

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

José Feliciano Adami

**Detecção e Identificação de Arcos de Contorno em Cadeias
de Isoladores de Linhas de Transmissão Utilizando Técnicas de
Processamento de Sinais.**

Tese submetida ao programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica como parte dos
requisitos para obtenção do título de Doutor em
Ciências em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração:

Orientador: Prof. Dr. Carlos Alberto Mohallem Guimaraes (in Memoriam)

Orientador: Prof. Dr. Manuel Luís Barreira Martinez

Orientador: Prof. Dr. Paulo Marcio da Silveira

Agosto 2008

Itajubá -MG

Dedicatória

*A minha esposa Maria Elisabete, aos meus filhos Daniel, Débora e Thiago com
carinho pela grande compreensão aos longos destes anos.*

Dedicação especial ao professor Carlos Alberto Michallen Guimarães (in memoriam).

Agradecimento

Em primeiro lugar agradeço a Deus, fonte da vida e da graça. Agradeço pela minha vida, minha família e os amigos que me reabilitavam nos momentos de desânimo.

Aos professores Dr. Carlos Alberto Mohallem Guimaraes (in Memoriam), Dr. Manuel Luis Barreira Martinez, Dr. Paulo Marcio da Silveira, pela paciência e disponibilidade com que sempre fui recebido.

Aos colegas especialmente ao Marcel, José Eugenio, Leandro, Ricardo e Antonio Carlos DallBelo.

Meu reconhecimento e gratidão à Universidade Federal de Itajubá - UNIFEI, ao laboratório de Alta Tensão - LAT, ao Grupo de Estudo em Qualidade da Energia Elétrica – GQEE e ao seu coordenador Prof. Dr. José Policarpo G. Abreu, a Centrais Elétricas Matogrossenses S/A – CEMAT.

Aos colegas do LAT e demais pessoas que de alguma forma contribuíram para o êxito deste trabalho.

Sumário

CAPÍTULO 1	18
INTRODUÇÃO	18
1.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS	18
1.2 APRESENTAÇÃO DO TRABALHO.....	20
CAPÍTULO 2	23
SISTEMA DE ONDAS PORTADORAS	23
2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	23
2.2 - HISTÓRICO E EVOLUÇÃO DOS SISTEMAS PLC	23
2.3 FUNCIONAMENTO DO SISTEMA	25
2.3.1- <i>Frequências de Portadora</i>	25
2.3.2- <i>Objetivos</i>	25
2.4 – Os PRINCIPAIS COMPONENTES DE UM SISTEMA PLC.....	26
2.4.1 – <i>Transmissores & Receptores</i>	27
2.4.2 – <i>Bobinas de Bloqueio</i>	27
2.4.3 – <i>Caixa de sintonia ou Sintonizadores de Linha</i>	31
2.4.4 – <i>Dispositivo de Acoplamento</i>	32
2.4.4.1 – <i>Características do capacitor de acoplamento</i>	33
2.4.5 – CABOS COAXIAIS E CONDUTOR DE ENTRADA	36
2.4.5.1 - Cabo Coaxial.....	36
2.4.5.2 - Cabo Triaxial	37
2.4.5.3 - Condutor simples isolado de fio de entrada.....	38
2.5 MONTAGEM DE UM SISTEMA DE ONDAS PORTADORAS PLC NA CEMAT	39
2.5.1 <i>Topologia do Sistema de detecção</i>	39
2.5.2 <i>O Sistema de detecção e identificação de defeitos</i>	40
2.6 – PROPAGAÇÃO ENTRE CONDUTORES DE DUAS FASES	41
3.6.1- <i>Linha Aérea</i>	42
3.6.2 - <i>Propagação em circuitos retorno-a-terra</i>	42
2.6.3 - <i>Impedância característica de circuitos retorno-a-terra</i>	45
2.7 CONSIDERAÇÕES PARA APLICAÇÃO DO SISTEMA PLC EM LT'S.....	45
2.7.1 – <i>Atenuação devido à Linha de Transmissão</i>	45
2.7.1.1 - <i>Linhas Aéreas</i>	45
2.7.1.2 - <i>Cabo de Potência</i>	48
2.7.2 - <i>Características da Linha de Transmissão em RF</i>	49
2.7.3 - <i>Ruído na Linha de Transmissão</i>	50
2.7.3.1 - <i>Ruídos devido a Intempéries</i>	51
2.8 – CONSIDERAÇÕES SOBRE O EFEITO CORONA E RÁDIO INTERFERÊNCIA – RI E O SISTEMA PLC	53
2.8.1 – <i>Efeito Corona</i>	54
2.8.2 – <i>Rádio-Interferência</i>	57
2.8.3– <i>Perdas devido ao efeito corona</i>	58
2.9 CONSIDERAÇÕES FINAIS	59
CAPÍTULO 3	61

TÉCNICAS UTILIZADAS NA IDENTIFICAÇÃO DE DEFEITOS NAS LT'S.[CEMAT]	61
3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	61
3.2 – FALHAS E DEFEITOS EM LINHAS DE TRANSMISSÃO.....	61
3.3 – CONCEITOS SOBRE MANUTENÇÃO.....	62
3.4 – TÉCNICAS DE IDENTIFICAÇÃO DE DEFEITOS	63
3.4.2 – <i>Métodos baseados em descargas corona</i>	71
3.4.2.1 - Equipamentos Utilizados	72
3.4.2.2 - Característica dos Sinais de Corona.....	73
3.4.2.3 - O Sensor de Corrente (Bobina de Rogowski).....	75
3.4.2.4 - Influências na resolução de detecção	76
3.4.3 – <i>Métodos baseados em infravermelho e métodos acústicos</i>	77
3.4.4 – <i>Métodos baseados em detecção por ultra-som</i>	78
3.4.5 – <i>Métodos baseados em ultra-violeta</i>	79
3.4.6 – <i>Considerações finais sobre as técnicas atuais de localização de defeitos em LT's</i>	80
3.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	81
CAPÍTULO 4	82
ENSAIOS E SIMULAÇÕES DE ARCO DE CONTORNO EM CADEIAS DE ISOLADORES	82
4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	82
4.2 ENSAIOS DE ISOLADORES DE VIDRO E PORCELANA NO LAT.....	83
4.3 MODELAGEM E SIMULAÇÃO DE ARCO DE CONTORNO EM CADEIA DE ISOLADORES.	86
4.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES VARIANDO OS PARÂMETROS DO CIRCUITO DE ENSAIO....	90
4.5 IDENTIFICAÇÃO DE ISOLADOR QUEBRADO EM UMA CADEIA ATRAVÉS DE NÍVEIS DE TENSÕES.	96
4.6 ENSAIOS EM CADEIAS DE ISOLADORES DE VIDRO E PORCELANA – LAT	99
4.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS	110
CAPÍTULO 5	112
APLICAÇÕES EM LT'S COM SISTEMAS PLC	112
5.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	112
5.2 – MODELAGEM E SIMULAÇÃO DE UM SISTEMA DE ONDAS PORTADORAS (PLC) ATRAVÉS DO SIMULINK (MATLAB).....	112
5.1.1 – <i>Cálculo do nível de recepção de um Sistema de Onda Portadora (Cheek, 1964)</i>	113
5.1.1.1 - Resultados dos cálculos do nível de recepção	115
5.1.1.2 – Cálculo de ruído e da relação sinal-ruído (SNR) para sinal de fonia de 30 [dBm] (Cheek, 1964; Sanders).....	115
5.1.2 – <i>Simulação do Sistema PLC no Simulink (Matlab)</i>	116
5.1.3 – <i>Análise dos resultados da simulação da LT com sistema PLC</i>	119
5.2 – SIMULAÇÃO DO SISTEMA PLC COM DISTÚRBO	120
5.3 MODELAGEM E SIMULAÇÃO NO ATP DE UM SISTEMA DE ONDAS PORTADORAS.....	122
5.4 MODELAGEM E SIMULAÇÃO DE ARCOS DE CONTORNO EM CADEIA DE ISOLADORES DE UM SISTEMA DE ONDAS PORTADORAS DE 100 [KM].....	126
5.5 TÉCNICAS DE LOCALIZAÇÃO ONDE OCORREU UM ARCO DE CONTORNO NA LT.....	129
5.6 TÉCNICA DE IDENTIFICAÇÃO DE FALTA EM UMA LT UTILIZANDO MONITORAMENTO EM AMBOS OS LADOS DA LINHA.....	138
5.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS	139
CAPÍTULO 6	141
ENSAIOS EM CAMPO DE UMA LINHA DE TRANSMISSÃO	141

6.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	141
6.2 SISTEMA DE ENSAIOS CEMAT	142
6.3 – SISTEMA DE TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO PLC	143
6.4 – PLACA DE AQUISIÇÃO DE DADOS	144
6.4.1 - Programação das Placas de Aquisição de Dados	144
6.4.2 – Características da segunda placa de aquisição de dados.....	145
6.5 – CONEXÃO UNIFEI E CEMAT.....	147
6.6 – FUNCIONAMENTO DO SISTEMA.....	147
6.7 – REALIZAÇÃO DE ENSAIOS EM CAMPO.....	148
6.8 – IDENTIFICAÇÃO DE DEFEITOS	151
6.8.1 – Algoritmo Desenvolvido	151
6.8.2. Redes Neurais Artificiais (RNA)	152
6.8.3 Identificação de alguns Sinais pela Rede Neural.....	153
CAPÍTULO 7.....	154
LIMITAÇÕES, MELHORIAS, FUTUROS DESENVOLVIMENTOS.....	154
7.1 – LIMITAÇÕES	154
7.2 - MELHORIAS E FUTUROS DESENVOLVIMENTOS	155
CAPÍTULO 8.....	156
CONCLUSÕES.....	156
8.1 – CONCLUSÕES.....	156
ANEXO A.....	158
LINHAS DE TRANSMISSÃO.....	158
A.1 INTRODUÇÃO.....	158
A.2 – LINHAS DE TRANSMISSÃO.	158
A.3 - ESTRUTURA BÁSICA E TIPOS DE LINHAS DE TRANSMISSÃO (LT' S)	162
3.3.1 – Linha Bifilar Simétrica.....	162
A.3.2 – Linhas de transmissão coaxiais ou cabos coaxiais.....	162
A.4 – MODELAGEM, PARÂMETROS DISTRIBUÍDOS E CARACTERÍSTICAS DE UMA LT.	163
A.4.1 - Modelagem da Linha	163
A.4.2 - O fator de propagação (γ) ou constante de fase.....	167
A.4.3 - Comprimento de Onda.....	167
A.4.4 – Velocidade de Fase (V_p) ou velocidade de propagação.....	167
A.4.5 – Linhas sem perdas.....	167
A.4.6 – Impedância Característica.....	168
A.4.7 - Coeficiente de Reflexão	170
A.4.8 - A Taxa de Onda Estacionária.....	170
A.4.9 - Impedância de Entrada.....	171
A.4.10 - Parâmetros das linhas de transmissão de cabos coaxiais.....	172
A.4.11 – Profundidade pelicular ou de penetração.....	172
A.5 – LINHA DE TRANSMISSÃO BIFILARES	174
A.5.1 – Condutores Bifilares em Alta frequência.....	174
A.5.2 - Linha de Transmissão Bifilares - Baixa Frequência.....	176
A.5.3 - Aplicação.....	177
A.5.3.1 - Cálculo dos parâmetros nas frequências de operação de 60 [Hz] e 232 [kHz] são mostrados na Tabela 20.....	178
A.6 TRANSITÓRIOS EM LINHAS DE TRANSMISSÃO	178
A.6.1 Resposta Transitória.....	180
A.6.2 Diagrama de Reflexão	183

ANEXO B.....	187
FILTROS DIGITAIS.....	187
B.1 – INTRODUÇÃO	187
B.1.1 – <i>Filtros FIR “Finite Impulse Response”</i>	189
B.1.2 – <i>Equações genéricas de filtros FIR</i>	189
B.1.3 – <i>Filtros IIR (Infinite Impulse Response)</i>	191
B.1.3.1 - <i>Equações genéricas de filtros IIR</i>	191
ANEXO C.....	193
ISOLADORES	193
C.1 INTRODUÇÃO.....	193
C.2 ISOLADORES – TIPOS.....	193
C.3 – CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DOS ISOLADORES.....	195
C.4 – CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS.....	195
C.5 – DISTRIBUIÇÃO DE TENSÕES ELÉTRICAS NAS CADEIAS.....	200
C.5.1 - <i>Exemplo</i>	202
ANEXO D.....	205
PLACA DE AQUISIÇÃO DE DADOS.....	205
D1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	205
D.2 DADOS DA PLACA DE AQUISIÇÃO DE DADOS	205
ANEXO E.....	208
GLOSSÁRIO	208
9 - REFERÊNCIAS.....	210

Índice de Figuras

Figura 1 - Sinais de Alta Tensão e Sinal PLC.	23
Figura 2 - Sistema PLC atual [Areva].....	24
Figura 3- Terminal de Onda Portadora em Linha de Transmissão Básica. [Areva]	26
Figura 4 - Bobina de Bloqueio típica. [Areva].....	28
Figura 5 - Esquemático de uma bobina de bloqueio de dupla frequência (tipo PDF-400)......	29
Figura 6 - Projeto Geral Bobinas de Bloqueio. [Areva]	30
Figura 7 - Montagem da Bobina de Bloqueio. [Areva]	31
Figura 8 - Caixa de Sintonia – (LMU). [Areva].....	32
Figura 9 - Capacitor de acoplamento típico de onda portadora típico.....	33
Figura 10 - Esquemático do capacitor de acoplamento de onda portadora, sem o dispositivo potencial. [Cheek, 1964]	33
Figura 11 - Capacitor de Acoplamento completo. [Cheek, 1964].....	34
Figura 12 - Esquema Global de Acoplamento. [Areva]	35
Figura 13 - Uso carga aérea isolada entre transmissor de onda portadora e sintonizador externo.....	36
Figura 14 - Topologia do sistema.	39
Figura 15 - Sistema Transmissor de Sinal Carrier.....	40
Figura 16 - Sistema de Recepção.....	41
Figura 17 - Configuração assumida na discussão de propagação de circuitos retorno terra. A impedância Z2 deve ser impedância agregada ou ser continuação de uma LT.	43
Figura 18 - Perdas em Linhas de Transmissão. [Sanders]	46
Figura 19 - Métodos de acoplamento da linha.	48
Figura 20 - Atenuação no cabo em conexão Fase-Terra, submetido a 138 [kV]. [Sanders] ...	49
Figura 21 - Níveis de ruído médio típicos em linhas de 230 [kV], com largura de faixa de 3 [kHz].	51
Figura 22 - Sistema de Onda Portadora Completo. [Areva]	53
Figura 23 - Cadeia de Isoladores - Efeito Corona.	54
Figura 24 - Espectro de Frequência. [Freeman, 1968].....	55
Figura 25 - Forma de onda gerada no Gap devido centelhamento. [Freememan, 1968].....	58
Figura 26 (a) - Cadeia de isoladores; (b) Espaçadores frouxos; (c) condutores danificados... 61	
Figura 27 (a) - Cabo com tentos rompidos; (b) Objeto preso ao cabo (c) cadeias de isoladores.	62
Figura 28 - Corte de um isolador e local de defeitos.	67
Figura 29 - (a) campo elétrico da cadeia de isoladores (b) campo elétrico em torno do isolador 2.	68
Figura 30 - Distribuição do campo elétrico ao longo da cadeia de isoladores.....	68
Figura 31 - Instrumentação para inspeção de linhas.....	69
Figura 32 - Helicóptero para inspeção de LTs.	69
Figura 33 - Defeitos como corrosão e tentos rompidos.	70
Figura 34 - Defeitos em LTs e sinais de campos eletromagnéticos capturados.....	70
Figura 35 - Circuito de medição dos pulsos de corona.	72
Figura 36 - Diagrama em bloco do contador de pulsos de corona.	73
Figura 37 - Bobina de Rogowski.	76
Figura 38 - Detecção de pontos quentes por câmera ultravioleta.....	79

Figura 39 - Ruídos na Linha de Transmissão.....	81
Figura 40 - Ensaio tensão de ruptura dos isoladores – LAT.	85
Figura 41 - Simulação ensaio arco nos isoladores.....	87
Figura 42 – Arco de contorno em um isolador de uma cadeia de isoladores.....	87
Figura 43 - Zoom do sinal curto no isolador.	88
Figura 44 - FFT sinal de curto no isolador.....	88
Figura 45 - Sinal de arco no 1º isolador quebrado.....	89
Figura 46 - Zoom do sinal saída da simulação do ensaio isolador quebrado.....	89
Figura 47 - Sinal FFT da simulação do curto no primeiro isolador quebrado.	90
Figura 48 - Sistema Ensaio LAT – Variações dos Parâmetros.	90
Figura 49 - Sinais de arco com variações da indutância da linha.....	91
Figura 50 - Sinais de arco com variações da capacitância paralela.....	91
Figura 51 - Sinais de pico variando a carga.	92
Figura 52 - Picos de tensões com variações nas capacitâncias séries dos isoladores.....	92
Figura 53 - Sinais de arco com variações da capacitância de acoplamento.....	93
Figura 54 - Sinais de arco ampliado com variações da capacitância de acoplamento.....	93
Figura 55 - Sinais com variações da resistência do circuito equivalente do isolador.....	94
Figura 56 - Sinais de arco com variações na indutância principal da bobina de bloqueio.	94
Figura 57 - FFT no sinal com indutância na bobina de bloqueio de 0,1465 [mH].....	95
Figura 58 - Sinal FFT para indutância principal da bobina de 0,3465 mH.....	95
Figura 59 - Simulação arco no terceiro isolador da cadeia.	96
Figura 60 - Sinal arco ocorrido no terceiro isolador no tempo 15,625 [ms].....	96
Figura 61 - Sinal arco ocorrido no terceiro isolador quebrado no tempo 15,625 [ms].....	97
Figura 62 - Sinal pico ampliado do terceiro isolador bom e quebrado.....	97
Figura 63 - Curva de picos de tensões de isoladores bons e quebrados.	99
Figura 64 – Diagrama de ensaios – LAT.	100
Figura 65 - Foto da montagem de ensaios no LAT.	100
Figura 66 - Ensaio do garfo na cadeia de isoladores de vidro.....	101
Figura 67 - Ensaio do garfo com um dos isoladores de vidro quebrado.....	101
Figura 68 - Sinal de ensaio do garfo em isolador de vidro.	102
Figura 69 - Sinal filtrado por um filtro Butterworth passa-faixa.....	102
Figura 70 - Sinal FFT do ensaio do garfo no isolador de vidro.	103
Figura 71 - Sinal filtrado por um filtro Butter passa-faixa.....	104
Figura 72 - FFT do sinal filtrado.	104
Figura 73 - Ensaios do garfo com isoladores de porcelana.....	105
Figura 74 - Ensaio do garfo em um isolador de porcelana quebrado.	105
Figura 75 - Ensaio do garfo em cadeias de isoladores de porcelana	106
Figura 76 - Sinal filtrado – FPF de 0,06 a 1,0 [MHz].....	106
Figura 77 - Sinal do ensaio do garfo em cadeias.....	107
Figura 78 - Sinal filtrado por um filtro passa-faixa de 1,5 a 40 [MHz].....	107
Figura 79 - FFT do sinal filtrado.	108
Figura 80 – Sinal de arco positivo ocorrido no isolador vidro.....	109
Figura 81 - Sinal de arco negativo ocorrido no isolador de vidro.	109
Figura 82 – Sinal filtrado com distorção no primeiro pico.	110
Figura 83 - Linha transmissão e sistema PLC.....	113
Figura 84 - Modelo do sistema PLC - MATLAB.....	116
Figura 85 - Sinal de transmissão da portadora	118
Figura 86 - Sinal de recepção da portadora.....	119
Figura 87 - (a) Sinal Composto, (b) Sinal composto.....	119
Figura 88 - Modelo sistema PLC simulando distúrbio.	121

Figura 89 - Sinais obtidos no caminho da portadora	121
Figura 90 - Sistema de Ondas Portadoras no ATP	122
Figura 91 - Sinal Composto	123
Figura 92 - Sinal de Transmissão	123
Figura 93 - Sinal de Recepção do PLC	124
Figura 94 - Curva distância X nível recepção	125
Figura 95 - Sistema PLC com distúrbio na cadeia de isoladores.	126
Figura 96 - Sinal de saída da fase A	127
Figura 97 - Sinal de saída da fase B.....	127
Figura 98 - Sinal de saída da fase C.....	128
Figura 99 - Zoom dos sinais das três fases de uma linha de transmissão.	128
Figura 100 - Sistema PLC no ATP utilizado para cálculo da distância onde ocorreu o arco.	129
Figura 101 - Linha de transmissão – Cálculo da Identificação do arco.....	130
Figura 102 - Sinal do arco e sinais de reflexão.	131
Figura 103 - Arco ocorrendo na distância de 50 [km] da localidade A.....	133
Figura 104 - Sinais de arco para distância de 50 [km] da localidade A.....	133
Figura 105 - Ensaio do arco a 7 [km] do ponto de medição em uma linha de 110 [km].....	134
Figura 106 - Linha de Transmissão com monitoramento em ambas as localidades.	135
Figura 107 - Sistema PLC contendo monitoramento nas duas localidades.	136
Figura 108 - Sinais de reflexão de um arco ocorrido no primeiro isolador	136
Figura 109 - Arco ocorrido no primeiro isolador quebrado.....	137
Figura 110 - Circuito PLC utilizado no ATP para simular uma Falta.....	138
Figura 111 - Sinais de reflexões de uma falta ocorrida na LT.	139
Figura 112 - Sistema de Ondas Portadoras e Placa de Aquisição de Dados.....	142
Figura 113 - Gerador (a) e Medidor de Nível (b).....	143
Figura 114 - Sistema de recepção e aquisição de dados	145
Figura 115 - Placa de aquisição de dados	145
Figura 116 - Janela de configurações do programa.....	146
Figura 117- Janela de sinal e gravação	146
Figura 118 – Diagrama de blocos – LabVIEW.....	147
Figura 119 - Sinais obtidos através da placa	148
Figura 120 - Ensaio do Garfo.....	149
Figura 121 - Sinal do ensaio do Garfo após tratamento.....	149
Figura 122 - Ensaio de abertura de disjuntor.	149
Figura 123 - Ensaio de fechamento de disjuntor.....	150
Figura 124 - Sinal do teste do garfo.....	150
Figura 125 - Fluxograma de identificação de defeitos.....	152
Figura 126 - Exemplos de Linhas de Transmissão.....	161
Figura 127 - Linha Bifilar Simétrica.....	162
Figura 128 - Cabo Coaxial.	163
Figura 129 - Linha de Transmissão básica.....	163
Figura 130 - Representação de uma LT de um incremento de comprimento.	164
Figura 131 - Sentido da corrente e tensão na LT.....	166
Figura 132 - Terminação de rede para uma linha trifásica.....	170
Figura 133 - Condutor Bifilar.....	175
Figura 134 - Pulso de duração δ	179
Figura 135 - Tensão $V(t)=V_1(t)+V_2(t)$	179
Figura 136 - Circuito de uma linha de transmissão. [Ulaby, 2007].....	180
Figura 137 - Circuito equivalente para $t = 0+$. [Ulaby]	180

Figura 138 - Distribuição de tensão na LT sem perdas em resposta a tensão degrau aplicada.	182
Figura 139 - Distribuição de corrente na LT sem perdas em resposta a tensão degrau aplicada.	182
Figura 140 - Diagrama de reflexão da tensão.....	184
Figura 141 - Diagrama de reflexão da corrente.....	185
Figura 142 - Tensão versus tempo para $z = l/4$	186
Figura 143 - Sistema de Filtragem.....	188
Figura 144 - Filtro FIR.....	189
Figura 145 - Filtro IIR.....	192
Figura 146 - Alguns exemplos de Isoladores. [Pavlik, 1989]	194
Figura 147 - Isoladores para transmissão tipo suspensão.	195
Figura 148 - Isolador de Disco. [Mamede, 1994].....	197
Figura 149 - Detalhes de um Isolador de Disco. [Pavlik, 1989].....	197
Figura 150 - Isolador polimérico. [Pavlik, 1989]	200
Figura 151 - Detalhes de um Isolador polimérico. [Pavlik, 1989]	200
Figura 152 - Distribuição das tensões elétricas na cadeia de Isoladores	201
Figura 153 - Distribuição tensões elétricas sobre Isolador. [Pavlik, 1989]	201
Figura 154 - A tensão total sobre cada isolador. [Pavlik, 1989].....	202
Figura 155 - Distribuição da tensão na cadeia de isoladores.	203

Índice de Tabelas

Tabela 1 - Atenuação Típica - Características de RG-8/U.....	37
Tabela 2 - Alcance de impedâncias características para circuitos de PLC em linhas aéreas...	42
Tabela 3 - Fatores de Correção. [Sanders]	47
Tabela 4 - Perdas de transposição em dB. [Sanders].....	47
Tabela 5 - Correção dos Fatores de Acoplamento. [Sanders]	47
Tabela 6 - Condutor blindado. Fatores de correção dos ruídos em outras tensões acima de 230 [kV]. [Sanders]	52
Tabela 7 - Fatores de correção para outras larguras de faixa que a de 3 [kHz]. [Sanders].....	53
Tabela 8 - Métodos de localização de isolador defeituoso.	66
Tabela 9 - Aplicações comparativa entre as técnicas de infravermelho e Ultra sônica...	78
Tabela 10 - Valores de Resistências de Isoladores	83
Tabela 11 - Medidas de capacitância dos Isoladores.....	84
Tabela 12 - Tensão de ruptura de isolamento dos isoladores de vidro e porcelana.....	86
Tabela 13 - Níveis de tensões de pico do arco nos isoladores bons e quebrados.....	98
Tabela 14 - Parâmetros da linha de transmissão.....	117
Tabela 15 - Níveis de Recepção	120
Tabela 16 - Distância X sinal recepção.....	124
Tabela 17 - Cálculo da distância onde ocorreu o arco.....	132
Tabela 18 - Cálculo das distâncias das localidades A e B onde ocorreram arcos.....	137
Tabela 19 - Resultados da identificação de defeitos.....	153
Tabela 20 - Parâmetros da linha.	178

Listas de Abreviaturas e Siglas

AM-SSB	Single Side Band Modulation
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ANN	Artificial Neural Networks
ASA	American Stantard Association
AT	Alta Tensão
ATP	Alternative Transients Program
BR	Bobina de Rogowski
BW	Largura de Faixa
CELINTRA	Compensador não convencional de linha de transmissão
CEMAT	Centrais Elétricas Matogrossenses S.A.
COE	Coeficiente de Onda estacionária
CRV	Gradiente crítico de tensão
DEC	Duração Equivalente de Interrupção por Unidade Consumidora
DIC	Duração de Interrupção por Unidade Consumidora
EHV	Extra-Alta Tensão
EPDM	Etileno propileno dieno momomérico
ESDD	Equivalent Salty Deposit Density
FEC	Frequência Equivalente de Interrupção por Unidade Consumidora
FFT	Transformada Rápida de Fourier
FIR	Finite Impulse Response
GPS	Sistema de Posicionamento Global
IIR	Infinite Impulse Response
LAT	Laboratório de Alta Tensão - UNIFEI
LMU	Caixa de sintonia
LPC	Linear Prediction Coding
LT	Linha de Transmissão
MLP	Multilayer Perceptron
MATLAB	Matrix Laboratory
PDH	Hierarquia Digital Presiocrona
PLC	Power Line Carrier
PTC	Transformador de Potencial Capacitivo
RA	Ruído Audível
RF	Rádio Frequência
RI	Radio Interference
RIV	Radio Interference Voltage
ROE	Relação de Onda Estacionária
SDH	Hierarquia Digital Síncrona
SNR	Relação Sinal Ruído
SWR	Standing wave Ratio
TEM	Transverse Eletromagnetic Wave
TRI	Rádio Interferência
UV	Ultra-violeta
VLSI	Very-large-scale-integration
VSWR	Voltage Standing wave Ratio

Lista de Símbolos e Unidades

A	ampère
C	capacitância
dB	decibel
dBm	Decibel em relação a 1 mw
FT	pés
G	condutância
GHz	Giga Hertz
Hz	Hertz
kHz	kilo Hertz
km	quilômetro
kV	kilovolts
k Ω	kiloohms
L	indutância
m	metro
m/s	Metros por segundo
mA	Miliampère
mH	Milihenry
MHz	Megahertz
MS/s	Mega sample por segundo
mV	mili volt
MV	Megavolts
MW	Megawatts
M Ω	Megaohms
pF	Picofaraday
R	resistência
S	Relação de onda estacionária
V	volt
V _p	Velocidade de fase
W	watt
Z _L	Impedância de carga
Z _o	Impedância característica
α	Constante de atenuação
β	Constante de fase
Γ	Coefficiente de reflexão
ϵ	permissividade
λ	Comprimento de onda
μ	Permeabilidade
μ A	Microampère
μ m	Micrometro
σ	Condutividade
ψ	ângulo de fase
ω	freqüência angular

Resumo

ADAMI, JOSÉ FELICIANO. **Detecção e Identificação de Arcos de Contorno em Cadeias de Isoladores de Linhas de Transmissão Utilizando Técnicas de Processamento de Sinais**. 2008. 213f. Tese (Doutorado em Ciências em Engenharia Elétrica) Universidade Federal de Itajubá, Itajubá 2008.

Neste trabalho são propostas a detecção e identificação de arcos de contorno em cadeias de isoladores de uma linha de transmissão aplicando-se técnicas de processamento de sinais, através de filtros digitais, transformada rápida de Fourier (FFT) e redes neurais artificiais. O sistema de detecção é composto de uma estrutura que capta os sinais da linha de transmissão por meio de um sistema de ondas portadoras, utilizando-se placas de aquisição de dados ou osciloscópio, sistema este montado na Centrais Elétricas Matogrossenses (CEMAT), entre as localidades de Cidade Alta e Nobres e no Laboratório de Alta Tensão - LAT da UNIFEI. Utilizou-se também o recurso de simulações no MATLAB e ATP para analisar o nível de recepção do sistema PLC instalado em campo, distúrbios, sinais gerados pelo arco de contorno de cadeias de isoladores. Os parâmetros utilizados nas simulações foram obtidos através de dados do fabricante, ensaios de campo e ensaios no LAT, obtendo-se resultados de simulações satisfatórios. Os ensaios realizados no LAT – UNIFEI possibilitaram validação de assinatura ou melhor confirmar a presença de duas frequências, em específico para este arranjo de ensaio, uma de 100 kHz e outra de 600 kHz geradas do sinal de arco de contorno obtido em simulações. Através de simulações no ATP desenvolveu-se duas técnicas de localização de arcos de contorno em cadeias de isoladores de uma linha de transmissão. Além disso, foi possível também simular uma falta e localizá-la. Os resultados dos ensaios realizados em laboratório LAT e na CEMAT mostram a importância e o impacto deste trabalho em concessionárias de energia elétrica, uma vez que é possível, dentro de limites de uma forma preditiva e remota, detectar, identificar e localizar defeitos em cadeias de isoladores e em linhas de transmissão.

PALAVRAS-CHAVES: Linha de transmissão, isoladores, sistema de ondas portadoras.

Abstract

ADAMI, JOSÉ FELICIANO. **Detection and identification of contour discharge in string insulators of a transmission line using processing signals techniques.** 2008. 215f. Thesis (Doctorate in science in Engineering Electric) Universidade Federal de Itajubá, Itajubá 2008.

The proposal of this work is the detection and identification of contour discharge in string insulators of a transmission line using processing signals techniques through digital filters, fast Fourier transform (FFT) and artificial neural networks (ANN). The detection system is composed of a structure which pick up the transmission line signals through a system of power line carrier, making use of data acquisition system or oscilloscope, system which was set in Centrais Eletricas Matogrossenses (CEMAT) between Cidade Alta and Nobres, and in the High Voltage Laboratory - LAT of UNIFEI. It was also used simulations in MATLAB and ATP to review the level of reception of the PLC system installed in the field, disturbances, signals generated by the contour discharge in string of insulators. The parameters used in the simulations were obtained through data from the manufacturer, the field tests and tests in the LAT, obtaining satisfactory simulation results. Tests carried out in the LAT - UNIFEI allowed the validation of signatures, confirmed the presence of two frequencies: one of 100 kHz and other of 600 kHz generated by the signal of an arc of contour obtained in simulations. Through ATP simulations were developed two contour discharge in string insulators localizing techniques in a transmission line. Besides that, it was also possible to simulate a fault and find it. The results of tests that were done in the laboratory LAT and in CEMAT have shown encouraging results. It was shown the importance and the impact of this work in electric power utilities, once it will be possible in a predictive way and remote detect, identify and locate future defects in string of insulators in transmission lines.

KEYWORDS: Transmission lines, insulators, system of power line carrier.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Considerações Gerais

A energia elétrica é fundamental para a sociedade, nos dias atuais, quer seja nas residências, nos escritórios e principalmente nas indústrias de forma geral. Caso a interrupção no fornecimento de energia elétrica ocorra por qualquer motivo, espera-se o seu restabelecimento o mais rápido possível para que os mais diversos setores da economia não sejam prejudicados.

O corte no fornecimento de energia poderá trazer conseqüências leves ou graves. Por exemplo, um cidadão poderá perder o final de um filme ou parte de um trabalho feito em seu computador. Para a indústria, a falta no fornecimento de energia poderá causar perdas parciais ou até totais da produção, sendo que tais perdas poderão acarretar atrasos na entrega dos produtos, provocando a insatisfação dos clientes.

As freqüentes interrupções de fornecimento de energia normalmente são resultados de faltas, que geralmente ocorrem devido a quedas de cabos, trincas em isoladores, rompimento do isolamento, fugas de corrente, cabos parcialmente rompidos, e outros. Os defeitos têm sido uma preocupação constante das equipes de operação e, principalmente, de manutenção das

empresas do setor elétrico, em função da degradação dos índices DEC¹ e o FEC². Além destes índices, a ANEEL (Agencia Nacional de Energia Elétrica) implantou mais três indicadores destinados a aferir a qualidade prestada diretamente ao consumidor, os indicadores DIC (Duração de Interrupção por Unidade Consumidora), o FIC (Frequência de Interrupção por Unidade Consumidora) e o DMIC (Duração Máxima de Interrupção por Unidade Consumidora). Os dois primeiros indicam por quanto tempo e o número de vezes respectivamente que uma unidade consumidora ficou sem energia elétrica durante um período considerado. O terceiro é um indicador que limita o tempo máximo de cada interrupção, impedindo que a concessionária deixe o consumidor sem energia elétrica durante um período muito longo.

Estes defeitos localizados e identificados de forma preditiva em linhas aéreas ou subterrâneas, evitariam prejuízos tanto para a concessionária quanto para o cliente. Para os clientes pelos motivos supracitados. Para a concessionária, devido a quantidade e a extensão das linhas de transmissão que compõem o Sistema Elétrico de Potência e os procedimentos atuais de manutenção preventiva através de vistorias das mesmas. Tal procedimento implica em custos elevados.

A imprecisão em localizar estes defeitos ou mesmo a dificuldade de identificá-los, implica em uma perda de qualidade da energia fornecida. Isto se deve à possibilidade de ocorrência de interrupções de curta duração (defeitos intermitentes) ou, no caso de defeitos permanentes, aos atrasos no restabelecimento da energia elétrica por causa da demanda de tempo na busca do local da falta por parte das equipes de manutenção. Isto devido as extensões e dificuldade de acesso às LT's.

A localização de faltas do tipo curto-circuito em linhas de transmissão é um tema que tem sido estudado ao longo dos anos. A literatura especializada apresenta diversas técnicas para tal tarefa, sendo ainda de muito interesse dos pesquisadores. Assim, diversos problemas existentes e técnicas de detecção e localização de defeitos em LT, utilizadas atualmente, são abordados neste trabalho.

A Identificação remota de defeitos, como cabos parcialmente rompidos, isoladores com baixo nível de isolamento ou quebrado e outros, antes que estes possam efetivamente causar danos maiores (curto-circuito e interrupções) ao sistema de fornecimento de energia elétrica, sem dúvida, é uma oportunidade desafiadora. Cabe salientar que a literatura

¹ Duração Equivalente de Interrupção por Unidade Consumidora - indica o número de horas em média que um consumidor fica sem energia elétrica durante um período, geralmente mensal.

² Frequência Equivalente de Interrupção por Unidade Consumidora - indica quantas vezes, em média, houve interrupção na unidade consumidora como residência, comércio, indústria etc.

especializada nada cita sobre alguma técnica ou sistema de supervisão que possa realizar esta tarefa. Na prática, são utilizados instrumentos durante as inspeções das linhas de transmissão, os quais por manuseio externo, poderão indicar os defeitos e ocorrências como cadeias de isoladores com baixo nível de isolamento, isoladores quebrados, ferragem da cadeia de isoladores corroída, tentos rompidos, desgastes, etc., os quais irão se manifestar na forma de pequenos *flashovers*, descargas superficiais, elevação do nível de corona, ruídos, etc. Estes instrumentos de verificação baseiam-se em técnicas de ultra-som, termográfica ou simplesmente captura de sinais irradiados eletromagneticamente. [CEMAT]

As equipes técnicas das companhias de energia elétrica têm percebido, ao longo dos anos, o aparecimento de algumas interferências na forma de ruídos no sistema de ondas portadoras (Sistema *Carrier ou Power Line Carrier - PLC*). Percebe-se também certa correlação destes ruídos com problemas nas linhas de transmissão que, com o tempo, poderão culminar no desligamento da linha. [CEMAT]

Este trabalho, baseado nestas constatações, tem como objetivo investigar e estudar, através de ensaios e simulações, as interferências que aparecem nos sistemas de ondas portadoras do sistema de telecomunicação cujas frequências situam-se na faixa de 30 [kHz] a 500 [kHz], causadas em cadeias de isoladores de uma linha de transmissão (LT). Os defeitos mais frequentemente encontrados em uma LT são isoladores quebrados (muitas vezes causados por vandalismo), trincados e cabos com alguns tentos rebentados. Pretende-se que tal investigação conduza à descoberta de padrões ou assinaturas dos defeitos que ainda estão ocultos, de modo que, uma vez identificados, possam ser sanados antes que venham efetivamente interromper o sistema de transmissão. [CEMAT]

O conhecimento dos mecanismos de interferências dos defeitos nos sinais do sistema de ondas portadoras tornar-se-á essencial no estudo e na implementação de medidas preditivas e corretivas de manutenção na LT sem a necessidade de desligamentos imprevistos / forçados. De posse destas informações, poder-se-á priorizar e planejar a manutenção antes que a falta ocorra, aumentando a eficiência do setor elétrico e das atividades produtivas dos consumidores de energia elétrica.[CEMAT]

Uma vez constatada a presença de sinais na forma de distúrbios no sistema de ondas portadoras, este trabalho propõe-se a identificação e localização de arcos de contorno (possíveis defeitos) em cadeias de isoladores de linha de transmissão utilizando técnicas de processamento de sinais.

Trata-se de uma técnica de identificação e localização nas LT's de forma remota, evitando possíveis interrupções no fornecimento de energia, uma vez que os defeitos serão

identificados e corrigidos previamente. Isto melhora com certeza a qualidade no fornecimento de energia e a satisfação dos clientes.

Deste modo foram utilizadas técnicas de análise de sinais, os quais foram obtidos do sistema de ondas portadoras em determinada largura de banda aplicando modernas técnicas de processamento de sinais (filtros digitais, redes neurais, análise espectral, etc.).

Além disso, para a captura e a análise dos sinais deste sistema utilizou-se placas de aquisição de dados e osciloscópio digital. Sistema este que será detalhado posteriormente.

Para ampliar e complementar a base de dados, foram realizado ensaios no Laboratório de Alta Tensão da UNIFEI (LAT) e na CEMAT (Centrais Elétricas Matogrossenses S/A). Os trabalhos também foram conduzidos a partir de resultados de simulações, utilizando-se programas como Matlab / Simulink (versão 6.5), Programas de Transitórios Eletromagnéticos (ATP) para avaliar a LT e sistema PLC. O software Orcad (versão V9) foi utilizado para avaliar os filtros inclusos nas simulações e em campo.

1.2 Apresentação do trabalho

Este trabalho é composto de oito capítulos que são descritos, de forma resumida.

Neste primeiro foram apresentadas as principais razões pelas quais justifica o desenvolvimento do trabalho.

O capítulo 2 (Sistema de Ondas Portadoras) apresenta os principais componentes de um sistema de ondas portadoras, suas características, as principais considerações de projeto. Ele descreve a topologia do sistema de detecção e identificação de defeitos, e faz comentários sobre ruídos presentes na LT, efeito corona e rádio interferência.

O Capítulo 3 (Técnicas Utilizadas na Identificação de Defeitos) conceitua falhas e defeitos em uma LT, classifica a manutenção de uma LT e descreve algumas técnicas tradicionais utilizadas na identificação e localização de defeitos nas LT's.

O capítulo 4 (Ensaio e Simulações de Arco de Contorno em Cadeias de Isoladores), mostra os resultados dos ensaios em cadeias de isoladores de vidro e de porcelana realizados no LAT e relata ainda os resultados de simulações do circuito ensaiado no LAT.

O capítulo 5 (Aplicações em Linha de transmissão com Sistema PLC) descreve os cálculos do nível de recepção e relação sinal ruído do sistema de ondas portadoras instalado na CEMAT, modelagem e simulações do sistema PLC no Matlab e no ATP, simulação de distúrbio no sistema PLC. Ainda neste capítulo são apresentadas duas técnicas de localização de arcos de contorno, e falta em uma linha de transmissão através do ATP.

O capítulo 6 (Ensaio de Campo da Linha de Transmissão) tem como objetivo expor os principais componentes do sistema de ensaios da CEMAT, suas características e os resultados alcançados, bem como as dificuldades em realizá-los.

O Capítulo 7 (Limitações, Melhorias, Futuros Desenvolvimentos) apresenta as limitações do sistema de detecção, identificação e localização de arcos de contorno em cadeias de isoladores. Também são sugeridas propostas para futuro desenvolvimento.

O Capítulo 8 (Conclusões) trata de apresentar às conclusões das simulações e ensaios de laboratório e de campo.

No Anexo A (Linha de Transmissão) são abordados os conceitos sobre linha de transmissão, seus principais parâmetros, suas características em alta frequência e uma análise da resposta da linha a transitórios.

No Anexo B (Filtros Digitais) é apresentado conceito sobre Filtros Digitais FIIR (Finite Impulse Response) e IIR (Infinite Impulse Response).

No Anexo C (Isoladores) têm-se as características dos isoladores e descreve os cálculos da distribuição de tensão nas cadeias.

No Anexo D descreve-se as características técnicas da placa de aquisição de dados.

No Anexo E têm-se um glossário.

Capítulo 2

Sistema de Ondas Portadoras

2.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo são abordadas as características para se ter sistema de ondas portadoras (PLC) confiável, os principais componentes do sistema, as principais considerações de projeto. Os sinais a serem analisados são obtidos das placas de aquisição de dados instaladas no caminho do sistema PLC. São analisados os principais componentes deste sistema e seu comportamento na linha de transmissão com tempo bom e ruim.

As linhas de transmissão, que desempenham um notável papel na transmissão e distribuição de energia elétrica, também são normalmente utilizadas para transmissões de dados, voz, fax e sinais de tele-proteção, entre diversos pontos. O sistema PLC é utilizado com tensões superiores a 33 [kV], já que sistemas com menores níveis de tensão são caracterizados por inúmeras interrupções e derivações para subestações elétricas. Isto levaria à necessidade de instalação de uma maior quantidade de equipamentos, elevando o custo de instalação e manutenção do sistema de comunicação de forma considerável. A Figura 1 ilustra sinais de Alta Tensão e sinal do Sistema de Onda Portadora.

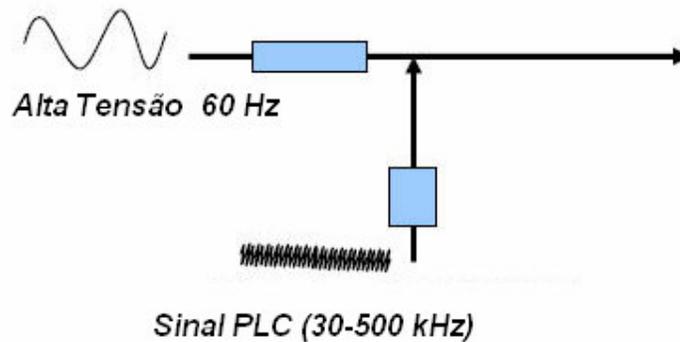


Figura 1 - Sinais de Alta Tensão e Sinal PLC.

2.2 - Histórico e evolução dos Sistemas PLC

A utilização de equipamentos de ondas portadoras em linha de transmissão tem ocorrido desde o início do século XX. Em 1920, em Nova York, um sinal de 500 [Hz] na linha de transmissão foi usado para controlar as luzes de rua, sendo os transmissores e receptores originalmente produzidos por um motor-gerador (M – G) equipado com uma bobina de sintonia com um metro de diâmetro. Como a tecnologia progrediu, chegou-se ao equipamento PLC.

Existem muitos transmissores e receptores baseados em tubos de vácuo (válvula) ou na lógica discreta a transistor em uso, mas eles estão sendo substituídos por componentes muito mais avançados, tais como processadores de sinal digital e outros componentes VLSI (Very-large-scale integration).

O sistema foi utilizado inicialmente somente para comunicações em telefonia. No decorrer dos anos, suas aplicações se expandiram, passando a incluir uma ampla variedade de aplicações tais como: relé de proteção, telemetria, controle de carga, controle de supervisão e outros. Atualmente, o sistema de onda portadora é muito utilizado na operação da maioria dos sistemas de potência. O Sistema de ondas portadoras em linhas de transmissão oferece uma rápida e confiável comunicação entre controle centralizado e despacho de carga. Permite claramente e em velocidade, a solução para todos os tipos de falta, com um incremento contínuo no limite permitido de estabilidade com a linha em carga. A comunicação via sistema de onda portadora proporciona canais econômicos para informação de telemetria em carga contínua para expedidores, possibilitando a operação eficiente do sistema. Os canais de ondas portadoras são usados para supervisão remota, controle de muitas subestações importantes e controle automático de carga em um grande número de unidades de geração.

A utilização de equipamentos de onda portadora na transmissão de sinais de alta frequência sobre sistemas de frequência industrial (caso do Brasil 60 [Hz]) envolve muitos problemas. As configurações e disposições destes sistemas são invariavelmente ditadas em relação à frequência industrial, incluindo-se as derivações curtas e linhas de ramais que podem trazer grande confusão na transmissão da frequência de portadora, sem considerar seus efeitos sobre alta frequência. Os profissionais de comunicação em sistemas de potência devem, contudo, aceitar o sistema de frequência industrial como existente e fazer com que o equipamento de onda portadora opere satisfatoriamente entre os pontos requeridos, projetando-os cuidadosamente.

O processo de aplicação de onda portadora em uma linha de transmissão é altamente empírico, devido à complexidade do sistema de potência atual, que torna praticamente impossível o cálculo exato de todos os efeitos. Contudo, uma avaliação dos princípios fundamentais envolvidos e o uso de dados práticos coletados através dos anos permitem prever com adequada exatidão às características oferecidas por um canal de onda portadora.

Neste capítulo, uma revisão das principais aplicações de onda portadora em linha de transmissão é seguida por discussões de algumas considerações fundamentais na transmissão de energia em alta frequência em um sistema de potência. O restante do capítulo fornece dados de aplicações práticas de canais de onda portadora em linha de transmissão.

A Figura 2 ilustra um sistema PLC utilizado atualmente, cuja entrada são sinais de voz, dados e proteção, os quais são enviados para o equipamento PLC (modulador e transmissão). Estes sinais devidamente tratados são enviados para a LT.

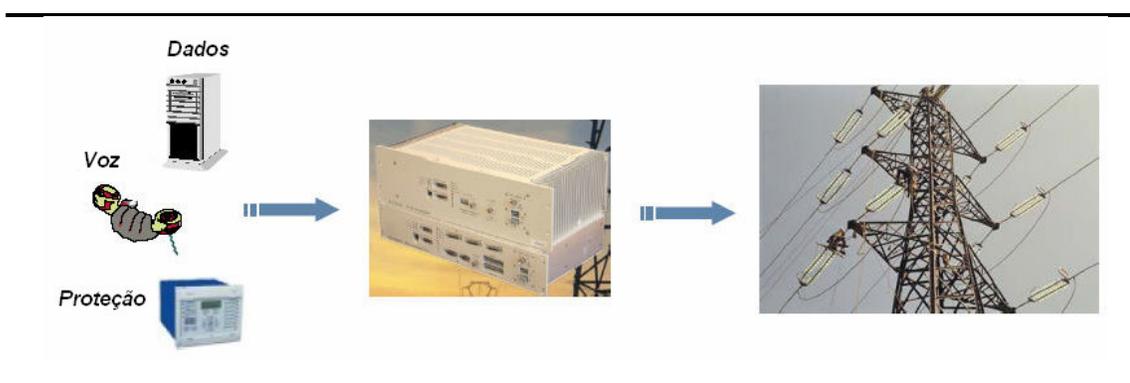


Figura 2 - Sistema PLC atual [Areva]

2.3 Funcionamento do sistema

2.3.1– Freqüências de Portadora

Por muitos anos, a faixa de 50 [kHz] a 150 [kHz] foi considerada a banda normal do sistema de onda portadora. Entretanto, o grande aumento das aplicações dos equipamentos de onda portadora na última década resultou na saturação na banda de freqüência na maioria dos sistemas interconectados de potência e novos canais foram estabelecidos na faixa freqüência de 30 [kHz] a 500 [kHz]. Os limites práticos para extensão da banda de freqüência irão provavelmente ser estabelecidos pelas excessivas perdas no extremo superior do espectro de freqüência, pelos desmedidos e complexos equipamentos de acoplamento e sintonia e pela dificuldade na obtenção de circuitos sintonizados de suficiente banda larga no extremo inferior do espectro de freqüência.

2.3.2– Objetivos

Muitos fatores afetarão a confiabilidade de uma linha de transmissão via canal da portadora (PLC). O objetivo de um sistema PLC é ter um nível de sinal no terminal remoto, que está acima da sensibilidade do receptor, e com uma relação sinal-ruído (SNR) bem acima do mínimo, de modo que o receptor possa “tomar uma decisão correta”, baseada na informação transmitida. Se ambas as exigências forem obtidas, então o canal PLC será de confiança. Os fatores que afetam a confiabilidade são:

- A quantidade de potência de saída do transmissor;
- O tipo e o número de híbridas necessárias para paralelar os transmissores e receptores;
- O tipo de sintonizador de linha utilizado;
- O tamanho do capacitor de acoplamento em termos de capacitância;
- O tipo e o tamanho, em termos de indutância da bobina de bloqueio usado;
- A tensão de linha e a configuração física do sistema de potência (linha de transmissão);
- A(s) fase(s) em que o sinal do PLC é acoplado;
- O comprimento do circuito e o número de transposições;
- O equipamento de desacoplamento no terminal de recepção (geralmente o mesmo que “terminal de transmissão”);

- O tipo de modulação usado para transmitir a informação e os circuitos de demodulação no receptor;
- A relação sinal-ruído recebida (SNR).

A lista mencionada não é totalmente completa, mas estes são os fatores principais envolvidos no sucesso ou na falha do canal PLC. A próxima seção trata de cada um dos itens acima e do uso destas informações para projetar um canal confiável de onda portadora em uma linha de transmissão através de um exemplo.

2.4 – Os Principais Componentes de um Sistema PLC

Os principais componentes de um canal PLC relacionados a seguir são mostrados na **Erro! Fonte de referência não encontrada..**

- 1) Bobina de bloqueio;
- 2) Equipamento de onda portadora (transmissor; receptor);
- 3) Cabo coaxial;
- 4) Caixa de sintonia ou sintonizadores;
- 5) Capacitor de acoplamento;
- 6) Linha de transmissão;

O problema associado com o sistema PLC é a exigência em se pôr o sinal de portadora na linha de transmissão sem danificar os equipamentos de onda portadora. Uma vez que o sinal está na linha de transmissão, este deve ser conduzido no sentido apropriado para ser recebido satisfatoriamente pelo terminal de linha remoto.



Figura 3- Terminal de Onda Portadora em Linha de Transmissão Básica. [Areva]

2.4.1 – Transmissores & Receptores

Os transmissores e receptores de um sistema de ondas portadoras são montados geralmente em um *rack* ou em um gabinete na casa de controle. O sintonizador de linha ou caixa de sintonia fica no pátio de manobra. Isto significa, então, que há uma razoável distância entre o equipamento e o sintonizador. A conexão entre os dois é feita usando um cabo coaxial o qual é provido de uma blindagem para que o ruído não possa alcançar o cabo e causar interferências. O cabo coaxial é conectado ao sintonizador de linha, que deve ser montado na base do capacitor de acoplamento.

Se houver mais de um transmissor envolvido por terminal, o sinal deve atravessar circuitos de isolamento, tipicamente híbrida, antes da conexão com o sintonizador de linha.

As potências nominais de saída do sistema oferecidas são 2, 10, 40 e 80 [W]. Exemplo de níveis nominais de saída para fonia são 23, 30, 36 [dBm].

2.4.2 – Bobinas de Bloqueio

A energia da portadora na linha de transmissão deve ser dirigida ao terminal da linha remota e não ao barramento da estação. Ela deve ser isolada das variações das impedâncias do barramento, tarefa executada pela bobina de bloqueio.

A bobina de bloqueio é, geralmente, composta de circuito ressonante paralelo que é sintonizado na frequência da portadora. Um circuito ressonante paralelo tem uma alta impedância na frequência de sintonia, fazendo com que a maioria da energia da portadora flua para a linha do terminal remoto. O indutor da bobina de bloqueio fornece um caminho de baixa impedância para o fluxo da energia da frequência industrial. Sendo o fluxo de potência grande, o indutor usado na bobina de bloqueio deve ser grande também em termos de tamanho físico.

A energia da portadora estando na linha de transmissão, qualquer controle do sinal é conduzido de forma natural para alcançar a outra extremidade. Durante o processo de transporte à outra extremidade, o sinal é atenuado, e o ruído do ambiente é adicionado ao sinal. No terminal de recepção, o sinal é desacoplado da linha de transmissão, da mesma maneira que foi acoplado ao terminal transmissor. O sinal é, então, enviado aos receptores na casa de controle através do cabo coaxial.

Uma bobina de bloqueio é sempre usada em cada terminal de seção de linha na qual a transmissão da onda portadora é aplicada. Seu principal propósito nesta aplicação é

prevenir uma falha nas vizinhanças de uma secção da linha adjacente de curto-circuitar no canal de onda portadora e interromper a transmissão de um sinal de bloqueio para terminal da linha oposta. Em geral, a bobina de bloqueio é uma forma de elevar os níveis de sinal pela confinação da principal porção de energia da portadora para o seu caminho desejado e pela isolamento das fontes de alta atenuação do circuito de onda portadora.

Uma bobina de bloqueio típica de onda portadora é mostrada na Figura 4.

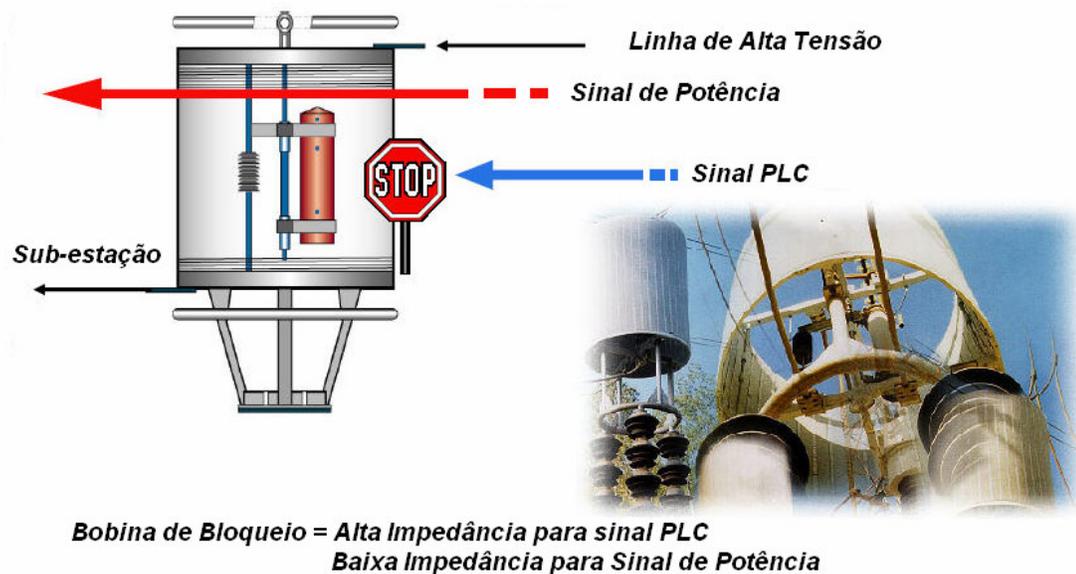


Figura 4 - Bobina de Bloqueio típica. [Areva]

O indutor principal é constituído por perfis preferencialmente de alumínio de seção retangular de alta resistência mecânica, capaz de transportar a corrente nominal da linha na frequência industrial e as correntes de curto-circuito a que as LT's estão sujeitas. Este indutor é enrolado em um cilindro de porcelana, o qual serve também como invólucro da unidade do capacitor ajustável usado para sintonia da bobina na ressonância e frequência desejada. Cada espira pode ser separada por calços de fibra de vidro. O indutor de perfil de alumínio é rigidamente imobilizado por meio de cruzetas de alumínio montadas nas extremidades com um ou mais tirantes de fibra de vidro isolados. Um centelhador é provido através de derivação para proteger a unidade do capacitor de danos por picos de sobretensão.

Fabricantes padronizaram de 400 a 4000 A as correntes nominais para as bobinas de bloqueio. Dependendo da corrente, um ou mais perfis são conectados em paralelo. Modelos de frequência única ou dupla estão disponíveis. Um diagrama esquemático de uma derivação de frequência dupla é ilustrado Figura 5 [Cheek, R. C. 1964].

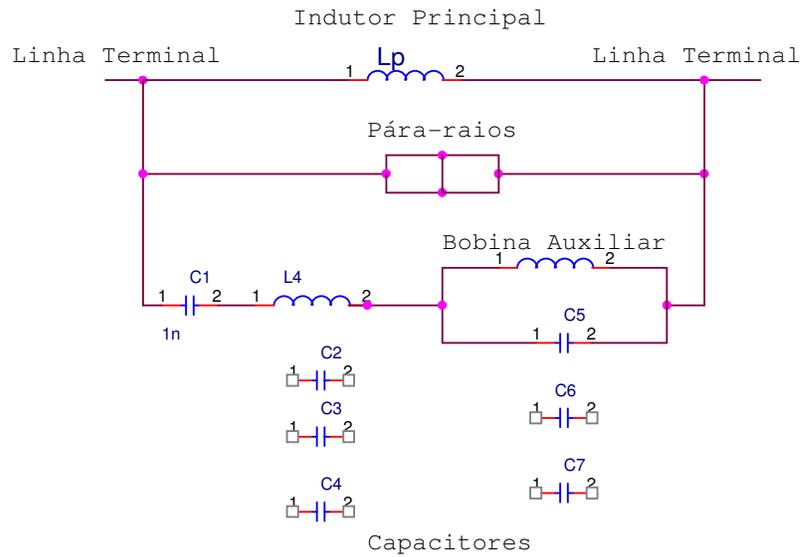


Figura 5 - Esquemático de uma bobina de bloqueio de dupla frequência (tipo PDF-400).

A aparência externa da bobina de frequência dupla é a mesma que a de frequência única de valor nominal, isto porque os circuitos extras usados para obter ressonância dupla estão contidos na bobina principal e são idênticos em ambos os casos.

Quando uma bobina de bloqueio é usada para isolar um circuito de baixa impedância, as perdas não são reduzidas a zero, e sim a um valor que é função da impedância característica do canal de onda portadora e da impedância de derivação nas proximidades da ressonância.

Uma bobina de bloqueio simples no final de um canal acoplado a uma linha-terra não reduz substancialmente a interferência aos canais da mesma ou frequências muito próximas da linha além da bobina de bloqueio, porque não é interrompida a corrente das duas fases desacopladas. Duas bobinas de bloqueio, uma em cada fase do condutor de um canal acoplado por interface, são mais eficazes. Mesmo neste caso, existe usualmente um desequilíbrio suficiente no sistema das frequências de onda portadora que causa apreciável corrente no condutor não usado, resultando na interferência dos canais além da derivação local. A instalação de uma bobina de bloqueio em cada uma das três fases de uma linha é o único caminho efetivo para isolação de um canal, a fim de reduzir interferência, sem levar em consideração o método de acoplamento usado. Para a eficiência deste método não deve haver fontes de acoplamento entre os circuitos em lados opostos da bobina de bloqueio. Isto quer dizer que estas linhas devem se estender em direções opostas do local da bobina de bloqueio e não estar em paralelo por linhas sem bobina de bloqueio. O grau de redução da interferência

obtida é função da impedância de derivação ressonante, da impedância característica da linha em questão, e o grau de acoplamento que permanece entre os terminais dos circuitos em lados opostos das bobinas de bloqueio.

A Figura 6 ilustra a resposta de uma bobina de bloqueio em uma ressonância única e em faixa larga.

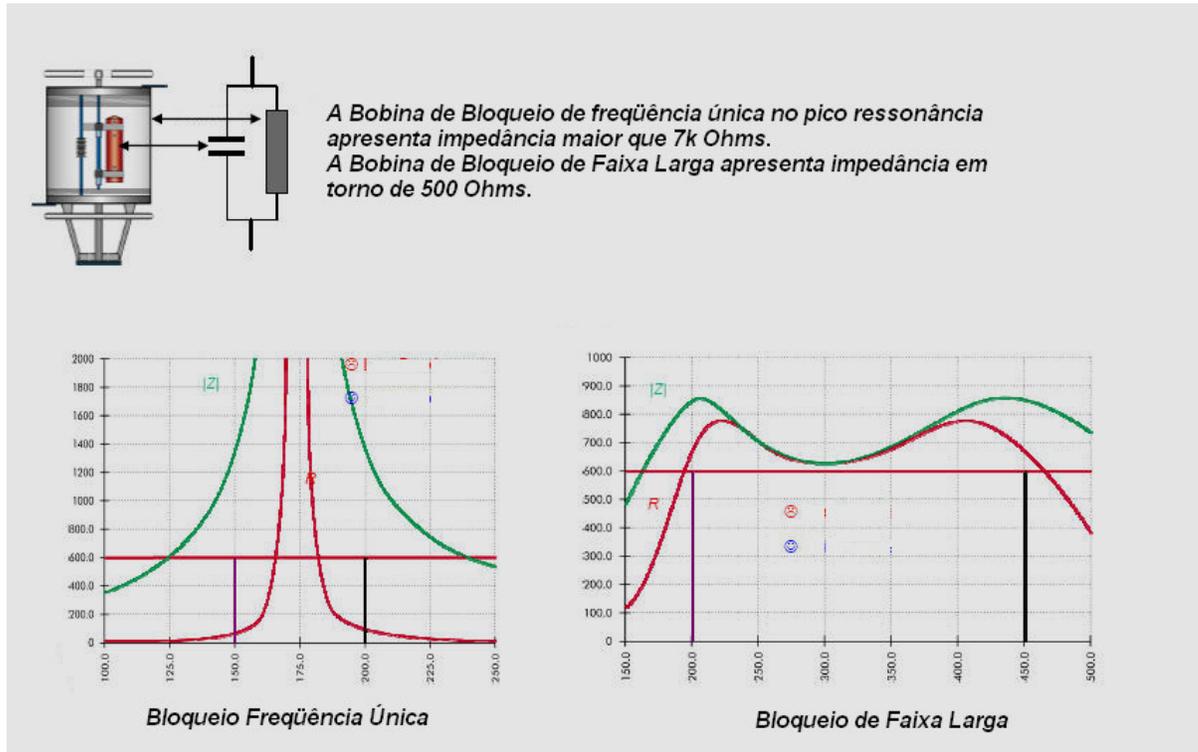


Figura 6 - Projeto Geral Bobinas de Bloqueio. [Areva]

A Figura 7 ilustra bobina de bloqueio e capacitor de acoplamento em um pátio de uma subestação.

