



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA

Faculdade de Engenharia Campus de Bauru

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

BRUNO GRINHOLLI ESCHER

**UM MÉTODO PARA AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DE
TRANSMISSÃO EM CABOS LAN**

Bauru

2015

BRUNO GRINHOLLI ESCHER

**UM MÉTODO PARA AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DE
TRANSMISSÃO EM CABOS LAN**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia de Bauru, para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Paulo José Amaral Serni
Co-orientador: Prof. Dr. Diego Colón

Bauru

2015

Escher, Bruno Grinholli.

Um método para avaliação de desempenho de
transmissão em cabos LAN / Escher, Bruno Grinholli,
2015

127 f. : il.

Orientador: Paulo José Amaral Serni

Co-orientador: Diego Colón

Dissertação (Mestrado)-Universidade Estadual
Paulista. Faculdade de Engenharia, Bauru, 2015

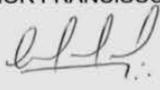
1. Medição em alta frequência. 2. Métodos
numéricos. 3. Cabos de rede. I. Universidade Estadual
Paulista. Faculdade de Engenharia. II. Título.

ATA DA DEFESA PÚBLICA DA DISSERTAÇÃO DE Mestrado DE BRUNO GRINHOLLI ESCHER, DISCENTE DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, DO(A) FACULDADE DE ENGENHARIA DE BAURU.

Aos 26 dias do mês de maio do ano de 2015, às 16:00 horas, no(a) Sala de videoconferência no Câmpus Experimental de Sorocaba, reuniu-se a Comissão Examinadora da Defesa Pública, composta pelos seguintes membros: Prof. Dr. PAULO JOSE AMARAL SERNI do(a) Engenharia de Controle e Automação/Unidade de Sorocaba, Prof. Dr. CLAUDIONOR FRANCISCO DO NASCIMENTO do(a) Engenharia Elétrica/UFSCAR, Prof. Dr. ÁTILA MADUREIRA BUENO do(a) Engenharia de Controle e Automação/Unidade de Sorocaba, sob a presidência do primeiro, a fim de proceder a arguição pública da DISSERTAÇÃO DE Mestrado de BRUNO GRINHOLLI ESCHER, intitulado "UM MÉTODO PARA AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DE TRANSMISSÃO EM CABOS LAN". Após a exposição, o discente foi arguido oralmente pelos membros da Comissão Examinadora, tendo recebido o conceito final: APROVADO. Nada mais havendo, foi lavrada a presente ata, que, após lida e aprovada, foi assinada pelos membros da Comissão Examinadora.


Prof. Dr. PAULO JOSE AMARAL SERNI


Prof. Dr. CLAUDIONOR FRANCISCO DO NASCIMENTO


Prof. Dr. ÁTILA MADUREIRA BUENO

Dedico este trabalho aos queridos que estão na minha vida, e que puderam, mesmo sem saber, colaborar para a realização desse trabalho.

AGRADECIMENTOS

Agradeço antes, durante e depois, a Deus, sem o qual eu não estaria no mestrado, nem sequer teria passado pela graduação. Nenhum caminho foi fácil, mas nenhum saiu dos cuidados e objetivos Dele, que usou toda árvore de explosão combinatória do dominó da vida humana a favor de tais planos.

Agradeço à minha família, suporte terreno que permitiu a caminhada até tão longe. Obrigado por toparem essa briga até aqui. Se fui mais longe, foi com os músculos, nervos e suor de todos vocês.

Agradeço também à Prysmian Draka Brasil SA, e a todos os colegas de trabalho nela contidos, que deram suporte para que a idéia e a execução fossem humanamente realizáveis. Aos responsáveis da gestão, agradeço pelo suporte e permissão para cursar o mestrado durante o expediente diurno.

Agradeço ao meu orientador Dr. Paulo José Amaral Serni pela atenção, pela tratativa de grande cuidado, educação e compreensão em toda etapa, tornando mais simples e acessível um passo grande e trabalhoso como o Mestrado.

Aos professores Dr. Diego Colón e Dr. Átila Madureira Bueno, conhecidos pela sua excelência no ensino na minha graduação e pelo bom relacionamento desde então, e Dr. Claudionor Francisco do Nascimento da UFSCAR pela atenção e consideração sobre este trabalho.

A todos os professores da UNESP Sorocaba e Bauru, aproveito o espaço para expressar admiração e carinho por todos.

EPÍGRAFE

Senhor, tu me sondas, e me conheces.

Tu conheces o meu sentar e o meu levantar; de longe entendes o meu pensamento.

*Esquadrinhas o meu andar, e o meu deitar, e conheces todos os meus caminhos.
Sem que haja uma palavra na minha língua, eis que, ó Senhor, tudo conheces.
Tu me cercaste em volta, e puseste sobre mim a tua mão.*

Tal conhecimento é maravilhoso demais para mim; elevado é, não o posso atingir.

