidos os fatores que contribuem para a geração de pulsos de tensão nos terminais dos motores alimentados por inversores de frequência em aplicações com velocidade variável. A seguir, apresentam-se a teoria de linhas de transmissão, os métodos numéricos para modelagem de fenômenos, o princípio do método TLM e sua aplicação em problemas 1D. No desenvolvimento experimental, são apresentados os procedimentos para determinação dos parâmetros do sistema formado pelo inversor (fonte), o cabo (linha) e o motor (carga) e os valores medidos para esses parâmetros. Também são apresentados resultados de medições dos pulsos de tensão nos terminais do motor para instalações com 1 m, 30 m e 100 m de cabo de ligação entre inversor e motor. Finalmente são discutidos os resultados obtidos com o algoritmo computacional, comparando-os com valores medidos na prática.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

**ANALYSIS AND ESTIMATION OF THE OVER-VOLTAGES
IN THE INDUCTION MOTORS TERMINALS
FED BY INVERTER**

Hugo Gustavo Gomez Mello

April/2004

Advisor: Walter Pereira Carpes Junior, Dr.

Co-adviser: Patrick Kuo-Peng, Dr.

Area of Concentration: Conception and Analysis of Electromagnetic Devices.

Keywords: Over-voltages, TLM, Induction motor, Inverter.

Number of Pages: 102

ABSTRACT: The subject of this dissertation is the analysis and estimation of the over-voltages arising in the induction motors terminals fed by inverter. The numerical model proposed is based on the Transmission Line Modeling Method – TLM .

First we discuss the factors that contribute to generate over-voltages in the induction motors terminals fed by inverter in applications with variable speed. Then it is discussed the transmission line theory, the numerical methods used to modeling this problem, the TLM principle and its application in 1D problems. In the experimental development, we present the procedure used to determinate the parameters of the inverter (source), the cable (line), the motor (load) as well as some measurement values. Also, we present over-voltages values measured in installations with 1 m, 30 m and 100 m of cable connecting inverter and motor. Finally, the corresponding results obtained with the TLM algorithm are presented and it is realized a discussion and comparison with the experimental results.

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO.....	1
1.1 OBJETIVO DO TRABALHO	1
1.2 MOTIVAÇÃO E RELEVÂNCIA	2
1.3 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	3
CAPÍTULO 2 - ESTADO DA ARTE E DESENVOLVIMENTO TEÓRICO.....	4
2.1 FATORES QUE CONTRIBUE M PARA O SURGIMENTO DE SOBRETENSÕES NOS TERMINAIS DO MOTOR	5
2.1.1 <i>Rise time (tempo de subida).....</i>	<i>6</i>
2.1.2 <i>Comprimento do cabo</i>	<i>7</i>
2.1.3 <i>Tempo entre pulsos</i>	<i>8</i>
2.1.4 <i>Frequência de chaveamento</i>	<i>8</i>
2.1.5 <i>Inversor único para vários motores.....</i>	<i>8</i>
2.2 TEORIA DE LINHAS DE TRANSMISSÃO	9
2.2.1 <i>Modelo de uma LT com perdas.....</i>	<i>10</i>
2.2.2 <i>Modelo de uma LT sem perdas</i>	<i>14</i>
2.2.3 <i>Determinação do coeficiente de reflexão (G) da onda tensão para uma LT 17</i>	<i>17</i>
2.2.4 <i>Parâmetros das LT.....</i>	<i>19</i>
2.2.5 <i>Efeitos da frequência e de não linearidades nos parâmetros das LT</i>	<i>31</i>
2.2.6 <i>Métodos Numéricos.....</i>	<i>32</i>
2.3 MÉTODOS NUMÉRICOS PARA MODELAGEM E CÁLCULO DE SOBRETENSÕES NOS TERMINAIS DOS MOTORES.....	33
2.4 PRINCÍPIO DO MÉTODO TLM	35
2.5 TLM EM UMA DIMENSÃO	36
2.5.1 <i>Princípio de Huygens</i>	<i>36</i>
2.5.2 <i>Modelagem da LT</i>	<i>41</i>
2.5.3 <i>Modelagem da Fonte.....</i>	<i>44</i>
2.5.4 <i>Modelagem da Carga.....</i>	<i>45</i>

CAPÍTULO 3 - DESENVOLVIMENTO PRÁTICO DO ESTUDO	47
3.1 DEFINIÇÃO DO SISTEMA INVERSOR + CABO + MOTOR	47
3.1.1 <i>Inversor de Freqüência (fonte de alimentação).....</i>	<i>47</i>
3.1.2 <i>Motor de Indução (carga)</i>	<i>48</i>
3.1.3 <i>Cabo de ligação (linha de transmissão).....</i>	<i>48</i>
3.2 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DISTRIBUÍDOS DO CABO	51
3.3 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MOTOR	62
CAPÍTULO 4 - RESULTADOS	70
4.1 EXPERIÊNCIAS PRÁTICAS REALIZADAS COM O SISTEMA INVERSOR + CABO + MOTOR	70
4.2 PROCEDIMENTO DE CÁLCULO PARA PREVISÃO DOS PULSOS DE TENSÃO	78
4.3 RESULTADOS OBTIDOS COM O MODELO TLM.....	85
4.3.1 <i>Parâmetros do sistema</i>	<i>85</i>
4.3.2 <i>Resultados com a aplicação do modelo</i>	<i>87</i>
4.4 ANÁLISE E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS	92
CONCLUSÕES	95
SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	96
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	97
<u>ANEXO A</u> – INTERFACES DO PROGRAMA DESENVOLVIDO PARA PREVISÃO DOS PULSOS DE TENSÃO	100
<u>ANEXO B</u> – ESPECIFICAÇÃO ELETROMECAÂNICA DO MOTOR	101
<u>ANEXO C</u> – PLACA DE IDENTIFICAÇÃO E ESQUEMA DE BOBINAGEM DO MOTOR	102

LISTA DE FIGURAS

- Figura 2.1 Diagrama em blocos de um conversor indireto de frequência
- Figura 2.2 Pulso de tensão típico nos terminais do motor
- Figura 2.3 Modelo genérico de um segmento Δx da LT
- Figura 2.4 Modelo de um segmento Δx de uma LT sem perdas para análise no domínio do tempo
- Figura 2.5 Propagação e reflexão de um degrau de tensão na linha
- Figura 2.6 Circuito equivalente de Thèvenin da linha com extremidade aberta
- Figura 2.7 Circuito equivalente Thèvenin da linha com uma carga R conectada à extremidade
- Figura 2.8 Linha longa carregada, envolvida por uma superfície gaussiana
- Figura 2.9 Seção transversal de uma LT a dois fios
- Figura 2.10 Seção transversal de uma LT trifásica com espaçamento equilateral
- Figura 2.11 Seção transversal de uma LT trifásica com espaçamento assimétrico
- Figura 2.12 Campo magnético de uma LT longa retilínea
- Figura 2.13 LT longa retilínea sobre a terra
- Figura 2.14 Seção transversal de um cabo coaxial
- Figura 2.15 Modelo genérico de uma LT com perdas
- Figura 2.16 LT longa retilínea sobre a terra
- Figura 2.17 Incidência de um pulso de tensão unitário
- Figura 2.18 Reflexões a partir da incidência de um pulso de tensão unitário
- Figura 2.19 Impulso de tensão unitário no meio da malha de linhas
- Figura 2.20 Primeira iteração para incidências e reflexões na propagação do impulso
- Figura 2.21 Segunda iteração para incidências e reflexões na propagação do impulso
- Figura 2.22 Linha de transmissão dividida em nós
- Figura 2.23 Tensões incidentes e refletidas sobre o nó n
- Figura 2.24 Equivalente de Thèvenin para o nó n de uma linha com perdas
- Figura 2.25 Equivalente Thèvenin para o primeiro nó, junto à fonte
- Figura 2.26 Equivalente de Thèvenin do último nó, junto à carga
- Figura 3.1 Detalhes do cabo utilizado no estudo
- Figura 3.2 Parte do cabo embutida em resina para análise dimensional

- Figura 3.3 Diagrama do estágio inversor de um conversor de tensão trifásico
- Figura 3.4 Chaveamento dos *IGBTs* para tensão $\overset{1}{V}_1$ na saída do inversor
- Figura 3.5 Medição dos parâmetros do cabo na condição de chaveamento $\overset{1}{V}_1$
I – Curto circuito , II – Circuito aberto
- Figura 3.6 Chaveamento dos *IGBTs* para tensão $\overset{1}{V}_2$ na saída do inversor
- Figura 3.7 Conexões para medição dos parâmetros do cabo no chaveamento $\overset{1}{V}_2$
I – Curto circuito , II – Circuito aberto
- Figura 3.8 Chaveamento dos *IGBTs* para tensão $\overset{1}{V}_3$ na saída do inversor
- Figura 3.9 Conexões para medição dos parâmetros do cabo no chaveamento $\overset{1}{V}_3$
I – Curto circuito , II – Circuito aberto
- Figura 3.10 Chaveamento dos *IGBTs* para tensão $\overset{1}{V}_4$ na saída do inversor
- Figura 3.11 Conexões para medição dos parâmetros do cabo no chaveamento $\overset{1}{V}_4$
I – Curto circuito , II – Circuito aberto
- Figura 3.12 Chaveamento dos *IGBTs* para tensão $\overset{1}{V}_5$ na saída do inversor
- Figura 3.13 Conexões para medição dos parâmetros do cabo no chaveamento $\overset{1}{V}_5$
I – Curto circuito , II – Circuito aberto
- Figura 3.14 Chaveamento dos *IGBTs* para tensão $\overset{1}{V}_6$ na saída do inversor
- Figura 3.15 Conexões para medição dos parâmetros do cabo no chaveamento $\overset{1}{V}_6$
I – Curto circuito , II – Circuito aberto
- Figura 3.16 Medição dos parâmetros do cabo
- Figura 3.17 Módulo da impedância do cabo no ensaio de curto circuito
- Figura 3.18 Ângulo de fase da impedância do cabo no ensaio de curto circuito
- Figura 3.19 Módulo da impedância do cabo no ensaio de circuito aberto
- Figura 3.20 Ângulo de fase da impedância do cabo no ensaio de circuito aberto
- Figura 3.21 Resposta em frequência da impedância característica do cabo - módulo de Z_0
- Figura 3.22 Resposta em frequência da impedância característica do cabo - ângulo de Z_0
- Figura 3.23 Modelo do motor para altas frequências
- Figura 3.24 Circuito de medição para determinação da impedância de entrada do motor entre fase- neutro

- Figura 3.25 Circuito de medição para determinação da impedância de entrada do motor entre fase- terra
- Figura 3.26 Medição dos parâmetros do motor
- Figura 3.27 Resposta em frequência da impedância fase-neutro do motor. Módulo de Z_{fn}
- Figura 3.28 Ângulo de fase da impedância fase-neutro do motor
- Figura 3.29 Resposta em frequência da impedância fase-terra do motor. Módulo de Z_{ft}
- Figura 3.30 Ângulo de fase da impedância fase-terra do motor
- Figura 4.1 Tensão em função da frequência para inversores de frequência PWM
- Figura 4.2 Medição de tensão nos terminais do inversor e do motor no mesmo instante de tempo - medida realizada para 1m, 30m e 100m de cabo
- Figura 4.3 Tensão nos terminais do inversor (curva sup.) e nos terminais do motor (curva inf.) – 1m de cabo – frequência de chaveamento 1,25kHz
- Figura 4.4 Tensão nos terminais do inversor (curva sup.) e nos terminais do motor (curva inf.) – 1m de cabo – frequência de chaveamento 2,5kHz
- Figura 4.5 Tensão nos terminais do inversor (curva sup.) e nos terminais do motor (curva inf.) – 1m de cabo – frequência de chaveamento 5kHz
- Figura 4.6 Tensão nos terminais do inversor (curva sup.) e nos terminais do motor (curva inf.) – 1m de cabo – frequência de chaveamento 10kHz
- Figura 4.7 Tensão nos terminais do inversor (curva sup.) e nos terminais do motor (curva inf.) – 30m de cabo – frequência de chaveamento 1,25kHz
- Figura 4.8 Tensão nos terminais do inversor (curva sup.) e nos terminais do motor (curva inf.) – 30m de cabo – frequência de chaveamento 2,5kHz
- Figura 4.9 Tensão nos terminais do inversor (curva sup.) e nos terminais do motor (curva inf.) – 30m de cabo – frequência de chaveamento 5kHz
- Figura 4.10 Tensão nos terminais do inversor (curva sup.) e nos terminais do motor (curva inf.) – 30m de cabo – frequência de chaveamento 10kHz
- Figura 4.11 Tensão nos terminais do inversor (curva sup.) e nos terminais do motor (curva inf.) – 100m de cabo – frequência de chaveamento 1,25kHz
- Figura 4.12 Tensão nos terminais do inversor (curva sup.) e nos terminais do motor (curva inf.) – 100m de cabo – frequência de chaveamento 2,5kHz
- Figura 4.13 Tensão nos terminais do inversor (curva sup.) e nos terminais do motor (curva inf.) – 100m de cabo – frequência de chaveamento 5kHz

- Figura 4.14 Tensão nos terminais do inversor (curva sup.) e nos terminais do motor (curva inf.) – 100m de cabo – frequência de chaveamento 10kHz
- Figura 4.15 *Rise time* do pulso de tensão nos terminais do motor em função da frequência de chaveamento e do comprimento do cabo
- Figura 4.16 Valores de pulso de tensão nos terminais do motor em função da frequência de chaveamento e do comprimento do cabo
- Figura 4.17 Resultado da tensão junto à carga resistiva, calculado pelo programa da referência [6]
- Figura 4.18 Resultado da tensão junto à carga resistiva, calculado no programa SPICE, apresentado na referência [6]
- Figura 4.19 Resultado da tensão junto à carga resistiva, calculado pelo programa desenvolvido nesta dissertação
- Figura 4.20 Resultado da tensão junto à carga indutiva, calculado pelo programa desenvolvido nesta dissertação
- Figura 4.21 Tensão junto à carga indutiva calculado pelo programa da referência [6]
- Figura 4.22 Algoritmo para o cálculo das tensões e correntes ao longo do cabo
- Figura 4.23 Pulso de tensão medido na saída do inversor
- Figura 4.24 Pulso de tensão medido nos terminais do motor
- Figura 4.25 Pulso de tensão nos terminais do motor utilizando TLM - impedância do motor para 5kHz
- Figura 4.26 Pulso de tensão nos terminais do motor utilizando TLM - impedância do motor para 10kHz
- Figura 4.27 Pulso de tensão nos terminais do motor utilizando TLM. - impedância do motor para 50kHz.
- Figura 4.28 Pulso de tensão nos terminais do motor utilizando TLM - impedância do motor para 100kHz
- Figura 4.29 Pulso de tensão nos terminais do motor com 30m de cabo utilizando TLM - impedância do motor para 100kHz
- Figura 4.30 Pulso de tensão nos terminais do motor com 1m de cabo utilizando TLM - impedância do motor para 100 kHz
- Figura 4.31 Comparação entre o pulso de tensão medido nos terminais do motor e o pulso de tensão calculado pelo método TLM – 100m de cabo

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Denominação	Unidade
A	Área	[m ²]
C	Capacitância elétrica	[F]
C _g	Capacitância elétrica do enrolamento para terra	[F]
C _d	Capacitância elétrica distribuída	[F/m]
C _t	Capacitância elétrica entre as espiras do enrolamento	[F]
D	Distância entre dois pontos	[m]
D _{eq}	Distância equivalente	[m]
D _s	Raio médio geométrico	[m]
\vec{dA}	Vetor normal de uma área infinitesimal da superfície gaussiana	[m ²]
dl	Variação de distância	[m]
$\frac{dV}{dt}$	Taxa de variação da tensão elétrica no tempo	[V/•s]
E	Módulo do campo elétrico	[V/m]
\vec{E}	Vetor campo elétrico	[V/m]
f	Frequência	[Hz]
f _{nom}	Frequência nominal	[Hz]
f _{pz}	Frequência natural de ressonância entre pólos e zeros do sistema	[Hz]
G	Condutância elétrica	[S]
G _d	Condutância elétrica distribuída	[S/m]
\vec{H}	Vetor campo magnético	[A/m]
h	Altura	[m]
H(t)	Função qualquer no domínio da frequência	adimensional
h(t)	Função qualquer no domínio do tempo	adimensional
I	Corrente elétrica	[A]
\tilde{I}	Fasor da corrente elétrica	[A]
I _G	Corrente elétrica na condutância	[A]

I^i	Corrente elétrica incidente	[A]
I^r	Corrente elétrica refletida	[A]
I^t	Corrente elétrica transmitida	[A]
i_L	Corrente elétrica em ima indutância	[A]
K	Número de iterações	adimensional
L	Indutância elétrica	[H]
L.	Indutância elétrica de dispersão do motor	[H]
l	Comprimento do condutor	[m]
m	Índice representativo do último nó	adimensional
n	Índice representativo de um nó qualquer	adimensional
P	Potência elétrica	[W]
q	Carga elétrica	[C]
q^i	Carga elétrica incidente	[C]
q^r	Carga elétrica refletida	[C]
q^t	Carga elétrica transmitida	[C]
q'	Carga elétrica uniformemente distribuída ao longo de um fio	[C/m]
R	Resistência elétrica	[•]
R_d	Resistência elétrica distribuída	[•/m]
R_e	Resistência elétrica representativa no núcleo e na carcaça do motor	[•]
R_F	Resistência elétrica do ferro do motor	[•]
R_G	Resistência elétrica de um cabo para terra	[•]
R_m	Soma das resistências elétricas do estator e do rotor por fase	[•]
R_s	Resistência elétrica da fonte	[•]
R_1	Resistência elétrica estatórica do motor	[•]
R_2	Resistência elétrica rotórica do motor	[•]
r	Raio	[m]
r_o	Raio de um fio circular	[m]
R_a	Raio da superfície gaussiana	[m]
U	Tensão elétrica	[V]

V	Tensão elétrica	[V]
V_s	Tensão elétrica da fonte	[V]
V_L	Tensão elétrica em uma indutância	[V]
V_{nom}	Tensão elétrica nominal	[V]
V_{pico}	Tensão elétrica de pico	[V]
V^i	Tensão elétrica incidente	[V]
V^r	Tensão elétrica refletida	[V]
VD^i	Tensão elétrica incidente pela direita	[V]
VD^r	Tensão elétrica refletida pela direita	[V]
VE^i	Tensão elétrica incidente pela esquerda	[V]
VE^r	Tensão elétrica refletida pela esquerda	[V]
\tilde{V}	Fasor tensão elétrica	[V]
v	Velocidade de fase da onda na linha de transmissão	[m/s]
W_i	Energia da onda incidente	[J]
W_r	Energia da onda refletida	[J]
W_t	Energia da onda transmitida	[J]
x	Comprimento	[m]
X_M	Reatância elétrica magnetizante do motor	[•]
X_{cg}	Reatância capacitiva elétrica do enrolamento para terra	[•]
X_1	Reatância elétrica estatórica do motor	[•]
X_2	Reatância elétrica rotórica do motor	[•]
Z_L	Impedância elétrica característica da carga	[•]
Z_m	Impedância elétrica característica do motor	[•]
Z_0	Impedância elétrica característica da linha de transmissão	[•]
Z_{fn}	Impedância elétrica do motor fase-neutro	[•]
Z_{ft}	Impedância elétrica do motor fase-terra	[•]
Z_{0ca}	Impedância elétrica característica do cabo no ensaio de circuito aberto	[•]
Z_{0cc}	Impedância elétrica característica do cabo no ensaio de curto-circuito	[•]
•	Constante de atenuação da onda de tensão	adimensional
•	Constante de deslocamento de fase da onda de tensão	adimensional

•	Constante de propagação da onda de tensão	adimensional
• ₀	Permissividade elétrica do ar	[F/m]
•	Permeabilidade magnética	[Tm/A]
• ₀	Permeabilidade magnética do ar	[Tm/A]
•	Resistividade elétrica do material condutor	[• m]
φ	Fluxo magnético	[Wb]
•	Coeficiente de reflexão da onda de tensão	adimensional
ω	Velocidade angular	[rad/s]
ℜ _e	Número real	adimensional
• _q	Variação de carga	[C]
• _t	Variação de tempo	[s]
• _V	Variação de tensão elétrica	[V]
• _x	Segmento da linha de transmissão	[m]
• _φ	Variação de fluxo magnético	[Wb]

LISTA DE ABREVIATURAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CV	Cavalo Vapor
LT	Linha de Transmissão
<i>IGBT</i>	Insulate Gate Bipolar Transistor
<i>PWM</i>	Pulse Width Modulation
TLM	Transmission Line Modelling
<i>VSI</i>	Voltage Source Inverter

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

As aplicações de motores de indução alimentados por conversores estáticos de frequência ou simplesmente inversores de frequência (acionamento com velocidade variável) têm apresentado um crescimento significativo nos últimos anos. A evolução tecnológica da eletrônica com o desenvolvimento de semicondutores (transistores, tiristores, etc) cada vez mais rápidos, aliada a controles e interfaces (usuário/máquina) sofisticados, e principalmente de custos menores, têm tornado este tipo de aplicação uma realidade irreversível. Com isso, as exigências aos motores de indução tornaram-se maiores, necessitando melhorias contínuas em seus projetos e pesquisas profundas de novos materiais e métodos de ensaios. As principais influências dos inversores de frequência sobre os motores de indução são: *stress* do sistema de isolamento, aumento da temperatura (ΔT), correntes pelos rolamentos (mancais), aumento do ruído e da vibração e diminuição do rendimento. O estudo de tais influências é de extrema importância para os fabricantes de inversores e motores, assim como, para os usuários deste tipo de tecnologia.

Este trabalho apresenta um estudo para análise e previsão dos pulsos de tensão gerados pelos inversores de frequência sobre os terminais do motor. Este tipo de pesquisa é relevante, principalmente, para avaliar o *stress* do sistema de isolamento do motor, o qual tem como consequência a falha prematura do motor devido, principalmente, ao curto-circuito entre espiras e ao desgaste acelerado do isolante dos fios em função das descargas parciais (efeito corona) internas ao motor. Para este estudo foi utilizado o método TLM (*Transmission Line Modeling*) para modelar o sistema formado pelo inversor, cabo de alimentação e motor. A verificação e a validação do modelo desenvolvido são discutidas através dos resultados apresentados.

1.1 Objetivo do Trabalho

Este trabalho tem como objetivo analisar e modelar matematicamente os pulsos de tensão gerados pelos inversores de frequência nos terminais dos motores de indução. Serão considerados no trabalho os inversores de frequência PWM-VSI (inversores de tensão imposta com modulação por largura de pulso) e a interação destes com o cabo de alimentação e o motor.

Como forma de verificação e validação do modelo, ensaios práticos em distintas condições de operação serão executados, variando-se os parâmetros que interferem na amplitude do pulso de tensão sobre os terminais do motor, entre eles: frequência de chaveamento do inversor e comprimento do cabo de alimentação. Assim, deseja-se ajustar o modelo e, desta forma, obter-se uma ferramenta para previsão e análise dos pulsos de tensão sobre os terminais do motor.

1.2 Motivação e Relevância

A principal motivação para este estudo recai no fato de o tema ser de extrema importância para os fabricantes e usuários de inversores de frequência e motores elétricos. Além disso, este trabalho poderá servir como referência e orientação para as áreas de engenharia e pesquisa da WEG Indústrias S.A. O estudo envolverá vários temas relacionados com a engenharia elétrica, tornando-se desafiador e importante para o crescimento profissional e pessoal.

A importância e os benefícios das aplicações de motores elétricos de indução com inversores de frequência PWM-VSI, em acionamentos com velocidade variável, estão bem esclarecidos e entendidos. No entanto, ainda há vários problemas associados a este tipo de aplicação que necessitam ser resolvidos. Como citado anteriormente, um dos maiores problemas é a falha prematura de motores devido ao curto-circuito entre as espiras do enrolamento estatórico. Os transistores de potência (atualmente IGBTs) utilizados pelos inversores de frequência possuem frequências de chaveamento muito elevadas (20 kHz). Para atingirem tais frequências, os transistores possuem tempos de início de condução ("*turn-on*") muito curtos, o que resulta em pulsos de tensão com elevado dV/dt (taxa de variação da tensão no tempo). Quando estes inversores são utilizados em conjunto com um motor de indução de gaiola, os pulsos, em combinação com as impedâncias do cabo e do motor, geram sobretensões ("*overshoots*") nos terminais do motor. Estes *overshoots* são repetitivos e ocorrem continuamente (trem de pulsos), podendo reduzir a vida útil do sistema isolante.

Portanto, é um desafio o entendimento e a análise da geração de pulsos de tensão nos terminais dos motores alimentados por inversores. Também, é relevante para a indústria dispor de uma ferramenta (modelo) que permita o estudo e a simulação do fenômeno.

1.3 Organização da Dissertação

Esta dissertação está organizada em quatro capítulos. O capítulo 1 apresenta os objetivos, a motivação e relevância do trabalho e também a organização do mesmo. No capítulo 2 é apresentada uma revisão da literatura: são analisadas pesquisas já realizadas neste campo, abordando principalmente os fatores e mecanismos que contribuem para a geração de pulsos de tensão nos terminais dos motores de indução alimentados por inversores de frequência. Ainda no capítulo 2, são discutidos os métodos numéricos para modelagem de fenômenos e o princípio do método TLM (*Transmission Line Modeling*). Além disso, é feito um estudo sobre linhas de transmissão e sobre o método TLM para uma dimensão. O capítulo 3 apresenta o desenvolvimento prático para determinação dos parâmetros do sistema. Neste capítulo, é definido o inversor, o cabo e o motor utilizados no estudo e são apresentados os resultados experimentais de resposta em frequência do cabo e do motor, assim como o procedimento matemático adotado para previsão dos pulsos de tensão. O capítulo 4 compreende os resultados de experiências práticas realizadas em laboratório, nas quais variaram-se o comprimento do cabo e a frequência de chaveamento do inversor. Ainda no capítulo 4, são realizadas as discussões e análises sobre os resultados teóricos e práticos. Por último, são apresentadas as conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2 - ESTADO DA ARTE E DESENVOLVIMENTO TEÓRICO

Os inversores de frequência transformam a energia elétrica da rede de alimentação, a qual possui tensão e frequência fixas, para uma com tensão e frequência variáveis, permitindo, dessa forma, variar a velocidade dos motores de corrente alternada. Os inversores de frequência atuam como uma interface entre a fonte de energia (rede elétrica) e o motor de indução. Para tanto, os inversores de frequência necessitam satisfazer aos seguintes requisitos básicos: capacidade de ajuste da frequência de acordo com a rotação desejada para o motor; capacidade de ajuste da tensão, de forma a manter o fluxo magnético do entreferro constante na região de torque constante e capacidade de suprir a corrente nominal em qualquer frequência de operação. A conversão da tensão da rede para uma tensão e frequência variáveis pode ser obtida direta ou indiretamente. Os inversores PWM-VSI, abordados neste trabalho, são de conversão indireta, pois apresentam um circuito intermediário. O conversor indireto é composto por um estágio retificador (controlado ou não) que produz uma tensão contínua e por um estágio inversor que produz, a partir desta tensão contínua, uma tensão alternada de frequência variável (Fig. 2.1). O desacoplamento entre o estágio retificador e o inversor é feito com um circuito intermediário (barramento CC / Filtro), de tal maneira que a formação da tensão de saída é completamente independente da rede em termos de tensão e frequência.

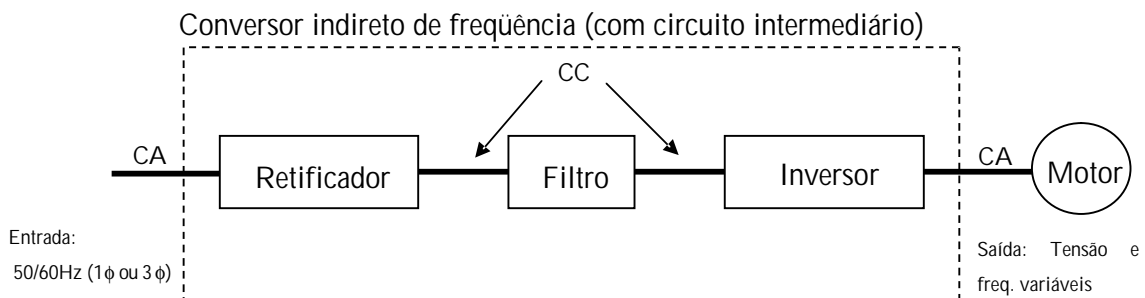


Figura 2.1- Diagrama em blocos de um conversor indireto de frequência

2.1 Fatores que contribuem para o surgimento de sobretensões nos terminais do motor

O estudo do fenômeno dos pulsos de tensão nos terminais de motores de indução alimentados por inversores de frequência é baseado na análise da onda de reflexão característica em linhas de transmissão [1]. A onda de tensão elétrica incidente, a qual se propaga através do cabo que conecta o inversor ao motor, poderá ser refletida no final do cabo, ou seja, no ponto de conexão entre inversor e motor, dependendo do “descasamento” da impedância característica do cabo (Z_0) com a impedância de entrada da carga (Z_L), neste caso, o motor. A relação entre a onda de tensão refletida (V^r) e a onda de tensão incidente (V^i) é chamada de **coeficiente de reflexão** (Γ). Este coeficiente, equação 2.1, determina quanto de reflexão de tensão ocorrerá nos terminais do motor.