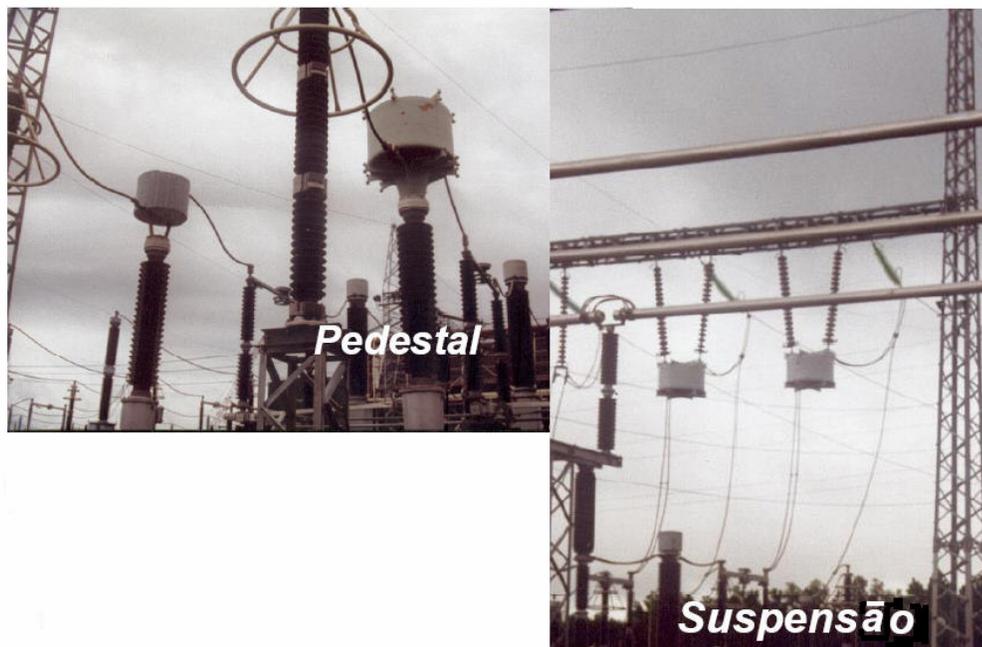


Figura 7 - Montagem da Bobina de Bloqueio. [Areva]

2.4.3 – Caixa de sintonia ou Sintonizadores de Linha

A finalidade do sintonizador de linha, e do capacitor de acoplamento, é fornecer um caminho de baixa impedância para a frequência de transmissão da portadora e um caminho de elevada impedância à frequência de transmissão da energia elétrica nas linhas de alta tensão. A combinação do capacitor de acoplamento / sintonizador de linha fornece um caminho de baixa impedância à linha de transmissão, constituindo um circuito ressonante em série, sintonizado na frequência da portadora. Por sua vez, a capacitância do capacitor de acoplamento é uma impedância elevada à frequência de transmissão da energia. Ainda que o capacitor de acoplamento tenha uma impedância elevada em frequências de transmissão de energia, deve haver um caminho para terra a fim de que o capacitor possa desempenhar seu trabalho. Esta função é provida por uma bobina de dreno, que está na base do capacitor de acoplamento. A bobina do dreno é projetada para ter uma impedância baixa na frequência industrial e devido a sua indutância, ter uma impedância elevada à frequência da portadora.

Assim, a combinação do sintonizador de linha, capacitor de acoplamento e a bobina de dreno fornecem os instrumentos necessários para acoplar a energia da portadora à linha da transmissão e bloquear a frequência industrial. Uma última função do sintonizador de linha é casar impedância entre o cabo coaxial da portadora, geralmente em torno de 50 a 75 $[\Omega]$, e a linha de transmissão, que possui uma impedância característica de 150 a 500 $[\Omega]$.

A aplicação de cada um dos componentes do canal PLC deve ser considerada com cuidado, a fim de que o sistema opere corretamente. A Figura 8 ilustra sistema de sintonia.

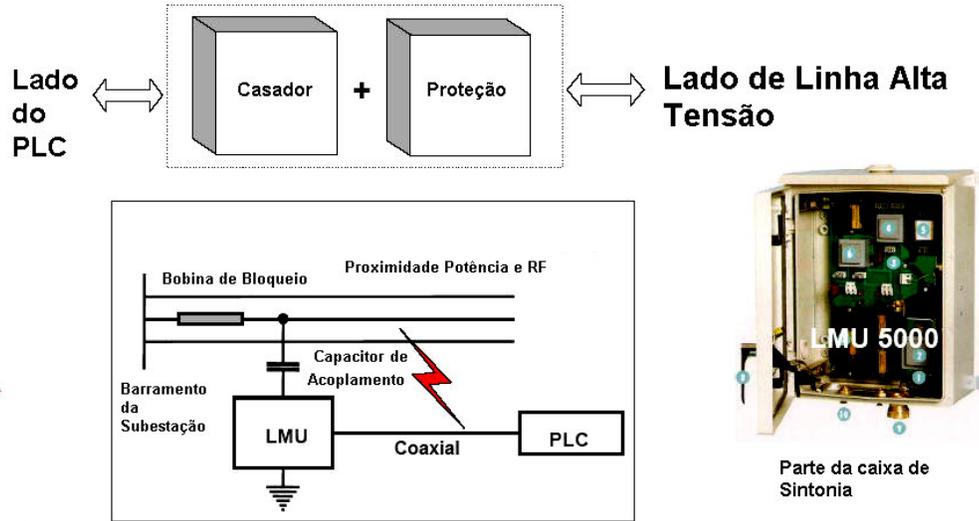


Figura 8 - Caixa de Sintonia – (LMU). [Areva]

2.4.4 – Dispositivo de Acoplamento

Nos primórdios da onda portadora era prática universal acoplar o equipamento de onda portadora à linha de transmissão por um método chamado de acoplamento de antena. O equipamento de onda portadora era conectado a um condutor isolado, ao longo de cerca de 25 [cm], na mesma torre com o circuito ao qual o acoplamento deveria ser efetuado. Foi constatado que a energia que encontrava o caminho da linha de transmissão era transferida principalmente através da capacitância entre a antena e a linha. Isto levou ao desenvolvimento de unidades compactas de capacitor a fim de acoplar. Tais capacitores de acoplamento são mais seguros, de fácil instalação e é um meio mais eficiente do que antenas. Eles também têm a vantagem de serem usados simultaneamente em associação com os dispositivos potenciais que fornecem uma tensão proporcional à tensão da linha para a operação dos relés de proteção e instrumentos de indicação, conhecidos como transformadores de potencial capacitivo (PTC).

2.4.4.1 – Características do capacitor de acoplamento

Um capacitor de acoplamento típico de um sistema de onda portadora é ilustrado na Figura 9.

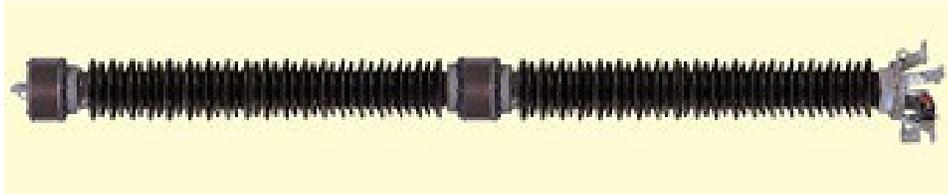


Figura 9 - Capacitor de acoplamento típico de onda portadora típico.

O elemento capacitor está contido em um alojamento de porcelana cilíndrica com terminais de metal fundido. O elemento capacitor consiste em um grande número de seções individuais em série. Cada seção é feita de um conjunto de papel especial e película metálica, enrolados não indutivamente e impregnados por óleo isolante.

As unidades individuais de capacitores de acoplamento são produzidas em várias e diferentes tensões de trabalho. Uma ou mais unidades individuais de capacitor podem ser empilhadas para obter a completa capacitância de acoplamento. O empilhamento é montado numa base metálica que contém uma chave de aterramento, um centelhador de proteção e uma bobina dreno. Estes estão conectados como mostrado na Figura 10.

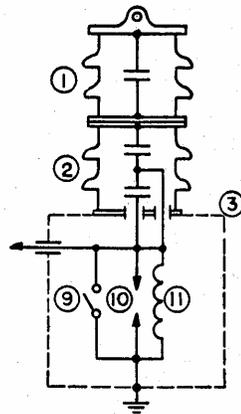


Figura 10 - Esquemático do capacitor de acoplamento de onda portadora, sem o dispositivo potencial. [Cheek, 1964]

- 1-Capacitor de acoplamento
- 2-Capacitor multi-seção de acoplamento
- 3-Carcaça base

- 9-Chave de aterramento do aparato de onda portadora
- 10-Centelhador de proteção do aparato de onda portadora
- 11-Bobina dreno de onda portadora

O propósito da bobina de dreno é aterrar o terminal do capacitor oposto ao terminal da linha de 60 [Hz] e, ao mesmo tempo, oferecer alta impedância à frequência da portadora. A chave de aterramento é utilizada para transpassar a bobina de dreno, fornecendo um meio para diretamente aterrar o capacitor durante inspeção e manutenção do equipamento de sintonia e acoplamento. O centelhador protege a bobina de dreno de tensões excessivas de surto durante operação normal.

A faixa de tensão típica dos capacitores de acoplamento é de 72,5 a 765 [kV]. Os valores típicos da capacitância vão de 2000 a 20000 [pF]. [Areva]

O dispositivo potencial é essencialmente um transformador conectado através de uma porção da capacitância da unidade inferior ou base. A partir daí deriva uma tensão proporcional à tensão da linha de acordo com as propriedades divisoras potenciais da associação de capacitores. Um transformador de reatância variável é provido para ajustar o ângulo de fase da tensão derivada, e um transformador de tensão regulável é provido para ajustar sua amplitude. A Figura 11 ilustra esta configuração.

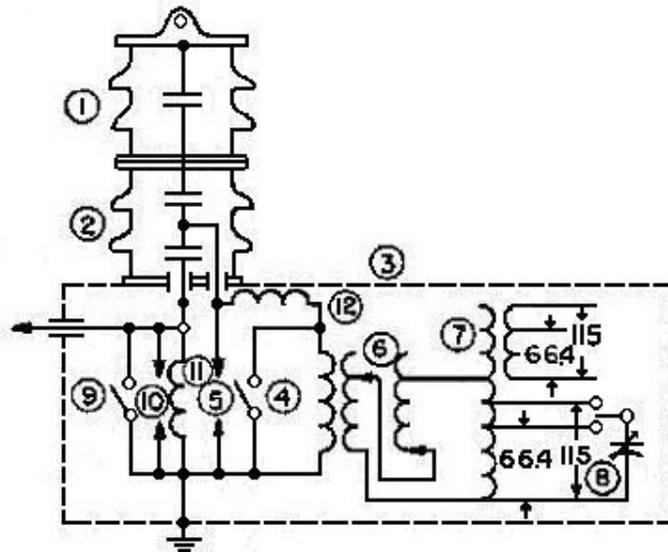


Figura 11 - Capacitor de Acoplamento completo. [Cheek, 1964]

- 1 – Capacitor de acoplamento;
- 2 – Capacitor multi-seção de acoplamento;
- 3 – Carcaça base;
- 4 – Chave de aterramento do transformador;
- 5 – Centelhador de proteção do transformador;
- 6 – Transformador de reatância variável;
- 7 – Transformador de regulação variável;
- 8 - Capacitor de correção do fator de potência;
- 9 - Chave de aterramento do aparelho de onda portadora;
- 10 - Centelhador de proteção do aparato de onda portadora;
- 11 - Bobina dreno de onda portadora;
- 12 - Bobina choque de onda portadora.

O dispositivo potencial é conectado ao capacitor através de uma bobina de frequência de onda portadora isolando o dispositivo do capacitor das frequências de onda portadora. A Figura 12 ilustra esquema global de acoplamento.

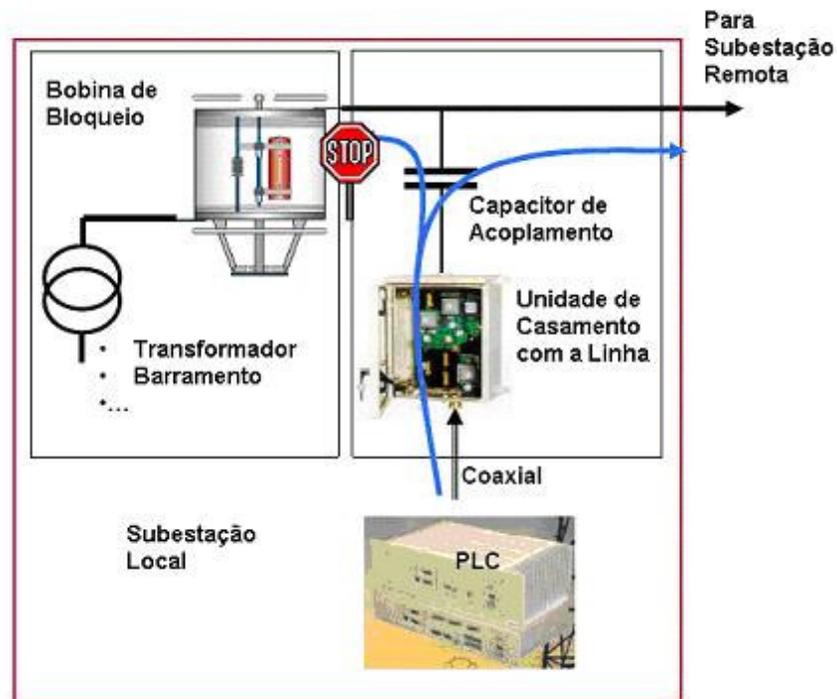


Figura 12 - Esquema Global de Acoplamento. [Areva]

2.4.5 – Cabos Coaxiais e Condutor de Entrada

Era prática comum no passado instalar o transmissor e receptor de onda portadora relativamente próximos ao capacitor de acoplamento e sintonizador, e conectar diretamente o conjunto à indutância de sintonia sem a transformação de impedância junto ao sintonizador, como mostra a Figura 13.

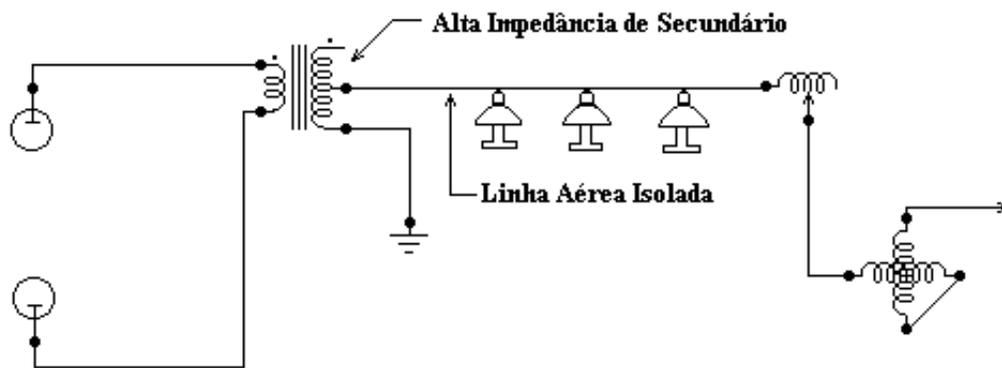


Figura 13 - Uso carga aérea isolada entre transmissor de onda portadora e sintonizador externo.

Em tais instalações, o condutor, entre o equipamento de ondas portadoras e o sintonizador opera ao nível da impedância da linha, se esta linha estiver suportada aereamente e bem isolada, perdas resultantes da condutância shunt para terra se tornam excessivas para comprimentos acima de 30 metros ou mais.

Desenvolvimentos modernos de cabos dielétricos sólidos resultaram praticamente no completo abandono da prática de conectar o aparelho ao sintonizador através de um cabo de alta impedância.

Os cabos coaxiais são usados para conectar os módulos da portadora (geralmente na casa de controle) aos sintonizadores de linha ao pátio de manobra. O condutor de entrada é usado para conectar o sintonizador de linha ao capacitor de acoplamento.

2.4.5.1 - Cabo Coaxial

O cabo coaxial é usado normalmente entre um sintonizador de linha e um transmissor / receptor ou entre sintonizadores de linha ao longo de um desvio para fornecer uma conexão de baixa impedância. As conexões entre híbridas usam também cabos coaxiais.

O cobre trançado forma uma blindagem de RF e deve ser aterrado na extremidade do transmissor / receptor somente ou no fim de um desvio. Aterrando somente uma extremidade da blindagem, eliminam-se problemas durante falhas decorrentes de alterações nas condições de subida do potencial de terra (GPR). As correntes GPR podem saturar o transformador no casador de impedância e causar uma perda no canal da portadora.

O cabo coaxial típico é o RG-8/U, que contém um condutor central com 7 fios de cobre nº 21, e uma outra blindagem trançada de fios de cobre nº 36 [AWG], formando um condutor de 12 [AWG]. O revestimento exterior é uma espécie de material plástico de polivinila. A impedância característica do cabo de RG-8/U é 52[Ω]. A atenuação *versus* frequência para este cabo é mostrada na Tabela 1 para 100 [m].

O composto de polivinila mais comumente usado para o material de revestimento é o cloreto de polivinila (PVC). Embora este produto tenha excelente química e resistência à abrasão, materiais como polietileno preto (PE preto), polietileno “cross-linked” (XL-PE) - reticulado ou polietileno clorado (CPE) já estão disponíveis no mercado. A história recente mostrou problemas com o uso do PVC como material de revestimento, devido a sua baixa resistência à umidade.

Tabela 1 - Atenuação Típica - Características de RG-8/U.

Frequência (kHz)	Perdas (dB/ 100 FT)	Perdas (dB/100m)
20	0,02	0,066
30	0,038	0,125
50	0,044	0,144
100	0,055	0,180
150	0,066	0,216
200	0,077	0,252
300	0,090	0,295

2.4.5.2 - Cabo Triaxial

Um cabo triaxial pode ser usado nas áreas, como as linhas EHV (extra-alta tensão), onde grandes correntes de falta dirigidas a terra induzirão um grande aumento no potencial para terra. Este tem uma segunda blindagem para fornecer uma segunda proteção, isolada da primeira. Esta segunda blindagem deve ser aterrada em ambas as extremidades. Se a isolação entre as duas tranças for demasiadamente fina, o enrolamento mais externo poderá aterrar o enrolamento mais interno, causando problemas na onda portadora.

2.4.5.3 - Condutor simples isolado de fio de entrada

O capacitor de acoplamento deverá ser conectado ao equipamento sintonizado da linha, através de um cabo condutor isolado simples. Os condutores desencapados não devem ser usados para esta aplicação, pois introduzem excessivo vazamento para a terra. O uso do cabo coaxial, por sua vez, introduzirá uma capacitância excessiva. A conexão entre o sintonizador de linha e o capacitor de acoplamento é um ponto de elevada impedância no circuito série sintonizado, determinado pelo indutor sintonizado e pelo capacitor de acoplamento. As capacitâncias parasitas e a fuga de corrente para a terra aumentam as perdas do sintonizador e afetam a largura da faixa. Um cabo que suporte alta tensão e de tamanho suficiente para manter alguma rigidez é recomendado.

Um cabo de potência que é condutor simples, possuindo 0.61 polegada (15.5 milímetros) de diâmetro, # 8 [AWG], com 7 fios de cobre, suportando até 5 [kV] sem proteção, para serviços secos ou molhados em até 90 [°C], com isolamento em etileno-“ethylene-propylene” (EPR) - borracha ou XLPE - reticulado e revestimento de PVC, é usado tipicamente como cabo de entrada.

Para reduzir as correntes de fuga e capacitâncias parasitas, qualquer um dos seguintes métodos pode ser usado:

1. O condutor de entrada simples deverá funcionar eficientemente entre suas terminações ou extremidades, não possibilitando perdas de sinal indesejáveis. A isolamento do condutor deve ser ininterrupta entre suas extremidades para manter a fuga baixa. Deverá ser suportado sobre isoladores e alimentado através das buchas de entrada no capacitor de acoplamento e no sintonizador da linha. Uma alça de gotejamento deve ser usada para desviar água da entrada do sintonizador de linha ou alojamento no capacitor de acoplamento.

2. O condutor de entrada simples isolado pode ser instalado em um tubo de PVC ou em outro conduíte plástico montado isolado ou em isoladores. Se uma parte significativa do comprimento do condutor estiver fora da tubulação, ele deve ser adaptado por isoladores através das buchas da entrada.

Os condutores de entrada típicos são dimensionados para a temperatura de 90 [°C], continuamente, além de suportar operações de emergência em até 130 [°C]; os cabos coaxiais PE (polyethylene) e triaxial isolados podem operar no máximo em 80 [°C]. Se uma operação em temperatura elevada é requerida, então um cabo especial com uma isolamento de alta temperatura, como a borracha de silicone ou o teflon e talvez um revestimento de fibra de vidro poderia ser usado. Este tipo de cabo é muito caro.

2.5 Montagem de um Sistema de Ondas Portadoras PLC na CEMAT

Neste item é mostrado o sistema instalado em uma LT na CEMAT (Centrais Elétrica Mato-grossenses) para ensaios. Ele é composto de caixas de sintonia (CS), bobinas de bloqueio, cabos coaxiais e transformadores de potencial capacitivo (TPC's), montados com transformadores de potencial e capacitores de acoplamento [8].

2.5.1 Topologia do Sistema de detecção

O sistema proposto consiste na montagem de uma estrutura para a inserção e retirada do sinal de comunicação da LT para a aquisição de dados acerca dos defeitos presentes na linha. A Figura 14 ilustra a topologia deste sistema.

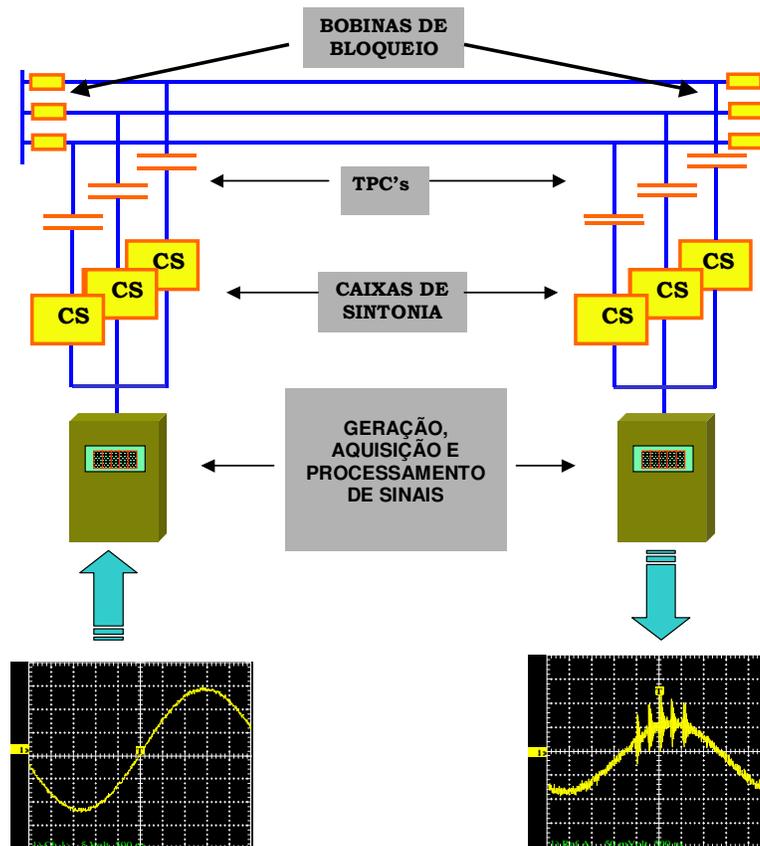


Figura 14 - Topologia do sistema.

O sistema é constituído basicamente por um PLC, filtros seletivos, equipamento de tele-proteção, placas de aquisição de dados e computadores.

2.5.2 O Sistema de detecção e identificação de defeitos

O sistema de detecção e identificação foi montado e desenvolvido para possibilitar que sinais gerados por qualquer tipo de ocorrência de interesse na linha de transmissão, fossem capturados por uma placa de aquisição de dados e armazenados no computador instalado na subestação da concessionária de energia elétrica.

Os equipamentos que formam os sistemas de transmissão e recepção de sinais foram instalados em duas subestações e conectados à linha de transmissão.

Na subestação de Cidade Alta (Cuiabá) foi instalado o sistema de recepção de sinais carrier. Da mesma maneira, já estavam instalados as caixas de sintonia, os capacitores de acoplamento e as bobinas de bloqueio, como mostra a Figura 15(a). O equipamento PLC de transmissão e recepção são ilustrados pela Figura 15(b).

No dia 15 de junho de 2005, foi instalada a parte restante deste sistema, composta pelo computador, pela placa de aquisição e pelo filtro passa-faixa na frequência da portadora (230 a 234 [kHz]).



(a)



(b)

Figura 15 - Sistema Transmissor de Sinal Carrier.

O sinal da LT, transmitido via caixa de sintonia, é conduzido por um cabo coaxial à placa de aquisição de dados, instalada em um computador da subestação. Posteriormente serão abordados os ensaios realizados nestas localidades da CEMAT. A Figura 16 mostra o sistema de recepção na sala de comunicações.



Figura 16 - Sistema de Recepção.

2.6 – Propagação entre condutores de duas fases

Geralmente os textos sobre transmissão de sinais elétricos apresentam soluções clássicas para tensão e corrente instantâneas em algum ponto ao longo de uma linha de dois fios. Esta solução é válida para propagação da portadora entre duas fases dos condutores de uma linha de transmissão de potência trifásica transposta, porque a transposição tende a anular o efeito da presença do terceiro condutor. A solução é baseada na suposição que a linha é composta de um numero infinito de resistores e indutores em série e um número infinito de capacitores e resistores de derivação a pontos igualmente espaçados na linha. A solução pode ser escrita da seguinte maneira [Cheek, R. C. 1964]:

$$E_S = \left(\frac{E_r + I_r Z_o}{2}\right)e^{(\alpha + j\beta)l} + \left(\frac{E_r - I_r Z_o}{2}\right)e^{(\alpha - j\beta)l} \quad (1)$$

$$I_S = \left(\frac{I_r + \frac{E_r}{Z_o}}{2}\right)e^{(\alpha + j\beta)l} + \left(\frac{I_r - \frac{E_r}{Z_o}}{2}\right)e^{(\alpha - j\beta)l} \quad (2)$$

Onde:

Es e Is são as tensões e correntes do terminal transmissor respectivamente.

Er e Ir são as tensões e correntes do terminal receptor respectivamente.

Zo é a impedância característica;

$\alpha + j\beta$ Constante de propagação;

l é a distância do terminal ao ponto de interesse sobre a LT, usado para definir $\alpha + j\beta$.

3.6.1- Linha Aérea.

As linhas aéreas são a escolha predominante para linhas de transmissão. A Tabela 2 mostra a faixa dos valores de impedância característica para uma variedade de linhas, incluindo as formadas por cabos tipo feixe múltiplo “*bundled*”.

Tabela 2 - Alcance de impedâncias características para circuitos de PLC em linhas aéreas.

Condutor de uma Linha de transmissão (Cada Fase)	Impedância Característica (Ohms)	
	Fase Terra	Fase - Fase
Fio Singelo	350-500	650-800
Bundled(2 fios)	250-400	500-600
Bundled(4 fios)	200-350	420-500

3.6.2 - Propagação em circuitos retorno-a-terra

As equações para a propagação de energia sobre um circuito que consiste de um condutor isolado único com retorno-a-terra correspondem exatamente na forma das equações (1) e (2) para circuito de dois fios. Na transmissão de onda portadora com retorno-a-terra em linha de transmissão, os fenômenos são complicados pela presença de outros condutores e os fios terra. Isto porque a corrente induzida flui nestes caminhos como resultado de seus acoplamentos com o condutor ao qual a energia é inicialmente aplicada. As equações para este caso são muito mais complicadas.

Chevallier deu um tratamento ao componente simétrico de transmissão por onda portadora com retorno terra para às linhas trifásicas. Ele resolveu a tensão de linha-a-terra aplicada em componentes positiva, negativa e seqüência zero e usou as correspondentes constantes de propagação e a impedância característica para cada um. Seus resultados provavelmente mostram que condutores de fase não usada na realidade desempenham um importante papel como condutores de retorno em transmissão linha-a-terra. Em casos práticos,

a uma distância de 80 [km] ou próximo dos terminais de linhas longas sem fios terra, a quantia de corrente de onda portadora que flui pela terra é desprezível em comparação com a que retorna para a fonte via os dois condutores opostos em paralelos.

As equações gerais desenvolvidas por Chevallier incluem ambas as componentes de tensão e corrente diretas e de retorno da tensão aplicada de alguma maneira na linha; isto é, fase-fase; fase-terra. O caso do acoplamento linha-terra sobre linhas longas ou terminadas adequadamente, no qual a tensão e corrente reversa podem ser desconsideradas é de grande interesse. As equações são simplificadas neste caso, e com a tensão da portadora E_s aplicada entre a fase 1 e a terra, como mostra a Figura 17.

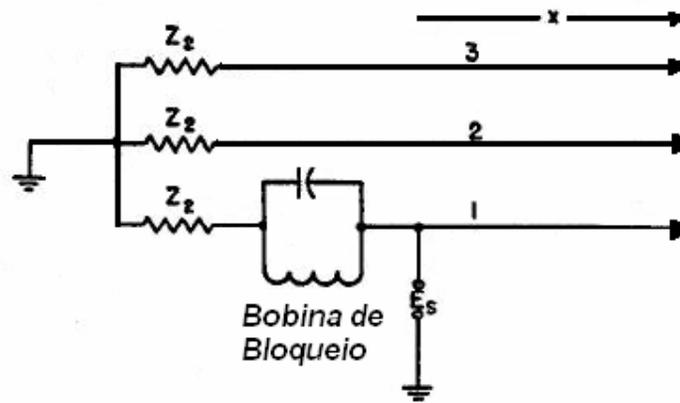


Figura 17 - Configuração assumida na discussão de propagação de circuitos retorno terra. A impedância Z_2 deve ser impedância agregada ou ser continuação de uma LT.

As tensões fase-terra 1, 2 e 3 a uma distância x do ponto de transmissão são [Cheek, R. C. 1964]:

$$E_1 = \frac{E_s}{1 + 2Z'} e^{-kox} + \frac{2Z'}{1 + 2Z'} E_s e^{-kx} \tag{3}$$

$$E_2 = \frac{E_s}{1 + 2Z'} e^{-kox} - \frac{Z'}{1 + 2Z'} E_s e^{-kx} \tag{4}$$

$$E_3 = E_2 \tag{5}$$

E as correntes correspondentes são [Cheek, R. C. 1964]:

$$I_1 = \frac{1}{Z_{0Z}} \frac{E_S}{1+2Z'} e^{-kox} + \frac{2Z'}{Z(1+2Z')} E_S e^{-kx} \quad (6)$$

$$I_2 = \frac{1}{Z_{0Z}} \frac{E_S}{1+2Z'} e^{-kox} - \frac{1}{Z} \frac{2Z'}{(1+2Z')} E_S e^{-kx} \quad (7)$$

$$I_3 = I_2 \quad (8)$$

Onde:

Ko = constante de propagação da seqüência zero (constante de propagação da tensão aplicada em todas as três fases em paralelo, com retorno pela terra).

Z_{0Z} = impedância característica da seqüência zero (impedância característica de todas as três fases em paralelo, com retorno pela terra).

K = constante de propagação da seqüência positiva - e negativa - (constante de propagação das três fases da freqüência da portadora; isto é, raiz quadrada do produto da impedância da linha e neutro e admitância linha neutro).

Z = impedância característica seqüência positiva – ou negativa - da linha para neutro.

$$Z' = \frac{Z}{Z_{0L}} \frac{Z_{0L} + Z_2}{Z + Z_2} \quad (9)$$

Z_2 = impedância de carga (para neutro) da fase 2 e 3 no ponto de acoplamento.

O primeiro termo das equações (3) a (7) é de seqüência zero. A atenuação dos termos de seqüência zero é alta em linha sem fios terra, por causa da alta resistividade do caminho de retorno terra. Estes termos se tornam desprezíveis em linhas longas em comparação com termos de seqüência positiva e negativa a uma certa distância do ponto de acoplamento. A propagação ocorre quase que inteiramente entre a fase acoplada e a outras duas. A corrente de retorno se divide igualmente entre as últimas.

Conforme [Cheek, R. C. 1964] a atenuação por unidade de comprimento é maior em canais linha-a-terra curtos que canais linha-a-terra longos. As equações 3 a 8 mostram uma explanação parcial desses resultados.

No ponto de recepção a corrente nas duas fases desacopladas causa uma perda de energia na impedância de terminação destas fases além do ponto de recepção. Esta perda e a

correspondente perda na impedância de terminação no lado oposto de transmissão são relevantes à atenuação extra observada nos canais linha-a-terra longos comparados com os canais fase-a-fase, de acordo com resultados de Chevallier.

2.6.3 - Impedância característica de circuitos retorno-a-terra

A impedância característica de um circuito consistindo de um único condutor e com retorno a terra é [Cheek, R. C. 1964]:

$$Z_0 = 138 \log_{10} \frac{2h}{r} \quad (10)$$

Onde h é a altura do condutor sobre a terra e r é o raio na mesma unidade.

Valores típicos para canais de ondas portadoras fase-a-terra variam entre 400 a 600 $[\Omega]$.

A impedância característica do condutor da linha de transmissão com retorno a terra não é muito afetada pela presença de outros condutores.

2.7 Considerações para aplicação do sistema PLC em LT's.

2.7.1 – Atenuação devido à Linha de Transmissão

São apresentadas algumas considerações importantes sobre atenuação de um sinal de comunicação em uma LT, que devem ser consideradas em projeto.

2.7.1.1 - Linhas Aéreas

A eficiência relativa da transmissão da frequência industrial e do sistema de onda portadora também difere significativamente. Muitos são os fatores envolvidos nas perdas do sinal da portadora em uma linha da transmissão. Os fatores primários são: a frequência da portadora, construção da linha, tamanho e material do condutor de fase, tamanho e material do fio de proteção, tipo e localização das transposições, condições do tempo, condutividade de terra e fuga do isolador. As perdas na linha aumentam conforme o aumento da frequência, isto é, primeiramente, devido ao fato de que a maioria das perdas é devido à capacitância de derivação, que se torna uma impedância mais baixa nas frequências mais elevadas. As perdas no condutor também influenciam no aumento da atenuação, devido ao efeito pelicular (“*skin*”), que significa que uma menor área do condutor está disponível à corrente de frequência mais elevada.

As condições do tempo (umidade, pressão, temperatura) desempenham um grande papel na mudança da atenuação de linha com o tempo. As perdas aumentarão para todas as condições de tempo tempestuoso. A situação mais desfavorável, entretanto, é quando a geada se molda à linha. Por causa do efeito *pelicular*, o sinal de portadora tenta propagar no gelo em vez de pelo condutor. A atenuação pode mudar num fator de 4 ou 5:1, dependendo da frequência. A atenuação é aumentada também na linha de transmissão devido à presença de contaminadores nos isoladores. Os contaminadores terão um efeito muito maior quando está chovendo do que quando a linha estiver seca. A pior situação é quando da incidência de relâmpagos e os contaminantes não são lavados. As perdas na linha mudarão devido à alteração da condutividade de terra. Isto é verdadeiro quando o método de acoplamento se baseia em modos da propagação que requerem a terra como um caminho de retorno. Estes tipos de mudanças da condutividade da terra acontecem pelas mudanças extremas na umidade do solo. Isto pode ou não, ser um fator preponderante em um determinado caso, mas o tipo de solo que esta presente sim. Perdas típicas devido às condições climáticas em linhas da transmissão de 69 [kV] a 500 [kV] são mostradas na Figura 18.

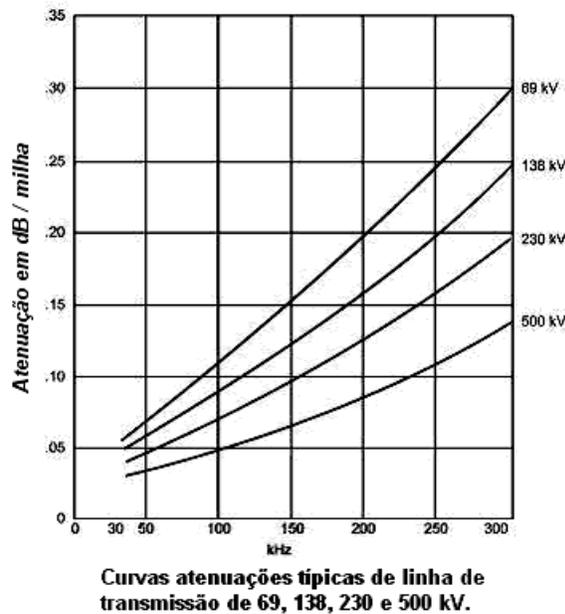


Figura 18 - Perdas em Linhas de Transmissão. [Sanders]

Uma fórmula aproximada para cálculo da atenuação do cabo para modo de baixas perdas em uma linha de transmissão em [dB/Km] é apresentado a seguir [Areva]:

$$\alpha \cong 7 \cdot 10^{-2} \left[\frac{\sqrt{f}}{d_{cond.} \sqrt{n}} + 10^{-3} f \right] \quad (11)$$

onde:

f = frequência [kHz]

d_{cond} = diâmetro do condutor [mm]

n = número de sub condutores de um condutor múltiplo.

Como indicado na Tabela 3, as perdas devido às condições climáticas são estimadas pela adição de 25 % aos valores mostrados para linhas de 230 [kV] ou mais, e por 50 % para linhas inferiores a 230 [kV]. As correções para transposições na linha são mostradas na Tabela 4, o tipo de acoplamento efetuará a perda total na linha e a Tabela 5 mostra fatores de correção do acoplamento para o arranjo mais popular. Os tipos de acoplamentos são geralmente descritos como base de uma linha de um circuito simples ou em uma construção plana. Primeiramente, existem os tipos monofásicos para terra (fase-terra), isto é, o sinal de portadora é acoplado entre uma fase e terra.

Tabela 3 - Fatores de Correção. [Sanders]

34-138 kV	Adicional 50 %
230-765 kV	Adicional 25 %

Tabela 4 - Perdas de transposição em dB. [Sanders]

Numero	<10 Mi.	>100 Mi
1	0	6
2-4	0	8
5 ou maior	0	10

Tabela 5 - Correção dos Fatores de Acoplamento. [Sanders]

Tipo de Acoplamento	Linha > 50 Mi
Modo 1	0
Centro para fase externa	2
Centro para terra	
Fio terra AL ou Cu	3
Fio terra de aço	6
Externo - externo (em fase)	5

Um dos tipos mais populares é o de fase central à terra. Em seguida, há os acoplamentos do tipo fase-fase. Neste tipo, o sinal de portadora é acoplado entre duas fases da linha de transmissão, e a energia nas duas fases está defasada entre elas, na maioria de casos. A última forma de acoplamento é chamada modo 1 que é um caso especial de acoplar todas as três fases. No acoplamento de modo 1, a corrente está em fase nas duas fases mais externas e o retorno do acoplamento se dá através da fase central. O acoplamento de modo 1 é o meio mais eficiente para acoplar a portadora à linha de transmissão. As perdas totais do sistema serão discutidas mais tarde através de um exemplo. A Figura 19 ilustra vários tipos de acoplamentos na LT.

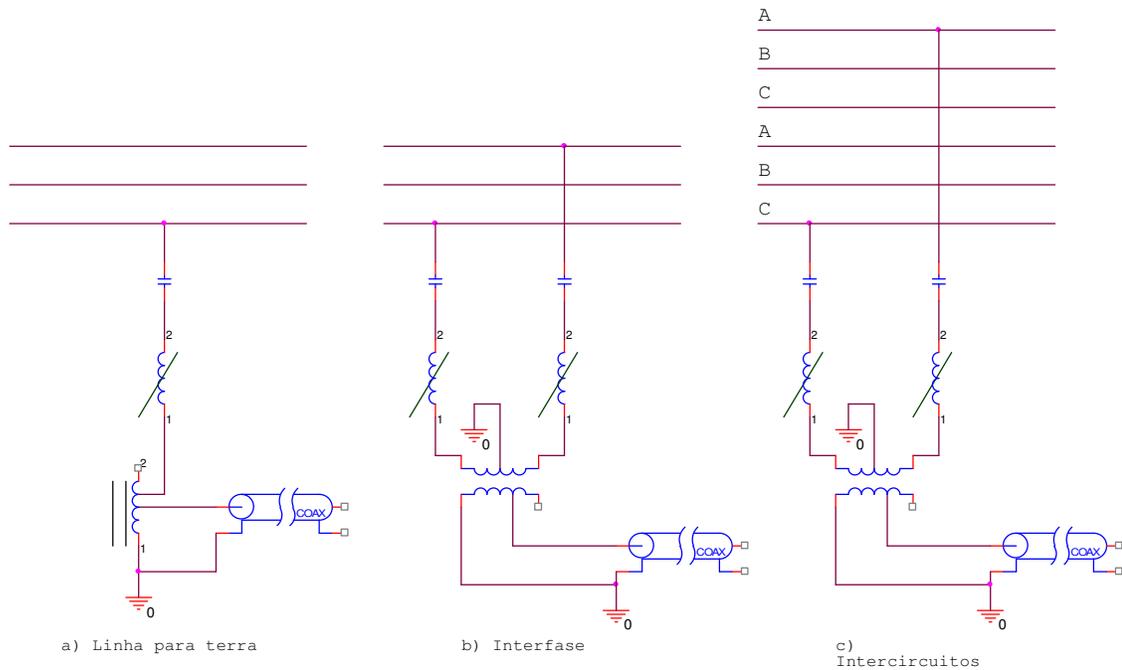


Figura 19 - Métodos de acoplamento da linha.

2.7.1.2 - Cabo de Potência

A atenuação na linha em um cabo de potência é maior do que aquela vista em fios de fases aéreas. A perda específica encontrada em um cabo particular depende de sua construção e do método de acoplamento. Dois tipos encontrados são: cabos com condutores únicos independentes (autocontidos) e os com um ou três condutores tipo tubular. Fios enrolados em torno dos condutores, que têm por função protegê-los durante a inserção, também afetarão naquilo que se refere à atenuação do sinal de portadora. A Figura 20 mostra alguns valores de atenuação representativos para um acoplamento fase-terra única. Acoplamento mútuo entre

fases em um cabo com três condutores tipo tubular varia com a frequência. O mesmo acontece, se o cabo for de três condutores. O simples acoplamento mútuo não existirá. Considera-se tal fenômeno no projeto do sistema desde que ele afete a eficiência do acoplamento e durante falhas, afete adversamente o desempenho do canal. Isto é, se a falha está na fase acoplada, de modo que nenhum sinal passe através da falha quando não houver acoplamento mútuo para as outras fases.

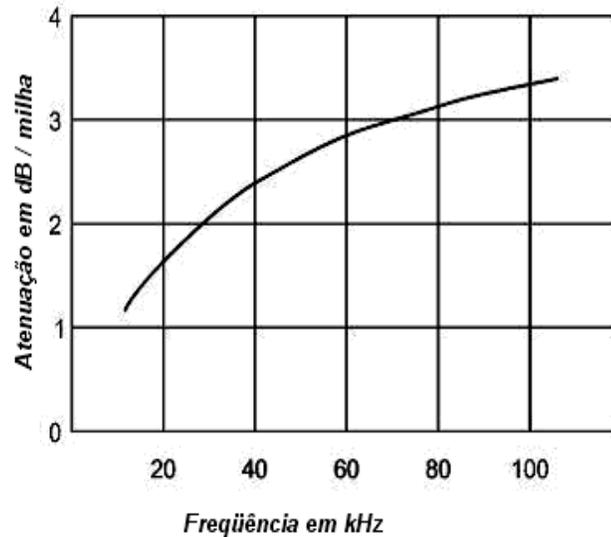


Figura 20 - Atenuação no cabo em conexão Fase-Terra, submetido a 138 [kV]. [Sanders]

2.7.2 - Características da Linha de Transmissão em RF

As frequências da portadora (30 a 500 [kHz]) excedem à frequência industrial (60 [Hz]) por um fator maior que 500 vezes. Em consequência, a resposta nas frequências da portadora em uma linha da transmissão será diferente da resposta da frequência industrial. Na frequência do sistema de potência, todas as linhas de transmissão são eletricamente curtas em termos do comprimento de onda. Nas frequências da portadora, entretanto, a maioria das linhas têm vários comprimentos de ondas, por causa de serem pequenos devido à frequência de RF. A relação entre comprimento de onda (λ) e frequência da portadora ($f_c =$ “frequency carrier”) é aproximadamente dada pela equação [Sanders]:

$$\lambda = \frac{0,98.C}{f_c} \tag{12}$$

Recorde que $C = 300000$ [km/s] (velocidade de luz) ou 186.000 [milhas/segundo].

Desta relação fica claro que um sinal de 250 [kHz] terá um comprimento de onda de 1.176 [m] (0.73 [milhas]). Isto significa que uma linha de 100 [km] (62 milhas) terá 85 comprimentos de onda. Em 60 [Hz], ela terá somente 0.02 de um comprimento de onda.

2.7.3 - Ruído na Linha de Transmissão

Um dos fatores que limitam a distância de um canal de PLC é o ruído na linha de transmissão. Ele deve ser considerado no projeto de um canal de PLC. Este deve ser projetado de modo que o nível do sinal recebido seja maior do que o nível de ruído recebido na faixa do receptor da portadora. A relação sinal ruído (SNR) dependerá do tipo de modulação e da aplicação do canal. Tanto que, em uma transmissão por teleproteção é preocupante uma baixa SNR, pois poderá causar uma falha de disparo ou um falso disparo, sendo ambas respostas indesejáveis. O estudo do ruído em linhas de transmissão é um assunto importante. Algumas de suas causas e efeitos são discutidos posteriormente. Há dois tipos básicos de ruídos de linha de transmissão: ruído contínuo e ruído impulsivo.

O ruído contínuo estará presente por toda a faixa de frequência e sua amplitude variará lentamente com relação à frequência considerada. O ruído impulsivo existirá somente por períodos de curto tempo. Ele terá uma amplitude muito maior do que o nível médio do ruído contínuo. Ambos os tipos de ruído consistem nas frequências que cobrem a faixa do canal da portadora na linha de transmissão e, muitas vezes, ambos os tipos podem ser considerados como ruído branco sobre a largura de faixa de um receptor da portadora. O ruído branco é definido como aquele que tem um espectro de densidade de nível de potência para todas as frequências e uma função da amplitude o qual é considerada aleatória com o tempo. Para as finalidades de calcular a SNR e desempenho do canal, ele será considerado como ruído branco. É esperado obter a informação total do desempenho do canal desta maneira, mas se deve saber que o ruído impulsivo pode ter outros efeitos.

Na linha de transmissão, grande parte dos ruídos são intuitivos por natureza. Isto porque ele é gerado pelo “efeito corona”, que ocorre a cada semiciclo da frequência industrial e os níveis estão geralmente abaixo dos níveis do sinal da portadora. Os ruídos impulsivos, entretanto, são atenuados pelo filtro de entrada do receptor e, em consequência, podem ser considerados como ruído branco aos circuitos demoduladores. É importante notar que ruídos impulsivos de grande amplitudes, tais como aqueles criados por uma operação do disjuntor de desconexão, terão efeitos muito diferentes no receptor da portadora. Estes impulsos induzirão excitação aos filtros de entrada, fazendo com que os mesmos entrem em oscilação. O receptor

cria, de fato, ruído adicional por todo o espectro de frequência. A natureza da energia de oscilação é dependente do tipo de filtro e em qual frequência ocorre a mínima perda de inserção na faixa da passagem [Sanders].

2.7.3.1 - Ruídos devido a Intempéries

As faltas por intempéries terão um grande efeito em termos de ruído na linha. Os temporais produzem descargas que podem, momentaneamente, aumentá-los na linha. Também um aumento grande no ruído é devido ao aumento do corona durante condições de umidade. Este nível de ruído pode ser tão elevado atingindo valor superior a 30 [dB] do ruído em condições de tempo bom. Desde que os canais de transmissão de ondas portadoras devam operar durante condições de falta, é de interesse saber qual ruído é gerado durante a falha. Um arco de potência não gerará ruído, uma vez que esteja estabilizado. Entretanto, quando o primeiro arco golpeia, a energia do ruído, pode ser muito severa para os 4 [ms] iniciais e, após este tempo, o ar transforma-se em condutor e o ruído gerado é pequeno. De fato, o ruído durante a falha pode ser menor do que a pré-falha, já que na maioria de casos, a tensão na linha é abaixada e, em consequência, a descarga corona é menor.

A Figura 21 mostra os níveis de ruído médio típicos em condições de bom e mau tempo em linhas de 230 [kV], submetidas a falhas por intempéries, com largura de faixa de 3 [kHz]. [Sanders]

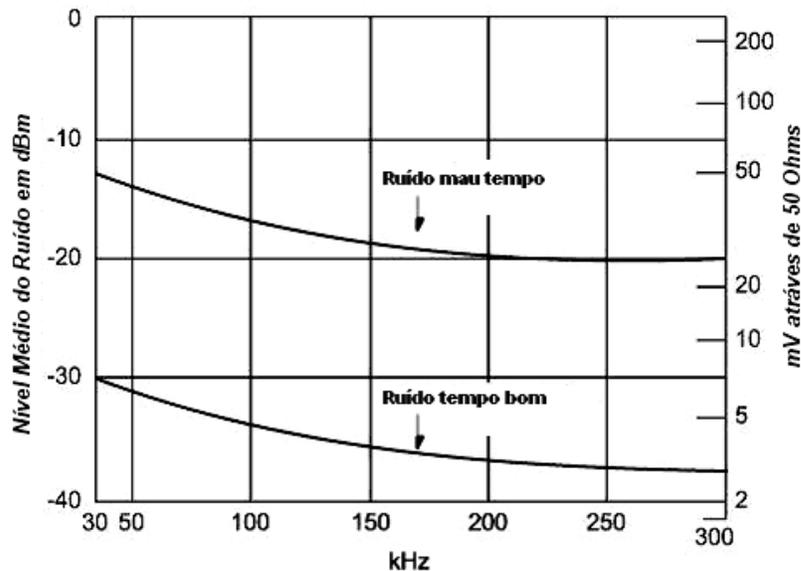


Figura 21 - Níveis de ruído médio típicos em linhas de 230 [kV], com largura de faixa de 3 [kHz].

Por conveniência, uma escala de milivolt é mostrada no eixo do lado direito da Figura 21. Para determinar os níveis de ruído de uma linha em outro sistema de tensões usa-se o fator correção apropriado da Tabela 6. Ao calcular a SNR, você deve examinar a largura de faixa real do canal, desde que, somente o ruído que passa através da largura de faixa do canal pode causar problema. O nível de ruído deve, então, ser corrigido para a largura de faixa, e diversos fatores diferentes de correção da largura de faixa são mostrados na Tabela 7. A fórmula geral da correção em decibéis [dB] é dada abaixo [Sanders]:

$$dB = 10 \log \frac{BW}{3000} \quad (13)$$

Onde BW é a largura de faixa do canal a ser usado.

Para obter a SNR final, os fatores de correção mostrados nas Tabela 6 e Tabela 7 devem ser adicionados ao nível de ruído obtido da Figura 21. Se a largura de faixa do canal for menor de 3.000 [Hz], então a correção é negativa e o nível de ruído é menor, e se for positiva, então a largura de faixa é maior de 3.000 [Hz], e assim aumenta-se o nível de ruído. Como exemplo, suponhamos que um receptor esteja operando em uma linha de 100 [kHz] a 345 [kV], com uma largura de faixa de 600 [Hz]. O nível básico de ruído por mau tempo na Figura 21, é -17 [dBm]. O fator de correção para o nível de tensão em 345 [kV] da Tabela 6, é +2 [dB]. O fator de correção para a largura de faixa será:

$$dB = 10 \log \frac{600}{3000} = -7 \text{ [dB]}$$

Assim, o nível de ruído que é usado para calcular SNR é $(-17)+(2)+(-7)$ ou - 22 [dB].

Tabela 6 - Condutor blindado. Fatores de correção dos ruídos em outras tensões acima de 230 [kV]. [Sanders]

Tensão [kV]	Fator de Correção [dB]
66-115	-8
138-161	-4
230	0
345	+2
500	+5
765	+12

Tabela 7 - Fatores de correção para outras larguras de faixa que a de 3 [kHz].
[Sanders]

Equipamento Receptor	Largura de Faixa[Hz]	Fator de Correção [dB]
Banda Larga	1200	-4
Banda Média	600	-7
Banda estreita	300	-10

Em alguns sistemas PLC Digitais emprega-se a modulação multi-portadora MCM, com codificação trellis, para conversão dos dados digitais. Neste tipo de sistema é possível a integração com redes digitais PDH (Hierarquia digital Presiocrono) e SDH (Hierarquia digital síncrona).

A **Figura 22** ilustra um sistema de Onda Portadora completo.

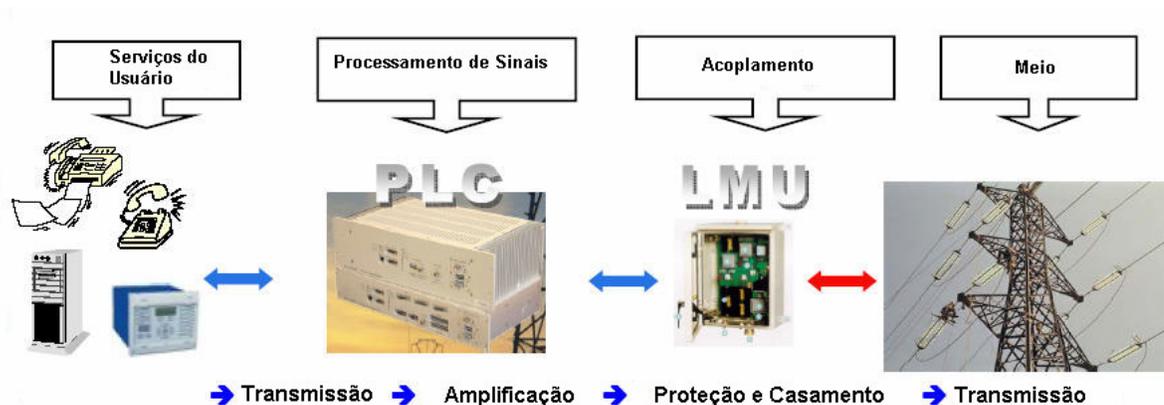


Figura 22 - Sistema de Onda Portadora Completo. [Areva]

2.8 – Considerações sobre o Efeito Corona e Rádio Interferência – RI e o Sistema PLC.

Neste item foram analisadas as características do efeito corona e rádio interferência em uma linha de transmissão. Também apresenta algumas técnicas para reduzi-los.

2.8.1 – Efeito Corona

Na execução de um projeto de uma linha de transmissão de alta tensão (AT) e extra alta tensão (EAT) utilizando sistema PLC a fabricação de ferragem para cadeia de isoladores deve levar em consideração o efeito corona e o sucessivo surgimento de rádio-Interferência gerados nas linhas de transmissão.

A American Standard Association (ASA) define o efeito corona como uma descarga luminosa resultante da ionização da atmosfera próxima à ferragem e aos isoladores, onde o gradiente da tensão excede a um certo valor crítico. O efeito corona aparece da aceleração de elétrons livres no ar devido à intensidade do campo elétrico, excedendo à força de ruptura do ar. A ionização acontece quando os elétrons livres adquirem determinada energia e provoca uma colisão com um átomo neutro, que libera o ion positivo, provocando uma avalanche sobre os elétrons. O processo de ionização pode ser iniciado pela photo-ionização onde o photon energizado colide com o átomo de nitrogênio e de oxigênio, rompendo o mesmo em elétron e ion com carga positiva. O átomo excitado, ao voltar à condição inicial, irradia o excesso de energia em forma de luz e ondas eletromagnéticas, causando os rádios distúrbios. O efeito corona ocorre tanto para corrente alternada como contínua, porém com características próprias, dependendo da corrente, da frequência e magnitude dos impulsos [Pavlik,1989].

Vários fatores influenciam na forma do efeito corona: densidade do ar, umidade, quantidade de foto-ionização, limite do grau do eletrodo do material, volume, forma e rugosidade da superfície do componente da LT sob tensão elétrica, depósito de partículas não condutivas, como poeira, gota d'água, insetos etc.. A simples aproximação de partículas de qualquer espécie poderá iniciar o eflúvio devido à distorção do campo elétrico. A Figura 23 ilustra o efeito corona em uma cadeia de isoladores.



Figura 23 - Cadeia de Isoladores - Efeito Corona.

Nas linhas de transmissão, as manifestações do efeito corona na ferragem, isoladores e condutores geram luminescência, rádio-interferência, ruídos audíveis, ozônio, vibração de condutor e perdas de energia transmitida.

No projeto de componentes, para reduzir a possibilidade de surgimento de efeito corona, deve-se ter volume adequado, formas arredondadas e isentas de pontas aguçadas, protusões e rugosidade que reduzem gradiente da superfície [kV/cm].

O efeito corona pode desenvolver-se em processo negativo, com campo não uniforme “glow” ou descargas positivas, em forma de escova “Brush discharges” ou plumas “plume discharges”. Suas características são as mesmas, porém divergindo na intensidade da rádio interferência.

O efeito corona negativo se manifesta sob forma de suave fluorescência, de cor violeta, de reduzida amplitude. Este tipo de corona refere-se especificamente ao meio ciclo negativo, influenciando muito pouco o nível RI que alcança, no máximo, algumas centenas de microvolts, sem causar prejuízo significativo às telecomunicações. No ciclo negativo, tende a produzir pulsos de corrente de curta duração (0,03 [μs]) da ordem de 1 [mA] de amplitude.

O efeito corona positivo é, entretanto, de grande intensidade (100 vezes maior que no ciclo negativo). As descargas positivas induzem os pulsos de alta frequência, que elevam o nível da rádio interferência (TRI) a milhares de microvolts, provocando ainda o característico ruído audível, similar ao fritar de ovos. A duração do pulso de corrente é de 0,5 [s].

O espectro de frequência é mostrado na Figura 24 a seguir.

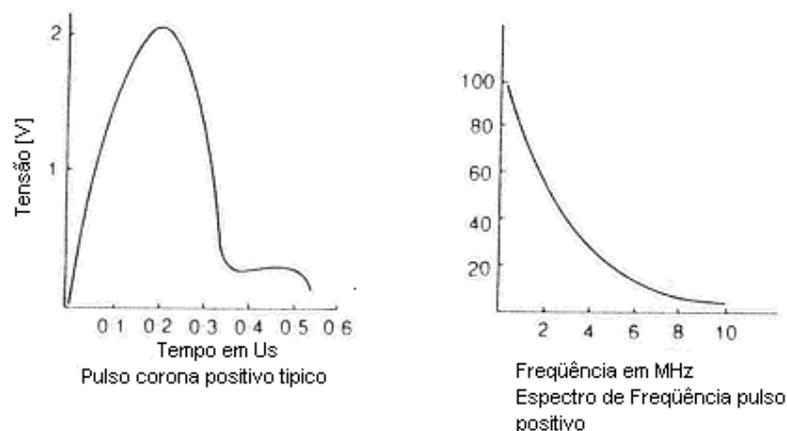


Figura 24 - Espectro de Frequência. [Freeman, 1968]

O valor de pico do gradiente de superfície que o efeito corona forma é dado pela fórmula abaixo (Fuchs, 1979):

$$E_{CRV \max} = 30,5 \left(1 + \frac{0,0301}{\sqrt{r}} \right) \quad (14)$$

Onde:

$E_{CRV \max}$ = gradiente crítico tensão

r = raio do condutor;

E = gradiente de superfície [kVpK/cm]

Ao ser aplicada uma tensão superior a 30 [kV] em um isolador haverá uma tendência de causar o eflúvio do tipo negativo (Corona glow), que não causa grandes acréscimos de rádio-interferência ou perdas elétricas. Para haver perfuração no isolador, a tensão, mesmo sob chuva, deverá ser muito superior.

O efeito corona em uma linha de transmissão ou de distribuição e em componentes de subestação, resultará em perdas na LT, ruído audível (RA), rádio interferência, eletroerosão, degradação acelerada de isoladores poliméricos e cerâmicos devido a formação de ácidos NHOX e ataques às partes metálicas desses equipamentos. A partir do oxigênio (cerca de 18 % da atmosfera), a ionização gera o ozônio (O₃) que oxida o zinco, acelerando a corrosão branca que gradualmente se desprende da superfície, expondo o ferro. O ozônio combinando com o nitrogênio forma o dióxido de nitrogênio, que hidratado, produz o ácido nítrico. Esse ácido ataca o ferro, gerando a hematita, de cor vermelha e a magnetita, de cor castanha, ou melhor, a ferrugem.

No processo de formação de ferrugem, o pino do metal estufa de modo a perder cada vez mais massa metálica até romper-se, jogando o cabo ao chão.

A preocupação em se constatar o corona é que ele é gerado por pequenos defeitos, como espiras rompidas de um condutor, isoladores danificados, espaçadores com conexões frouxas. O efeito corona funciona como um indicador de problemas, que se encontrados e reparados com antecedência, evita falhas de grandes proporções. Sua ocorrência é devida a três tipos distintos de parâmetros:

- 1) Elétrico
 - a) Tensão submetida;
 - b) Efeito das pontas;

2) Geográfico

- a) altitude com relação ao nível do mar;
- b) natureza do terreno;

3) Atmosféricos

- a) umidade relativa do ar;
- b) poluição atmosférica.

O efeito corona pode ser visível até a olho nu, durante uma noite úmida e praticamente desaparece no tempo seco, ao sol do meio dia.

2.8.2 – Rádio-Interferência

O efeito de Radio Interferência (RI) é observado quando se passa de carro, com o rádio ligado, em baixo de uma linha de transmissão ou distribuição de potência. O efeito RI é essencialmente um sinal de rádio aleatório irradiado por alguma fonte. Dependendo da intensidade relativa do sinal de rádio difusão e do ruído (SNR), resultará em um sinal de pequeno incômodo até uma total interferência na estação. Uma alta umidade tende a provocar uma RI.