Para onde me irei do teu Espírito, ou para onde fugirei da tua presença?

Se subir ao céu, tu aí estás; se fizer no mundo sombrio a minha cama, eis que tu ali estás também.

*Se tomar as asas da alva, se habitar nas extremidades do mar,
ainda ali a tua mão me guiará e a tua destra me susterá.*

*Se eu disser: Ocultem-me as trevas; torne-se em noite a luz que me circunda;
nem ainda as trevas são escuras para ti, mas a noite resplandece como o dia; as
trevas e a luz são para ti a mesma coisa.*

Pois tu formaste os meus rins; entreteceste-me no ventre de minha mãe.

*Eu te louvarei, porque de um modo tão admirável e maravilhoso fui formado;
maravilhosas são as tuas obras, e a minha alma o sabe muito bem.*

*Os meus ossos não te foram encobertos, quando no oculto fui formado, e
esmeradamente tecido nas profundezas da terra.*

*Os teus olhos viram a minha substância ainda informe, e no teu livro foram escritos
os dias, sim, todos os dias que foram ordenados para mim, quando ainda não havia
nem um deles.*

*E quão preciosos me são, ó Deus, os teus pensamentos! Quão grande é a soma
deles!*

*Se eu os contasse, seriam mais numerosos do que a areia; quando acordo ainda
estou contigo. **Salmos 139:1-18***

*“Se enxerguei mais longe, foi porque me apoiei sobre os ombros de gigantes
” – Sir Isaac Newton (1643-1727)*

RESUMO

UM MÉTODO PARA AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DE TRANSMISSÃO EM CABOS LAN.

Na indústria de cabos a qualidade do cabo de rede (LAN) só é conhecida no final da linha de produção, medindo a desempenho do cabo pronto (produto acabado). Há portanto uma deficiência no sistema de qualidade, incapaz de avaliar os materiais intermediários antes de comporem o cabo pronto. Este trabalho propõe uma ferramenta matemática para o tratamento das medições de reflexão (perda de retorno) em alta frequência de tais semi-elaborados, de forma a orientar a fábrica sobre a qualidade dos mesmos antes de avançarem na linha de produção. O método usa a área entre as curvas de perda de retorno do par e a norma de qualidade, sendo este valor chamado área de margem (AM). Verificou-se pelo método de correlação de Spearman que há uma correlação alta entre o valor de AM dos pares e AM do cabo pronto, com chance de erro menor que 1%. Utilizando a AM para selecionar os pares trançados, foram reunidos núcleos cujo desempenho foram diferenciados. Para avaliação automática da AM, foi desenvolvido também o programa SATLER para tratamento matemático das medidas.

Palavras-chave: 1. Medição em alta frequência. 2. Métodos numéricos. 3. Cabos de rede

ABSTRACT

A METHOD FOR EVALUATION OF TRANSMISSION PERFORMANCE ON LAN CABLES

In cable industry, the LAN network cables quality is known only in the end of production line, measuring the performance of finished cable. So thus, there is a deficiency on quality system, unable to evaluate the intermediate materials before cable layup. This paper proposes a new mathematical tool for handling signal reflection measurements (Return Loss) in high frequencies over the semi-finished ones, in order to guide factory about the quality before going forward on production flow. This method uses the area between curves of return loss of twisted pair and the curve of normative limits, being this area the "Margin Area" (MA). It was verified a great correlation (using Spearman method) between pairs' MA and final cable's MA, with an error chance below 1%. Using such MA to select twisted pairs, there were laid up stranded cores with different performances. For automatic MA evaluation, it was also developed the software SATLER for mathematical processing of measurements.