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.1)$$

Dependendo da relação entre as impedâncias do cabo e da carga, a onda refletida poderá apresentar os seguintes casos extremos [1];

a) para $Z_L \gg Z_0$, pode-se imaginar as extremidades do cabo abertas, ou seja, sem nenhuma carga conectada. Neste caso, o coeficiente de reflexão tende à unidade. Isto significa que a onda de tensão refletida, terá a mesma amplitude e fase da onda de tensão incidente. Neste caso, a amplitude da onda de tensão nos terminais do cabo tenderá a atingir o dobro do da amplitude da tensão incidente;

b) para $Z_L \ll Z_0$, pode-se imaginar um curto-circuito nas extremidades do cabo. Neste caso, o coeficiente de reflexão tenderá para um valor unitário e negativo, ou seja, a onda refletida terá a mesma amplitude da onda incidente, porém com a fase invertida. Desta forma, a onda de tensão refletida cancelará a onda de tensão incidente e a tensão nas extremidades do cabo será zero;

c) para $Z_L \approx Z_0$, o coeficiente de reflexão tenderá para zero e, conseqüentemente, não haverá onda de tensão refletida. Nesta situação, a amplitude da tensão nas extremidades do cabo será a mesma da onda de tensão incidente.

Na maioria das aplicações de motores de indução de baixa tensão alimentados por inversores de frequência, pode-se afirmar que a impedância do motor é muito maior que a impedância característica do cabo de alimentação que conecta inversor e motor [1]. Conseqüentemente, o coeficiente de reflexão da onda de tensão tenderá à unidade. A onda de tensão refletida nos terminais do motor retorna para os terminais do inversor e volta a propagar-se para os terminais do motor, permanecendo entre inversor e motor. Este fenômeno ocorre devido às características de geração da tensão do próprio inversor. Os inversores do tipo PWM-VSI possuem em seu circuito intermediário um barramento CC formado por um banco de capacitores. Este banco de capacitores representará, para a onda refletida, um curto-circuito, uma vez que, para componentes de alta frequência, a reatância capacitiva é praticamente nula. O fenômeno de reflexão torna-se, portanto, um somatório de ondas de tensão refletidas que se propagam entre inversor e motor. As principais conseqüências deste fenômeno são os elevados pulsos de tensão que aparecem nos terminais dos motores. Estes pulsos ao longo do tempo vão deteriorando o material isolante do motor, principalmente, o isolamento do fio e provocam a falha prematura do motor.

Além da relação entre as impedâncias do cabo e do motor citada nos parágrafos anteriores, existem outros fatores que contribuem para a formação do pulso de tensão nos terminais do motor. Entre eles o **“rise time” do pulso de tensão, o comprimento do cabo, o tempo mínimo entre pulsos, a frequência de chaveamento dos transistores e o uso de um único inversor para alimentar vários motores.**

2.1.1 Rise time (tempo de subida)

Uma certa quantidade de tempo é requerida para que a tensão nos terminais de saída do inversor transite do seu valor mínimo até o seu valor máximo. O tempo que a tensão leva para variar de 10% da tensão do barramento CC ($\cong \sqrt{2} \times V_{nom}$) para 90% é definido como *rise time* (tempo de subida) [2]. Este valor pode ser observado na Fig.2.2

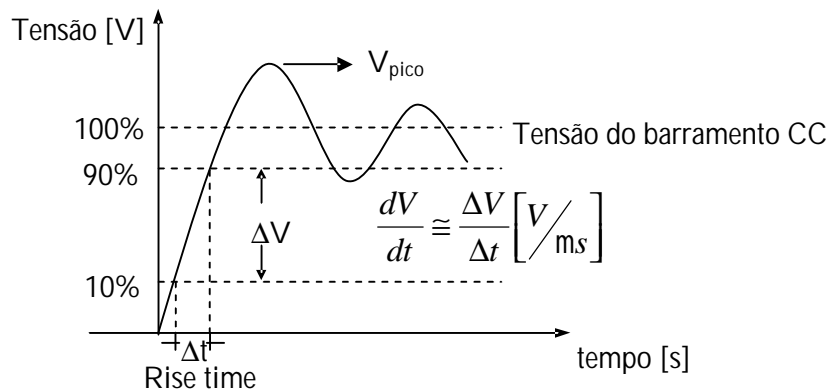


Figura 2.2 - Pulso de tensão típico nos terminais do motor

Devido à rapidez do crescimento do pulso de tensão (dV/dt) emitido pelo inversor ao motor, a(s) primeira(s) espira(s) da primeira bobina de uma dada fase fica(m) submetida(s) a um alto valor de tensão. Com isso, o *rise time* (Δt) tem influência direta no tempo de vida útil do sistema isolante, ou seja, quanto menor o tempo de subida do pulso, maior será a taxa de variação da tensão (dV/dt) e maior a diferença de potencial (ddp) originada entre espiras. Conseqüentemente, a degradação do sistema de isolamento do motor será mais rápida [3]. Dessa forma, o sistema de isolamento fica submetido a altos gradientes de potencial elétrico, exigindo dos isolantes características dielétricas que suportem tais gradientes. A referência [4] apresenta valores percentuais do pulso de tensão que são absorvidos pelas bobinas do motor. Os autores afirmam que a primeira bobina absorve de 50 a 55% do pulso de tensão, enquanto a 2ª absorve até 46%.

2.1.2 Comprimento do cabo

Os comprimentos de cabo elevados, conforme o guia de aplicação da norma NEMA [2] para sistemas de acionamento de velocidade variável, aumentam o valor da sobretensão nos terminais do motor. Com os modernos IGBTs, as sobretensões começam aparecer a partir de, aproximadamente, 3m de cabo e podem atingir o dobro do valor de tensão da fonte para comprimentos de cabo de 15m. Em casos de comprimentos de cabo excessivos, acima de 120m, por exemplo, os *overshoots* (sobretensões) podem resultar em tensões superiores ao dobro do valor da fonte, além de permanecerem existindo por mais tempo.

2.1.3 Tempo entre pulsos

Os inversores variam a tensão aplicada sobre o motor mudando a largura dos pulsos de saída e o tempo entre eles. A sobretensão torna-se pior quando o tempo entre os pulsos é mínimo. Esta condição ocorre quando são necessárias elevadas tensões na saída e durante regimes transitórios, como na aceleração e na desaceleração. Sendo o tempo entre pulsos menor que 3 vezes o período ressonante do cabo, para cabos industriais $0,2\mu\text{s}$ a $2\mu\text{s}$ [2], ocorrerá acréscimo na sobretensão. A única forma de se ter certeza que esta condição particular não existe é medindo os pulsos diretamente ou contatando o fabricante do inversor.

2.1.4 Freqüência de chaveamento

Associada aos efeitos originados do *rise time* e do tempo mínimo entre pulsos consecutivos, está a freqüência de chaveamento dos transistores. Ao contrário dos eventuais impulsos provenientes de manobras de rede, neste caso trata-se de um trem de pulsos mantido numa determinada freqüência. Em função da rápida evolução da eletrônica de potência, esta freqüência atinge valores da ordem de dezenas de quilohertz. Quanto maior a freqüência de chaveamento (pulsção) do inversor, mais rápida é a degradação do sistema isolante [3]. Conforme estudo apresentado em [5], a dependência do tempo de vida útil do isolamento, em função da freqüência de chaveamento não é uma relação simples. Porém, experiências realizadas com amostras de pares de fios torcidos mostram que para freqüências de chaveamento menores ou iguais a 5kHz, a probabilidade de falha do isolamento é diretamente proporcional à freqüência de chaveamento. Por outro lado, para freqüências de chaveamento maiores que 5kHz, a probabilidade de falha do isolamento é diretamente proporcional ao quadrado da freqüência de chaveamento.

2.1.5 Inversor único para vários motores

Em aplicações onde mais de um motor é conectado a um mesmo inversor, pode ocorrer sobretensão devido à reflexão entre motores. Esta situação é tão pior quanto maior for o comprimento do cabo entre o inversor e o ponto comum de conexão dos motores [2]. O comprimento do cabo atua como um desacoplador entre o inversor e o motor. Como

resultado, reflexões que seriam absorvidas pela baixa impedância do inversor podem ser carregadas para um outro motor e desta forma, amplificar a sobretensão sobre o mesmo.

A atuação conjunta dos fatores citados nos parágrafos anteriores resulta nos pulsos de sobretensão nos terminais dos motores. Neste trabalho, estes fatores serão estudados, variando-se os parâmetros do sistema formado pelo inversor, cabo e motor, com objetivo de construir-se um modelo para prever os pulsos de sobretensão.

2.2 Teoria de Linhas de Transmissão

As linhas de transmissão (LT) consistem basicamente de condutores elétricos, geralmente, de cobre ou alumínio, que conduzem a corrente elétrica da fonte para a carga. Estes condutores são envolvidos por materiais isolantes que evitam a circulação de corrente para a terra e entre condutores. Além disso, muitos condutores também possuem blindagem para proteção mecânica e eletromagnética.

Uma linha de transmissão é representada por um circuito elétrico que possui uma resistência elétrica (R) em série, uma indutância (L) em série, uma capacitância (C) em paralelo e uma condutância (G) em paralelo. A resistência elétrica representa a condutividade finita do condutor, a condutância descreve as propriedades dielétricas não ideais dos isolantes e, a indutância e capacitância, representam os efeitos criados pelos campos magnético e elétrico, respectivamente. Em uma linha de transmissão pode-se ter dois tipos de fontes: de corrente contínua ou de corrente alternada. Em corrente alternada, a fonte mais comum é a senoidal [6]. No caso da resposta a uma fonte em corrente contínua, quando chaveada em um dado momento e pretende-se saber a tensão e a corrente em determinados pontos da linha, é preciso estudá-la no domínio do tempo. No caso da resposta a uma fonte senoidal, no regime permanente, pode-se estudá-la no domínio da frequência [6]. O cabo que conecta o inversor ao motor será analisado como uma LT no domínio do tempo, pois será utilizada a técnica de modelagem numérica TLM (*Transmission Line Modeling*) para o desenvolvimento deste trabalho.

2.2.1 Modelo de uma LT com perdas

Uma LT pode ser analisada considerando-se toda a linha como o somatório de circuitos distribuídos. Cada segmento distribuído (Δx) da LT, é representado por um circuito elétrico equivalente (Fig. 2.3):

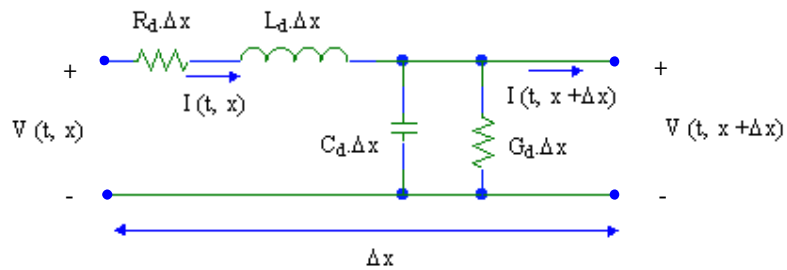


Figura 2.3 – Modelo genérico de um segmento Δx da LT

Os elementos do circuito da figura 2.3 são caracterizados por:

R_d = resistência elétrica distribuída [Ω/m];

L_d = indutância elétrica distribuída [H/m];

C_d = capacitância elétrica distribuída [F/m]; e

G_d = condutância elétrica distribuída [S/m].

Aplicando-se as Leis de Kirchhoff, tem-se:

Para a malha externa do circuito da figura 2.3:

$$V - (R_d \Delta x)I - (L_d \Delta x) \frac{\partial I}{\partial t} - (V + \Delta V) = 0 \quad (2.2)$$

Desenvolvendo a equação 2.2 e fazendo $\Delta x \rightarrow 0$, obtém-se a **taxa de variação de tensão ao longo da LT**:

$$\frac{\partial V}{\partial x} = -(R_d I + L_d \frac{\partial I}{\partial t}) \quad (2.3)$$

Para o nó superior do circuito da figura 2.3:

$$I - (C_d \Delta x) \frac{\partial V}{\partial t} - (G_d \Delta x) V - (I + \Delta I) = 0 \quad (2.4)$$

Desenvolvendo a equação (2.4), obtém-se a **taxa de variação de corrente ao longo da LT**:

$$\frac{\partial I}{\partial x} = -(G_d V + C_d \frac{\partial V}{\partial t}) \quad (2.5)$$

Diferenciando a equação (2.3) em relação ao comprimento x e a equação (2.5) em relação ao tempo t , obtém-se respectivamente:

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} = -R_d \frac{\partial I}{\partial x} - L_d \frac{\partial}{\partial t} \frac{\partial I}{\partial x} \quad (2.6)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \frac{\partial I}{\partial x} = -G_d \frac{\partial V}{\partial t} - C_d \frac{\partial^2 V}{\partial t^2} \quad (2.7)$$

Substituindo o termo $\frac{\partial}{\partial t} \frac{\partial I}{\partial x}$ da equação (2.6) na equação (2.7) e desenvolvendo, obtém-se:

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} = L_d C_d \frac{\partial^2 V}{\partial t^2} + L_d G_d \frac{\partial V}{\partial t} - R_d \frac{\partial I}{\partial x} \quad (2.8)$$

Substituindo o termo $\frac{\partial I}{\partial x}$ da equação (2.5) na equação (2.8) e desenvolvendo, obtém-se:

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} = L_d C_d \frac{\partial^2 V}{\partial t^2} + (R_d C_d + L_d G_d) \frac{\partial V}{\partial t} + R_d G_d V \quad (2.9)$$

A equação (2.9) é chamada de **equação de propagação da tensão na LT**.

De forma análoga ao que foi desenvolvido anteriormente, porém agora, diferenciando equação (2.3) em relação ao tempo t e a equação (2.5) em relação ao comprimento x , obtém-se a **equação de propagação da corrente na LT**:

$$\frac{\partial^2 I}{\partial x^2} = L_d C_d \frac{\partial^2 I}{\partial t^2} + (R_d C_d + L_d G_d) \frac{\partial I}{\partial t} + R_d G_d I \quad (2.10)$$

As equações (2.9) e (2.10) são geralmente mencionadas como **equações de linhas de transmissão no domínio do tempo** [7]. A solução destas equações diferenciais permite determinar o comportamento de V e de I ao longo da linha de transmissão. O fato de que tanto V como I devem satisfazer à mesma equação diferencial, não quer dizer que a corrente e a tensão são a mesma função de x e de t em um problema prático [7]. A diferença resultará das condições de contorno.

As equações (2.9) e (2.10) podem ser resolvidas no domínio da frequência. Para isto, a tensão e a corrente são escritas como fasores:

$$V(t) = \Re\{\tilde{V}e^{j\omega t}\} \quad (2.11)$$

$$I(t) = \Re\{\tilde{I}e^{j\omega t}\} \quad (2.12)$$

Onde \tilde{V} e \tilde{I} são os fasores tensão e corrente, respectivamente.

Desenvolvendo os cálculos necessários, obtém-se as equações (2.13) e (2.14) de **linhas de transmissão no domínio da frequência**, as quais são similares às equações (2.09) e (2.10):

$$\frac{\partial^2 \tilde{V}}{\partial x^2} = (-\omega^2 L_d C_d) \tilde{V} + j\omega(R_d C_d + L_d G_d) \tilde{V} + R_d G_d \tilde{V} \quad (2.13)$$

$$\frac{\partial^2 \tilde{I}}{\partial x^2} = (-\omega^2 L_d C_d) \tilde{I} + j\omega(R_d C_d + L_d G_d) \tilde{I} + R_d G_d \tilde{I} \quad (2.14)$$

As equações (2.13) e (2.14) podem ser escritas como:

$$\frac{\partial^2 \tilde{V}}{\partial x^2} = \gamma^2 \tilde{V} \quad (2.15)$$

$$\frac{\partial^2 \tilde{I}}{\partial x^2} = \gamma^2 \tilde{I} \quad (2.16)$$

Onde:

$$\gamma^2 = (-\omega^2 L_d C_d) + j\omega(R_d C_d + L_d G_d) + R_d G_d \quad (2.17)$$

Desenvolvendo a equação (2.17), obtém-se:

$$\gamma = \sqrt{(R_d + j\omega L_d)(G_d + j\omega C_d)} = \alpha + j\beta \quad (2.18)$$

A parte real, α , da equação (2.18) é a **constante de atenuação** e define a taxa na qual a magnitude de uma onda atenua, ou decresce em magnitude, quando o sinal está em progresso ao longo da linha. A parte imaginária, β , é o termo **constante de fase** e age como um deslocamento angular do fasor à medida que a onda se propaga [7].

A **velocidade de fase da onda na linha** é dada por [8]:

$$v = \frac{\omega}{\beta} \quad (2.19)$$

Após desenvolvimento matemático, as soluções de tensão e corrente de (2.15) e (2.16) podem ser escritas como:

$$\tilde{V} = \tilde{V}_1 e^{-\gamma x} + \tilde{V}_2 e^{+\gamma x} \quad (2.20)$$

$$\tilde{I} = \tilde{I}_1 e^{-\gamma x} + \tilde{I}_2 e^{+\gamma x} = \frac{1}{Z_0} [\tilde{V}_1 e^{-\gamma x} + \tilde{V}_2 e^{+\gamma x}] \quad (2.21)$$

O termo Z_0 da equação (2.25) é a **impedância característica da linha de transmissão**, dada por:

$$Z_0 = \frac{\tilde{V}}{\tilde{I}} = \sqrt{\frac{R_d + j\omega L_d}{G_d + j\omega C_d}} \quad (2.22)$$

onde $\omega = 2\pi f$.

2.2.2 Modelo de uma LT sem perdas

Na figura 2.4 é apresentado o modelo de uma LT para análise no domínio do tempo. A LT é sem perdas ($R = G = 0$), sendo L_d a indutância por unidade de comprimento, C_d a capacitância por unidade de comprimento, V_s a tensão da fonte, Δx um determinado comprimento de linha pré-definido e I a corrente que circula na linha.

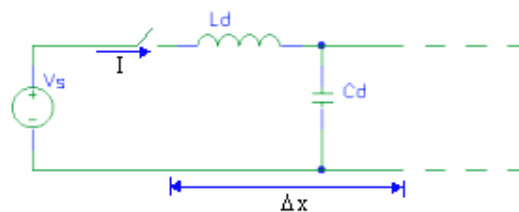


Figura 2.4 – Modelo de um segmento Δx de uma LT sem perdas para análise no domínio do tempo

A corrente circulará no circuito da LT, após o fechamento da chave, até o tempo de carregamento do capacitor. Com isso:

$$I = \frac{\Delta q}{\Delta t} \quad (2.23)$$

$$q = CV_s \quad (2.24)$$

Onde q é a quantidade de carga elétrica e C a capacitância elétrica.

$$C = C_d \Delta x \quad (2.25)$$

Então:

$$I = \frac{C_d \Delta x V_s}{\Delta t} \quad (2.26)$$

Sendo $v = \frac{\Delta x}{\Delta t}$ = velocidade de propagação do pulso de tensão ao longo da linha,
tem-se:

$$I = C_d V_s v \quad (2.27)$$

Através da Lei de Faraday sabe-se que: $V_s = \frac{\Delta f}{\Delta t}$

$$\phi = LI \quad (2.28)$$

Onde ϕ é o fluxo magnético e L a indutância elétrica.

$$L = L_d \Delta x \quad (2.29)$$

Então:

$$V_s = \frac{L_d \Delta x I}{\Delta t} \quad (2.30)$$

Substituindo a equação (2.27) em (2.30), obtém-se:

$$V_s = \frac{L_d \Delta x (C_d V_s v)}{\Delta t} \quad (2.31)$$

Como $v = \frac{\Delta x}{\Delta t}$, então:

$$V_s = L_d C_d V_s v^2 \quad (2.32)$$

Simplificando V_s e isolando v , tem-se a **velocidade de propagação** da onda de tensão na linha:

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_d C_d}} \quad (2.33)$$

A equação (2.33) também pode ser escrita da seguinte forma:

$$\frac{\Delta x}{\Delta t} = \frac{1}{\sqrt{\frac{L}{\Delta x} \frac{C}{\Delta x}}} \quad (2.34)$$

Trabalhando a equação (2.34) chega-se a equação que representa o **tempo de propagação da onda** em cada trecho Δx ,

$$\Delta t = \sqrt{LC} \quad (2.35)$$

Onde L e C são respectivamente a indutância e a capacitância totais do segmento Δx da linha.

A **impedância característica da linha** é dada por:

$$Z_0 = \frac{V_s}{I} \quad (2.36)$$

A partir de (2.36) e das equações precedentes, obtém-se:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_d}{C_d}} \quad (2.37)$$

2.2.3 Determinação do coeficiente de reflexão (Γ) da onda tensão para uma LT

Um degrau de tensão que se propaga a partir de uma fonte de corrente contínua em direção à extremidade de uma LT que está em aberto, ou seja, sem carga conectada nas suas extremidades, pode ser observado na figura 2.5.

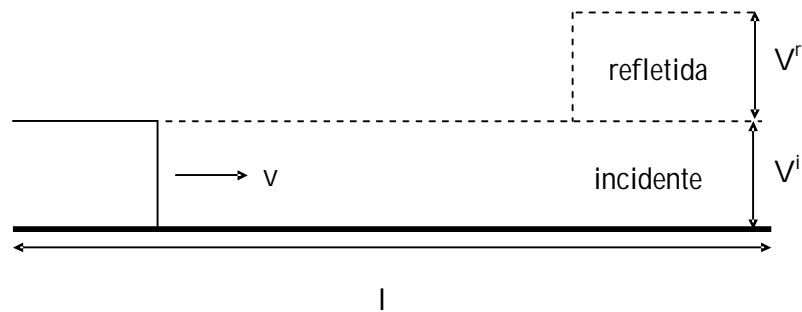


Figura 2.5 – Propagação e reflexão de um degrau de tensão na linha

Como a linha está em aberto ($Z_L = \infty$), o coeficiente de reflexão para a tensão incidente (V^i) é igual a 1 ($\Gamma = 1$), conforme (2.1), e a tensão refletida (V^r), terá o mesmo valor e polaridade da incidente. Como a linha não tem perdas ($R=G=0$), tem-se que $V^i = V^r = V_s$. A corrente incidente I^i e a corrente refletida I^r são expressas por:

$$I^i = \frac{V_s}{Z_0} \quad (2.38)$$

$$I^r = -\frac{V_s}{Z_0} \quad (2.39)$$

Observe-se que $I^r = -I^i$, pois como a linha está aberta, a corrente total $I = I^i + I^r$ deve ser zero. Um observador colocado na extremidade da linha, na qual um pulso de tensão V^i propaga-se, pode substituir a linha por um **circuito de Thévenin**, onde a tensão da fonte é a tensão do circuito aberto, ou seja, é igual a $2V^i$ e a impedância associada é a própria impedância característica da linha Z_0 . Este circuito equivalente Thévenin é apresentado na figura 2.6.

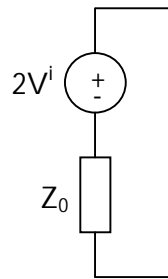


Figura 2.6 – Circuito equivalente de Thèvenin da linha com extremidade aberta

Conectando na extremidade do circuito uma carga R , haverá uma corrente e uma tensão sobre a carga.

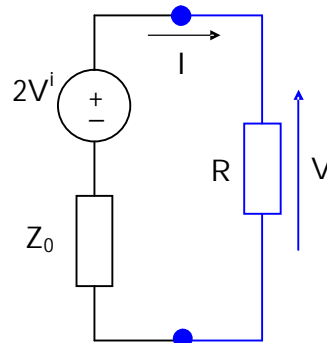


Figura 2.7 – Circuito equivalente Thèvenin da linha com uma carga R conectada à extremidade

Por divisão de tensão, tem-se:

$$V = \frac{R}{R + Z_0} 2V^i \quad (2.40)$$

No entanto, visto da carga, a tensão refletida será a tensão V menos a tensão incidente V^i .

$$V^r = V - V^i \quad (2.41)$$

A partir de (2.40) e (2.41) obtém-se:

$$V^r = \left(\frac{R - Z_0}{R + Z_0} \right) V^i \quad (2.42)$$

Desta forma, pode-se encontrar uma forma de relacionar a tensão refletida com a tensão incidente, que é justamente o **coeficiente de reflexão**, conforme a equação 2.1, dado por:

$$\Gamma = \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \quad (2.43)$$

Para o caso em que a carga é um motor, o coeficiente de reflexão será:

$$\Gamma = \frac{Z_m - Z_0}{Z_m + Z_0} \quad (2.44)$$

Onde Z_m é a impedância do motor.

2.2.4 Parâmetros das LT

As LT's são caracterizadas por sua habilidade de conduzir a energia eletromagnética, limitando esta energia à proximidade da própria LT. Uma análise rigorosa das LT's exigiria a aplicação das equações de Maxwell nos problemas de campo. Entretanto, um exame das equações de Maxwell pode demonstrar que em certas condições pode ser usada uma aproximação muito mais simples. Especificamente, para um sistema feito de condutores que não estão sujeitos a perdas ($R = G = 0$), os campos elétrico e magnético podem ser definidos independentemente, permitindo a definição de **indutância** e de **capacitância** como parâmetros independentes. Esta aproximação também é válida para os sistemas de baixas perdas. **Os aspectos importantes da teoria de LT podem ser obtidos a partir da indutância e capacitância básicas de uma LT [7].**

Pelo que foi exposto anteriormente, a determinação da capacitância e da indutância do cabo que liga o inversor ao motor é fundamental. No entanto, estes parâmetros são

dependentes das dimensões físicas do circuito e das propriedades físicas dos materiais (permissividade e permeabilidade).

2.2.4.1 Capacitância (C) de uma LT

A capacitância de uma LT faz com que seus condutores tornem-se carregados de modo semelhante às placas de um capacitor entre as quais exista uma ddp [9]:

$$C = \frac{q}{V} \text{ [F]} \quad (2.45)$$

A capacitância entre os condutores em paralelo é uma constante que depende de suas dimensões e do afastamento entre eles. Sendo conhecida a distribuição de carga na LT, o campo elétrico (\vec{E}) correspondente pode ser calculado e o potencial pode ser obtido por integração ($V = -\int \vec{E} \cdot d\vec{l}$). Com estes dados é possível obter a capacitância aplicando-se a equação (2.45). Caso nenhuma distribuição de carga puder ser deduzida, então, torna-se seguidamente necessário supor uma distribuição de carga e, com ela, calcular o potencial do sistema e depois modificar a distribuição de carga em um processo iterativo, para mover o potencial da condição de limite ao nível especificado. Esta é uma aproximação de campo mais complexa [8].

a) Capacitância para uma LT longa carregada

O campo elétrico nas proximidades da linha da figura 2.8 pode ser calculado através da Lei de Gauss:

$$\epsilon_0 \oint \vec{E} \cdot d\vec{A} = q \quad (2.46)$$

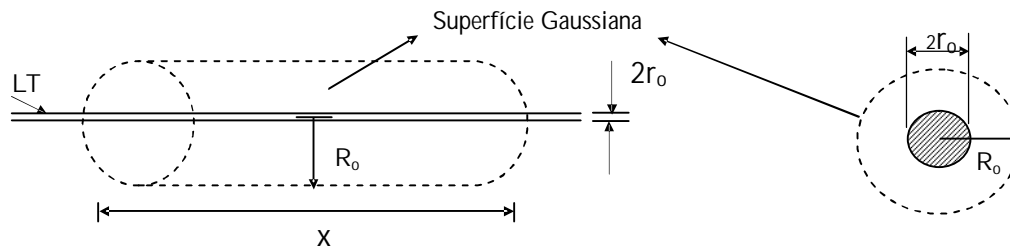


Figura 2.8 – Linha longa carregada, envolvida por uma superfície gaussiana

Sendo o campo elétrico constante e paralelo ao vetor normal à superfície gaussiana:

$$\epsilon_0 E \oint dA = q \quad (2.47)$$

$$e_0 E (2\pi R_0 x) = q \quad (2.48)$$

A carga uniformemente distribuída ao longo do fio é dada por:

$$q' = \frac{q}{x} \quad [\text{C/m}] \quad (2.49)$$

Então, o módulo do campo elétrico é dado por:

$$E = \frac{q'}{2\pi e_0 R_0} \quad (2.50)$$

Este campo elétrico é importante nos conceitos de LT, pois o mesmo é o gradiente de tensão, usado nas análises dos efeitos corona e rádio-interferência [8].

A seguir, é preciso calcular o potencial elétrico, que representa o trabalho necessário para mover uma carga da superfície gaussiana ao condutor. Este é dado por:

$$V = - \int_{R_0}^{r_0} E \cdot dl \quad (2.51)$$

para este caso, $dl = dR_a$, onde R_a é o raio da superfície gaussiana. Então:

$$V = \int_{r_o}^{R_o} \frac{q'}{2\pi\epsilon_o R_a} dR_a \quad (2.52)$$

$$V = \left[\frac{q'}{2\pi\epsilon_o} \ln R_a \right]_{r_o}^{R_o} \quad (2.53)$$

$$V = \frac{q'}{2\pi\epsilon_o} \ln \left(\frac{R_o}{r_o} \right) \quad (2.54)$$

Portanto, a **capacitância por unidade de comprimento de uma linha longa carregada** em dado ponto do espaço é:

$$C = \frac{q'}{V} \quad (2.55)$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon_o}{\ln \left(\frac{R_o}{r_o} \right)} \text{ [F/m]} \quad (2.56)$$

A equação (2.56) também representa a capacitância de um **cabo cilíndrico coaxial**.