A RI poderá afetar serviços essenciais como equipamentos de rádio navegação marítima e aérea. A principal fonte de RI irradiada pela linha aérea é a de descargas corona formadas no condutor, ferragem ou isoladores.

Embora corona seja a principal fonte da RI gerada em linha de transmissão aérea, a RI pode ser gerada também por pequenos centelhamentos desenvolvidos através de pequenas aberturas. Essas aberturas podem causar contato elétrico pobre entre, por exemplo, guarnição de metal e um isolador como mostra a Figura 25. Este tipo de colapso gera ruído de alta frequência na faixa de 10 a 300 [MHz].

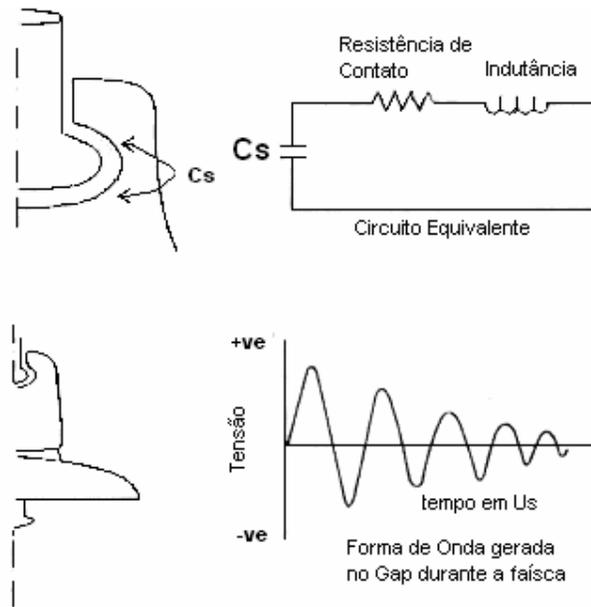


Figura 25 - Forma de onda gerada no Gap devido centelhamento. [Freememan, 1968]

É possível eliminar a fonte de ruído revestindo a superfície de contato com graxa condutiva, inibindo a formação de faísca através da área de contato pobre.

Um projeto adequado do isolador pode reduzir a RI através do aperfeiçoamento na forma dos eletrodos (capa e pino), no controle de qualidade do nível e superfície final do cimento para fixar as partes metálicas e a campânula.

A resistência de superfície do isolador tem grande significado no efeito de RIV (Radio Interference Voltage) gerado pelo isolador.

2.8.3- Perdas devido ao efeito corona

A linha de transmissão em um projeto deve ter geralmente um bom desempenho de RI, e conseqüentemente a perda corona irá ser relativamente baixa em tempo seco. Debaixo de chuva ou período de chuva estando as gotas d'água paradas e presentes nos condutores, ocorrem perdas de aproximadamente 10 [MW] em sistemas de 500 [kV] devido ao efeito corona [Liptrot, 1998].

Observa-se que o efeito corona e RI variam durante o dia sendo geralmente maiores ao amanhecer e ao anoitecer.

Normalmente são utilizadas proteções elétricas, como reforço de secção (aumento do diâmetro de hastes), haste-bola com diâmetro escalonado, chifres, armaduras, ombreiras, anéis

e outros para evitar a destruição de partes vitais da cadeia pelo arco voltaico, para reduzir o gradiente do potencial nos isoladores e para eliminar o efeito corona e conseqüente RI [Pavlik,1989].

2.9 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentadas as características para se ter um sistema PLC confiável, os principais componentes e suas características. Foi descrito o sistema de detecção e localização de defeitos em LT's instalado na CEMAT, utilizados nos ensaios. Finalmente tratou-se dos ruídos presentes nas linhas de transmissão, o efeito corona e a radio-interferência.

No próximo capítulo são apresentadas as principais técnicas atualmente utilizadas na identificação de defeitos nas LT's.

Capítulo 3

Técnicas utilizadas na identificação de defeitos nas LT's.[CEMAT]

3.1 Considerações iniciais

Este capítulo apresenta inicialmente um conceito sobre falta e defeito em LT, a classificação dos tipos de manutenção em uma LT e a seguir é descrita de forma detalhada, as principais técnicas atualmente utilizadas na localização de defeitos em uma linha de transmissão.

3.2 – Falhas e defeitos em linhas de transmissão

As maneiras como as falhas em uma linha de transmissão ocorrem são classificados em dois grupos, os quais necessitam de detecção, identificação e localização:

O primeiro grupo é aquele que trata do relacionamento com as ocorrências de curtos-circuitos e são denominados de faltas elétricas. Um curto-circuito pode ocorrer em consequência de queimadas na faixa de serviço da LT, de descargas atmosféricas,

de rompimento e queda de cabos e/ou torres devido a condições climáticas desfavoráveis como granizo, vendavais, e outros. Sendo assim, cabe mencionar que, ao se falar de localização de falta em uma LT, refere-se à localização do local de ocorrência de um curto-circuito.

O segundo grupo é aquele que engloba diversos tipos de defeitos que poderão também conduzir a ocorrência de uma falta com possível desligamento da linha de transmissão, estes são simplesmente chamados defeitos.

Como exemplos de tais defeitos podem ser observados na **Figura 26** (a) cadeia de isoladores com um ou mais isoladores defeituosos (perfuração interna; trinca; quebra da saia; calcificação da superfície; e outros), **Figura 26** (b) espaçadores frouxos ocasionando, com o tempo, rompimento do cabo por atritos e desgastes por fadiga. **Figura 26**(c) condutores danificados.

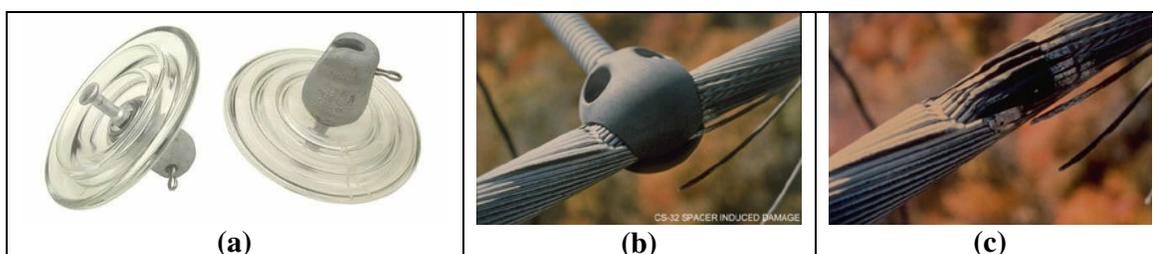


Figura 26 (a) - Cadeia de isoladores; (b) Espaçadores frouxos; (c) condutores danificados.

A Figura 27(a) ilustra um condutor parcialmente rompido que pode ser também provocado por vibrações eólicas. Este fenômeno é causado por ventos transversais brandos (em torno de 7,2 [km/h]) os quais incidem sobre os condutores que, quando submetidos a trações mecânicas superiores a 20% de suas cargas de ruptura, absorvem tais energias e as transmitem aos pontos de suspensão. Tais pontos podem ser gradativamente deteriorados por fadiga mecânica do material, o que requer atenção especial de montagem e monitoração. A evolução desses desgastes pode provocar a ruptura parcial dos condutores, caracterizando um defeito de difícil localização visual à distância, como pode ser observado na Figura 27(a) cabo com tentos rompidos, Figura 27(b) objeto preso ao cabo (flecha), já a Figura 27(c) mostra a ferrugem da cadeia de isolador com defeito e corrosão nas partes metálicas.

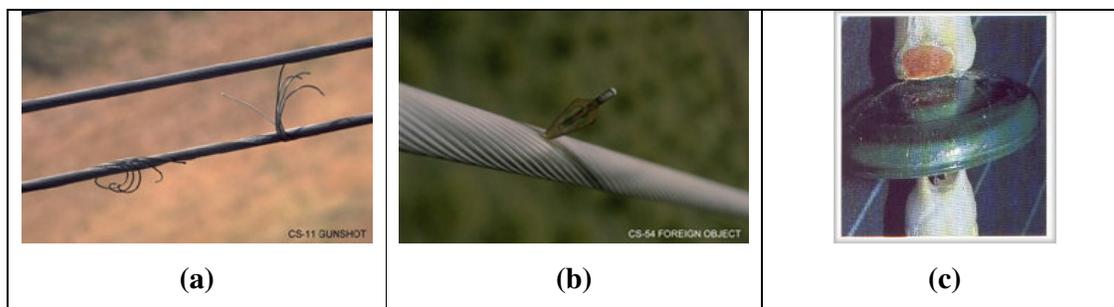


Figura 27 (a) - Cabo com tentos rompidos; (b) Objeto preso ao cabo (c) cadeias de isoladores.

Os vários tipos de defeitos mencionados anteriormente irão se manifestar através de efeitos eletromagnéticos, térmicos e sonoros. Os efeitos eletromagnéticos estão ligados aos outros efeitos e dois tipos básicos podem ser analisados: descarga de corona “*corona discharge*” e intervalo de centelha “*spark-gap*”.

3.3 – Conceitos sobre manutenção

Define-se manutenção como um conjunto de cuidados técnicos indispensáveis ao funcionamento regular e permanente de máquinas, equipamentos, ferramentas e instalações. Esses cuidados envolvem a conservação, adequação, restauração, substituição e a prevenção.

A manutenção em uma LT pode ser classificada em:

- a) Corretiva;
- b) Preventiva;
- c) Preditiva.

A manutenção corretiva é uma técnica que espera pela falha do equipamento, antes que seja tomada qualquer ação de manutenção. Trata-se de um método reativo. Este tipo por sua vez ocorre quando algum problema, em geral de força maior, como ventos que derrubam torres, sobre-tensões de origem atmosféricas que desligam a linha e outros eventos de natureza extraordinária.

A manutenção preventiva está baseada na vida útil do equipamento. Estima-se o tempo que um componente sofre desgaste pelo seu uso ao longo do tempo. Prevendo o instante que este desgaste pode provocar uma falha, a manutenção programa a sua substituição.

A manutenção preditiva tem o objetivo de localizar e reparar defeitos em equipamentos e sistemas que operam em regime de trabalho contínuo. Este tipo de

manutenção acontece quando, durante uma inspeção é detectado uma falha que poderá evoluir para uma falta, como por exemplo, um ponto quente numa emenda da linha de transmissão detectada por uma inspeção usando termovisor. Neste caso a equipe de manutenção programa a realização da correção do problema. A manutenção preditiva é um tipo de ação preventiva baseada no conhecimento das condições de cada um dos componentes e equipamentos do sistema.

O objetivo deste trabalho é propiciar uma nova técnica utilizando manutenção preventiva e preditiva.

Atualmente, em muitas concessionárias a manutenção nas linhas de transmissão é realizada após verificação de falhas ou faltas detectadas pela proteção ou por inspeções. Este procedimento caracteriza uma manutenção corretiva ou preventiva com o mais elevado custo operacional para a empresa.

3.4 – Técnicas de Identificação de defeitos

Neste item procurou-se apresentar as principais técnicas utilizadas na identificação de defeitos nas LT's com o objetivo de justificar a nova técnica de detecção e identificação de defeito proposta neste trabalho de pesquisa.

Normalmente a localização de defeitos nas LT's é realizada durante as inspeções de manutenção. Existem duas formas de inspeção: A terrestre e a aérea.

A *inspeção terrestre* procura identificar os defeitos como espaçadores soltos, isoladores trincados, isoladores quebrados, faltas de peças, cabos parcialmente rompidos, etc.. As inspeções terrestres são executadas pelas equipes de manutenção experientes e capacitadas, seguindo um roteiro pré-estabelecido, que leva em considerações os diagnósticos anteriores da linha de transmissão, sua idade, desempenho, características próprias, etc. Esta técnica é lenta e muitas vezes, difícil de ser executada, devido à dificuldade de acesso as LT's, principalmente no período de chuvas.

A *inspeção aérea* é normalmente utilizada como complemento das inspeções terrestres e geralmente realizadas em épocas especiais de clima bom, após ou antes de períodos chuvosos.

Os dois tipos de inspeções são um dos principais instrumentos de diagnóstico das linhas de transmissão, servindo para a programação das manutenções preventivas das mesmas. A inspeção aérea detalhada é realizada periodicamente com helicóptero em velocidade reduzida (média de 60 [km/h]), para observar todos os pontos. O vôo é feito ao

longo da linha e normalmente realizado em apenas um sentido. Inspeção aérea específica é restrita a alguns componentes ou sub componentes das instalações. Finalmente, a inspeção aérea de emergência é a que realiza a localização de uma falha transitória ou permanente, detectada pelas proteções da linha.

De posse dos resultados das inspeções faz-se o diagnóstico das linhas. Este é classificado a partir de informações, tais como: classificação da linha segundo a sua prioridade, análise dos desligamentos, resultados das inspeções terrestres, resultados das inspeções aéreas, resultados das medições e inspeções programadas no ano anterior (resistência de aterramento, vibração eólica, termovisor, abertura dos grampos, etc.), serviços executados pelas turmas de manutenção (instalação de contrapeso, amortecedores, substituição de isoladores, combate à erosão, seccionamento de cercas, manutenção de acessos, etc.), serviços executados por empreiteiras, resultados de alterações ou remanejamento da instalação (derivações, seccionamentos, etc.), situação quanto à corrosão, vãos com cabos baixos corrigidos e a serem corrigidos, existência de isoladores de porcelana de baixa confiabilidade, e outras informações que possam surgir.

Verifica-se, portanto, que qualquer localização de defeito em uma LT é feita por meios que requerem intervenções humanas, auxiliadas pela execução de medições / ensaios com instrumentos específicos para verificação das condições das instalações, tais como medição de vibração eólica em cabos condutores e pára-raios, medição de resistência de aterramento das estruturas e resistividade do solo, descoberta de pontos quentes, verificação de potencial em isoladores por ensaios de ruído e análise de sinais irradiados, etc.

Alguns destes instrumentos necessários para uma boa inspeção e localização de defeitos são mencionados a seguir:

Quanto às vibrações eólicas: A maneira de verificar se uma LT está sujeita a este tipo de problema é a instalação de vibrógrafos, os quais necessitam permanecer na linha, registrando o fenômeno durante um período mínimo de 7 dias, face ao surgimento aleatório do mesmo. Durante tais ensaios são também registradas a temperatura ambiente, a velocidade e a direção do vento. Atualmente o setor elétrico brasileiro encontra-se desprovido de instrumentação adequada para realização de tais ensaios, apesar da existência, no exterior, de sensores inteligentes que permitem avaliar o estado de degradação do condutor e a sua vida útil remanescente, mantendo-se as condições médias atuantes, quando da realização dos ensaios.

Quanto à temperatura de conexões: Quando se tem uma LT com aquecimento das conexões elétricas trata-se de um problema grave, em face de sua característica evolutiva que pode conduzir a dilatações que eliminam por completo os contatos elétricos necessários ao transporte da energia elétrica. Normalmente é resultado da inadequação dos materiais utilizados nessas conexões ou do projeto de fixação do conector ou ainda dos torques utilizados em sua fixação. Atualmente são utilizados *termovisores* para avaliar o “estado térmico” dessas conexões. Os modelos atuais permitem a realização de ensaios durante o dia, através da utilização interna de filtros solares, além de viabilizar tais inspeções por via aérea, incorporando facilidades do tipo gravação das imagens visuais e térmicas e posterior processamento digital.

Quanto à resistência de pé de torre: A resistência de aterramento de estruturas (resistência de pé de torre), representa um parâmetro que é responsável diretamente pelo desempenho das linhas de transmissão, quando submetidas a descargas atmosféricas. Os ensaios de resistência de pé de torre são realizados com o auxílio de medidores de resistência de terra, do tipo megômetro. As dificuldades para realização de tais ensaios residem principalmente na necessidade de se isolar a estrutura sob ensaio do cabo pará-raios. A utilização de medidor de resistência em alta frequência pode superar tais dificuldades.

Quanto à monitoração da poluição: Os isoladores são poluídos através da deposição de contaminadores quer sejam de origem industrial, marítima ou ambiental. Esses elementos sobre os isoladores, juntamente com a presença da umidade e tensão elétrica mais elevada, propiciam o surgimento de descargas superficiais que podem evoluir para o fechamento de um arco elétrico sobre a cadeia de isoladores e conseqüente desligamento da linha. Os processos de monitoração da contaminação dos isoladores mais utilizados são:

- Inspeções noturnas;
- Medição de ESDD (Equivalent Salty Deposit Density);
- Análise química dos contaminadores;
- Medição de corrente de fuga.

Quanto aos defeitos em cabos e isoladores de porcelana: Atualmente utiliza-se modernos instrumentos durante inspeções terrestres e, principalmente, aéreas.

Quando se deseja localizar isoladores defeituosos, os principais métodos utilizados estão resumidos na tabela 8.

Tabela 8 - Métodos de localização de isolador defeituoso.

Métodos	Técnicas mais comuns
Elétricos	Medidas de Campo elétrico; Distribuição de Tensão; Resistência Elétrica.
Acústicos	Detecção ultra-sônica; Antena para detecção de ruídos corona
Visuais	Inspeção visual; Intensificação ultravioleta; Câmera infravermelha.

A detecção e localização de isoladores defeituosos, em linhas aéreas de transmissão, é sempre um procedimento muito caro devido ao grande número de elementos. Além de consumir bastante tempo por causa das dificuldades de acesso e aos procedimentos tradicionalmente manuais. Métodos de diagnóstico local tais como os de imagem térmica e de localização por ultra-som têm sido utilizados já há mais de vinte anos, com boas contribuições em relação a uma simples inspeção visual (olho nu) e aos métodos elétricos os quais necessitam da aproximação de instrumentos e de pessoal, com os riscos inerentes do processo.

As técnicas remotas quando usadas para encontrar isoladores defeituosos em meio a uma cadeia de isoladores, representam um grande desafio.

O isolador tipo disco possui um projeto relativamente simples. Se tal elemento se torna eletricamente defeituoso, mantendo o seu desempenho mecânico, a cadeia de isoladores poderá ainda ter desempenho adequado, porém com riscos maiores de, em determinadas ocorrências, vir a interromper o fornecimento de energia. A Figura 28 [Lang, 1994] ilustra um isolador seccionado e os locais onde podem ocorrer defeitos tipo rachaduras e trincas.

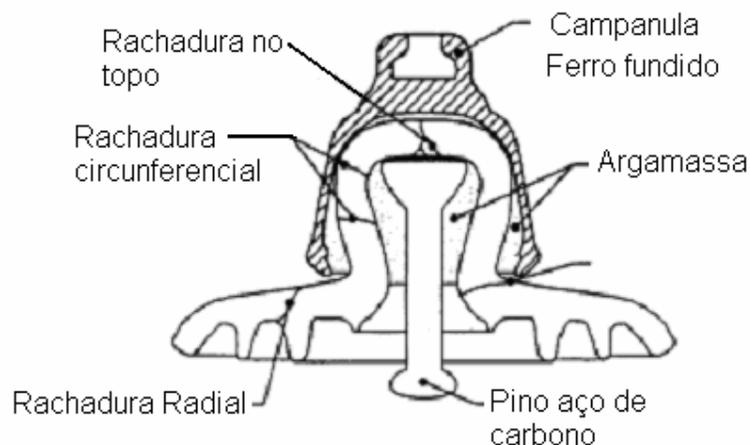


Figura 28 - Corte de um isolador e local de defeitos.

Um dos focos deste trabalho é identificar defeitos em isoladores e a seguir são apresentadas algumas técnicas utilizadas para a detecção e localização de isoladores defeituosos.

3.4.1 – Métodos baseados em medição de campos eletromagnéticos

Na literatura alguns métodos que são relatados, utilizam padrões de distribuição de campos elétricos para a detecção e localização de isoladores defeituosas em uma cadeia. No artigo de S. Berlaserkaram [Berlaserkaram, 2000] é descrita a análise de detecção de defeito em isoladores de suspensão de porcelana utilizando medição do isolador ou observação de fissuras. Nesta documentação é reportada a análise do campo utilizando o método de elemento finito e condição de contorno assintótico. Para esta abordagem, ensaios de laboratório e programas computacionais foram realizados demonstrando a distribuição do campo elétrico em torno de uma cadeia de isoladores contendo ou não amostras defeituosas.

O campo elétrico de uma cadeia de isoladores em boas condições, como ilustra a Figura 29 a (lado esquerdo da figura), se diferencia do campo elétrico quando o segundo isolador presente na cadeia está defeituoso (lado direito da figura). Uma visão ampliada em torno do isolador fornece uma outra visão deste campo como ilustra a Figura 29b.

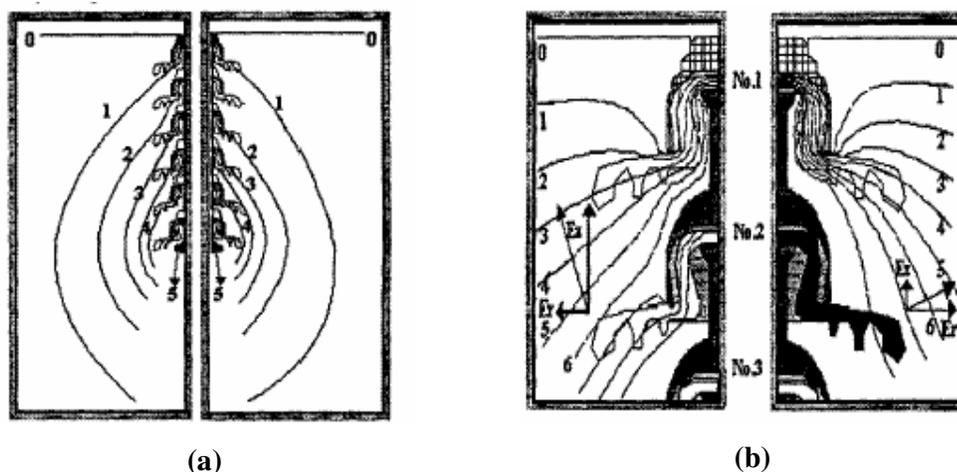


Figura 29 - (a) campo elétrico da cadeia de isoladores (b) campo elétrico em torno do isolador 2.

Já a Figura 30 [Berlaserkaram, 2000] apresenta o valor do campo resultante à medida que se aproxima do cabo de energia. Duas curvas de distribuição de campo são mostradas: a primeira cadeia em condições normais e a segunda com o isolador 2 (posição B) defeituoso.

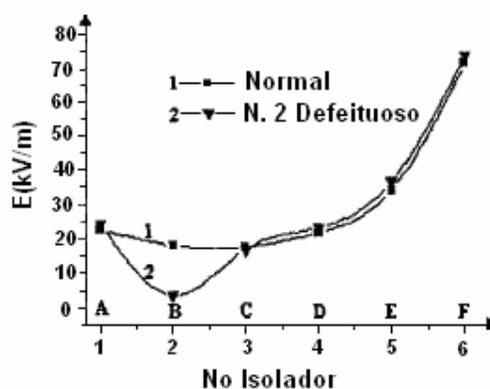


Figura 30 - Distribuição do campo elétrico ao longo da cadeia de isoladores.

Alguns artigos propõem um dispositivo que possa medir diretamente os campos elétricos ao longo da cadeia, determinando-se assim os elementos com defeito. Tais técnicas manuais, no entanto necessitam da aproximação física da cadeia de isoladores.

As concessionárias de energia elétrica, já utilizaram os sistemas de medição durante inspeções aéreas, tais como o chamado Sistema “Corona Spy” e o “Korona System” fabricados por empresas Alemãs “Grid Services GmbH” e Americanas respectivamente, disponíveis na forma de serviços contratados.

Utilizando-se de dispositivos de medição de campos eletromagnéticos, conforme ilustra a Figura 31, é possível detectar, a partir de um helicóptero, de forma rápida, eficiente e

em estágio bem inicial, defeitos nas linhas de transmissão e distribuição de energia como: condutores danificados, cabos desencordoados, isoladores defeituosos, ou quebrados, espaçadores frouxos ou quebrados e fios rompidos, além de problemas detectáveis visualmente como corrosão em torres, distância da vegetação abaixo dos níveis de segurança, entre outros.



Figura 31 - Instrumentação para inspeção de linhas.

O campo elétrico em volta das linhas de transmissão fornece a base física desta medição. As modificações que ocorrem neste campo, bem como demais anomalias, são utilizadas na detecção dos defeitos nos componentes e condutores das linhas de transmissão. O instrumento de medição possui uma antena especial de fibra de carbono montada na aeronave, conforme detalhes na Figura 32.

Os defeitos irão aparecer no “*display*” do instrumento na forma de picos, causados pelos distúrbios no campo elétrico próximo ao defeito. Na Figura 33 são mostrados exemplos de defeitos capturados pela instrumentação. Durante o voo de controle, a instrumentação, manuseada por um operador é capaz de detectar problemas funcionais relevantes, os quais são armazenados na forma de fotos digitais, juntamente com suas respectivas coordenadas GPS (Sistema Posicionamento Global).



Figura 32 - Helicóptero para inspeção de LTs.

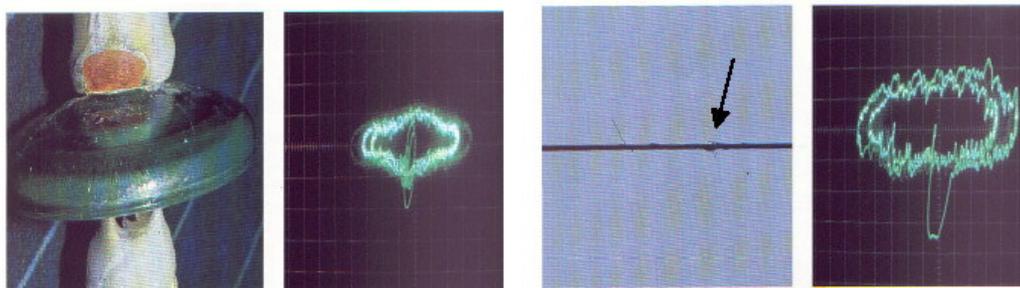


Figura 33 - Defeitos como corrosão e tentos rompidos.

Utilizando-se um sistema cartográfico, o posicionamento de cada torre relacionada a um determinado defeito é gravado pela instrumentação durante um vôo de inspeção. Este é feito normalmente a uma velocidade de 30 a 50 [km/h], dependendo do nível de tensão e dos serviços a serem executados. Nessa velocidade, e dependendo das condições climáticas já que não se deve realizar vôo sob chuva forte, é possível inspecionar até 200 [km] de linhas por dia.

A Figura 34 na seqüência são exemplos de detecção de defeitos pelo equipamento Korona system.

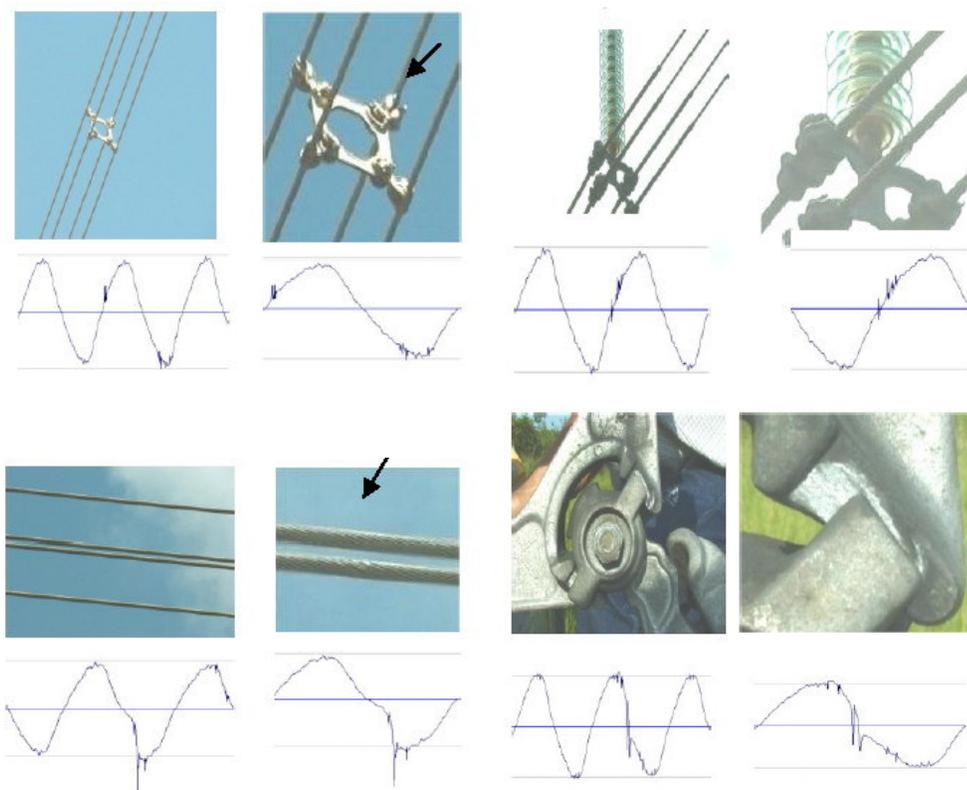


Figura 34 - Defeitos em LTs e sinais de campos eletromagnéticos capturados.

3.4.2 – Métodos baseados em descargas corona

Outras formas para detectar defeitos em linhas de transmissão, principalmente cadeias de isoladores defeituosas, têm sido relatados na literatura, dentre os quais os trabalhos de Cheng Rong Li [Li, C.R.LI Sep. 1998], e seus pares, são comentados a seguir.

- Um instrumento portátil para detectar isoladores defeituosos em linhas de transmissão de alta tensão usando a técnica de contagem de pulsos de corona;
- Métodos de separação do sinal de corona, proveniente da cadeia de isoladores defeituosa, de outros sinais indesejáveis;
- Estudos sobre os métodos de contagem de pulsos de corona e influências sobre a resolução dos mesmos: características dos isoladores próximos à linha; resistência dos isoladores com defeito; a localização dos isoladores e a quantidade de isoladores na cadeia;
- Desenvolvimento de uma bobina de “Rogowski” para atender os requisitos de medição de correntes oriundas de descargas corona em cadeia de isoladores.

Vários métodos para a detecção de defeitos em cadeias de isoladores são encontrados, porém haverá sempre a necessidade de se subir na torre ou de inspeções aéreas como anteriormente comentado. Existem outros que, embora não seja necessário o investigador subir na torre, apresentam outros problemas. Esses métodos são: ultra-som; infravermelho; efeito “Dopple” a laser e o método de detecção de pulsos de corrente.

O método de detecção de pulsos de corrente do corona no isolador, a partir do solo, trata-se de uma alternativa interessante e fácil de ser implementada e se baseia nas “impressões digitais” da descarga corona dos isoladores em uma cadeia, através do espectro $N-\phi$ (número de pulsos de corona - ângulo de fase do sinal senoidal).

Observa-se que quando a resistência de isolamento do isolador é menor que 50 [M Ω], não há descarga parcial nele, pois, a tensão dele é pequena. Assim, a tensão sobre os outros isoladores da cadeia aumenta produzindo descarga parcial nos isoladores bons. Busca-se então, descobrir cadeias de isoladores com defeitos pela medição da resolução de detecção de pulsos e as influências sobre esta resolução.

3.4.2.1 - Equipamentos Utilizados

A Figura 35 [LI, C.R. Jun 1998] mostra o esquema do equipamento de ensaio usado:

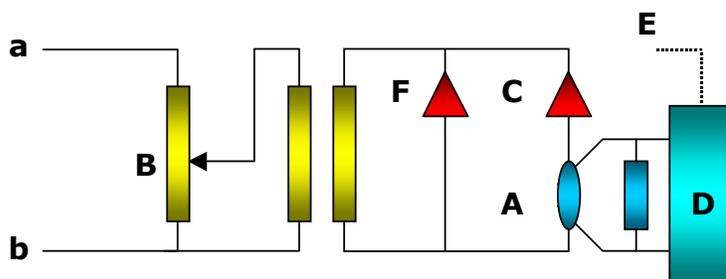


Figura 35 - Circuito de medição dos pulsos de corona.

A - Bobina de Rogowski - BR (com núcleo de ferrite) - 20 [mV / mA]

B - Fonte de alta tensão (até 100 [kV])

C - Cadeia de isoladores testada

D - Osciloscópio DL1540L Yokogawa (200[MS/s])

E - Sinal de referência (frequência da rede) captado por antena - sincronismo

F - Capacitância de acoplamento

- A fonte de tensão pode suprir até 100 [kV].
- Os pulsos de corrente são transformados em tensão pela impedância de integração da BR para fazer chegar ao osciloscópio.
- O osciloscópio pode armazenar a distribuição dos pulsos no ciclo, a taxa de amostragem é ajustada em 50 MS/s.
- Os pulsos positivos ficaram principalmente entre 20° a 100° e os negativos entre 220° e 290°.
- A amplitude e a quantidade de pulsos aumentam com o aumento de tensão.
- Apenas pulsos negativos com mais de 10 [mV] de amplitude são considerados como pulsos de descarga de corona nos ensaios.

O diagrama em blocos do equipamento utilizado é mostrado na Figura 36 a seguir:

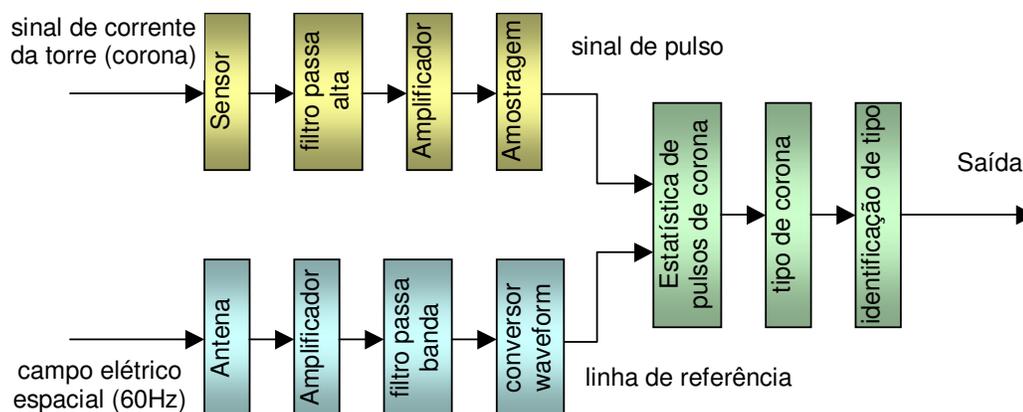


Figura 36 - Diagrama em bloco do contador de pulsos de corona.

Os sinais de pulso do corona da cadeia de isoladores foram obtidos através do aterramento das torres por um sensor de corrente banda larga, passando através de um filtro passa altas para eliminar a portadora de *carrier*. O sinal de alta frequência é então aumentado por um amplificador de alta frequência e em seguida é digitalizado. O sinal digitalizado é analisado e finalmente o tipo de descarga corona é identificado por técnica de reconhecimento de padrões.

3.4.2.2 - Característica dos Sinais de Corona

Verifica-se que além do sinal de corona na cadeia de isoladores, outros sinais de ruído passam pelo aterramento da torre. Como, por exemplo, correntes de fuga na frequência de 60 [Hz], correntes harmônicas, portadora de *carrier*, corona da estrutura, cabos e partes metálicas, pulsos vindos de estruturas próximas ou subestações. Uma vez que se deseja somente os pulsos de corona da cadeia de isoladores, em alguns casos, um filtro passa baixas pode eliminar adequadamente o sinal espúrio. Em outros, os sinais são pequenos demais para inferir na medição. Há dificuldade de separação dos sinais do PLC (*power line carrier*) uma vez que têm forte amplitude e se espalha ao longo de uma ampla faixa de frequência. Esta é a maior influência sobre o corona da cadeia de isoladores.

Observa-se ainda que a maior energia dos pulsos de corona da cadeia de isoladores se encontra dentro da faixa que se estende até 20 [MHz]. A frequência de *carrier* consiste de várias ondas senoidais de diferentes amplitudes e frequências. Assim o sinal do corona se superpõe ao sinal de *carrier*. Para eliminar o sinal de *carrier* e extrair o sinal de corona utilizou-se um filtro passa alta com a frequência de corte em 2 [MHz].

O filtro analógico utilizado foi a tipo passa alta com a frequência de corte em 2 [MHz], com taxa de atenuação de 80 [dB]. Utilizou também um amplificador banda larga, assim, o fraco sinal de corona oriundo da cadeia de isoladores foi amplificado em 20 vezes. Isto é, sinais de 0,1 [mA] de corona foram transformados em sinais de 100 [mV], pela bobina de Rogowski e pelo amplificador. Já o sinal de *carrier* possuindo amplitude de 400 [mV] na saída da bobina, foi atenuado para 4 [mV] na saída do amplificador, uma vez que situa em frequências abaixo de 500 [kHz].

Um outro detalhe importante é que os pulsos de corona oriundos da estrutura e da linha propriamente dita, dificilmente ocorrem em tempo seco e bom. Em situações adversas, esses pulsos ocorrem, superpondo-se aos pulsos de corona da cadeia de isoladores. Esta seria talvez a maior dificuldade em separar os dois tipos de pulsos (cadeia de isoladores, objeto de estudo, e estrutura em geral). Como a banda de frequência desses fenômenos se equivalem, um filtro não poderia ser utilizado porque ambos os sinais desapareceriam. Assim, foram analisados vários processos de separação desses fenômenos.

Embora o fenômeno corona seja um tipo de descarga fortemente aleatório, a partir de quatro processos de identificação de padrões baseados em processos estatísticos, pode-se discriminar de modo factível e com exatidão, o sinal de interesse. Um determinado padrão de distribuição de pulsos de corona pode então identificar a origem do fenômeno. Os critérios para identificação de padrão dos pulsos de corona vindos da cadeia de isoladores são [LI, C.R. Jun 1998]:

- Os pulsos cujas amplitudes máximas não variam com o ângulo de fase da tensão da rede pertencem ao corona da estrutura e da própria da linha;
- Os pulsos cujas amplitudes máximas decrescem com o ângulo de fase da tensão da rede são considerados oriundos da cadeia de isoladores;
- Os pulsos de corona oriundos da cadeia de isoladores precedem em 45° os pulsos de corona das partes metálicas e da linha.

As características de padrões obtidas por processo estatístico dos ruídos de pulso, tais como corona da estrutura e da linha de alta tensão, são em essência diferentes, daquelas de coronas de cadeia de isoladores. Assim, pode-se usar o método de identificação de padrões para eliminá-las.

Algumas observações são importantes [Li, C.R. LI Sep. 1998]:

- De acordo com as medições no campo, a amplitude dos pulsos de corona na cadeia de isoladores é de centenas de [μ A] a algumas dezenas de [mA];

- No método de contagem de pulsos de corona a forma de onda não exerce papel importante, mas sim o número de pulsos detectáveis;
- Nos ensaios, foram utilizados um sensor de corrente (bobina de Rogowski com 15 espiras, uma resistência de integração de 10 [k Ω] e uma caixa blindada);
- No processo de contagem de pulsos, os autores utilizaram-se de métodos estatísticos. Assim, nem todos os pulsos necessitavam ser detectados, o que levou a uma baixa taxa de amostragem no conversor A/D, tipicamente 500 [KS/s] com 8 bits de resolução.

3.4.2.3 - O Sensor de Corrente (Bobina de Rogowski)

Os dispositivos de medição utilizados para detecção da corrente oriunda de corona da cadeia de isoladores apresentavam características especiais, por se tratar de sinais de corrente com baixos níveis de amplitude a altas frequências.

Devido a estas características os autores do artigo [Li, C.R.LI Sep. 1998] desenvolveram um sensor de corrente baseado em bobina de Rogowski que possui alta sensibilidade (capta correntes da ordem de [μ A]) e banda de frequência bastante ampla (7 [kHz] a 25 [MHz]), suficiente para análise dos sinais em questão.

Em laboratório verifico-se que a faixa de frequência aplicável ao sinal de corona (com atenuação de 3 [dB] nos extremos da faixa) fica entre 2,5 [MHz] a 17 [MHz]. Desta maneira a bobina foi desenvolvida com núcleo magnético de material super microcristal. O material possui alta permeabilidade magnética ($\mu > 10000$) e ampla característica de frequência (2 [kHz] a 25 [MHz]). Observou-se também a dependência da sensibilidade face ao número de espiras e à resistência de integração do circuito. Quanto maior essa resistência maior a sensibilidade e mais estreita é a banda de frequência.

A frequência central da banda varia com o número de espiras. Quanto mais espiras, mais baixa será a frequência central e menor será a sensibilidade do sensor. Considerando a sensibilidade e a interferência local, a resistência de integração escolhida foi 100 Ω e o número de espiras igual a 20 voltas, para se conseguir uma banda passante entre 2 [kHz] a 25 [MHz]. A Figura 37 ilustra a bobina de Rogowski [LI, C.R. Jun 1998].

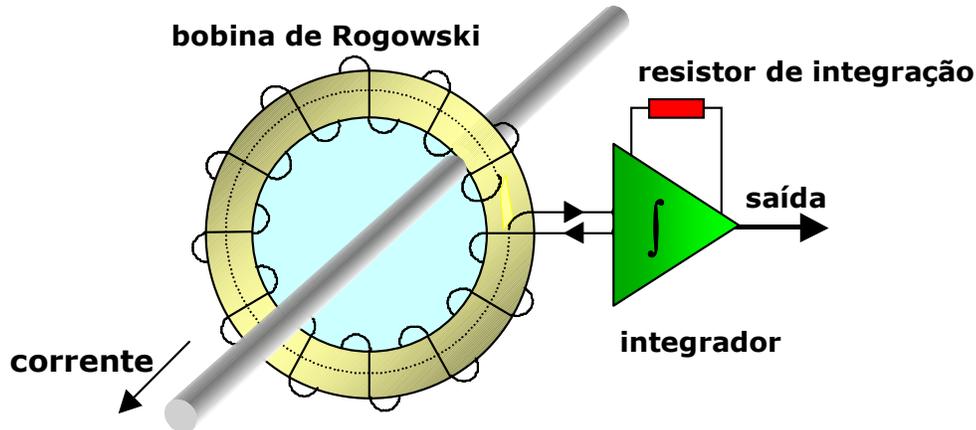


Figura 37 - Bobina de Rogowski.

As características gerais do sensor de corrente ficaram assim determinadas:

Banda passante: 7 [kHz] a 25 [MHz];

Atenuação: 3 [dB] (nas extremidades da banda);

Sensibilidade média: 8,2 [V/A].

3.4.2.4 - Influências na resolução de detecção

Os autores, após ensaios práticos contataram que a resolução de detecção de pulsos sofre influência dos seguintes elementos:

- **Quantidade de isoladores na cadeia**

Afeta a resolução de detecção do corona. Quanto mais isoladores na cadeia, menor a resolução de detecção (mais difícil de se detectar o corona), pois a tensão se divide mais.

- **Características do corona dos isoladores perto da linha**

Um bom isolador com uma grande queda de tensão através dele, pode produzir descargas de corona, portanto, o isolador na posição 1 exerce um importante papel na produção de pulsos de corona. Quanto melhor o estado do isolador perto da linha menor é a resolução de detecção.

- **Resistência dos isoladores defeituosos**

Tem influência sobre o efeito corona. Quanto maior a resistência dos isoladores defeituosos, menor a resolução de detecção. A tensão se distribui mais uniformemente sobre os outros isoladores.

- ***Localização dos isoladores na cadeia***

Afeta a resolução de detecção. Quanto mais perto da linha estiver o isolador defeituoso, maior a resolução de detecção.

3.4.3 – Métodos baseados em infravermelho e métodos acústicos

No artigo de Lang, P. G. [Lang, 1994] é descrita a utilização do infravermelho na análise de defeitos na Linha de transmissão. De acordo com o artigo, em 1971 começaram as experiências utilizando-se técnicas de infravermelho em inspeções de 8075 [km] de um circuito sendo que 515 junções e encaixes defeituosos foram detectados. Contudo a utilização desta tecnologia para diagnosticar a isolação de LT's representa um grande, mas não insuperável desafio, principalmente pela pequena diferença de temperatura existente entre o isolador defeituoso e sadio. Assim, a influência dos fatores externos necessita ser entendida antes que a “impressão digital térmica” do isolador possa ser dada como certa.

São diversos os fatores que irão influenciar a detecção / localização de isoladores defeituosos:

Influência da linha na temperatura do isolador: A energia elétrica causa um aumento na temperatura e as condições ambientais causam aumento ou diminuição.

Influência das condições do tempo: As condições ambientais afetam as variações da temperatura, de forma direta através do aquecimento (radiação solar) ou resfriamento (temperatura do vento e ar), e indiretamente através da chuva e das variações na umidade.

Conclui-se, através de observações, que em dias frios surge a maior diferença de temperatura e, portanto, é a melhor condição para observações com o infravermelho.

Efeitos da chuva e da umidade: A chuva tem tendência de diminuir a resistência do disco poluído. Desde que a poluição esteja desigualmente depositada ao longo da cadeia, a mudança da resistência irá depender da posição do disco na cadeia. Isto provocará mudanças no perfil de temperatura em torno da cadeia. O isolador do topo da cadeia é tipicamente mais lavado que os outros, resfriando e reduzindo a sua resistência. Ele ficará então mais frio do que os outros. Assim, qualquer análise após uma chuva poderá ser imperfeita, pois um disco relativamente mais frio será considerado o defeituoso.

Dependência do tempo após a energização: a resistência de um disco irá determinar a dissipação da potência elétrica. A resistência a frio (linha desenergizada) será diferente quando a linha estiver energizada.

Radiação topográfica: trata-se da temperatura da terra em relação à temperatura da cadeia de isoladores. No verão a terra poderá estar com temperatura mais alta que as cadeias de isoladores, então partes da estrutura poderão mascarar a técnica de infravermelho.

Emissividade das superfícies dos Isoladores: Os isoladores limpos têm a superfície brilhante e não são bons emissores de radiação infravermelha. Isoladores poluídos ou com pinos enferrujados são excelentes emissores. Durante ensaios com várias cadeias, ajuste da câmera, no que diz respeito a emissividade, podem ser necessários. Se isto não for feito para cada condição da superfície do isolador, medidas errôneas podem ser registradas.

3.4.4 - Métodos baseados em detecção por ultra-som

A técnica de utilizar um transdutor ultra-sônico na detecção de fontes corona é uma técnica muito utilizada. Um disco perfeito e limpo deve ter pouca descargas. Um disco defeituoso terá um comportamento diferente, podendo gerar desde um valor quase nulo até valores elevados de ruído. Na prática existem outras fontes de ruídos como, por exemplo, pontos de descarga na ferragem da estrutura. Muitas fontes são eliminadas pelo uso de um dispositivo direcional para captura de corona. Contudo isto se torna mais difícil quanto maior for à distância entre o dispositivo e a fonte de corona.

Experiências adquiridas nos últimos anos revelaram que a combinação das técnicas de infravermelho com ultra-som podem apresentar melhores resultados que qualquer uma delas isoladamente, conforme mostra a **Tabela 9**.

Tabela 9 - Aplicações comparativa entre as técnicas de infravermelho e Ultra sônica.

	Infravermelho	Ultra-sônica
Umidade	>80%	<80%
Sol	Encoberto	Direto
Detectar rachadura de cabeça do disco	Bom	Ruim
Detectar rachadura radial	Ruim	Bom

3.4.5 – Métodos baseados em ultra-violeta

Técnicas utilizando câmeras de inspeção sensíveis por ultra-violeta em tempo real para uso em linhas de transmissão e de distribuição são oferecidas às empresas de energia elétrica para detecção de defeitos.

As grandes vantagens do aparelho são a detecção do efeito corona através da UV – C (ultra violeta), possibilitando a inspeção durante o dia e a localização exata do ponto onde está ocorrendo o mesmo. Essa localização ocorre porque o aparelho é composto por uma câmera de imagem visível e outra de imagem UV, combinadas eletronicamente. É uma câmera de fácil utilização, sendo possível manuseá-la tanto no solo como em inspeções aéreas.

A técnica UV é complementar à existente tecnologia infravermelha. Detectar componentes defeituosos no começo da degradação é possível sem a necessidade de carga na linha, pois a inspeção por UV é dependente apenas da tensão da linha. O infravermelho é excelente para localizar conexões de alta resistência, mas sofre problemas com a localização de outros tipos de defeito, como já visto. Já a detecção por UV pode localizar com facilidade outras condições problemáticas como isoladores defeituosos, ou até mesmo outros componentes impróprios como fios quebrados, elementos poluídos, conexões ruins, etc.. A Figura 38 mostra exemplos de detecção de uma câmera ultra violeta.

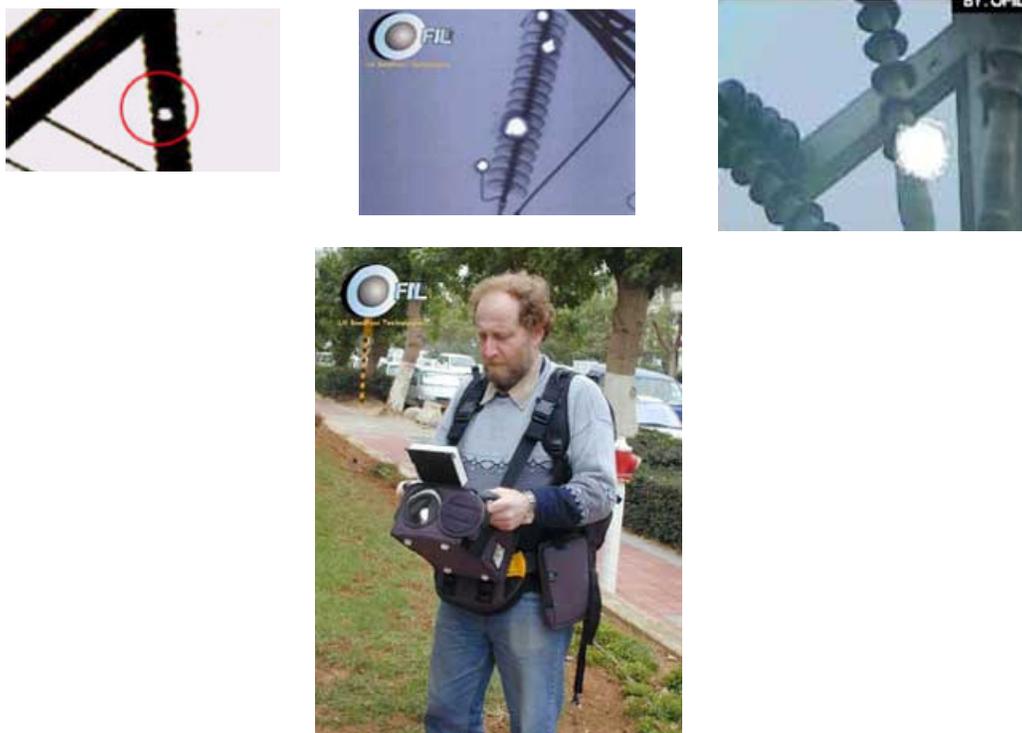


Figura 38 - Detecção de pontos quentes por câmera ultravioleta.

3.4.6 - Considerações finais sobre as técnicas atuais de localização de defeitos em LT's.

A manutenção em linha de transmissão (LT) como foi constatada, é efetuada a partir dos resultados de inspeção visual associada ao grau de experiência dos próprios inspetores, métodos baseados na combinação de ultra-violeta, ultra-som, infravermelho, medidas de campos eletromagnéticos, descargas corona, medições de campos elétricos são utilizadas para verificar isoladores com rachaduras e trincas ou quebrados e irradiador acústico para detectar isoladores quebrados. Todos estes métodos exigem que as equipes de manutenção percorram sistematicamente toda a linha de transmissão para detectar os defeitos, seja por via terrestre ou por helicóptero devidamente aparelhado. Os defeitos mais freqüentemente encontrados em uma LT são isoladores quebrados (muitas vezes causados por vandalismo), trincados e cabos com alguns tentos rebentados. Estes tipos de inspeções além de cara, muitas vezes são demorados, pois todos os sinais coletados não são analisados de uma maneira automática, via software.

Desta forma, entra em questão a importância da criação de um sistema inteligente capaz de inspecionar automática e continuamente linhas de transmissão e que seja capaz de detectar, identificar perturbações provenientes de eventuais ocorrências na linha. Usualmente, estas ocorrências são sensíveis demais para serem registradas por medidores convencionais. No entanto, importantes demais para serem ignoradas, pois não é incomum que se transformem em eventos mais graves, podendo acarretar até mesmo a interrupção do fornecimento de energia elétrica.

Atualmente não existe na literatura especializada a menção a respeito de algum método remoto para localizar defeitos em linhas de transmissão (isoladores defeituosos, cabos rompidos, etc), como ilustra a Figura 14, a partir da leitura remota dos sinais elétricos que trafegam na linha.

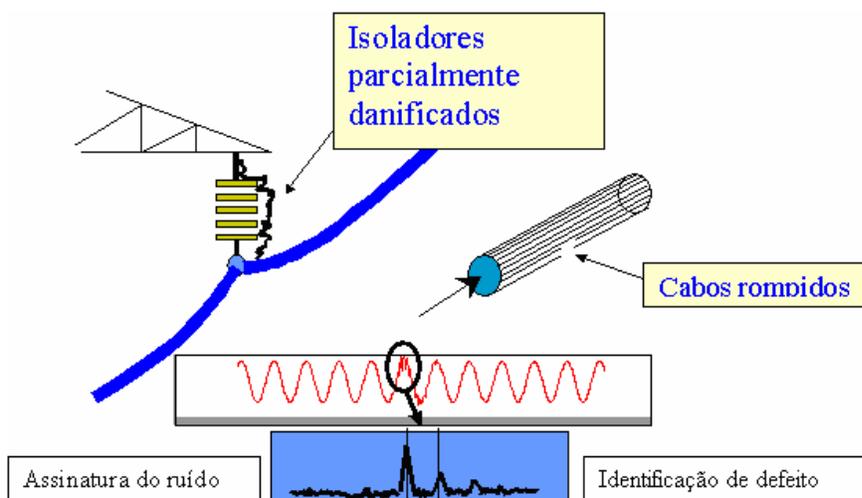


Figura 39 - Ruídos na Linha de Transmissão.

Desse modo o objetivo desta tese é apresentar uma técnica, a qual, a partir de leituras do sinal do caminho do sistema *carrier* (PLC) encontre evidências para a detecção e identificação de arcos de contorno (possíveis defeitos) em cadeias de isoladores em linhas de transmissão. Sendo assim, procurou-se definir metodologias adequadas e instrumentos apropriados para a análise e processamento dos sinais, em vista da detecção de defeitos no terminal de uma linha de transmissão.

É importante ressaltar que a realização deste trabalho só foi possível devido à parceria do grupo de pesquisa GQEE da UNIFEI (Universidade Federal de Itajubá) com a concessionária de energia elétrica Centrais Eletricas Matogrossenses (CEMAT), e dos ensaios realizados no laboratório de Alta Tensão - LAT da UNIFEI, bem como alguns componentes fornecidos pelas empresas AREVA e Isoladores Santana.

3.5 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentadas as principais técnicas utilizadas na identificação de defeitos em linhas de transmissão e uma nova idéia de detecção, identificação e localização de defeitos é melhor descrita nos próximos capítulos.

A seguir são abordados os resultados dos ensaios nos isoladores realizados no LAT para obter parâmetros para simulações. São mostrados os circuitos e resultados de simulações no ATP do sistema de ensaios do LAT. Também são apresentados resultados de ensaios de arco de contorno em cadeias e sua localização na LT.

Capítulo 4

Ensaio e Simulações de Arco de Contorno em Cadeias de Isoladores

4.1 Considerações iniciais

Neste capítulo são apresentados os resultados dos ensaios realizados no LAT para obter os parâmetros dos isoladores e assim incluí-los nas simulações no ATP e MATLAB.

É descrito o modelo e as simulações no ATP do sistema de ensaio de arco de contorno realizado no LAT. Foi desenvolvido uma técnica para a identificação de qual isolador na cadeia, onde ocorreu o arco de contorno.

Concluindo esta fase da pesquisa, cadeias de isoladores de vidro e porcelana foram montadas e arcos de contorno foram provocados para obter uma assinatura do sinal.

Finalmente é realizada uma comparação entre simulações e ensaios no LAT.

4.2 Ensaio de isoladores de vidro e porcelana no LAT.

Realizados os ensaios no laboratório de Alta tensão (LAT), os resultados dos valores de capacitância, resistência e tensão de ruptura dos isoladores de vidro e porcelana, são a seguir apresentados sendo os mesmos utilizados nas simulações do ATP e MTLAB.

A Tabela 10 mostra os valores de resistência dos isoladores de vidro e porcelana bons e quebrados medidos com o testador de isolamento digital de alta tensão da MINIPA modelo MI-2800.

Tabela 10 - Valores de Resistências de Isoladores

	Isolador de Vidro Quebrado	Tensão aplicada/tempo	Isolador de Vidro Bom	Tensão aplicada/tempo
1	21.8 MΩ	500V / 12 s	141.3 MΩ	5kV / 12 s
2	11.6 MΩ	500V / 12 s	139.3 MΩ	5kV / 12 s
3	14.1 MΩ	500V / 12 s	131.3 MΩ	5kV / 12 s
4	15.3 MΩ	500V / 12 s	188.2 MΩ	5kV / 12 s
5	21.0 MΩ	500V / 12 s	158.7 MΩ	5kV / 12 s
6	13.0 MΩ	500V / 12 s	154.8 MΩ	5kV / 12 s
7	15.0 MΩ	500V / 12 s	153.2 MΩ	5kV / 12 s
8	15.2 MΩ	500V / 12 s	165.6 MΩ	5kV / 12 s

	Isolador de Porcelana Quebrado	Tensão aplicada/tempo	Isolador de Porcelana Bom	Tensão aplicada/tempo
1	230.3 MΩ	5 kV / 12 s	muito alto (>> 1 G Ohms)	5 kV / 12 s
2	241.0 MΩ	5 kV / 12 s	muito alto (>> 1 G Ohms)	5 kV / 12 s

Pela Tabela 10 conclui-se que as resistências paralelas de isoladores de vidro quebrados apresentam um valor de aproximadamente 10% dos valores dos isoladores bons. Já os valores da resistência dos isoladores de porcelana foram mais alto, isto se deve ao fato dos isoladores serem novos.

A Tabela 11 mostra os valores de capacitância dos isoladores. Estes valores foram obtidos através de ensaios utilizando-se o instrumento ADEX modelo AX-221N-Digital LCR Meter.

Tabela 11 - Medidas de capacitância dos Isoladores

Tipo de Isolador	Estado do Isolador	Capacitância (Cp)
Vidro (Bom)	CEMAT (campo)	5.20E-11
Vidro (Bom)	CEMAT (campo)	6.60E-11
Vidro (Bom)	CEMAT (campo)	6.50E-11
Valor Médio		6.10E-11

Vidro (Quebrado)	CEMAT (campo)	1.89E-10
Vidro (Quebrado)	CEMAT (campo)	1.29E-10
Vidro (Quebrado)	CEMAT (campo)	1.92E-10
Vidro (Quebrado)	CEMAT (campo)	1.40E-10
Vidro (Quebrado)	CEMAT (campo)	1.08E-10
Vidro (Quebrado)	CEMAT (campo)	1.35E-10
Vidro (Quebrado)	CEMAT (campo)	1.35E-10
Vidro (Quebrado)	CEMAT (campo)	1.34E-10
Valor Médio		1.45E-10

Tipo de Isolador	Estado do Isolador	Capacitância (Cp)
Porcelana	Santana (Novo)	4.56E-11
Porcelana	Santana (Novo)	4.30E-11
Porcelana	Santana (Novo)	5.70E-11
Porcelana	Santana (Novo)	5.25E-11
Porcelana	Santana (Novo)	4.93E-11
Porcelana	Santana (Novo)	4.30E-11
Porcelana	Santana (Novo)	4.90E-11
Porcelana	Santana (Novo)	5.06E-11
Porcelana	Santana (Novo)	4.51E-11
Porcelana	Santana (Novo)	4.72E-11
Porcelana	Santana (Novo)	4.83E-11
Porcelana	Santana (Novo)	5.01E-11
Porcelana	Santana (Novo)	4.50E-11
Valor Médio		4.81E-11

Porcelana (Quebrado)	Santana (Novo)	4.80E-11
Porcelana (Quebrado)	Santana (Novo)	4.60E-11
Valor Médio		4.70E-11
Porcelana (Quebrado)	Santana (5 dias dentro d'agua e sal)- 13/02/2008	4.50E-11
Porcelana (Quebrado)	Santana (5 dias dentro d'agua e sal) 13/02/2008	4.40E-11
Porcelana (Quebrado)	Santana (5+2 dias dentro d'agua e sal) 15/02/2008	4.50E-11
Porcelana (Quebrado)	Santana (5+2 dias dentro d'agua e sal) 15/02/2008	5.30E-11
Porcelana (Quebrado)	Santana (5+2+5 dias dentro d'agua e sal) 20/02/2008	3.81E-11
Porcelana (Quebrado)	Santana (5+2+5 dias dentro d'agua e sal) 20/02/2008	4.32E-11

Analisando os resultados dos ensaios conclui-se que as capacitâncias dos isoladores de vidro quebrados apresentam valores mais que o dobro que a de um isolador bom. Já o de porcelana quebrado não apresentou esta variação tão grande, pois trata-se de isolador novo.

A Figura 40 mostra como foi realizado os ensaios de tensão de ruptura de isolação dos isoladores de vidro e de porcelana realizada no LAT – UNIFEI.



Figura 40 - Ensaio tensão de ruptura dos isoladores – LAT.

A Tabela 12 mostra os resultados dos ensaios de tensão de ruptura dos isoladores de porcelana e vidro bons e quebrados.

Tabela 12 - Tensão de ruptura de isolamento dos isoladores de vidro e porcelana.

	Isolador de vidro – Bom	Isolador de vidro – Quebrado
1	62,5 kV	9,1 kV
2	61,7 kV	8,9 kV
3	60,5 kV	8,7 kV
4	63,7 kV	8,9 kV
5	62,9 kV	8,5 kV
6	63,0 kV	8,9 kV
7	64,4 kV	8,5 kV
8	62,0 kV	8,4 kV
9	63,1 kV	8,4 kV
10	62,9 kV	8,2 kV

	Isolador de porcelana Bom	Isolador de porcelana Quebrado
1	61,5 kV	15,9 kV
2	63,8 kV	15,8 kV
3	64,5 kV	15,9 kV
4	63,5 kV	15,3 kV
5	63,5 kV	16,0 kV
6	65,2 kV	15,3 kV
7	65,9 kV	15,9 kV
8	65,5 kV	15,7 kV
9	67,4 kV	16,8 kV
10	65,8 kV	15,8 kV

Os resultados mostram que houve uma redução acentuada na tensão de ruptura tanto nos isoladores de vidro como no de porcelana quebrado. O isolador de vidro, a tensão de ruptura foi menor que 10 [kV].

4.3 Modelagem e simulação de arco de contorno em cadeia de isoladores.

A Figura 41 ilustra a modelagem no ATP do sistema montado no Laboratório de Alta Tensão (LAT) da UNIFEI para ensaios. Nesta configuração o isolador é representado por uma capacitância e resistência série e uma capacitância paralela que representa a capacitância entre a torre e o isolador. Seus valores são de 61,5 [pF], 154 [M Ω] e 5 [pF] respectivamente.

A bobina de bloqueio é representada por um circuito sintonizado com indutância principal de 0,2465 [mH], capacitor principal de 5,027 [nF], no ramo RLC uma resistência 638 [Ω], uma indutância de 1,82 [mH] e capacitância de 0,683 [nF].