Keywords: 1. high frequency measurement, 2. numeric methods, 3. network cables

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Medições em cada etapa produtiva.....	19
Figura 2.1 - Partes de um cabo LAN	23
Figura 2.2 - Identificação de pares no cabo LAN	25
Figura 2.3 - Bobinas de Pares Binados antes da fase Reunião	25
Figura 2.4 - Núcleo de cabo LAN	26
Figura 2.5 - Produto Acabado Cabo LAN	26
Figura 3.1 - Exemplos de linhas de transmissão.....	28
Figura 3.2 – Modo de Propagação Transversal (TEM)	29
Figura 3.3 - Circuito com impedância de fonte e de carga	31
Figura 3.4 - Circuito típico de transmissão	33
Figura 3.5 - Circuito resistivo (MEDLEY 1992).....	37
Figura 3.6 - Quadripolo (MEDLEY 1992)	39
Figura 3.7 - Representação da rede como caixa preta com parâmetros S	40
Figura 3.8 - VNA Agilent E5061-A usado na pesquisa.....	44
Figura 3.9 - Diagrama interno de um VNA	44
Figura 3.10 - Dispositivos usados no arranjo de teste.....	45
Figura 3.11 - Acoplador direcional - princípio de funcionamento.....	46
Figura 3.12 - Montagem de VNA para medir parâmetros S	47
Figura 3.13 - Fluxo de sinal no quadripolo de parâmetros S.....	48
Figura 3.14 - Setup de medição para S_{11}	48
Figura 3.15 – Arranjo (Setup) de teste para S_{21}	49
Figura 3.16 - BALUN típico usado nas medições.....	51
Figura 3.17 - Esquemático interno do balun.....	51
Figura 3.18 - Transmissão no modo diferencial, onde o ruído é cancelado	54
Figura 3.19 - Balun ligado à porta 1 do VNA Agilent usado.	54
Figura 3.20 - Cabo de par trançado 100 Ohms sendo testado no VNA Agilent	55
Figura 3.21 - Limites de atenuação para cada norma em função da frequência	57
Figura 3.22 - Setup pedido pela TIA para medição de coeficiente de transmissão (ANSI/TIA 568-C.2 2009)	59
Figura 3.23 - Setup de medição pedido pela TIA para medição de reflexão(ANSI/TIA 568-C.2 2009).....	60

Figura 3.24 - Terminais para conexão dos pares trançados	64
Figura 3.25 - VNA embarcado no sistema SATLAN.....	64
Figura 3.26 - Saída de vídeo mostrando os testes em tempo real no SATLAN	65
Figura 3.27 - Arquivo REL gerado pelo SATLAN	66
Figura 4.1 - Circuito Equivalente de um pequeno trecho de cabo.....	69
Figura 4.2 - Parâmetros primários aplicados a um par trançado.....	70
Figura 4.3 - Condutor singelo isolado.....	70
Figura 4.4 – Faixa de valores típicos usados nas capacitâncias.....	72
Figura 4.5 - Circuito equivalente com as malhas em destaque.....	74
Figura 5.1 - Gráfico de medição de RL	79
Figura 5.2 - Definição gráfica de margem na medição.....	81
Figura 5.3 - Exemplo de Margens em dB ao longo do range de frequências.....	81
Figura 5.4 - Saída de um controlador.....	83
Figura 5.5 Erro acumulado entre as curvas	83
Figura 5.6 - Atribuição de área entre as Curvas.....	87
Figura 5.7 - Aplicação da integração numérica sobre a Área entre curvas	87
Figura 5.8 - Aplicação do conceito em uma medição real.....	88
Figura 5.9 - Correspondência de área de margem em relação a Figura 5.8.....	88
Figura 5.10 - Margem mínima de 1dB em RL	90
Figura 5.11 – Área de margem típica na produção fabril	91
Figura 5.12 – Medida de RL fase a fase	92
Figura 6.1 - Esquema para amostragem e levantamento de base de dados	97
Figura 6.2 - Estratégia proposta para validar os objetivos do método.....	98
Figura 6.3 - Método proposto sendo aplicado para projeto e Produção	99
Figura 6.4 - Tela inicial do SATLER	100
Figura 6.5 - Saída gráfica do SATLER.....	101
Figura 7.1 – Correlação entre AM de binagem e cordagem.....	105
Figura 7.2 – Correlação entre AM de capas e cordagem.....	105
Figura 7.3 – Correlação entre AM de binagem e capas	106
Figura 7.4	109
Figura 7.5	109
Figura 7.6	110

Figura 7.7	110
Figura 11.1 – Pontos medidos e correlação de Pearson (vermelho).....	119
Figura 11.2 – Distribuição por ranking dos pontos da Figura 11.1, e correlação de Spearman.....	119
Figura 13.1	123
Figura 13.2	124
Figura 13.3	125
Figura 13.4	125

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Classificação dos cabos de rede conforme IEC e TIA	24
Tabela 3.1 - Proporções entre ondas	41
Tabela 3.2 - Classificação dos cabos conforme norma ISO.....	58
Tabela 5.1 - Interpretando a tendência do gráfico de Área de Margem	89
Tabela 6.1 – Semi-prontos e medições possíveis	96
Tabela 7.1 - Coeficiente de Spearman para Conjunto Completo	104
Tabela 7.2 - AM de Semi-prontos medidos para experimento de seleção	107
Tabela 7.3 - Núcleos montados com pares selecionados por AM.....	107
Tabela 7.4 - Resultado de área de margem após seleção	108
Tabela 11.1 – Relevância do valor de CCSP encontrado	122

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

α – fator de atenuação do sinal (Nepers/m)

\propto - proporcional a

AM – Área de Margem

ANATEL – Agência Nacional de Telecomunicações

ANSI – *American National Standard Institute* – Instituto Americano de padronização