Seguindo o mesmo raciocínio aplicado para o cálculo da capacitância de uma linha longa carregada, é possível obter-se a capacitância para outras configurações. A seguir, serão apresentados os valores de capacitância para as configurações mais usuais.

b) Capacitância de uma LT a dois fios

Seguindo o mesmo raciocínio anterior, a capacitância entre os fios da figura 2.9 é:

$$C_{12} = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln\left(\frac{D^2}{r_1 r_2}\right)} \quad [\text{F/m}] \quad (2.57)$$

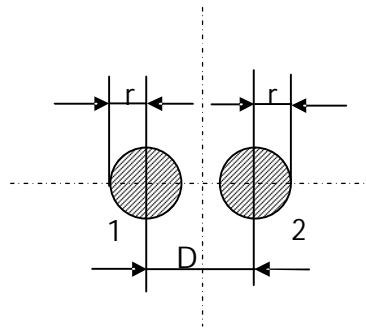


Figura 2.9 – Seção transversal de uma LT a dois fios

Quando $r_1 = r_2 = r$, então a capacitância entre fios é:

$$C_{12} = \frac{\pi\epsilon_0}{\ln\left(\frac{D}{r}\right)} \quad [\text{F/m}] \quad (2.58)$$

c) Capacitância à terra de uma LT trifásica com espaçamento equilateral

Para uma distribuição de cargas uniforme, a capacitância à terra de linhas trifásicas com espaçamento equilateral, figura 2.10, é idêntico à de uma linha monofásica, mostrada anteriormente.

$$C = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln\left(\frac{D}{r}\right)} \quad [\text{F/m}] \quad (2.59)$$

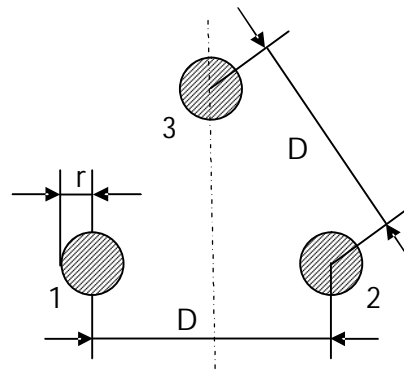


Figura 2.10 – Seção transversal de uma LT trifásica com espaçamento equilateral

d) Capacitância à terra de uma LT trifásica com espaçamento assimétrico

Quando os condutores de uma linha trifásica não estão com espaçamento equilateral, torna-se mais difícil o cálculo da capacitância. Na linha usual, sem transposição, as capacitâncias de cada fase à terra não são iguais. Em uma linha transposta, a capacitância média à terra, em um ciclo completo de transposição, é a mesma para qualquer das fases, pois o condutor de cada fase ocupa a mesma posição de qualquer dos outros em uma distância igual. A assimetria das linhas não transpostas é pequena nas configurações usuais, de forma que todos os cálculos são realizados considerando todas as linhas como se fossem transpostas. A solução rigorosa para a capacitância é excessivamente trabalhosa, exceto para espaçamento horizontal com iguais distâncias entre condutores [9]. Para os espaçamentos e para os condutores usuais, obtém-se precisão suficiente supondo que a carga por unidade de comprimento da linha seja a mesma em qualquer seção do ciclo de transposição.

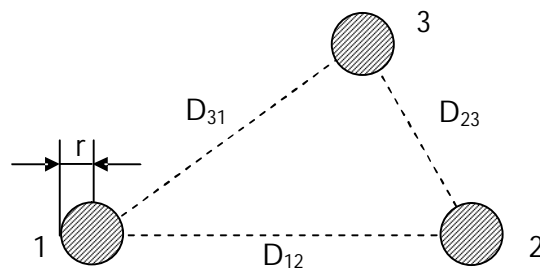


Figura 2.11 – Seção transversal de uma LT trifásica com espaçamento assimétrico

Como pode ser observado, não é possível resolver as equações para o cálculo da capacitância de uma LT com espaçamento assimétrico entre os fios, figura 2.11, sem realizar algumas simplificações. Por isso, somente as configurações mais usuais de LT como a dois fios ou três fios com espaçamento equilátero podem ser calculados analiticamente. Para outras configurações, a capacitância é aproximada ou deve ser medida através de experiências práticas. Com isso, a capacitância à terra de uma linha trifásica com espaçamento assimétrico e transposto é:

$$C = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln\left(\frac{D_{eq}}{r}\right)} \quad [F/m] \quad (2.60)$$

Onde:

$$D_{eq} = \sqrt[3]{D_{12}D_{23}D_{31}} \quad (2.61)$$

2.2.4.2 Indutância (L) de uma LT

A indutância (L) é a medida de queda de tensão reativa ao longo de uma LT e pode ser definida como a queda de tensão dividida pela taxa de variação de corrente. Esta não é a forma de definição mais apropriada, mas é adequada para conceitos em LT.

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.62)$$

$$L = \frac{V_L}{\left(\frac{di_L}{dt}\right)} \quad (2.63)$$

A indutância pode ser calculada quando se conhece a distribuição de corrente. Quando uma corrente flui em um condutor longo, no espaço entre o condutor e a terra que está abaixo deste condutor estabelece-se um campo magnético. O fluxo magnético é estabelecido pela corrente que flui no condutor e pela terra, sendo a queda de tensão reativa determinada pela avaliação da taxa de variação de fluxo. Deste esclarecimento muito curto

do problema, vê-se que a indutância pode ser calculada quando a distribuição da corrente é conhecida. Isto é análogo à possibilidade de calcular a capacitância quando a distribuição de carga é conhecida. Para LT's longas, a simetria permitirá a dedução do campo magnético e, com isso, resultará em uma simples equação para a indutância destes sistemas [7].

a) Indutância à terra para uma linha longa retilínea

O campo magnético, nas proximidades de uma LT longa e reta, figura 2.12, pode ser calculado usando-se a lei de Ampère:

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = I \quad (2.64)$$

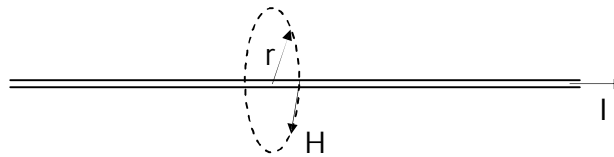


Figura 2.12 – Campo magnético de uma LT longa retilínea

Sendo o campo \vec{H} uniforme ao redor do condutor e tangencial ao $d\vec{l}$, a lei de Ampère pode ser escrita como:

$$\oint \vec{H} \cdot (2\pi \cdot r) = I \quad (2.65)$$

$$H = \frac{I}{2\pi r} \quad (2.66)$$

O campo na proximidade de mais de um condutor é obtido pelo princípio da superposição. A relação entre o campo magnético e a queda de tensão reativa, que é a tensão induzida resultante da variação do campo magnético, requer a aplicação da Lei de Indução de Faraday. A densidade de fluxo (\vec{B}) pode ser obtida, diretamente, da intensidade de campo magnético ($\vec{B} = \mu_0 \cdot \vec{H}$). Assim, para um condutor sobre a terra, o campo pode ser obtido a partir da figura 2.13.

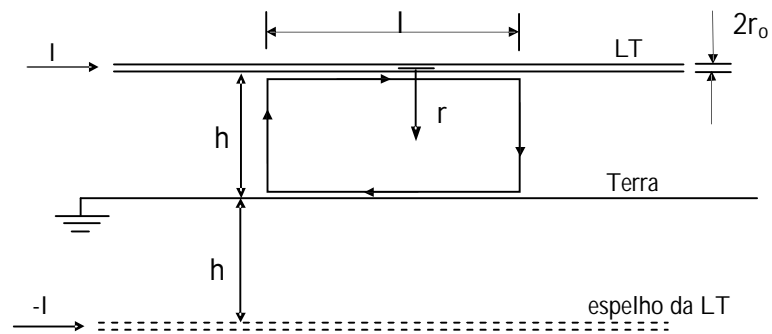


Figura 2.13 – LT longa retilínea sobre a terra

Usando o conceito da imagem de espelho, o campo magnético para um condutor à terra pode ser encontrado considerando o campo como uma sobreposição de dois campos: o do condutor e o de sua imagem. Dentro do laço mostrado na figura 2.13, a intensidade de \dot{B} é:

$$B = \frac{\mu_0 I}{2\pi r} + \frac{\mu_0 (-I)}{2\pi(2h - r)} \quad (2.67)$$

O fluxo magnético total dentro do laço fechado é dado por:

$$\dot{\Phi}_B = \oint_A \dot{B} \cdot d\dot{A} \quad (2.68)$$

$$\dot{\Phi}_B = \oint_A B(dldr) \cos 0^\circ \quad (2.69)$$

$$\dot{\Phi}_B = \int_0^h \int_0^l \frac{\mu_0 I}{2\pi} \left[\frac{1}{r} - \frac{1}{2h - r} \right] dr dl \quad (2.70)$$

$$\dot{\Phi}_B = \frac{\mu_0 I l}{2\pi} \ln \left(\frac{2h}{r_0} \right) \quad (2.71)$$

Aplicando a Lei de Faraday, tem-se:

$$V = - \frac{d\dot{\Phi}_B}{dt} \quad (2.72)$$

$$V = -\frac{\mu_0 I}{2\pi} \ln\left(\frac{2h}{r_0}\right) \frac{dI}{dt} \quad (2.73)$$

Desta forma, a indutância por unidade de comprimento de um condutor à terra será:

$$L = \frac{V}{\left(\frac{dI}{dt}\right)} \quad (2.74)$$

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{2h}{r_0}\right) \quad [\text{H/m}] \quad (2.75)$$

Por analogia com o cálculo da capacitância (campo elétrico), pode-se obter a indutância para outras configurações.

b) Indutância de um cabo cilíndrico coaxial

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{R}{r_0}\right) \quad [\text{H/m}] \quad (2.76)$$

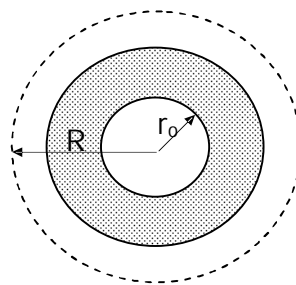


Figura 2.14 – Seção transversal de um cabo coaxial

c) Indutância de uma LT a dois fios

Para a seção transversal de uma LT a dois fios, figura 2.9:

$$L = \frac{\mu}{\pi} \ln\left(\frac{D}{r}\right) \quad (2.77)$$

As indutâncias mostradas nos casos anteriores correspondem ao efeito indutivo fora do fio. Para baixas frequências, a corrente flui sobre toda a seção transversal do fio, sendo que há uma contribuição de indutância por parte do fluxo magnético dentro do fio. A indutância interna do fio, supondo-se que haja uma corrente uniforme sobre a seção transversal, é:

$$L_{interna} = \frac{m}{8p} \quad (2.78)$$

A indutância total será:

$$L_{total} = L_{externa} + L_{interna}$$

d) Indutância à terra de uma LT trifásica com espaçamento equilátero

Para a seção transversal de uma LT com espaçamento equilátero, figura 2.10:

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{D}{D_s}\right) \quad (2.79)$$

Onde: D_s = raio médio geométrico (tabelado, conforme tipo de fio [9]).

e) Indutância à terra de uma LT trifásica com espaçamento assimétrico

Considerando a seção transversal de uma LT trifásica com espaçamento assimétrico, figura 2.11:

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln \left(\frac{D_{eq}}{D_s} \right) \quad (2.80)$$

Onde:

$$D_{eq} = \sqrt[3]{D_{12} D_{23} D_{31}} \quad (2.81)$$

2.2.4.3 Resistência (R) de uma LT

A resistência dos condutores é a principal causa da perda de energia das LT's. O termo resistência, exceto quando especificamente indicado, significa resistência efetiva.

$$R = \frac{P}{|I|^2} [\bullet] \quad (2.82)$$

A resistência efetiva de um condutor só será igual à resistência em corrente contínua se a distribuição de corrente no condutor for uniforme. A resistência em CC é dada por:

$$R = \frac{\rho l}{A} \quad (2.83)$$

onde ρ é a resistividade elétrica do material condutor, l é o comprimento do condutor e A é a área transversal do condutor.

A distribuição uniforme de corrente pela seção transversal de um condutor ocorre somente em corrente contínua. Uma corrente variável com o tempo provoca densidade de corrente desuniforme e, à medida que aumenta a frequência, acentua-se a desuniformidade da distribuição de corrente alternada. Este fenômeno é chamado de *Efeito Pelicular (Skin)*. Em um condutor circular, a densidade de corrente usualmente cresce do interior para a superfície. No entanto, em condutores de raio suficientemente grande pode ocorrer uma oscilação de densidade de corrente em relação à distância radial. O fluxo alternado no interior do condutor induz tensões que agem nos elementos de condução mais interiores, do que nos mais próximos à superfície. Pela Lei de Lenz, a tensão induzida opõe-se à variação de corrente que a produz e as tensões mais elevadas que agem nos elementos mais internos provocam aí uma densidade de corrente menor do que a que flui à superfície,

aumentando assim a resistência efetiva do condutor. Mesmo nas frequências normais dos sistemas de potência, o efeito pelicular é um fator significativo em grandes condutores.

2.2.4.4 Condutância (G) de uma LT

A condutância entre condutores ou entre condutor e terra leva em conta a corrente de fuga dos isoladores das LT ou na isolação dos cabos. No entanto, a condutância entre condutores de uma LT pode ser considerada nula, pois a fuga nos seus isoladores é desprezível. Outra razão para que se despreze a condutância reside no fato de não existir nenhum meio apropriado de considerá-la, por ser ela muito variável. A fuga pelos isolantes das LT, ou no caso deste trabalho, nos isolantes dos cabos, que é a principal fonte de condutância, varia apreciavelmente com as propriedades de condução dos materiais utilizados e também com as condições atmosféricas. O efeito corona, que resulta em fuga através dos condutores das LT, é também bastante variável com as condições atmosféricas. No entanto, o efeito da condutância é tão desprezível que pode ser ignorado [9].

$$I_G = GV \quad (2.84)$$

$$G = \frac{I_G}{V} \text{ [S]} \quad (2.85)$$

2.2.5 Efeitos da frequência e de não linearidades nos parâmetros das LT

Todos os parâmetros discutidos anteriormente (C, L, R, G), foram tratados como fatores constantes. Estes parâmetros não são constantes em todas as condições e por isso, algumas destas condições serão discutidas a seguir.

Efeitos indutivos não lineares são os mais comuns nos transformadores com núcleos de aço. **Nas LT's há poucas ocasiões onde os efeitos não lineares entram em jogo.** A saturação dos condutores, de fios de aço torcidos, ou a saturação do núcleo de aço, podem introduzir não linearidades na resistência e na reatância do condutor. Os **efeitos capacitivos não lineares predominam mais no efeito corona**, quando é rompida a rigidez dielétrica do ar ou do material isolante dos cabos.

Parâmetros dependentes da frequência são geralmente mais importantes nos problemas de LT [12], especialmente quando estão sendo analisados os efeitos em alta frequência. O *efeito pelicular (Skin)* é importante em muitas ocasiões e pode influenciar substancialmente a resistência do condutor. Este efeito, em geral, é de menor significado no cálculo de indutância, visto que a maior parte da indutância resulta do campo externo ao condutor. O efeito de superfície ocorre devido à influência indutiva entre os filamentos de corrente, dentro do condutor. A corrente tenderá a fluir em um caminho que minimiza a impedância total. Uma análise deste problema demonstra que, em altas frequências, a corrente será forçada para a parte mais externa do condutor. Essa concentração de corrente na superfície do condutor aumenta a resistência, comparada com o caso em corrente contínua, devido ao fato da corrente fluir através de uma seção transversal menor do condutor. Um fator relacionado é o *efeito de proximidade*. Este efeito é a distribuição irregular da corrente, no sentido radial, ao redor do condutor. Quando dois condutores estão próximos um do outro, ou em estreita vizinhança, há influência indutiva entre os filamentos das correntes dentro dos condutores e eles mesmos produzem uma circulação de corrente irregular. Isto aumenta a resistência dos condutores. Em geral, o efeito de proximidade não é importante, a não ser nas aplicações em cabos.

2.2.6 Métodos Numéricos

Os métodos de modelagem são definidos para estabelecer relações entre uma fonte, um determinado sistema e uma saída [6].



A dificuldade inicial está em relacionar de forma eficiente estes três estágios. O seguinte modelo matemático pode ser proposto:

$$\mathfrak{S}\{\Phi\} = a \quad (2.86)$$

onde: \mathfrak{S} - operador numérico

Φ - campo

a - fonte

Os métodos de modelagem podem ser divididos em dois grupos:

- 1) métodos no domínio do tempo; e
- 2) métodos no domínio da frequência.

As respostas da aplicação dos métodos serão:

- no domínio do tempo: $h(t)$; e
- no domínio da frequência: $H(j\omega)$.

Estas respostas são denominadas “par de transformadas de Fourier” [6].

Nos métodos diferenciais há a necessidade de discretizar o tempo e as dimensões em todo o espaço de estudo, ou seja, precisa-se de superfícies de contorno para evitar que a discretização estenda-se infinitamente. Caso não seja possível definir tais superfícies, precisam-se definir então condições de contorno. Nestes métodos são definidos “pedaços” ou “passos”, com tamanho suficientemente pequeno para dar eficiência ao método e suficientemente grande para não aumentar demasiadamente o tempo de cálculo. Ao mesmo tempo, esta discretização nos métodos diferenciais é uma qualidade, pois é possível obter-se resultados para cada ponto discreto, facilitando o estudo de não-homogeneidades, anisotropia, irregularidades diversas, etc.

Os métodos integrais podem trabalhar sem um contorno definido, porém apresentam equacionamento mais complexo.

2.3 Métodos Numéricos para Modelagem e Cálculo de Sobretensões nos Terminais dos Motores

O tratamento de qualquer fenômeno da natureza pode ser feito por meio de analogias. Para isto são criados modelos de representação e, por sua vez, métodos de modelagem [6]. O primeiro problema está na escolha do método que será usado em um novo fenômeno. A escolha de um método não perfeitamente apropriado pode restringir sua aplicação, diminuindo o ritmo de seu desenvolvimento e gerando mesmo o afastamento de novos pesquisadores em relação ao fenômeno em estudo [6].

Vários modelos de simulação têm sido sugeridos para os cabos de alimentação e motores, no sentido de avaliar o fenômeno dos pulsos de tensão nos terminais dos motores. Estes modelos têm sido avaliados utilizando-se vários pacotes computacionais, tais como PSpice, SIMULINK, SABER, EMTP e FEA (Análise por Elementos Finitos) [1]. Independentemente do pacote computacional utilizado, é crucial obter uma representação precisa em alta frequência do cabo de alimentação e do motor [1].

Com base na premissa do parágrafo anterior, é de fundamental importância para o modelo e, conseqüentemente, para análise do fenômeno de sobretensões nos terminais do motor, a representação física do cabo em parâmetros distribuídos e suas características, tais como: indutância (L_d) e capacitância (C_d) por unidade de comprimento, resistência elétrica (R), condutância elétrica (G), distorções, etc. No caso da modelagem do motor de corrente alternada (CA), tem sido uma prática comum utilizar o modelo tradicional de baixa frequência do motor de indução. Esta aproximação leva à imprecisões grosseiras e não é adequada para a análise das sobretensões [1]. Melhor representação do que o modelo em baixa frequência tradicional é utilizar circuitos RL e RC em paralelo [10]. O circuito RL modela transitórios em baixa frequência enquanto o circuito RC, modela o fenômeno em altas frequências. Esta aproximação não é, ainda, adequada para representar o motor na análise de sobretensões porque existem alguns transitórios de alta frequência que não são representados pelo modelo [1]. Alguns autores têm sugerido modelos [10] [11], em alta frequência, mais detalhados, porém não se encontra na literatura um modelo para o motor que seja definitivamente de consenso.

Com o objetivo de obter um maior controle do efeito dos parâmetros envolvidos no sistema, assim como para evitar a necessidade do uso de um software comercial, optou-se pelo método de modelagem numérica TLM (*Transmission Line Modeling*) para o desenvolvimento deste trabalho. Esta técnica utiliza analogias com linhas de transmissão para a resolução de problemas de eletromagnetismo em geral [6].

2.4 Princípio do Método TLM

O método chamado TLM – “*Transmission Line Modeling*” é também conhecido por *Transmission Line Matrix Method* [6]. É um método numérico diferencial que surgiu a partir do equacionamento das linhas de transmissão (LT), considerando o princípio de espaços discretos (diferenças finitas). Tem aplicações nos mais diversos casos, podendo ser utilizado em problemas que envolvem meios não homogêneos, meios não lineares e meios anisotrópicos, com propriedades dependentes do tempo e com geometrias variadas [6]. O método TLM foi desenvolvido por P.B. Johns e seus colaboradores no princípio dos anos 70 e tem seu desenvolvimento aprofundado a partir do final dos anos 80, quando o esforço computacional exigido pelo método pôde ser acompanhado pelo desenvolvimento dos computadores pessoais.

O método TLM é um método no domínio do tempo baseado em equações de circuitos elétricos. As equações básicas utilizadas são:

$$V(t) = RI(t) + L \frac{d}{dt} I(t) \quad (2.87)$$

$$I(t) = GV(t) + C \frac{d}{dt} V(t) \quad (2.88)$$

Estas equações derivam do modelo genérico de uma LT com perdas:

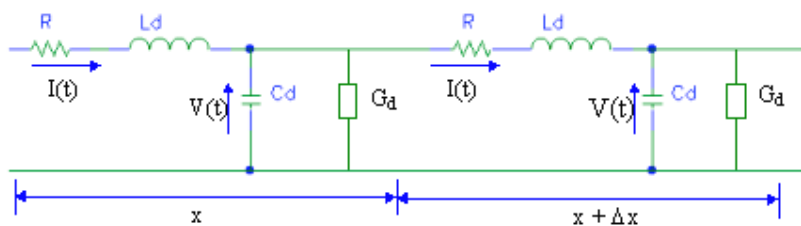


Figura 2.15 – Modelo genérico de uma LT com perdas

O método TLM é apropriado para o estudo das ondas milimétricas e microondas e neste caso, o que interessa é a propagação, reflexão e transmissão da onda. O

desenvolvimento do TLM parte do princípio de *Huygens*, e faz a implementação deste princípio através de elementos discretos (não contínuos) [6].

2.5 TLM em uma dimensão

2.5.1 Princípio de Huygens

Christian Huygens (1629-1695) propôs um modelo de irradiação para a luz. Este modelo estabelece que cada ponto de uma frente de onda pode ser considerado como fonte de uma onda esférica secundária [6]. Diversos pontos de uma frente de onda vão gerar diversas ondas esféricas, que combinadas, formam uma nova frente de onda. Sendo a frente de onda esférica, sua propagação continuará esférica. Por outro lado, se for um plano infinito, a onda continuará como uma onda plana e diversos irradiadores estarão dispostos em pontos regulares (formando uma rede) [6]. O princípio de Huygens pode ser ilustrado na figura 2.16.

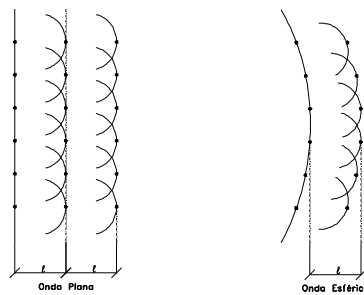


Figura 2.16 – LT longa retilínea sobre a terra

Os pontos estão distanciados entre si de uma distância Δl e em cada ponto há uma fonte irradiadora. A superposição destas irradiações, no sentido da propagação, dá o envoltório resultante de uma nova frente de onda. No caso da onda esférica, quando a distância do centro de irradiação da onda é suficientemente grande, os pontos se aproximam da forma de uma malha quadrada caracterizando uma onda plana. A propagação se dará na velocidade de:

$$v = \frac{\Delta l}{\Delta t} \quad (2.89)$$

onde Δt é o intervalo de tempo em que a frente de onda da luz propaga-se de um ponto para o ponto seguinte, na distância Δl . Pelo princípio de *Huygens* a distância Δl é infinitesimal e o modelo é, então, contínuo. Este princípio é uma teoria escalar, mas aplicável a grandezas vetoriais como campos elétricos e magnéticos. A idéia de *Huygens*, onde um conjunto de fontes irradiadoras determina outro conjunto de fontes logo adiante, passo a passo, deu o fundamento para desenvolver o método da modelagem TLM [6].

2.5.1.1 Aplicação do princípio de Huygens

Considera-se um impulso unitário incidente em um encontro de várias linhas formando um nó e a irradiação ocorrida de acordo com o princípio de *Huygens*, figura 2.17. As linhas possuem as mesmas características, ou seja, a mesma impedância.

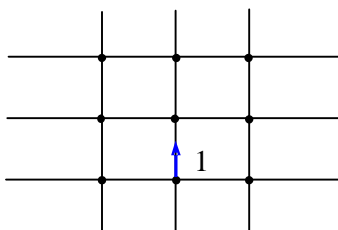


Figura 2.17 – Incidência de um pulso de tensão unitário

O coeficiente de reflexão é dado pela equação (2.1), sendo a impedância do nó vista pela onda (pulso unitário) incidente igual a $1/3$ de Z_0 . Então, o coeficiente de reflexão será:

$$\Gamma = \frac{\frac{Z_0}{3} - Z_0}{\frac{Z_0}{3} + Z_0} = -\frac{1}{2} \quad (2.90)$$

O coeficiente de transmissão é:

$$T = 1 + \Gamma = \frac{1}{2} \quad (2.91)$$

Considerando os coeficientes de reflexão e transmissão, tem-se:

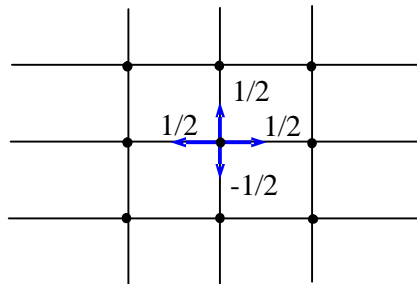


Figura 2.18 – Reflexões a partir da incidência de um pulso de tensão unitário

A conservação de energia para onda incidente no nó pode ser verificada a partir das seguintes equações [6]:

$$W_r = W_i \Gamma^2 \quad (2.92)$$

$$W_t = W_i (1 - \Gamma^2) \quad (2.93)$$

$$W_i = W_r + W_t \quad (2.94)$$

Onde:

W_i = energia da onda incidente;

W_r = energia da onda refletida; e

W_t = energia da onda transmitida.

Sendo $\Gamma = -\frac{1}{2}$, então: $W_r = \frac{1}{4} W_i$ e $W_t = \frac{3}{4} W_i$

Portanto, comprova-se a conservação de energia através da equação (2.95).

$$W_i = \frac{1}{4} W_i + \frac{3}{4} W_i = W_i \quad (2.95)$$

Pode-se comprovar a conservação de carga incidente em relação às cargas refletidas e transmitidas, da seguinte forma [6]:

$$q^i = I^i \Delta t \quad (2.96)$$

$$q^r = I^r \Delta t \quad (2.97)$$

$$q^t = I^t \Delta t \quad (2.98)$$

Onde:

q^i = carga incidente;

q^r = carga refletida; e

q^t = carga transmitida.

Sendo $I = \frac{V}{Z_0}$ e a onda incidente um pulso de tensão unitário ($V=1$), então:

$$q^i = \frac{1}{Z_0} \Delta t \quad q^r = \left(\frac{-1}{2} \right) \frac{\Delta t}{Z_0} \quad q^t = 3 \left(\frac{1}{2} \right) \frac{\Delta t}{Z_0}$$

Como $q^i = q^r + q^t$, então:

$$q^i = \frac{(-0,5)\Delta t}{Z_0} + \frac{1,5\Delta t}{Z_0} = \frac{1}{Z_0} \Delta t = q^i \quad (2.99)$$

A seguir, será apresentada a incidência de um impulso unitário em um nó qualquer de uma malha de linhas e a primeira e segunda iteração das incidências e reflexões na propagação deste impulso [6].

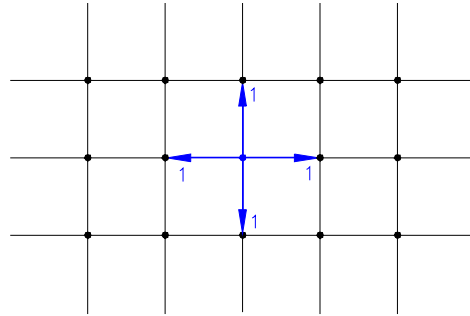


Figura 2.19 – Impulso de tensão unitário no meio da malha de linhas

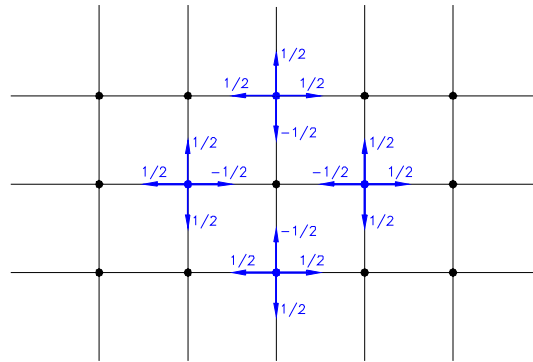


Figura 2.20 – Primeira iteração para incidências e reflexões na propagação do impulso

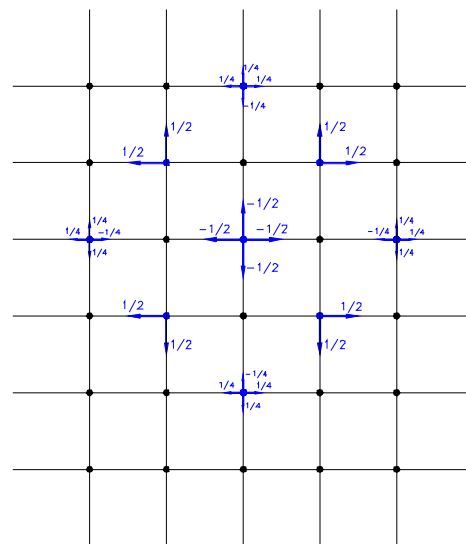


Figura 2.21 – Segunda iteração para incidências e reflexões na propagação do impulso

Ao contrário do princípio de Huygens, onde as distâncias são infinitesimais, a dimensão $\bullet l$ será uma fração do comprimento da onda (aproximadamente $0,1\bullet$). Esta discretização será necessária para possibilitar o cálculo computacional. Com a teoria do princípio de Huygens será possível propor uma modelagem para a propagação de ondas, tendo como base os conhecimentos de circuitos elétricos e LT.

2.5.2 Modelagem da LT

É possível conhecer em cada ponto de uma linha, em qualquer tempo, mesmo em pontos diferentes da fonte ou da carga, os níveis de tensão e corrente. Para isto, divide-se a linha em trechos iguais, conforme a figura 2.22. O encontro entre um trecho e outro é chamado de “nó” [6].