Uma indutância de 0,5 [μ H] representando a indutância da linha, e um capacitor de 4,32 [nF] para o capacitor de acoplamento e um resistor de 75 [Ω], um cabo coaxial de 10 [m] representado por uma linha de transmissão com parâmetros distribuídos e uma resistência de

carga de 1 [kΩ] também fazem parte do sistema, representando a impedância do osciloscópio.

A tensão aplicada foi de 50 [VRMS] ou 70.71 [kV] de pico.

O objetivo da simulação é provocar um arco de contorno (curto) em um isolador, dentre cinco de uma cadeia, através de uma chave e analisar a forma de onda gerada e posteriormente compará-la com os ensaios realizados no LAT.

Neste exemplo foi realizado na simulação do ATP um curto no primeiro isolador no instante 8,333 [ms].

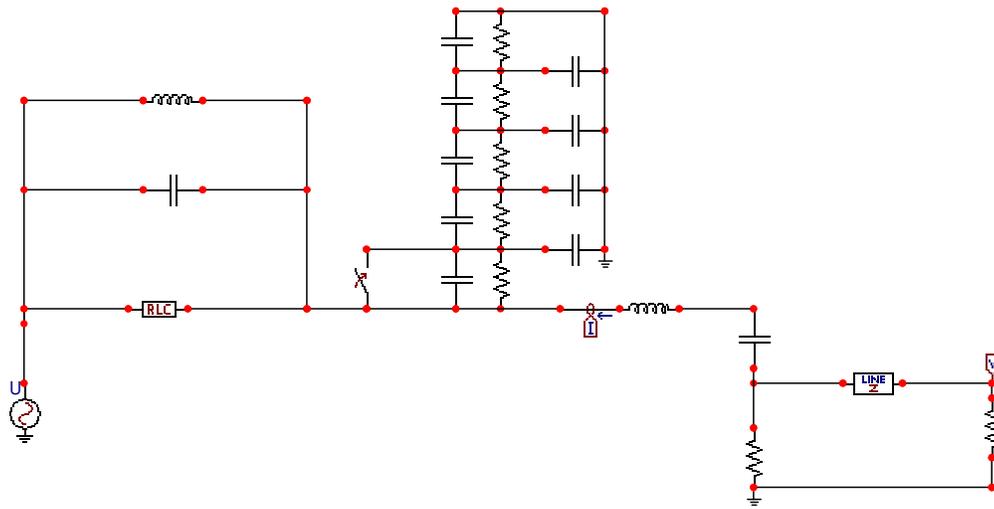


Figura 41 - Simulação ensaio arco nos isoladores.

A forma de onda resultante da simulação no ATP de um arco de contorno em um isolador de uma cadeia de isoladores bons é mostrado na Figura 42.

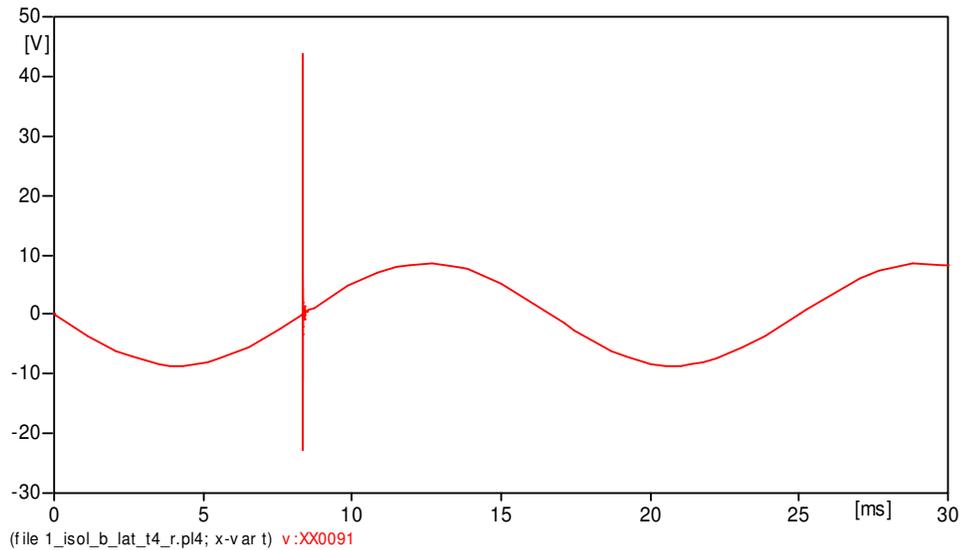


Figura 42 – Arco de contorno em um isolador de uma cadeia de isoladores.

A Figura 43 mostra zoom no momento do pico da ocorrência do arco.

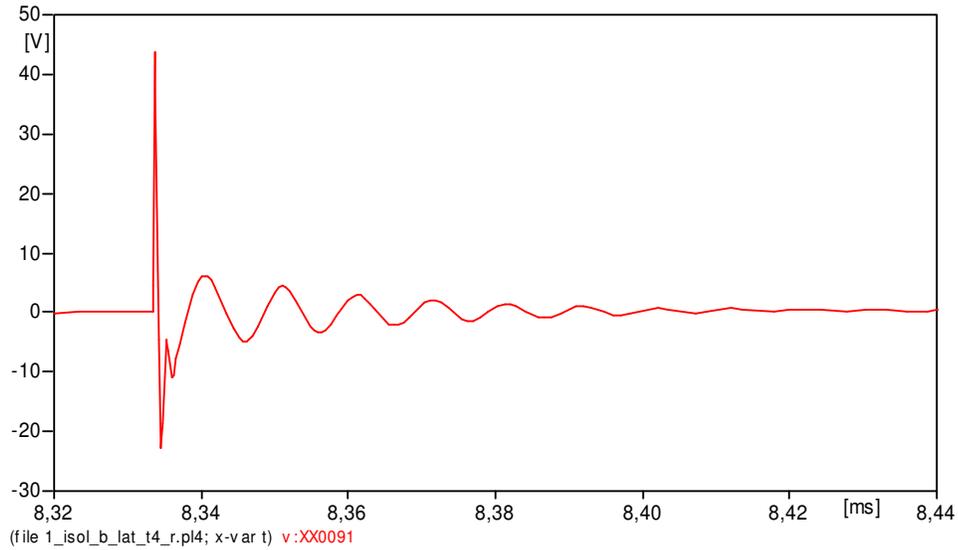


Figura 43 - Zoom do sinal curto no isolador.

A Figura 44 mostra o sinal de curto no isolador após o uso da FFT (transformada rápida de Fourier) no MATLAB. Para este arranjo de simulação constata-se a presença de duas frequências, uma de 100 [kHz] e outra de 600 [kHz].

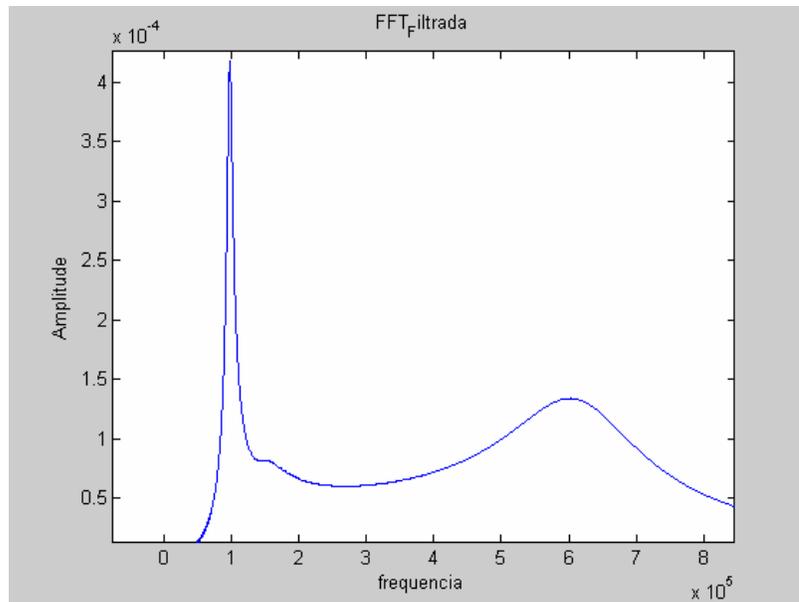


Figura 44 - FFT sinal de curto no isolador.

Foi também simulado o ensaio de arco (curto) com um dos isoladores quebrado na cadeia de isoladores. Os valores da capacitância série foi alterada de 61,5 [pF] para 145 [pF] e

a resistência de 154 [MΩ] para 15 [MΩ], conforme valores médios obtidos de ensaios realizados no LAT como comentado anteriormente.

O sinal resultante da simulação no ATP com o primeiro isolador quebrado da cadeia e o arco ocorrendo nele é mostrado na Figura 45.

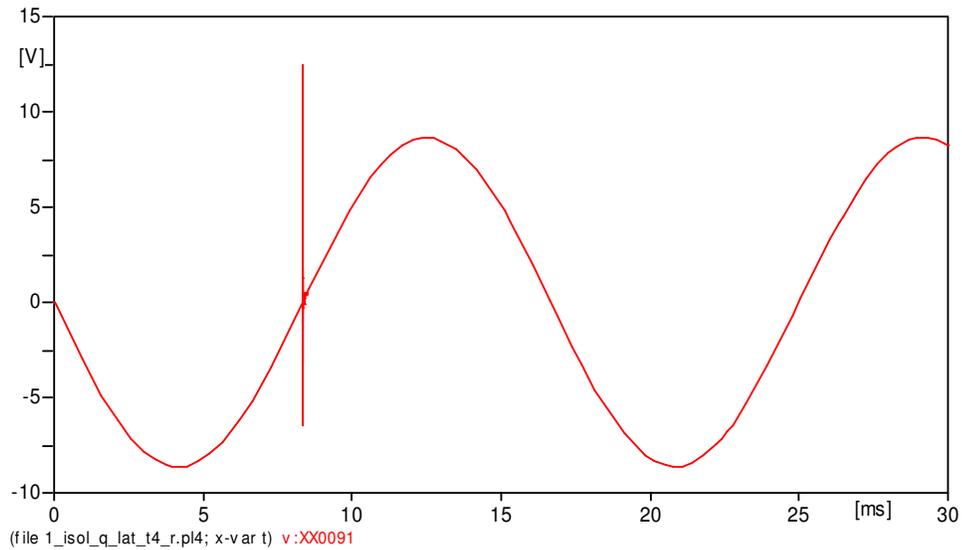


Figura 45 - Sinal de arco no 1º isolador quebrado.

A Figura 46 mostra este sinal ampliado do arco de contorno.

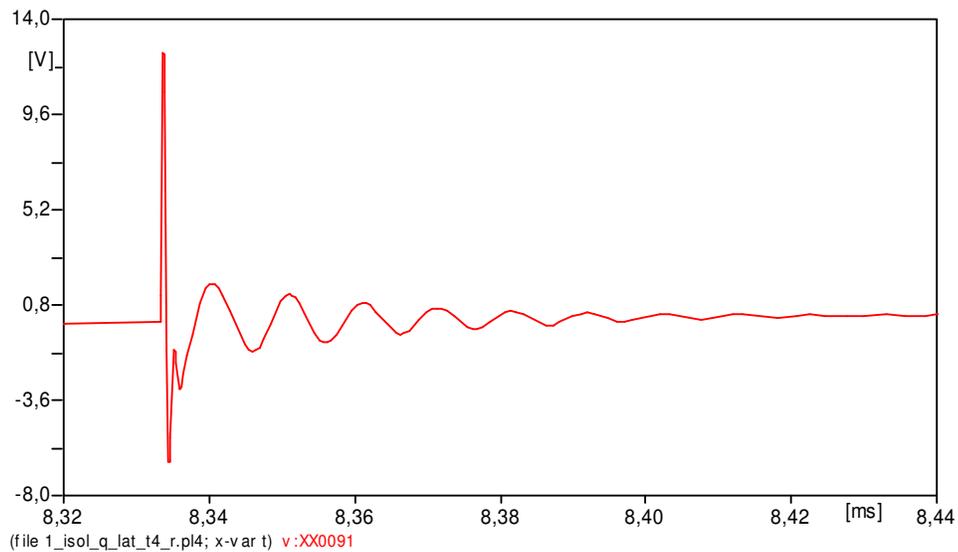


Figura 46 - Zoom do sinal saída da simulação do ensaio isolador quebrado.

Observa-se uma redução na tensão do primeiro pico no momento do chaveamento. As duas frequências de 100 [kHz] e 600 [kHz] permanecem inalteradas, como mostra a Figura 47. Desta forma, observa-se que apesar das variações das capacitâncias e resistências séries dos isoladores bons para os quebrados, no circuito equivalente do isolador da cadeia, não foi

suficiente para provocar alterações nas duas frequências do sistema. Sendo assim não foi possível identificar, com este tipo de análise, utilizando FFT, qual isolador de uma cadeia estava quebrado.

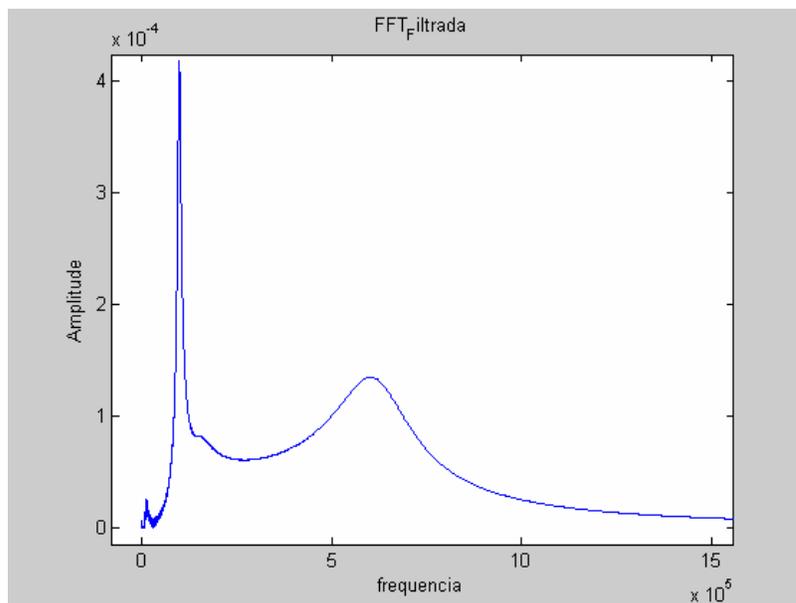


Figura 47 - Sinal FFT da simulação do curto no primeiro isolador quebrado.

4.4 Resultados de simulações variando os parâmetros do Circuito de Ensaio

Alterou-se os parâmetros da configuração mostrada na Figura 48 como, resistência de carga, capacitor de acoplamento, capacitores e resistores sérios do isolador, indutor principal da bobina de bloqueio para avaliar o comportamento do circuito. As variações destes parâmetros serão apresentadas a seguir.

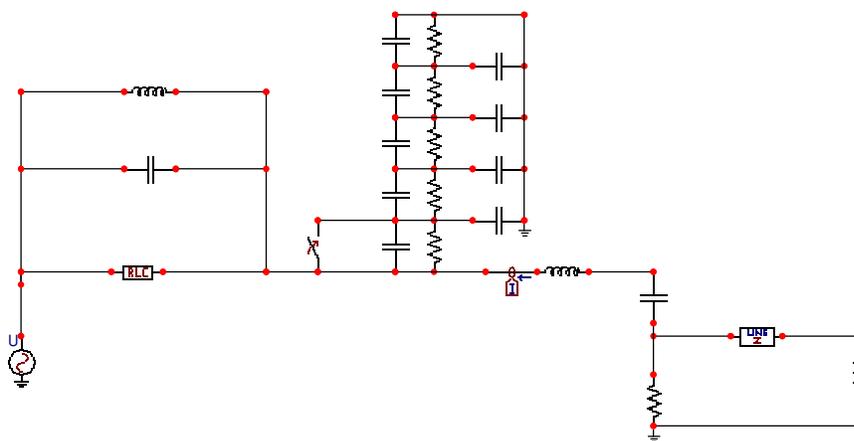


Figura 48 - Sistema Ensaio LAT – Variações dos Parâmetros.

A Figura 49 ilustra o sinal de curto com a variação da indutância da linha de transmissão considerando o primeiro isolador quebrado. O sinal em vermelho representa sinal com indutor de 39 μH , o em verde indutor de 29 μH e o em azul indutor de 19 μH .

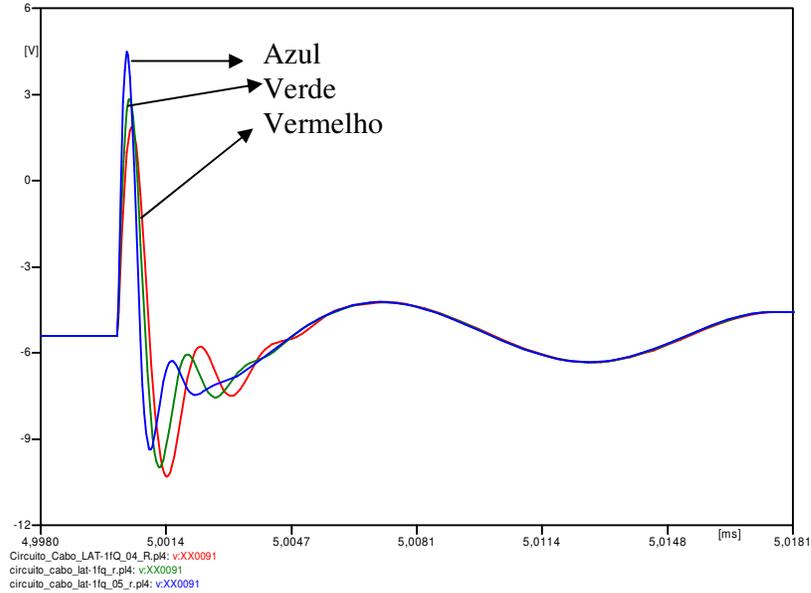


Figura 49 - Sinais de arco com variações da indutância da linha.

A Figura 50 mostra os picos resultantes das variações da capacitância paralela de 5 [pF], 10 [pF] e 1 [pF]. As formas de onda vermelha representa o sinal com as capacitâncias de 5 [pF], a verde de 10 [pF] e azul de 1 [pF].

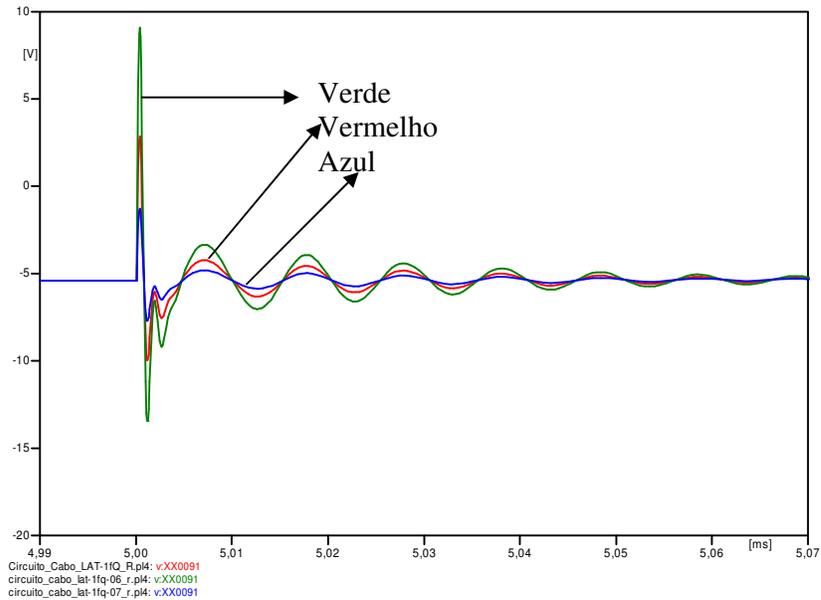


Figura 50 - Sinais de arco com variações da capacitância paralela.

A Figura 51 mostra sinais com alterações na carga 75 [Ω], 1.000 [Ω] e 10.000 [Ω] (ponto de medição).

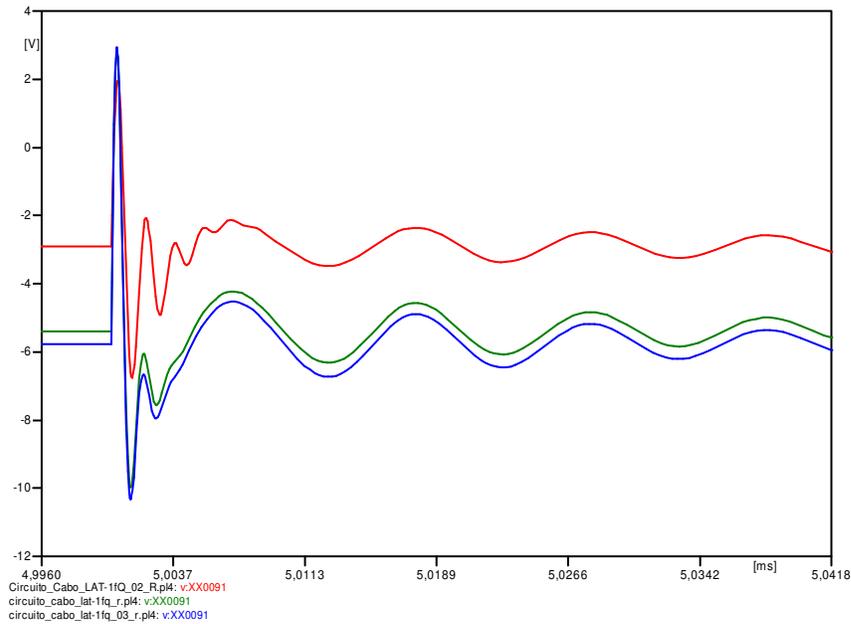


Figura 51 - Sinais de pico variando a carga.

A Figura 52 mostra os sinais de arcos com variações nas capacitâncias série do circuito equivalente dos isoladores.

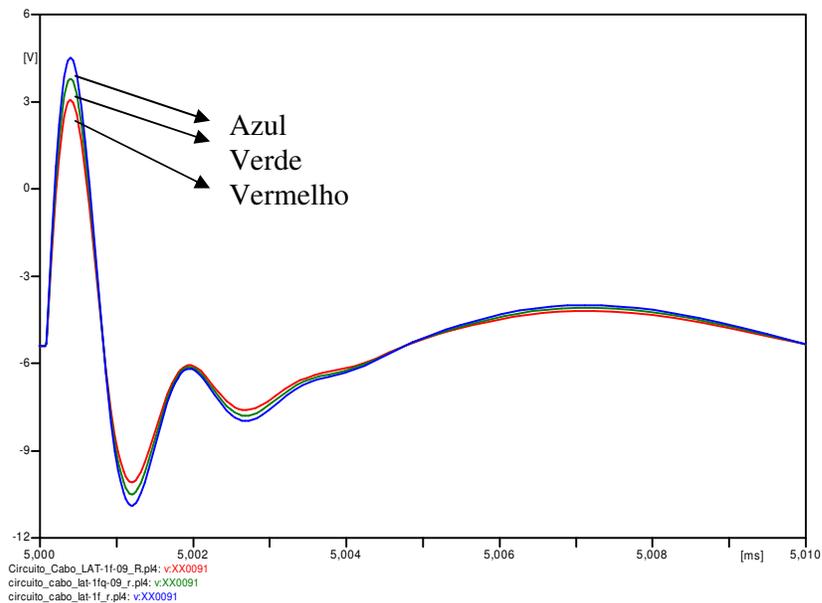


Figura 52 - Picos de tensões com variações nas capacitâncias séries dos isoladores.

No sinal de cor azul, as capacitâncias séries do circuito equivalente dos isoladores são de 61 [pF], no sinal em vermelho a capacitância do primeiro isolador é de 61 [pF], do segundo 51[pF], do terceiro 41 [pF], do quarto de 71 [pF] e quinto de 51 [pF]. O sinal em verde

representa simulação com o primeiro isolador quebrado. Observa-se apenas variações nas amplitudes dos sinais. O formato das ondas são os mesmos.

São alteradas agora os valores da capacitância de acoplamento de 4,32 [nF] para 6,32 [nF] e 2,32 [nF]. Na Figura 53 pode-se observar os sinais de arco.

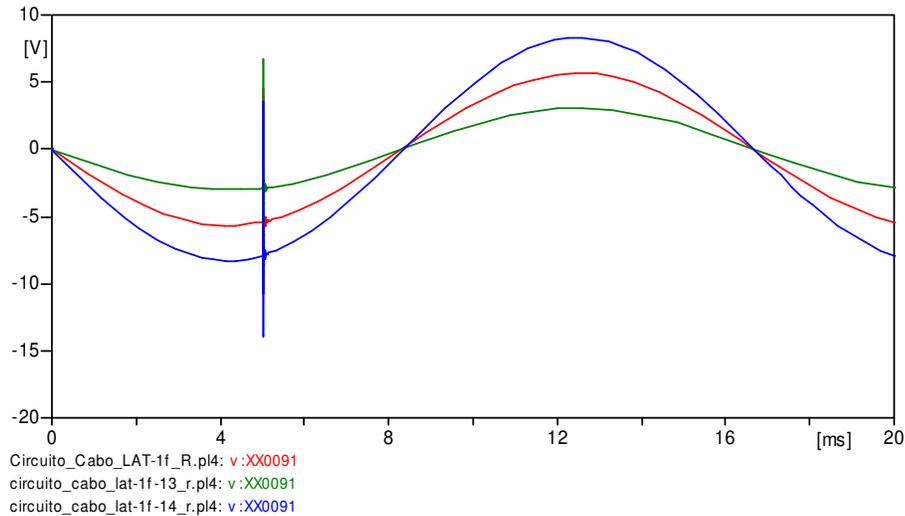


Figura 53 - Sinais de arco com variações da capacitância de acoplamento.

Na Figura 54 têm-se sinais ampliados com variações da capacitância de acoplamento. Para o sinal em vermelho a capacitância é 4,32 [nF], para o verde a capacitância apresenta valor de 2,32 [nF] e para o azul seu valor é de 6,32 [nF].

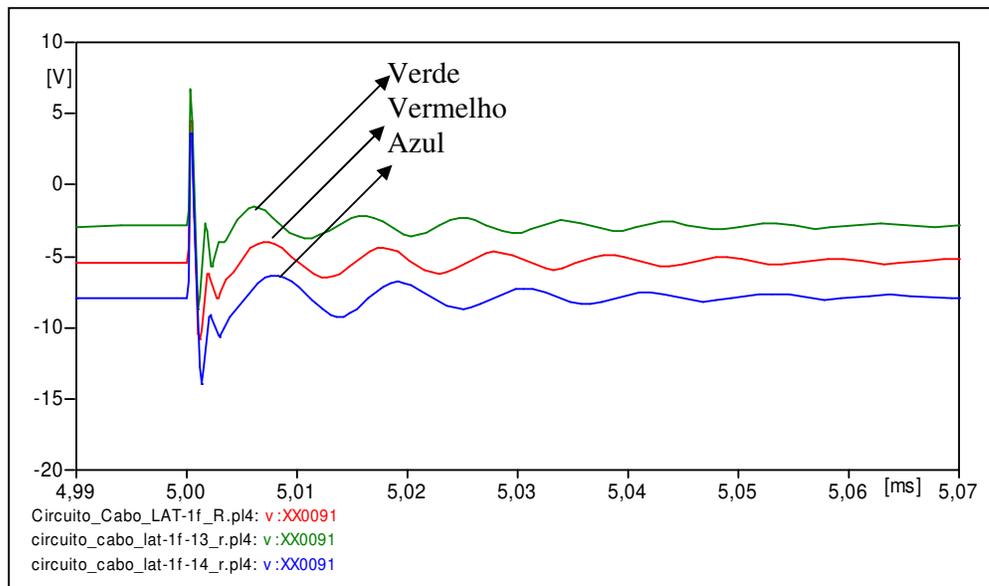


Figura 54 - Sinais de arco ampliado com variações da capacitância de acoplamento.

A Figura 55 ilustra as variações da resistência série do circuito equivalente do isolador, onde se observa apenas variações nas amplitudes dos sinais.

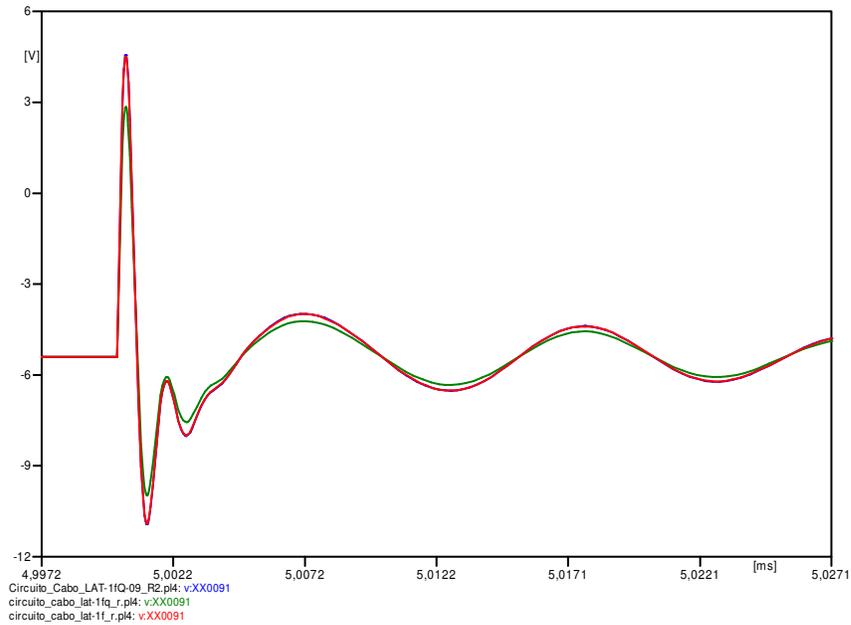


Figura 55 - Sinais com variações da resistência do circuito equivalente do isolador.

Observando a Figura 56, onde variou-se os valores do indutor principal da bobina de bloqueio de 0,2465 [mH] para as indutâncias de 0,1465 [mH] e 0,3465 [mH] resultou em variações na frequência de oscilação do sistema de ensaio como um todo.

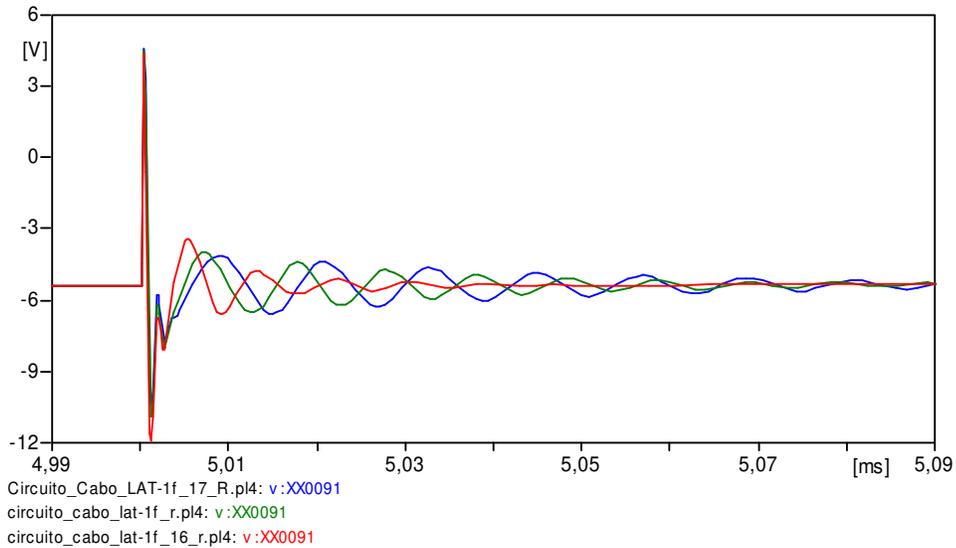


Figura 56 - Sinais de arco com variações na indutância principal da bobina de bloqueio.

Aplicando a FFT no sinal com indutância principal da bobina de bloqueio de 0,1465 [mH] observa-se que houve uma variação na frequência de 100 [kHz] mostrado na Figura 47 para 124,6 [kHz] como mostra a Figura 57.

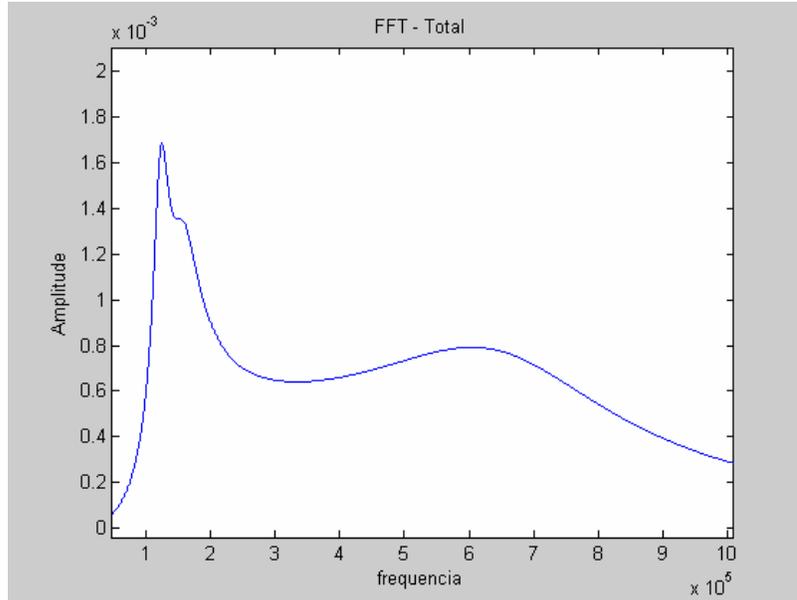


Figura 57 - FFT no sinal com indutância na bobina de bloqueio de 0,1465 [mH].

Para uma indutância de 0,3465 [mH] a frequência é alterada para 83,88 [kHz], como mostra a Figura 58 .

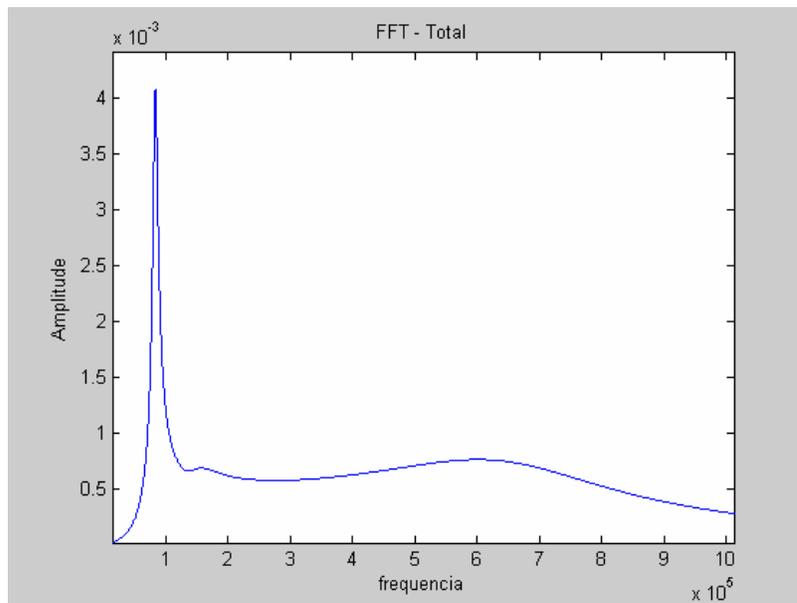


Figura 58 - Sinal FFT para indutância principal da bobina de 0,3465 mH.

Este resultado mostra que uma variação nos parâmetros da bobina de bloqueio alterará a forma de onda do sinal do sistema.

4.5 Identificação de Isolador quebrado em uma cadeia através de níveis de tensões.

Dando continuidade à análise dos sinais de arco procurou-se identificar qual isolador de uma cadeia estava quebrado, através do nível de tensão.

A Figura 59 mostra o circuito utilizado nas simulações onde o arco foi alterado de posição na cadeia de isoladores e também os instantes da ocorrência deste em um período de 60 [Hz] (16,666 [ms]). O arco (curto) foi realizado no terceiro isolador da cadeia de isoladores.

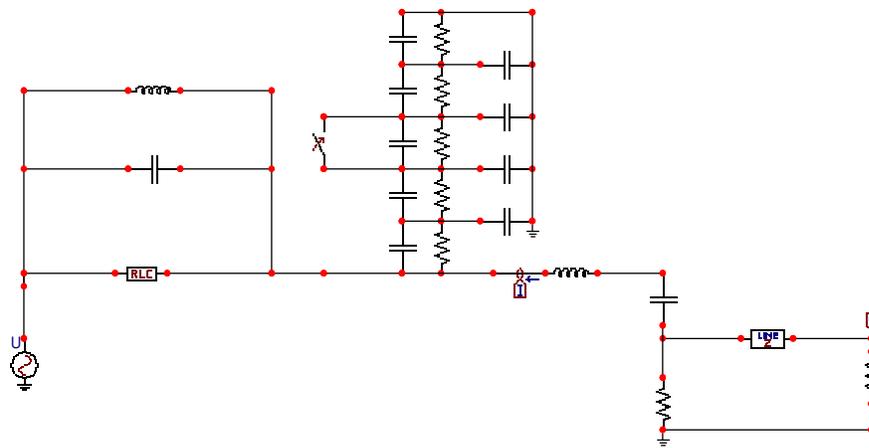


Figura 59 - Simulação arco no terceiro isolador da cadeia.

A Figura 60 mostra resultado de simulação do arco de contorno ocorrido no terceiro isolador no tempo 15,625 [ms] na cadeia, considerando todos isoladores bons.

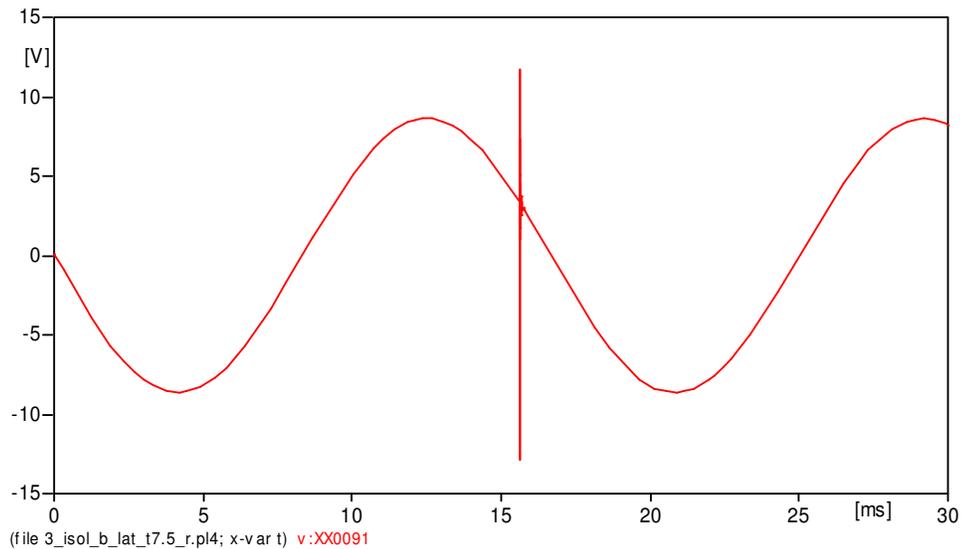


Figura 60 - Sinal arco ocorrido no terceiro isolador no tempo 15,625 [ms].

A Figura 61 ilustra o arco também no terceiro isolador, porém este foi considerado quebrado, isto é sua resistência série foi alterada para 15 [MΩ] e sua capacitância para 145 [pF]. Esses valores médios foram obtidos dos ensaios realizados no LAT.

Pode-se observar que a amplitude do pico reduziu.

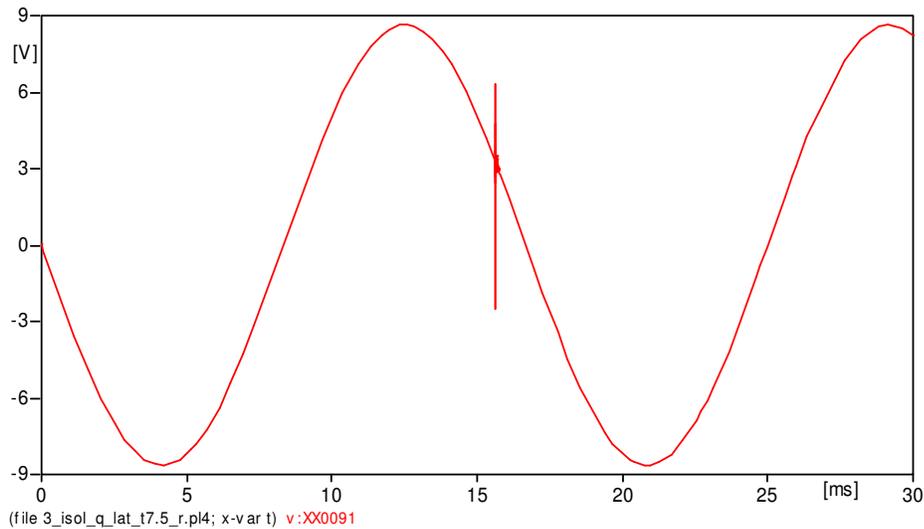


Figura 61 - Sinal arco ocorrido no terceiro isolador quebrado no tempo 15,625 [ms].

A Figura 62 mostra o sinal de pico ampliado do isolador bom e do quebrado. O sinal vermelho representa o pico no isolador bom e o verde o do quebrado.

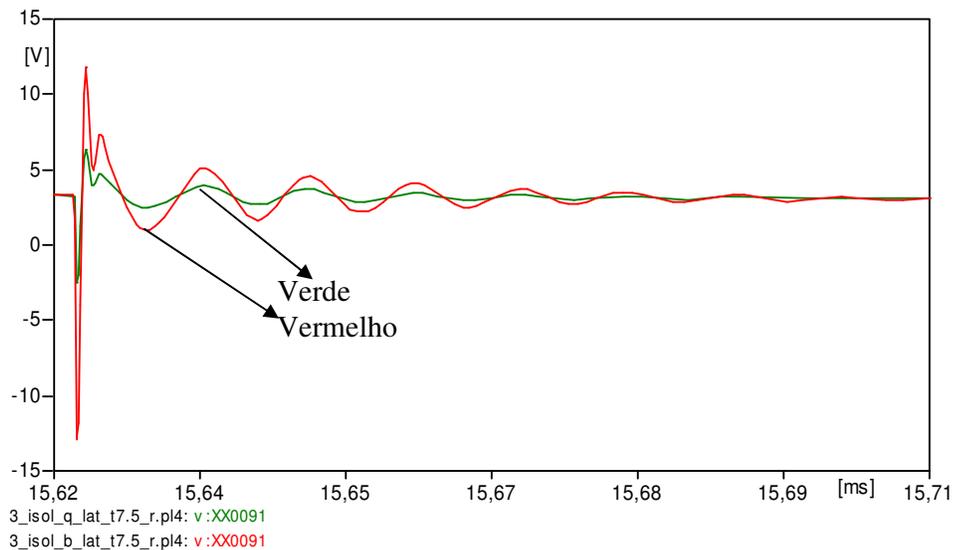


Figura 62 - Sinal pico ampliado do terceiro isolador bom e quebrado.

Observa-se que as formas de ondas são iguais, porém com amplitudes diferentes. Nesta condição o isolador bom apresentou amplitude maior.

A Tabela 13 apresenta os resultados de simulações com vários valores de tensões dos picos dos arcos de contorno com seus respectivos tempos de ocorrência, tanto em isoladores bons e quebrados.

Tabela 13 - Níveis de tensões de pico do arco nos isoladores bons e quebrados.

Tempo [ms]	0	1.0416	2.0833	3.125	4.1666	5.2083	6.25	7.29166	
Isolador	1 Pico	1 Pico	1 Pico	1 Pico	1 Pico	1 Pico	1 Pico	1 Pico	
1 Bom	-43.7180	-39.249	-28.803	-13.972	2.9856	19.4880	33.025	41.537	
1Queb.	-12.427	-8.054	-2.4533	3.5204	8.9596	13.033	15.123	14.91	
2 Bom	-26.3480	-24.116	-18.2120	-9.5351	0.59317	10.631	19.051	24.573	
2 Queb.	-7.4177	-4.9979	-1.8158	1.6419	4.8507	7.3205	8.6761	8.7103	
3 Bom	-17.6550	-16.45	-12.6490	-7.09	-0.3607	6.4233	12.23	16.177	
3 Queb.	-5.0461	-3.5146	-1.4467	0.84097	3.0012	4.7042	5.6913	5.8115	
4 Bom	-13.485	-12.745	-9.9916	-5.8499	-0.74574	4.4718	9.0089	12.178	
4 Queb.	-3.9829	-2.8454	-1.2734	4.92E-01	2.1831	3.5414	4.361	4.5162	
5 Bom	-12.218	-11.641	-9.2242	-5.526	-0.92008	3.8257	7.9894	10.94	
5 Queb.	-3.7968	-2.75	-1.2832	0.37865	1.9831	3.2855	4.088	4.2676	

Tempo [ms]	8.3333	9.375	10.4165	11.4583	12.5	13.5416	14.580	15.625	16.666
Isolador	1 Pico	1 Pico	1 Pico	1 Pico	1 Pico	1 Pico	1 Pico	1 Pico	1 Pico
1 Bom	43.7180	39.249	28.803	13.972	-2.9856	19.4880	-33.025	-41.537	-43.7180
1Queb.	12.427	8.054	2.4533	-3.5204	-8.9596	-13.033	-15.123	-14.91	-12.427
2 Bom	26.3480	24.116	18.2120	9.5351	-0.59317	-10.631	-19.051	-24.573	-26.3480
2 Queb.	7.4177	4.9979	1.8158	-1.6419	-4.8507	-7.3205	-8.6761	-8.7103	-7.4177
3 Bom	17.6550	16.45	12.6490	7.09	0.3607	-6.4233	-12.23	-16.177	-17.6550
3Queb.	5.0461	3.5146	1.4467	-0.84097	-3.0012	-4.7042	-5.6913	-5.8115	-5.0461
4 Bom	13.485	12.745	9.9916	5.8499	0.74574	-4.4718	-9.0089	-12.178	-13.485
4 Queb.	3.9829	2.8454	1.2734	-4.92E-01	-2.1831	-3.5414	-4.361	-4.5162	-3.9829
5 Bom	12.218	11.641	9.2242	5.526	0.92008	-3.8257	-7.9894	-10.94	-12.218
5 Queb.	3.7968	2.75	1.2832	-0.37865	-1.9831	-3.2855	-4.088	-4.2676	-3.7968

A Figura 63 mostra os picos de tensões de arco com seus respectivos tempos quando ocorreu o arco.

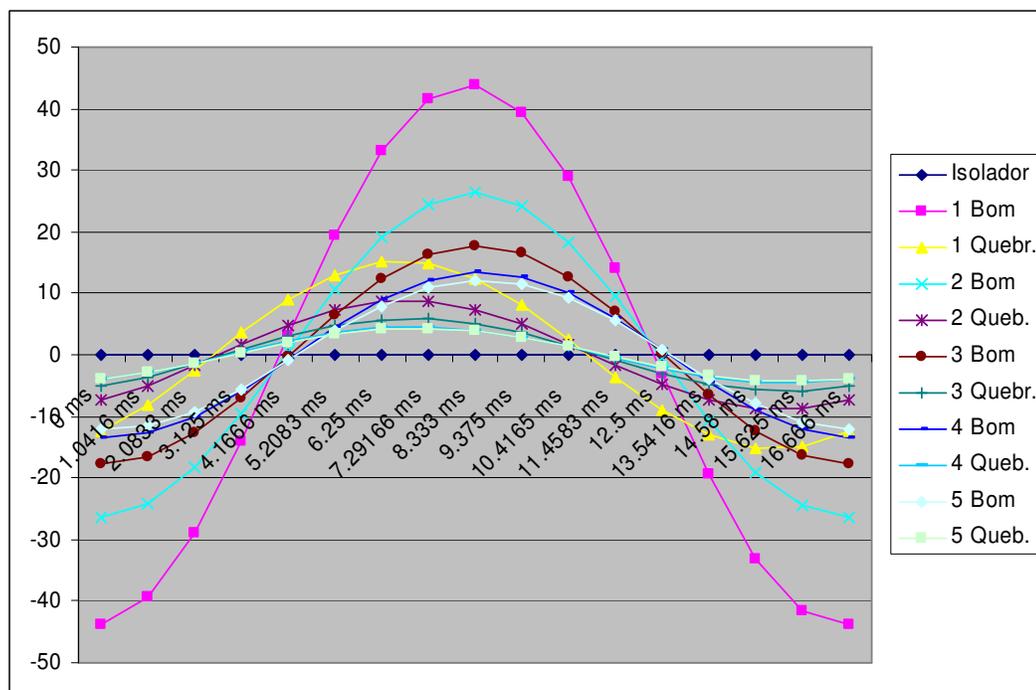


Figura 63 - Curva de picos de tensões de isoladores bons e quebrados.

Observando-se a Figura 63, por exemplo, no tempo de 2.0833 [ms] e para um pico de tensão de aproximadamente -39 [V], fica claro identificar que o arco de contorno ocorreu no primeiro isolador. Se o tempo a ser analisado for o de 5.2083 [ms] e para um pico de tensão de aproximadamente 4 [V], é difícil de identificar em qual isolador ocorreu o arco. Esta técnica não cabe em todos os casos.

Pode ser observado uma mesma amplitude em dois tempos diferentes no período de 0 a 1/60 [s].

4.6 Ensaio em Cadeias de Isoladores de Vidro e Porcelana – LAT

Neste tópico é mostrado a montagem e os resultados dos ensaios realizados nas cadeias de isoladores de vidro e porcelana. As cadeias de vidro foram fornecidas pela CEMAT. Trata-se de cadeias de isoladores já utilizadas em campo. Os isoladores de porcelana foram doados pela empresa “Isoladores Santana” e estes são novos.

O sistema de ensaio contém uma fonte de 50 [kV] (RMS), uma bobina de bloqueio da empresa AREVA, um capacitor de 4,32 [nF], um resistor de 75,1 [Ω], um cabo coaxial (10[m]), um osciloscópio Tektronix modelo TPS2000, um bastão universal para provocar o arco.

Foram utilizadas cadeias com cinco isoladores bons ou com um dos isoladores quebrados durante os ensaios, variando-se sua posição na cadeia. A Figura 64 mostra o sistema de ensaios no LAT.

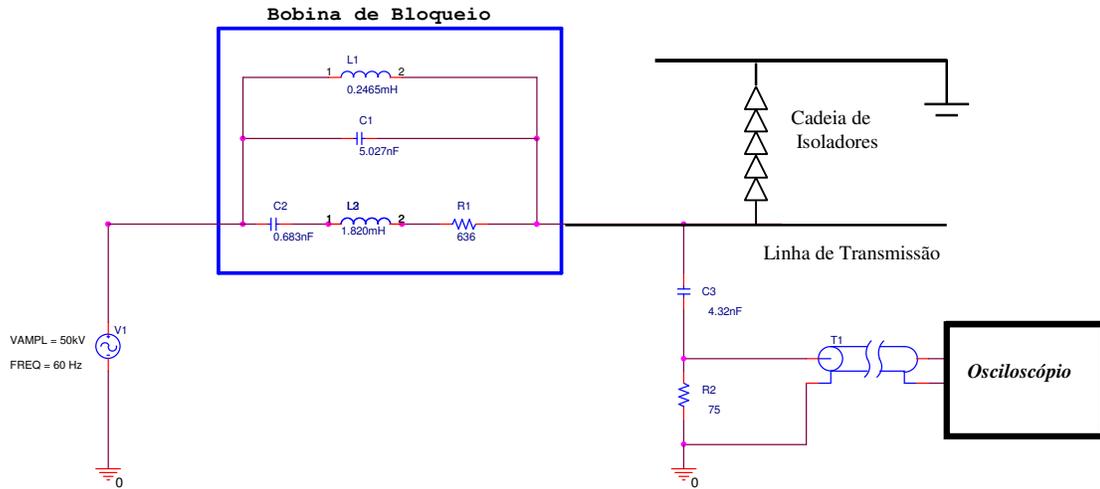


Figura 64 – Diagrama de ensaios – LAT.

A Figura 65 mostra a foto dos equipamentos do sistema de ensaios no LAT.

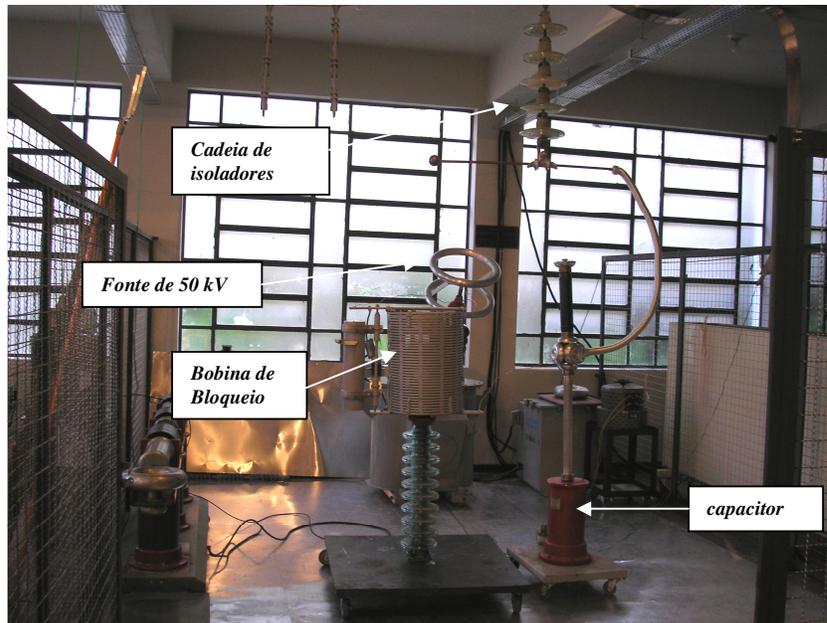


Figura 65 - Foto da montagem de ensaios no LAT.

A Figura 66 mostra o ensaio do garfo, onde um dos isoladores da cadeia de isoladores de vidro foi curto-circuitado. Este procedimento representa um arco de contorno em um dos isoladores da cadeia. Observa-se que todos isoladores de vidro estão bons.



Figura 66 - Ensaio do garfo na cadeia de isoladores de vidro.

Já a Figura 67 ilustra o ensaio realizado em uma cadeia de isoladores de vidro com o primeiro isolador quebrado.



Figura 67 - Ensaio do garfo com um dos isoladores de vidro quebrado.

A Figura 68 mostra sinal obtido com ensaio do garfo em cadeias de isoladores de vidro.

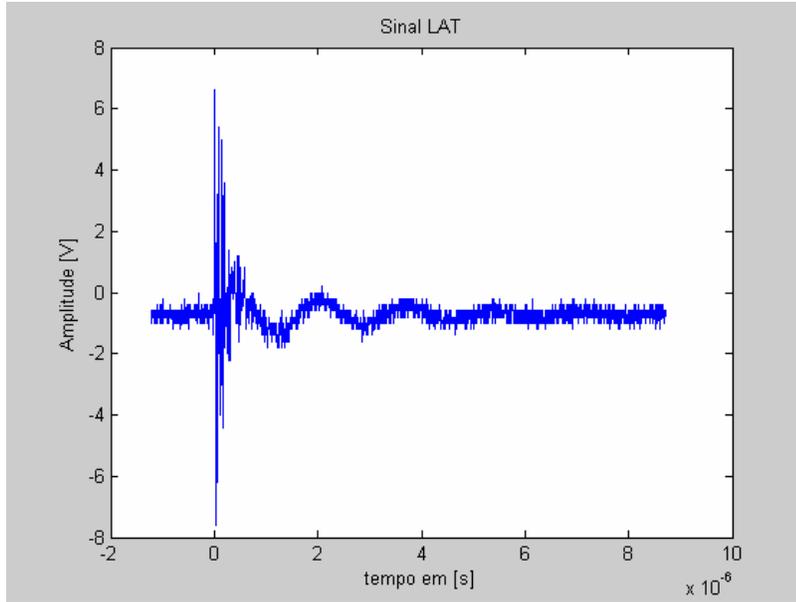


Figura 68 - Sinal de ensaio do garfo em isolador de vidro.

O sinal obtido pelo osciloscópio em extensão CVS foi transformado em .mat para ser tratado no MATLAB. No Matlab o sinal foi selecionado utilizando um filtro “*Butterworth*” passa-faixa de 0,06 a 1 [MHz] como ilustra a Figura 69. Este sinal corresponde a oscilação do sistema mais a cadeia, sem arco (altas frequências). A Figura 70 mostra sinal FFT no MATLAB do sinal de filtrado.

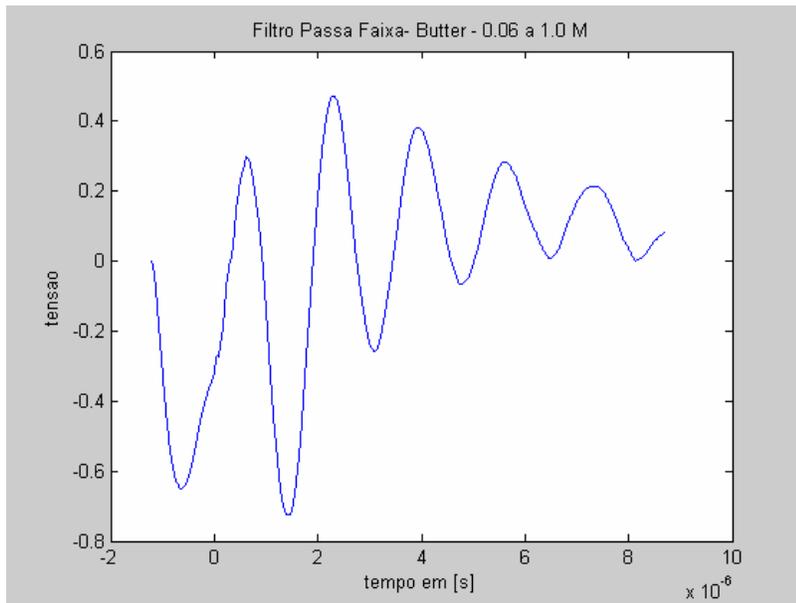


Figura 69 - Sinal filtrado por um filtro Butterwort passa-faixa.

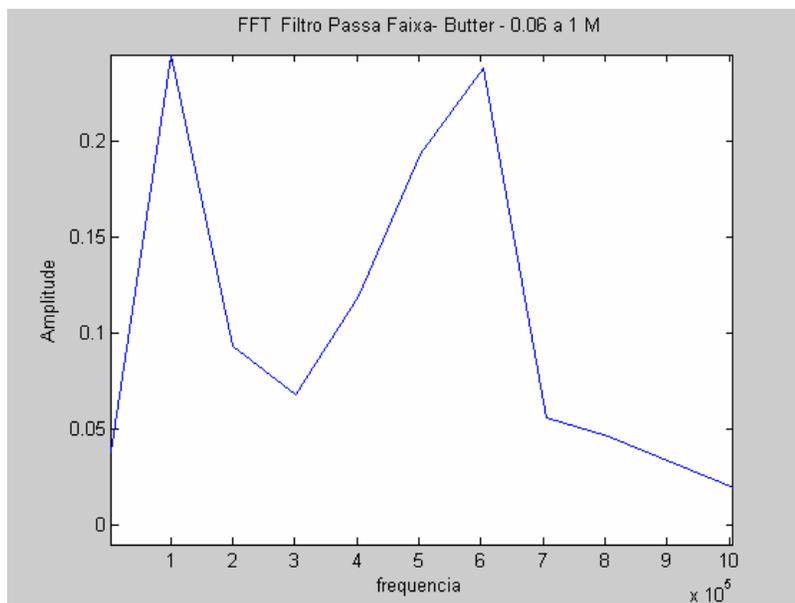


Figura 70 - Sinal FFT do ensaio do garfo no isolador de vidro.

Foi utilizado uma ponta de prova com atenuação de 10 vezes. Assim a amplitude observada na Figura 69 dever ser considerada 10 vezes maior.

Analisando o espectro da FFT verifica-se para este arranjo de ensaio, duas frequências uma de 100 [kHz], onde a bobina de bloqueio é responsável pelo seu aparecimento e a de 600 [kHz] gerada pela cadeia de isoladores e capacitor de acoplamento. Este resultado é compatível com a simulação no ATP anteriormente apresentada, onde também foram obtidas as mesmas duas frequências, mostrando que os parâmetros e os circuitos equivalentes foram corretamente definidos nas simulações com o ATP.

A Figura 71 ilustra sinal selecionado por um filtro passa-faixa de 1,5 a 40 [MHz].

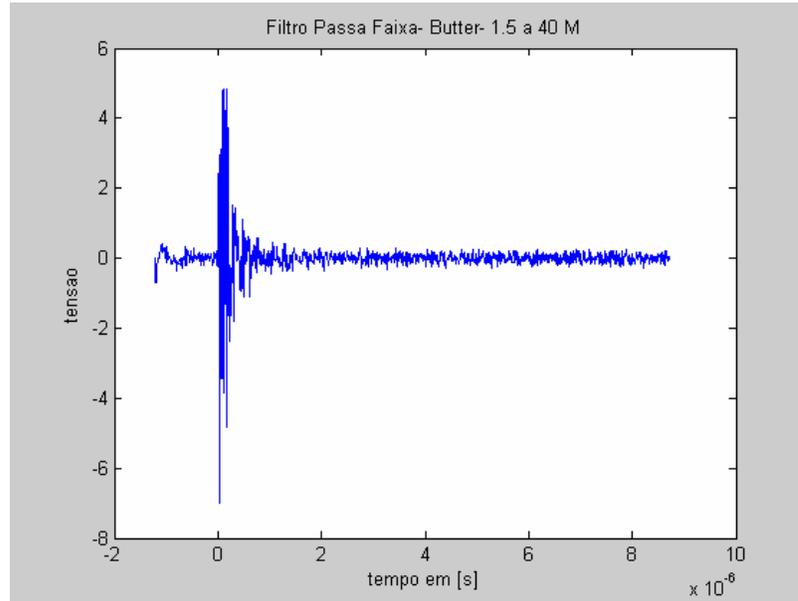


Figura 71 - Sinal filtrado por um filtro Butter pass-faixa.

A forma de onda da Figura 71 corresponde ao arco (sinais de alta frequência) gerado quando se aproxima o garfo no isolador. Estes sinais não apareceram nas simulações, pois é difícil representá-los. Eles provocam distorções no início da forma de onda observados na Figura 68.

Aplicando a FFT no sinal filtrado resulta no sinal mostrado na Figura 72.