ATM – *Asynchronous Transfer Mode* – Modo de transferência assíncrono

AWG – *American Wire Gauge* – Padrão Americano de Calibre de Fios

C – Capacitância mútua entre os condutores isolados

C' – Capacitância mútua distribuída (nF/km)

CCSP – Coeficiente de Correlação de Spearman

F, f – Frequência

G – Condutância entre os condutores

G' – Condutância distribuída (S/km)

HDPE – High Density Polyethylene – Polietileno de alta densidade (PEAD)

IEC – *International Electrotechnical Commission* – Comissão Internacional para Eletrotécnica

ISO – *International Organization for Standardization* – Organismo Internacional de Padronização

ITU – *International Telecommunication Union* – União Internacional para Telecomunicação

L – Impedância dos condutores

L' – Impedância distribuída (uH/km)

LAN – *Local Area Network* – Rede de área local

NBR – Norma Brasileira

R – Resistência ôhmica do condutor

R' – Resistência ôhmica distribuída (ohm/km)

REL – Extensão do arquivo de Relatório

RL – *Return Loss* (perda de retorno)

S – Parâmetro *Scatter*

S₁₁ – Reflexão medida injetando o sinal pela porta 1, e medida na porta 1

TEM – *Transversal Electrical Mode* – Modo Elétrico Transversal

TIA – *Telecommunication Industry Association* – Associação das indústrias de telecomunicação (EUA)

UTP – *Unshielded Twisted Pair* – par trançado não blindado

VNA – *Vectorial Network Analyzer*

Z – impedância da linha de transmissão

Z_0 – Impedância característica

γ - coeficiente de transmissão

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	17
1.1. Organização do trabalho.....	22
2. CABOS DE REDE (LAN)	23
3. REVISÃO TEÓRICA EM LINHAS DE TRANSMISSÃO	27
3.1. Linhas de Transmissão	27
3.2. Impedância eletromagnética	29
3.3. Perdas em linhas de cobre	30
3.3.1. Perdas por descasamento de impedância	30
3.4. Coeficiente de Reflexão	32
3.5. Perda de retorno (<i>Return Loss</i>)	35
3.6. Atenuação ou Insertion Loss.....	35
3.7. Redes.....	36
3.8. Parâmetros Z	37
3.9. Parâmetros S	39
3.10. Medição de parâmetros S	43
3.11. Encontrando cada um dos parâmetros S	47
3.12. Uso de <i>BALUNS</i>	50
3.13. Modo comum e Modo diferencial	51
3.14. Método de medição dos cabos balanceados conforme normas vigentes no mercado de cabos	55
3.14.1. Divisão e classificação dos cabos de rede conforme as normas	57
3.14.2. Normas de cabo no Brasil	58
3.14.3. <i>Setup</i> para atenuação, diafonia e atraso de propagação	59
3.14.4. <i>Setup</i> para medição de perda de retorno	59
3.15. Sistema de Medição	61
3.16. <i>Setup</i> de medição para o VNA	61
3.17. Sistemas de Medição Automática	63
4. MODELAGEM DE CABOS DE REDE COMO LINHAS DE TRANSMISSÃO	67
4.1. Circuito equivalente de trecho de cabo	68
4.2. Impedância eletromagnética calculada através do coeficiente de transmissão.....	75
4.3. Linha de transmissão sem perdas	76
4.4. Linhas de transmissão não ideais sem distorções	76

5. O MÉTODO DE ÁREA DE MARGEM	79
5.1. Definição de Margem.....	79
5.2. Inspiração na área de Controle.....	81
5.3. Aplicação dos conceitos de controle.....	83
5.4. Definição matemática da Área de Margem (AM)	84
5.5. Interpretação dos gráficos.....	89
5.6. Ordens de grandeza esperados e típicos	89
5.7. Vantagens do método da área da margem.....	92
5.7.1. Desvantagem	93
6. METODOLOGIA	94
6.1. Pesquisa de Campo – Hipótese 1.....	95
6.2. O que medir?	96
6.3. Pesquisa Experimental – Hipótese 2	97
6.4. O programa SATLER.....	99
7. RESULTADOS OBTIDOS	103
7.1. Verificando a correlação entre AM de pares	103
7.2. Conclusão da correlação	106
7.3. Manipulação de semi-prontos	106
8. CONCLUSÃO	111
9. BIBLIOGRAFIA	112
10. ANEXO A –AMOSTRAS TOMADAS E ÁREAS DE MARGEM	116
11. ANEXO B – AMOSTRAS CONFORMES EM CHÃO DE FÁBRICA	117
12. ANEXO C – MÉTODO DE CORRELAÇÃO DE SPEARMAN	118
12.1. Procedimento para cálculo de CCSP	120
12.2. Interpretando o resultado de CCSP	121
13. ANEXO D – FLUXOGRAMA DO PROGRAMA SATLER	123
13.1. Estruturas usadas na leitura dos dados de medição.....	126

1. INTRODUÇÃO

Durante a fabricação dos cabos de rede na indústria de cabos, o processo de qualidade avalia o produto final através da medição de suas propriedades de transmissão de dados em altas frequências portadoras. Todavia essa caracterização é feita somente após todas as etapas fabris serem cumpridas – o que significa quatro fases, cada uma delas tomando como entrada os produtos gerados pela fase anterior.