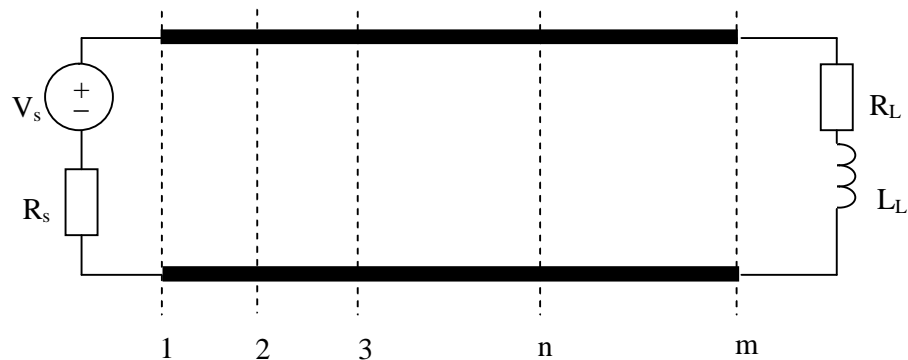


Figura 2.22 - Linha de transmissão dividida em nós

A onda é propagada entre um nó e o seguinte com um intervalo de tempo $\bullet t$. A partir daí é novamente propagada para o nó mais adiante, seguindo o princípio de *Huygens*. Cada trecho tem então o comportamento de uma linha independente, que é interligada às linhas adjacentes. O nó é visto como o encontro de duas linhas e a conexão entre elas é feita de acordo com a incidência e a reflexão das ondas.

Na figura 2.23 é apresentado o nó n como o encontro de dois trechos de comprimento $\bullet x$, sendo que neste nó há tensões incidentes pelo lado esquerdo e pelo lado direito (VE^i e VD^i), bem como tensões refletidas para a esquerda e para a direita (VE^r e

VD^r), para um determinado tempo definido k , onde k é o número de iterações e $k \cdot t$ é o tempo transcorrido [6].

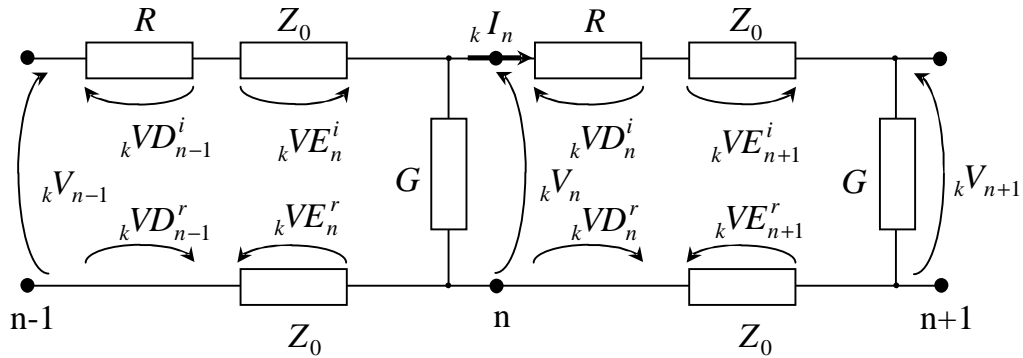


Figura 2.23 – Tensões incidentes e refletidas sobre o nó n

Como apresentado na seção 2.2.3, pode-se aplicar o equivalente de *Thèvenin* para cada lado do nó “ n ”. O resultado é mostrado na figura 2.24. Deve-se perceber que a resistência e a condutância fazem parte do nó. No equivalente para o nó “ n ” mostrado na figura 2.23, a condutância foi colocada à esquerda e a resistência à direita do nó. O mesmo desenvolvimento poderia ser feito alternando suas posições.

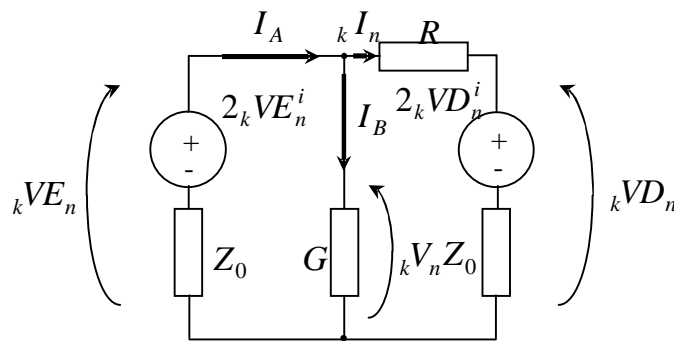


Figura 2.24 – Equivalente de Thèvenin para o nó n de uma linha com perdas

Com base no equivalente da linha apresentado na figura 2.24, podem ser desenvolvidas as seguintes equações para o nó “ n ”.

$${}_k V_n = {}_k V E_n \tag{2.100}$$

$${}_kVD_n = 2{}_kVD_n^i + {}_kI_n Z_0 \quad (2.101)$$

$${}_kI_n = \frac{{}_kV_n - 2{}_kVD_n^i}{R + Z_0} \quad (2.102)$$

Como: ${}_kI_n + I_B - I_A = 0$, então:

$$\frac{{}_kV_n}{Z_0} + G {}_kV_n + \frac{{}_kV_n}{R + Z_0} = \frac{2{}_kVE_n^i}{Z_0} + \frac{2{}_kVD_n^i}{R + Z_0} \quad (2.103)$$

Com isso, tem-se:

$${}_kV_n = \frac{\frac{2{}_kVE_n^i}{Z_0} + \frac{2{}_kVD_n^i}{R + Z_0}}{\frac{1}{Z_0} + \frac{1}{R + Z_0} + G} \quad (2.104)$$

A relação entre as tensões incidentes e refletidas pode ser obtida através da soma de suas parcelas, que é o que determina a tensão total à esquerda e à direita.

$${}_kVE_n = {}_kVE_n^i + {}_kVE_n^r \quad (2.105)$$

$${}_kVD_n = {}_kVD_n^i + {}_kVD_n^r \quad (2.106)$$

E, isolando as respectivas tensões refletidas, obtém-se:

$${}_kVE_n^r = {}_kVE_n - {}_kVE_n^i \quad (2.107)$$

$${}_kVD_n^r = {}_kVD_n - {}_kVD_n^i \quad (2.108)$$

Assim define-se, para o momento seguinte, $k+1$, as seguintes relações [6]:

$${}_{k+1}VE_n^i = {}_kVD_{n-1}^r \quad (2.109)$$

$${}_{k+1}VD_n^i = {}_kVE_{n+1}^r \quad (2.110)$$

A resolução do problema da linha mostrada na figura 2.22 necessita, também, do equacionamento relativo à fonte de tensão e à carga

2.5.3 Modelagem da Fonte

A fonte é conectada ao primeiro nó da linha. Este nó tem em seu lado direito o equivalente relativo à linha, e em seu lado esquerdo a fonte com sua resistência interna. Na figura 2.25 é apresentado o equivalente de Thèvenin.

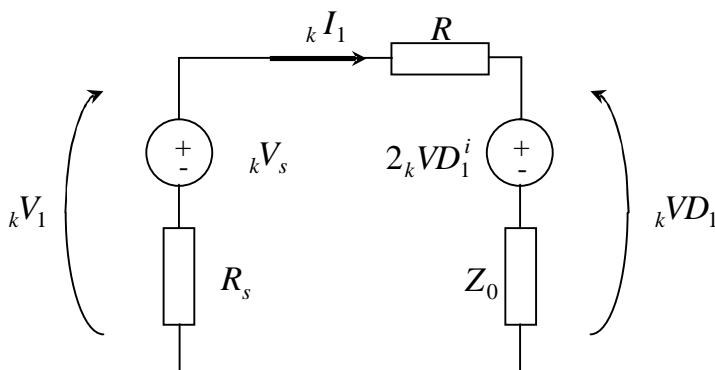


Figura 2.25 – Equivalente Thèvenin para o primeiro nó, junto à fonte

A tensão e corrente do nó, bem como tensões refletidas e incidentes e conexão com o momento seguinte k+1, são:

$${}_kV_1 = \frac{\frac{V_s}{R_s} + \frac{2{}_kVD_1^i}{R + Z_0}}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R + Z_0}} \quad (2.111)$$

$${}_kI_1 = \frac{{}_kV_1 - 2{}_kVD_1^i}{R + Z_0} \quad (2.112)$$

$${}_kVD_1 = 2{}_kVD_1^i + I_1 Z_0 \quad (2.113)$$

$${}_{k+1}VD_1^i = {}_kVE_2^r \quad (2.114)$$

2.5.4 Modelagem da Carga

O mesmo procedimento apresentado anteriormente para a fonte pode ser apresentado para a carga. No entanto, um tratamento especial deve ser dado à indutância presente na carga [6]. As indutâncias e capacitâncias presentes na linha devem, também, ser modeladas para que possam participar do equacionamento do método. A modelagem destes elementos pode ser feita de duas maneiras: através do seu modelo “stub” ou através do seu equivalente tipo “link”. Tanto o modelo “stub” quanto o equivalente “link” podem ser verificados, detalhadamente, na referência [6].

O equivalente de Thévenin para o último nó é apresentado na figura 2.26.

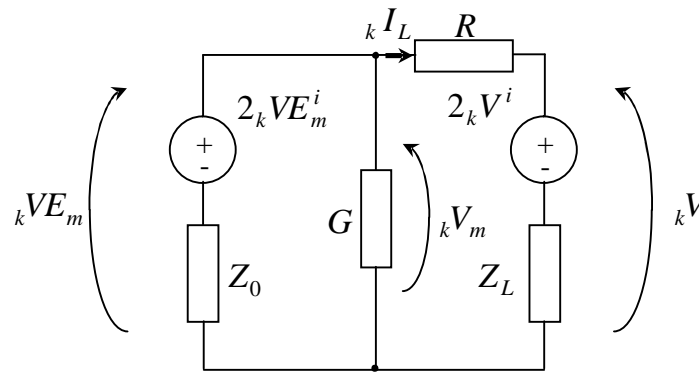


Figura 2.26 – Equivalente de Thévenin do último nó, junto à carga

As expressões para tensão e corrente do nó m (último nó), bem como tensões refletidas e incidentes e conexão com o momento seguinte $k+1$, são:

$${}_k V_m = \frac{\frac{2 {}_k V E_m^i}{Z_0} + \frac{2 {}_k V^i}{R_L + Z_L}}{\frac{1}{Z_0} + \frac{1}{R_L + Z_L} + G} \quad (2.115)$$

onde V^i é a tensão incidente vinda da indutância da carga.

$${}_k I_L = \frac{{}_k V_m - 2 {}_k V^i}{R_L + Z_L} \quad (2.116)$$

$${}_k V E_m^r = {}_k V E_m - {}_k V E_m^i \quad (2.117)$$

A conexão com o momento seguinte é dada por:

$${}_{k+1} V E_m^i = {}_k V D_{m-1}^r \quad (2.118)$$

As tensões que atuam diretamente sobre a indutância da carga, são:

$${}_k V = 2 {}_k V^i + {}_k I_L Z_L \quad (2.119)$$

A conexão com o momento seguinte é dada por:

$${}_{k+1} V^i = - {}_k V^r \quad (2.120)$$

O sinal negativo junto à tensão refletida mostra o curto-circuito existente na extremidade do modelo de “stub” que representa a indutância da carga.

A partir das equações desenvolvidas para a linha da figura 2.22, é possível obter um modelo genérico para qualquer dimensão de linha a dois condutores, com quaisquer fontes ou cargas, estabelecendo um algoritmo para implementação computacional [6].

CAPÍTULO 3 - DESENVOLVIMENTO PRÁTICO DO ESTUDO

O procedimento matemático, utilizando o método TLM, desenvolvido neste trabalho, para análise e previsão dos pulsos de tensão nos terminais dos motores de indução alimentados por inversores de frequência terá a sua validação embasada em dados experimentais de um sistema composto por três elementos principais: o inversor de frequência (fonte), o cabo de ligação (linha de transmissão) e o motor de indução (carga). Devido às diversas variações nos tipos de inversor, cabo e motor que ocorrem na prática em aplicações com velocidade variável, serão definidos um único inversor de frequência, um determinado tipo de cabo e um motor de indução de uma potência específica, de forma a limitar a abrangência do estudo.

3.1 Definição do sistema Inversor + Cabo + Motor

3.1.1 Inversor de Frequência (fonte de alimentação)

Foi escolhido para o estudo um inversor de frequência WEG com sua especificação eletromecânica compatível com a corrente e potência do motor a ser analisado. As dimensões definidas para o inversor assim como para os outros elementos do sistema, foram determinadas de forma a facilitar o manuseio e que estivessem de acordo com as limitações físicas do laboratório onde foram realizados os ensaios. A seguir, apresenta-se as principais características do inversor de frequência (PWM):

- a) especificação: CFW09-0016-3848 –PS;
- b) marca: WEG;
- c) corrente: 16A;
- d) tensão de alimentação: 380V a 480V;
- e) frequência de chaveamento: 1,25kHz; 2,5kHz; 5kHz e 10kHz;
- f) máxima frequência de operação: 204Hz;
- e) controle: escalar e vetorial.

3.1.2 Motor de Indução (carga)

As experiências laboratoriais, a literatura sobre este assunto e, principalmente, a norma NEMA [12] mostram que o mecanismo de geração de pulsos de tensão nos terminais dos motores é o mesmo, independentemente da potência dos motores. A norma NEMA [12] especifica como limite máximo de pico de tensão nos terminais dos motores 3,1 vezes o valor da tensão nominal aplicada ao motor. No entanto, este valor não está relacionado com a potência do motor, mas apenas com a tensão.

Com base nos argumentos do parágrafo anterior, definiu-se para este estudo um motor de potência adequada às condições físicas de operação no laboratório. O estudo realizado com este motor poderá ser extrapolado para outras potências de motores. A seguir, serão apresentadas as principais características do motor de indução a ser estudado:

- a) motor WEG da linha *standard*;
- b) potência: 7,5 CV;
- c) tensão: 220 / 380 / 440V;
- d) corrente: 20 / 11,6 / 10A;
- e) ligações: $\Delta\Delta$ / YY / Δ ;
- f) frequência: 60 Hz;
- g) rotação: 1740 rpm;
- h) carcaça: 112M;
- i) rendimento: 88% (carga nominal);
- j) fator de Potência: 0,82;
- k) classe de isolamento: B (\bullet $T_{\max} = 80^{\circ}\text{C}$).

3.1.3 Cabo de ligação (linha de transmissão)

Existem no mercado diversas configurações de cabos para conectar o inversor ao motor. No entanto, nas normas atuais que abordam aplicações de motores alimentados por inversores de frequências, não são encontradas referências que orientem que tipo de cabo deva ser utilizado. Como neste trabalho tem-se o propósito de modelar o sistema e sendo o cabo um elemento de fundamental importância para o cálculo dos pulsos de tensão nos terminais do motor, optou-se, após consulta na bibliografia e discussão com técnicos

experientes em instalações de inversores e motores, por uma configuração de cabo mais usual.

No capítulo 2 observa-se que os parâmetros elétricos distribuídos do cabo/linha de transmissão são fundamentais para o cálculo do coeficiente de reflexão de tensão em seus terminais. Observa-se, também que, dependendo da geometria do cabo e de seus materiais, há a possibilidade do cálculo dos parâmetros de forma analítica ou a sua determinação através de medições.

Utilizou-se neste estudo um cabo blindado com quatro condutores, sendo que 3 condutores constituem as fases e 1 condutor o fio terra. Este tipo de cabo é comumente utilizado para conectar o inversor (fonte) ao motor (carga). Detalhes do cabo podem ser observados na figura 3.1.



Figura 3.1 – Detalhes do cabo utilizado no estudo

Para uma análise mais detalhada do cabo, realizou-se uma avaliação dimensional através de microscópio óptico. Para isso, o cabo foi cortado, embutido em resina e polido. Detalhes da amostra de cabo analisada podem ser observados na figura 3.2.

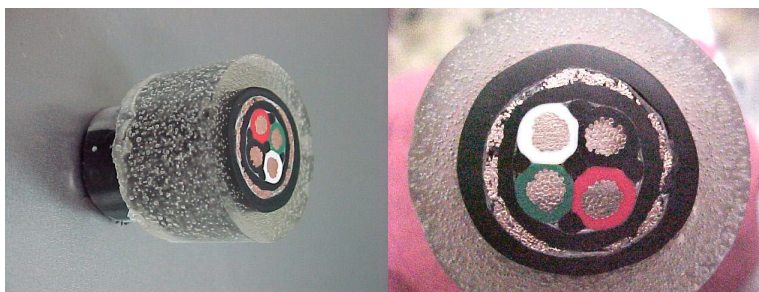


Figura 3.2 – Parte do cabo embutida em resina para análise dimensional

Com a análise dimensional, realizada no laboratório de metalografia da WEG, obteve-se os seguintes valores:

Tabela 3.1 – Valores dimensionais médios dos materiais que compõem o cabo

Material	Diâmetro externo [mm]	Diâmetro interno [mm]	Espessura [mm]
Camada externa de isolante do cabo	18,40	15,50	1,38
Camada intermediária de isolante após a blindagem metálica	13,12	10,41	1,35
Camada de isolante do fio branco	4,81	3,12	0,73
Camada de isolante do fio verde	4,32	3,32	0,49
Camada de isolante do fio vermelho	4,95	3,75	0,92
Camada de isolante do fio preto	4,82	3,10	1,05
Camada de blindagem metálica	-	-	1,15
Fios de borracha inseridos entre os condutores	2,79	-	-

OBS: Os valores são médios, devido às imperfeições geométricas dos materiais.

Tabela 3.2 – Distâncias entre os centros de cada condutor

Condutores	Distância [mm]
Preto e Branco	4,23
Preto e Vermelho	4,23
Branco e Vermelho	6,11
Verde e Branco	4,48
Verde e Vermelho	4,04
Verde e Preto	5,81

Os condutores e a blindagem metálica são de cobre. Cada condutor (fase) é composto por um conjunto de fios de cobre. Não foi realizada a análise química para determinação dos materiais isolantes dos condutores. No interior do cabo, entre os condutores, existem fios de borracha que preenchem os espaços vazios e servem como distanciadores. O cabo, também, possui no seu interior filmes finos de poliéster que são utilizados para isolar a blindagem metálica da camada externa de isolante e entre o conjunto de condutores e a camada intermediária de isolante. Não foi possível identificar os materiais que compõem as camadas isolantes, externa e intermediária, pois não possuía-se a especificação do fabricante.

3.2 Determinação dos Parâmetros Distribuídos do Cabo

Conforme apresentado na seção 2.2.4, dependendo da geometria do cabo e dos materiais que o compõem, é possível calcular analiticamente os parâmetros distribuídos. No entanto, na situação prática, especificamente para o cabo definido neste estudo e para o tipo de aplicação que envolve inversores de frequência e motores, o cálculo analítico não é o mais adequado. Alguns autores têm sugerido a utilização dos parâmetros calculados de forma analítica, porém, esta aproximação apresenta valores de parâmetros muito diferentes dos valores reais, principalmente, quando a tensão que alimenta o cabo tem componentes de alta frequência. O erro no cálculo analítico está na não inclusão da dependência dos parâmetros com a frequência [1]. Além do fator frequência, existe a dificuldade no cálculo analítico da capacitância e da indutância, pois a disposição dos condutores dentro do cabo é assimétrica (ver tabela 3.2). Outro aspecto negativo para a solução analítica é o não conhecimento dos tipos de materiais isolantes que compõem o cabo. Isto acarreta erros na determinação da permissividade elétrica dos materiais isolantes e, conseqüentemente, na determinação dos parâmetros.

Com base no exposto no parágrafo anterior e, também, em resultados de experiências apresentadas na referência [1], optou-se neste trabalho pela determinação dos parâmetros do cabo através de análises experimentais. Será medida a resposta em frequência dos parâmetros do cabo.

O estágio inversor de um conversor estático de frequência pode ser observado na figura 3.3. Este inversor é trifásico e composto por 6 transistores IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) que funcionam como chaves.

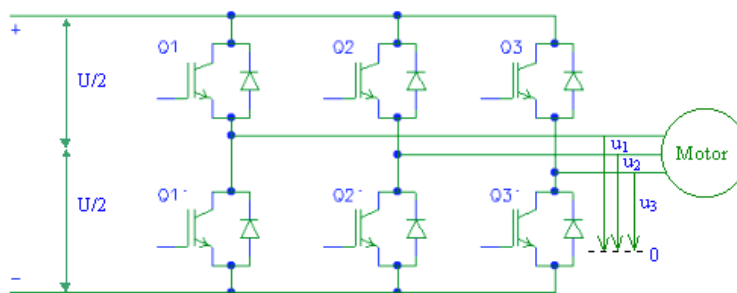


Figura 3.3 - Diagrama do estágio inversor de um conversor de tensão trifásico

Na figura 3.3 as chaves estão representadas por Q1, Q1', Q2, Q2', Q3, Q3'. O conversor de frequência WEG modelo CFW-09 utilizado neste trabalho possui modulação vetorial (*Space Vector Modulation*). Esta modulação baseia-se na representação do sistema trifásico de tensão de saída em um vetor de tensão (\vec{V}). Para atingir tais tensões nos seus terminais, o conversor possui 6 configurações possíveis das chaves [13]. Os pares de chaves por fase são complementares, ou seja, quando uma chave está fechada a outra obrigatoriamente deverá estar aberta para que a fonte não seja colocada em curto-circuito (por exemplo, Q1 fechada, então, Q1' aberta). Com base na figura 3.3, as 6 configurações de chaveamento possíveis para o inversor são obtidas e podem ser observadas na tabela 3.3.

Tabela 3.3 – Tensão de saída para as 6 configurações de chaveamento do inversor

Tensão na saída do inversor	Chave <i>ON</i> = 1			Chave <i>OFF</i> = 0		
	Q1	Q2	Q3	Q1'	Q2'	Q3'
\vec{V}_1	1	0	1	0	1	0
\vec{V}_2	1	0	0	0	1	1
\vec{V}_3	1	1	0	0	0	1
\vec{V}_4	0	1	0	1	0	1
\vec{V}_5	0	1	1	1	0	0
\vec{V}_6	0	0	1	1	1	0

Zero de tensão (\vec{V}_0) nos terminais do inversor é obtido por duas condições de chaveamento que não estão apresentadas na tabela 3.3. São elas: Q1, Q2 e Q3 fechadas ou Q1', Q2' e Q3' fechadas. No entanto, a condição de tensão zero não é relevante para o estudo apresentado neste trabalho. A seguir serão apresentados detalhes das 6 configurações possíveis de chaveamento dos *IGBTs* e também os circuitos de medição montados para a obtenção da resposta em frequência dos parâmetros do cabo. Os 3 condutores (fases) do cabo estão identificados pelas cores.

a) Configuração 1:

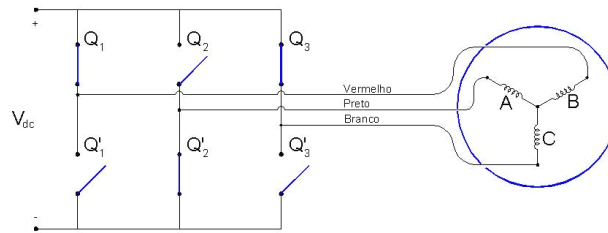


Figura 3.4 – Chaveamento dos *IGBTs* para tensão $\overset{I}{V}_1$ na saída do inversor

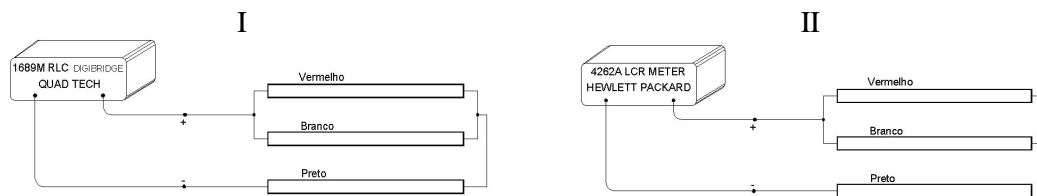


Figura 3.5 – Medição dos parâmetros do cabo na condição de chaveamento $\overset{I}{V}_1$
I – Curto circuito , II – Circuito aberto

b) Configuração 2:

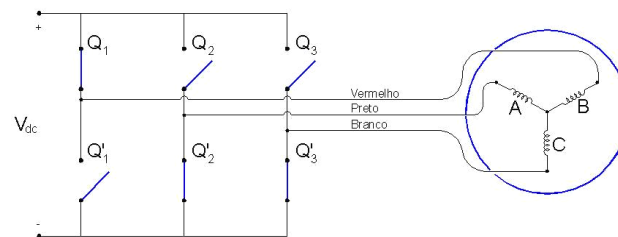


Figura 3.6 – Chaveamento dos *IGBTs* para tensão $\overset{I}{V}_2$ na saída do inversor

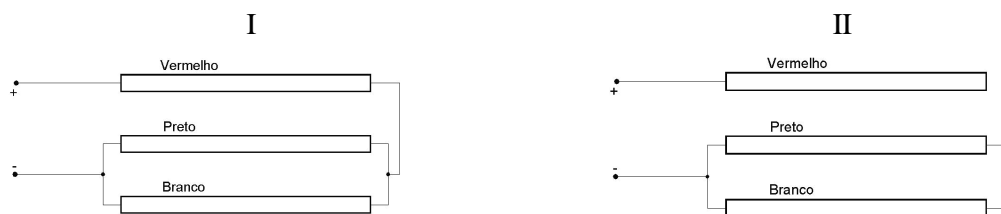


Figura 3.7 – Conexões para medição dos parâmetros do cabo no chaveamento $\overset{I}{V}_2$
I – Curto circuito , II – Circuito aberto

c) Configuração 3:

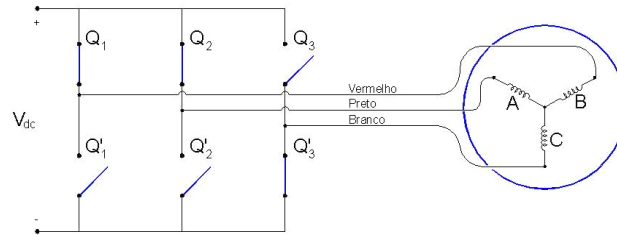


Figura 3.8 – Chaveamento dos IGBTs para tensão $\overset{I}{V}_3$ na saída do inversor

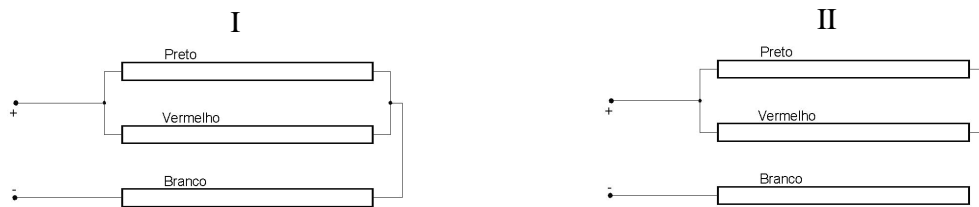


Figura 3.9 – Conexões para medição dos parâmetros do cabo no chaveamento $\overset{I}{V}_3$
I – Curto circuito , II – Circuito aberto

d) Configuração 4:

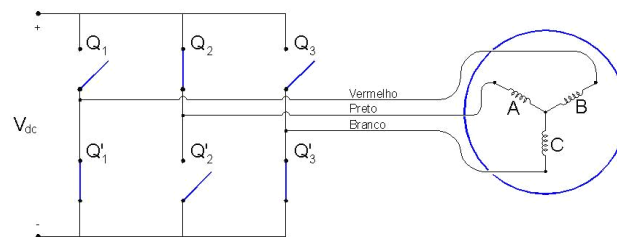


Figura 3.10 – Chaveamento dos IGBTs para tensão $\overset{I}{V}_4$ na saída do inversor

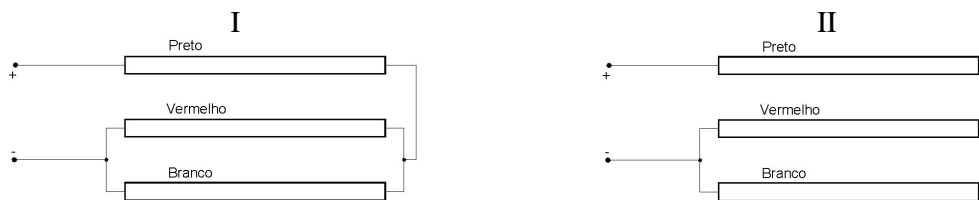


Figura 3.11 – Conexões para medição dos parâmetros do cabo no chaveamento $\overset{I}{V}_4$
I – Curto circuito , II – Circuito aberto

e) Configuração 5:

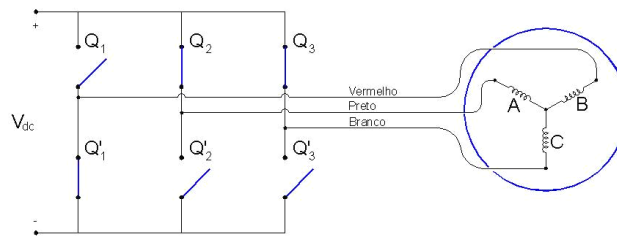


Figura 3.12 – Chaveamento dos IGBTs para tensão $\overset{I}{V}_5$ na saída do inversor

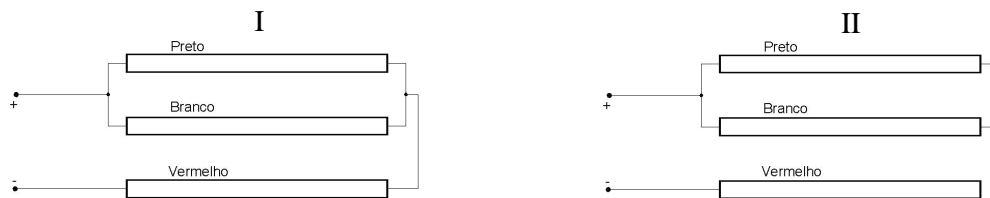


Figura 3.13 – Conexões para medição dos parâmetros do cabo no chaveamento $\overset{I}{V}_5$
I – Curto circuito , II – Circuito aberto

f) Configuração 6:

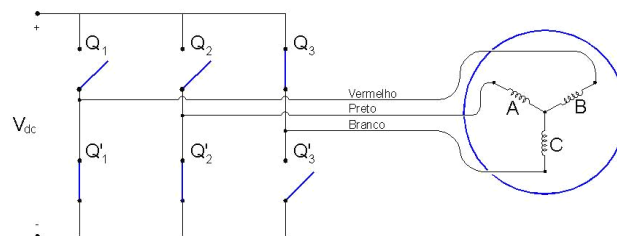


Figura 3.14 – Chaveamento dos IGBTs para tensão $\overset{I}{V}_6$ na saída do inversor

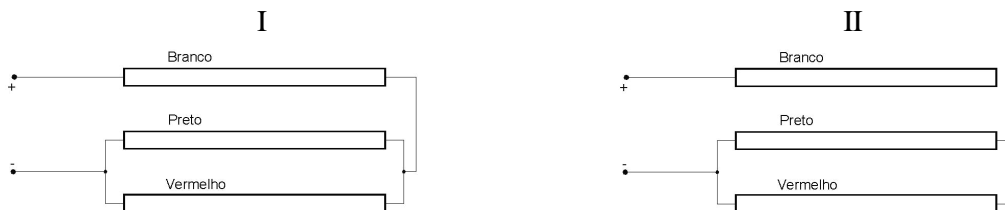


Figura 3.15 – Conexões para medição dos parâmetros do cabo no chaveamento $\overset{I}{V}_6$
I – Curto circuito , II – Circuito aberto

Analisando-se as 6 configurações possíveis de chaveamento do inversor, observa-se que a conexão entre inversor e motor apresenta sempre duas fases em paralelo e a outra como retorno. Por exemplo, na figura 3.8 os condutores preto (P) e vermelho (V) do cabo, ou seja, as fases A e B do motor estão no potencial elevado (+) e o condutor branco (B) do cabo (fase C do motor) está no potencial baixo (-). Baseado nessas observações foram executadas medidas para a determinação dos parâmetros do cabo.