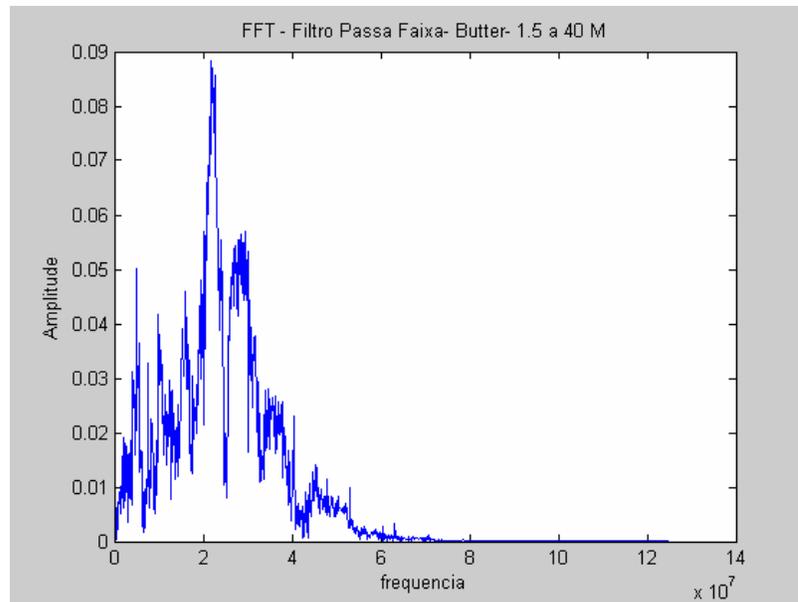


Figura 72 - FFT do sinal filtrado.

Foram realizados ensaios do garfo também em cadeias de isoladores de porcelana. A Figura 73 mostra o ensaio realizado em uma cadeia com todos isoladores porcelana bons.



Figura 73 - Ensaio do garfo com isoladores de porcelana.

A Figura 74 ilustra o ensaio realizado em uma cadeia de isoladores de porcelana com o último isolador quebrado.



Figura 74 - Ensaio do garfo em um isolador de porcelana quebrado.

A Figura 75 mostra sinal do ensaio do garfo na cadeia de isoladores de porcelana.

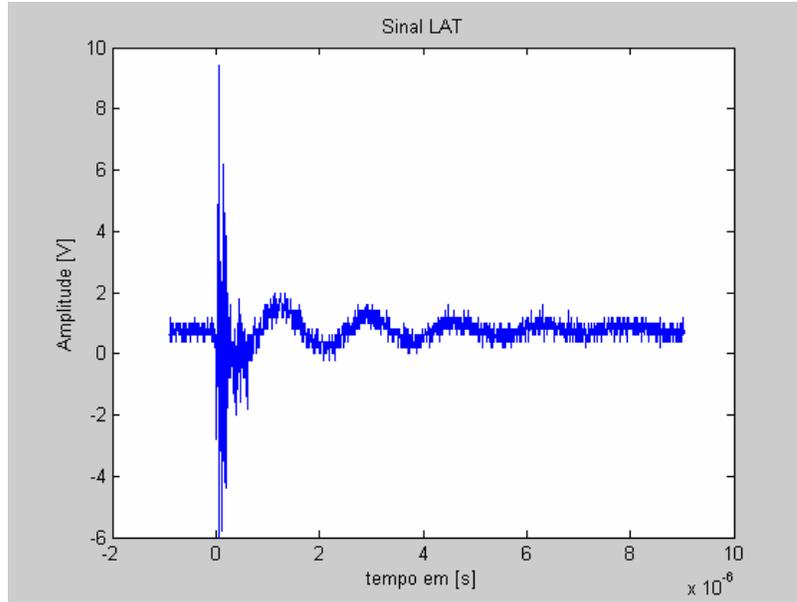


Figura 75 - Ensaio do garfo em cadeias de isoladores de porcelana

Os sinais obtidos nos ensaios do garfo com isoladores de porcelana receberam os mesmos tratamentos no MATLAB que os isoladores de vidro.

A Figura 76 mostra o sinal selecionado por um filtro “Butterworth” passa-faixa de 0,06 a 1,0 [MHz], sem as altas frequências geradas pelo arco.

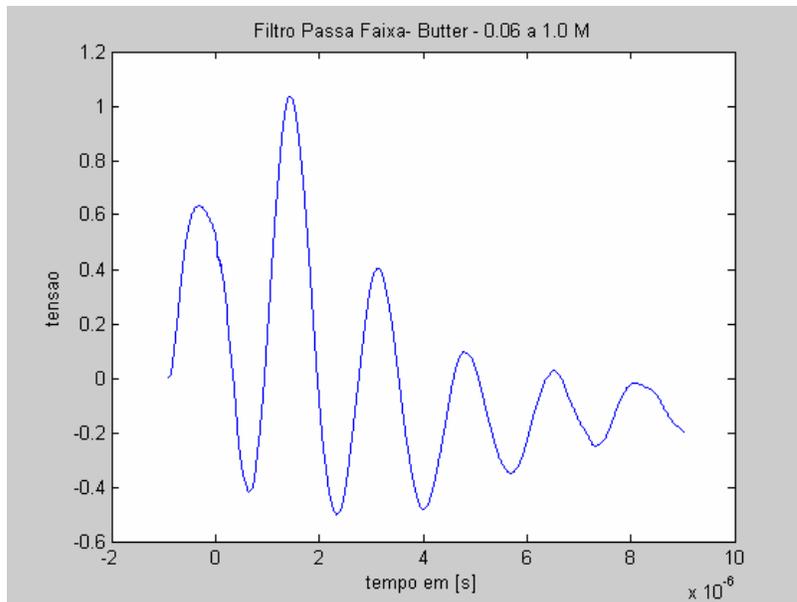


Figura 76 - Sinal filtrado – FPF de 0,06 a 1,0 [MHz].

Da mesma forma que nos isoladores de vidro observa-se pelos resultados da FFT do sinal filtrado do curto na cadeia de isoladores de porcelana, que as frequências de 100 [kHz] e 600 [kHz] também estão presentes, como ilustrado pela Figura 77.

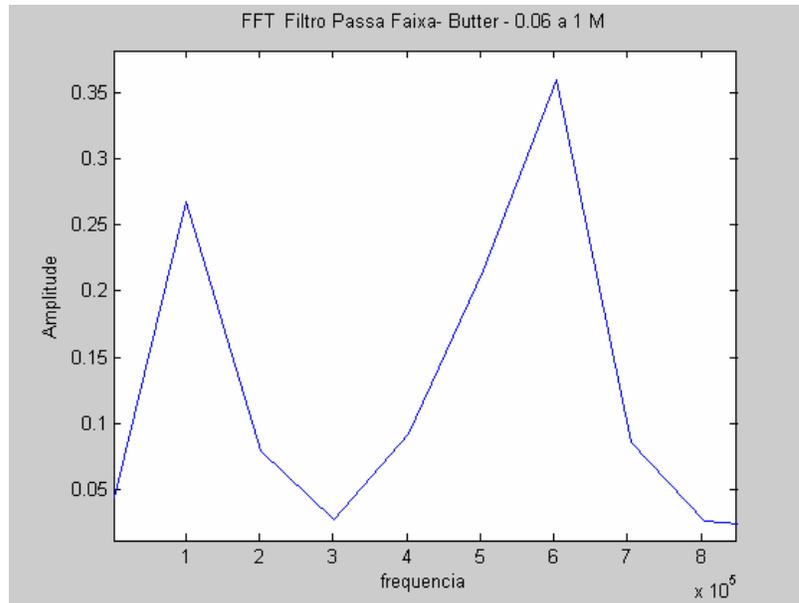


Figura 77 - Sinal do ensaio do garfo em cadeias

A Figura 78 ilustra o sinal selecionado por um filtro passa-faixa de 1,5 a 40 [MHz], onde observa-se sinais de alta frequência gerada pelo arco quando faz-se o curto no isolador com o bastão universal.

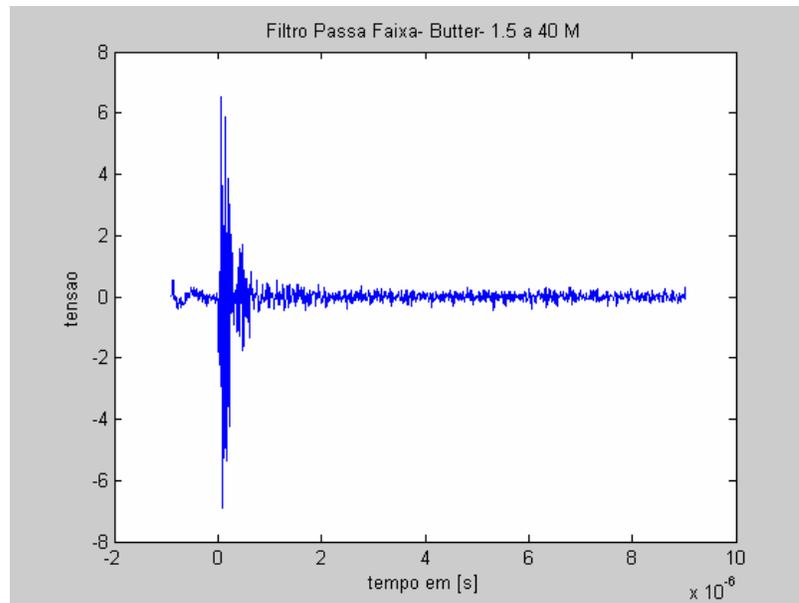


Figura 78 - Sinal filtrado por um filtro passa-faixa de 1,5 a 40 [MHz].

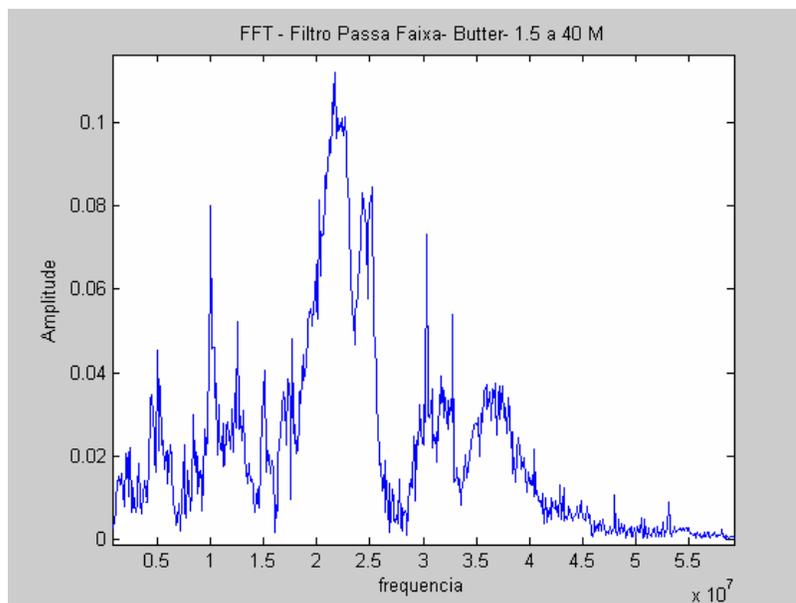


Figura 79 - FFT do sinal filtrado.

A Figura 79 mostra a FFT do sinal filtrado. Observa-se uma maior incidência de frequências próximas a 20 [MHz].

São feitas análises dos sinais obtidos nos ensaios realizados no LAT, da mesma maneira que a realizada nos sinais de pico de tensões geradas pelo arco de contorno nos isoladores de vidro e de porcelana no caso das simulações.

Na Figura 80 observa-se o sinal filtrado gerado pelo ensaio do garfo no primeiro isolador de uma cadeia com todos isoladores de vidro bons. A amplitude do primeiro pico de tensão é positiva, de aproximadamente $(0,55 \times 10) 5,5$ [V]. Comparando sua amplitude com as da Figura 63 observa-se que o instante de tempo em que ocorreu o arco foi de aproximadamente 4,3 [ms] ou 12 [ms]. Já na Figura 81 verifica-se um pico de tensão negativa de aproximadamente $(-1,35 \times 10) -13,5$ [V], para um ensaio do garfo no primeiro isolador. Este arco ocorreu aproximadamente no tempo 3,1 [ms] ou 13,3 [ms], mostrando a necessidade de um sistema de aquisição de dados que contenha um relógio interno sincronizado com sinal de 60 [Hz] para identificar corretamente o tempo que ocorreu o arco no período de 0 a $1/60$ [s].

O sinal de ensaio do garfo, além de apresentar o mesmo problema encontrado nas simulações para identificação de qual isolador de uma cadeia onde ocorreu o arco, por exemplo, no tempo 5,2 [ms], este gera frequências que afetam, em alguns casos a amplitude do primeiro pico do sinal filtrado, como mostra a Figura 82, dificultando ainda mais a determinação do fato.

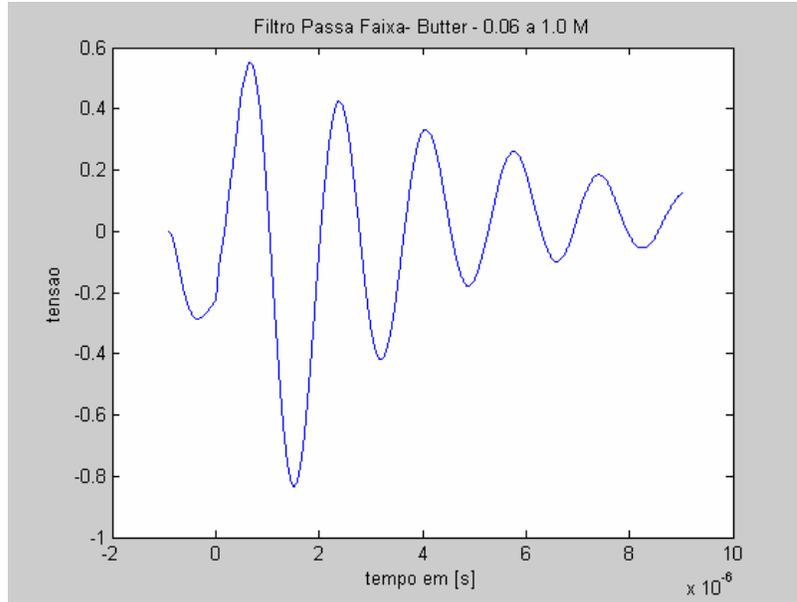


Figura 80 – Sinal de arco positivo ocorrido no isolador vidro

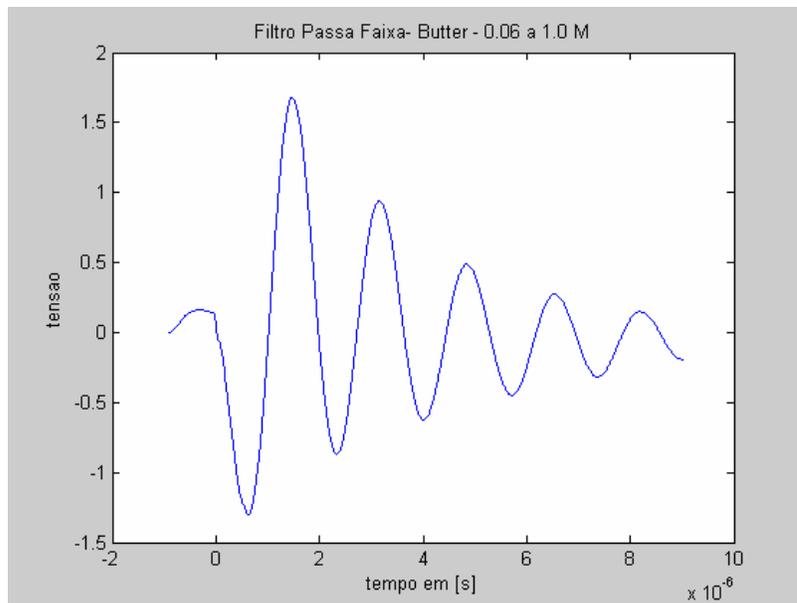


Figura 81 - Sinal de arco negativo ocorrido no isolador de vidro.

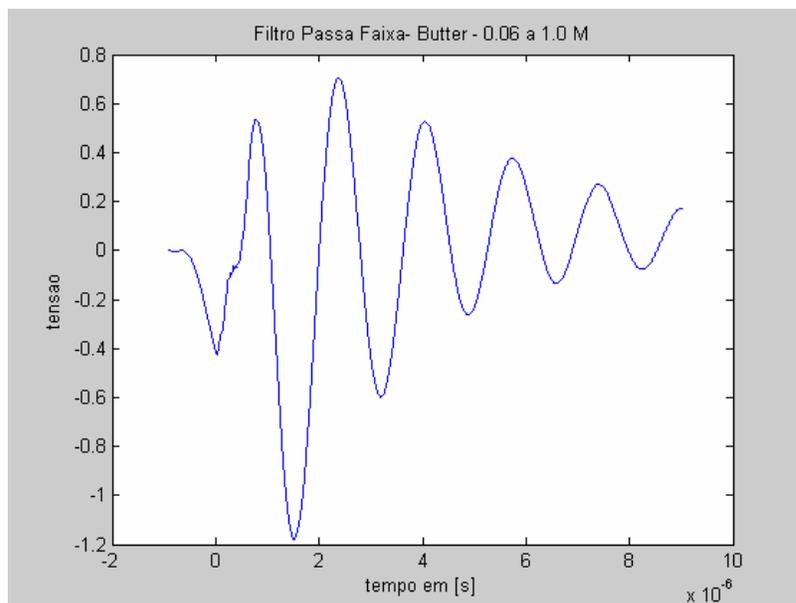


Figura 82 – Sinal filtrado com distorção no primeiro pico.

4.7 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os ensaios realizados no LAT nos isoladores bons e quebrados mostrando as variações nas resistências e capacitâncias séries, possibilitando assim, que estes resultados fossem considerados nas simulações tornando compatíveis com os obtidos dos ensaios no LAT.

Para o arranjo do ensaio de arco de contorno realizado no LAT foram detectadas duas frequências uma de 100 [kHz] e outra de 600 [kHz] correspondendo à oscilação do sistema e da cadeia de isoladores. Na simulação também foram encontradas as mesmas frequências, caracterizando desta forma uma assinatura do sistema.

Tanto na simulação quanto nos ensaios realizados com um isolador da cadeia quebrado e este variando de posição não foi observado variações das frequências mencionadas.

Nos ensaios realizados no LAT, além destas duas frequências apareceu o arco (frequências altas) ao se aproximar o bastão do isolador durante o ensaio. Este efeito é difícil de incluir na simulação.

A análise de localização da posição do isolador na cadeia em que ocorreu o arco de contorno é difícil devido as amplitudes serem muito próximas, como no caso para o tempo de 12,5 [ms].

Os ensaios no LAT foram realizados em um sistema com apenas uma fase. Para o sistema PLC da CEMAT onde a linha de transmissão 138 kV é trifásica, será mostrado a influência do arco de contorno nas outras fases, devido ao acoplamento entre elas.

Capítulo 5

Aplicações em LT's com Sistemas PLC

5.1 Considerações iniciais

Neste capítulo são apresentados os resultados dos cálculos e simulações no MATLAB e ATP do nível de recepção do sistema de ondas portadoras.

Procurou-se analisar o comportamento de um distúrbio ocorrido em uma LT nas três fases no MATLAB.

Dando continuidade as simulações, neste capítulo modela-se e simula-se no ATP arcos de contorno em isolador de uma cadeia em um sistema PLC.

São apresentadas duas técnicas de localização onde ocorreu arco de contorno e uma de falta em uma LT.

5.2 – Modelagem e simulação de um sistema de ondas portadoras (PLC) através do Simulink (Matlab)

Um dos objetivos deste trabalho foi desenvolver modelos computacionais no Matlab e no ATP (Alternative Transients Program) para analisar o comportamento de sistema de

ondas portadoras em funcionamento normal e quando um distúrbio qualquer ocorre no isolador.

Para validar os resultados do nível de recepção do sistema de ondas portadoras - PLC obtidos em simulações procurou-se inicialmente efetuar os cálculos da potência de recepção e a relação sinal-ruído (SNR). Foi considerado as características do sistema PLC da concessionária de energia elétrica CEMAT em condições de tempo bom (clima seco) e ruim (clima úmido). Os dados do sistema serão reportados no próximo item. A Figura 83 ilustra uma linha de transmissão com sistema PLC.

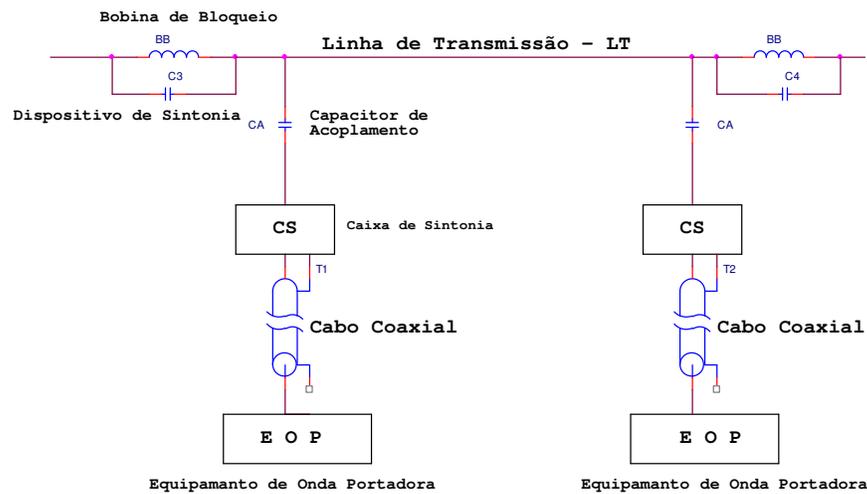


Figura 83 - Linha transmissão e sistema PLC

5.1.1 – Cálculo do nível de recepção de um Sistema de Onda Portadora (Cheek, 1964)

Para efetuar os cálculos, os seguintes dados da linha de alta tensão foram considerados:

- Tensão nominal: 138 [kV];
- Cabo de transmissão de energia CAA# 266,5 MCM de diâmetro 16,28 [mm];
- Frequência da portadora: 232 [kHz];
- Distância entre as subestações: 108 [km];
- Potência de transmissão da portadora: 0,316 [W] ou 25 [dBm] (ABC, 1986)

De posse destes dados, a potência de recepção pode ser calculada da forma mostrada na equação 15.

$$P_{Rx} = P_{Tx} - A_S \tag{15}$$

onde:

P_{Rx} é a potência de recepção,

P_{Tx} é a potência de transmissão:

A_S é a atenuação do sistema.

A atenuação do sistema A_S é uma composição das perdas presentes no sistema, como mostra a equação 16.

$$A_S = P_{acTx} + P_{bbTx} + C_a + P_{LT} + P_{Transp} + P_{acRx} + P_{bbRx} \quad (16)$$

onde:

P_{ac} são as perdas por acoplamento;

P_{bb} são as perdas nas bobinas de bloqueio;

C_a é a correção de acoplamento;

P_{LT} são as perdas na linha de transmissão;

P_{Transp} são as perdas por transposição.

As perdas por acoplamento (perdas devido ao cabo coaxial, caixa de sintonia, capacitor de acoplamento e bobina de dreno) e a correção de acoplamento (tipo de acoplamento) assumem valores típicos de 3 [dB] cada.

Para a análise das perdas da bobina de bloqueio, deve-se levar em conta a relação de impedâncias de bloqueio entre a faixa da bobina e da linha. A divisão da corrente para este caso, irá causar uma perda de aproximadamente 3 [dB].

As perdas na linha de transmissão podem ser obtidas analisando as curvas de atenuação típicas, de acordo com a [Sanders], Figura 18.

Ao se observar a curva de 138 [kV], obtém-se um valor de atenuação de 0,18 [dB/milhas] correspondendo 0,113 [dB/km]. Para uma linha de 108 [km], tem-se uma atenuação de 12,2 [dB] (CEMAT).

Como as condições climáticas influenciam na atenuação das linhas de transmissão, para se obter os valores com tempo ruim, a atenuação da Figura 18 deve ser corrigida. De acordo com (Sanders), para uma linha de 138 [kV], pode-se utilizar um fator de correção de 1,5. Assim, a atenuação da linha de transmissão para tempo ruim assume o valor de 18,31 [dB].

Finalmente as perdas por transposição, de acordo com (Sanders), podem ser desprezadas, devido à extensão da mesma ser menor que 100 [milhas].

5.1.1.1 - Resultados dos cálculos do nível de recepção

De acordo com a equação 15, o seguinte resultado da atenuação do sistema para a situação de tempo bom será:

$$A_S = 3 + 3 + 3 + 12,2 + 0 + 3 + 3 = 27,2 \text{ [dB]}$$

Assim a potência de recepção é obtida de acordo com a expressão 15.

$$P_{Rx} = 25 - 27,2 = -2,2 \text{ [dBm]}$$

De forma análoga, para a situação de tempo ruim, tem-se:

$$A_S = 33,31 \text{ [dB]}$$

$$P_{Rx} = -8,31 \text{ [dBm]}$$

5.1.1.2 – Cálculo de ruído e da relação sinal-ruído (SNR) para sinal de fonia de 30 [dBm] (Cheek, 1964; Sanders).

De acordo com (Sanders), os níveis de ruído para tempo bom e tempo ruim pode ser obtidos através da Figura 21.

Como a linha em estudo é de 138 [kV], deve-se corrigir o nível de ruído obtido da Figura 21 de um fator de -4 [dB] (Sanders).

Desta forma, analisando a Figura 21 na frequência de 232 [kHz] e aplicando o fator de correção, tem-se o nível de ruído para as duas situações:

$$\textit{Tempo Bom} \rightarrow -36 + (-4) = -40 \text{ [dBm]}$$

$$\textit{Tempo Ruim} \rightarrow -20 + (-4) = -24 \text{ [dBm]}$$

Pode-se obter também a atenuação antes da chegada do sinal no ponto de recepção. Considerando que a potência do canal de voz de 30 [dBm] os valores para os níveis de recepção são:

$$\textit{Tempo Bom} \rightarrow 30 - 21,2 = 8,8 \text{ [dBm]}$$

$$\textit{Tempo Ruim} \rightarrow 30 - 27,31 = 2,69 \text{ [dBm]}$$

Por fim, os valores de relação sinal-ruído (SNR), são obtidos, para as condições de tempo bom e ruim, respectivamente, da seguinte forma:

$$SNR_{TB} = 8,8 - (-40) = 48,8 \text{ [dB]}$$

$$SNR_{TR} = 2,69 - (-24) = 26,69 \text{ [dB]}$$

Estes valores podem ser considerados bons, tendo em vista que os valores aceitáveis de Voz – SSB “Single Side Band Modulation” estão na faixa de 25 a 30 [dB].

5.1.2 – Simulação do Sistema PLC no Simulink (Matlab)

Para a simulação no Matlab / Simulink do sistema PLC foi necessário o circuito equivalente de cada componente. Obteve-se estas informações dos fabricantes, dados de campo e através da literatura disponível.

O objetivo da modelagem e simulação realizada no MATLAB de um sistema PLC é avaliar esta implementação computacional, que até então não estava disponível, comparando o resultado do nível de recepção da simulação com os valores obtidos através de cálculos e de ensaios realizados na CEMAT. Este modelo é mostrado pela Figura 84. Outro objetivo ainda é avaliar o comportamento do sistema quando sinais de alta frequência estão presentes na linha de transmissão.

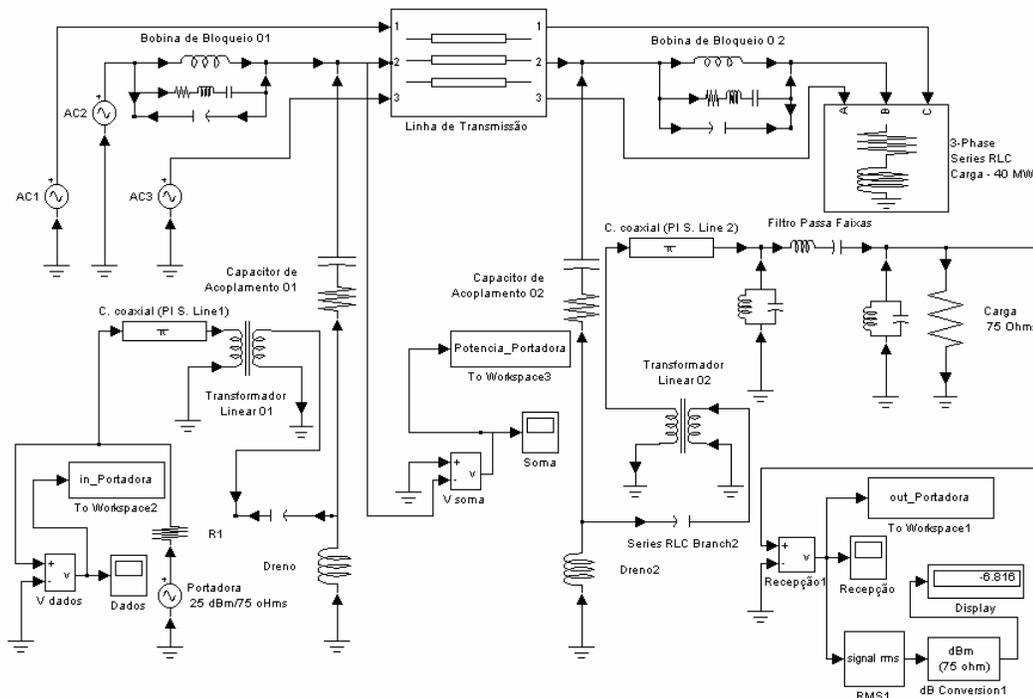


Figura 84 - Modelo do sistema PLC - MATLAB.

Este modelo dispõe de uma linha de alta tensão de 108 [km] em 138 [kV] e um sistema de ondas portadoras - PLC. A potência de transmissão da portadora é de 25 [dBm] / 75 [Ω].

Os parâmetros da linha de transmissão são representados pelo bloco *Distributed Parameters Line* do Simulink, e foram obtidos através da simulação no software denominado de “Compensador Não Convencional de Linha de Transmissão de Energia Elétrica - CELINTRA (Robson, 1989)” [Wedepohl,1963]. Foram considerados na simulação os valores reais da LT entre Cidade Alta e Nobres tais como: altura da estrutura, distância horizontal dos condutores com relação ao eixo de referência, número de condutores por fase, distâncias entre condutores de uma mesma fase, flecha para o vão típico, tipo de material do cabo, resistência a 25 [°C] e a 75 [°C], raio externo do condutor, raio médio geométrico, raio do filamento da última camada e o número de filamentos de uma camada.

Na simulação o software considera o efeito pelicular (Fuchs, 1979; Quevedo, 1979; Hayt, 2005), pois a frequência da portadora é de 232 [kHz].

Os valores dos parâmetros de seqüência nula e seqüência positiva da LT são encontrados na Tabela 14 (Robson, 1989):

Tabela 14 - Parâmetros da linha de transmissão

Parâmetros na Frequência de 60 [Hz]	Parametros na Frequência de 232[kHz]
$R1 = 0.256 \Omega$; $R0 = 0.584 [\Omega]$	$R1 = 0.665e01 [\Omega]$; $R0 = 0.370e03 [\Omega]$
$L1 = 1.304e-3 \text{ H}$; $L0 = 3.713 e-3 [\text{H}]$	$L1 = 1.25e-3 [\text{H}]$; $L0 = 2.55e-3 [\text{H}]$
$C1 = 9,087 e-9 [\text{F}]$; $C0 = 517,66 e-6 [\text{F}]$	$C1 = 9.08e-9 [\text{F}]$; $C0 = 5.17e-9 [\text{F}]$

O cabo coaxial utilizado para interligar o sistema PLC à caixa de sintonia é o RG 11. Seus parâmetros na frequência de 232 [kHz], utilizados no bloco *PI Section Line* do Simulink, foram calculados conforme as fórmulas de cabos coaxiais (Hayt, 2005). Os comprimentos dos cabos considerados no projeto foram de 210 e 130 [m], conforme as distâncias reais, fornecendo:

- $R=14,06 [\Omega/\text{km}]$; $L = 0,38 [\text{mH}/\text{km}]$;
- $C = 67 [\text{nF}/\text{km}]$.

Foi inserido na recepção um filtro passa-faixa obtido por cálculos e confirmado na simulação no software Orcad, apresentando os seguintes valores:

Indutância série $L_s = 2291,83 [\text{mH}]$, capacitância série $C_s = 205,82 [\text{pF}]$, capacitância paralela $C_p = 318,31 [\text{nF}]$ e indutância paralela $L_p = 1481,88 [\text{nH}]$.

Também foram considerados outros dois filtros LC antes dos capacitores de acoplamento nas duas localidades (parte da caixa de sintonia). Todos os filtros foram sintonizados na frequência de 232 [kHz]. Seus valores são:

Indutância = [1mH]; capacitância = 10 [μF].

Os valores dos parâmetros da bobina de bloqueio foram fornecidos pelo fabricante (Areva, 2005), da seguinte maneira, na mesma ordem mostrada pela **Figura 84**

- Ramo 1: Indutor principal = 0,531 [mH];
- Ramo 2: Resistor = 420 [Ω]; Indutor = 0,28 [mH]; Capacitor = 3,01 [nF];
- Ramo 3: Capacitor = 1,59 [nF].

Após a implementação do sistema obteve-se os seguintes resultados da simulação.

A Figura 85 ilustra o sinal de transmissão da Portadora de 232 [kHz] após o cabo coaxial. A Figura 86 mostra o sinal de recepção da portadora 232 [kHz].

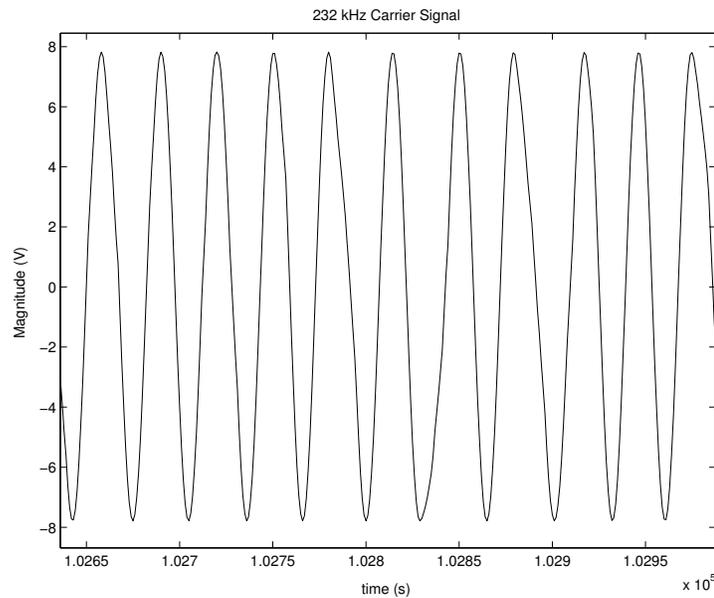


Figura 85 - Sinal de transmissão da portadora

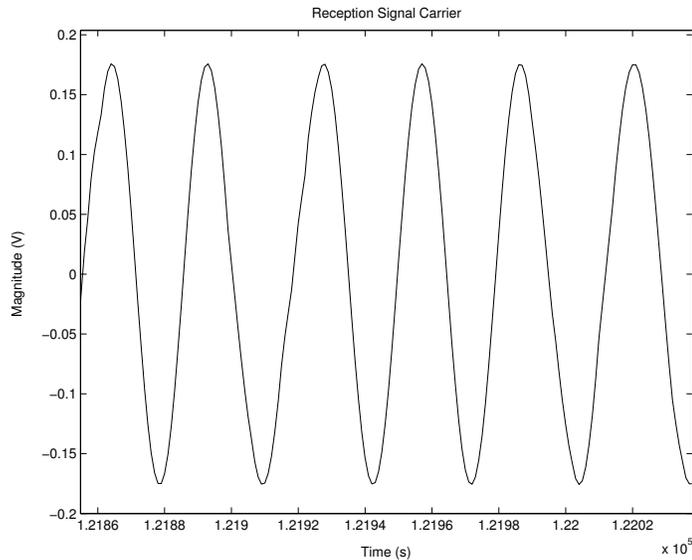
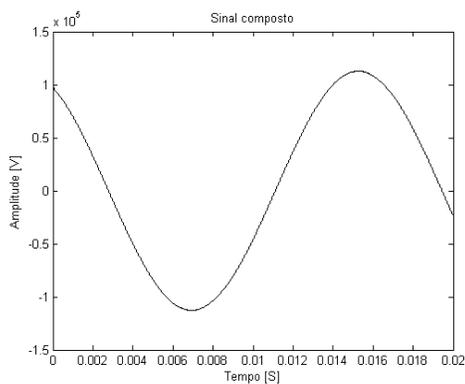
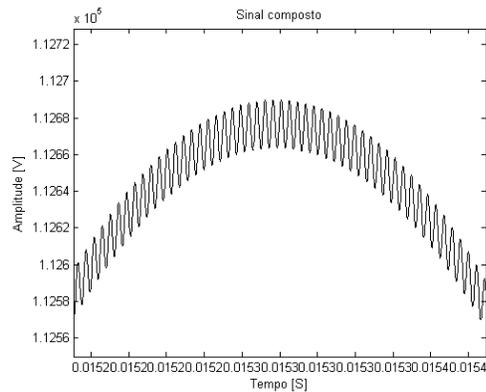


Figura 86 - Sinal de recepção da portadora

A Figura 87 (a) mostra o sinal de potência composto. Uma visualização aproximada do sinal como ilustra a Figura 87 (b) revela a presença da componente de 232 [kHz] em conjunto com o sinal de 60 [Hz].



(a)



(b)

Figura 87 - (a) Sinal Composto, (b) Sinal composto

5.1.3 – Análise dos resultados da simulação da LT com sistema PLC

A Tabela 15 mostra os valores do nível de recepção medido, calculado e simulado e em seguida são apresentadas algumas considerações em relação aos resultados.

Tabela 15 - Níveis de Recepção

Valores dos Níveis de Recepção da Portadora		
	Tempo Bom	Tempo Ruim
Medido na CEMAT	+ 4,50 [dBm] / 75 [Ω]	-
Calculado	- 2,20 [dBm] / 75 [Ω]	- 8,31 [dBm] / 75 [Ω]
Simulado	- 6,84 [dBm] / 75 [Ω]	

Para a medição do nível de recepção da portadora do sistema PLC, realizada em junho de 2006, utilizou-se um voltímetro seletivo, em condições de tempo bom. Nos cálculos sempre são consideradas as piores condições. A atenuação da linha para condições de tempo bom foi considerada de 0,113 [dB/km] e para tempo ruim 0,17 [dB/km]. O valor medido apresenta valor menor que 0,1 [dB/km] em condições de tempo bom. A perda entre caixa de sintonia e o capacitor de acoplamento nos cálculos foi considerada 6 [dB] enquanto que o valor medido apresentou atenuação de aproximadamente 5 [dB]. O resultado da simulação do nível de recepção no Simulink / Matlab, que considera o pior caso, foi de -6,84 [dBm]. Os valores simulados e calculados para condição de tempo ruim apresentaram resultados próximos, comprovando que a simulação ajuda a analisar os níveis de recepção de sistemas de ondas portadoras de forma preliminar.

Após a primeira fase de simulações, cujo objetivo foi de simular um sistema de ondas portadoras e avaliar seu nível de recepção, partiu-se para simulação de distúrbios na linha de transmissão e verificar o comportamento tanto no caminho da portadora como no sinal de 60 [Hz].

5.2 – Simulação do sistema PLC com distúrbio

A simulação a seguir, tendo como objetivo uma análise qualitativa, consiste em uma linha de transmissão de 138 [kV] com uma distância de 100 [Km], na qual foi provocado um distúrbio de alta frequência a uma distância de 60 [Km] do ponto da linha onde o sinal da portadora é recebido. O circuito de perturbação é constituído de um relé temporizado que é responsável pela inserção do sinal na LT como ilustrado na Figura 88.

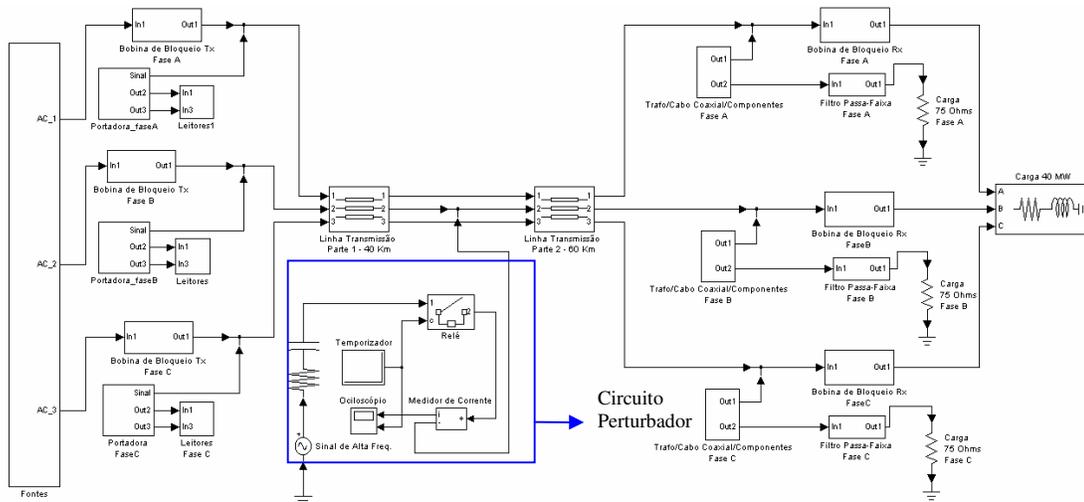


Figura 88 - Modelo sistema PLC simulando distúrbio.

O objetivo principal da simulação consiste na observação do comportamento das fases quando uma delas é perturbada por um sinal de alta frequência. Os resultados mostraram que o sinal obtido no caminho da portadora comporta-se de maneira diferente, isto devido ao acoplamento entre as fases. Nas fases A e C não afetada diretamente pelo distúrbio, verificou-se uma inversão de fase do sinal e uma redução de amplitude. Tal fato pode ser visualizado na Figura 89 na qual se apresentam as três fases, sendo a de maior amplitude proveniente da fase B que foi diretamente perturbada. As demais fases encontram-se sobrepostas respeitando o enunciado anteriormente.

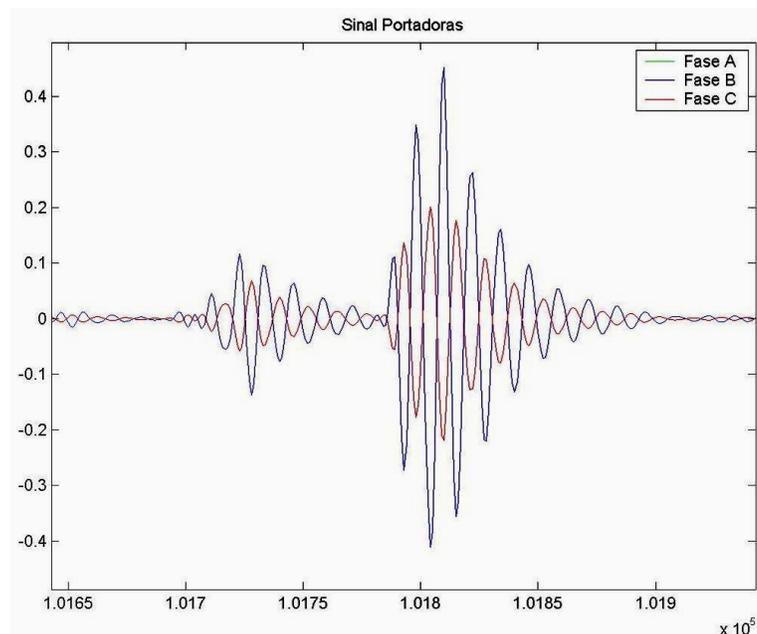


Figura 89 - Sinais obtidos no caminho da portadora

5.3 Modelagem e simulação no ATP de um Sistema de Ondas Portadoras

A Figura 90 ilustra o sistema de ondas portadoras no ATP [Marti, 1982] para uma linha de transmissão de 100 [km]. As características do sistema foram as mesmas da linha da CEMAT da simulação do MATLAB.

Os valores dos parâmetros da bobina de bloqueio:

- 2 Ramo 1: Indutor principal = 0,531 [mH];
- 3 Ramo 2: Resistor = 420 [Ω]; Indutor = 0,28 [mH]; Capacitor = 3,01 [nF];
- 4 Ramo 3: Capacitor = 1,59 [nF].

Os comprimentos dos cabos considerados no projeto foram de 210 e 130 [m], conforme as distâncias reais, fornecendo:

- 7 $R=14,06$ [Ω / km]; $L = 0,38$ [mH/km];
- 8 $C = 67$ [nF/km].

Na recepção utilizou um filtro passa-faixa com os seguintes valores:

Indutância série $L_s = 2291,83$ [mH], capacitância série $C_s = 205,82$ [pF], capacitância paralela $C_p = 318,31$ [nF] e indutância paralela $L_p = 1481,88$ [nH].

Dois filtros LC também foram utilizados, seus valores são:

Indutância = 1 [mH]; capacitância = 10 [μ F].

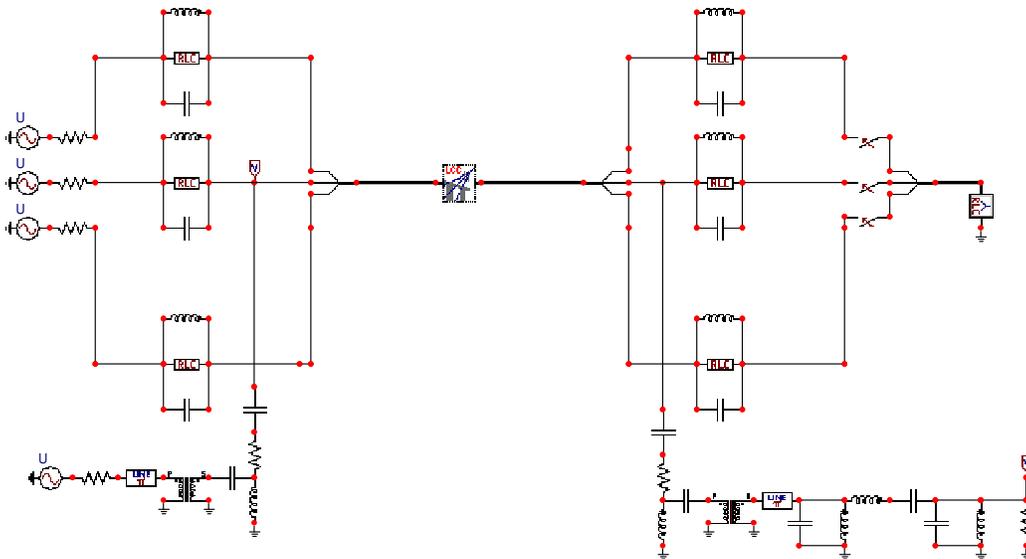


Figura 90 - Sistema de Ondas Portadoras no ATP

As próximas figuras são apresentadas às formas de ondas do sinal composto formado pela portadora e sinal de potência (60 [Hz]) e a dos sinais de transmissão e recepção do PLC. A Figura 91 ilustra o sinal composto (Sinal portadora 232 [kHz] + sinal de 60 [Hz]).

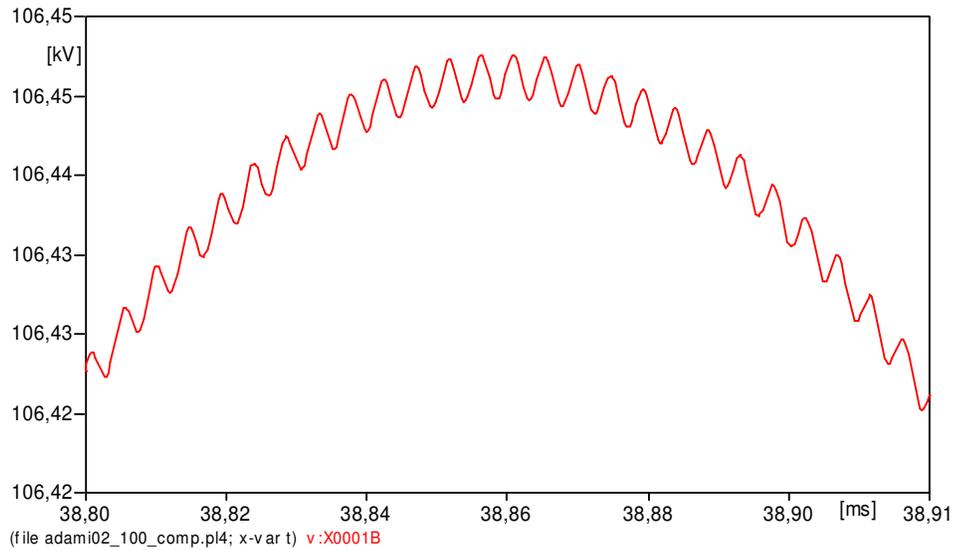


Figura 91 - Sinal Composto

A Figura 92 ilustra o sinal de transmissão do sistema PLC.

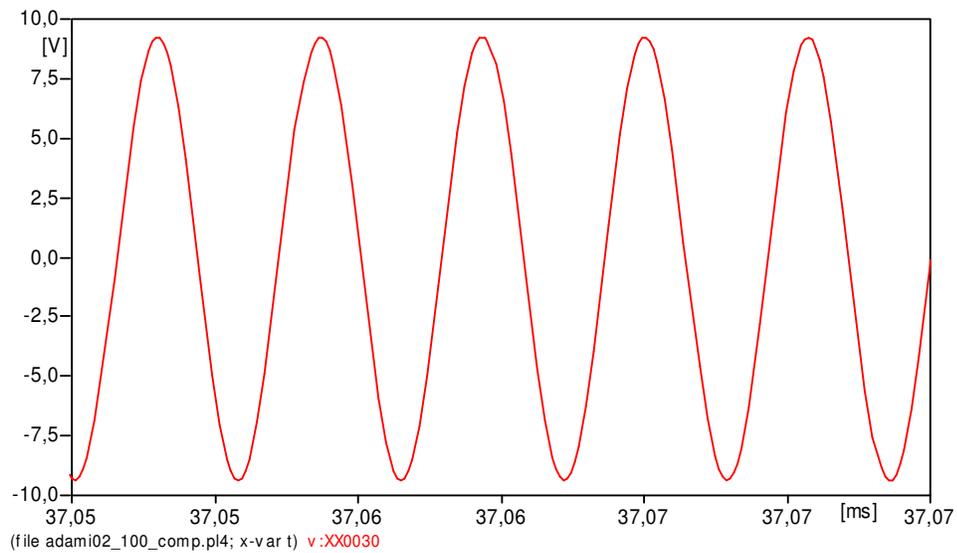


Figura 92 - Sinal de Transmissão

A Figura 93 mostra o sinal de recepção do PLC.

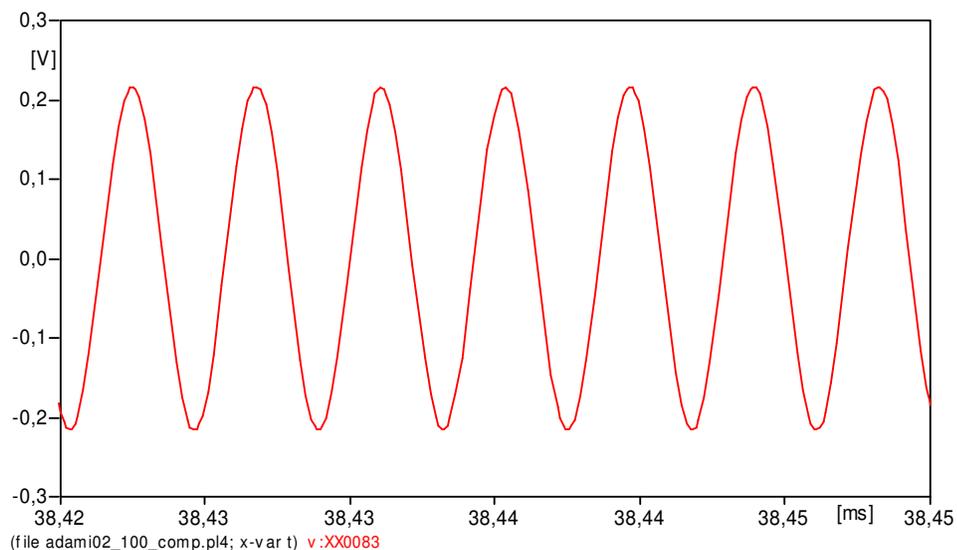


Figura 93 - Sinal de Recepção do PLC

A Tabela 16 e a Figura 94 mostram as variações dos níveis de tensões de recepção com as variações do comprimento linha de transmissão de 107 a 108,3 [km].

Tabela 16 - Distância X sinal recepção

Distância – [km]	Amplitude Pico [V]	Distância – [km]	Amplitude. Pico [V]
107,000	0,191	107,600	0,928
107,025	0,231	107,625	0,902
107,050	0,272	107,650	0,862
107,075	0,311	107,675	0,818
107,100	0,336	107,700	0,772
107,125	0,354	107,750	0,696
107,150	0,362	107,775	0,67
107,175	0,363	107,800	0,652
107,200	0,354	107,825	0,65
107,225	0,345	107,850	0,663
107,250	0,327	107,875	0,697
107,275	0,308	107,900	0,755
107,300	0,289	107,950	0,959
107,325	0,276	108,000	1,22
107,350	0,28	108,100	1,202
107,375	0,318	108,150	1,048
107,400	0,399	108,200	0,902
107,425	0,512	108,300	0,707
107,450	0,641		
107,475	0,762		
107,500	0,858		
107,525	0,922		
107,550	0,946		
107,575	0,951		

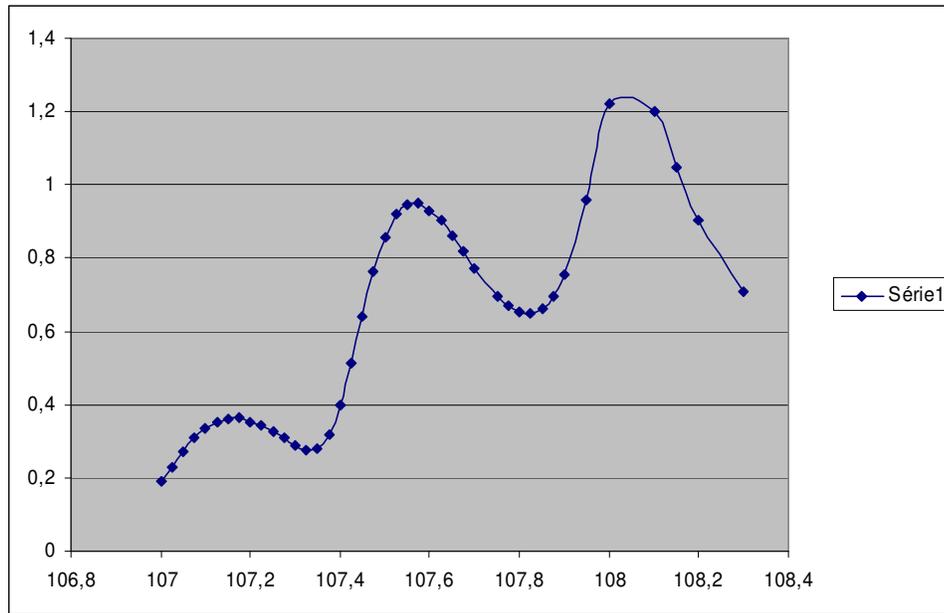


Figura 94 - Curva distância X nível recepção

Os resultados são coerentes, pois a tensão em qualquer ponto da linha de transmissão é formada pelas ondas viajantes progressiva e regressiva. A medida que se desloca ao longo do comprimento da linha, a amplitude da tensão varia, uma vez que não se tem uma linha perfeitamente casada.

Sua equação é dada por :

$$V_s(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{-\gamma z}$$

Sendo que a tensão ins tan tânea real vale :

$$v(z,t) = V_0^+ e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) + V_0^- e^{+\alpha z} \cos(\omega t + \beta z)$$

$$V_{sT}(z) = V_0 e^{-j\gamma z} + \Gamma V_0 e^{-j\gamma z} \tag{17}$$

Onde:

Γ é o coeficiente de reflexão

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

Onde

γ = constante de propagação

α = coeficiente de atenuação

β = constante de fase ou deslocamento

V_0 tensão em $t = 0$

5.4 Modelagem e simulação de arcos de contorno em cadeia de isoladores de um sistema de ondas portadoras de 100 [km].

A Figura 95 ilustra a modelagem do sistema PLC no ATP. O objetivo desta simulação é representar um arco de contorno (curtos) em um dos isoladores de um cadeia e observar o comportamento nas fases, facilitando assim a análise de ocorrência deste evento em linhas de transmissão reais.

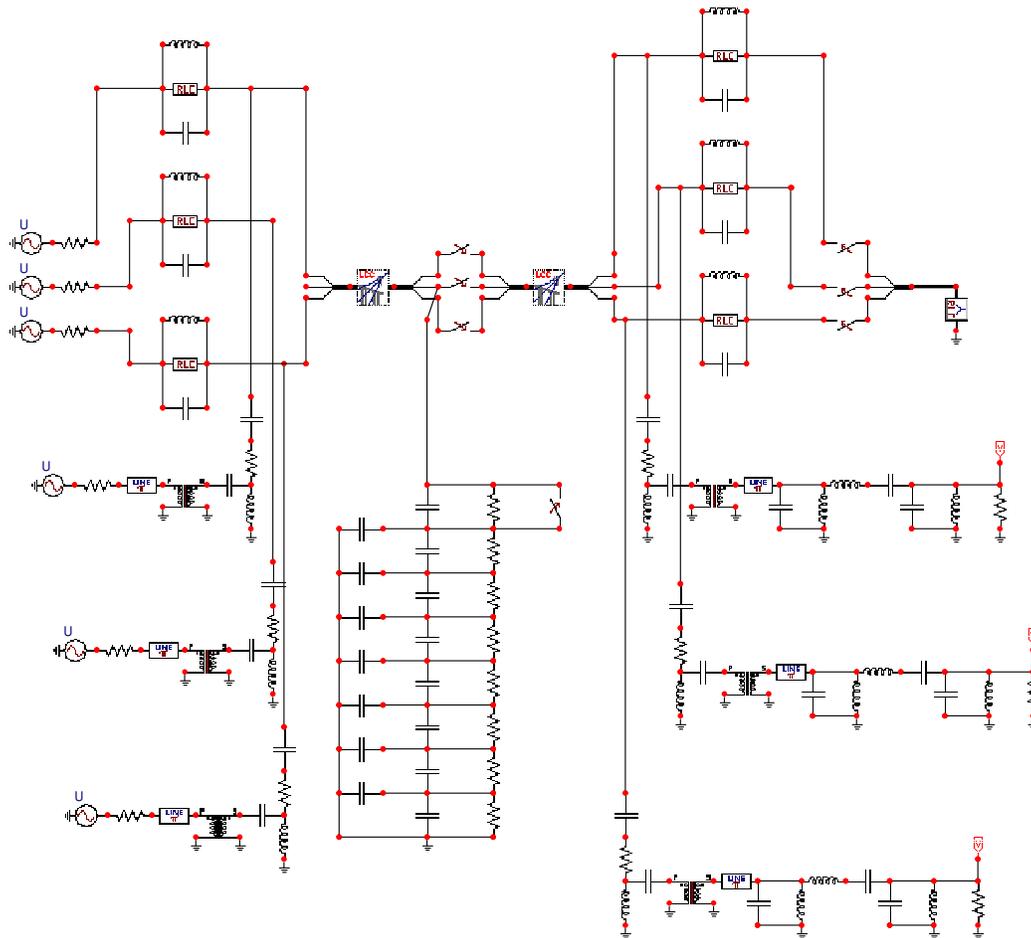


Figura 95 - Sistema PLC com distúrbio na cadeia de isoladores.

A Figura 96 mostra o sinal de recepção na fase A do sistema PLC devido ao arco de contorno.

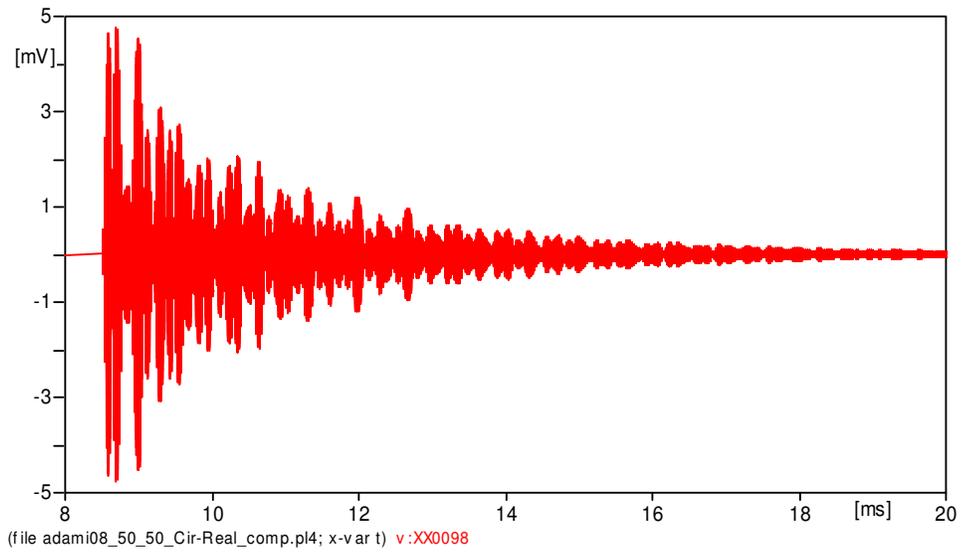


Figura 96 - Sinal de saída da fase A

A Figura 97 mostra sinal de recepção obtido na fase B do sistema PLC.

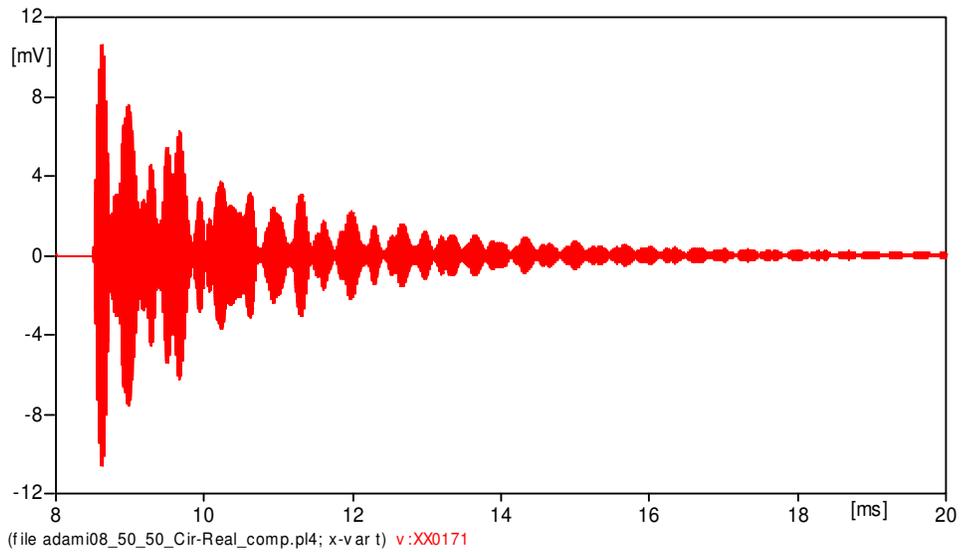


Figura 97 - Sinal de saída da fase B

A Figura 98 mostra sinal de recepção detectado na fase C do sistema PLC.