Não há uma maneira ou método no sistema de gestão da qualidade destes cabos (em relação a sua impedância e medidas correlatas) capaz de determinar a qualidade dos produtos intermediários de cada fase, antes que avancem para a fase seguinte. Há uma deficiência no processo de análise de qualidade atual. Este trabalho visa descobrir se há uma correlação direta entre medições feitas em materiais intermediários (semi-prontos, como pares trançados) e o produto composto final. E em caso positivo, como essa qualidade pode ser correlacionada numericamente.

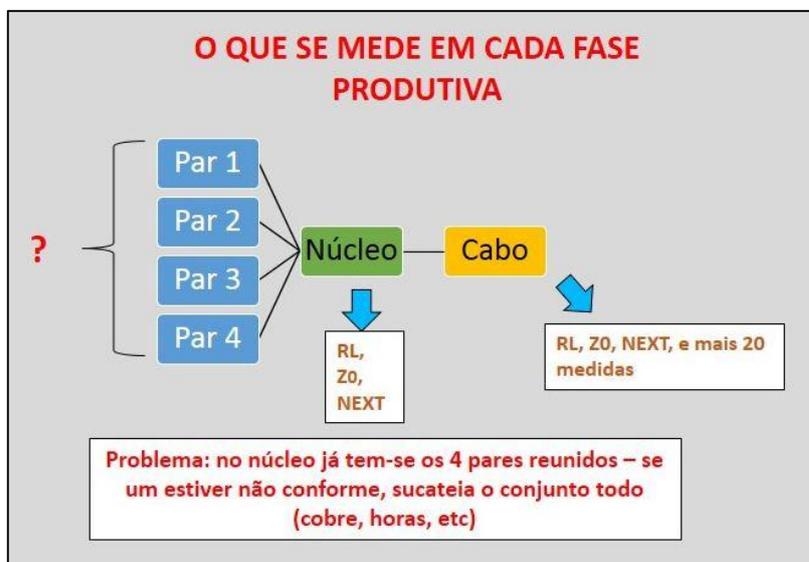
Em adição a isso, a demanda por cabos de rede tem aumentado. A EtherCAT (*Ethernet for Control and Automation Technology*) é considerada atualmente uma nova tendência mundial para redes industriais, trabalhando com cabos de par trançado (por exemplo, CAT 5E) (REINERT e RIBEIRO, 2010). Existe hoje a tendência crescente de usar malhas de controle comunicadas com seus componentes e entre si através de redes locais, sobre protocolos de rede EtherCAT para, por exemplo, alimentar um sistema SCADA (REINERT e RIBEIRO, 2010) (RODRIGUES, 2011). Tais malhas precisam dispor de uma rede de baixa latência, de alta capacidade de transmissão e confiável (baixo nível de ruído e baixa taxa de erro), caso contrário a sincronia entre entrada e saída seria comprometida, e os pacotes de dados TCP/IP não seriam entregues em intervalos bem determinados, causando um *jitter* na comunicação. Estas soluções são alvo de pesquisa e desenvolvimento de grandes empresas de automação como Siemens, Schneider e Rockwell (RODRIGUES, 2011).

Como as redes instaladas estão cada vez mais ocupadas, os trechos frequentemente têm percursos tortuosos. Os instaladores e administradores de rede cabeada precisam de cabos robustos, para que o estresse de instalação sobre o cabo não interfira negativamente na taxa efetiva de transmissão de dados da rede fixada.

Atualmente o controle de qualidade na produção de tais cabos, referente ao desempenho de transmissão, baseia-se em testes realizados de acordo com as normas vigentes (em método e limites) sobre o produto final, avaliando-se simplesmente o valor da margem (distância entre norma limite e o valor medido) (YANAGAWA, HYOGO, *et al.*, 1994) (ANSI/TIA 568-C.2, 2009). Devido à alta rotação das máquinas que fabricam os cabos de rede, haverá folgas, desalinhamentos e atritos no processo que podem gerar um desvio na sua geometria e arranjo no cabo, o que pode levar as medidas a situarem-se ou deslocarem-se gradativamente para fora dos limites normativos. As medições intermediárias em etapas anteriores ao produto final (caso fossem instituídas) são extremamente ruidosas, e inviabilizam uma determinação baseada apenas nos valores absolutos medidos. Com isso um acompanhamento de tendências se torna inviável.