Para a determinação dos parâmetros distribuídos, cortou-se um segmento com 1 metro do cabo e mediu-se a indutância em série (L_d), a resistência em série (R_d), a capacitância em paralelo (C_d) e a resistência em paralelo (R_G) ou condutância ($G_d = 1/R_G$). O circuito montado para a medição pode ser observado na figura 3.16.

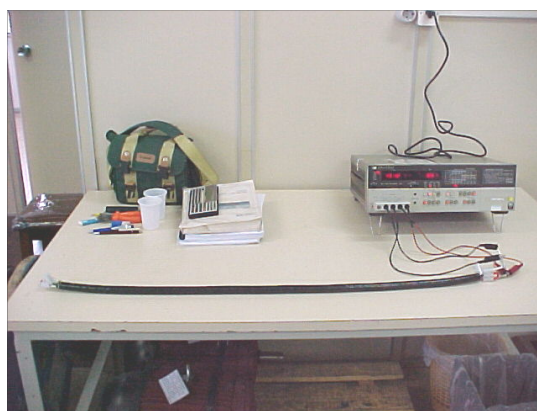


Figura 3.16 – Medição dos parâmetros do cabo

As medidas foram realizadas conectando-se os condutores (preto, branco e vermelho) do cabo, conforme apresentado nas figuras 3.4 até 3.15. Os parâmetros em série do modelo do cabo/LT (ver figura 2.3) são determinados pelo teste em curto-circuito (figura 3.5-I) e os parâmetros em paralelo pelo teste em circuito aberto (figura 3.5-II). Estes dois ensaios são detalhados nas referências [11] e [14]. O procedimento de medição, conforme apresentado na figura 3.5, foi repetido para todas as 6 configurações de chaveamento do inversor. Analisando-se as distintas configurações de chaveamento das figuras 3.4 até 3.15, observa-se que há a necessidade de medição dos parâmetros do cabo em apenas 3 configurações, pois as outras 3 são iguais. A ligação das fases/condutores do cabo para as figuras 3.4 e 3.10 é igual, assim como, para as configurações das figuras 3.6 e 3.12, e 3.8 e 3.14.

Utilizou-se para a medição dos parâmetros duas pontes RLC: uma ponte da *QuadTech* modelo 1689M e uma ponte da *Hewlett Packard* modelo 4262A. As medidas dos parâmetros foram realizadas nas frequências de 60Hz até 100kHz. A ponte *QuadTech* foi utilizada para o ensaio em curto-circuito e a ponte *Hewlett Packard* para o ensaio em circuito aberto. Este procedimento foi necessário devido às limitações de faixa de medições de cada ponte. Os resultados dos ensaios estão apresentados nas tabelas e gráficos a seguir.

A impedância característica do cabo é calculada com base nos resultados dos ensaios de curto-circuito e circuito aberto [11], conforme equação (3.1).

$$Z_0 = (Z_{0cc} Z_{0ca})^{1/2} = \sqrt{\frac{R_d + j\omega L_d}{G_d + j\omega C_d}} \quad (3.1)$$

As impedâncias do cabo de curto-circuito (parâmetros em série do cabo) e circuito aberto (parâmetros em paralelo do cabo) são calculadas, respectivamente, pelas equações 3.2 e 3.3.

$$Z_{0cc} = R_d + j(2\pi f)L_d \quad (3.2)$$

$$Z_{0ca} = \frac{R_G}{1 + j(2\pi f)R_G C_d} \quad (3.3)$$

Tabela 3.4 – Parâmetros medidos para 1m de cabo. Configurações 1 e 4

PARÂMETROS DO CABO								
(Configurações de Chaveamento 1 e 4)								
Freq. [Hz]	Valores Medidos (pontes RLC)				Valores Calculados			
	Ensaio de Curto-circuito		Ensaio de Circuito Aberto		Ensaio de Curto-circuito		Ensaio de Circuito Aberto	
	R _d [mΩ]	L _d [μH]	R _G [MΩ]	C _d [pF]	Módulo Z _{0cc} [mΩ]	Ângulo de Fase Z _{0cc} [Graus]	Módulo Z _{0ca} [MΩ]	Ângulo de Fase Z _{0ca} [Graus]
60	10,95	0,24	-	-	10,95	0,47	11,6900	-86,74
120	10,88	0,47	-	206,0	10,89	1,87	6,0000	-86,74
1,25 k	11,15	0,52	17,2*	195,0*	11,87	20,12	0,6298	-86,66
2,50 k	11,35	0,50	-	-	13,80	34,68	0,3233	-86,57
5 k	12,00	0,47	-	-	19,03	50,90	0,1660	-86,40
10 k	13,35	0,46	1,32	178,4	31,84	65,21	0,08522	-86,05
50 k	23,25	0,42	-	-	134,0	80,01	0,01812	-83,25
100 k	37,57	0,40	-	-	254,1	81,50	0,00930	-79,75

* Valores medidos na frequência de 1kHz com a ponte RLC da *Hewlett Packard*.

Tabela 3.5 – Parâmetros medidos para 1m de cabo. Configurações 2 e 5

PARÂMETROS DO CABO								
(Configurações de Chaveamento 2 e 5)								
Freq. [Hz]	Valores Medidos (pontes RLC)				Valores Calculados			
	Ensaio de Curto-circuito		Ensaio de Circuito Aberto		Ensaio de Curto-circuito		Ensaio de Circuito Aberto	
	R _d [mΩ]	L _d [μH]	R _G [MΩ]	C _d [pF]	Módulo Z _{0cc} [mΩ]	Ângulo de Fase Z _{0cc} [Graus]	Módulo Z _{0ca} [MΩ]	Ângulo de Fase Z _{0ca} [Graus]
60	10,97	0,22	-	-	10,97	0,43	13,63	-86,74
120	10,90	0,49	-	178,0	10,91	1,94	6,994	-86,74
1,25 k	11,07	0,53	17,5*	167,3*	11,83	20,61	0,7338	-86,66
2,50 k	11,31	0,51	-	-	13,86	35,31	0,3767	-86,57
5 k	11,79	0,50	-	-	19,64	53,11	0,1933	-86,40
10 k	12,81	0,49	1,53	153,2	33,35	67,41	0,09924	-86,05
50 k	27,49	0,46	-	-	147,10	79,23	0,02110	-83,25
100 k	51,75	0,43	-	-	275,09	79,16	0,01083	-79,75

* Valores medidos na frequência de 1kHz com a ponte RLC da *Hewlett Packard*.

Tabela 3.6 – Parâmetros medidos para 1m de cabo. Configurações 3 e 6

PARÂMETROS DO CABO (Configurações de Chaveamento 3 e 6)								
Freq. [Hz]	Valores Medidos (pontes RLC)				Valores Calculados			
	Ensaio de Curto-circuito		Ensaio de Circuito Aberto		Ensaio de Curto-circuito		Ensaio de Circuito Aberto	
	R_d [m Ω]	L_d [μ H]	R_G [M Ω]	C_d [pF]	Módulo Z_{0cc} [m Ω]	Ângulo de Fase Z_{0cc} [Graus]	Módulo Z_{0ca} [M Ω]	Ângulo de Fase Z_{0ca} [Graus]
60	9,91	0,26	-	-	9,91	0,57	15,560	-86,74
120	9,80	0,53	-	166,0	9,81	2,34	7,985	-86,74
1,25 k	9,93	0,60	17,0*	161,3*	10,99	25,39	0,8375	-86,66
2,50 k	10,25	0,60	-	-	13,92	42,60	0,4298	-86,57
5 k	10,29	0,58	-	-	20,93	60,55	0,2206	-86,40
10 k	11,46	0,58	1,57	147,8	38,20	72,54	0,1132	-86,05
50 k	26,31	0,54	-	-	171,67	81,18	0,02406	-83,25
100 k	52,23	0,51	-	-	324,67	80,74	0,01235	-79,75

* Valores medidos na frequência de 1kHz com a ponte RLC da *Hewlett Packard*.

As figuras 3.17 e 3.18 apresentam, respectivamente, a resposta em frequência do módulo e do ângulo de fase da impedância de curto circuito do cabo.

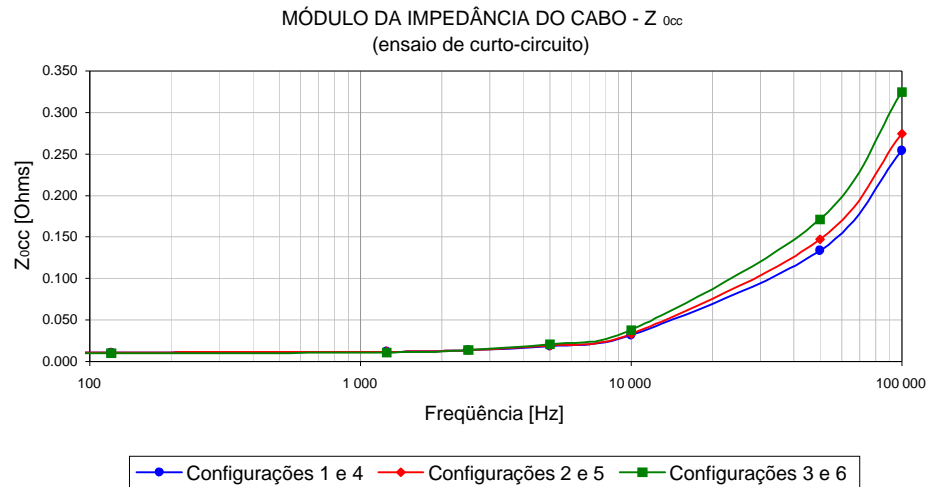


Figura 3.17 – Módulo da impedância do cabo no ensaio de curto circuito

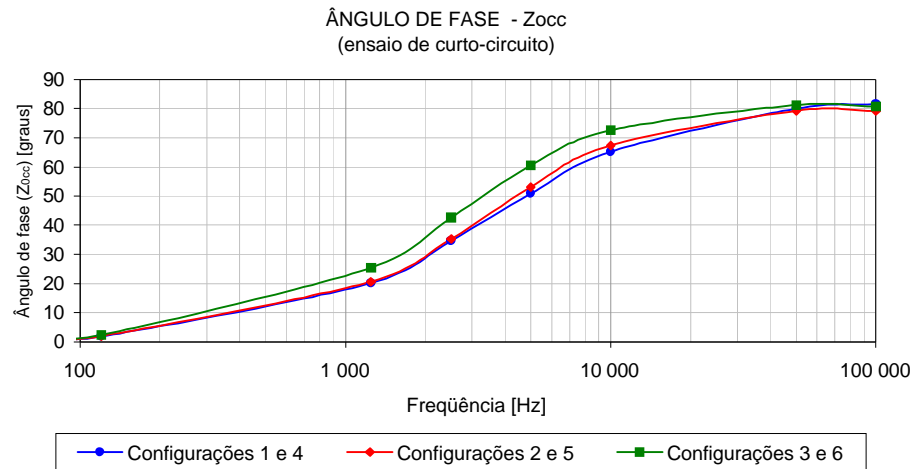


Figura 3.18 – Ângulo de fase da impedância do cabo no ensaio de curto circuito

Como pode ser observado nas tabelas 3.4 a 3.6, os parâmetros medidos no ensaio de circuito aberto foram determinados para apenas 3 pontos de frequência. No entanto, foi calculada a impedância de circuito aberto do cabo (Z_{0ca}) para todos os pontos de frequência mostrados nas tabelas. De fato, foram estimados os valores de R_G e C_d , para os outros pontos de frequência que não foram possíveis de serem medidos. Esta estimativa foi realizada através da curva de tendência da impedância do cabo em circuito aberto, conforme mostrado na figura 3.19. Esta curva foi determinada com os 3 pontos medidos e com base em uma curva similar apresentada na referência [11].

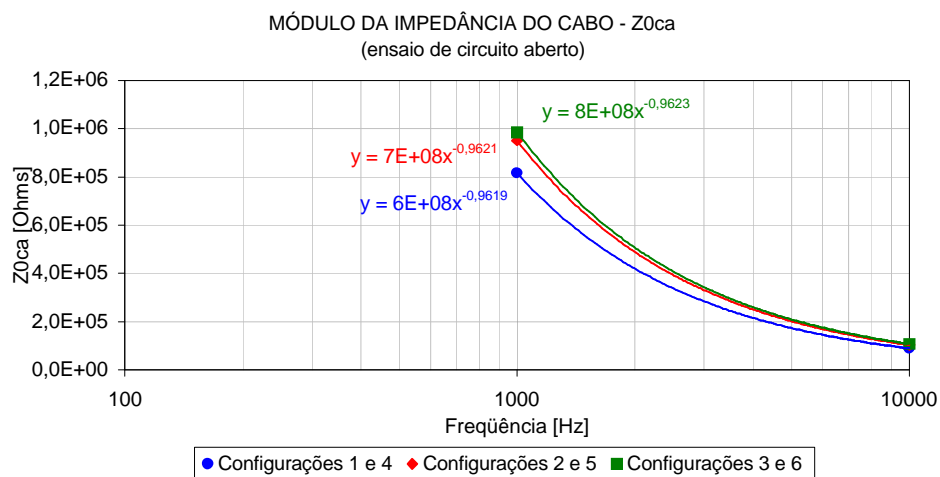


Figura 3.19 – Módulo da impedância do cabo no ensaio de circuito aberto

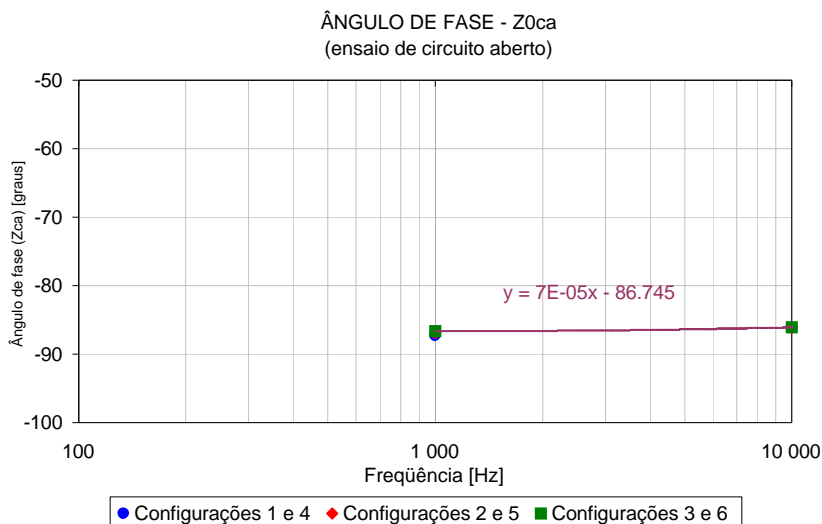


Figura 3.20 – Ângulo de fase da impedância do cabo no ensaio de circuito aberto

As medidas realizadas e os cálculos executados resultam na resposta em freqüência da impedância característica do cabo (Z_0). Estes resultados são mostrados na tabela 3.7 e nas figuras 3.21 e 3.22.

Tabela 3.7 – Resposta em freqüência da impedância característica do cabo (Z_0)

IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA DO CABO (Z_0)						
Freqüência [Hz]	Configurações de Chaveamento 1 e 4		Configurações de Chaveamento 2 e 5		Configurações de Chaveamento 3 e 6	
	Módulo de Z_0 [Ohms]	Ângulo de fase de Z_0 [Graus]	Módulo de Z_0 [Ohms]	Ângulo de fase de Z_0 [Graus]	Módulo de Z_0 [Ohms]	Ângulo de fase de Z_0 [Graus]
60	357,76	-43,13	386,62	-43,15	392,68	-43,09
120	255,58	-42,44	276,18	-42,40	279,86	-42,20
1,25 k	86,48	-33,27	93,16	-33,02	95,94	-30,64
2,50 k	66,81	-25,94	72,25	-25,63	77,36	-21,99
5 k	56,20	-17,75	61,62	-16,64	67,94	-12,92
10 k	52,09	-10,42	57,53	-9,32	65,76	-6,75
50 k	49,27	-1,62	55,71	-2,01	64,27	-1,03
100 k	48,62	0,88	54,58	-0,29	63,32	0,50

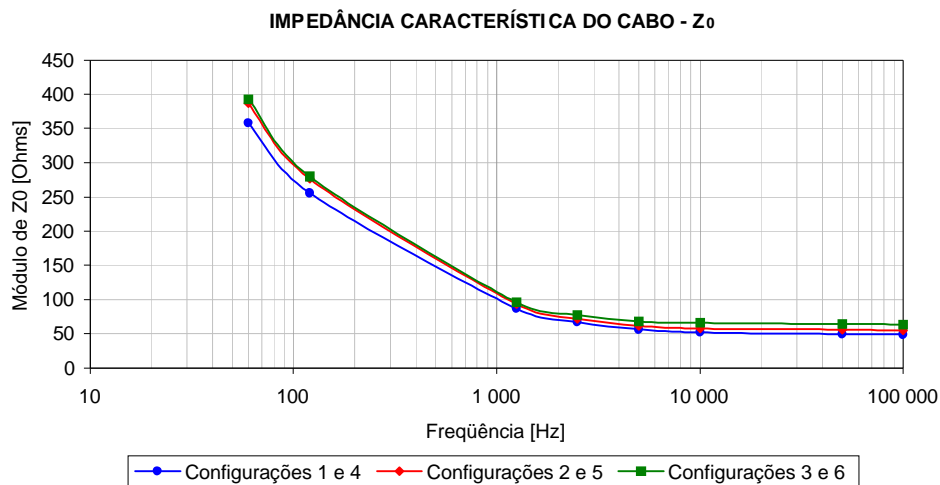


Figura 3.21 – Resposta em frequência da impedância característica do cabo - módulo de Z_0

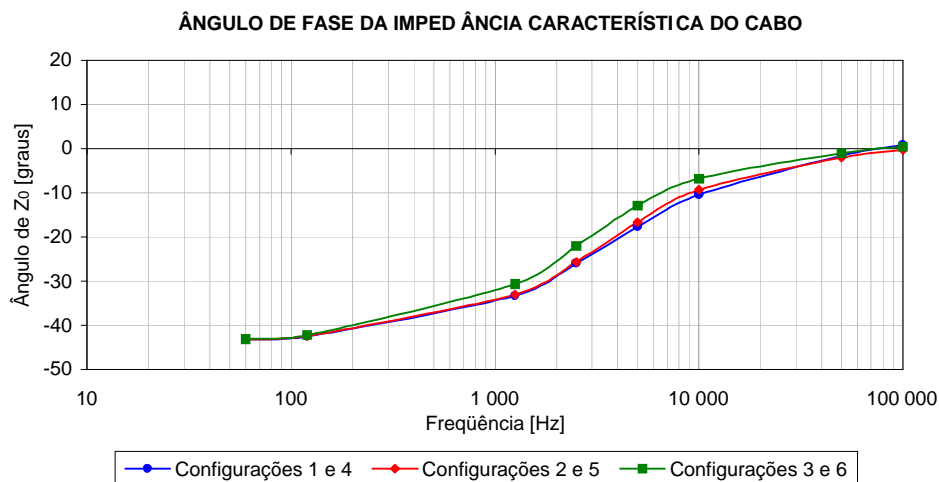


Figura 3.22 – Resposta em frequência da impedância característica do cabo - ângulo de Z_0

3.3 Determinação dos Parâmetros do Motor

Um outro fator essencial para a análise precisa da sobretensão nos terminais do motor é a representação em alta frequência da impedância de entrada do motor, a qual deve ser válida para toda a faixa de frequência do pulso de tensão [1]. No caso do cálculo da sobretensão ou dos pulsos de tensão sobre os terminais do motor, não é necessário verificar como a tensão distribui-se sobre o enrolamento do motor. O importante é saber o valor da impedância de entrada do motor e como ela varia em função da frequência. [1]. Para tanto,

é suficiente utilizar um modelo com parâmetros concentrados do motor. Um modelo baseado em parâmetros concentrados do motor para altas frequências, proposto na referência [14], pode ser observado na figura 3.23.

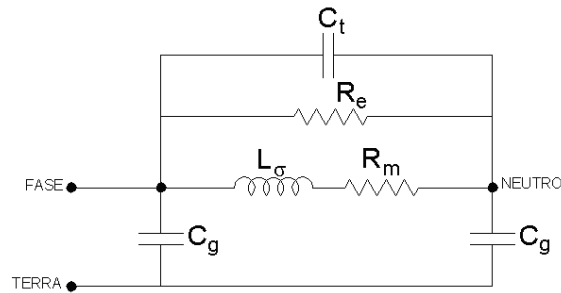


Figura 3.23 – Modelo do motor para altas frequências

Onde:

R_m - soma das resistências do estator e do rotor por fase;

L_σ - indutância de dispersão do motor por fase;

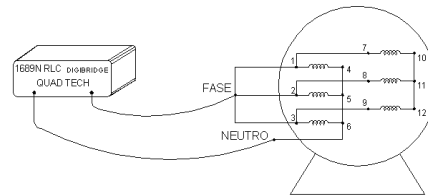
C_t - capacitância entre as espiras do enrolamento;

C_g - capacitância do enrolamento para terra; e

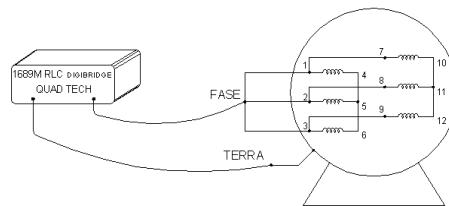
R_e - Resistência representativa das correntes parasitas no núcleo e na carcaça do motor.

No modelo da figura 3.23, os elementos que descrevem os fenômenos de baixa frequência e alta frequência estão representados.

A resistência R e a indutância de dispersão L_σ são os parâmetros usuais em 50/60Hz, obtidos através do ensaio de rotor bloqueado. Os demais parâmetros do modelo, são obtidos através da análise da resposta em frequência da impedância do motor vista da fase para neutro e da fase para terra. Para medição da resposta em frequência, o motor foi conectado conforme as figuras 3.24 e 3.25. A figura 3.26 apresenta o circuito montado para a medição dos parâmetros do motor.



Figuras 3.24 – Circuito de medição para determinação da impedância de entrada do motor entre fase- neutro



Figuras 3.25 – Circuito de medição para determinação da impedância de entrada do motor entre fase- terra

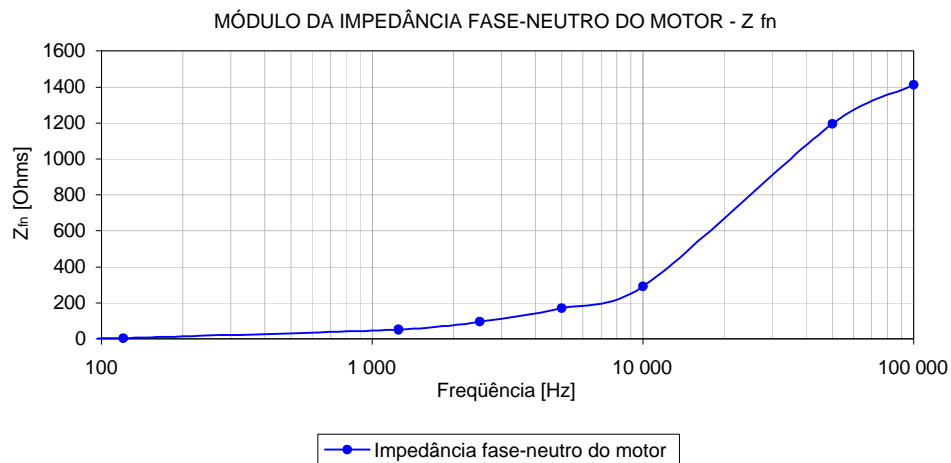


Figura 3.26 – Medição dos parâmetros do motor

A seguir, na tabela 3.8 e nas figuras 3.27 a 3.30, são apresentados os resultados das respostas em frequência da impedância do motor para a medição fase-neutro e fase-terra.

Tabela 3.8 – Resposta em frequência da impedância de entrada do motor 7,5CV

Frequência [kHz]	Impedância fase – neutro (Z_{fn})		Impedância fase – terra (Z_{ft})	
	Módulo Z_{fn} [Ohms]	Ângulo de Z_{fn} [Graus]	Módulo Z_{ft} [Ohms]	Ângulo de Z_{ft} [Graus]
60	2,94	74,41	-	-
120	5,62	79,29	$265,1 \times 10^3$	89,77
1,25 k	50,98	80,65	-	-
2,50 k	95,28	77,37	$12,81 \times 10^3$	89,70
5 k	170,1	72,41	$6,41 \times 10^3$	89,61
10 k	291,5	66,57	$3,19 \times 10^3$	89,36
50 k	1194,9	42,35	552,8	81,10
100 k	1412,8	7,72	333,7	40,69

Figura 3.27 – Resposta em frequência da impedância fase-neutro do motor. Módulo de Z_{fn}

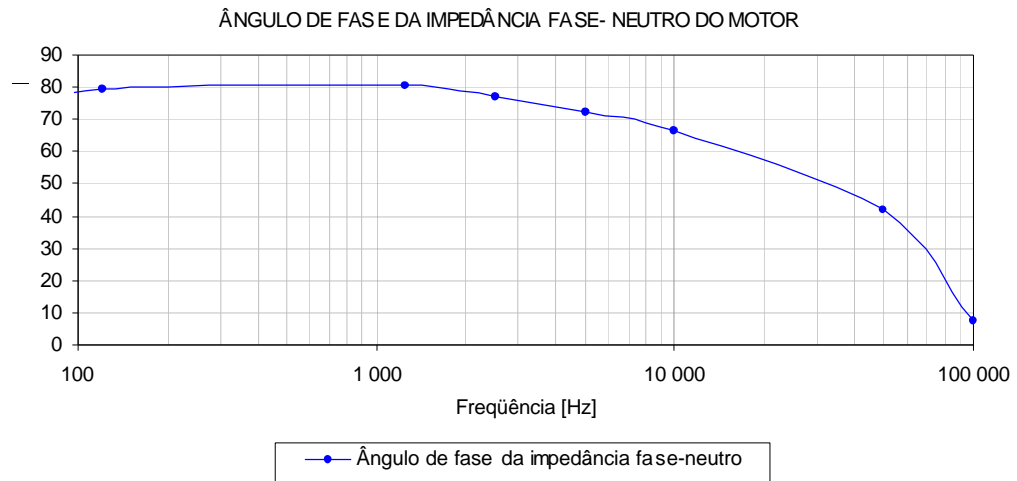


Figura 3.28 – Ângulo de fase da impedância fase-neutro do motor

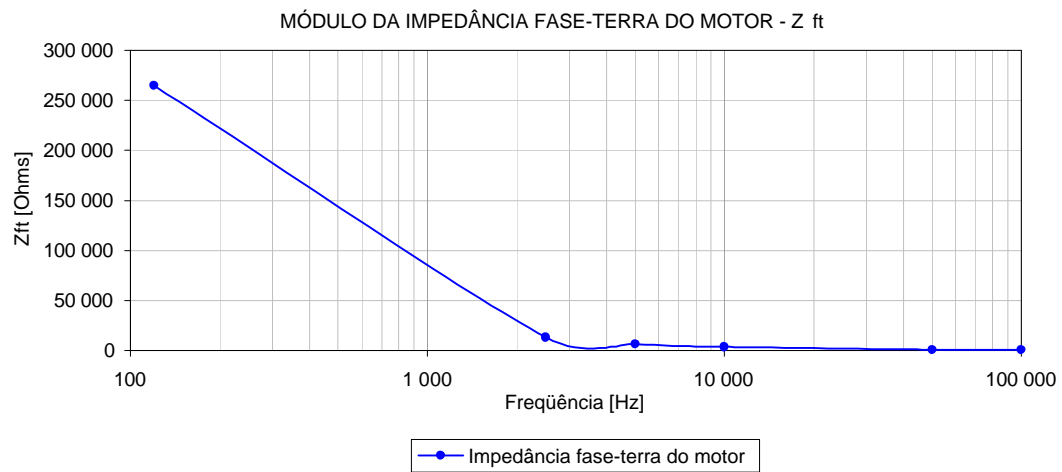


Figura 3.29 – Resposta em frequência da impedância fase-terra do motor. Módulo de Z_{ft}

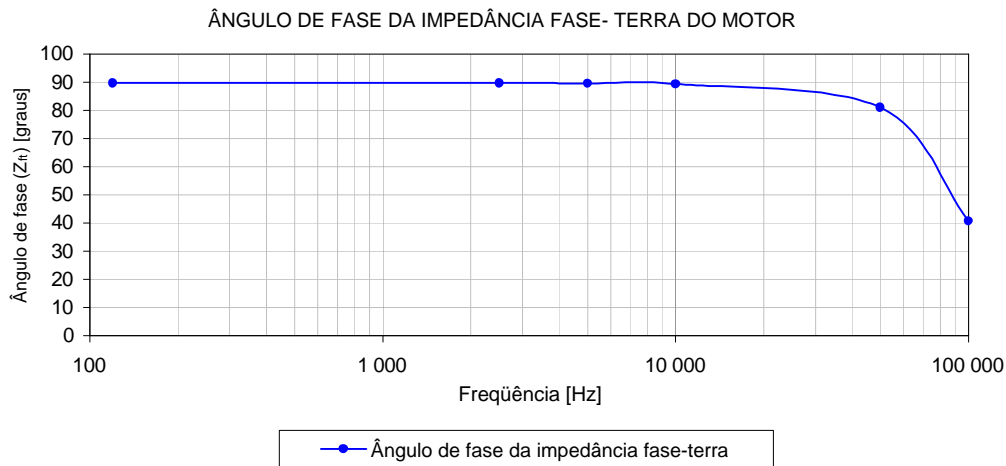


Figura 3.30 – Ângulo de fase da impedância fase-terra do motor

A capacitância C_g pode ser calculada a partir da resposta em frequência da impedância de entrada do motor de fase para terra. Em baixa frequência (120Hz), a impedância de entrada é praticamente o paralelo das reatâncias capacitivas X_{C_g} . Portanto, a capacitância para terra do enrolamento pode ser calculada pela equação (3.4). O fator 1/3 deve-se à conexão física dos enrolamentos do motor, ou seja, a medição foi realizada entre o ponto curto-circuitado 1,2,3 e a terra. Nesta condição estão consideradas as três fases e como deseja-se obter a capacitância por fase, então é necessário multiplicar por 1/3. Para a tensão de 380V, o motor está ligado em YY. O fator 1/2 aparece na equação (3.4) para considerar a contribuição de apenas uma capacitância C_g , visto que existem duas reatâncias capacitivas em paralelo.

$$C_g \approx \frac{1}{2} \frac{1}{3} \frac{1}{(2\pi f_{120})(Z_{ft})_{120}} \quad (3.4)$$

Portanto, para o motor considerado neste estudo (7,5CV / 380V), o valor de C_g é de 833,8 pF. Na referência 1 são apresentados valores de C_g para várias potências de motores, inclusive para um motor de 7,5CV / 230V, cujo $C_g = 700$ pF. Isto demonstra que a ordem de grandeza do valor calculado para o motor em estudo está coerente.