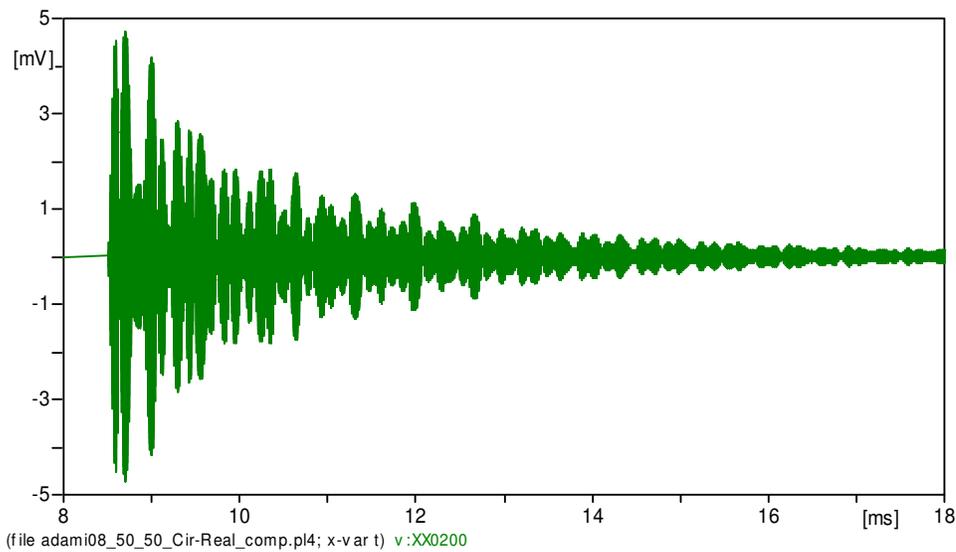


Figura 98 - Sinal de saída da fase C

A Figura 99 mostra os sinais das três fases juntas, resultado de um curto no primeiro isolador. Observa-se uma inversão do sinal na fase dois em relação as fases um e três. O sinal em verde é a fase dois, o vermelho e azul correspondem as fases um e três respectivamente.

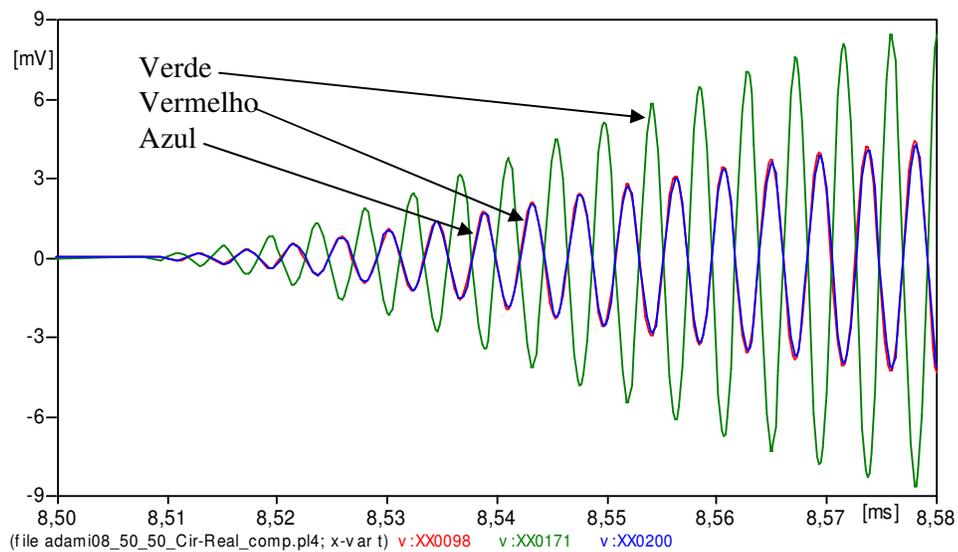


Figura 99 - Zoom dos sinais das três fases de uma linha de transmissão.

5.5 Técnicas de localização onde ocorreu um arco de contorno na LT.

Neste tópico são apresentadas duas maneiras de localização do arco de contorno em uma linha de transmissão de 100 [km] utilizando o ATP. Os parâmetros são os mesmos da linha da CEMAT, sendo consideradas as mesmas características do sistema PLC lá instalado para ensaios. A Figura 100 mostra o sistema PLC, com uma cadeia de oito isoladores, bobina de bloqueio, linha de transmissão e filtro. Neste exemplo o arco ocorreu no sexto isolador.

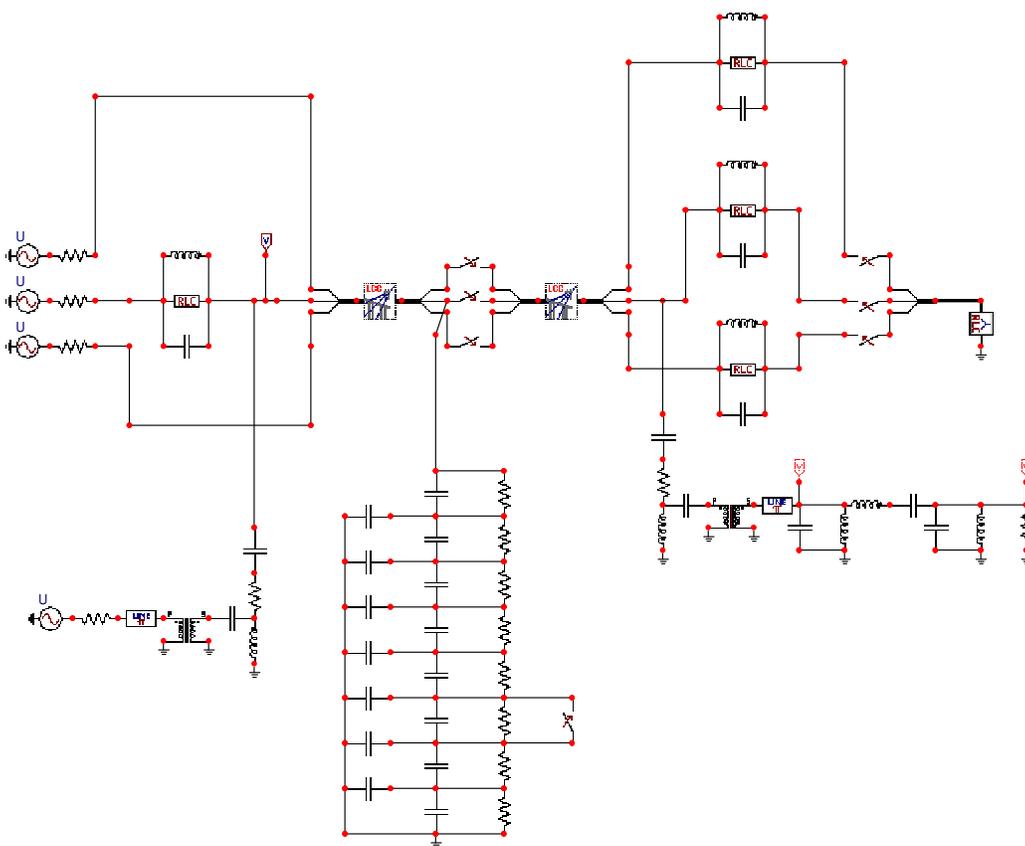


Figura 100 - Sistema PLC no ATP utilizado para cálculo da distância onde ocorreu o arco.

1ª Técnica

Utilizou – se o conceito de ondas viajantes para determinar a distância do local onde ocorreu o arco. A fórmula geral para o cálculo da distância é desenvolvida a seguir.

Seja ela uma linha de transmissão qualquer de comprimento L , como ilustra a Figura 101.

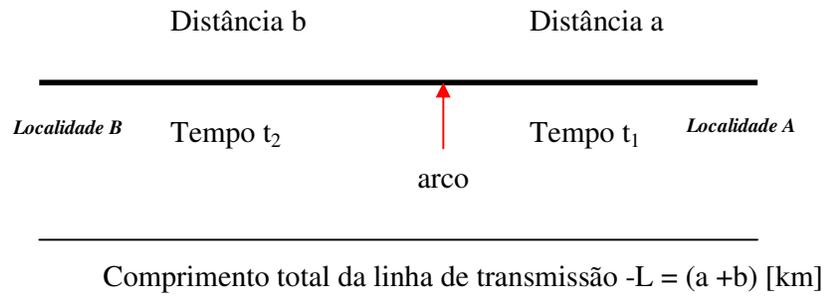


Figura 101 - Linha de transmissão – Cálculo da Identificação do arco.

Suponha que o arco ocorra a uma distância “a” da localidade A e a “b” de uma localidade B. O tempo gasto para o sinal de arco de contorno chegar à localidade A é de t_1 e na localidade B é de t_2 . Os sinais são detectados na localidade A, ou melhor, a localidade A será tomada como local de medição. Então, o tempo gasto pelo primeiro sinal de arco chegar na localidade A é denominado de $t_{R1} = t_1$. e o tempo do arco ir a localidade B e retornar a localidade a localidada A é denominado de t_{R2} e é dado pela seguinte expressão:

$$t_{R2} = (t_2 + t_2) + t_1 = 2t_2 + t_1.$$

Cálculo da distância onde ocorreu o arco de contorno da localidade A.

Deste modo pode-se desenvolver a equação para obtenção da distancia “a”.

Sabe-se que a velocidade é dada por:

$$v = \frac{d}{t} \quad [m / s]$$

$$t_1 = t_{R1} = \frac{a}{v}$$

$$t_2 = \frac{b}{v} \rightarrow v = \frac{b}{t_2}$$

$$a = t_{R1} v = \frac{t_{R1}}{t_2} b$$

$$b = L - a$$

$$a = \frac{t_{R1}}{t_2} (L - a) = \frac{t_{R1}}{t_2} L - \frac{t_{R1}}{t_2} a$$

$$a \left(1 + \frac{t_{R1}}{t_2}\right) = \frac{t_{R1}}{t_2} L$$

$$a = \frac{\frac{t_{R1}}{t_2} L}{\left(1 + \frac{t_{R1}}{t_2}\right)} = \frac{L}{\left(1 + \frac{t_2}{t_{R1}}\right)}$$

$$t_{R2} = 2t_2 + t_{R1}$$

$$t_2 = \frac{t_{R2} - t_{R1}}{2}$$

então

$$a = \frac{L}{\frac{t_{R2} - t_{R1}}{2} + 1} [m] \tag{18}$$

Assim sendo, foram realizadas simulações para arco acontecendo em 8,3333 [ms] para várias distâncias e através da análise da forma de onda foi identificado quando ocorreu a primeira reflexão (t_{R1}) e a segunda reflexão (t_{R2}).

A Figura 102 mostra um exemplo do sinal obtido da simulação do arco em uma LT e como foi identificada e calculada a distância onde ocorreu o mesmo. Para isto foi utilizado a equação (18).

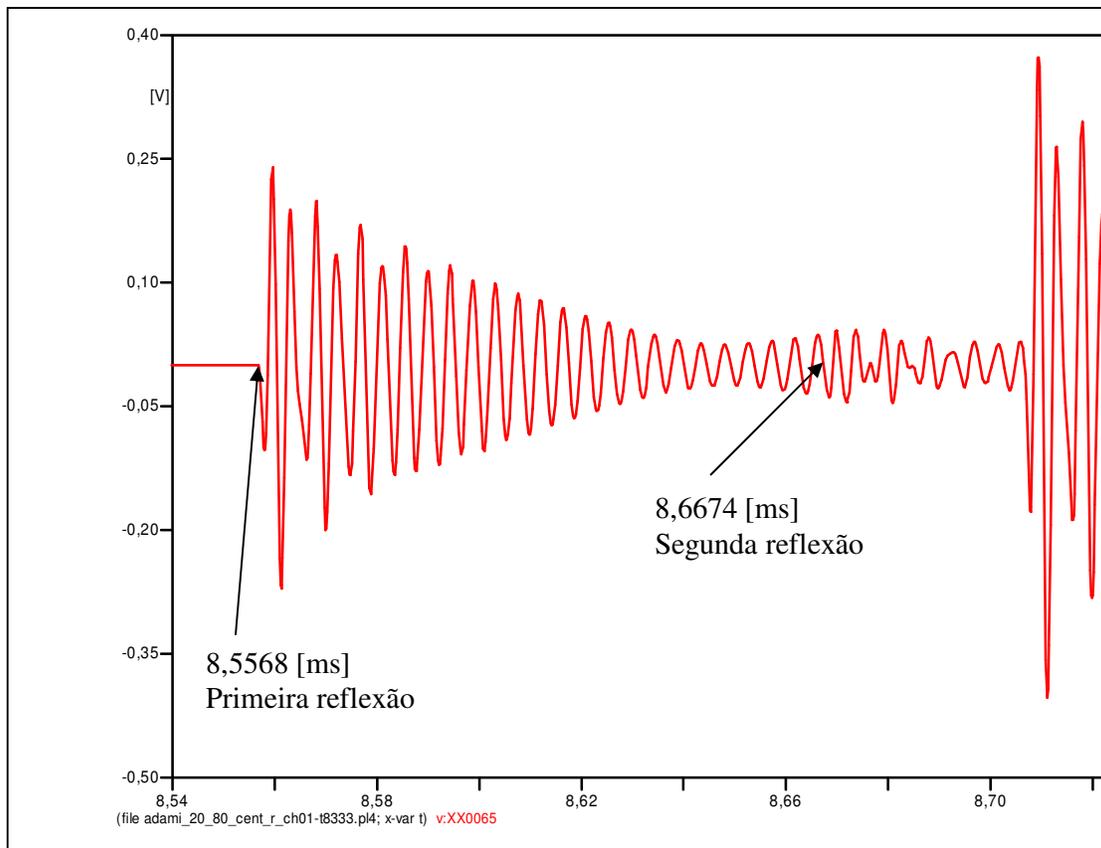


Figura 102 - Sinal do arco e sinais de reflexão.

Calculo da distância onde ocorreu o arco:

$$t_{R1} = 8,5588 - 8,3333 = 224 \text{ } [\mu\text{s}]$$

$$t_{R2} = 8,6674 - 8,3333 = 334 \text{ } [\mu\text{s}]$$

$$\text{Distância da localidade A} = d_{LA} = a = \frac{L}{\frac{t_{R2} - t_{R1}}{2t_{R1}} + 1} \text{ } [km]$$

$$d_{LA} = \frac{100000}{\frac{334 - 224}{2 \times 224} + 1}$$

$$d = 80.287 \text{ } [m]$$

A Tabela 17 mostra os resultados dos cálculos obtidos das análises das formas de onda com as reflexões do sinal gerado pelo arco para várias distâncias quando o mesmo ocorre no tempo de 8,3333 [ms], tanto para isoladores bons como quebrados.

Tabela 17 - Cálculo da distância onde ocorreu o arco

t _{R1} [μs]	t _{R2} [μs]	Distância da localidade A [m]	
		Ideal	Calculada
8,3615 - 8,3333 = 28	8,8637 - 8,3333 = 530	10000	10036
8,3894 - 8,3333 = 56	8,8346 - 8,3333 = 501	20000	20108
8,4174 - 8,3333 = 84	8,8068 - 8,3333 = 474	30000	30108
8,4451 - 8,3333 = 112	8,7796 - 8,3333 = 446	40000	40143
8,4731 - 8,3333 = 140	8,7525 - 8,3333 = 419	50000	50089
8,5010 - 8,3333 = 168	8,7251 - 8,3333 = 392	60000	60000
8,5290 - 8,3333 = 196	8,6941 - 8,3333 = 361	70000	70377
8,5568 - 8,3333 = 224	8,6674 - 8,3333 = 334	80000	80287
8,5848 - 8,3333 = 252	8,6412 - 8,3333 = 308	90000	90000

Simulou-se também o arco em cada um dos isoladores da cadeia, tanto estando bom como quebrado. A Figura 103 mostra os arcos ocorridos no tempo de 8,333 [ms] em todos os isoladores de uma cadeia e todos bons.

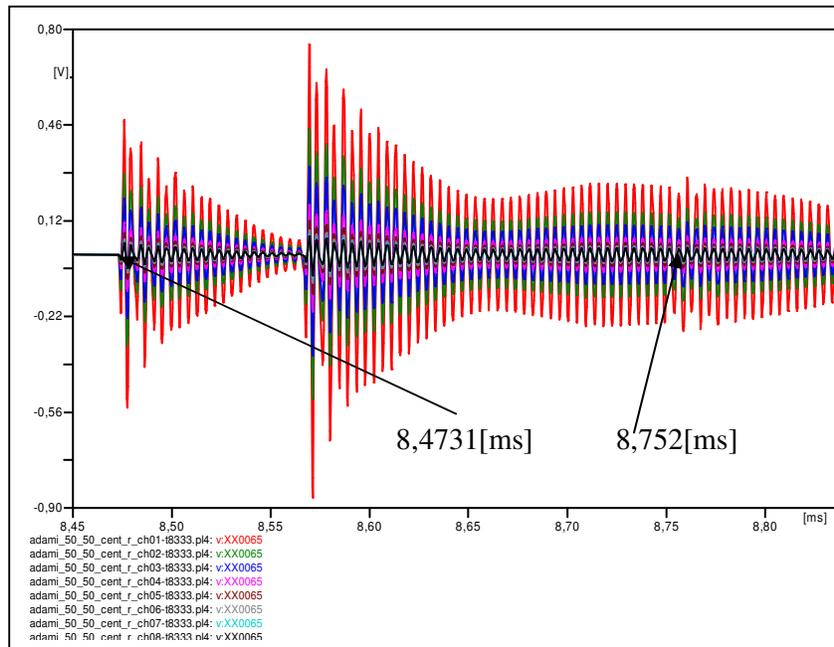


Figura 103 - Arco ocorrendo na distância de 50 [km] da localidade A.

A Figura 104 mostra os arcos no tempo 8,333 [ms] em todos os isoladores de uma cadeia e estes estando quebrados e os demais bons. Observa-se que os pontos de reflexões são os mesmos, porém amplitude do pico é menor.

ção 8,752

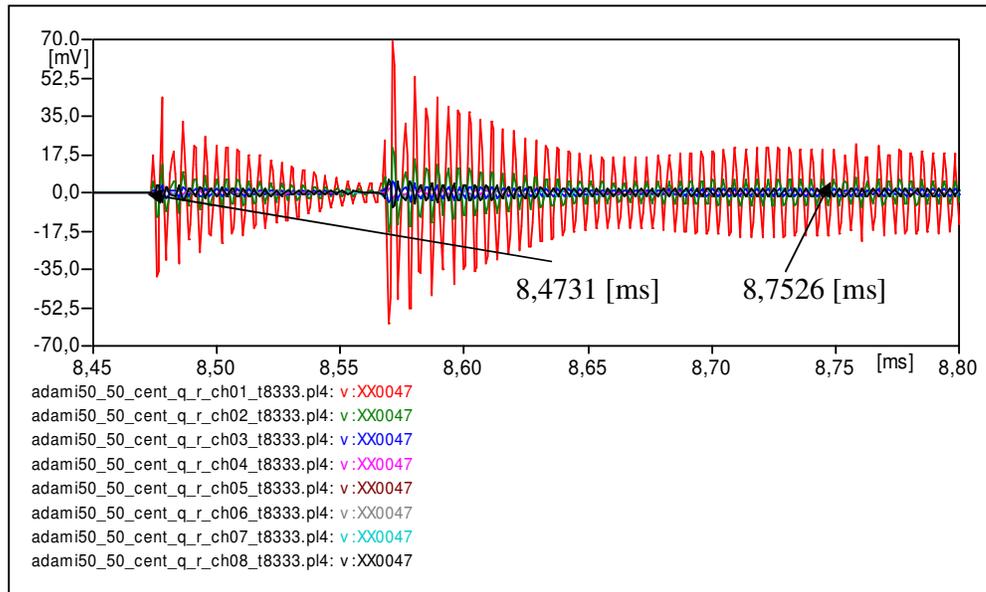


Figura 104 - Sinais de arco para distância de 50 [km] da localidade A.

A Figura 105 mostra o resultado da simulação do ensaio do arco ocorrendo a 7 [km] em uma linha de transmissão de 110[km]. Esta simulação representa o ensaio do garfo realizado em campo na CEMAT, como é reportado no próximo tópico.

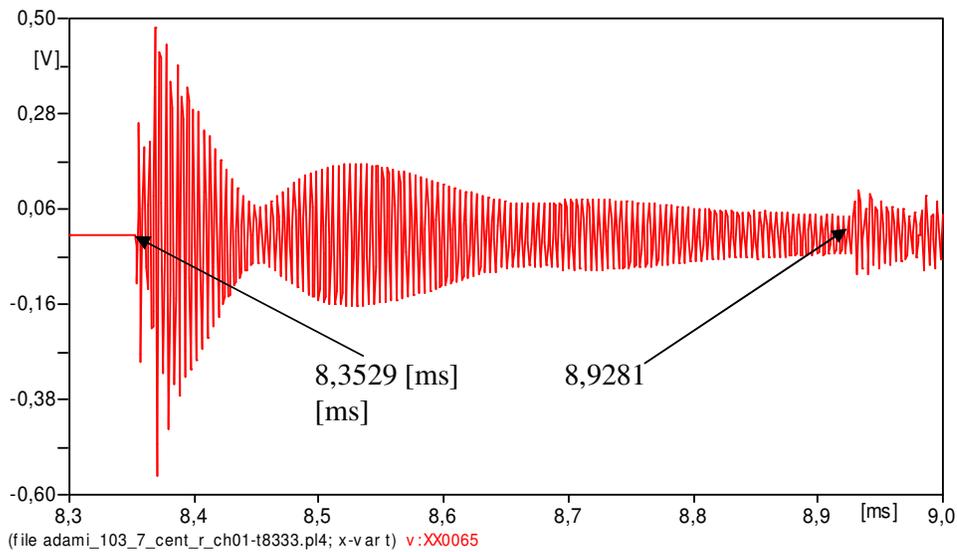


Figura 105 - Ensaio do arco a 7 [km] do ponto de medição em uma linha de 110 [km].

Cálculo da distância

$$t_{R1} = 8,3529 - 8,3333 = 19,6 \text{ } [\mu\text{s}]$$

$$t_{R2} = 8,9281 - 8,3333 = 594,8 \text{ } [\mu\text{s}]$$

$$\text{Distância da localidade A} = d_{LA} = a = \frac{L}{\frac{t_{R2} - t_{R1}}{2t_{R1}} + 1} \text{ } [km]$$

$$d_{LA} = \frac{110000}{\frac{594,8 - 19,6}{2 \times 19,4} + 1}$$

$$d = 7.018[m]$$

2ª Técnica

Uma outra técnica para a identificação do local de ocorrência de um arco na linha é apresentada neste tópico. Foi considerada uma linha de comprimento L como ilustrada na Figura 106. Utilizou-se também o conceito de ondas viajantes, porém o sistema é monitorado tanto na localidade A quanto na B. O tempo t_{R1} corresponde ao tempo para o sinal gerado pelo arco ser detectado na localidade A e t_{R2} é tempo para o mesmo sinal de arco ser detectado na localidade B. Esta técnica necessita de sincronismo de tempo nas localidades.

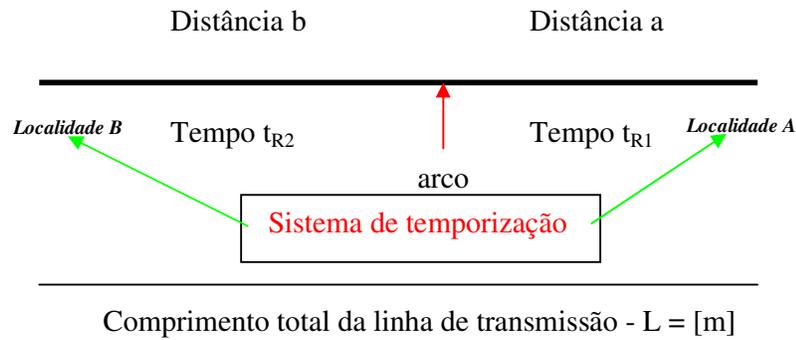


Figura 106 - Linha de Transmissão com monitoramento em ambas as localidades.

Para a localização onde ocorreu o arco utilizou-se o seguinte cálculo:

$$d_1 = \frac{L \cdot t_{R1}}{t_{R1} + t_{R2}} \quad \text{ou} \quad d_2 = \frac{L \cdot t_{R2}}{t_{R1} + t_{R2}} \quad (19)$$

Seja a linha de transmissão com um comprimento de 100 [km] como mostra a Figura 107, onde se tem um sistema PLC com monitoramento em ambas as localidades.

Na prática esta simulação representa um sistema PLC de 100 [km] de comprimento, com as mesmas características da LT da CEMAT, onde foram instaladas, na fase central, duas placas de aquisição de dados uma em cada ponta da linha de transmissão com sincronismo temporal via GPS.

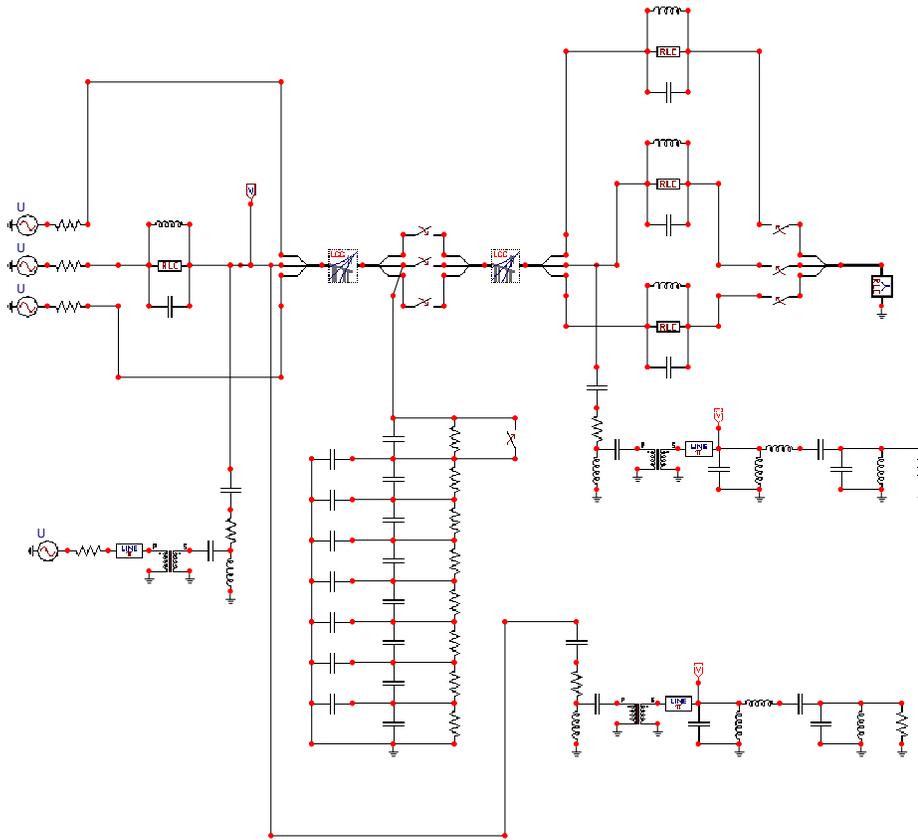


Figura 107 - Sistema PLC contendo monitoramento nas duas localidades.

A Figura 108 mostra sinais resultados de reflexões em ambas as localidades após um arco ter ocorrido no primeiro isolador no tempo 4,1666 [ms].

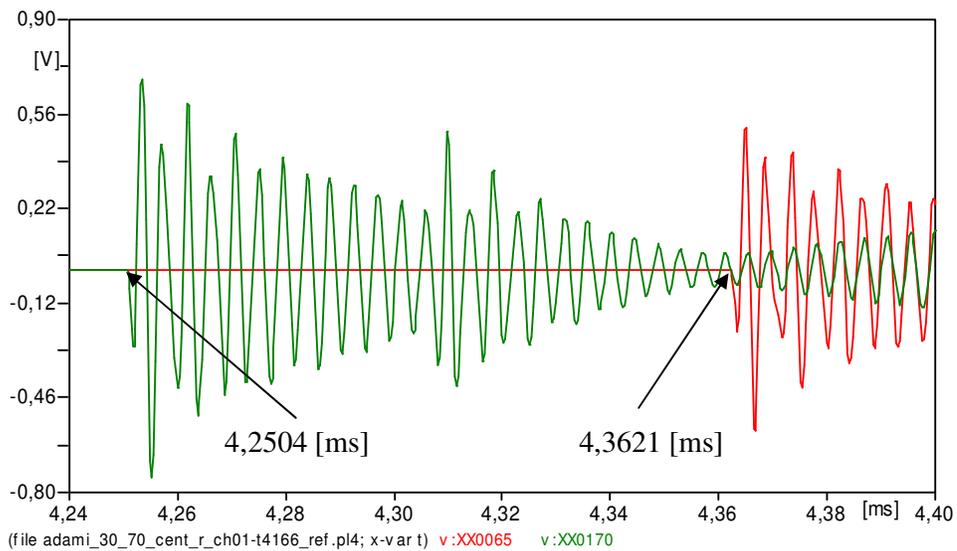


Figura 108 - Sinais de reflexão de um arco ocorrido no primeiro isolador

Efetuada o cálculo da localização do arco,vem:

$$t_{R1} = 4,2504 - 4,16666 = 83,74[\mu s]$$

$$t_{R2} = 4,3621 - 4,16666 = 195,44[\mu s]$$

$$d_1 = \frac{L.t_{R1}}{t_{R1} + t_{R2}} = \frac{100000.83,74}{83,74 + 195,44} = 29995[m]$$

$$d_2 = \frac{L.t_{R2}}{t_{R1} + t_{R2}} = \frac{100000.195,44}{83,74 + 195,44} = 70005[m]$$

A Tabela 18 mostra os resultados dos cálculos das distâncias onde ocorreram os arcos. Estes aconteceram no tempo 4,16666 [ms] tanto para isoladores bons quanto quebrados.

Tabela 18 - Cálculo das distâncias das localidades A e B onde ocorreram arcos.

t _{R1} [μs]	t _{R2} [μs]	Distância Localidade [m]	
		A (d ₁)	B (d ₂)
4,1946 - 4,16666 = 27,94	4,4179 - 4,16666 = 251,24	10008	899992
4,2226 - 4,16666 = 55,94	4,3900 - 4,16666 = 223,4	20026	79974
4,2504 - 4,16666 = 83,74	4,3621 - 4,16666 = 195,44	29995	70005
4,2783 - 4,16666 = 111,64	4,3341 - 4,16666 = 167,44	40003	59997
4,3063 - 4,16666 = 139,64	4,3063 - 4,16666 = 139,64	50000	50000
4,3341 - 4,16666 = 167,44	4,2783 - 4,16666 = 111,64	59997	40003
4,3621 - 4,16666 = 195,44	4,2504 - 4,16666 = 83,74	70005	29995
4,3900 - 4,16666 = 223,34	4,2225 - 4,16666 = 55,84	79998	20001
4,4179 - 4,16666 = 251,24	4,1946 - 4,16666 = 27,94	89992	10008

A Figura 109 mostra o arco ocorrido no primeiro isolador quebrado.

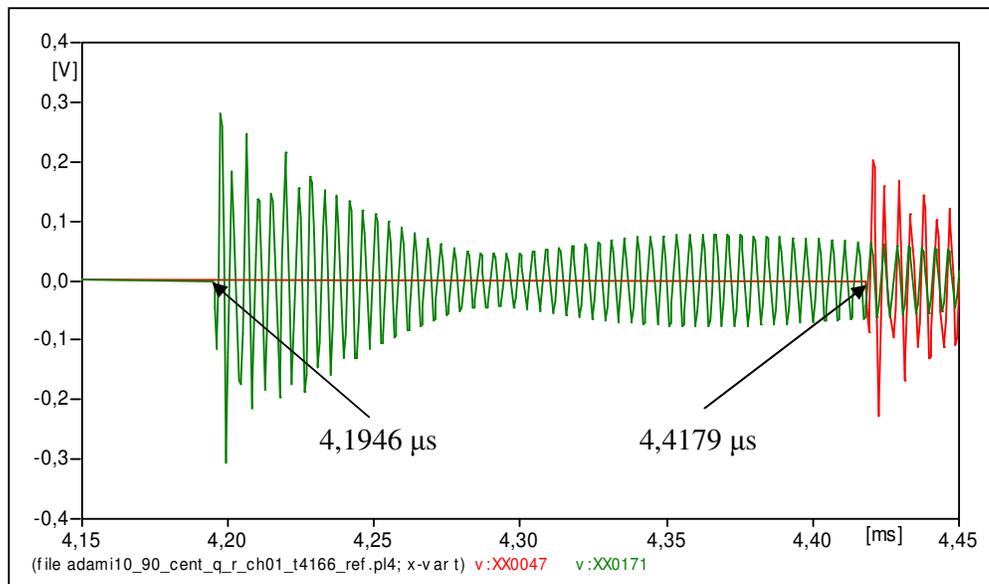


Figura 109 - Arco ocorrido no primeiro isolador quebrado

5.6 Técnica de identificação de falta em uma LT utilizando monitoramento em ambos os lados da linha.

A Figura 110 mostra o circuito modelado no ATP para a identificação de uma falta ocorrida em uma linha de transmissão. A falta ocorreu a 10 [km] de uma localidade e a 90 [km] da outra.

Cálculo do local onde ocorreu a falta

$$t_{R1} = 4,1947 - 4,16666 = 28,04[\mu s]$$

$$t_{R2} = 4,418 - 4,16666 = 251,134[\mu s]$$

$$d_1 = \frac{L.t_{R1}}{t_{R1} + t_{R2}} = \frac{100000.28,04}{28,04 + 251,143} = 10044[m]$$

$$d_2 = \frac{L.t_{R2}}{t_{R1} + t_{R2}} = \frac{100000.251,143}{28,04 + 251,143} = 89956[m]$$

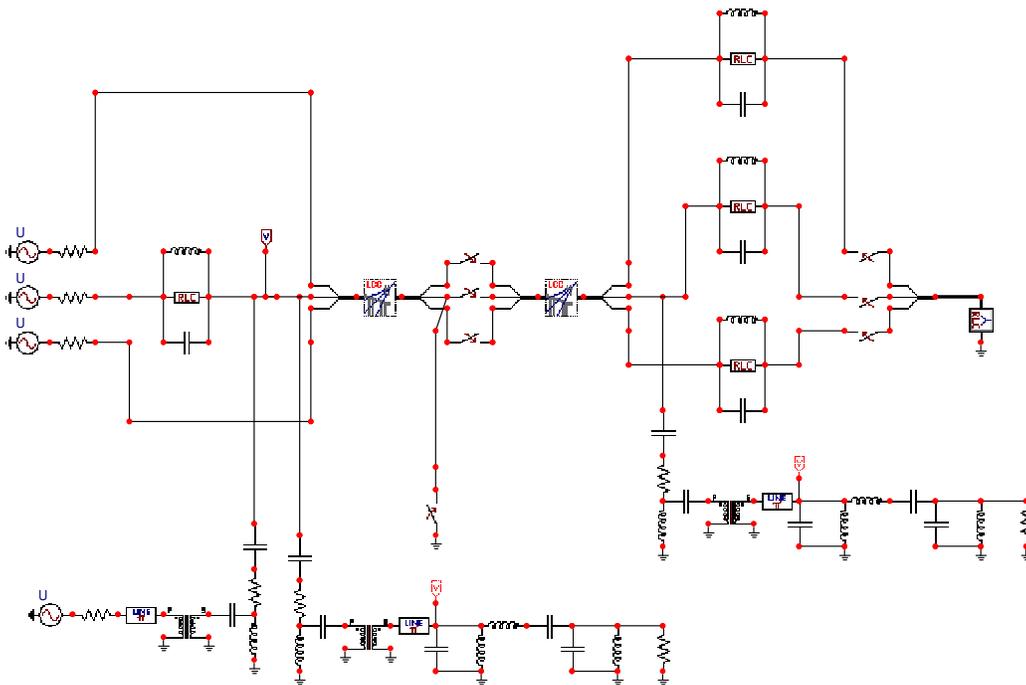


Figura 110 - Circuito PLC utilizado no ATP para simular uma Falta.

A Figura 111 mostra os sinais de reflexões capturados nas duas localidades.

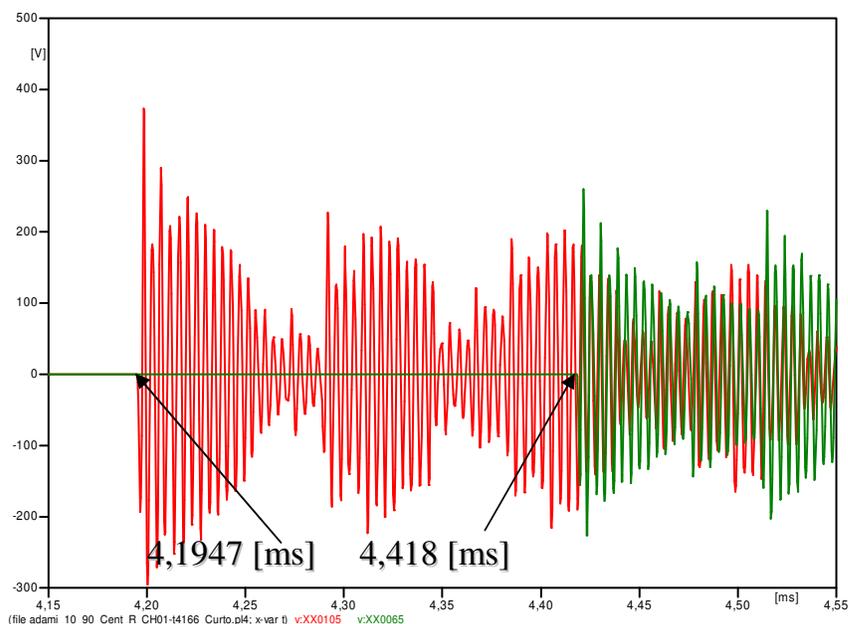


Figura 111 - Sinais de reflexões de uma falta ocorrida na LT.

5.7 Considerações Finais

O modelamento e a simulação de um sistema PLC, tanto no Matlab como no ATP, apresentados neste capítulo possibilita a análise do nível de recepção de qualquer sistema PLC. Para isto é necessário considerar os parâmetros da linha de transmissão e dos componentes do sistema a ser avaliado, sendo eles uma ferramenta importante na análise previa do sistema PLC.

A simulação no ATP, apresentando duas formas de localização de arcos de contorno na linha mostrou que as técnicas propostas poderão ser aplicadas em campo. Porém a alternativa onde se utilizam duas placas de aquisição de dados, uma em cada localidade e em sincronismo (GPS) possibilitará de uma maneira mais fácil, a localização do arco. Os sinais gerados pelo arco são de baixas amplitudes, percorrem longas distâncias na linha transmissão e ainda sofrem atenuações e interferências. Caso seja utilizado somente uma placa e o arco de contorno ocorrerá próximo a uma das localidades o segundo sinal de reflexão quase percorrerá o dobro do comprimento da linha. Assim ele chega com nível muito baixo e é de difícil interpretação devido à atenuação e ruídos.

Ao realizar as simulações no MATLAB e no ATP pode-se constatar vantagens e desvantagens. Ao ser utilizado o ATP, os resultados das simulações do sistema de ensaio do LAT, o nível de recepção do sistema PLC, os arcos de contorno em cadeias de isoladores e falta na linha, os resultados foram mais rápidos. Isto se deve ao fato de que o programa na

configuração utilizada no ATP é compilado e no MATLAB ser interpretado, desta forma o MATLAB gasta mais tempo computacional.

Já para análise dos sinais gerados pelo sistema verificou-se que o MATLAB tem mais recursos para tratamentos de sinais como filtros, FFT, wavelet.

No próximo capítulo são apresentadas as características do sistema PLC instalado na CEMAT, os resultados dos ensaios, a técnica utilizada para detecção e identificação de defeitos em campo.

Capítulo 6

Ensaio em Campo de uma Linha de Transmissão

6.1 Considerações Iniciais

Como mencionado no capítulo 1, o objetivo deste trabalho é apresentar uma nova concepção de identificação de arcos de contorno em isoladores de uma linha de transmissão, sem a necessidade de deslocamento das equipes de manutenção, ou seja de forma remota. As técnicas atualmente utilizadas pelas concessionárias de energia elétrica, como mencionado, necessitam que as equipes de manutenção percorram toda linha de transmissão para identificá-los para posterior reparo

Para tanto, utilizou-se dos resultados de medições registradas nas instrumentações instaladas em uma subestação da CEMAT e nos laboratórios da UNIFEI.

Equipamentos de tele-proteção, filtros seletivos, capacitor de acoplamento, bobinas de bloqueio e caixas de sintonias foram utilizados para os devidos fins.

6.2 Sistema de Ensaios CEMAT

Este estudo iniciou-se em 2004, em parceria com Centrais Elétricas Matogrossenses S. A. (CEMAT), onde foi montada uma estrutura de ensaios. Após a definição dos equipamentos que comporia o sistema de ensaios, iniciou-se o processo de compra dos materiais, equipamentos e o remanejamento de alguns equipamentos.

Após o recebimento dos mesmos iniciou-se o processo de montagem do sistema, concluído no início de 2005. O sistema de aquisição de dados (distúrbios gerados na LT) é constituído basicamente por um equipamento de ondas portadoras (PLC), o qual está ligado a um computador e uma placa de aquisição de dados. Os principais elementos deste sistema, como já mencionado são:

Equipamento de ondas portadoras (Power line Carrier – PLC);

Placas de aquisição de dados;

Filtros,

Computador com software da placa de aquisição de dados.

A Figura 112 mostra o diagrama de blocos do sistema de amostragem dos distúrbios da linha de transmissão.

Este sistema foi instalado na linha de transmissão de 138 [kV] de aproximadamente 108 [km] entre duas subestações Nobres e Cidade Alto.

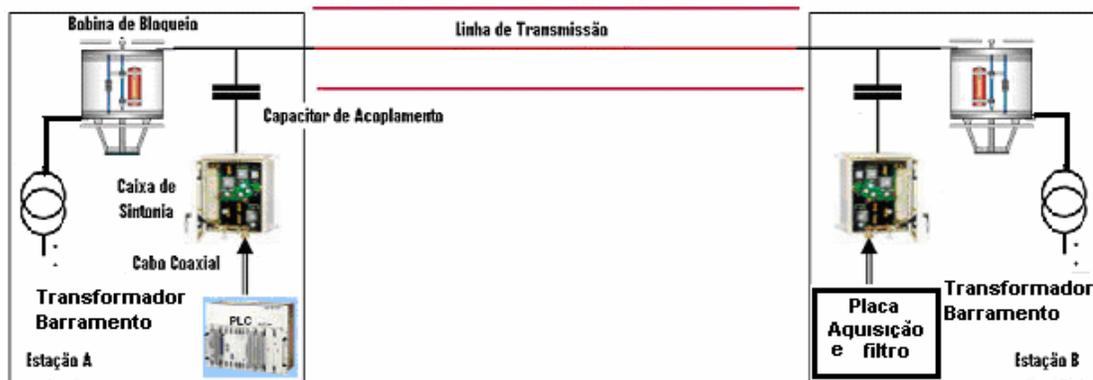


Figura 112 - Sistema de Ondas Portadoras e Placa de Aquisição de Dados.

Para definir a frequência da portadora a ser utilizada foram realizados ensaios da resposta em frequência nas fases A e B. Com os resultados das medições avaliou-se entre as

freqüências de 20 a 700 [kHz] aquela que apresentava menor atenuação em ambas as localidades. Escolheu-se então a freqüência da portadora de 232 [kHz] atendendo melhor esta condição.

6.3 – Sistema de Transmissão e Recepção PLC

Uma vez definida a freqüência do sistema, partiu-se para a instalação de toda estrutura interna de ensaios nas localidades. A foto da Figura 15(b) mostra o equipamento transmissor instalado na sala de comunicação da localidade de Nobres. A foto da Figura 15(a) mostra a caixa de sintonia, bobina de bloqueio e capacitor de acoplamento no pátio de manobras.

Com o sistema montado realizou-se a medição do nível de recepção da portadora. Para tal aplicou-se um nível de transmissão de +25 [dBm] / 75[Ω] com gerador de níveis mostrado na **Figura 113** (a). A medição foi feita com um voltímetro seletivo, conforme ilustra a **Figura 113**(b). O nível de recepção de aproximadamente + 4,5 [dBm], foi porém acima do esperado, a ponto de ser necessário a inclusão de um atenuador antes do sinal chegar à placa de aquisição de dados.



Figura 113 - Gerador (a) e Medidor de Nível (b)

O sinal de recepção vindo da caixa de sintonia foi conduzido à placa de aquisição de dados através de um cabo coaxial. A placa, controlada por um computador, foi programada da maneira descrita no item a seguir.

Posteriormente o sinal da portadora foi retirado, pois percebeu-se que os ruídos gerados na LT estavam presentes na placa de aquisição de dados independentemente da existência da portadora.

6.4 – Placa de aquisição de dados

Foram adquiridas duas placas de aquisição de dados de fabricantes diferentes. As dificuldades encontradas com a primeira placa foram a modificação da rotina de aquisição e sua performance em campo. Sabendo-se das dificuldades, ao adquirir a segunda placa, buscou-se outra que fosse capaz de aceitar comando de trigger pela amplitude do sinal de entrada e também deveria ter um comando de trigger com referência à amplitude do ruído. A outra vantagem da nova placa foi ter as opções de impedância de entrada de 50 [Ω] e 1 [M Ω].

As placas de aquisição de dados foram inicialmente instaladas no laboratório do GQEE da UNIFEI em computadores adquiridos para o projeto. As instalações tinham como objetivo colocá-las em funcionamento com as configurações devidas antes de serem enviadas para campo. Prontas para seu funcionamento e adquiridos os conhecimentos necessários para operá-las, foram enviadas para serem instaladas em campo.

6.4.1 - Programação das Placas de Aquisição de Dados

Uma vez instalada a placa de aquisição de dados, o sinal de recepção foi monitorado continuamente. No entanto, como não era viável gravar sinais em todos os momentos, a placa foi programada de tal forma que, apenas quando da ocorrência de perturbação de maior relevância no caminho do PLC, um comando de trigger era realizado e o sinal recebido era gravado para posterior análise. Desta maneira, confirmou-se a suspeita da equipe de manutenção da CEMAT, ou seja, da ocorrência de um distúrbio na linha de transmissão, e que seria possível sua captura via sistema de comunicação.

A Figura 114 mostra o sistema de recepção composto pela placa de aquisição de dados instaladas nos computadores e filtro passa faixa de 230 a 234 [kHz] para filtrar a portadora de 232 [kHz].



Figura 114 - Sistema de recepção e aquisição de dados

6.4.2 – Características da segunda placa de aquisição de dados

A placa de aquisição de dados, modelo PCI-5124, fornecido pela própria National Instruments, ilustrada na Figura 115, possui dois canais de entrada, taxa de amostragem de 200 [MS/s], resolução de 12 bits, 20 [Vpp] entrada, memória de 8 [MB] por canal e trigger ajustado por software. Utilizou-se o software Labview como ferramenta de interface com a placa, pois esta apresenta programas que facilitam a interação entre a placa e o MATLAB, no qual são feitas as análises dos sinais. O data-sheet da placa está no anexo D.



Figura 115 - Placa de aquisição de dados

A Figura 116 traz uma visualização da primeira janela de interface deste programa.

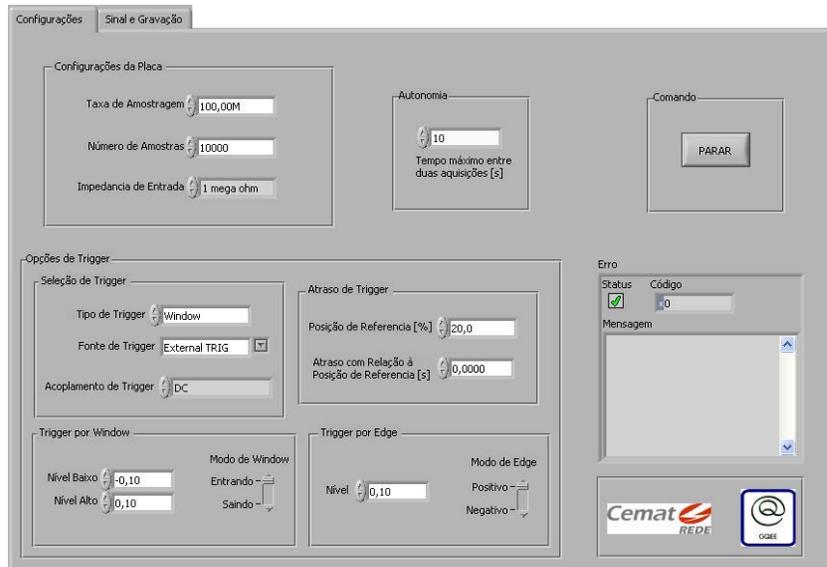


Figura 116 - Janela de configurações do programa.

O programa ainda traz outra janela, chamada de sinal e gravação, mostrada pela Figura 117.

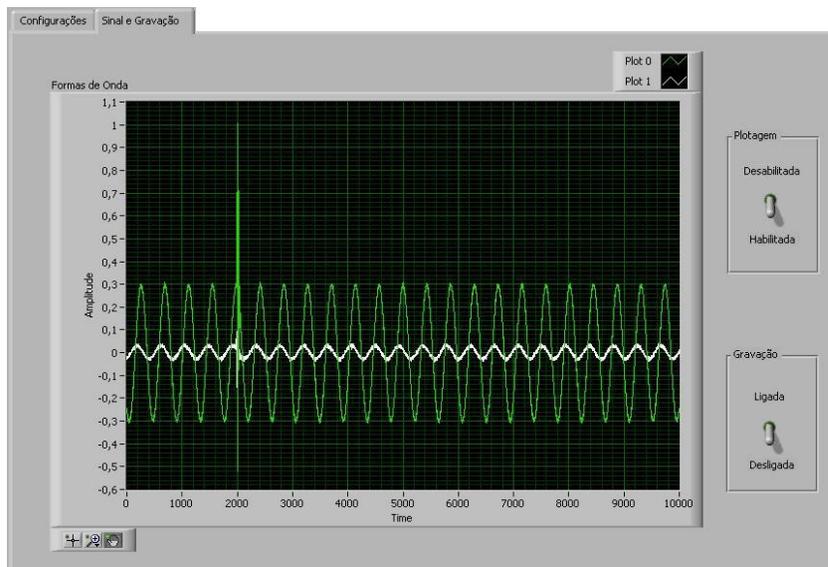


Figura 117- Janela de sinal e gravação

Em ambiente LabVIEW, a programação é feita por diagramas de blocos. Este tipo de linguagem de programação é muito parecida com a utilizada pelo Simulink, do Matlab.

A Figura 118 mostra uma parte do diagrama de blocos do Programa de Aquisição Geral. Algumas constantes estão destacadas.

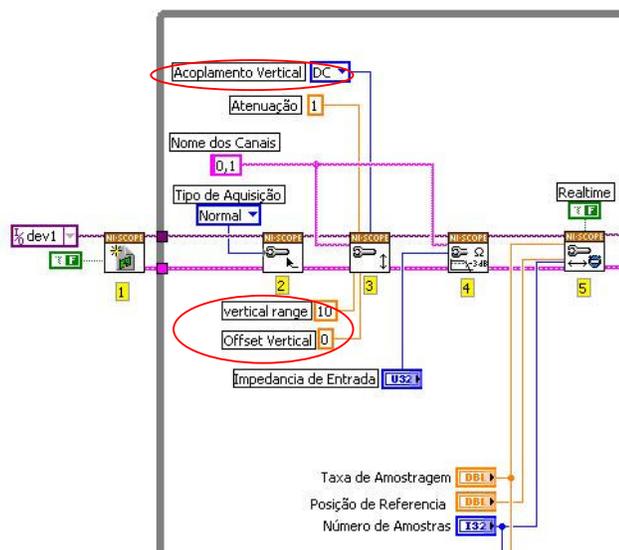


Figura 118 – Diagrama de blocos – LabVIEW.

6.5 – Conexão UNIFEI e CEMAT

Inicialmente após a gravação dos sinais (distúrbios) no computador na CEMAT (Centrais Elétricas MatoGrossenses) estes eram gravados em CD's e enviados para análise na UNIFEI (GQEE – Grupo de Qualidade em Energia Elétrica). Este processo foi melhorado com a instalação de um sistema de conexão direta via internet entre a UNIFEI e CEMAT para transferência dos sinais (distúrbios) adquiridos pelas placas de aquisição.

Com a instalação do software VNC “Virtual Network Computing” nos computadores da CEMAT e da UNIFEI, pode-se transferir estes sinais para GQEE para devido tratamento e posterior identificação, agilizando todo o processo de análise dos sinais.

6.6 – Funcionamento do Sistema

Após a instalação de todo o sistema e ajustado o limiar do trigger da placa de aquisição passou-se a obter os sinais. A Figura 119 ilustra os primeiros sinais recebidos, onde a onda azul representa o sinal composto (portadora mais ruídos) e a onda verde representa o sinal da portadora, filtrado na faixa de 230 a 236 [kHz].

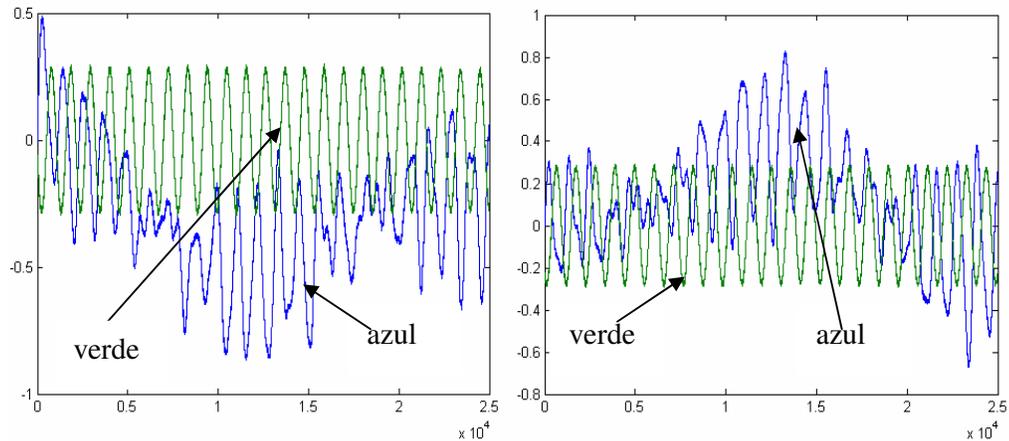


Figura 119 - Sinais obtidos através da placa

6.7 – Realização de ensaios em campo

O sistema instalado passou a monitorar continuamente os sinais no canal de comunicações. Uma vez adquiridos foram divididos em dois grandes grupos:

1. Sinais não correlacionados: São aqueles que foram adquiridos devido a alguma ocorrência desconhecida na linha de transmissão;
2. Sinais correlacionados: São os adquiridos através da realização de testes propositalmente de um defeito na linha de transmissão.

O segundo grupo, obviamente, é de maior interesse para esta fase de análise dos sinais, pois sabendo o tipo de ocorrência na LT (defeito ocorrido) e tendo sido gravado o sinal resultante correspondente, é possível montar um banco de dados para a posterior utilização do software de identificação de defeitos.

Desta maneira é necessário uma descrição dos tipos de ensaios realizados na linha de transmissão.

- Ensaio do garfo conforme Figura 120: ensaio no qual, através da utilização de um garfo, um ou mais isoladores de uma cadeia são curto-circuitados, representando um arco de contorno;
- Troca de isoladores: ensaio no qual uma cadeia de isoladores danificada é substituída por uma cadeia em perfeitas condições;
- Abertura de disjuntor: ensaio no qual um disjuntor próximo à linha de transmissão é aberto;
- Fechamento de disjuntor: ensaio no qual um disjuntor próximo à linha de transmissão é fechado.

Dentre estes quatro tipos, o ensaio de garfo ocorreu em maior quantidade, devido à sua simplicidade de realização.

A partir destes ensaios foi possível definir padrões de correlação entre o defeito forçado e a perturbação resultante no sinal adquirido, como é descrito a seguir.

A título ilustrativo, as Figura 121, Figura 122 e Figura 123 mostram os sinais adquiridos, respectivamente, teste do garfo, de abertura de disjuntor e de fechamento de disjuntor.

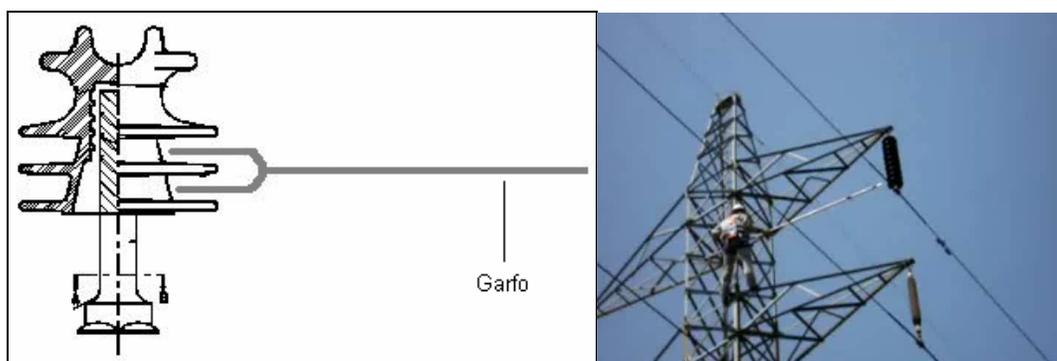


Figura 120 - Ensaio do Garfo

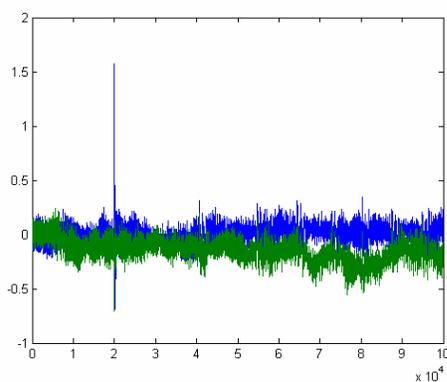


Figura 121 - Sinal do ensaio do Garfo após tratamento.

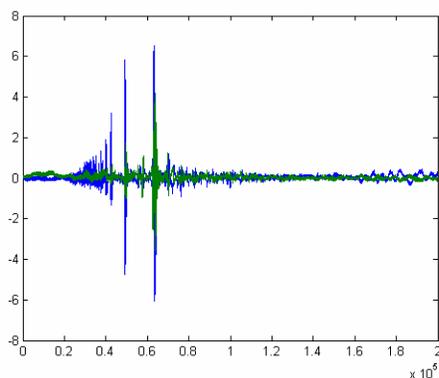


Figura 122 - Ensaio de abertura de disjuntor.

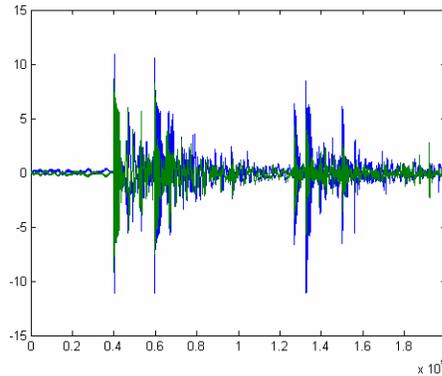


Figura 123 - Ensaio de fechamento de disjuntor.

Um dos ensaios do garfo foi realizado a 6.914 [km] na estrutura 37 e o outro a 6.529 [km] na fase C na estrutura 35. O comprimento da linha de transmissão é 109.246 [km]. Como pode ser observado na Figura 124 apenas um sinal está presente e é perceptível. Um segundo sinal de reflexão era esperado, porém este sinal percorreu aproximadamente 211 [km] ($109.246 \times 2 - 6.914$) e considerando uma atenuação de 0.1 [dB/km] tem-se uma atenuação de aproximadamente 21 [dB], correspondendo a um nível de tensão pelo menos 12 vezes menor ($-21 = 10 \log(P1/P2)$). Isto quer dizer que o sinal refletido mostrado na Figura 124 terá uma amplitude de $(-1,3/12) - 0,1$ [V], correspondendo ao nível de ruído do sistema.

Tal fato mostra a necessidade de se ter duas placas de aquisição de dados, uma em cada ponta da LT, para localizar onde ocorreu o arco de contorno na linha ou outro evento qualquer.

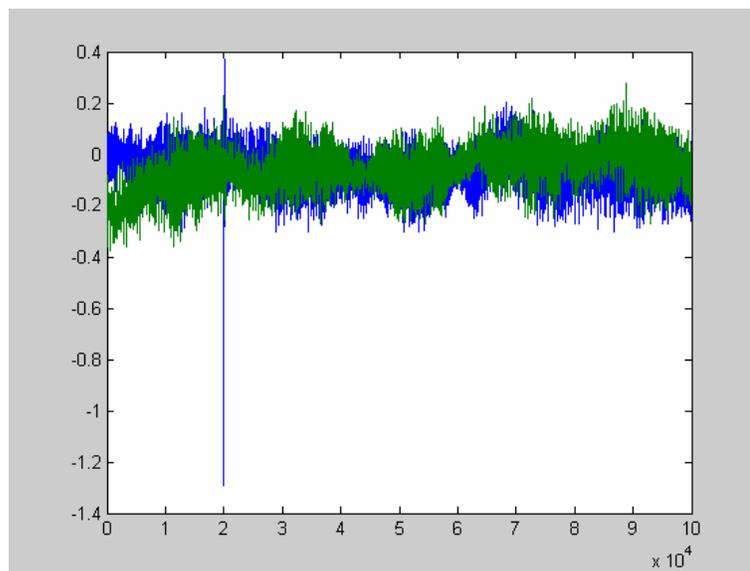


Figura 124 - Sinal do teste do garfo

6.8 – Identificação de defeitos

A identificação de defeitos em LT's é um procedimento que pode auxiliar de maneira significativa na manutenção de um sistema elétrico. Quando se sabe qual tipo de defeito está ocorrendo em uma LT, pode-se de forma preditiva, elaborar procedimentos de manutenção, com o claro objetivo de evitar que o defeito em questão se transforme em uma ocorrência mais grave, ou seja, evitar que cause impactos significativos ao sistema elétrico, como é o caso das faltas.

6.8.1 – Algoritmo Desenvolvido

Com base nesta afirmativa, iniciou o desenvolvimento de um sistema para a identificação de arco de contorno em isoladores de LT's utilizando-se filtros digitais e redes neurais.

Os sinais provenientes dos ensaios realizados na LT são os dados de entrada para o algoritmo desenvolvido. Em termos práticos, o algoritmo segue a seguinte sistemática:

- Entrada do sinal de ensaio;
- Filtragem do sinal através um filtro passa-faixa (FPF) IIR “Infinite Impulse Response” elíptico na faixa de 1 a 3 [MHz];
- Normalização do resultado do sinal de saída do filtro para a captura somente das formas de ondas, evitando-se a representatividade das amplitudes na análise dos padrões;
- Isolamento das amostras de interesse do sinal. O algoritmo retira as amostras que não caracterizam a perturbação no sinal. Isto é feito para evitar um desgaste computacional desnecessário;
- Aplicação do LPC “Linear Prediction Coding”. O algoritmo LPC determina os coeficientes de um preditor linear através da minimização dos erros de predição nos menores quadrados significativos;
- Treinamento da Rede Neural.

A Figura 125 ilustra o fluxograma de todo processo de identificação de defeito em uma LT.