Como é mostrado na Figura 1.1, nas três etapas finais da produção, há testes capazes de determinar direta ou indiretamente a conformidade dos produtos em relação à sua especificação da engenharia (as etapas produtivas e o significado das medidas citadas serão detalhadas nos capítulos seguintes). Porém na fase de pares nada há para avaliar em alta frequência o estado dos materiais semi-prontos, e em caso de não-conformidade, todo o núcleo com quatro pares é descartado na fase seguinte.

Figura 1.1 – Medições em cada etapa produtiva



Fonte: Próprio Autor

Descobrir defeitos ou baixa performance somente no final do processo produtivo gera desperdício de energia, materiais e mão-de-obra, altamente custosos a indústria, e gera volume de sucata que deve ser descartada convenientemente (CONAMA, 2013). Oferecer uma ferramenta matemática para tratamento de dados e estimativa de qualidade abrirá espaço para a entrega de cabos com maior confiabilidade, estabilidade durante a instalação e assim permitindo redes mais confiáveis para controle industrial tipo NCS - *Networked Control Systems* (LIAN, MOYNE e TILBURY, 2001).

Também há um impacto positivo ao oferecer melhor qualidade física ao cabeamento de rede, tendo em vista o trabalho para a consolidação do Plano Nacional de Banda Larga (PNBL) lançado pelo Governo Brasileiro oficialmente em maio de 2010 (MOGAMI, 2011) (BRASIL, 2013). Muitas arquiteturas de rede de banda larga levam a fibra óptica até um ponto de presença (PoP - *Point of Presence*) e dali atinge seus clientes através de cabos não-ópticos, por exemplo, cabos LAN de pares trançados, na arquitetura *Fiber-to-the-Building* (FTTB) (FTTH COUNCIL, 2009). Ter uma rede com maior qualidade (em relação à seus parâmetros de impedância e reflexão) no

último trecho possibilita facilitar toda a infra-estrutura de telecomunicações antes dela, pois poderá entregar toda a capacidade até o aparelho *modem* do cliente.

Cabos com maior banda e melhores índices de transmissão são também usados e requeridos em hospitais e sistemas estratégicos de gerenciamento (como centrais de energia, bombeiros, etc.). Cabos assim permitem uma relação entre sinal-ruído maior, e uma confiabilidade e taxa de erros menor, algo vital para tais sistemas.

A palavra que sempre se repete nesta pesquisa é 'qualidade'. Mas qualidade de quê? Quando as redes Ethernet trafegam pacotes de dados, acontece o protocolo chamado de "auto-negociação", no qual os dois aparelhos que estão trocando dados pela rede irão iniciar sua comunicação com a máxima taxa possível e programada no equipamento. Caso o meio físico (rede cabeada) ou o aparelho de destino não ofereçam condições de comunicação nessa taxa, o protocolo de auto-negociação irá reduzir a taxa de transmissão para o próximo valor mais baixo, e assim por diante, até que a taxa de erros esteja dentro do aceitável e seja possível a comunicação entre os aparelhos. Porém isso ocorre com a rede inteira. Toda ela é afetada, mesmo estando na mesma rede aparelhos cujas vias de comunicação ofereçam meios adequados para altas taxas. Ou seja, por causa de um trecho de baixa qualidade, um meio físico com grandes perdas, toda a rede tem sua taxa de transmissão nivelada para baixo.

O meio físico (cabo) tem grandes perdas e apresenta baixa performance de transmissão, quando atenua fortemente os sinais que por ele trafegam, ou tem grandes níveis de reflexão e descasamentos de impedância. Todos esses fatores estão intimamente ligados à geometria do cobre isolado, dos pares trançados e do cabo terminado constituído por eles. Um cabo de alta qualidade é aquele que possui variações de geometria pequenas o suficiente para que seus níveis de reflexão, atenuação e impedância estejam centrados nos valores normativos.

O objetivo geral dessa pesquisa é a proposição de uma ferramenta matemática para estimativa de qualidade, capaz de permitir a manufatura de um cabo de rede mais confiável e com maior margem de segurança em relação aos requisitos de norma,

visando melhorar a qualidade da rede a ser composta por tais cabos. A ferramenta se baseia nas seguintes **hipóteses**:

- 1) Existe correlação entre as medidas de reflexão dos pares semi-prontos e do cabo final.
- 2) É possível alterar a qualidade final do cabo pronto através da escolha orientada (pela hipótese 1) dos pares trançados semi-prontos constituintes.

Os objetivos específicos para validar tais hipóteses são, portanto:

- Identificar comportamentos das curvas das medições de reflexão ao longo do processo produtivo, e descobrir correlações numéricas entre elas, para cabos produzidos com diferentes níveis de qualidade no fim do processo.

- Baseado nestes comportamentos, determinar os métodos matemáticos para quantificar a qualidade do produto em cada fase, permitindo a seleção ou o descarte antes de avançar no processo produtivo.