Para a análise em altas frequências a resistência R será desprezada no modelo, já que a sua contribuição é muito pequena frente à reatância de dispersão. O parâmetro R é a soma da resistência estatórica (R_1) e rotórica (R_2).

Conforme os valores de C_g e C_t obtidos para várias potências de motores na referência 16, conclui-se que $C_g \gg C_t$. Portanto, o parâmetro C_t também será desprezado no modelo. No entanto, conforme referência [1], $C_t \approx \frac{C_g}{10}$.

Com base na referência [14], $R_e \approx 3Z_{fn}$, onde Z_{fn} deve ser calculado para a frequência natural de ressonância entre pólos e zeros do sistema. Esta frequência é dada pela equação (3.5). O valor de L_σ é 9,333 mH. Este dado, assim como, todos os parâmetros do circuito equivalente foram obtidos do cálculo do motor executado na empresa WEG.

$$f_{pz} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2}{L_\sigma C_g}} \quad (3.5)$$

No caso do motor em estudo, $f_{pz} = 80,68$ kHz. Com base na tabela 3.8, o valor interpolado do módulo de Z_{fn} é de 1,32 k Ω para a frequência de f_{pz} . Com isso, $R_e \approx 3,96$ k Ω .

Experiências apresentadas na referência [14] permitiram que fosse equacionado, de forma estimada, o comportamento dos parâmetros C_g e L_σ em função da potência dos motores, para altas frequências. Nas equações (3.6) e (3.7) o valor de C_g está expresso em nF, L_σ em mH e P_m é a potência do motor em kW.

$$C_g = 0,009 + 0,53 \ln(P_m) \quad (3.6)$$

$$\ln(L_\sigma) = 2,36 - 0,1P_m \quad (3.7)$$

Os parâmetros do motor em baixas e em altas frequência podem ser observados na tabela 3.9:

Tabela 3.9 – Parâmetros do motor em estudo

PARÂMETROS DO MOTOR			
7,5CV – 220/380/440V – 20/11,6/10A – 1740 rpm – Eff.88% FL – Cos ϕ 0,82 - Classe de Isol B – Carcaça 112M			
Parâmetros baixa frequência		Parâmetros alta frequência	
R ₁	0,8771 Ω	C _g	833,8 pF
X ₁	1,9015 Ω	C _t	83,38 pF
R ₂	0,6226 Ω	R	1,50 Ω
X ₂	1,6168 Ω	R _e	3,96 k Ω
R _F	797,16 Ω	L σ	9,333 mH
X _M	35,710 Ω	-	-

CAPÍTULO 4 - RESULTADOS

4.1 Experiências práticas realizadas com o sistema inversor + cabo + motor

O objetivo deste capítulo é mostrar, de fato, o fenômeno que se deseja analisar e modelar. Para isto, foram realizadas experiências com o inversor, cabo e motor especificados no capítulo 3. Foram montadas configurações com 1m, 30m e 100m de cabo. Para cada configuração, a frequência de chaveamento no inversor foi fixada nos valores de: 1,25kHz; 2,5kHz; 5kHz e 10kHz. Todos os ensaios foram realizados com o motor a vazio e na frequência de operação de 60Hz. Para o propósito deste trabalho, a avaliação dos pulsos de tensão na frequência nominal de operação do motor, neste caso 60Hz, representa a situação onde são observados os maiores pulsos de sobretensão. Pois, para frequências abaixo da nominal, a tensão diminui proporcionalmente com a frequência e, portanto, diminui os efeitos de sobretensão sobre o motor. Para frequências acima da 60Hz, a tensão mantém-se constante, conforme pode ser observado na figura 4.1.

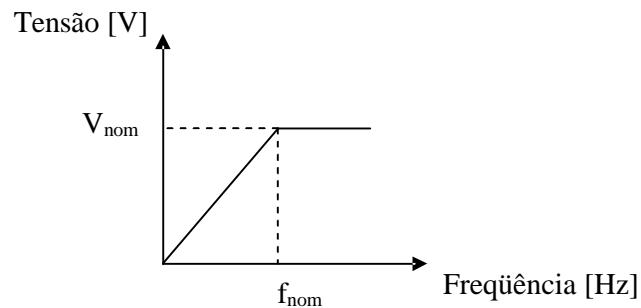


Figura 4.1 - Tensão em função da frequência para inversores de frequência PWM

As medições de tensão foram executadas nos terminais do inversor e nos terminais do motor no mesmo instante de tempo e entre as mesmas fases, conforme figura 4.2. O instrumento utilizado para as medições foi um osciloscópio marca *Tektronix* modelo THS-720P de 100MHz.

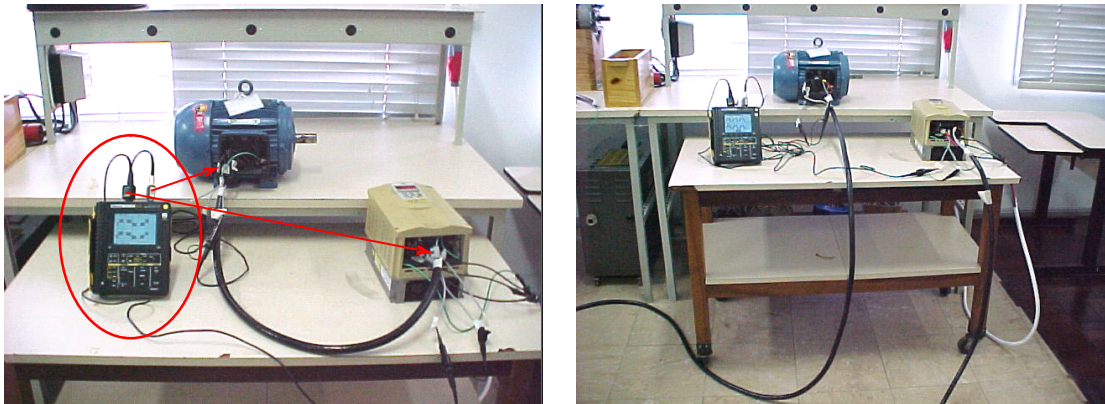


Figura 4.2 – Medição de tensão nos terminais do inversor e do motor no mesmo instante de tempo - medida realizada para 1m, 30m e 100m de cabo

As figuras 4.3 a 4.14, a seguir, apresentam os resultados obtidos com as medições realizadas para 1m, 30m e 100m de cabo. Para exemplificar e facilitar o entendimento dos resultados, serão discutidas as curvas da figura 4.3 para a condição de 1m de cabo e 1,25 kHz de frequência de chaveamento. As demais figuras (4.4 a 4.14) seguem o mesmo raciocínio.

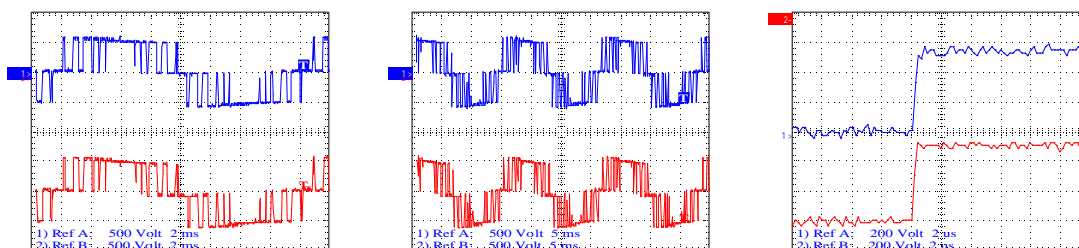


Figura 4.3 – Tensão nos terminais do inversor (curva sup.) e nos terminais do motor (curva inf.) – 1m de cabo – frequência de chaveamento 1,25kHz

Todas as figuras apresentam três conjuntos de curvas e cada conjunto apresenta uma curva superior (curva sup.) e uma curva inferior (curva inf.). A curva superior, é a medida da tensão na saída do inversor e a curva inferior, é a medida da tensão nos terminais do motor. As principais diferenças entre os três conjuntos de curvas são as escalas de tensão por divisão e as escalas de tempo por divisão. Detalhes das escalas podem ser observados no canto inferior esquerdo de cada conjunto de curvas.

No primeiro conjunto de curvas da figura 4.3, à esquerda da página, é apresentado um ciclo completo da onda de tensão. O objetivo de apresentar um único ciclo de onda, é mostrar com mais clareza a diferença na largura e na densidade dos pulsos quando é variada a frequência de chaveamento.

O conjunto de curvas que encontra-se no centro da figura 4.3 apresenta três ciclos de onda. Neste caso, o objetivo é mostrar os pulsos de tensão que ultrapassam 100% dos valores do barramento CC (ver figura 2.2) e a quantidade destes pulsos em mais de um ciclo de onda.

No conjunto de curvas da figura 4.3, à direita da página, apresenta-se um único pulso do ciclo de tensão. Aqui, o objetivo é mostrar a comparação entre o pulso de tensão na saída do inversor e a sobretensão nos terminais do motor. Especificamente para a figura 4.3, onde o comprimento do cabo entre inversor e motor é de apenas 1m, não percebe-se acréscimo (“overshoot”) no pulso de tensão. Por outro lado, para 30m e 100m de cabo (figuras 4.7 a 4.14) fica clara a sobretensão nos terminais do motor.

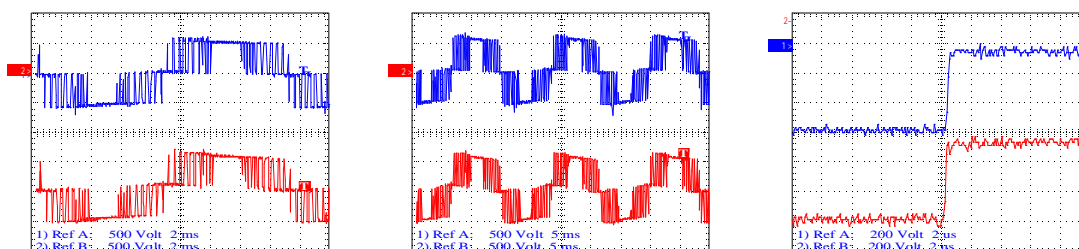


Figura 4.4 – Tensão nos terminais do inversor (curva sup.) e nos terminais do motor (curva inf.) – **1m de cabo – frequência de chaveamento 2,5kHz**

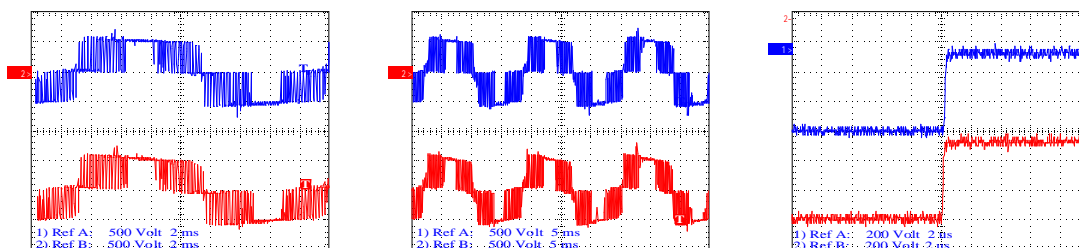


Figura 4.5 – Tensão nos terminais do inversor (curva sup.) e nos terminais do motor (curva inf.) – **1m de cabo – frequência de chaveamento 5kHz**

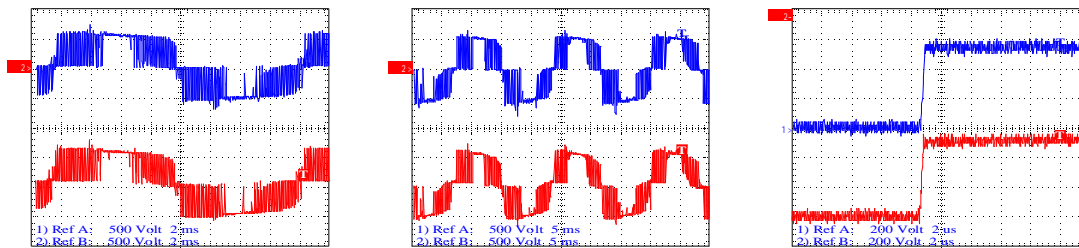


Figura 4.6 – Tensão nos terminais do inversor (curva sup.) e nos terminais do motor (curva inf.) – 1m de cabo – frequência de chaveamento 10kHz

MEDIÇÕES COM 30m DE CABO

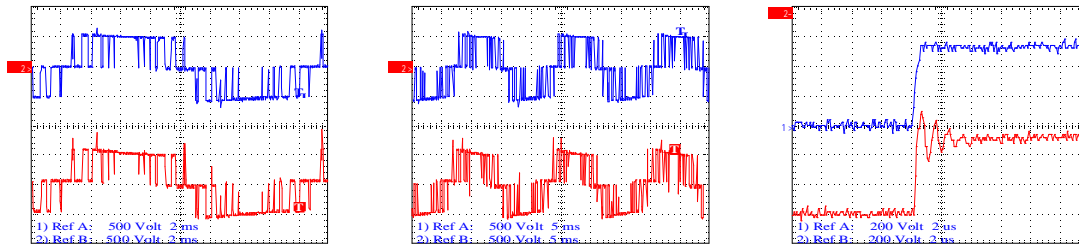


Figura 4.7 – Tensão nos terminais do inversor (curva sup.) e nos terminais do motor (curva inf.) – 30m de cabo – frequência de chaveamento 1,25kHz

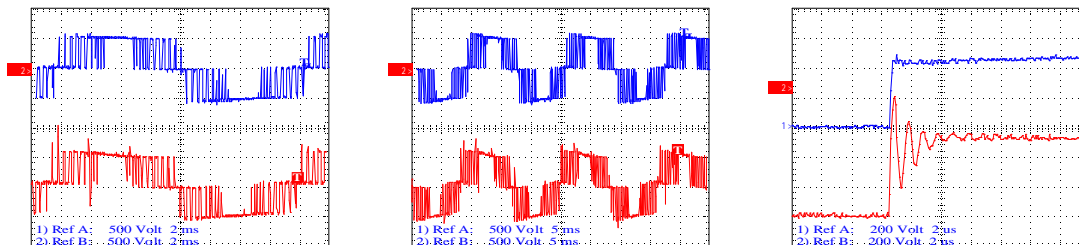


Figura 4.8 – Tensão nos terminais do inversor (curva sup.) e nos terminais do motor (curva inf.) – 30m de cabo – frequência de chaveamento 2,5kHz

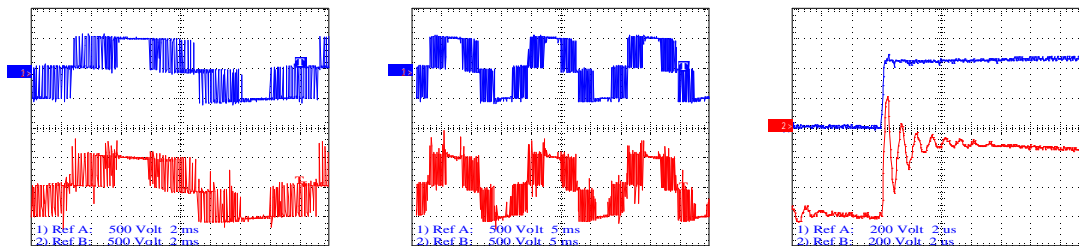


Figura 4.9 – Tensão nos terminais do inversor (curva sup.) e nos terminais do motor (curva inf.) – 30m de cabo – frequência de chaveamento 5kHz

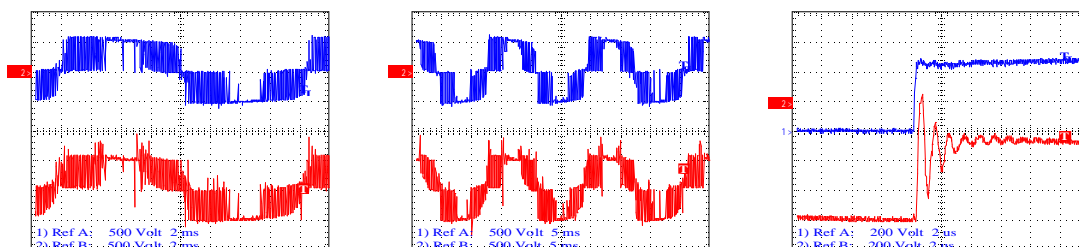


Figura 4.10 – Tensão nos terminais do inversor (curva sup.) e nos terminais do motor (curva inf.) – 30m de cabo – frequência de chaveamento 10kHz

MEDIÇÕES COM 100m DE CABO

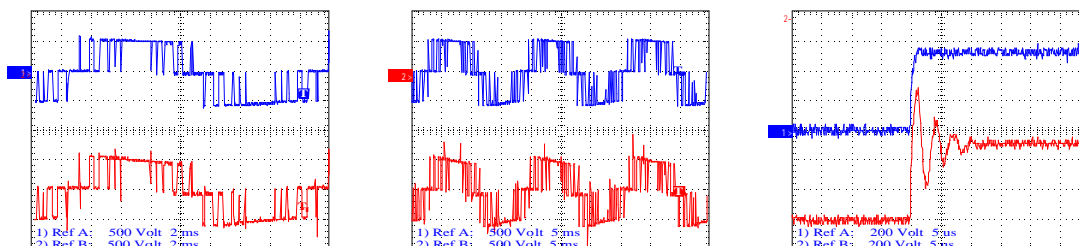


Figura 4.11 – Tensão nos terminais do inversor (curva sup.) e nos terminais do motor (curva inf.) – 100m de cabo – frequência de chaveamento 1,25kHz

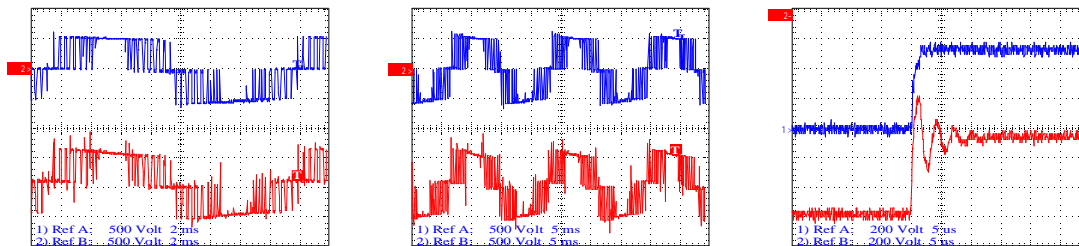


Figura 4.12 – Tensão nos terminais do inversor (curva sup.) e nos terminais do motor (curva inf.) – **100m de cabo – frequência de chaveamento 2,5kHz**

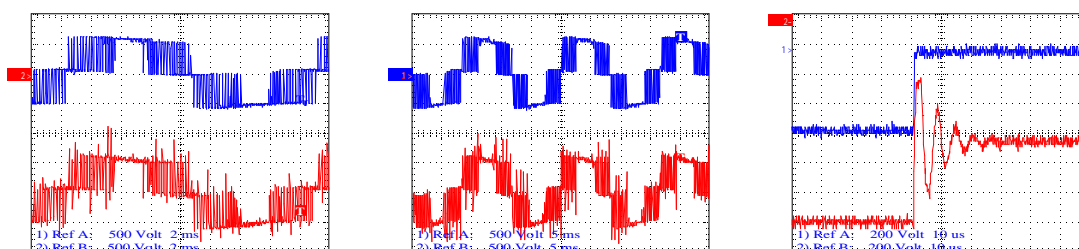


Figura 4.13 – Tensão nos terminais do inversor (curva sup.) e nos terminais do motor (curva inf.) – **100m de cabo – frequência de chaveamento 5kHz**

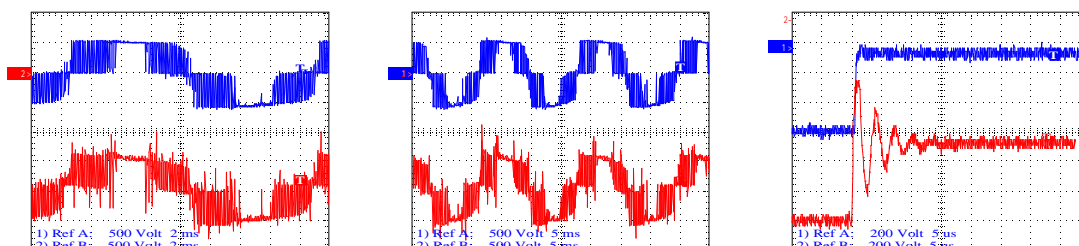


Figura 4.14 – Tensão nos terminais do inversor (curva sup.) e nos terminais do motor (curva inf.) – **100m de cabo – frequência de chaveamento 10kHz**

Das medições realizadas foram determinados os valores médios do tempo de subida (*rise time*) e da amplitude do pulso de tensão. Estes valores estão apresentados na tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Valores de *rise time* e pulso de tensão obtidos das curvas medidas

Freq. Chav. [kHz]	1m de cabo			30m de cabo			100m de cabo		
	Rise time [μ s]		Pulso de tensão no motor [V]	Rise time [μ s]		Pulso de tensão no motor [V]	Rise time [μ s]		Pulso de tensão no motor [V]
	terminais do inversor	terminais do motor		terminais do inversor	terminais do motor		terminais do inversor	terminais do motor	
1,25	0,360	0,328	610	0,538	0,391	680	0,587	0,850	930
2,5	0,216	0,194	630	0,417	0,219	750	-	-	830
5	0,175	0,176	740	0,340	0,655	830	0,447	0,979	920
10	0,191	0,217	690	0,175	0,210	840	0,188	0,518	980
Média	0,236	0,229	668	0,368	0,369	775	0,407	0,782	915

Os valores de *rise time*, conforme figura 2.2, foram medidos nas curvas do osciloscópio que mostram um único pulso de tensão. Nesta condição, os valores medidos pelo osciloscópio são coerentes. Por outro lado, os valores máximos do pulso de tensão, mostrados na tabela 4.1, foram medidos das curvas que apresentam 3 ciclos de onda. Este procedimento foi adotado para obter-se um valor médio dos pulsos e não o valor de um único pulso. A seguir, serão apresentados gráficos que permitem uma avaliação mais detalhada do comportamento do *rise time* e dos pulsos de tensão.

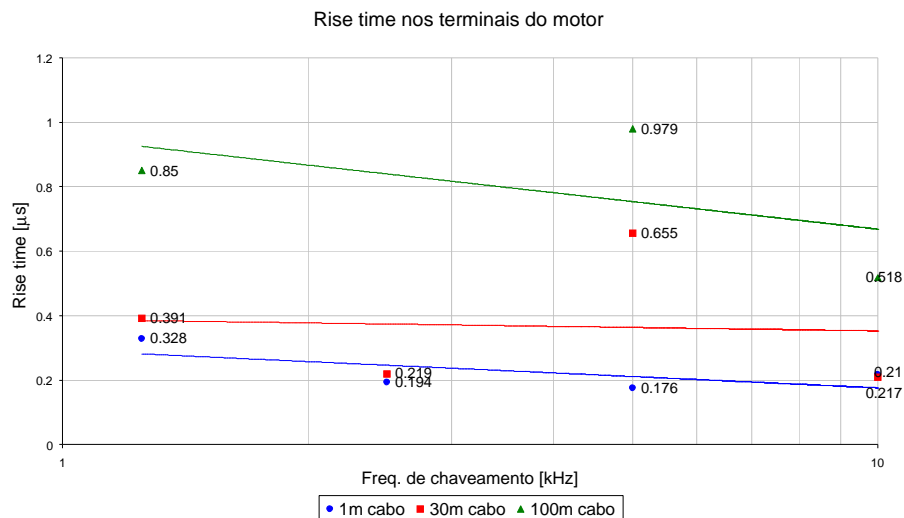


Figura 4.15 – *Rise time* do pulso de tensão nos terminais do motor em função da frequência de chaveamento e do comprimento do cabo

O gráfico da figura 4.15 apresenta o comportamento do *rise time* do pulso de tensão nos terminais do motor, com a variação do comprimento do cabo e com a variação da frequência de chaveamento para as três condições de comprimento de cabo testadas: 1m, 30m e 100m. As retas plotadas no gráfico representam a média dos valores de *rise time* medidos para cada comprimento de cabo. Observa-se que com o aumento do comprimento do cabo houve um aumento do *rise time*. Por outro lado, há uma tendência do *rise time* diminuir com o aumento da frequência de chaveamento. Neste caso, a variação do *rise time* não é tão grande, se comparada com a variação que ocorre com o aumento do comprimento do cabo.

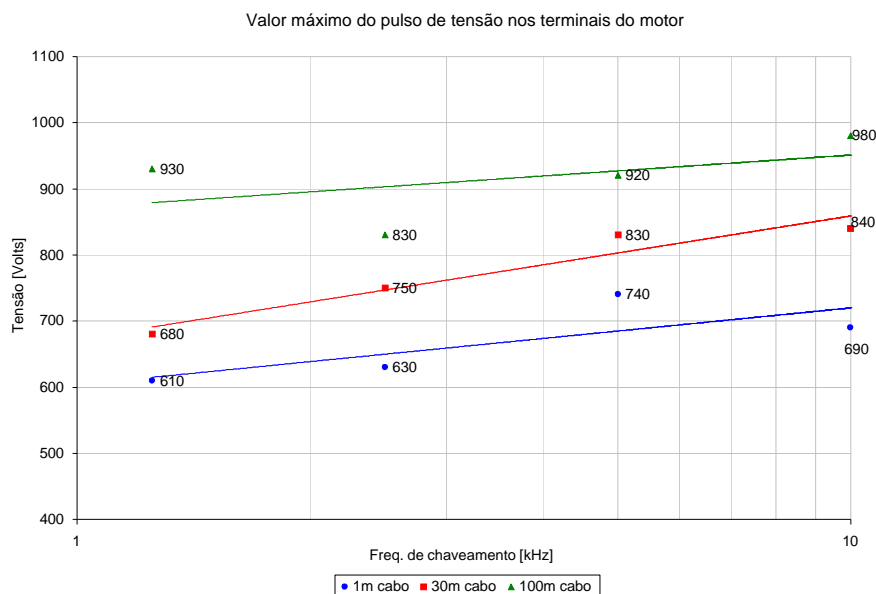


Figura 4.16 – Valores de pulso de tensão nos terminais do motor em função da frequência de chaveamento e do comprimento do cabo

O gráfico da figura 4.16 apresenta o comportamento dos pulsos de tensão, com a variação do comprimento do cabo e da frequência de chaveamento. Fica evidente no gráfico, que os pulsos de tensão são maiores com o aumento do comprimento do cabo e com o aumento da frequência de chaveamento. Assim como na figura 4.15, as retas plotadas no gráfico da figura 4.16 representam a média dos valores máximos dos pulsos de tensão para os três comprimentos de cabo testados.