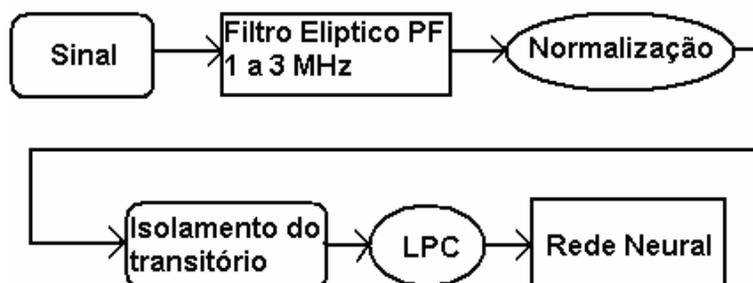


Figura 125 - Fluxograma de identificação de defeitos.

6.8.2. Redes Neurais Artificiais (RNA)

As redes neurais são aplicadas na análise e processamento de sinais, controle de processos, robótica, classificação de dados, análise de voz, análise de imagem, reconhecimento de padrões em linha de produção, análise de aroma e odor, avaliação de crédito, mercado financeiro bem como em LT para detecção, classificação e localização de faltas [Haykin,1999].

As redes neurais perceptrons de multicamadas “MLP-multilayer perceptron” [Haykin, 1999] têm sido aplicadas com sucesso para resolver diversos problemas, através do seu treinamento de forma supervisionada com um algoritmo popularmente conhecido como algoritmo de retroprogramação de erro ou “error back-propagation”. Este é baseado na regra de aprendizagem por correção de erros.

A aplicação da rede neural, neste estudo bem como todo o desenvolvimento do algoritmo, foi feito em ambiente MATLAB, utilizando-se a rede MLP.

Durante a fase de desenvolvimento do algoritmo de identificação de defeitos, diversas topologias de redes neurais MLP foram testadas com o objetivo de otimizar o procedimento de treinamento, a fim de reconhecer qual a topologia apresentava maior eficiência no treinamento da rede neural ao se utilizar a função de treinamento TRAINRP “Resilient Back Propagation”.

Os melhores resultados foram obtidos com a rede neural MLP de 3 camadas, com 12 unidades na camada de entrada, 65 neurônios na primeira camada oculta, uma camada de saída com 5 unidades (arquitetura 12-65-5). A função de transferência utilizada foi a função Logsig (sigmóide).

6.8.3 Identificação de alguns Sinais pela Rede Neural.

Os sinais adquiridos pelos ensaios em linha viva, foram organizados em grupos em um banco de dados especialmente desenvolvidos para fornecer sinais de entrada para a rede neural em questão. Para a aplicação na rede, foram utilizados dois grupos de sinais, a saber: (1) Ensaio do garfo na fase A e (2) Ensaio do garfo na fase C;

De acordo com estudos realizados, recomenda-se a utilização de 60% dos sinais para treinamento, 25% de validação e 15% para ensaios [Haykin,1999].

Desta maneira, os resultados obtidos a partir da validação do sistema de identificação de defeitos, são mostrados na Tabela 19.

Tabela 19 - Resultados da identificação de defeitos.

Ensaio do Garfo Fase A	80%
Ensaio do Garfo Fase C	92%

Considerando a quantidade de sinais adquiridos pelo ensaio do garfo e a frequência de ocorrência de cada perturbação, observa-se que a cada 5 sinais provenientes de defeitos, no mínimo 4 são identificados de forma correta, ou seja, 80%.

Durante o período de ensaios também foram detectados, pelo sistema de aquisição de dados, distúrbios gerados durante a troca de isoladores em linha viva, abertura e fechamento de disjuntor. Procurando validar esta configuração de rede neural com outros distúrbios, os mesmos foram tratados e aplicados na rede neural para treinamento e validação. A porcentagem de sinais identificados corretamente foi superior a 78%.

No próximo capítulo são apresentados as limitações do sistema de detecção, identificação e localização de arcos de contorno. Outro objetivo é propor futuros desenvolvimentos.

Capítulo 7

Limitações, Melhorias, Futuros Desenvolvimentos

7.1 – Limitações

Mesmo com a utilização de duas placas de aquisição de dados a técnica de detecção, identificação e localização de arcos de contorno poderá apresentar limitações. Isto deve ao comprimento máximo da linha de transmissão a qual implica em atenuações dos sinais de alta frequência gerados pelos arcos de contorno. Suas amplitudes não são grandes, como se pode observar pela Figura 124, comparado com os ruídos presente na LT.

Para solucionar esta limitação de distância poderá ser utilizado seções, por exemplo de 100 [km], contendo sistemas PLC, computadores e placas de aquisição de dados. Este comprimento da seção deverá ser estuda para cada tipo de LT. Os sinais adquiridos das varias seções deverão ser transmstidos, por exemplo via internet ou pela LT, através do próprio sistema PLC, a um centro de gerência para analisá-los. Em seguida tomar as devidas providências.

7.2 - Melhorias e Futuros Desenvolvimentos

Para futuros trabalhos, deve-se dar continuidade à realização de novos ensaios no sistema, uma vez que os ensaios e eventos diferentes na linha de transmissão obtiveram resultados animadores, em porcentagens acima de 78 %.

Vale ressaltar, que a confiabilidade do sistema está diretamente ligada à quantidade e diversidade de ensaios realizados na LT. Quanto mais tipos e repetições de ensaios forem realizados, melhores serão os resultados de identificação dos defeitos pela rede neural.

Desta maneira, podem ser realizados futuros desenvolvimentos para melhoria do sistema de detecção e identificação, tais como:

- Aumento do número de eventos para o melhor reconhecimento de padrões pelas redes neurais;
- Aumento do número de sinais de cada evento para otimização do processo de treinamento das redes neurais;
- Instalação de placas de aquisição de dados em ambos os terminais da LT para facilitar a localização de defeitos na linha, utilizando um sistema de sincronismo temporal – GPS
- Montagem de um sistema PLC em laboratório com duas placas de aquisição de dados, para facilitar os ensaios que são normalmente mais difíceis de serem realizados em campo.
- Simulações no software ATP do sistema montado para ensaios em laboratório.
- Ensaios do sistema PLC com duas placas de aquisição de dados sincronizadas montados em Laboratório e Campo;
- Realizar testes em outras LT's.
- Implantação de um sistema inteligente para detectar, identificar e localizar defeitos e faltas nas LT's.

Capítulo 8

Conclusões

8.1 – Conclusões

Os resultados das simulações no MATLAB e no ATP foram de grande utilidade para avaliação dos sinais obtidos em ensaios de laboratório e campo, facilitando o entendimento do que estava ocorrendo na prática.

A detecção e identificação dos defeitos em uma linha de transmissão são tarefas desafiadoras, já que dependem de ensaios realizados pelas equipes de manutenção em linha viva e da identificação dos vários tipos de defeitos, porém, com excelentes perspectivas futuras. Tais perspectivas são conseqüências das respostas de detecção e identificação dos defeitos atingidas pela solução proposta nesse trabalho.

O sistema de ondas portadoras (PLC) em conjunto com a placa de aquisição de dados mostra-se eficiente na aquisição de sinais gerados por defeitos na linha de transmissão, uma vez que nos ensaios, foi possível capturar vários tipos de eventos tais como: isolador quebrado, curto no isolador, rompimento de cabo, abertura e fechamento de disjuntores e outros. Além disso, a aplicação de redes neurais MLP na identificação de defeito da linha de transmissão mostrou-se bastante promissora, demonstrando o potencial do sistema idealizado.

Ressalta-se que com a continuidade deste estudo espera-se conseguir maior precisão na detecção e identificação dos defeitos ao longo da LT, através da otimização do treinamento da rede neural.

Este trabalho dá um passo importante para um sistema de detecção, identificação e localização de defeitos ao longo da LT.

Com melhores resultados e aprimoramento do sistema de detecção, identificação e futuramente localização de defeitos, este estudo terá um grande impacto em concessionárias de energia elétrica. As inspeções terrestres ou mesmo aéreas de elevados custos, utilizadas atualmente, poderão ser reduzidas ou mesmo eliminadas pelo novo sistema proposto. Isto gera grande redução dos custos operacionais para as empresas de energia elétrica.

Anexo A

Linhas de Transmissão

A.1 Introdução

Este anexo tem como objetivos apresentar os principais tipos de linhas de transmissão (LT), sua modelagem, seus parâmetros, suas características em alta frequência e a resposta a transitórios.

A.2 – Linhas de Transmissão.

Uma linha de transmissão pode ser definida como qualquer par de condutores destinados a conduzir ou guiar energia na forma de uma onda eletromagnética. Atualmente as linhas de transmissão são utilizadas para transmitir energia (linha de potência) e sinais elétricos (informações, linhas telefônicas, linhas de cabo de TV) de um local para o outro, ou de uma fonte para uma carga. A linha de transmissão pode ser vista como um dispositivo de quatro terminais para conectar dispositivos elétricos.

Exemplos:

- A conexão entre transmissor e uma antena;

- Enlaces de Rádio;
- As conexões entre computadores em uma rede;
- Uma usina hidroelétrica e uma subestação a centenas de quilômetros;
- As interconexões entre componentes de um sistema estéreo e a conexão entre uma operadora de TV a Cabo e seu aparelho de TV;
- As conexões entre os componentes de uma placa de circuito, as quais operam em altas frequências;
- Fibras Ópticas.

Para as linhas de transmissão do tipo de energia, que interligam uma fonte a carga, o parâmetro mais importante é o rendimento. Já para as linhas de sinal que interligam uma fonte de informação à estação receptora a importância está na qualidade da transmissão no que se refere à resposta em frequência, distorção, etc.

As linhas de transmissão de dois condutores (bifilar, coaxial, microfita) apresentam uma propriedade na qual o campo elétrico e o magnético são transversos à direção de propagação. Estes campos são conhecidos como modos TEM “Transverse ElectroMagnetic wave”. As grandezas escalares tensão V e corrente I para estes modos são relacionadas diretamente aos campos elétricos e magnéticos.

As linhas de transmissão são classificadas em três grupos:

- 1) As que operam no modo TEM;
- 2) As que operam em modo de ordem mais alta;
- 3) As que operam modo TEM, ondas especiais (enlaces de rádio).

Os exemplos mencionados acima estão separados por uma distância da ordem de um comprimento de onda ou mais, ao passo que em análise de circuitos básicos as conexões entre elementos possuem comprimentos desprezíveis. Porém quando as distâncias são suficientemente grandes entre a fonte e o receptor, o efeito de atraso no tempo torna-se apreciável, levando a uma diferença de fase devido a este atraso. Desta forma estamos lidando com fenômeno da onda nas linhas de transmissão. Esta mudança de fase resulta em características interessantes. Por exemplo, a tensão viajando ao longo da LT pode ser parcialmente refletida quando ela encontrar uma carga, um resultado diferente do caso ideal.

Em um circuito, os componentes básicos como os resistores, capacitores, indutores e as conexões entre os mesmos são considerados como blocos de elementos, se o atraso no

tempo ao atravessar os elementos for desprezível. Porém, se os elementos ou interconexões são suficientemente grandes, deve ser necessário considerá-los como elementos distribuídos. Suas características resistivas, capacitivas e indutivas devem ser calculadas por unidade de comprimento.

Normalmente, as linhas de transmissão possuem esta propriedade e assim tornam-se elementos de circuitos ao longo da mesma, possuindo impedâncias que contribuem para o problema dos circuitos.

Neste estudo tratou-se as linhas de transmissão como elementos de circuitos possuindo impedâncias complexas que são funções do comprimento da linha e da frequência. Entender as propriedades dos diferentes tipos de linhas, compreender os métodos de combinação dos diferentes tipos de linha para alcançar um objetivo desejado e entender o fenômeno de transitório nas linhas.

A Figura 126 ilustra vários tipos de linhas de transmissão.

As linhas de transmissão de potência apresentam frequência de 60 [Hz] (Brasil). Suas dimensões transversais são muito pequenas quando comparadas com comprimento de onda (λ) que tipicamente pode atingir 5000 [Km]. Mesmo a dimensão longitudinal é na maioria das vezes apenas uma fração de λ .

Para as linhas que trabalham em frequências mais altas seus comprimentos de onda podem ser de vários comprimentos. Nas linhas práticas como as coaxiais e de fios paralelos, devido à atenuação, o limite de frequência é de 1 [GHz], a seção transversal é da ordem de $0,033 \lambda$. Para frequências de 1 [GHz] a 100 [GHz] utiliza-se Guias de Ondas, cujas seções transversais estão na ordem de λ . Em frequências acima de 100 [GHz], guias de ondas ópticas tornam-se mais adequados, pois apresentam atenuações de 0,2 [dB/km] a 0,3 [dB/km], operando em comprimento de onda ao redor de 0,8 [μm], 1,3 [μm] e 1,55 [μm]. O comprimento prático de uma fibra óptica é de vários milhões de comprimento de onda.

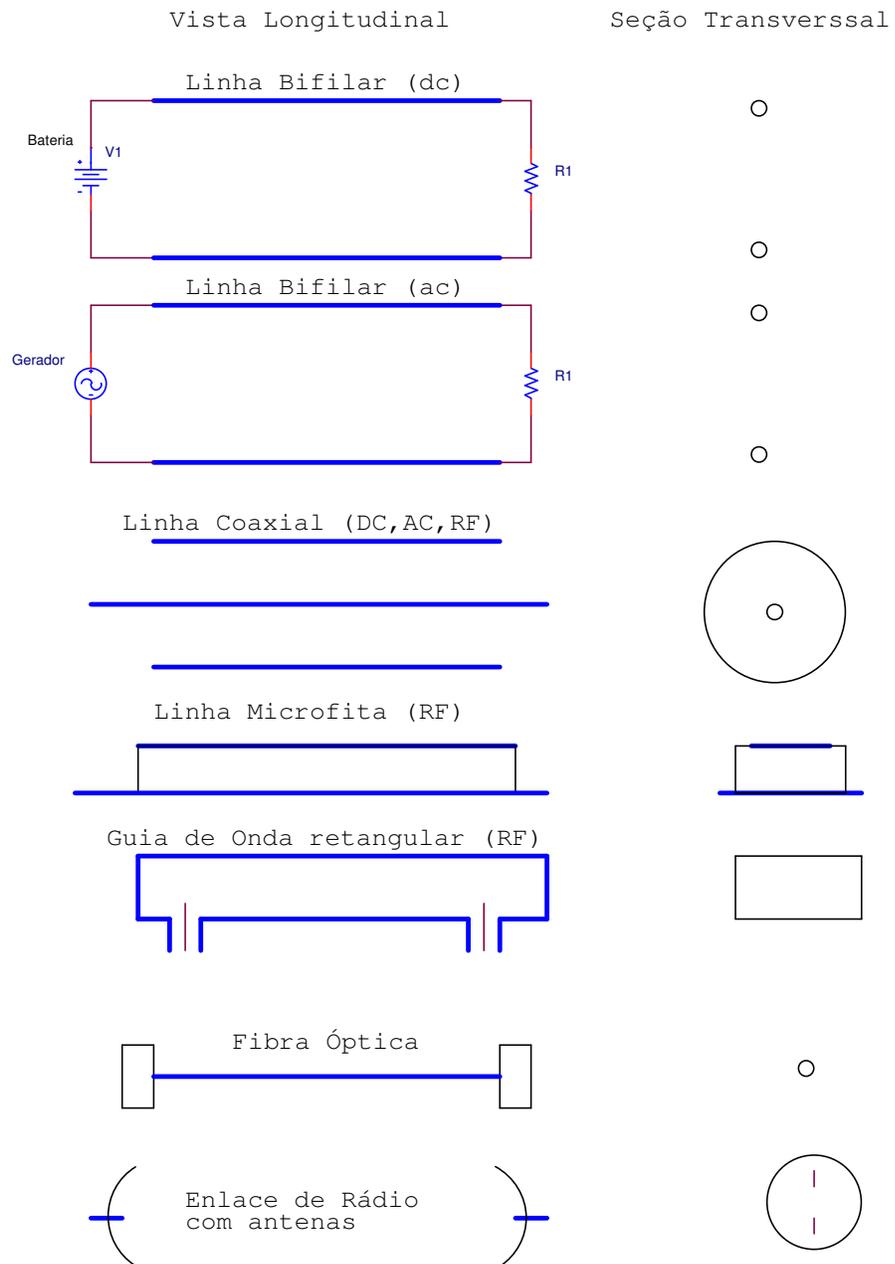


Figura 126 - Exemplos de Linhas de Transmissão.

A.3 - Estrutura Básica e tipos de Linhas de Transmissão (LT's)

As linhas de transmissão mais utilizadas são as de fios paralelos, coaxiais e microfita. Na forma básica de LT é uma estrutura constituída por um par de condutores separados por um meio dielétrico, capaz de guiar a propagação da onda entre uma origem e um destino. Alguns modelos de linha de transmissão são mostrados a seguir.

3.3.1 – Linha Bifilar Simétrica

Uma linha bifilar simétrica constitui-se de dois condutores paralelos do mesmo diâmetro separados por meio de um isolante, utilizadas para ligar aparelhos de TV as antenas, conforme ilustrado na Figura 127.

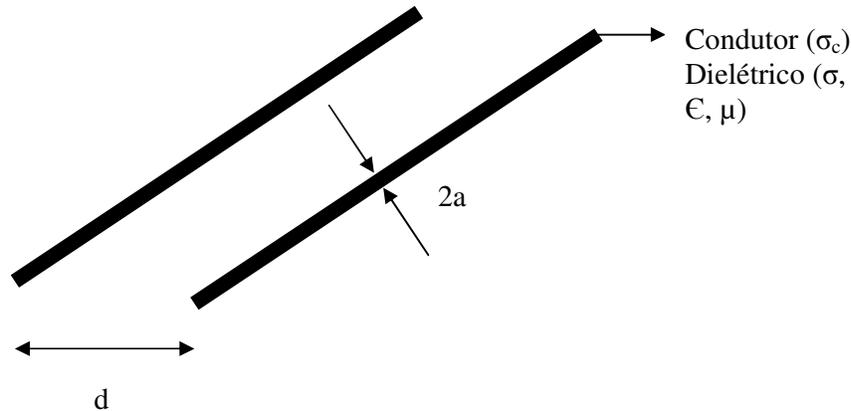


Figura 127 - Linha Bifilar Simétrica.

Onde:

σ_c é a condutividade do condutor

σ condutividade do meio

ϵ permissividade do meio

μ permeabilidade do meio

A.3.2 – Linhas de transmissão coaxiais ou cabos coaxiais

A linha de transmissão coaxial é muito utilizada na conexão entre equipamentos de alta frequência. Consiste em um condutor interno de raio **a** envolvido por uma camada dielétrica até o raio **b** e uma camada condutora. A Figura 128 mostra a seção transversal de uma linha de transmissão coaxial, onde ϵ é a permissividade na faixa de frequência de

operação, σ é a condutividade do dielétrico entre os condutores na frequência de operação e μ permeabilidade do dielétrico entre os condutores.

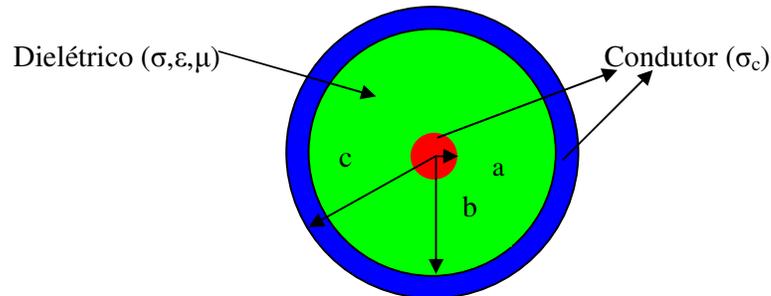


Figura 128 - Cabo Coaxial.

A.4 – Modelagem, parâmetros distribuídos e características de uma LT.

A.4.1 - Modelagem da Linha

A Figura 129 ilustra uma linha de transmissão, formada por dois condutores de uma resistência ôhmica R por unidade de comprimento.

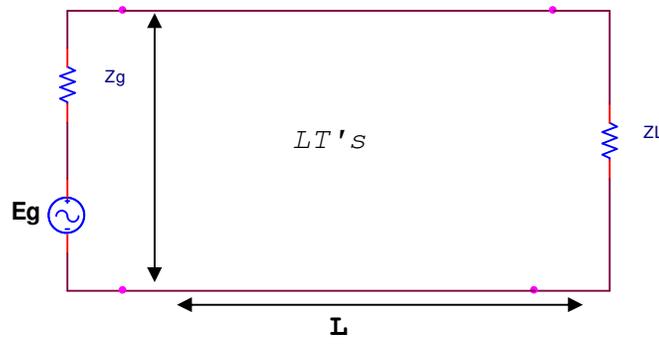


Figura 129 - Linha de Transmissão básica.

A passagem da corrente pelos condutores cria um fluxo magnético na região. A taxa de variação do fluxo com a corrente define uma indutância L por unidade de comprimento. Como a estrutura é formada por dois condutores separados por um dielétrico, tem-se uma capacitância C entre eles por unidade de comprimento. Finalmente como o meio não é um

isolante perfeito, tem-se uma condutância G por unidade de comprimento entre os condutores. Então tomando um comprimento elementar Δz pode-se fazer o circuito equivalente, como ilustra a Figura 130.

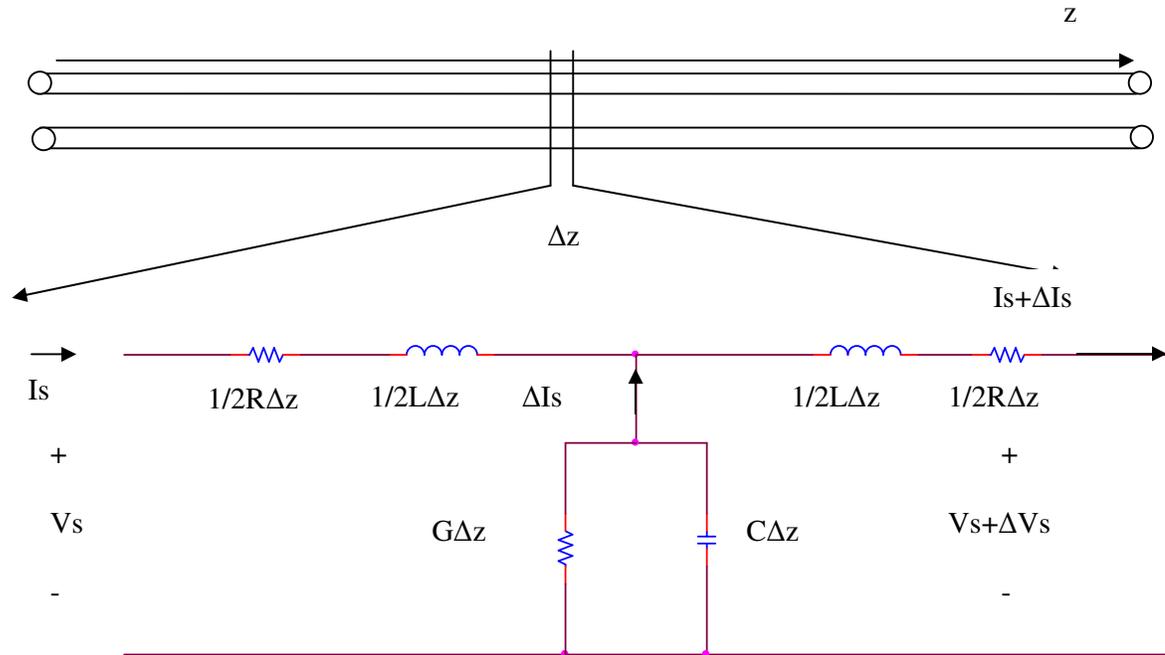


Figura 130 - Representação de uma LT de um incremento de comprimento.

Os elementos série foram divididos ao meio para produzir um circuito simétrico.

Seja uma variação senoidal no tempo e a mesma notação para quantidades complexas. A tensão V entre os condutores é em geral uma função de z (posição) e t (tempo), por exemplo.

$$V_{(z,t)} = V_0 \cos(\omega t - \beta z + \Psi) \tag{20}$$

Onde:

V_0 valor máximo da tensão;

β constante de fase;

Ψ ângulo de fase;

$\omega = 2\pi f$ frequência angular

Usando a identidade de Euler, teremos:

$$e^{j\omega t} = \cos \omega t + j \text{sen} \omega t \tag{21}$$

temos

$$V_{(Z,t)} = R_e \{ V_0 e^{j(\omega t - \beta z + \Psi)} \} = R_e \{ V_0 e^{j\Psi} e^{-j\beta z} e^{j\omega t} \}$$

onde

Re significa a parte real

Utilizando a notação fasorial, teremos:

$$V_s(z) = V_0 e^{j\Psi} e^{-j\beta z}$$

A equação da tensão para o circuito anterior será:

$$V_s(z) = \left(\frac{1}{2} R \Delta z + j \frac{1}{2} \omega L \Delta z \right) I_s + \left(\frac{1}{2} R \Delta z + j \frac{1}{2} \omega L \Delta z \right) (I_s + \Delta I_s) + V_s + \Delta V_s \quad (22)$$

Ou

$$\frac{\Delta V_s}{\Delta z} = -(R + j\omega L) I_s - \left(\frac{1}{2} R + j \frac{1}{2} \omega L \right) \Delta I_s$$

Fazendo Δz tender a zero, ΔI_s e o segundo termo a direita também tenderá a zero. No limite

$$\frac{dV_s}{dz} = -(R + j\omega L) I_s$$

Desconsiderando os efeitos de segunda ordem, aproximando a tensão através do braço central com V_s , obtem-se uma segunda equação.

$$\frac{\Delta I_s}{\Delta z} \cong -(G + j\omega C) V_s$$

ou

$$\frac{dI_s}{dz} = -(G + j\omega C) V_s$$

tomando a derivada espacial dos dois lados tem-se:

$$\frac{d}{dz} \frac{dV_s}{dz} = -\frac{d}{dz} (R + j\omega L) I_s = -(R + j\omega L) \frac{dI_s}{dz}$$

resulta em :

$$\frac{d^2 V_s}{dz^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C) \quad (23)$$

rearranjando, tem-se :

$$\frac{d^2 V_s}{dz^2} - \gamma^2 V_s = 0$$

onde γ é denominado de constante de propagação.

A solução da equação diferencial homogênea de segunda ordem da tensão e corrente apresenta a seguinte solução:

$$V_s = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{+\gamma z}$$

onde;

V_0^+ e V_0^- representam as amplitudes em $z = 0$ das ondas viajantes nas direções $+z$ e $-z$ ou melhor nos sentidos progressivo e regressivo de z . A Figura 131 ilustra sentidos das correntes em ondas que possuem polaridades positivas de tensão.

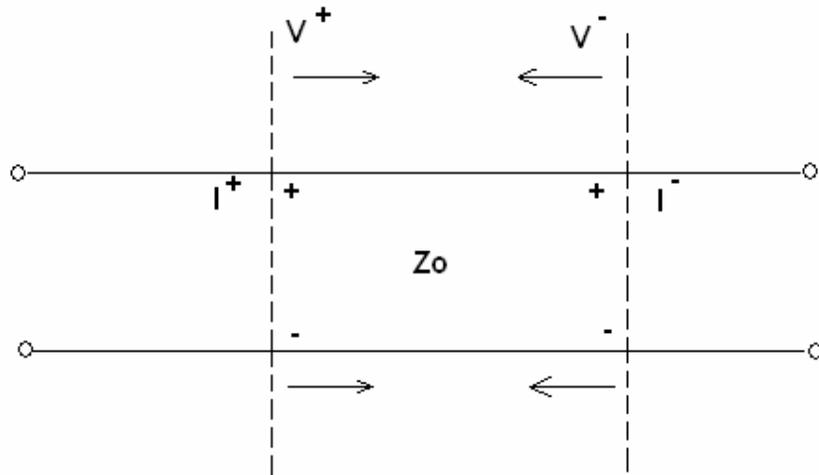


Figura 131 - Sentido da corrente e tensão na LT.

Na forma instantânea, tem-se:

$$v(z,t) = V_0^+ e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) + V_0^- e^{+\alpha z} \cos(\omega t + \beta z) \quad (24)$$

para a corrente, tem-se:

$$I_s = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{+\gamma z}$$

$$i(z, t) = I_0^+ e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) + I_0^- e^{+\alpha z} \cos(\omega t + \beta z) \quad (25)$$

A.4.2 - O fator de propagação (γ) ou constante de fase

A constante de propagação para uma onda plana uniforme é definida por:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (26)$$

sendo α é a constante de atenuação medido Neper/metro. Este parâmetro afeta a amplitude da onda isto é, quanto maior o valor de α , mais rapidamente decresce a amplitude da onda com a distância. Portanto caracteriza a perda de potência na linha.

A parte imaginária β é constante de deslocamento de fase determina a mudança de fase da onda com a distância expresso em rad/m.

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \sqrt{ZY} \quad (27)$$

A.4.3 - Comprimento de Onda

Defini-se comprimento de onda (λ) como sendo a distância que prevê um deslocamento de fase igual a 2π rad, assim:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \text{ [m]} \quad (28)$$

A.4.4 – Velocidade de Fase (V_p) ou velocidade de propagação

A velocidade de fase de uma onda que se propaga em uma linha de transmissão é definida como:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{dz}{dt} = \lambda \cdot f \text{ [m/s]} \quad (29)$$

Esta expressão é válida tanto para a onda plana uniforme como para linha de transmissão.

A.4.5 – Linhas sem perdas

Uma linha de transmissão é denominada ideal quando não existe perda. Isto é, ela transfere toda energia disponível no transmissor para uma carga.

Para uma linha de transmissão sem perdas $R = G = 0$, então teremos:

$$\gamma = j\beta = j\omega\sqrt{LC}$$

Assim sendo

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (30)$$

A corrente movendo na direção positiva é dada por:

$$I_s = \frac{V_0}{Z_0} e^{-\gamma z} \quad (31)$$

Na prática, as linhas de transmissão dissipam potência de três maneiras:

- 1) Radiação: ela age como se fosse uma antena.
- 2) Aquecimento: a resistência dos condutores dissipa uma quantidade de potência em forma de calor (perdas ôhmicas). Normalmente as perdas ôhmicas podem ocorrer como resultante de corrente de fuga entre condutores (perdas no dielétrico).
- 3) Reflexão: em uma linha real não temos casamento ideal. Parte da energia é refletida de volta à fonte, resultando em perdas por reflexão.

A.4.6 – Impedância Característica

A impedância característica de uma linha pode ser entendida como a que seria vista por um gerador acoplado a uma linha de comprimento infinito. Ela determina a corrente que flui na linha quando uma dada voltagem é aplicada. A impedância característica é um parâmetro importante no cálculo de quanta energia é transferida da fonte para a carga.

Define-se impedância característica como:

$$Z_0 = \frac{V_0^+}{I_0^+} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \sqrt{\frac{Z}{Y}} \quad [\Omega] \quad (32)$$

onde:

V_o^+ amplitude da tensão viajante na direção +
 I_o^+ amplitude da corrente viajante na direção +
 R = resistência por unidade de comprimento;
 L = indutância por comprimento;
 G = condutância por comprimento;
 C = capacitância por comprimento.

A impedância característica relaciona a tensão e corrente da onda progressiva (incidente) com a tensão de onda retrógrada (refletida). [Paul Clayton R., 2006]

Na prática em alta frequência, tal como usado na transmissão de onda portadora, as quantidades $j\omega L$ e $j\omega C$ são tão grandes comparadas com R e G que estas últimas podem ser desprezadas. A impedância característica pode ser expressa simplesmente como:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (33)$$

$$Z_o = 276 \log_{10} \frac{2D}{d} \quad (34)$$

onde:

D é a distância entre condutores e d é o diâmetro do condutor na mesma unidade.

As Linhas de transmissão de alta tensão apresentam normalmente uma impedância característica de 200 a 900 [Ω] entre qualquer par de fios da fase.

A impedância característica variará de acordo com a distância entre condutores, distância à terra e o raio do condutor individual. Em geral, os raios dos condutores e a distância entre condutores aumentam com o aumento das tensões. Assim, há pouca variação de impedância característica em várias tensões. Condutores tipo *bundle* (“feixe”), quando usados como em linhas de transmissão de extra-alta tensão (EHV), a impedância efetiva será mais baixa.

Se uma linha de transmissão for terminada em sua impedância característica, nenhuma energia será refletida da terminação e o comportamento na extremidade de envio será o mesmo que de uma linha infinitamente longa. Fazer isto seria necessário uma rede de seis impedâncias para uma linha de três fases, como mostrado na Figura 132. Uma vez que

isto nunca é feito, a impedância vista pelo equipamento de acoplamento é afetada pela energia refletida nas fases desacopladas.

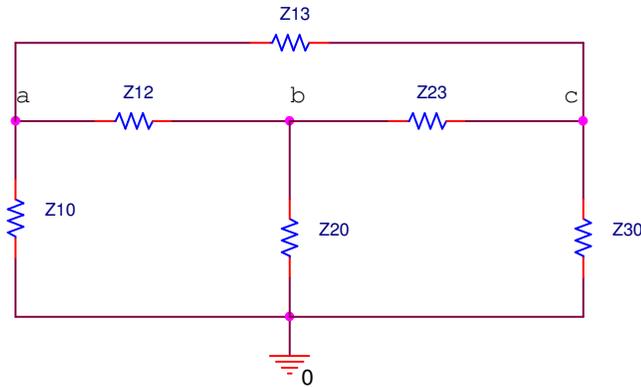


Figura 132 - Terminação de rede para uma linha trifásica.

A.4.7 - Coeficiente de Reflexão

Para uma linha finita e terminada com uma carga puramente resistiva, igual à impedância característica, a fonte a perceberia como uma linha infinita, sendo que toda energia conduzida pela linha seria transferida para carga. Se a linha é terminada com uma carga qualquer, parte da energia é refletida de volta à fonte.

A relação entre a fração da tensão incidente que é refletida pela linha com uma diferente impedância característica, como por exemplo, Z_{02} e a tensão da onda incidente é denominada de coeficiente de reflexão e dada por:

$$\Gamma = |\Gamma|e^{j\phi} = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_{02} - Z_{01}}{Z_{02} + Z_{01}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (35)$$

A.4.8 - A Taxa de Onda Estacionária

As tensões (e correntes) diretas se compõem com as refletidas resultando na formação de um padrão de ondas estacionárias de corrente e tensão sobre a linha. A tensão e corrente total, exibem um máximo e um mínimo em pontos igualmente espaçados, separados por uma distância que é uma função da frequência, determinando o surgimento deste fenômeno de ondas estacionárias. As magnitudes máximas e mínimas são funções do total de energia refletida no terminal do receptor na linha.

As ondas estacionárias aumentam as perdas na linha quando comparadas com as perdas obtidas sem reflexões ou ondas estacionárias. Elas também resultam no aumento da radiação de energia da linha e outros efeitos usualmente indesejáveis.

Em uma linha sem perdas, a relação entre máximos e mínimos ao longo da linha é denominada relação de onda estacionária, sendo a expressão:

$$S = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (36)$$

São utilizadas outras siglas para onda estacionária, como SWR “Standing Wave Ratio”, VSWR “Voltage Standing Wave Ratio”, ROE (Relação de Onda Estacionária) e COE (Coeficiente de Onda Estacionária).

A relação de onda estacionária tem importância fundamental nas ligações entre sistemas de comunicações, porque fornece o quanto de potência está sendo refletida com relação à potência incidente.

A potência refletida é dada por:

$$P_{\text{refletida}} = |\Gamma_V|^2 P_{\text{incidente}} \quad (37)$$

A.4.9 - Impedância de Entrada

Em qualquer ponto da linha de transmissão, pode-se encontrar a razão entre a tensão e a corrente total. Esta razão é conhecida como impedância de entrada.

A impedância de entrada é escrita por:

$$Z_{\text{ent}} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \operatorname{Tg} \beta l}{Z_0 + jZ_0 \operatorname{Tg} \beta l} = Z_0 \frac{Z_L \cos \beta l + jZ_0 \operatorname{sen} \beta l}{Z_0 \cos \beta l + jZ_0 \operatorname{sen} \beta l} \quad [\Omega] \quad (38)$$

Onde:

Z_0 impedância característica;

Z_L impedância de carga;

l comprimento da linha de transmissão;

β fator de fase.

A4.10 - Parâmetros das linhas de transmissão de cabos coaxiais

Neste tópico serão abordados os parâmetros de uma linha de transmissão coaxial em alta frequência, conforme ilustrou a Figura 128, onde ϵ é a permissividade na faixa de frequência de operação, σ é a condutividade do dielétrico entre os condutores na frequência de operação, μ é a permeabilidade do dielétrico entre os condutores, a é o raio do condutor interno e b é o raio interno do condutor externo.

A capacitância por unidade de comprimento é dada por:

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} = \frac{2\pi\epsilon}{\cosh^{-1}\left(\frac{b}{a}\right)} \quad (39)$$

A condutância pode ser determinada por:

$$G = \frac{2\pi\sigma}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} \quad (40)$$

A indutância externa do cabo coaxial é dada por:

$$L_{ext} = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right) = \frac{\mu}{2\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{b}{a}\right) \quad (41)$$

Podemos calcular a indutância externa para qualquer linha de transmissão para a qual conhecemos a capacitância e as características do isolante a partir da expressão:

$$L_{ext}C = \mu\epsilon = \frac{1}{v_p^2} \quad (42)$$

A.4.11 – Profundidade pelicular ou de penetração

Um dos parâmetros importante na linha de transmissão principalmente em alta frequência é o efeito pelicular.

Define-se profundidade de penetração δ ou profundidade pelicular, como a distância percorrida pela onda no interior do bom condutor, de modo que sua amplitude decresça a $e^{-1} = 37\%$ de seu valor junto a superfície. [Fushs, 1979]

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (43)$$

onde:

f = frequência de operação;

μ é a permeabilidade do meio;

σ é a condutividade do metal.

Em bons condutores, a atenuação grande significa uma profundidade de penetração muito pequena, confinando o campo próximo a superfície ou à película do condutor.

Como exemplo da magnitude da profundidade pelicular, consideremos o cobre com $\sigma = 5,8 \cdot 10^7$ [S/m], teremos

$$\delta_{cu} = \frac{0,666}{\sqrt{f}} \quad (44)$$

Em 60 [Hz] $\delta = 8,53$ [mm] e em 10 [GHz] $\delta = 6,6110^{-4}$ [mm]

Pode-se concluir que em um bom condutor, quanto maior for a frequência do sinal, mais ele se propaga na superfície. Aumentando sua atenuação.

Análise da resistência por unidade de comprimento.

Para uma frequência muito alta o efeito pelicular δ é muito pequeno. Pode-se expressar a resistência interna para uma corrente uniformemente distribuída através da profundidade δ . Em um condutor circular de raio a e condutividade σ_c a resistência é dada por:

$$R_{int\ ern\ o} = \frac{1}{2\pi a \sigma_c \delta} \quad (45)$$

A resistência para o condutor externo que possui um raio interno b e uma condutividade σ_c e com o mesmo valor da profundidade pelicular δ é dada por:

$$R_{ext} = \frac{1}{2\pi b \sigma_c \delta} \quad (46)$$

Uma vez que a corrente flui através das duas resistências em série, a resistência total será:

$$R = \frac{1}{2\pi \sigma_c \delta} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \quad (47)$$

O valor da impedância característica de um cabo coaxial com as fórmulas de parâmetros vale:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{ext}}{C}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (48)$$

A.5 – Linha de Transmissão Bifilares

A análise dos parâmetros de uma linha de transmissão bifilar será de grande importância, uma vez que o trabalho utilizou os ensaios realizados em uma linha de transmissão de 138 [kV], que tem um condutor CAA#266,5 MCM Partridge para a transmissão de potência e do sinal de ondas portadora entre as cidades Alta e Nobres.

Ao final deste item serão calculados os parâmetros para 60 [Hz] (frequência da rede) e 232 [kHz] (frequência da onda portadora).

A.5.1 – Condutores Bifilares em Alta frequência

Considerando uma linha de transmissão bifilar da Figura 133.

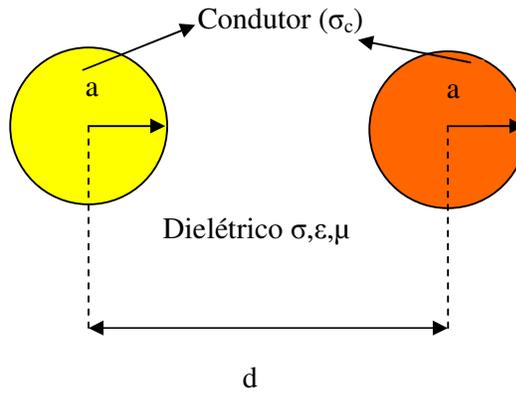


Figura 133 - Condutor Bifilar.

Os dois fios condutores são iguais de raio $r = a$, de condutividade σ_c estão separados por uma distância de d metros de centro a centro, em um meio de permissividade ϵ , e permeabilidade μ entre os condutores. A capacitância da linha é dada por:

$$C = \frac{\pi\epsilon}{\operatorname{arccosh}(d/2a)} \quad (49)$$

Ou

$$C = \frac{\pi\epsilon_0}{\ln\left[\frac{d}{2a} + \sqrt{\left(\frac{d}{2a}\right)^2 - 1}\right]} \quad F/m$$

$$C \cong \frac{\pi\epsilon}{\ln \frac{d}{a}} \quad \text{para } a \ll d \text{ (5 vezes)} \quad (50)$$

A indutância é dada por:

$$L = \frac{\mu}{\pi} \operatorname{arccos} h \frac{d}{2a}$$

ou

$$L = \frac{\mu}{\pi} \left(\ln \left[\frac{d}{2a} + \sqrt{\left(\frac{d}{2a}\right)^2 - 1} \right] H / m \right) \quad (51)$$

$$L \cong \frac{\mu}{\pi} \left(\ln \frac{d}{a} \right) \quad \text{para } a \ll d \text{ (5 vezes)}$$

A indutância total em alta frequência é:

$$L_{alta} = \frac{\mu}{\pi} \left(\frac{\delta}{2a} + \operatorname{arccos} h \frac{d}{2a} \right) \quad \text{para } \delta \ll a \quad (52)$$

A resistência por unidade de comprimento é dada por:

$$R = \frac{1}{\pi a \delta \sigma_c} \quad \text{para } \delta \ll a \quad (53)$$

A condutância é obtida a partir da capacitância

$$G = \frac{\pi \sigma}{\operatorname{arccos} h \left(\frac{d}{2a} \right)} \quad (54)$$

A expressão da impedância característica é obtida da indutância externa, então,

$$Z_0 = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \operatorname{arccos} h \frac{d}{2a} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (55)$$

A.5.2 - Linha de Transmissão Bifilares - Baixa Frequência

Em baixa frequência a corrente é distribuída uniformemente, então teremos:

Capacitância:

$$C = \frac{\pi \epsilon}{\operatorname{arccos} h \left(\frac{d}{2a} \right)} \quad (56)$$

E a condutância será:

$$G = \frac{\pi\sigma}{\operatorname{arccosh}\left(\frac{d}{2a}\right)} \quad (57)$$

O valor da indutância será:

$$L = \frac{\mu}{\pi} \left[\frac{1}{4} + \operatorname{arccosh}\left(\frac{d}{2a}\right) \right] \quad (58)$$

A resistência será o dobro em DC (corrente contínua) de um fio de raio a , daí a expressão:

$$R = \frac{2}{\pi a^2 \sigma_c} \quad (59)$$

A.5.3 - Aplicação

Neste item será calculado os parâmetros de uma linha de transmissão nas frequências de 60 [Hz] e 232 [kHz] utilizando-se as formas apresentadas anteriormente.

Considerou-se uma Linha de Transmissão de uma concessionária de energia elétrica para cálculos dos parâmetros de uma linha de transmissão em 232 [kHz] e 60 [Hz].

Dados:

Distância entre fases = 5,3 [m];

Raio do condutor (CAA #266,5 MCM Partridge) = $9,14 \cdot 10^{-3}$ [m];

Condutividade do alumínio $3,82 \cdot 10^7$ [S/m];

Permissividade $\epsilon_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ [H/m];

Permeabilidade $\mu_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ [F/m].

Permeabilidade relativa do alumínio $\mu_r = 1,00000065 = 1$

Condutividade do dielétrico entre os condutores será considerado $4 \cdot 10^{-9}$ [S/m]

A.5.3.1 - Cálculo dos parâmetros nas frequências de operação de 60 [Hz] e 232 [kHz] são mostrados na Tabela 20.

Tabela 20 - Parâmetros da linha.

Parâmetros	60 [Hz]	232 [kHz]
Capacitância	4,37 [pF/m]	4,37 [pF/m]
INDUTÂNCIA	2,645 [μ H/m]	2,55 [μ H/m]
Condutância	1,975 [nS/m]	1,975 [nS/m]
Resistência	0,1995 [m Ω /m]	5,395 [m Ω /m]
Impedância	777,98 [Ω /m]	764 [Ω /m]
Característica Zo		
Profundidade pelicular δ	10,513 10^{-3} [m]	0,16910 $^{-3}$ [m]

A.6 Transitórios em Linhas de Transmissão

As análises de propagação de ondas em linhas de transmissão até o momento foi relativa a uma única frequência. Os sinais harmônicos no tempo foram sob condições de estado estacionário. Será feito um estudo da resposta transitória de um pulso de tensão em uma linha de transmissão em função do tempo. Todas as reflexões múltiplas (ecos) nas duas extremidades consistem no registro de tempo de sua ida e volta entre as extremidades de entrada e saída da linha.

Seja um pulso retangular de amplitude V_0 e duração δ , como ilustra Figura 134. Para o instante ante de $t = 0$ sua amplitude é zero, e V_0 para $0 \leq t \leq \delta$. O pulso é descrito matematicamente como uma soma de duas funções em degrau unitário.

$$\begin{aligned}
 V(t) &= V_1(t) + V_2(t) \\
 V(t) &= V_0 U(t) - V_0 U(t - \delta)
 \end{aligned}
 \tag{60}$$

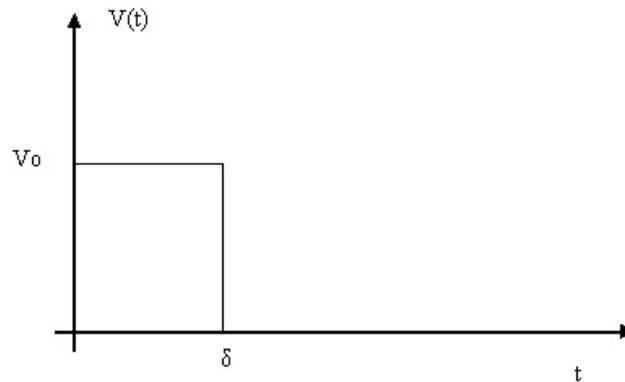


Figura 134 - Pulso de duração δ .

A função degrau unitário $U(x)$ é definida em termos de seu argumento x com:

$$U(x) = \begin{cases} 1 & \text{para } x \geq 0, \\ 0 & \text{para } x \leq 0. \end{cases} \quad (61)$$

Como ilustra a Figura 135 a componente $V_1(t) = V_0U(t)$, representa uma tensão cc de amplitude V_0 que comuta em $t = 0$ e permanece dessa forma indefinidamente. A componente $V_2(t) = -V_0U(t-\delta)$, representa uma tensão cc de amplitude $-V_0$ que comuta em $t = \delta$ e mantendo dessa maneira indefinidamente. O resultado da soma das duas componentes é um pulso retangular de duração $0 \leq t \leq \delta$ e zero pra $t > \delta$.

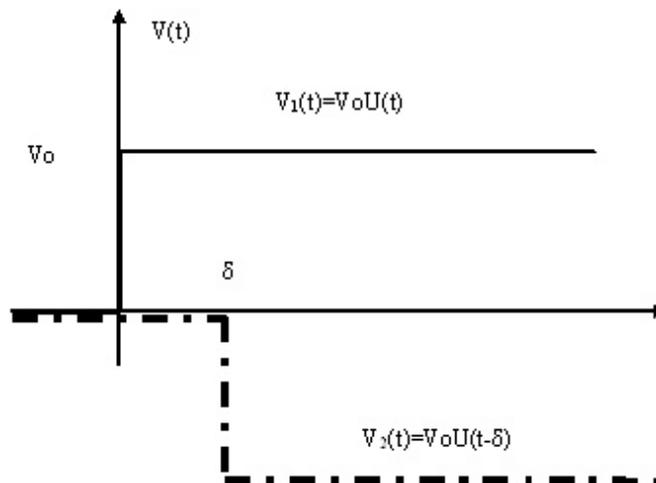


Figura 135 - Tensão $V(t) = V_1(t) + V_2(t)$.

A partir destas considerações pode-se desenvolver ferramentas básicas para descrever o comportamento transitório de uma única função degrau em uma linha de transmissão. As mesmas podem ser aplicadas para cada uma das duas componentes do pulso e somar adequadamente os resultados.

A.6.1 Resposta Transiente

Seja o circuito ilustrado na Figura 136 formado por um gerador de tensão cc V_g cuja resistência série R_g é conectada a uma linha de transmissão de comprimento l sem perdas, e impedância característica Z_0 . A linha é terminada com uma carga resistiva pura Z_L em $z = l$. Desta forma todas as impedâncias consideradas neste exemplo são reais.

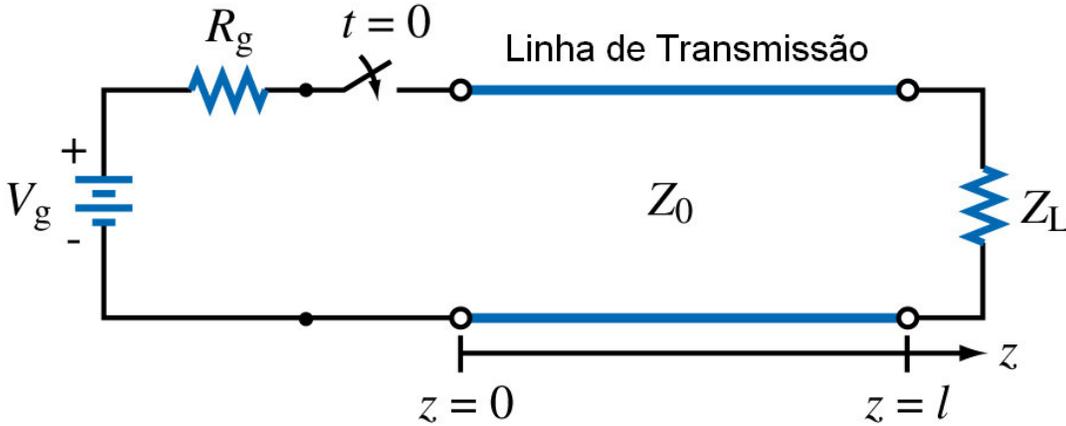


Figura 136 - Circuito de uma linha de transmissão. [Ulaby, 2007]

Quando a chave entre o circuito gerador e a linha de transmissão é fechada em $t = 0$, esta é vista pelo circuito gerador como uma carga com impedância Z_0 , a impedância característica da linha conforme a Figura 137. Isto ocorre devido a ausência de um sinal na linha, impedância de carga da linha não é afetada pela impedância de carga Z_L .

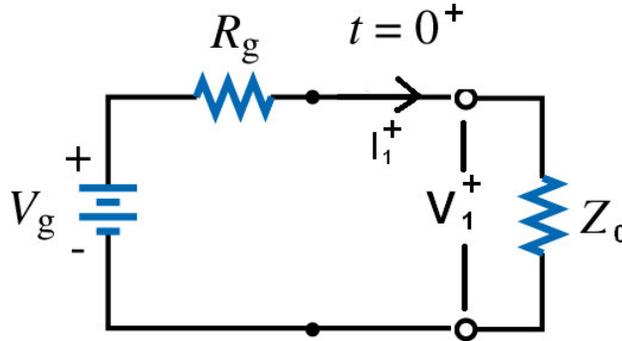


Figura 137 - Circuito equivalente para $t = 0^+$. [Ulaby]

A corrente inicial I_1^+ e a tensão V_1^+ na entrada da linha de transmissão são dadas por:

$$I_1^+ = \frac{V_g}{R_g + Z_0} \tag{62}$$

$$V_1^+ = I_1^+ Z_0 = \frac{V_g Z_0}{R_g + Z_0} \quad (63)$$

A combinação de V_1^+ e I_1^+ constitui uma onda que se propaga ao longo da linha com velocidade $v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$, imediatamente após o fechamento da chave.

O sinal positivo sobrescrito indica que a onda se propaga na direção positiva de z .

A Figura 138 mostra a resposta transitória da onda para cada um dos três instantes no tempo para o circuito com $R_g = 4 Z_0$ e $Z_L = 2 Z_0$. A primeira resposta é para o tempo $t_1 = T/2$ onde $T = \frac{1}{v_p}$ é o tempo que a onda gasta para se propagar por todo o comprimento l da linha de transmissão. Considera-se que a onda se deslocou até a metade do comprimento da linha gastando o tempo t_1 . A tensão na primeira metade da linha é igual a V_1^+ e a tensão é zero na segunda metade como mostra a Figura 138(a). [Ulaby, 2007]

A onda chega à carga situada em $z = l$ em $t = T$. Uma vez que $Z_L \neq Z_0$ o descasamento gera uma onda refletida com amplitude:

$$V_1^- = \Gamma_L V_1^+ \quad (64)$$

Onde

Γ_L coeficiente de reflexão dado por:

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (65)$$

Considerando $Z_L = 2 Z_0$, então $\Gamma_L = 1/3$.

Após a primeira reflexão, a tensão na linha consiste na resultante das duas ondas, a onda inicial V_1^+ e a onda refletida V_1^- . Como mostra a Figura 138(b) $t_2 = 3T/2$. Observa-se que a tensão na primeira metade da linha ($0 \leq z < l/2$) é igual a V_1^+ e na segunda metade da linha ($l/2 \leq z < l$) é igual a $V_1^+ + V_1^-$. A onda refletida V_1^- chega a entrada da linha em $t = 2T$. Como $R_g \neq Z_0$, o descasamento na entrada gera uma reflexão em $z = 0$ na forma de onda com amplitude de tensão V_2^+ dada por

$$V_2^+ = \Gamma_g V_1^- = \Gamma_g \Gamma_L V_1^+ \quad (66)$$

Onde

Γ_g é o coeficiente de reflexão da resistência do gerador e dado por:

$$\Gamma_g = \frac{R_g - Z_0}{R_g + Z_0} \tag{67}$$

Como $R_g = 4 Z_0$ neste exemplo, resulta $\Gamma_g = 0,6$. Após o tempo $t = 2T$, a onda V_2^+ se propaga na direção da carga e, somando à condição de tensão anterior na linha. Para o tempo $t = 5T/2$ resulta a tensão na linha de como ilustra a Figura 138(c):

$$V(z, 5T/2) = V_1^+ + V_1^- + V_2^+ = (1 + \Gamma_L + \Gamma_L \Gamma_g) V_1^+ \quad (0 \leq z < l/2) \tag{68}$$

E na segunda metade da linha a tensão será:

$$V(z, 5T/2) = V_1^+ + V_1^- = (1 + \Gamma_L) V_1^+ \quad (l/2 \leq z < l)$$

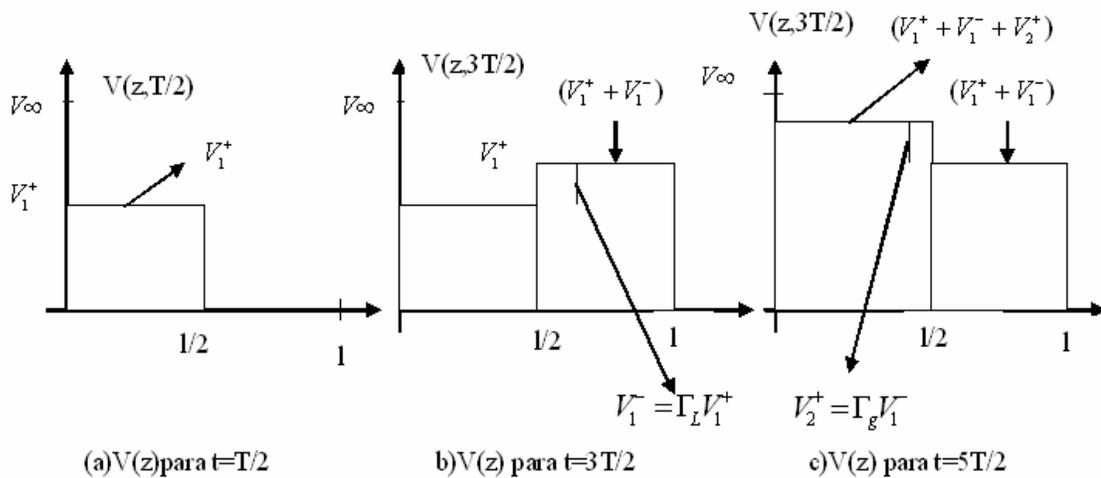


Figura 138 - Distribuição de tensão na LT sem perdas em resposta a tensão degrau aplicada.

A Figura 139 mostra a resposta transitória associada da corrente $I(z,t)$.

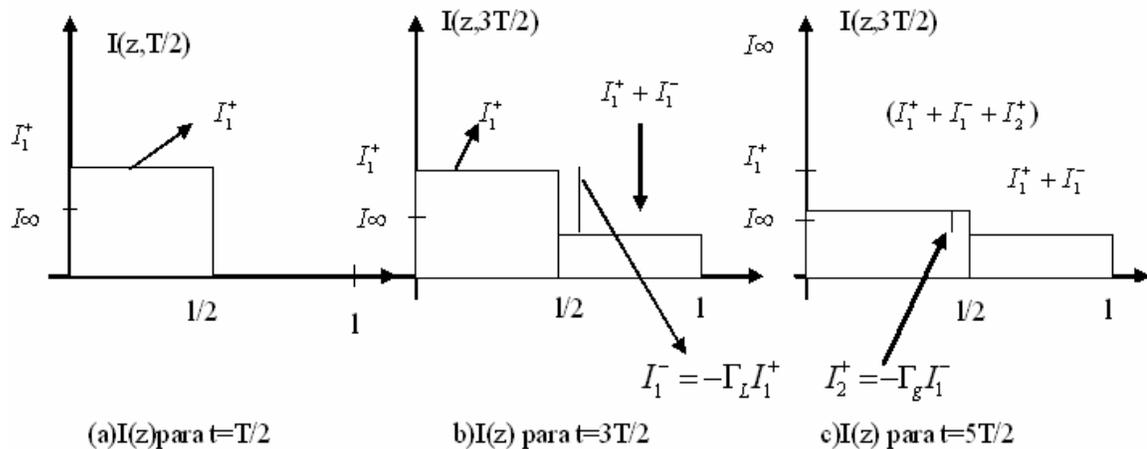


Figura 139 - Distribuição de corrente na LT sem perdas em resposta a tensão degrau aplicada.

A expressão da corrente refletida é dada por:

$$I_1^- = -\Gamma_L I_1^+ \quad (69)$$

$$I_2^+ = -\Gamma_g I_1^- = \Gamma_g \Gamma_L I_1^+ \quad (70)$$

Este processo de reflexão múltipla continua indefinidamente tendo como valor final de $V(z,t)$ quando t se aproximar do infinito as seguintes tensão e corrente:

$$\begin{aligned} V_\infty &= V_1^+ + V_1^- + V_2^+ + V_2^- + V_3^+ + V_3^- + \dots \\ V_\infty &= V_1^+ [1 + \Gamma_L + \Gamma_L \Gamma_g + \Gamma_L^2 \Gamma_g + \Gamma_L^2 \Gamma_g^2 + \Gamma_L^3 \Gamma_g^2 + \dots] \\ V_\infty &= V_1^+ (1 + \Gamma_L)(1 + \Gamma_L \Gamma_g + \Gamma_L^2 \Gamma_g^2 + \dots) \\ V_\infty &= V_1^+ (1 + \Gamma_L)[(1 + x + x^2 + \dots)] \end{aligned} \quad (71)$$

Onde

$$x = \Gamma_L \Gamma_g$$

A série entre colchete é a série binomial da função:

$$\frac{1}{1-x} = 1 + x + x^2 + \dots \quad \text{para } |x| < 1 \quad (72)$$

Então

$$V_\infty = V_1^+ \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L \Gamma_g} \quad (73)$$

Substituindo os valores V_1^+ , Γ_L e Γ_g resulta na expressão simplificada:

$$V_\infty = \frac{V_g Z_L}{R_g + Z_L} \quad (74)$$

Esta expressão é conhecida como tensão de estado estacionário na linha.

A corrente é denominada de corrente de estado estacionário e é dada pela expressão a seguir.

$$I_\infty = \frac{V_\infty}{Z_L} = \frac{V_g}{R_g + Z_L} \quad (75)$$

A.6.2 Diagrama de Reflexão

Para facilitar a análise das ondas de tensão e corrente utiliza-se o diagrama de reflexão. Trata-se de uma linha em ziguezague que indica o progresso da onda de tensão ou corrente na linha. A onda incidente V_1^+ inicia em $z = t = 0$ e se propaga na direção de z até alcançar a carga localizada em $z = l$ no instante $t = T$. Os coeficientes de reflexão $\Gamma = \Gamma_g$ na extremidade do gerador e $\Gamma = \Gamma_L$ na extremidade da carga são indicados na parte superior do diagrama

como ilustrado na Figura 140. No final do primeiro segmento reto da linha em ziguezague, uma segunda linha é desenhada para indicar a onda de tensão refletida $V_1^- = \Gamma_L V_1^+$. A amplitude de cada novo seguimento de linha é dado pelo produto da amplitude do seguimento anterior pelo coeficiente de reflexão no final da linha.

O diagrama de reflexão para a corrente $I(z,t)$ mostrada na Figura 141 segue o mesmo principio da tensão, exceto pelos sinais invertidos de Γ_L e Γ_g na parte superior do diagrama.

Com este diagrama de reflexão será possível obter os valores da tensão ou corrente em qualquer ponto z_1 e instante t_1 traçando uma linha vertical através do ponto z_1 e em seguida, somando as tensões ou correntes de todos os segmentos da linha ziguezague interceptada pela linha vertical entre $t = 0$ e $t = t_1$. Para se obter a tensão total, por exemplo, em $z = 1/4$ e $t = 4T$ analisa se a linha tracejada que intercepta segmentos de linha mostrados nas Figura 140 para tensão e Figura 141 ilustra esta análise para a corrente.

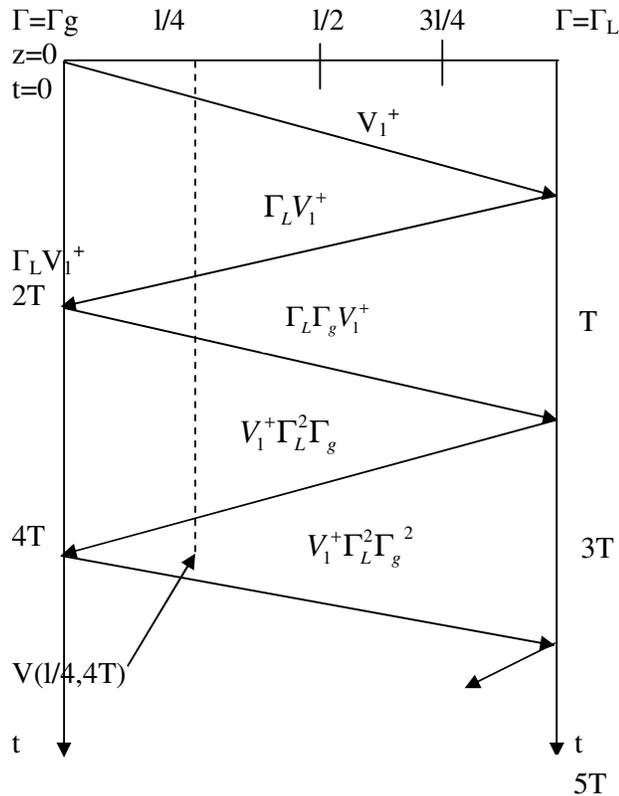


Figura 140 - Diagrama de reflexão da tensão.