4.2 Procedimento de cálculo para previsão dos pulsos de tensão

Com base nas informações apresentadas nos capítulos anteriores, torna-se evidente que a previsão de pulsos de tensão nos terminais de motores de indução alimentados por inversores de frequência não é uma tarefa simples, pois muitos são os parâmetros envolvidos no equacionamento do sistema. Este item, no entanto, apresenta uma tentativa inicial de modelar matematicamente este fenômeno. Como citado no início deste trabalho, optou-se pelo uso da técnica de modelagem de linhas de transmissão (TLM) como método numérico para resolução das equações do sistema formado pelo inversor de frequência (fonte), cabo de alimentação (linha) e motor de indução (carga). Com o uso de TLM é possível segmentar o cabo de ligação e avaliar as grandezas elétricas para cada segmento de cabo. Esta característica do método torna-o muito interessante para análise de aplicações de motores alimentados por inversores quando deseja-se determinar o comprimento e o tipo de cabo mais adequados para a aplicação. Para tanto, desenvolveu-se um algoritmo computacional usando o método TLM em uma dimensão. O algoritmo está baseado no código apresentado na referência bibliográfica [6]. O método consiste em dividir o cabo de alimentação em segmentos iguais delimitados por nós, onde cada segmento representa uma pequena linha de transmissão. Conectado ao primeiro nó da linha (cabo) está a fonte (inversor) e conectado ao último nó está a carga (motor).

Tabela 4.2 – Equações para os distintos nós do sistema

Primeiro nó	Nó intermediário	Último nó
${}^k V_1 = \frac{V_s + \frac{2_k V D_1^i}{R + Z_0}}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R + Z_0}}$	${}^k V_n = \frac{\frac{2_k V E_n^i}{Z_0} + \frac{2_k V D_n^i}{R + Z_0}}{\frac{1}{Z_0} + \frac{1}{R + Z_0} + G}$	${}^k V_m = \frac{\frac{2_k V E_m^i}{Z_0} + \frac{2_k V^i}{R_L + Z_L}}{\frac{1}{Z_0} + \frac{1}{R_L + Z_L} + G}$
${}^k I_1 = \frac{{}^k V_1 - 2_k V D_1^i}{R + Z_0}$	${}^k I_n = \frac{{}^k V_n - 2_k V D_n^i}{R + Z_0}$	${}^k I_L = \frac{{}^k V_m - 2_k V^i}{R_L + Z_L}$
	${}^k V E_n = {}^k V_n$	
${}^k V D_1 = 2_k V D_1^i + {}^k I_1 Z_0$	${}^k V D_n = 2_k V D_n^i + {}^k I_n Z_0$	${}^k V = 2_k V^i + {}^k I_L Z_L$
	${}^k V E_n^r = {}^k V E_n - {}^k V E_n^i$	${}^k V^r = {}^k V - {}^k V^i$
${}^k V D_1^r = {}^k V D_1 - {}^k V D_1^i$	${}^k V D_n^r = {}^k V D_n - {}^k V D_n^i$	${}^k V E_m^r = {}^k V E_m - {}^k V E_m^i$
	${}^{k+1} V E_n^i = {}^k V D_{n-1}^r$	${}^{k+1} V E_m^i = {}^k V D_{m-1}^r$
${}^{k+1} V D_1^i = {}^k V E_2^r$	${}^{k+1} V D_n^i = {}^k V E_{n+1}^r$	${}^{k+1} V^i = -{}^k V^r$

As equações que representam cada nó foram desenvolvidas na seção 2.5.2, mas estão resumidas na tabela 4.2.

Para validar o código TLM em uma dimensão, foi feita uma simulação utilizando dados existentes na literatura [6]. Foram comparados os dados apresentados nesta referência, com os resultados do programa aqui desenvolvido. Para este caso, aplicou-se um degrau de tensão em uma linha sem perdas com carga resistiva. Os dados do sistema são:

- a) comprimento da linha = 400m;
- b) número de nós = 51;
- c) resistência distribuída da linha = $0\Omega/m$;
- d) condutância distribuída da linha = $0\text{mho}/m$;
- e) capacitância distribuída da linha = $100\text{ pF}/m$;
- f) indutância distribuída da linha = $0,25\mu\text{H}/m$;
- g) resistência da carga = 100Ω ;
- h) resistência da fonte = 0Ω ;
- i) reatância indutiva da carga = 0Ω ;
- j) tensão máxima de excitação = degrau de 30V.

Com estes dados o programa calcula um número total de segmentos igual a 50, cada segmento com 8m, impedância característica da linha de 50Ω e tempo total de propagação $2\mu\text{s}$. Estes dados são, exatamente, os mesmos calculados pelo programa similar apresentado na referência [6]. A seguir, serão apresentados os resultados de tensão para o último nó (número 51, junto à carga) e a comparação com os resultados da referência [6].

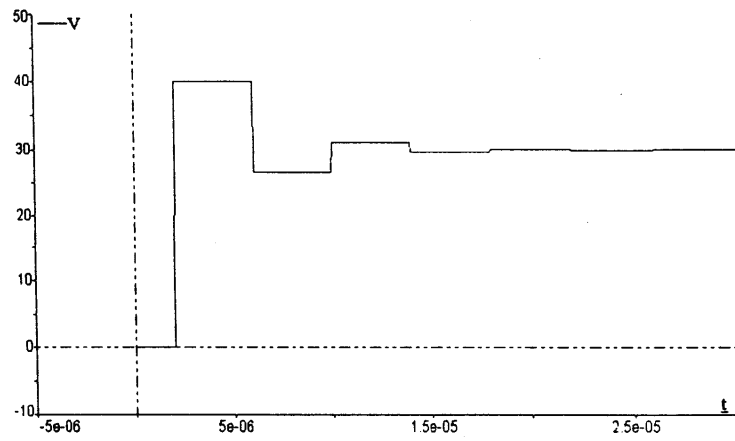


Figura 4.17 – Resultado da tensão junto à carga resistiva, calculado pelo programa da referência [6]

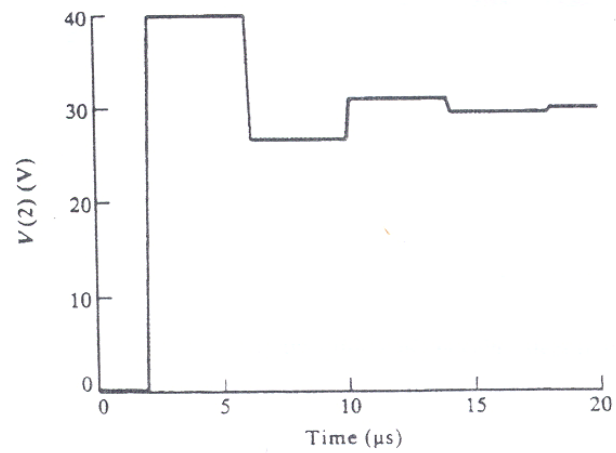


Figura 4.18 – Resultado da tensão junto à carga resistiva, calculado no programa SPICE, apresentado na referência [6]

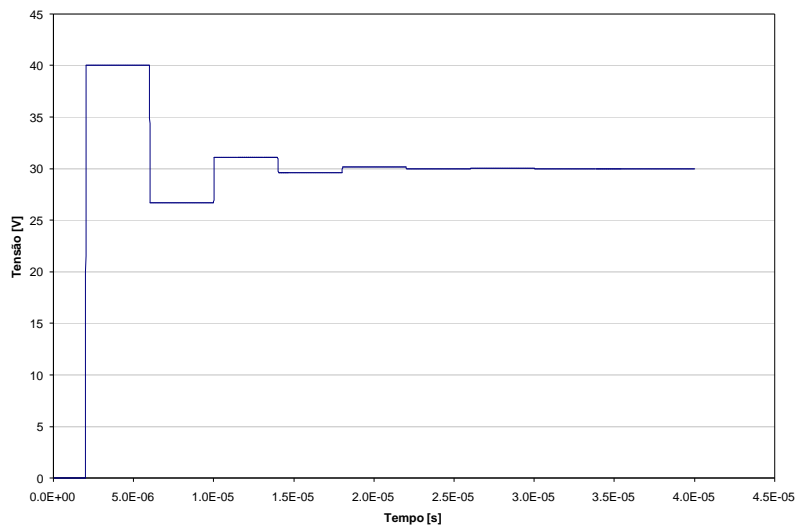


Figura 4.19 – Resultado da tensão junto à carga resistiva, calculado pelo programa desenvolvido nesta dissertação

Realizou-se uma outra verificação introduzindo uma impedância de 10Ω (relativa ao indutor) em série com a resistência de carga. O resultado é mostrado na figura 4.20 e está coerente com o resultado apresentado na figura 4.21, retirada da referência [6].

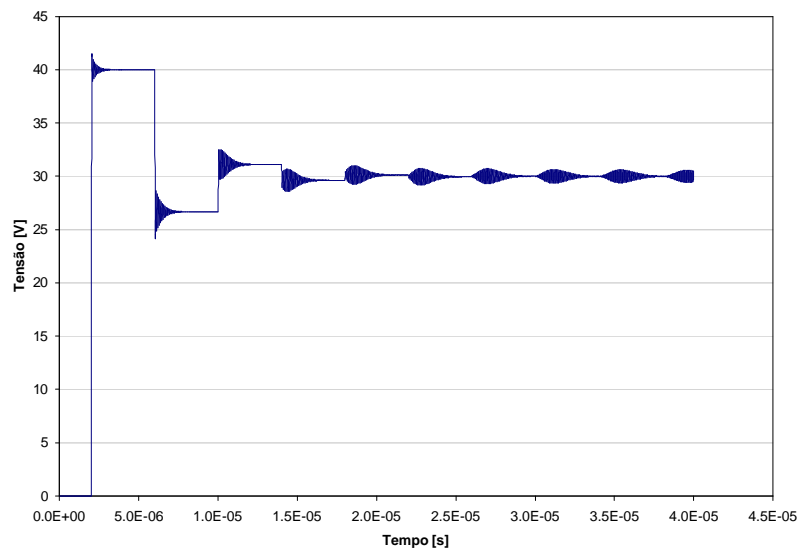


Figura 4.20 – Resultado da tensão junto à carga indutiva, calculado pelo programa desenvolvido nesta dissertação

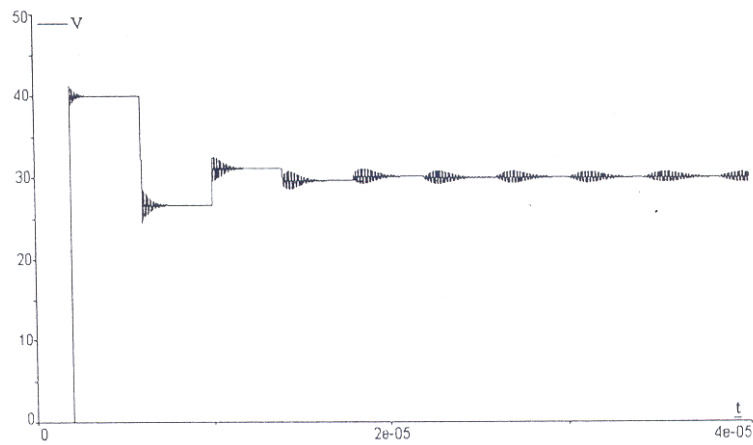
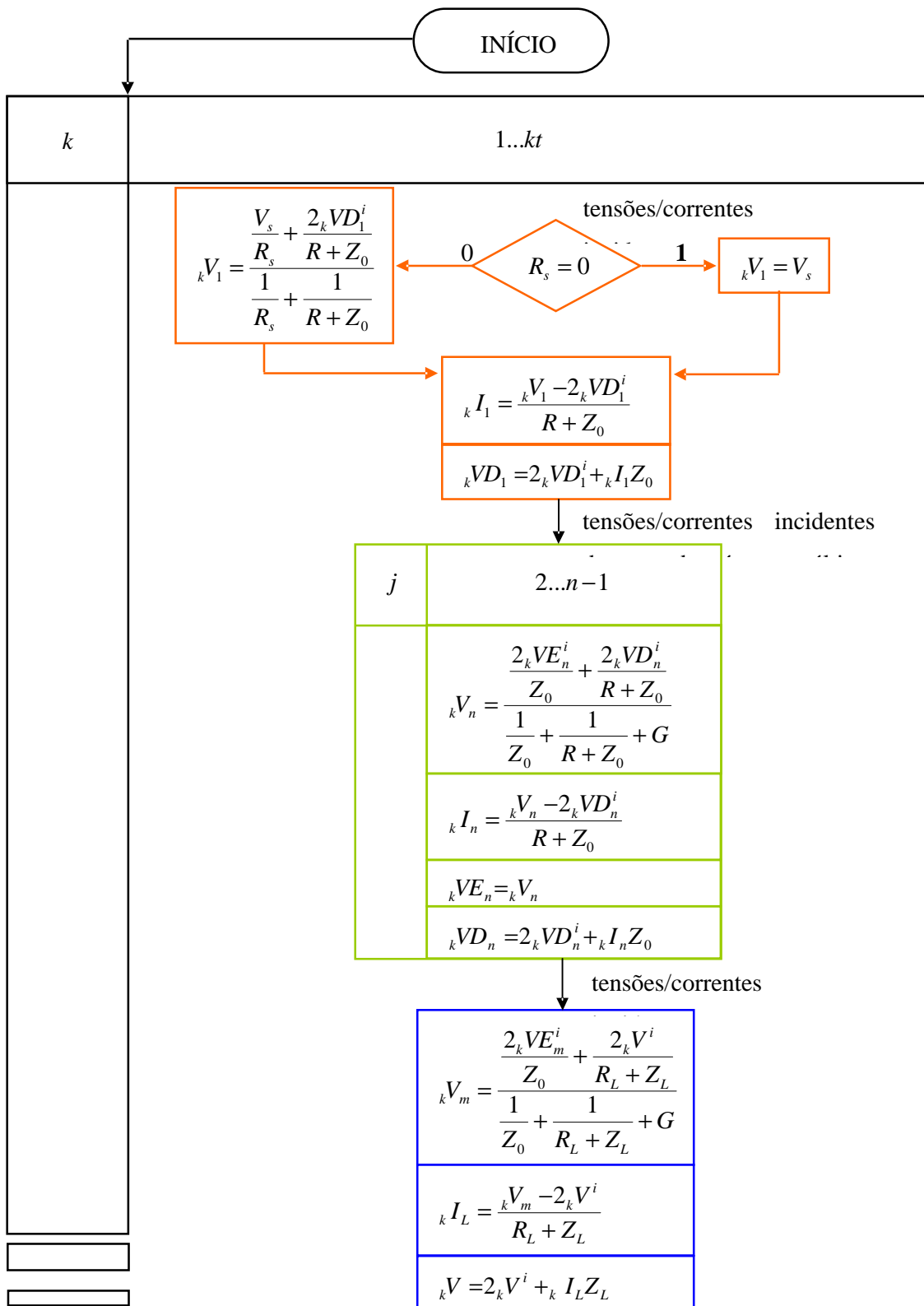


Figura 4.21 – Tensão junto à carga indutiva calculado pelo programa da referência [6]

A seguir, na figura 4.22, está apresentado o diagrama de blocos do algoritmo desenvolvido para a resolução das equações de cada nó do sistema (ver tabela 4.2). Para a realização dos cálculos, foi elaborado um programa computacional em *Visual Basic* [15].



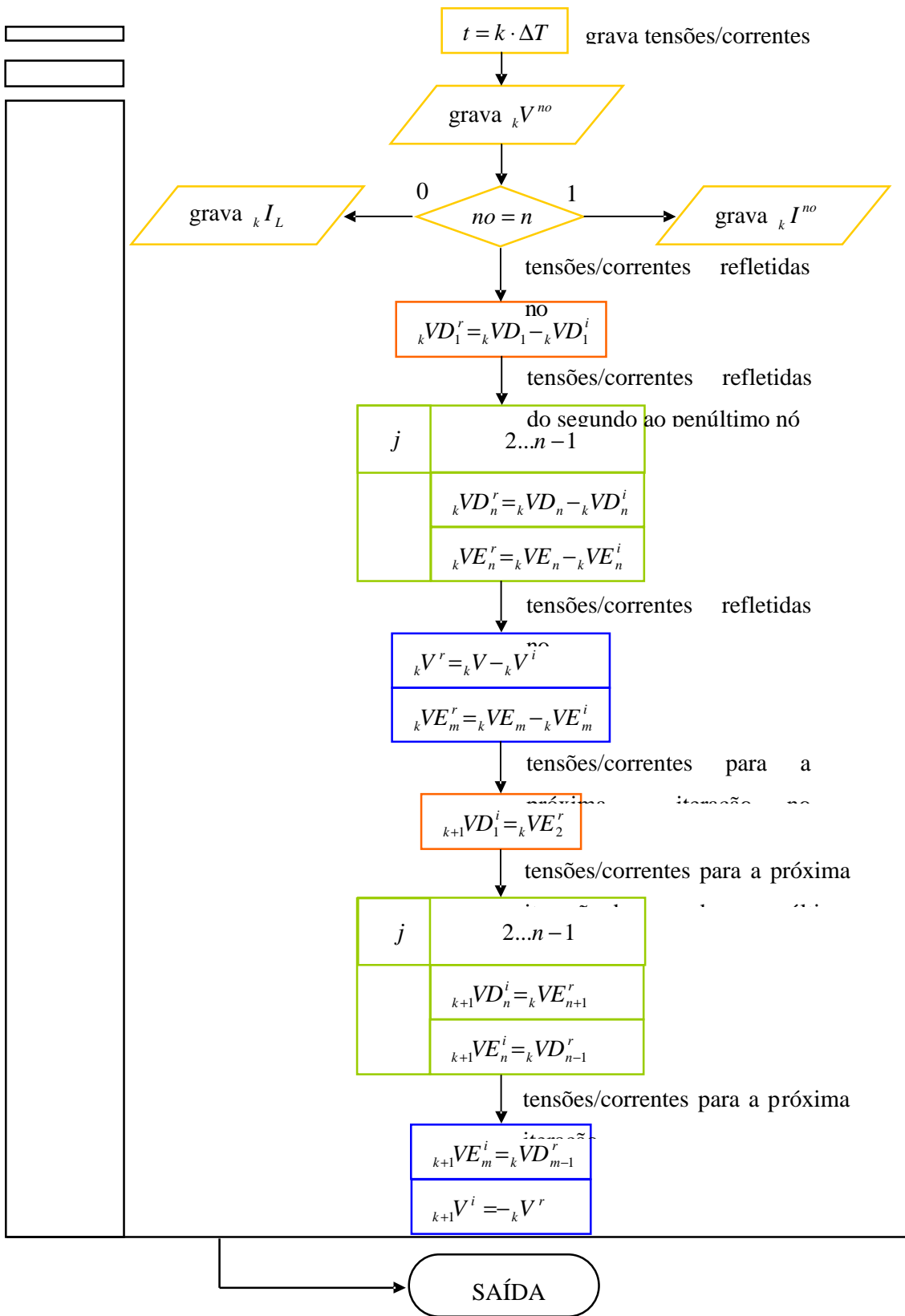


Figura 4.22 – Algoritmo para o cálculo das tensões e correntes ao longo do cabo

Os resultados apresentados nas figuras 4.17 a 4.21 validam o código TLM em uma dimensão para o caso especificado na seção 4.1. O propósito, a partir destes resultados, é verificar a validade do método para o sistema formado pelo inversor, cabo e motor. Esta validação será discutida no capítulo 5.

4.3 Resultados obtidos com o modelo TLM

O programa desenvolvido para a análise dos pulsos de tensão nos terminais do motor, utilizando o método TLM, permite várias fontes de excitação, como um impulso, um degrau ou uma excitação definida pelo usuário. Com este recurso, foi possível medir uma condição real de tensão de saída do inversor e alimentar o circuito formado pelo cabo e o motor. A seguir, serão apresentados os parâmetros do sistema utilizados na aplicação do modelo numérico e os resultados obtidos.

4.3.1 Parâmetros do sistema

4.3.1.1 Excitação (fonte)

O pulso de tensão medido nos terminais de saída do inversor que alimenta o sistema formado pelo cabo e pelo motor, pode ser observado na figura 4.23. A resistência da fonte (inversor) é considerada nula.

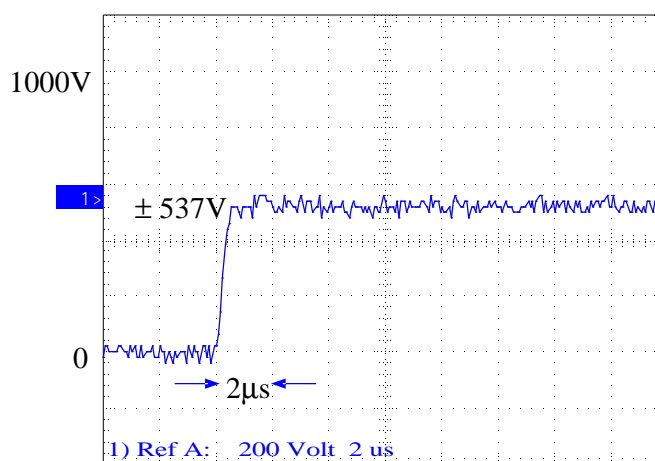


Figura 4.23 – Pulso de tensão medido na saída do inversor

4.3.1.2 Cabo (linha)

Todos os parâmetros do cabo foram considerados para a frequência de chaveamento de 5kHz, através de manipulações matemáticas dos dados apresentados nas tabelas 3.4 a 3.6. Escolheu-se esta frequência de chaveamento para análise, pois ela corresponde ao valor intermediário das opções de chaveamento do inversor. Além disso, na figura 3.21 percebe-se que o valor da impedância do cabo varia pouco na faixa de frequência de 5kHz a 100kHz. Portanto, os parâmetros utilizados para o cabo são:

$$\begin{aligned} R_d &= 12 \times 10^{-3} \Omega/\text{m} & G &= 1,493 \mu\text{S}/\text{m} & Z_0 &= 89,65 \Omega \\ L_d &= 0,47 \mu\text{H}/\text{m} & C_d &= 58,471 \text{pF}/\text{m} \end{aligned}$$

4.3.1.3 Motor (carga)

Conforme a tabela 3.8 e a figura 3.27, a impedância do motor varia consideravelmente na faixa de frequência de 5kHz a 100kHz. Devido a esta variação, utilizou-se as impedâncias do motor medidas nas frequências de 5kHz, 10kHz, 50kHz e 100kHz para análise do modelo, tabela 4.3.

Tabela 4.3 – Impedâncias do motor

Frequência [kHz]	Impedância do motor - Z_m [Ω]	
5	$51,4 + j162,2$	$170,1 \angle 72,41^\circ$
10	$115 + j267,2$	$291,5 \angle 66,57^\circ$
50	$883,1 + j805$	$1194,9 \angle 42,35^\circ$
100	$1400 + j189,8$	$1412,8 \angle 7,72^\circ$

A figura 4.24, a seguir, apresenta o pulso de tensão medido nos terminais do motor. Este pulso e o pulso nos terminais de saída do inversor foram medidos no mesmo instante de tempo e entre as mesmas fases. Comparando as figuras 4.23 e 4.24, observa-se a sobretensão nos terminais do motor.

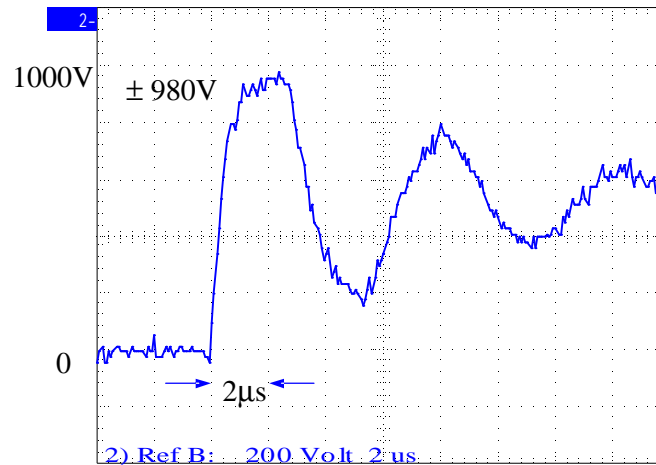


Figura 4.24 – Pulso de tensão medido nos terminais do motor

4.3.2 Resultados com a aplicação do modelo

Para análise do sistema pelo método TLM, o cabo foi dividido em 100 segmentos iguais e o número de iterações de cálculo foi 1000.

Na sequência serão apresentados os resultados obtidos com o modelo numérico variando-se a impedância do motor conforme a tabela 4.3. Serão discutidos e apresentados, inicialmente, os resultados para a condição de 100m de cabo entre inversor e motor.

A figura 4.25 apresenta o resultado obtido com o modelo considerando a impedância do motor na frequência de 5kHz. Neste caso, não ocorreu nenhum aumento de tensão nos terminais do motor, mostrando que o modelo não está retratando a realidade, uma vez que ocorreram sobretensões nos terminais do motor na medição feita com 100m de cabo, conforme observado na figura 4.24.

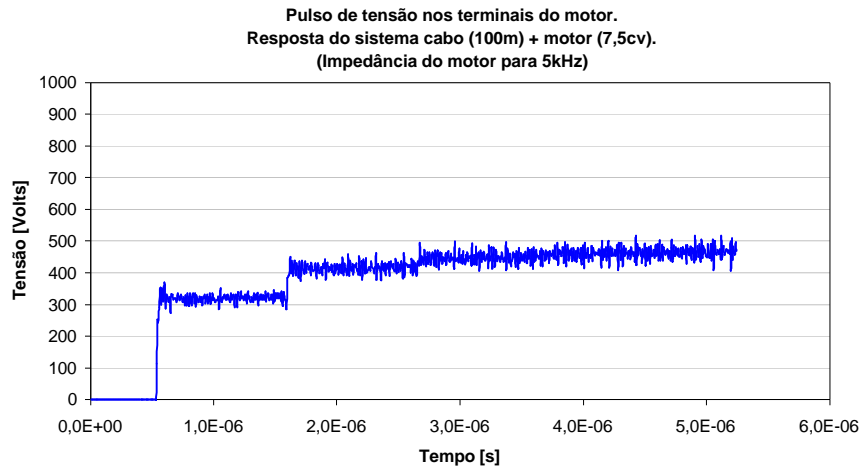


Figura 4.25 – Pulso de tensão nos terminais do motor utilizando TLM - impedância do motor para 5kHz

Na figura 4.26 é apresentado o resultado para a impedância do motor em 10kHz. Neste caso o modelo, também, não retratou as sobretensões medidas na prática.

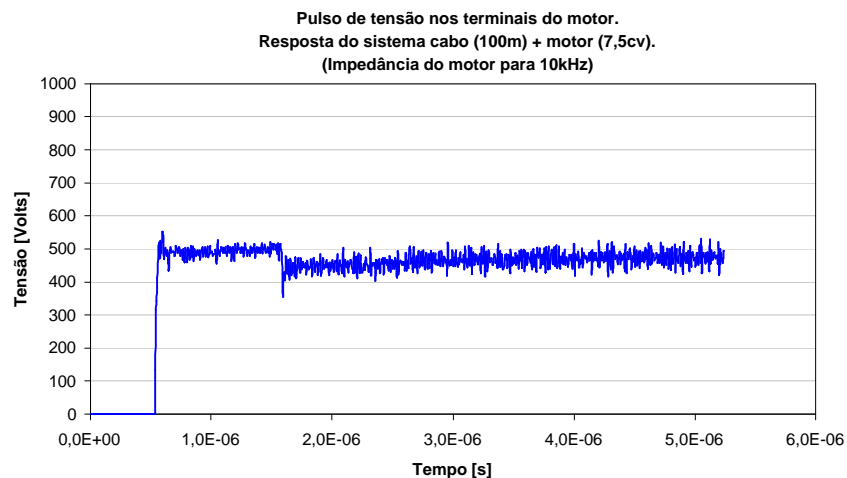


Figura 4.26 – Pulso de tensão nos terminais do motor utilizando TLM - impedância do motor para 10kHz

As figuras 4.27 e 4.28, a seguir, apresentam os resultados para a impedância do motor nas frequências de 50kHz e 100kHz, respectivamente. Em ambos os casos, os resultados obtidos pelo modelo aproximaram-se do valor medido.

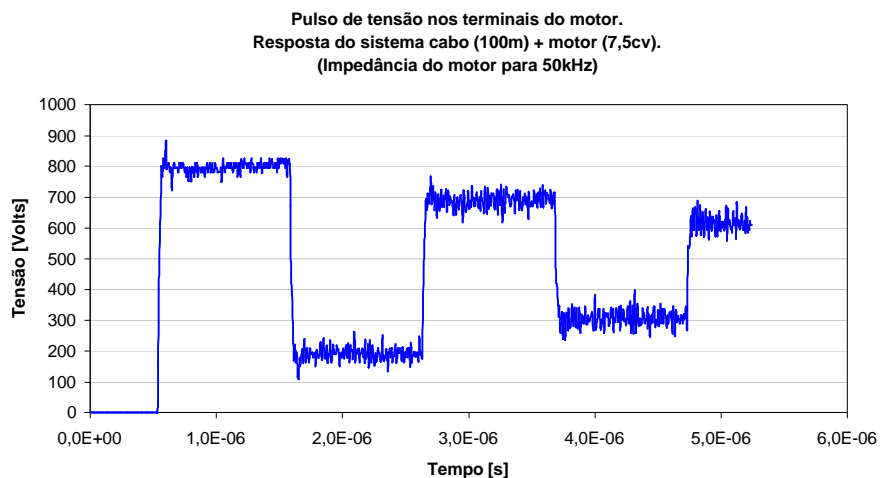


Figura 4.27 – Pulso de tensão nos terminais do motor utilizando TLM. - impedância do motor para 50kHz.

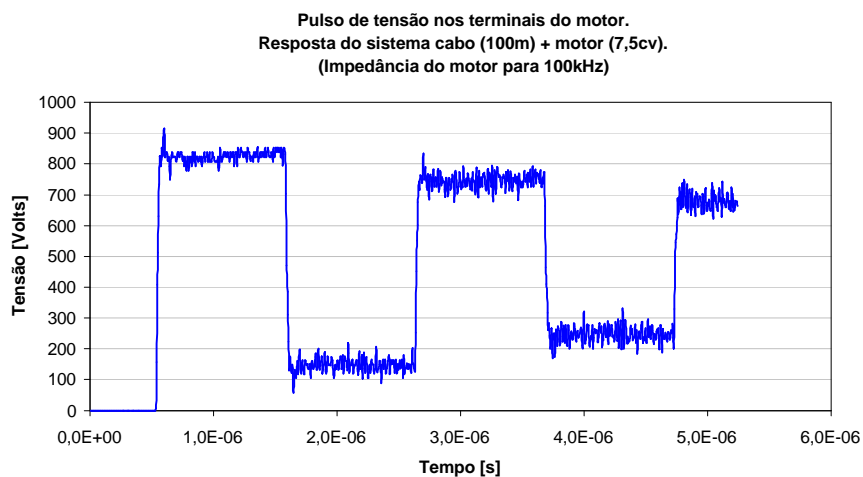


Figura 4.28 – Pulso de tensão nos terminais do motor utilizando TLM - impedância do motor para 100kHz

Os resultados apresentados nas figuras 4.25 a 4.28 mostram claramente que o valor correto da impedância do motor é essencial, para que os resultados obtidos pelo modelo numérico aproximem-se dos valores medidos. Neste trabalho, foi possível obter a resposta em frequência da impedância do motor apenas até 100kHz devido às limitações da instrumentação. No entanto, na referência [11] são apresentados resultados de resposta em

freqüência da impedância de um motor de 3HP, medidos até a freqüência de 1MHz. Fica claro nesta referência que, aproximadamente, em 200kHz ocorre uma amplificação da impedância do motor. Depois de 200kHz, o valor da impedância cai, caracterizando uma ressonância do sistema. Conclui-se que, dependendo das harmônicas que compõem a tensão de saída do inversor, é possível obter impedâncias do motor muito elevadas. Com isto, as reflexões de tensão sobre os terminais do motor também atingirão valores elevados. Com base no exposto acima, percebe-se as limitações práticas para a determinação do valor ideal de impedância do motor para utilizar no modelo. Para o motor estudado neste trabalho, a sua impedância em 100kHz foi a que apresentou melhores resultados. Na seção 3.3 foi calculada a freqüência de ressonância aproximada para o motor de 7,5CV utilizado no estudo. O valor aproximado encontrado foi de 80,68kHz.

Para as condições com 1m e 30m de cabo também foram realizadas simulações variando a impedância do motor. Os resultados obtidos foram similares aos encontrados para 100m de cabo. No entanto, a expectativa era que o modelo apresentasse sobretensões menores para 30m de cabo, em comparação com 100m, e praticamente nenhuma sobretensão para 1m de cabo. Mas os resultados obtidos não estão de acordo com o que era esperado, como pode ser observado nas figuras 4.29 e 4.30.

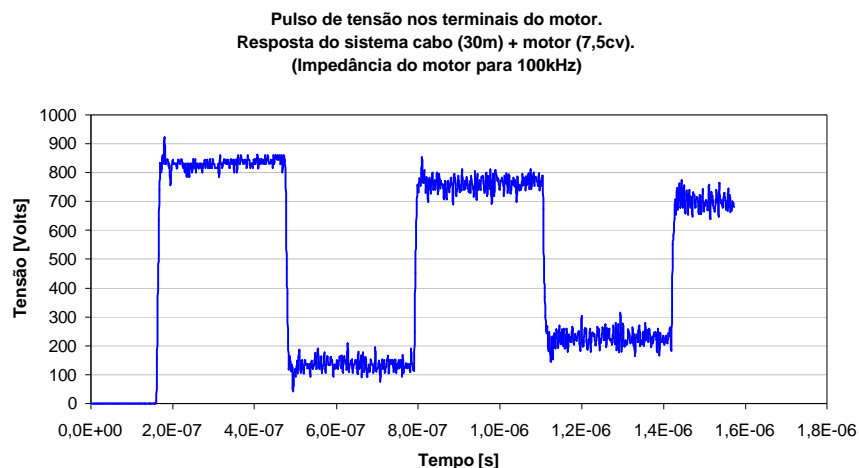


Figura 4.29 – Pulso de tensão nos terminais do motor com 30m de cabo utilizando TLM - impedância do motor para 100kHz

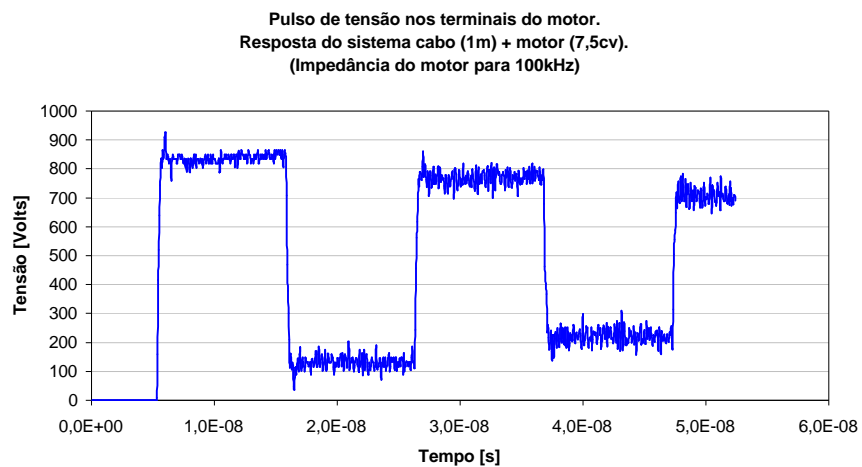


Figura 4.30 – Pulso de tensão nos terminais do motor com 1m de cabo utilizando TLM - impedância do motor para 100kHz

A figura 4.31, a seguir, apresenta a comparação entre o pulso de tensão medido nos terminais do motor (figura 4.24) e o pulso de tensão calculado pelo método TLM (figura 4.28), na condição de 100m de cabo.

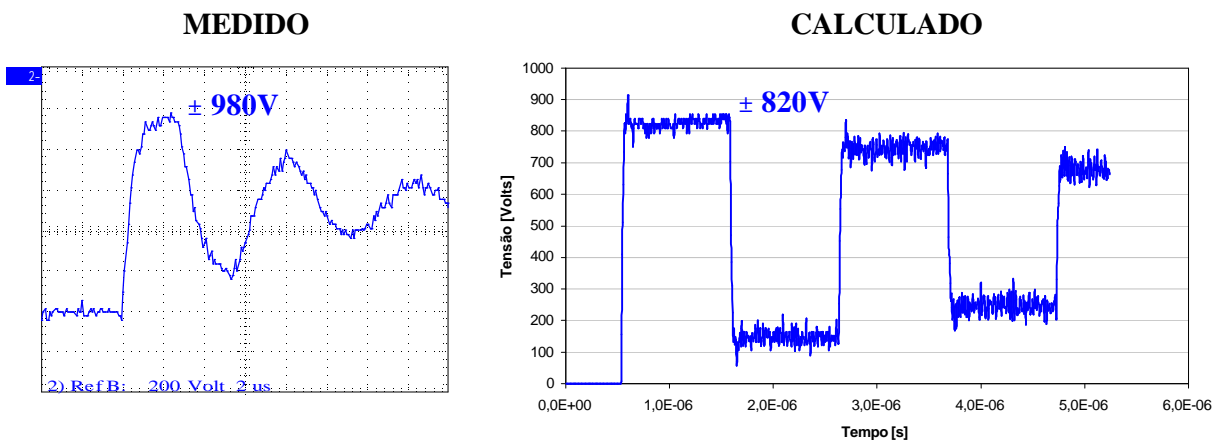


Figura 4.31 – Comparação entre o pulso de tensão medido nos terminais do motor e o pulso de tensão calculado pelo método TLM – 100m de cabo

4.4 Análise e discussão dos resultados

Os resultados de medições apresentados nas figuras 4.3 a 4.14, confirmam que o aumento do comprimento do cabo contribui para a formação de pulsos de tensão sobre os terminais do motor alimentado por um inversor de frequência.

O aumento da frequência de chaveamento, também, contribui para um pulso de tensão mais elevado. Porém, a principal influência desta grandeza é o aumento da densidade de pulsos. Este fato pode ser observado claramente nas curvas com 3 ciclos de onda das figuras 4.7 e 4.10.

Para o sistema analisado neste trabalho, percebe-se que o aumento do comprimento do cabo contribui para o aumento do *rise time* (tempo de subida do pulso) nos terminais do motor, conforme figura 4.15. Para uma tensão fixa, o aumento do tempo de subida implica numa diminuição da taxa de variação da tensão no tempo (dV/dt). Pode-se dizer, para este caso, que o aumento do cabo amortece a variação da tensão no tempo. Por outro lado, com o aumento da frequência de chaveamento, o tempo de subida do pulso nos terminais do motor tende a diminuir.

A figura 4.16 resume de forma mais clara a influência da frequência de chaveamento e, principalmente, do comprimento do cabo no valor da sobretensão nos terminais do motor. Para 100m de cabo o pulso de tensão aumenta em média 1,70 vezes o valor da tensão (537V) do barramento CC do inversor e 2,41 vezes o valor da tensão nominal (380V) do motor. Estes pulsos de tensão, embora de curta duração, mas em alguns casos de grande densidade, fragilizam os materiais isolantes dos motores, principalmente o fio, provocando falhas prematuras da máquina.

Os resultados obtidos com a aplicação do modelo TLM usando os parâmetros apresentados na seção 4.3 foram próximos dos valores medidos, apenas para a condição de 100m de cabo e utilizando a impedância do motor para a frequência de 100kHz. As ordens de grandeza encontradas e o perfil da curva, conforme pode ser observado na figura 4.31, mostram que o modelo tem condições de ser refinado. É necessária a determinação de um circuito mais detalhado para a carga (motor) e um refinamento no passo de tempo e no número de segmentos utilizados no método TLM.

Os resultados de simulação não apresentaram coerência com a variação do comprimento do cabo. A amplitude dos pulsos de tensão deveria reduzir com a diminuição do comprimento do cabo para 30m e 1m. No entanto, os resultados mostram que os pulsos de tensão mantiveram-se constantes, conforme pode ser observado nas figuras 4.29 e 4.30.

A seguir, discute-se as possíveis causas dos erros:

- como citado no começo deste trabalho, um ponto essencial para qualquer tentativa de previsão dos pulsos de tensão é a determinação precisa dos parâmetros do sistema. Com o objetivo de obter tais parâmetros, foram utilizados os melhores instrumentos disponíveis na empresa WEG Indústrias S.A. Também, foi tomado muito cuidado na execução das medições e na avaliação dos resultados medidos, comparando-os com valores encontrados na literatura. No entanto, erros de instrumentação, de medição, de cálculo e de avaliação podem ter ocorrido.
- os parâmetros do cabo e do motor foram determinados para várias frequências. Porém, nas simulações através do modelo TLM, foram utilizados os valores dos parâmetros para uma única frequência considerada fundamental (dominante). Na prática, sabe-se que a tensão que alimenta o sistema é composta por todo um espectro harmônico e não por uma única frequência. Este fato é uma limitação do modelo, uma vez que não foram considerados parâmetros equivalentes que representassem todo o espectro de frequências envolvidas;
- a impedância utilizada para o motor é, também, uma limitação deste estudo. Primeiro, porque os valores medidos foram determinados de forma estática. Desta maneira, permanece a dúvida do quanto este valor de impedância altera-se durante o funcionamento normal do motor. Segundo, em função das experiências realizadas com diferentes valores de impedância, percebe-se que a determinação precisa do seu valor é fundamental para a obtenção de bons resultados com o modelo;
- o modelo utilizado para o motor foi simplificado. Provavelmente, seria necessário um modelo mais detalhado e completo, visto que a impedância do motor (carga) é fundamental para a determinação das reflexões de tensão sobre os terminais do motor;

- os parâmetros usados na simulação, como o número e o tamanho dos segmentos (número de nós) e o número de iterações, também, podem estar provocando erros, uma vez que os resultados numéricos obtidos com diferentes comprimentos de cabos não apresentaram diferenças significativas. Este é um assunto que necessita ser explorado com mais profundidade.

CONCLUSÕES

O objetivo desta dissertação, que consiste na análise e previsão dos pulsos de tensão nos terminais de motores de indução alimentados por inversores de frequência, foi parcialmente alcançado. De fato, a metodologia adotada para a previsão dos pulsos de tensão não apresentou resultados totalmente satisfatórios quando comparados com os resultados práticos. No entanto, a busca deste objetivo permitiu que fosse estabelecido um procedimento teórico e experimental para a análise e previsão dos pulsos de tensão.

As técnicas de medição dos parâmetros do sistema são úteis para simulações e aperfeiçoamentos futuros da metodologia. Além disso, os procedimentos desenvolvidos podem ser utilizados para outras análises e estudos que necessitem conhecer a resposta em frequência das impedâncias de cabos e de motores.

O fato dos resultados apresentados não terem sido totalmente satisfatórios, não deve ser associado apenas ao método TLM. Na verdade, tentou-se adaptar uma técnica já conhecida para análise de um problema relativamente complexo e onde o número de variáveis envolvidas é muito grande. Uma variável fundamental no estudo é a impedância da carga, neste caso, a impedância do motor. Os resultados indicam que o modelo utilizado para o motor não foi o mais adequado e necessita ser mais bem estudado.

Os resultados obtidos com as experiências laboratoriais, para os diversos valores de comprimento de cabo e de frequência de chaveamento, são importantes para uma análise do ponto de vista da aplicação. Para o fabricante de motores, conhecer o comportamento dos pulsos de tensão com a variação da frequência de chaveamento e do comprimento do cabo, permite que sejam criados critérios de aplicação e ao mesmo tempo enfatiza que são necessários desenvolvimentos e pesquisas de novos materiais isolantes que suportem os esforços elétricos exercidos pelos pulsos de tensão.

Neste trabalho, procurou-se um entendimento teórico e experimental do fenômeno de geração de pulsos de tensão nos terminais dos motores de indução alimentados por inversores de frequência e a tentativa de previsão destes pulsos. Embora os resultados obtidos não tenham validado totalmente o método numérico, um passo inicial foi dado na direção do conhecimento do fenômeno.

Sugestões para trabalhos futuros

As aplicações de motores alimentados por inversores de frequência, crescem de forma acentuada e as exigências quanto ao conhecimento deste tipo de aplicação também aumentam. Portanto, trabalhos futuros para aperfeiçoar a previsão dos pulsos de tensão terão grande importância. Neste sentido, alguns temas merecem ser mais bem estudados:

- a) análise de outras configurações de inversor, cabo e motor;
- b) estudos dos tipos de cabos usados em aplicações de motores com inversores de frequência e suas influências nos pulsos de tensão;
- c) aprimoramento do método TLM para simular o sistema;
- d) estudo de outras técnicas numéricas que possam ser utilizadas para analisar e prever os pulsos de tensão;
- e) identificação do melhor modelo representativo do motor em aplicações com componentes de alta frequência; e
- f) técnicas para determinação da impedância característica do motor estando ele em funcionamento.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] MOREIRA, A.F. *Modeling and Design of Filter Networks for High Power Converters Utilizing Fast Hard Switching Devices*. Dissertation. Doctor of Philosophy. University of Wisconsin, Madison, 2002.
- [2] NEMA - National Electrotechnical Manufacture Association. *Application Guide for AC Adjustable Speed Drive Systems*. March, 2003.
- [3] CONTIN, M. C. *Os Cuidados com o Sistema de Isolamento dos Motores Alimentados por Conversores*. Revista Eletricidade Moderna, Março, 1998.
- [4] AL-GHUBARI F. H.; WALLACE A. K.; JOUANNE A. V. *Voltages Analysis of PWM Inverter Fed Induction Motors*. International Conference on Electrical Machines, Helsinki, Finland, Aug. 2000, pp. 1201-1205.
- [5] *Dielectric Integrity of Magnet Wire Insulations under Multi-Stresses*. Revista Appliance, janeiro, 1996.
- [6] FACCIONI, M. *O Método de Modelagem por Linhas de Transmissão (TLM) e Aplicações em Compatibilidade Eletromagnética (EMC)*. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Junho, 1997.
- [7] HEDMAN, D. E. *Teoria das Linhas de Transmissão I e II*. Tradução de José Kaehler e Félix Farret, 2^a edição, Santa Maria, Edições UFSM, 1983.
- [8] HAYT Jr., W. H. *Eletromagnetismo*. Tradução de Ricardo F. Mendonça e Paulo C. P. Ferreira, 3^a edição, LTC – Livros Técnicos e Científicos Editora, 1983.
- [9] STEVENSON, W. D. *Elementos de Análise de Sistemas de Potência*. Tradução Arlindo R. Mayer, João P. Minussi e Somchai Ansuji. 2^a Edição, SP, McGraw-Hill, 1986.
- [10] SKIBINSKI, G.; KERKMAN R., LEGGATE D.; PANKAU J.; SCHLEGEL D. *Reflected Wave Modeling Techniques for PWM AC Motor Drives*. IEEE IAS Conference Proceedings, 1998.
- [11] MOREIRA, A. F.; LIPO, T. A.; VENKATARAMANAN, G.; and BERNET, S. *“High Frequency Modelling for Cable and Induction Motor Overvoltage Studies in Long Cable Drives”*. IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.38,Nº5, Sep/Oct, 2002.

- [12] *NEMA Standards Publications*, MG 1- 1998, Part 30 and Part 31
- [13] PALMA, J. “*Accionamentos Eletromecânicos de Velocidade Variável*”. Editoração: Fundação Calouste Gulbenkian, Lisboa, 1999.
- [14] BOGLIETTI, A.; CARPANETO, E. “*Induction Motor High Frequency Model*” in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, Phoenix, AZ, Oct.3-7,1999, pp1551-1558.
- [15] HÄRTING, G. “*Report of Project Work*”. WEG Indústrias S.A., Março 2003.
- [16] DESMET, J.; DEVOS B.; STOCKMAN K. AND BELMANS R. “ *Influencing parameters on overvoltages at the terminals of inverter supplied induction motors* “ International Conference on Electrical Machines, Helsinki, Finland, Aug. 2000, pp. 857-858.
- [17] KAWKABANI, B.; SIMOND ,J. J.; WETTER, R. “ *Investigation of transient overvoltages of low voltage induction motors due to IGBT-Inverter supply* “ International Conference on Electrical Machines, Helsinki, Finland, Aug. 2000, pp. 1197-1200.
- [18] DESMET, J.; DEVOS B.; STOCKMAN K. AND BELMANS R. “ *Influencing parameters on overvoltages at the terminals of inverter supplied induction motors* “ International Conference on Electrical Machines, Helsinki, Finland, Aug. 2000, pp. 857-858.
- [19] SAUNDERS, L. A.; SKIBINSKI, G; EVON, S. T.; KEMPKE, D. L. “ *Riding the Reflected Wave – IGBT Drive Technology Demands New Motor and Cable Considerations* “ Petroleum & Chemical Industry Conference, Philadelphia, USA, Sep. 1996, pp.75-84.
- [20] KERKMAN R., LEGGATE D.; SKIBINSKI, G. “ *Interaction of Drive Modulation & Cable Parameters on AC Motor Transients* “ IEEE IAS Conference Proceedings, 1998.
- [21] BARTOLUCCI E. J.; FINKE, B. H. “ *Cable Design for PWM Variable Speed AC Drives* “ Petroleum & Chemical Industry Conference, Indianapolis, USA, 1998, pp.245-251.

[22] ANDREAS, B. “ *Armature Insulation Stress of Low Voltage A.C. Motors Due to Inverter Supply* “ International Conference on Electrical Machines, Paris, France, Sep. 1994, pp. 431-436.

[23] BULINGTON, E. J.; ABNEY SCOTT; SKIBINSKI, G. L. “ *Cable Alternatives for PWM AC Drive Applications* “ Petroleum & Chemical Industry Conference, San Diego, USA, 1999, pp.247-259.

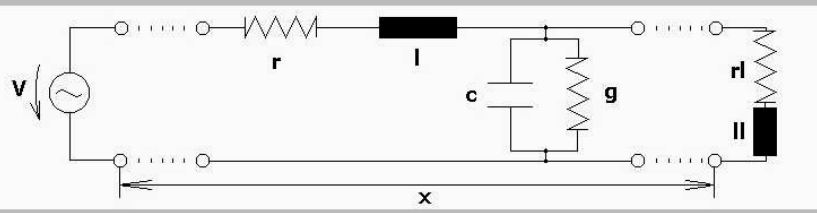
[24] OYEGOKE, B. S. “ *A Comparative Analysis of Methods for Calculating the Transient Voltage Distribution Within the Stator Winding of an Electric Machine Subjected to Steep-Fronted Surge* “ Electrical Machine and Drives, Eight Conference, Cambridge, UK, 1997, pp.294-298.

ANEXO A

Interfaces do programa desenvolvido para previsão dos pulsos de tensão nos terminais do motor. Telas de entrada e de saída, respectivamente.

Please enter required data ...

Transmission Line		Voltage	
Resistance per unit	r= 0.012 ohm/m	Peak voltage	V= 537.4 Volt
Conductance per unit	g= 1.49288E-06 mho/m	Frequency	f= 60 Hertz
Capacitance per unit	c= 5.8471E-11 farad/m	PWM Sine Fundamental	
Inductance per unit	l= 4.7E-07 henry/m	Peak voltage	V= 100 Volt
Cable length	x= 100 meter	Frequency	f= 60 Hertz
Load		PWM Sine Harmonic	
Resistance	rl= 1400 ohm	Peak voltage	V= 30 Volt
Inductance	ll= 189.8 ohm	Frequency	f= 180 Hertz
Source		PWM Ramp	
Resistance	rs= 0 ohm	Peak voltage	V= 100 Volt
Analysis		Risetime	t= 0.00007 s
Count of iterations	i= 1000	PWM Inverter Output	
Count of nodes	n= 101	Output Voltage V= sqrt(2) *	380 Volt
Node to analyse	no= 101		



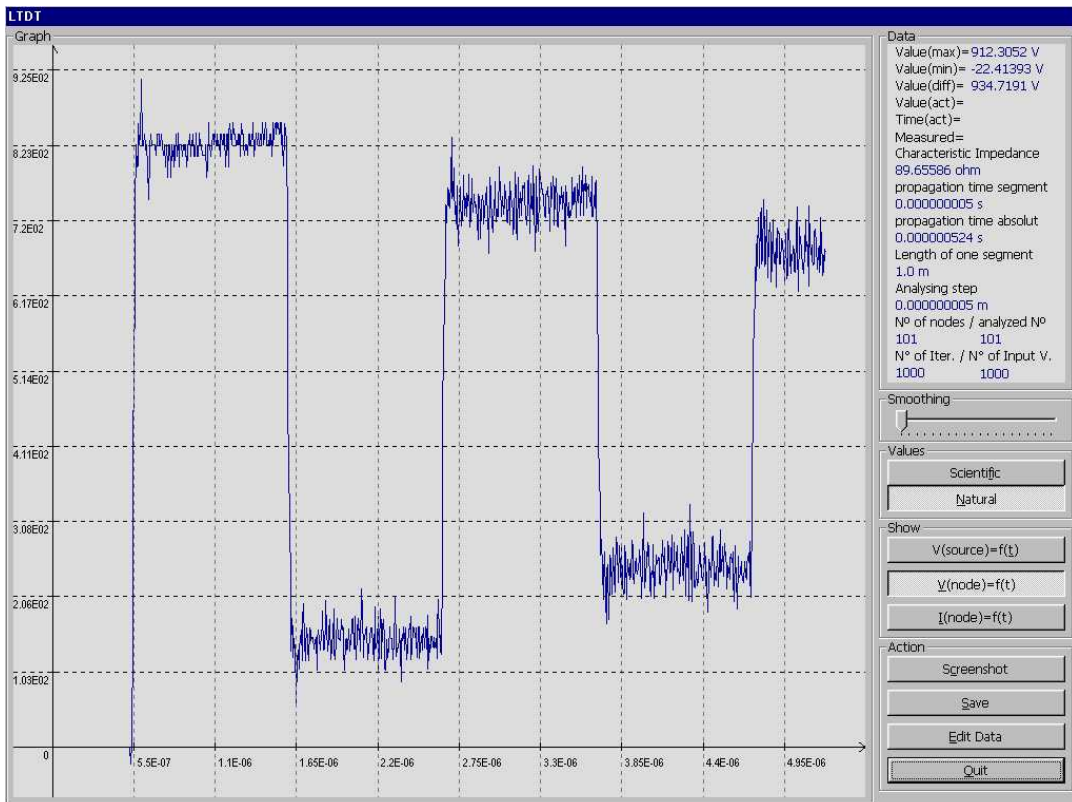
value succesfully converted
user data file: U:\Mestrado\Georg\VBasic\TLA\Pulso positivo 5kHz.txt
parameter file: U:\Mestrado\Georg\VBasic\TLA\Output\Parameter\Parametros padroes.par

Excitation: User defined
Load

Parameter Quickload:
Degrau de tensão - validacao
Inverter importiert.par
Inverter kurzes Kabel.par
Parametros cabo em 5kHz.par
Parametros padroes.par
Schrittspannung Buch.par
Sinus.par
Startwerte.par
Teste 5kHz 100m.par

Parameters:
Load
Save

Operation:
OK
Quit



ANEXO B

Especificação eletromecânica do motor

ESPECIFICACAO ELETROMECANICA DE MOTORES TRIFASICOS DE INDUCAO - EB 6996.6661									
4 / Polos MOD 112M		Tensao		- 220 / - 380 / - 440		Isol B		60 / / HZ	
Linha de Produto: NORMAL					Desenho ME				
DADOS DE BOBINAGEM					Polos				
2 Fios de 0.800 +		Fios de		Fios de		+		Fios de	
Espiras 47					Espiras				
Som.Esp 47:94:141					Som.Esp				
Passo 1:8:10:12					Passo 1:				
Camada UNICA Ligacao SERIE					Camada Ligacao				
Esquema 36-004-10/111-NA					Esquema				
3 B/G		2 G/F		Ench 0.405 (0.692)		B/G		G/F Ench ()	
Compr. 1.Espira 505 /		mm		Compr. 1.Espira		/		mm	
Item Fio 0111.3208		Peso 4.503		Kg		Item Fio		Peso Kg	
Item Fio		Peso		Kg		Item Fio		Peso Kg	
R1 20.C Fase		0.6200		(0.6890)		0.7580		OHMS	
R1 20.C Lig.		0.4130		(0.4590)		0.5050		OHMS	
R2 20.C Fase								OHMS	
R2 20.C Lig.								OHMS	
Numeracao Cabos Lig. TBG 397e					Pos. Num. Cabos Lig.				
Dimensao Cabeca Bobina/Posicao Saida Cabos - Desenho 6324.8053									
Dimens. Estat.		Rotor Pacote 130							
D. Ext 182.00		113.80		Entr 0.600		Incl 10.00		Tol 2.00	
D. Int 115.00		42.00		Anel Curto 10.00 x 25.00		Intermediar		X	
Nr 36		28		Invers. Chapas		Liga Al 99.5%			
Area 116.7		89.2		Tipo Chapa 1100-60SP		Esp 0.60			
Tratam DESCARBO		DESCARBO		Rotor COM Ch. Termico		Rabo Andorinha		4 X 10	
Item Chapa Est 6003.6705		ROT 6003.6705				Vent/Deflet.			
Fita Mica Item		COMP		Fita Poliester Item		Comp			
Verniz F				Barbante NYLON					
Filmes Isolantes		Item		Cl.		Comp.		Larg.	
Entre Fases		6804.1799		B				Espes 0.300	
Entre Fases								Qtde 2	
Entre Fases								Peso (Kg)	
Entre Fases									
Tirante									
Fun.Ranh. Superior									
Fun.Ranh. Inferior		8000.6942		B		145		36 0.250 36 0.0648	
Entre Camadas									
Entre Camadas									
Fechamento		8000.3110		B		145		13 0.250 36 0.0234	
Fechamento									
Reforco									
Estecas									

Tubos Isolantes Classe B											
Diam	Comp	Qtde	Pol	Comp.Tot.	Item	Diam	Comp	Qtde	Pol	Comp.Tot.	Item
2	143	12	4	1720	0125.1023						
6	60	12	4	749	0125.1066						

Cabos de Ligacao SEM Placa de Bornes Tipo NORMAL Classe B									
Bitola	Compr.	Qtde	Item	Comp.Total	Extr.Desc.	Terminal	Pol		
18	300	8	0114.1180	3800	30 X 7	0332.0057	4		
18	350	4	0114.1180						

Prot. Termica:		Por Fase		Alarme		Deslig		Esquema	
Alarme: Tipo		Item		Item		Item		Item	
Cabos Tipo		Classe		Classe		Bitola		Item	
Comp	Qtde	Comp	Qtde	Comp	Qtde	Comp. Total		Extr Desc	X
Deslig: Tipo		Item		Item		Item		Extr Desc	X
Cabos Tipo		Classe		Classe		Bitola		Item	
Comp	Qtde	Comp	Qtde	Comp	Qtde	Comp. Total		Extr Desc	X

Aplicacao:
Observacoes:

Executado CLEISON

Verificado

Data 05/01/2004 Rev 00

Impresso por EDUARDOD

Inducao: 0

→

ANEXO C

Placa de identificação e esquema de bobinagem do motor

PLACA DE IDENT. TRIFASICA		Item EB 6996.6661	PG 6996.6661
cv 7.5		kW 5.5	60 / / HZ
Mod 112M		Model	Code J
Isol B		EFF 100% FL 88.0	75% FL
FS 1.15	Cat. N /	Cos Fi 0.82 /	/
RPM 1740	/	Sent. Rot.	
Reg S1			
- 220V		- 20.000 A	Lig TT
- 380V		- 11.600 A	LIG YY
- 440V		- 10.000 A	LIG T
SFA	/		
Tensao (V)		Pol	Io (A)
220	4	10.000	
P CP/CN		% IP(A)	
FICHA DE ENSAIO		DE ROTINA	
Io (A) Min	Io (A) Max	Po (W) Max	V.Aplic. tempo 1s
8.000	12.000	384	2260
Resist. FASE 20.C (OHMS)		Resist. LIGACAO 20.C (OHMS)	
Pol 4	0.6200 (0.6890)	0.7580	0.4130 (0.4590) 0.5050
Linha: NORMAL		ME:	
Obs.			
Executado CLEISON		Verificado	Dt 05/01/2004 Rev 00

Impresso por EDUARDOD