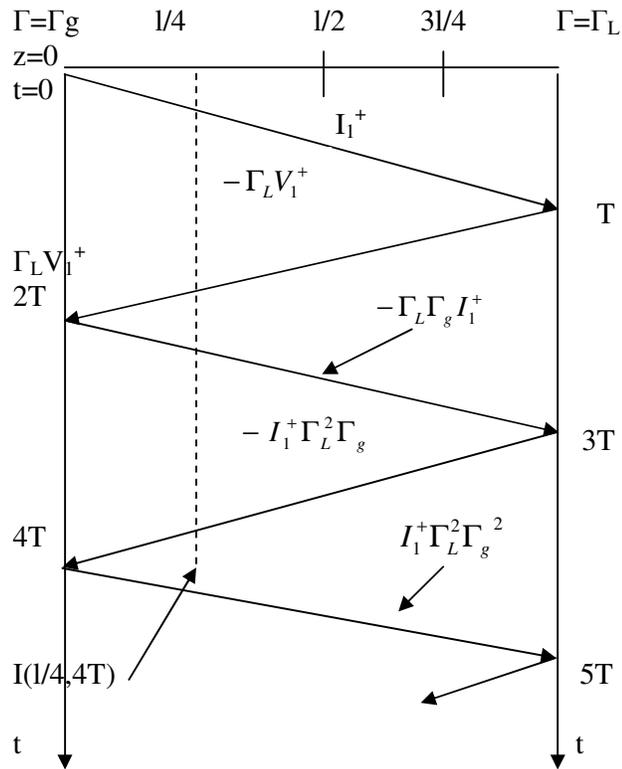


Figura 141 - Diagrama de reflexão da corrente.

A Figura 142 ilustra o diagrama de tensão versus tempo par um comprimento de linha de $z = l/4$.

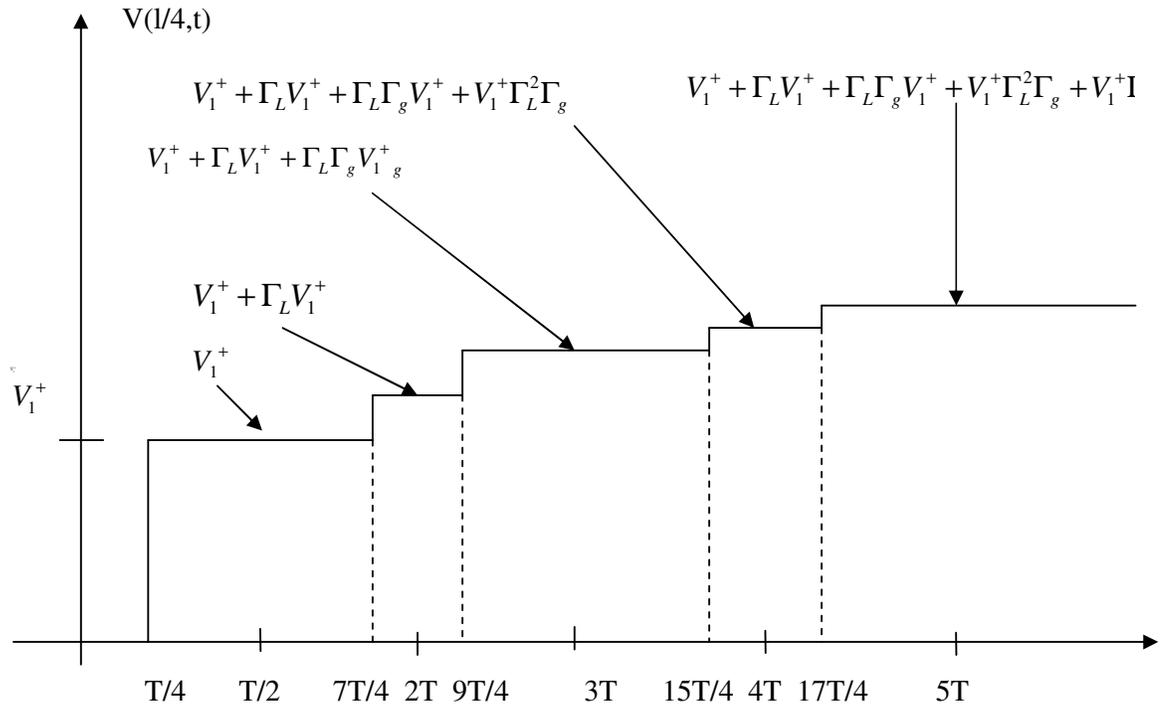


Figura 142 - Tensão versus tempo para $z = l/4$.

A tensão total será:

$$V(l/4, 4T) = V_1^+ + \Gamma_L V_1^+ + \Gamma_L \Gamma_g V_1^+ + V_1^+ \Gamma_L^2 \Gamma_g + V_1^+ \Gamma_L^2 \Gamma_g^2$$

$$V(l/4, 4T) = V_1^+ (1 + \Gamma_L + \Gamma_L \Gamma_g + \Gamma_L^2 \Gamma_g)$$

Anexo B

Filtros Digitais

B.1 – Introdução

Uma ferramenta de tratamento de sinais de grande importância utilizada nesta pesquisa são os filtros digitais. Desta forma será apresentado conceitos básicos sobre os filtros FIR “Finite Impulse Response” e IIR “Infinite Impulse Response” aplicando no MATLAB.

Filtro digital é um sistema temporal discreto projetado para transferir o conteúdo espectral de um sinal de entrada em uma determinada faixa de frequência. Sua função transferência forma uma janela espectral através da qual somente permite a passagem da parte desejada do espectro de entrada. Desta forma os filtros são classificados em quatro tipos básicos:

Passa-baixas; passa-altas; passa-faixa e rejeita-faixa.

Os Filtros Digitais tornaram-se populares devido ao seu extraordinário desempenho. São utilizados normalmente para dois propósitos:

I) Separação de Sinais que tenham sido combinados.

II) Restauração de sinais que tenham sido distorcidos em algum caminho.

A separação do sinal é necessária quando este foi contaminado com interferência, ruído, ou outros sinais. Já a restauração é usada quando, por exemplo, um sinal de áudio é gravado em um equipamento de baixa qualidade, neste caso deve-se usar um filtro para representar melhor o som que ocorreu.

Os filtros digitais utilizam a computação para implementar a ação de filtragem que deve ser feita num sinal de tempo contínuo.

A Figura 143 ilustra o diagrama de blocos das operações envolvidas para projetar um filtro seletivo de frequência.

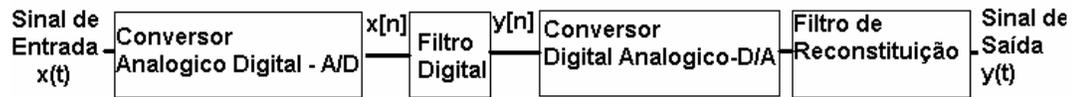


Figura 143 - Sistema de Filtragem.

No sistema de filtragem da Figura 143 o conversor Analógico Digital A/D é utilizado para converter o sinal de tempo contínuo $x(t)$ numa seqüência $x[n]$ de números em uma base de amostra por amostra para produzir nova seqüência de números $y[n]$, a qual é então transformada num sinal contínuo correspondente pelo conversor digital analógico (D/A). O filtro de reconstituição (passa baixas), na saída do sistema é responsável para produzir um sinal de tempo contínuo $y(t)$, representando o sinal de entrada original $x(t)$ filtrado.

Os Filtros Digitais são classificados em duas categorias dependendo da duração da resposta ao impulso.

I) Filtro Digital de Resposta ao Impulso de duração Finita (**FIR**). Sua operação é regida por equações lineares de diferenças com coeficientes constantes de natureza não recursiva. Sua função transferência é um polinômio em z^{-1} .

II) Os Filtros Digitais de Resposta ao Impulso de duração Infinita (**IIR**). Suas características de entrada e saída são regidas por equações lineares de diferenças com coeficientes constantes de natureza recursiva. Sua função transferência é uma função racional de z^{-1} .

B.1.1 – Filtros FIR “Finite Impulse Response”

Trata-se de um sistema que depende somente da entrada presente e de um número de entrada passada.

As principais características dos Filtros FIR são:

- Resposta ao impulso limitada.
- Filtros não-recursivos, isto é, os valores de saída passadas não influenciam no cálculo dos valores de saída presentes e por isso são estáveis.
- Analiticamente mais simples.
- Saídas dependem apenas da entrada atual e entradas anteriores.
- Implementados através da transformada rápida de Fourier - FFT (equação das diferenças, somatório de convolução).
- São sempre estáveis.

A Figura 144 a seguir ilustra estas características.

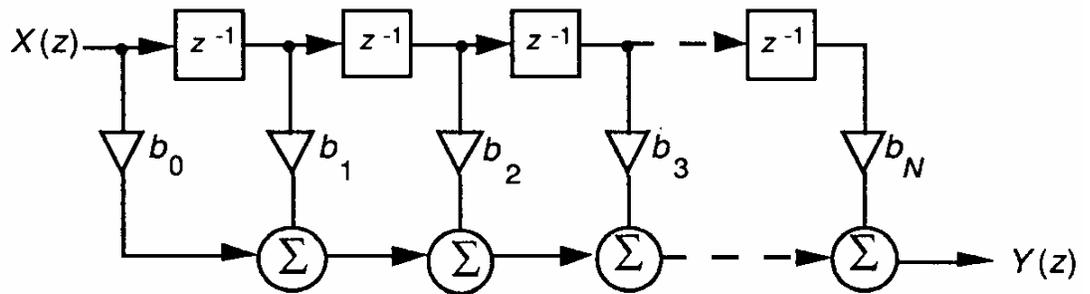


Figura 144 - Filtro FIR

B.1.2 – Equações genéricas de filtros FIR

A equação geral do filtro FIR é dada por:

$$y(n) = \sum_{k=0}^M b_k x(n-k) = b_0 x(n) + b_1 x(n-1) + \dots + b_N x(n-M) \quad (76)$$

$b_k, k = 0, 1, 2, \dots, M$

$$H(z) = \sum_{k=0}^M b_k z^{-k} = b_0 + b_1 z^{-1} + b_1 z^{-2} + b_1 z^{-3} + \dots + b_N z^{-N} \quad (77)$$

onde:

$x(n)$ = sinal colocado na entrada do filtro.

b_k = coeficiente que caracteriza o filtro.

$y(n)$ = sinal obtido da saída do filtro.

Uma propriedade inerente dos filtros digitais FIR é que eles podem realizar uma resposta em frequência com fase linear, correspondendo a um retardo constante, e seu projeto torna-se simplificado. Por preservar a forma do sinal de entrada, são utilizados em aplicações onde não é tolerada a distorção de fase.

Pode-se expressar a resposta ao impulso $h[n]$, em frequência em um filtro FIR, da seguinte forma [Haykin, 1997]

$$H(e^{j\Omega}) = \sum_{n=0}^M h[n] e^{-jn\Omega} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} W(e^{j\omega}) H_d(e^{j(\Omega-\Lambda)}) d\Lambda \quad (78)$$

onde:

$H(e^{j\Omega})$ Transformada inversa de Fourier de tempo discreto da resposta em frequência;

$h[n]$ denota a resposta ao impulso de um filtro FIR;

H_d resposta em frequência;

$W(e^{j\omega})$ é a resposta em frequência da janela retangular $w[n]$ e definida por:

$$W(e^{j\Omega}) = \frac{\text{sen}[\Omega(M+1)/2]}{\text{sen}(\Omega/2)} e^{-j\Omega(M+1/2)} \quad (79)$$

$$-\pi < \Omega < \pi$$

Existem alguns tipos de filtros FIR conhecidos como janela retangular, janela de Hamming, janela de Blackman, janela Kaiser, com fase linear.

B.1.3 – Filtros IIR (Infinite Impulse Response)

A resposta do filtro IIR é função do sinal de entrada presente e passada, e dos sinais de saída passados. Devido à dependência das saídas passadas (recursividade) a duração da resposta é infinita, mesmo quando cessam os sinais.

B.1.3.1 - Equações genéricas de filtros IIR

Formato genérico:

$$y[n] = \sum_{k=1}^N a_k y(n-k) + \sum_{k=0}^M b_k x(n-k) \quad (80)$$

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^M a_k z^{-k}}{1 - \sum_{k=1}^N b_k z^{-k}} = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_M z^{-M}}{1 - b_1 z^{-1} - b_2 z^{-2} - \dots - b_N z^{-N}} = \frac{Y(z)}{X(z)} \quad (81)$$

$$H(\Omega) = \frac{\sum_{k=0}^M a_k e^{-j\Omega k}}{1 - \sum_{k=1}^N b_k e^{-j\Omega k}} \quad (82)$$

Rearranjando resulta:

$$Y(z) = b_1 Y(z)z^{-1} + \dots + b_n Y(z)z^{-n} + a_0 X(z) + a_1 X(z)z^{-1} + \dots + a_n X(z)z^{-n} \quad (83)$$

A Figura 145 ilustra diagrama de um filtro IIR.

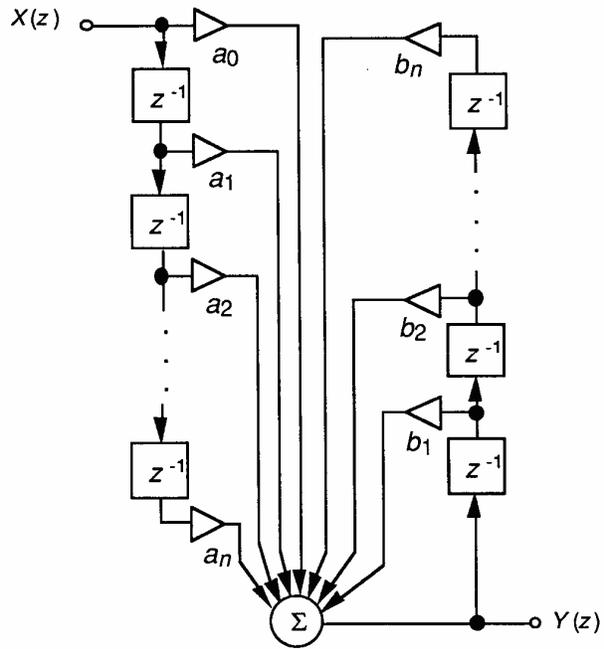


Figura 145 - Filtro IIR

Normalmente o filtro IIR apresenta ordem mais baixa que o filtro FIR equivalente. São mais eficientes computacionalmente, permitindo uma redução da memória necessária.

Anexo C

Isoladores

C.1 Introdução

Os isoladores são dispositivos de grande importância nas linhas de transmissão e principalmente para este trabalho. Procura-se capturar os sinais ou melhor os ruídos gerados nas cadeias de isoladores, tratá-los e identificá-los. Neste anexo descreve-se as principais características dos isoladores, como estão distribuídas as tensões nas cadeias de isoladores.

C.2 Isoladores – Tipos

Isoladores são dispositivos sólidos cujas propriedades mecânicas são capazes de suportar os esforços produzidos pelos condutores. Sua função elétrica é de isolar os condutores, submetidos a uma diferença de potencial em relação à terra ou em relação a um outro condutor de fase.

A Figura 146 a seguir exemplifica alguns tipos de isoladores:

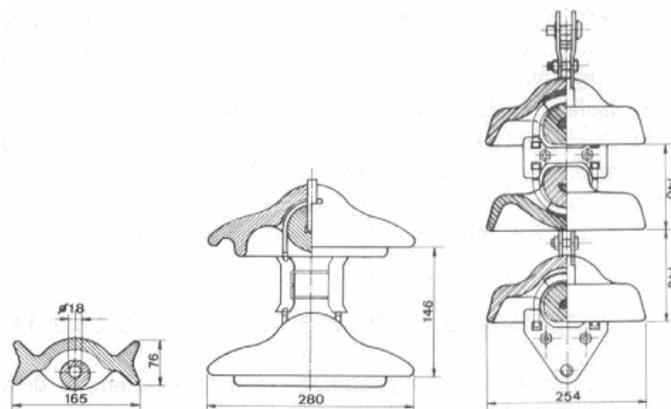


Figura 146 - Alguns exemplos de Isoladores. [Pavlik, 1989]

Ao submeter um isolador às solicitações elétricas do sistema, este poderá apresentar dois tipos de isolamento:

- Isolamento não regenerativo

É aquele cujo dielétrico, após a ocorrência de uma solicitação elétrica que supere as suas características fundamentais, não são capazes de se recuperar. Ex: Isolamento da bobinas dos transformadores de força, de potencial, de corrente e reatores e outros.

- Isolamento auto-regenerativo.

É aquele cujo dielétrico, após a ocorrência de uma solicitação elétrica que supere as suas características fundamentais, são capazes de recuperar. Ex: Isoladores suportes de barramentos, buchas de equipamentos, isoladores de redes de distribuição e de linha de transmissão.

Além disso, de uma forma geral os isoladores são classificados em duas categorias: Isoladores de apoio e de suspensão.

Os isoladores de apoio, nos quais se apóiam os condutores, são fixados de maneira rígida como no caso de barramento de subestação ou painéis ou são fixados através de laços pré-formados. Desta forma, possibilitam um pequeno deslocamento devido ao trabalho durante o ciclo de carga. Já os isoladores de suspensão, mostrado na Figura 150, após serem fixados à estrutura de sustentação, possibilitam o livre deslocamento em relação à vertical, através da rotação de seu dispositivo de fixação.



Figura 147 - Isoladores para transmissão tipo suspensão.

C.3 – Características Elétricas dos Isoladores

Ao dimensionar um isolador para um determinado sistema elétrico deve-se levar em conta suas principais características:

- Distância de escoamento;
- Tensão de descarga a seco;
- Tensão de descarga sobre Chuva;
- Tensão suportável, 1 minuto a seco, a frequência industrial;
- Tensão crítica de descarga sob impulso de 1,2 X 50 [μ s];
- Tensão de rádio-interferência.

C.4 – Características Construtivas

Os isoladores fabricados atualmente são:

- a) Cerâmico (porcelana);
- b) Vidro;
- c) Fibra de Vidro.

O dielétrico do vidro em comparação ao de porcelana, apresenta vantagens em relação ao desempenho termo-mecânico (fadiga e envelhecimento). Quando um isolador de porcelana sofre um defeito resultante da sobretensão ou arco voltaico, poderá acusar tão somente uma perfuração interna invisível, ou contrariamente uma explosão, que causa a

queda do condutor. No caso do vidro ocorre normalmente à quebra da saia. Após a ruptura da saia do isolador de vidro temperado, a campânula e a haste da bola permanecem firmemente fixadas na parte cilíndrica do corpo e o arco remanescente fixa-se entre a borda da campânula e haste, provocando a fusão do mesmo.

Os isoladores de vidro, ao longo dos anos, são afetados pela umidade e por poluentes, tornando a superfície opaca, o que aumenta a condutividade, reduzindo desta forma o nível de isolamento.

Além de se utilizarem peças de vidro ou porcelana na fabricação dos isoladores, as cadeias de isoladores utilizam os seguintes elementos:

a) Cimento, que deverá ter reduzido coeficiente de expansão térmica linear, uma vez que é utilizado para unir as parte de porcelana.

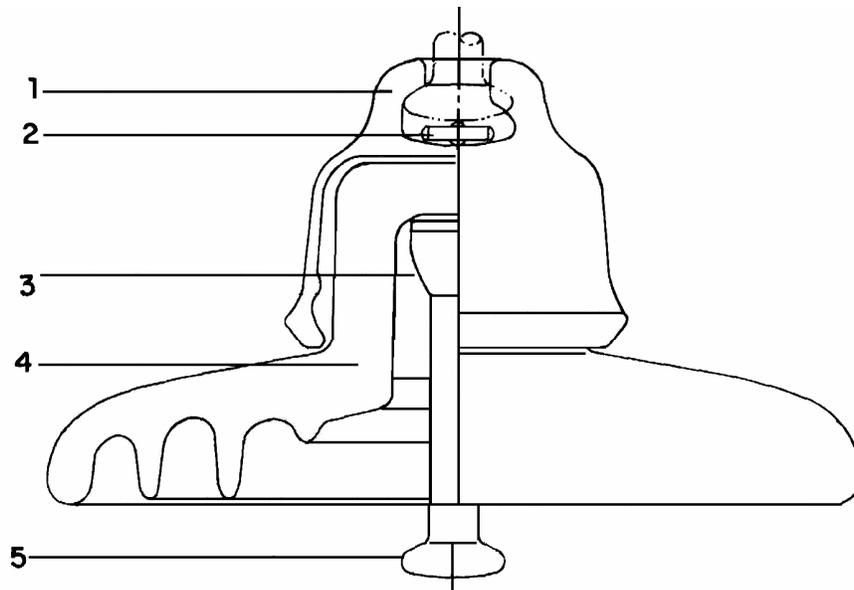
b) Ferragem, que deverá ser galvanizada ou de aço inoxidável em zonas de elevados níveis de poluentes marítimos.

c) Contra pinos, normalmente são de latão ou bronze,

Os isoladores de suspensão são utilizados em redes de distribuição urbana e rural primária e linhas de transmissão, tanto nas estruturas de ancoragem e amarração como em estruturas de alinhamento tipo suspensão.

Os isoladores de disco ilustrados na Figura 148 e na Figura 149 a seguir são formados por:

Campânula de ferro maleável ou modular galvanizada a fogo, provida de um engate tipo concha, complementada com cupilha de bloqueio de bronze ou aço inoxidável, corpo de porcelana vitrificada, haste-bola de aço forjado galvanizado a fogo.



1 – campânula; 2 – cupilha; 3 – cimento; 4 – saia de porcelana; 5 – pino bola

Figura 148 - Isolador de Disco. [Mamede, 1994]

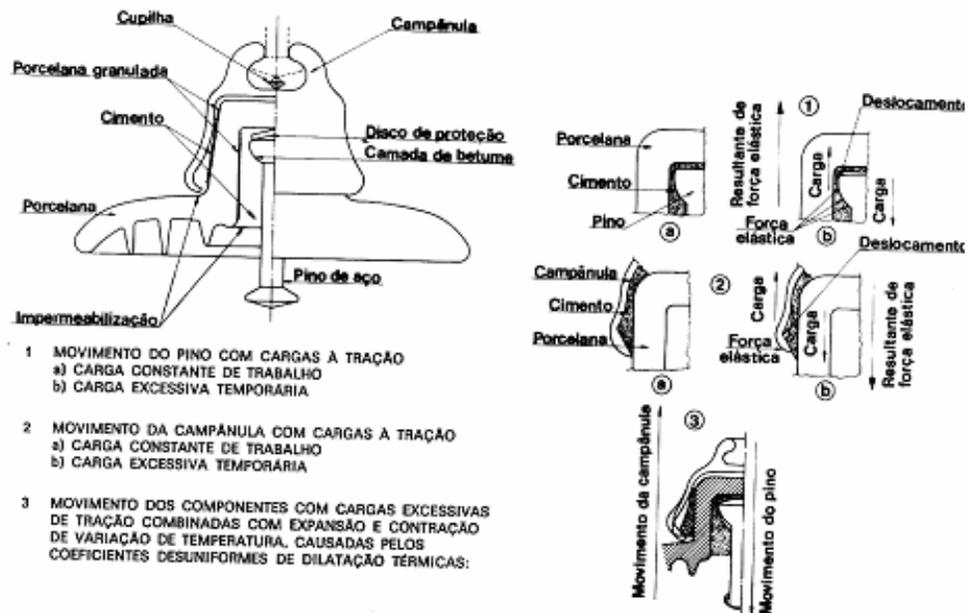


Figura 149 – Detalhes de um Isolador de Disco. [Pavlik, 1989]

Os isoladores de disco podem ser utilizados em qualquer tensão, pois podem formar uma cadeia de isoladores. Depende apenas do número de isoladores instalado em série.

Para obter o número de elementos de uma cadeia de isoladores deve-se saber a tensão nominal do sistema, dos anéis equipotenciais das tensões de impulso e da carga

mecânica máxima exigida pelo condutor. A fórmula aproximada para determinar a quantidade de isoladores para linha é dada por [Mamede, 1994]:

$$N_i = 0,0666X V_{ff} \text{ (isolador de 254 mm)} \quad (84)$$

$$N_i = 0,10 V_{ff} \text{ (isolador de 152 mm)} \quad (85)$$

Onde:

N_i = números de isoladores;

V_{ff} = tensão nominal entre fases.

- Para locais de elevadas altitudes deve-se acrescentar 1 isolador para cada 1000 m para compensar a densidade relativa do ar, que reduz a tensão da descarga voltaica.

- Para linhas com estrutura de madeira e com ferragem da cadeia não aterrada, considerando-se o efeito isolante da madeira, poderá eliminar-se 1 (um) isolador.

Os isoladores de disco podem ser de porcelana ou de vidro temperado. Também são fabricados isoladores de disco para ambientes com elevada poluição. Sua forma dificulta a penetração de sólidos que podem provocar descargas entre fase e terra.

Os isoladores de Fibra normalmente são utilizados em instalações abrigadas devido sua pouca resistência aos efeitos danosos dos raios ultravioleta, provocando o ressecamento de sua estrutura física e o aparecimento de trincas inicialmente superficiais. A degradação da rigidez dielétrica da fibra leva a perfuração do isolador. Há duas espécies de fibras utilizadas na fabricação deste tipo de isolador.

Epóxi

È constituído de algumas resinas sintéticas que propiciam a formação de corpos de excelentes propriedades mecânicas e de elevada rigidez dielétrica.

Fibra de vidro

È constituído da mistura de algumas resinas sintéticas, aglomeradas com uma superfície composta de longas fibras de produtos vítreos, formando corpos com propriedades mecânicas notáveis e de elevada rigidez dielétrica.

Os isoladores compostos são constituídos de fibra de vidro impregnada por resina sintética. Coloca-se um revestimento no tarugo, cujas dimensões dependem das características elétricas e mecânicas necessárias, de um composto denominado de EPDM (etileno propileno

dieno monomérico), com finalidade de proteção do tarugo, principalmente para evitar penetração de umidade. O tarugo é responsável pelos esforços mecânicos. Este tipo de isolador é usado na Europa principalmente para eletrificação de ferrovias, trólebus e distribuição, que operam em baixa tensão. Sua utilização em AT iniciou-se em 1964 nos Estados Unidos, com aplicação em redes de distribuição e subtransmissão. É produzido no Brasil desde 1987. Este tipo de isoladores tem demonstrado que são bastante resistentes aos efeitos dos raios ultravioleta, ao ozônio e a grande maioria de poluentes industriais.

Os isoladores sintéticos (compostos) ou poliméricos apresentam vantagens e desvantagens em relação aos isoladores de vidro ou porcelana.

Principais vantagens são:

- Inquebráveis durante o manuseio;
- Resistentes ao vandalismo, principalmente a tiro, bastante comum no meio rural;
- Extremamente leve. Seu peso correspondendo aproximadamente a 10% se comparado com os isoladores de suspensão para mesma tensão.
- Ruptura mecânica progressiva, evitando assim a queda do condutor;
- Reduz a área exposta ao vento e a contaminação;
- Imperfuráveis eletricamente, devido à grande distância entre as extremidades metálicas;
- Resistente à fadiga causada por vibrações eólicas;
- Boa distribuição do potencial elétrico, por não possuírem componentes condutivos metálicos.

Principais desvantagens:

- Baixa resistência ao calor;
- Coeficiente 2 da relação: carga de ruptura / trabalho contínuo;
- Calcinação da superfície devido ao sol, ocorrendo a deterioração superficial do material que causa a perda de isolamento;
- Reduzida resistência de torção;
- Vulnerabilidade a óleos e solventes;
- Elevado nível de RI (radio interferência) para tensão nominal da LT (linha de transmissão) acima de 230 [kV] obrigando uso de anéis. As Figura 150 e Figura 151 ilustram alguns tipos de isoladores poliméricos (sintéticos).

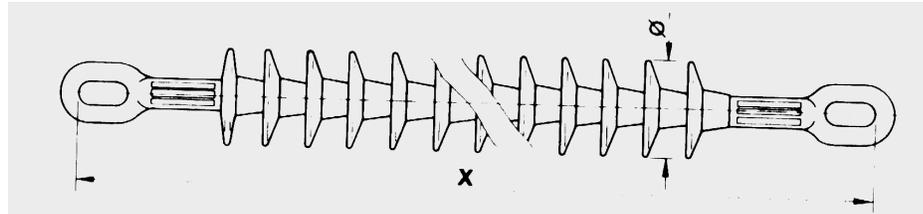


Figura 150 - Isolador polimérico. [Pavlik, 1989]

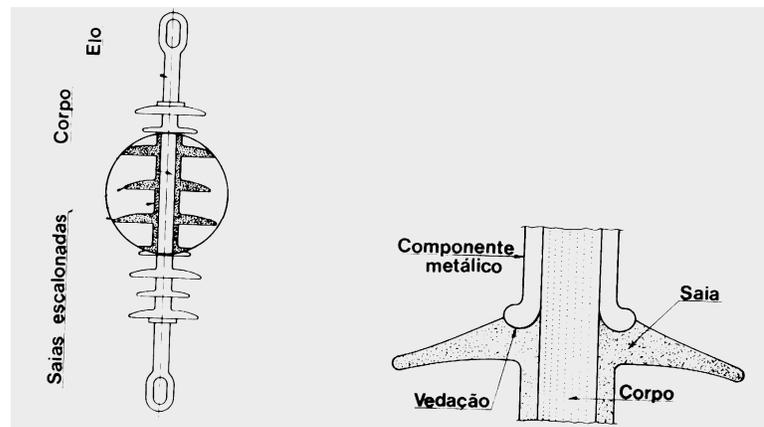


Figura 151 - Detalhes de um Isolador polimérico. [Pavlik, 1989]

C.5 – Distribuição de tensões elétricas nas cadeias

Procurou-se neste item analisar a distribuição de tensão em uma cadeia de isoladores de disco, uma vez que a sua distribuição não é igualmente entre os vários elementos.

A Figura 152 [Mamede, 1994] e a Figura 153 mostram a distribuição teórica capacitiva de uma cadeia de isoladores instalada em uma estrutura suporte. Cada unidade desta cadeia é representada como uma capacitância série C_s (30 a 70 [pF]) e uma seqüência de capacitância paralela C_p (3 a 6 [pF]) em relação à estrutura suporte [Freeman, 1968].

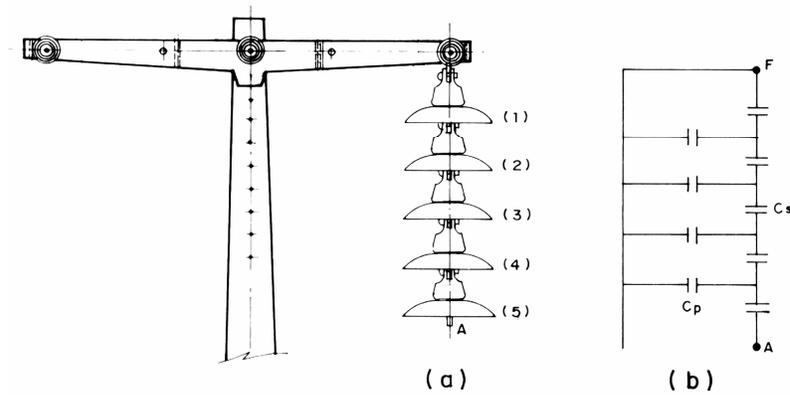


Figura 152 - Distribuição das tensões elétricas na cadeia de Isoladores

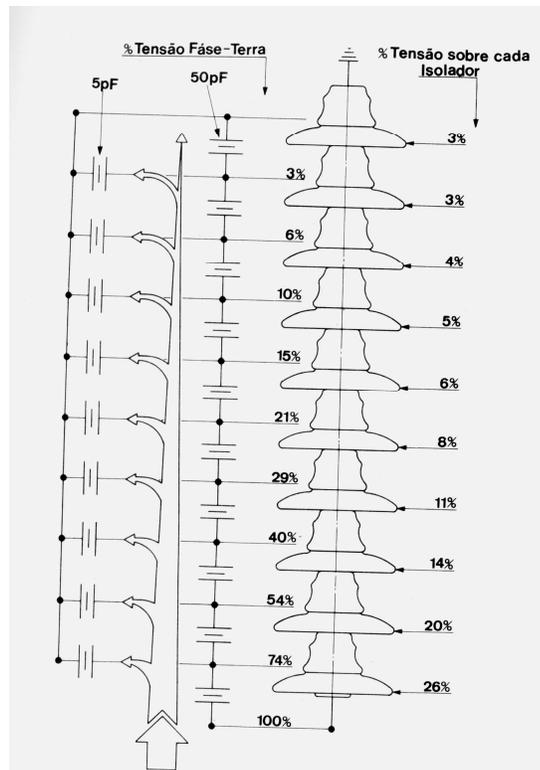


Figura 153 - Distribuição tensões elétricas sobre Isolador. [Pavlik, 1989]

A Figura 154 (A) mostra a situação teórica de uma penca contaminada, que permite uma corrente de fuga a 25 [mA]. Consta-se que a não uniformidade na distribuição das tensões entre cada elemento da cadeia, conforme ilustra a Figura 154 (B, C, e D) deve-se ao fato que o último elemento não conduz somente a corrente capacitiva série C_s que flui através do isolador como também a corrente capacitiva devido às capacitâncias paralelas C_p de todos os elementos da cadeia em relação à terra. Já o penúltimo elemento da cadeia, conduz a

corrente capacitiva de todos os elementos série, bem com as capacitâncias paralelas correspondentes, e assim sucessivamente.

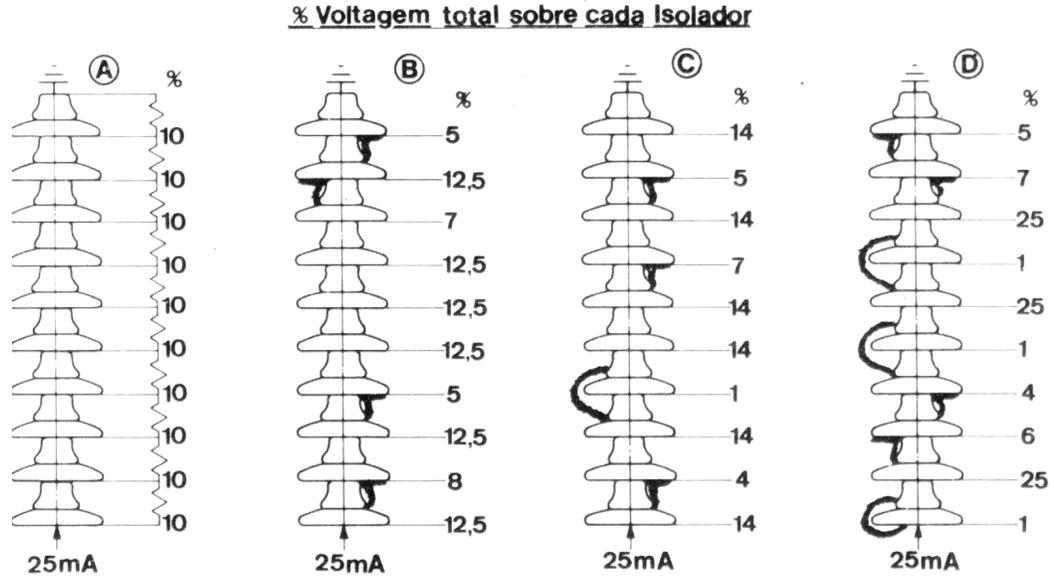


Figura 154 – A tensão total sobre cada isolador. [Pavlik, 1989]

Desde que a corrente capacitiva em cada isolador é dada por $I = Y.V = \frac{1}{X_c} V =$

$2\pi fCV$ [A] [Freeman, 1968], a tensão desenvolvida através de cada isolador é diretamente proporcional à corrente capacitiva, onde C é a capacitância série e V é a tensão no isolador. Na Figura 152, tem-se 5 isoladores:

$$V_1 < V_2 < V_3 < V_4 < V_5$$

A eficiência da cadeia para n isoladores é dada por [Freeman, 1968]:

$$\text{eficiência cadeia} = \frac{\text{Tensão através da cadeia}}{n \times \text{tensão através do ultimo isolador (próximo ao condutor)}} \quad (86)$$

C.5.1 - Exemplo

Uma cadeia de cinco isoladores é usada para suspender um condutor de 33 [kV] trifásico, linha aérea. A capacitância entre cada junção Cap/pin e a torre é 10% da capacitância de cada unidade. Baseado nos conceitos apresentados pode-se calcular a tensão

através de cada isolador e a eficiência da cadeia. A Figura 155 mostra circuito equivalente de uma cadeia de isoladores.

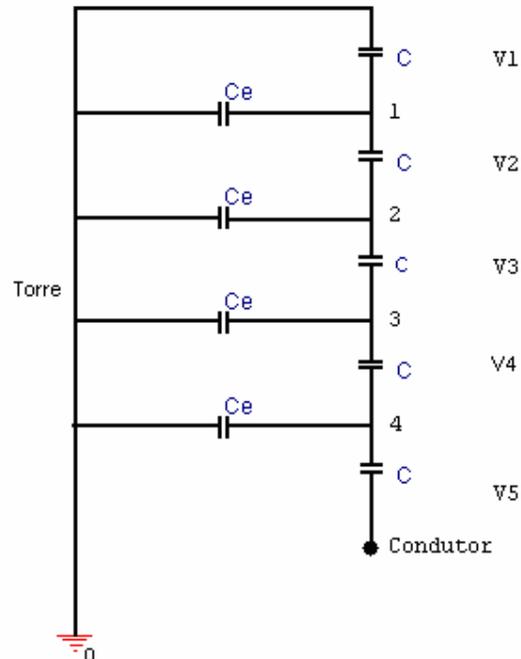


Figura 155 - Distribuição da tensão na cadeia de isoladores.

A Figura 155 mostra a corrente capacitiva do primeiro isolador próximo a cruzeta é $2\pi fCV_1$ [A], para o segundo isolador próximo a cruzeta $2\pi fCV_2$ [A] e a capacitância entre junção dos isoladores e a torre é $2\pi fC_pV_1$ (dielétrico o ar) mas $C_p = 0,1 C$ então teremos que $2\pi f(0,1C)V_1$.

Usando a lei de Kirchoff, teremos:

$$2\pi fCV_2 = 2\pi fCV_1 + 2\pi f(0,1C)V_1$$

$$V_2 = 1,1 V_1$$

A tensão através da segunda junção cap/ pin e a capacitância cruzeta para terra é:

$$V_1 + V_2$$

Usando mesmo raciocínio, teremos:

$$V_3 = V_2 + 0,1(V_1 + V_2)$$

Então

$$V_3 = 1,1 V_1 + 0,1 (V_1 + 1,1 V_1)$$

$$V_3 = 1,31 V_1$$

Similarmente

$$V_4 = V_3 + 0,1 (V_1 + V_2 + V_3)$$

$$V_4 = 1,31 V_1 + 0,1 (V_1 + 1,1 V_1 + 1,31 V_1) = 1,651 V_1$$

Teremos

$$V_5 = V_4 + 0,1 (V_1 + V_2 + V_3 + V_4)$$

$$V_5 = 2,157 V_1$$

Mas

$$V_1 + 1,1 V_1 + 1,31 V_1 + 1,651 V_1 + 2,157 V_1 = 19050$$

$$V_1 = 2640 \text{ [V];}$$

$$V_2 = 1,1 V_1 = 2904 \text{ [V];}$$

$$V_3 = 1,31 V_1 = 3458 \text{ [V];}$$

$$V_4 = 1,651 V_1 = 4359 \text{ [V];}$$

$$V_5 = 2,157 V_1 = 5694 \text{ [V].}$$

$$\text{eficiência da cadeia} = \frac{19050}{5 \times 5694} = 0,669$$

Anexo D

Placa de Aquisição de dados

D1 Considerações Iniciais

O objetivo deste anexo é apresentar dados técnicos da placa de aquisição de dados utilizados nos ensaios na CEMAT.

D.2 Dados da Placa de Aquisição de Dados

O modelo escolhido para ensaio de campo foi o modelo PCI-5124, fornecido pela National Instruments. Suas principais especificações são:

- Taxa de amostragem: 200 [MS/s];
- Resolução: 12 bits;
- 2 canais de entrada;
- 20 [V_{pp}] de entrada;
- Memória de 8 [MB] por canal;
- Trigger por software;
- Entre outras.

Maiores informações são apresentadas no “data sheet” das paginas seguintes.

150 MHz, 200 MS/s, 12-Bit Digitizer

NI PXI-5124

- 2 channels simultaneously sampled at 12-bit resolution
- 200 MS/s real-time and 4.0 GS/s random interleaved sampling
- 150 MHz bandwidth
- 200 mV to 20 V input range
- >75 dBc SFDR
- 8, 32, 256, or 512 MB of memory per channel
- Edge, window, hysteresis, video, and digital triggering with 50 ps timestamping

Operating Systems

- Windows 2000/NT/XP

Recommended Software

- LabVIEW
- LabWindows/CVI
- Measurement Studio

Driver Software (included)

- NI-SCOPE driver
- LabVIEW Express VIs
- SCOPE Soft Front Panel
- NI Spectral Measurements Toolkit (with 32, 256 and 512 MB models)

Calibration

- Gain, offset, frequency response and timing self-calibration
- 2 year external calibration cycle



Overview

The National Instruments PXI-5124 high-resolution digitizer features two 200 MS/s simultaneously sampled inputs channels with 12-bit resolution, 150 MHz bandwidth, and up to 512 MB of memory per channel in a compact 3U PXI module. The NI PXI-5124 uses the high-speed PCI bus and the scatter-gather bus mastering of the NI MITE ASIC to move data to the computer at speeds up to 100 times faster than traditional instrument interfaces, thereby dramatically decreasing overall test time. With the Synchronization and Memory Core (SMC) architecture of the PXI-5124, you can create mixed-signal systems using signal generators and digital waveform generator/analyzers or build a high-channel-count digitizer with subnanosecond synchronization between channels.

Dual 200 MS/s, 12-Bit Input Channels for Time and Frequency Analysis

- 150 MHz input bandwidth with anti-alias and noise filters
- >75 dBc spurious free dynamic range (SFDR)
- 4.0 GS/s equivalent time sampling for repetitive signals
- Independent channel selectable 200 mV_{pp} to 20 V_{pp} input ranges
- Independent channel selectable 50 Ω or 1 MΩ input impedance
- 2-year calibration cycle and 0 to 55 °C operating temperature

Deep Onboard Memory

- 8, 32, 256, or 512 MB of memory per channel
- Capture more than 1 million triggered waveforms with multiple record hardware rearm
- Stream data continuously from onboard memory to host memory or disk

Triggering, Clocking, and Synchronization

- Edge, window, hysteresis, video, digital, triggering with 50 ps timestamping
- Pre and posttrigger acquisition in single and multiple-record mode
- Internal 200 MHz clock or external clock from 50 to 210 MHz
- Phase lock to PXI 10 MHz reference or external reference from 1 to 20 MHz

Software

- IVI-compliant NI-SCOPE driver for LabVIEW, LabWindows/CVI, and Microsoft C++ and Visual Basic with more than 50 built-in measurements
- SCOPE Soft Front Panel for interactive control
- Spectral Measurements Toolkit for sophisticated frequency-domain measurements in communications, signal intelligence, and avionics applications

Applications
Communications
• DSL
• Wireless communications
• Baseband I & Q
Consumer Electronics
• DVD, DVD-R, and PVR
• Set top box
• Gaming console
Biomedical and Scientific Research
• Ultrasonic medical imaging
• Mass spectrometry
• Particle physics
Aerospace/Defense
• Emulation of IC communications
Consumer Electronics
• RADAR, SONAR, and LIDAR
• Satellite
• Signal intelligence

Ordering Information

NI PXI-5124	778757-01 ¹
Includes NI-SCOPE driver and SCOPE Soft Front Panel. 32, 256, and 512 MB models include NI Spectral Measurements Toolkit.	
¹ M (memory per channel): 1 (8 MB), 2 (32 MB), (256 MB), 4 (512 MB)	
Recommended PXI Switch	
NI PXI-2593	778793-01



150 MHz, 200 MS/s, 12-Bit Digitizer

Specifications

These specifications are valid for 0 to 55 °C, unless otherwise stated.

Acquisition System

Number of channels	2 simultaneously sampled	
Resolution	12 bits	
Bandwidth (-3 dB)	150 MHz	
Full Scale Input Range	50 Ω	1 MΩ
400 mV, 1 V, 2 V, 5 V, 10 V, 20 V	150 MHz	145 MHz ¹
200 mV	95 MHz	75 MHz

Bandwidth limit filters (software selectable):
 20 MHz noise (2-pole Bessel)
 60 MHz anti-alias (8-pole elliptical)

Maximum sampling rate: 200 MS/s real-time, 4 GS/s random interleave sampling
 Onboard sample memory: 8, 32, 256, or 512 MB per channel (4, 16, 128, 256 million samples)
 Pre and posttrigger data points²: 0 to 100% of full record length

	Memory per channel (MB)	Maximum number of records
Multiple records acquisition (0 to 100% pre and posttrigger data)	8	32,768
	32	131,072
	256	1,048,576
	512	2,097,152

Input impedance	50 Ω and 1 MΩ, 0.25 pF software selectable
Full-scale input range	50 Ω: 200 mV, 400 mV, 1 V, 2 V, 4 V, 10 V 1 MΩ: 200 mV, 400 mV, 1 V, 2 V, 4 V, 10 V, 20 V
Vertical offset ranges	±50% of full scale input range
Maximum input overload	50 Ω: 7V _{pp} with peaks ≤ 10 V 1 MΩ: peaks ≤ 42 V
Input coupling	AC, DC, SMD (AC coupling on 1 MΩ only)
AC coupling cutoff frequency (-3 dB)	12 Hz

Accuracy

DC accuracy (0 V offset setting)

Full Scale Input Range	50 Ω and 1 MΩ
200 mV, 400 mV	±0.65% of Input ±1.3 mV
1 V, 2 V	±0.65% of Input ±1.5 mV
4 V, 10 V, 20 V	±0.65% of Input ±10.0 mV

Passband flatness (referenced at 50 MHz)

Filters Off	Full scale input range	50 Ω and 1 MΩ
	400 mV, 1 V, 2 V, 5 V, 10 V, 20 V	±0.5 dB, DC to 20 MHz ±1 dB, 20 MHz to 50 MHz ±1.7 dB, 50 MHz to 100 MHz ±0.6 dB, DC to 30 MHz ±1.5 dB, 20 MHz to 40 MHz
	200 mV	±0.5 dB, DC to 20 MHz ±1 dB, 20 MHz to 50 MHz ±1.7 dB, 50 MHz to 100 MHz ±0.6 dB, DC to 30 MHz ±1.5 dB, 20 MHz to 40 MHz
Antialias Filter On	All ranges	-1 dB to +2 dB, DC to 55 MHz

AC amplitude accuracy (50 MHz): 50 Ω: ±0.05 dB
1 MΩ: ±0.09 dB

Channel-to-channel crosstalk: ≤ 65 dB at 10 MHz

Spectral Characteristics (typical)

Dynamic Performance (50 Ω input impedance with 10 MHz, -1 dBFS input signal)

Full Scale Input Range	SFDR	THD	SNR	SINAD
200 mV	75 dB	-74 dBc	57 dB	57 dB
400 mV	75 dB	-74 dBc	58 dB	58 dB
1 V	72 dB	-72 dBc	58 dB	58 dB
2 V	72 dB	-72 dBc	58 dB	58 dB
4 V	65 dB	-63 dBc	-	-
10 V	65 dB	-63 dBc	-	-

Dynamic Performance (1 MΩ input impedance with 10 MHz, -1 dBFS input signal)

Full Scale Input Range	SFDR	THD	SNR	SINAD
200 mV	70 dB	-68 dBc	53 dB	53 dB
400 mV	70 dB	-68 dBc	55 dB	55 dB
1 V	70 dB	-68 dBc	57 dB	57 dB
2 V	70 dB	-67 dBc	57 dB	57 dB
4 V	67 dB	-66 dBc	56 dB	56 dB
10 V	60 dB	-58 dBc	-	-
20 V	60 dB	-58 dBc	-	-

SFDR = Spurious free dynamic range
 THD = Total harmonic distortion
 SNR = Signal to noise ratio, excluding distortion (antialias filter enabled)
 SINAD = Signal to noise and distortion (antialias filter enabled)

RMS Noise (20 MHz filter enabled)

Full Scale Input Range	50 Ω	1 MΩ
200 mV	94 μV _{rms}	104 μV _{rms}
400 mV	189 μV _{rms}	192 μV _{rms}
1 V	470 μV _{rms}	480 μV _{rms}
2 V	940 μV _{rms}	960 μV _{rms}
4 V	1.88 mV _{rms}	1.92 mV _{rms}
10 V	4.7 mV _{rms}	4.8 mV _{rms}
20 V (1 MΩ only)	-	9.4 mV _{rms}

Intermodulation distortion³ (IMD): -75 dBc
 Phase noise density (10 MHz input): < 100 dBc/Hz at 100 Hz
< 120 dBc/Hz at 1 kHz
< 130 dBc/Hz at 10 kHz

Acquisition Modes

Real-time sampling rate: 200 MS/s to 3.052 MS/s sample rate
 Random interleave sampling (RIS): 4 GS/s to 400 MS/s sample rate (repetitive signals only)

Timebase System

Total sample clock jitter⁴: ≤ 1 ps_{rms}

Internal

Internal sample clock frequency: 200 MS/s sampling rate with demodulation by n where 1 ≤ n ≤ 65,535
 Timebase accuracy: ±25 ppm (±0.0025%)

External

External clock sources: CLK IN (SMB connector), PXI star
 External clock range: 50 MHz to 210 MHz, variable with demodulation by n where 1 ≤ n ≤ 65,535
 External reference sources: CLK IN (SMB connector), PXI backplane 10 MHz
 External reference range: 1 to 20 MHz in 1 MHz increments
 External clock/reference amplitude: Sine wave: 0.65 to 2.8 V_{pp} (0 to 13 dBm)
Square wave: 0.2 to 2.8 V_{pp}
 External clock/reference impedance: 50 Ω, AC coupled

Trigger System

Modes: Edge, Hysteresis, Window, Video, Digital, Immediate, Software
 Source: CH0, CH1, TRIG, PFI_Trig<0>-PR<0>1, PXI Star Software
 Slope: Rising or falling
 Hysteresis: Fully programmable
 Video trigger: Negative sync of NTSC, PAL, and SECAM standards
 Video trigger types: Any line, specific line, specific field
 High frequency reject filter: 50 MHz software selectable
 Low frequency reject filter: 50 kHz software selectable
 Sensitivity: CH0 and CH1: 2.5% FS up to 50 MHz
decreasing to 10% FS at 150 MHz
TRIG: 2.5% up to 100 MHz decreasing to 10% at 200 MHz
CH0, CH1: ±4.7% FS up to 10 MHz
TRIG: ±3.5% FS up to 10 MHz
 Level accuracy: CH0, CH1: ±4.7% FS up to 10 MHz
TRIG: ±3.5% FS up to 10 MHz
 Time resolution: 50 ps with time-to-digital converter enabled
 Holdoff: 2 μs to 171.79 μs, software selectable

External Trigger Channel (TRIG)

Impedance: 1 MΩ || 22 pF
 Vertical Range: ±5 V
 Coupling: AC, DC

Power Requirements (typical)

+3.3 VDC	+5 VDC	+12 VDC	-12 VDC	Total Power
1.3 A	1.7 A	130 mA	270 mA	17.6 W

Environment

Operating temperature⁵: 0 to 55 °C (meets IEC-60068-2-1 and IEC-60068-2-2)
 Storage temperature: 40 to 71 °C (meets IEC-60068-2-1 and IEC-60068-2-2)
 Relative humidity: 10 to 90 %, noncondensing (meets IEC-60068-2-9)

Calibration

Self-calibration: Gain, offset, frequency response, triggering, and timing for all input ranges
 External calibration interval: 2 years

Certification and Compliances CE

CE Mark compliance
 For detailed specifications on power, environmental, safety, and physical dimensions see PXI-5124 detailed specifications.

1. Bandwidth on the 1 MΩ input is 145 MHz for 0 to 40 °C and 135 MHz for 40 to 55 °C.
 2. No PFI-0-4 is available for continuous acquisition.
 3. Measured on ranges up to 2 V on 50 Ω input with two tones at 162 MHz and 112 MHz, each at -7 dBFS.
 4. Includes effects of connector aperture and clock circuitry jitter from 100 Hz to 100 kHz.
 5. Two-digit accuracy disabled.
 6. 0 to 40 °C in PFI-0-1 and 100/0 chassis.

Anexo E

Glossário

Bobina de Bloqueio – Sua função básica é bloquear os sinais de vindo do PLC para a subestação. Apresenta baixa impedância para frequência industrial (60 [Hz]).

Cabo Coaxial – Utilizado para conectar sistema PLC a Caixa de Sintonia.

Caixa de Sintonia - Utilizado para casar o sistema PLC com a linha de transmissão. Contém também sistema de proteção.

Capacitor de Acoplamento – Sua finalidade é bloquear sinal de frequência industrial e acoplar sinais de alta frequência na linha de transmissão.

Decibels ou dB é uma representação em forma logarítmica da relação entre duas potências P_1 e P_2 , sendo igual a $10 \log_{10} (P_1/P_2)$. dBW corresponde a representação em dB quando $P_2 = 1$ [W]. dBm corresponde a representação em dB quando $P_2 = 1$ [mW]. dBd e dBi referem-se ao ganho de uma antena em relação a um dipolo de meia onda e a um radiador isotrópico respectivamente.

Filtro - No contexto de sistemas de telecomunicações filtro é um dispositivo para o qual o sinal de saída tem pequena atenuação em relação ao sinal de entrada em uma faixa de frequências especificada (faixa passante) e atenuação alta nas demais frequências.

GPS-Global positioning System - Sistema composto por uma constelação de satélites que emitem sinais de referência para determinação de hora e posição de um ponto pela utilização de um pequeno terminal GPS que processa estes sinais enviados pelo satélite.

Híbrida – Permite a conexão de dois ou mais transmissores ao mesmo tempo sem causar distorções.

Isolador – dispositivo utilizados para suportar cabos submetidos a uma diferença de potencial e isola-los.

Linha de Transmissão – Qualquer par de condutores destinados a conduzir ou guiar energia na forma de onda eletromagnética.

Modulação - é a alteração sistemática de uma onda portadora de acordo com o sinal modulante que carrega a informação codificada ou não. É possível identificar dois tipos básicos de modulação: Analógica, ou Continuous Wave (CW), na qual a portadora tem a forma de onda senoidal. Neste caso o parâmetro modulado varia na proporção direta do sinal modulante. Digital, ou modulação por pulsos, na qual a portadora é um trem de pulsos. Neste caso a mensagem deve ser primeiramente convertida para a forma digital sendo o sinal amostrado, quantizado e depois codificado.

PLC (Power Line Carrier) - Sistema de Ondas Portadoras usado para transmitir e receber sinais de voz, dados e Teleproteção, utilizando a linha de transmissão como meio.

Redes Neurais Artificiais (RNA) são sistemas não lineares que imitam o mecanismo de processamento do cérebro humano. As redes neurais artificiais são um método para solucionar problemas através da simulação do cérebro humano, inclusive em seu comportamento, ou seja, aprendendo, errando e fazendo descobertas. São técnicas computacionais que apresentam um modelo inspirado na estrutura neural de organismos inteligentes e que adquirem conhecimento através da experiência.

9 - Referências

[ABC, 1986] ABC, Teleinformática S.A, Internal Technical documentation about PLC system, 1986.

[Adami, Jul. 2006] JOSÉ F. ADAMI, PAULO M. SILVEIRA, MARCEL F. C. PARENTONI, ANTONIO C. DALLBELLO, *Modelagem e simulação de um sistema de Ondas Portadoras através do simulink / Matlab*, SBSE Simpósio Brasileiros de Sistemas Elétricos – Julho 2006.

[Adami, ag. 2006] JOSÉ F. ADAMI, PAULO M. SILVEIRA, MARCEL F. C. PARENTONI, ANTONIO C. DALLBELLO, *Modelagem e simulação de um sistema de Ondas Portadoras através do simulink / Matlab*, IX Jornada de Iniciação Científica e Pós Graduação – Agosto, 2006.

[Adami, out. 2006] JOSÉ F. ADAMI, PAULO M. SILVEIRA, MARCEL F. C. PARENTONI, ANTONIO C. DALLBELLO, *Modelagem e simulação de um sistema de Ondas Portadoras através do simulink / Matlab*, XVI Congresso Brasileiro de Automática - CBA – Outubro, 2006.

[Adami, 2007] JOSÉ F. ADAMI, GUILHERME C. FONSECA, CAIO M. HABER, ANTONIO C. DALLBELLO, *Modelagem de uma Linha de Transmissão com um sistema de Ondas Portadoras simulando distúrbios de alta frequência através do simulink / Matlab*, XIX Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica- SNPTEE – Outubro, 2007.

[Adami, 2008] JOSÉ F. ADAMI, MANOEL L. B. MARTINEZ, PAULO M. SILVEIRA, ANTONIO C. DALLBELLO, *Sistema Remoto de detecção e identificação de defeitos em cadeias de isoladores de linhas de transmissão*, SBSE Simpósio Brasileiros de Sistemas Elétricos – abril, 2008.

[Areva] Areva (2005, set.), Internal Technical documentation about PLC system. Available: <http://www.areva-td.com>.

[Berlaserkaram, 2000] BERLASERKARAM, S.; LI,H.J. *Detection of insulators on Power Transmission Line*, IEEE 4 (2000) 2817-2821.

[CEMAT] Relatórios Técnicos da CEMAT - 1,2 e 3, 2004-2007.

[Cheek, R. C. 1964] R. C. Cheek, *Electrical Transmission and Distribution, Power Line Carrier- Application 401-432*– Reference Book Westinghouse Corporation,1964.

[DallBello, 2007] ANTONIO C. DALL BELLO, PAULO M. SILVEIRA, MARCEL F. C. PARENTONI, JOSÉ F. ADAMI, *Análise de sinais provocados por defeitos em linhas de transmissão utilizando técnicas de telecomunicações de processamentos de sinais*, 22º Congresso Brasileiro de Manutenção – Setembro, 2007.

[DallBello, 2007] ANTONIO C. DALLBELLO, PAULO M. SILVEIRA, MARCEL F. C. PARENTONI, JOSÉ F. ADAMI, *Análise de sinais provocados por defeitos em linhas de transmissão utilizando técnicas de telecomunicações de processamentos de sinais*, IV Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica – IV Citenel – novembro, 2007.

[Freeman, 1968] P. J. Freeman, *Electric Power Transmission and Distribution*, Ed. Geoge G. Harrap & Co. LTD, 1ª edição, 1968.

[Fuchs, 1979] Fuchs, Rubens Dario – *Transmissão de Energia Elétrica*, Ed. LTC, 1ª edição,1979.

[Hayt, 2005] W. H. Hayt, *Eletromagnetismo*, Ed. LTC, 6a ed., 2005, pp 254 - 281.

[Haykin, S. 2001] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3nd ed, Ed.Prentice Hall, 2001.

[Haykin, 1999] S. Haykin and B. Van Veen, *Signals and Systems*, Ed. John Wiley & Sons Inc, 1999, 23-162.

[Haykin, 1999] S. Haykin, *Neural networks: a comprehensive foundation*, 2nd ed., Ed. Prentice Hall, Inc, 1999, 143-281.

[Lang, 1994] LANG, P.G.; ALLAN,D.M.; ZHOU, Y. *The Investigation of Insulation Defects in Transmission Line disc Insulators using remote detection techniques*, Proceedings of the 4th international conference on Properties and Application of Dielectric Materials, July,1995, Australia.

[LI, C.R. Jun. 1998] LI,C.R.; CHENG, Y. C.; YU, CHEN; YICHAO,YUAN, *Identification of Faulty Insulators by using discharge analysis based on artificial neural network*, 1998 IEEE International Symposium on Electrical Insulation, Arlington, Virginia, USA, June, 1998. IEEE 2 (1998) 382-385

[Li, C.R.LI Sep. 1998], C.R.; SHI Q.; CHENG, Y.C.; LIN, G.; XINGQUAN, H.; WEI, S., *The Sensitivity of Identify Faulty Insulator String by Detecting Insulator Corona Current*, Proc. Of 1998 International Symposium on Electrical Insulating Materials, Japan, Sept. 1998.

[Liptrot, 1998] F. J. Liptrot, *High voltage engineering and testing*, Ed. Peter Peregrinus Ltd, 1998, pp 68-111.

[Mamede, 1994] João Mamede Filho, *Manual de Equipamentos Elétricos*, Ed. LTC, 3ª edição, 2005.

[Marti, 1982] J. R. Marti, *Accurate Modelling of frequency-dependent transmission lines in electromagnetc transient simulations*, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS 101-157, January 1982.

[Oleskovicz, 2001] M. Oleskovicz, D. Vinicius Coury, Raj K.Aggarwal, *Um esquema completo para detecção, classificação e localização de faltas em linhas utilizando redes neurais*, XVI SNPTEE, (2001), Brazil.

[Paul Clayton r, 2006] *Eletromagnetismo para Engenheiro com aplicações*, Ed. LTC, 1ª edição, 2006.

[Pavlik, 1989] B. L. Pavlik, *tecnologia da Ferragem para linhas de AT e EAT*, Ed. Gente, 1ª edição, 1989.

[Quevedo, 1979] C. P. Quevedo, *Eletromagnetismo*, Ed. Mcgraw-Hill do Brasil Ltda, 1979, pp. 279-335.

[Robson, 1989] Robson, C. P., *Non-Conventional Transmission Line Compensation*. M.Sc. degree, 1989, UNIFEI.

[Sanders] M. P. Sanders, R. E. Ray, *Power Line Carrier Cannel & Application considerations for transmission line relaying*. [Online] Available: <http://www.pulsartech.com/pulsartech/docs/C045-0597.pdf>.

[Silveira, 1999] P. M. da Silveira, R. Seara & H. H. Zürn, *Fault Type Identification Using Wavelet Transform*, Int. Conf. on Intelligent Sys. Appl. to Power Systems - ISAP'99; Conf. Proceedings, (1999) 267-272, Rio de Janeiro/ Brazil.

[Ulaby, 2007] F. T.Ulaby, *Eletromagnetismo para Engenheiros*, Ed. Bookman, 1ª edição, 2007, pp 285 – 290.

[Wedepohl, 1963] L.M. WEDEPOHL, *Application of matrix methods to the solution of travelling-wave phenomena in polyphase systems*, IEE, Vol 110 pp 2200-2212, December 1963.