1.1. Organização do trabalho

Este trabalho está organizado na seguinte sequência: no Capítulo 2, explica-se brevemente sobre o produto (cabo LAN) cuja fabricação o método proposto atua. No Capítulo 3, explica-se sobre linhas de transmissão de sinais de alta frequência, e no Capítulo 4 discute-se sobre como modelar o cabo LAN (explicado no Capítulo 2) como uma linha de transmissão (Capítulo 3).

No Capítulo 5 é apresentado o método proposto neste trabalho, tomando como premissa o modelo de cabo LAN como linha de transmissão, apresentados nos Capítulos anteriores.

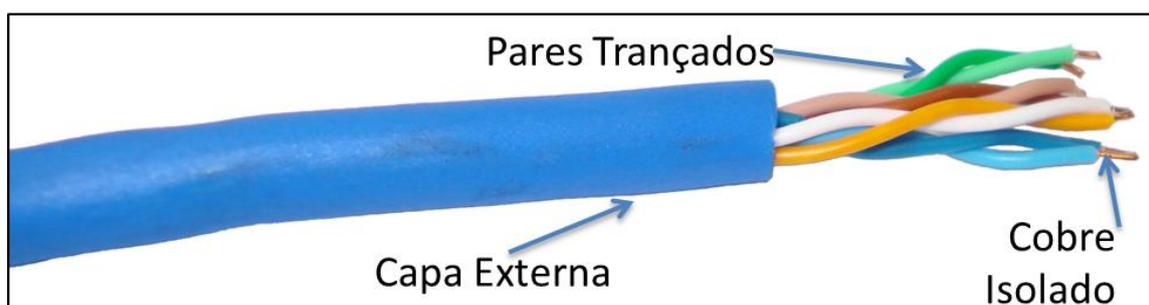
No Capítulo seguinte (Capítulo 6), é apresentada a metodologia para verificar o método proposto, e no Capítulo 7, discute-se os resultados obtidos e suas interpretações, cujas conclusões são apresentadas no Capítulo 8.

2. CABOS DE REDE (LAN)

Os cabos de rede, também chamados neste trabalho por “cabos LAN”, são cabos para comunicação entre equipamentos que utilizam protocolo Ethernet, ATM ou similares, onde os dados trafegam em pacotes digitais sobre uma portadora de alta frequência.

Estruturalmente o cabo LAN é composto por duas a quatro vias de comunicação, cada qual sendo um par trançado. Esse par trançado é feito de condutores de cobre de pureza eletrolítica (maior que 99,9%), isolados com termoplástico, e torcidos dois a dois (vide Figura 2.1).

Figura 2.1 - Partes de um cabo LAN



Fonte: Próprio Autor

Conforme exigido pela ANATEL em sua Resolução para produtos Categoria I, e por outros reguladores internacionais, por esse cabo ser massivamente utilizado em ambientes internos, por detrás de estruturas metálicas em forros, pisos elevados, etc, precisa ter uma capa externa feita de material retardante a chama, para garantir uma proteção contra incêndios. Essa proteção, chamada de “classe de flamabilidade”, é definida pela NBR14705, que define as principais categorias de proteção, mediante a severidade do teste de queima efetuado.

Os pares trançados são os responsáveis pela transmissão em si. Conforme o desempenho apresentado, esses cabos são encontrados nas categorias que sua norma prevê. Na norma brasileira, conforme ANATEL e NBR 14703 – Cabos de

Telemática, os cabos são divididos nas seguintes categorias (ANSI/TIA 568-C.2, 2009):

Tabela 2.1 - Classificação dos cabos de rede conforme IEC e TIA

Categoria	Máxima frequência (MHz)	Velocidade de transmissão em Gbps
3	16	0.1
5E	100	1 (somente em 1 sentido)
6	250	1

Fonte: Próprio Autor

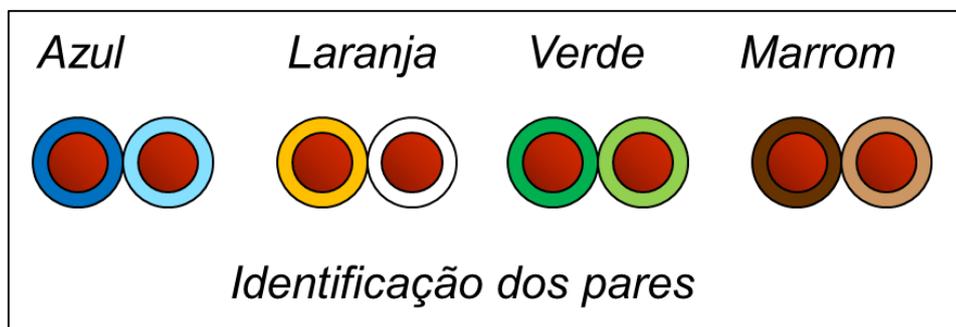
O processo de fabricação dos cabos LAN segue a seguinte ordem:

Os fios de cobre de pureza eletrolítica são trefilados e reduzidos do vergalhão (de alguns milímetros de diâmetro), para o diâmetro desejado, de acordo com a categoria de transmissão. Em geral, cabos de Categoria 3 e 5E possuem cobre 24AWG (ao redor de 0,50mm de diâmetro) e cabos Categoria 6 são em geral feitos com 23AWG (diâmetro ao redor de 0,57mm). Os fios de cobre já no diâmetro correto são levados ao processo de **isolamento**, onde uma extrusora irá aplicar uma camada isolante feita de termoplástico derretido e depositado como camada sobre o cobre.

Uma vez isolados, os fios de cobre passam a ser chamados tecnicamente, de veias. Essas veias são tomadas duas a duas, e trançadas entre si, processo chamado de **binagem** (que forma um binário) formando então o **par binado**. Cada par é identificado por uma cor diferente, para sua correta montagem e conexão. As cores seguem o padrão internacional, conforme a Figura 2.2.

Esses pares serão as vias por onde os pacotes de dados no protocolo *Ethernet* irão trafegar, através de aplicação diferencial de tensão entre as veias do par.

Figura 2.2 - Identificação de pares no cabo LAN



Fonte: Próprio Autor

Cada um desses pares (Figura 2.3) é binado com um passo de torção diferente, para evitar que por acoplamento magnético possam interferir nos sinais uns dos outros.

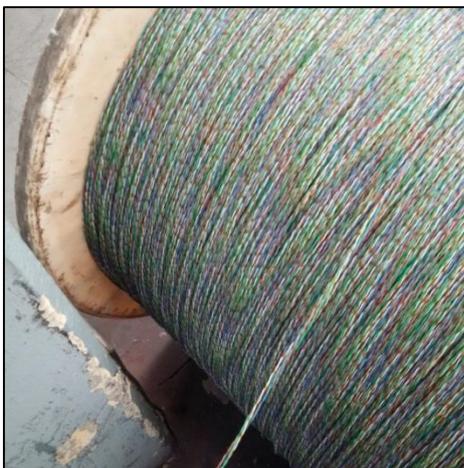
Figura 2.3 - Bobinas de Pares Binados antes da fase Reunião



Fonte: Próprio Autor

Os 4 pares binados são levados então para a próxima fase produtiva, onde serão reunidos em um grupo coeso e torcido, chamado “núcleo” (Figura 2.4). Essa fase é chamada da **reunião** ou **cordagem**.

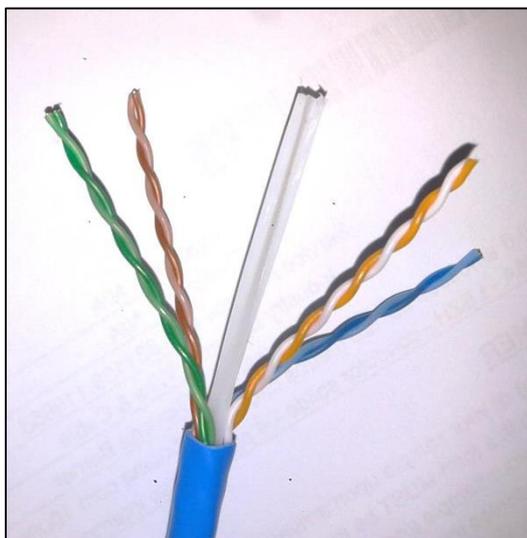
Figura 2.4 - Núcleo de cabo LAN



Fonte: Próprio Autor

Após reunido, o grupo ou núcleo é levado até uma extrusora para ser aplicada a capa termoplástica com retardância a chama. Uma vez recebida a capa externa, tem-se o produto acabado ou cabo LAN (Figura 2.5).

Figura 2.5 - Produto Acabado Cabo LAN



Fonte: Próprio Autor

Neste ponto o cabo já está apto a ser instalado e ligado a aparelhos de transmissão de rede.

3. REVISÃO TEÓRICA EM LINHAS DE TRANSMISSÃO

Tendo visto no Capítulo 2 o que é um cabo de rede, este Capítulo é dedicado a sobre linhas de transmissão, redes, e como modelar o cabo de rede como uma linha de transmissão, como um quadripolo. Assim, serão apresentados os fundamentos para o método proposto e sua aplicação no experimento realizado.

3.1. Linhas de Transmissão

Linhas de transmissão são dispositivos projetados para permitir a transferência de energia de um ponto a outro, de maneira eficiente, com um mínimo de perdas (LAVERGHETTA, 1988). Nesse dispositivo, o sinal se propaga com uma velocidade definida.

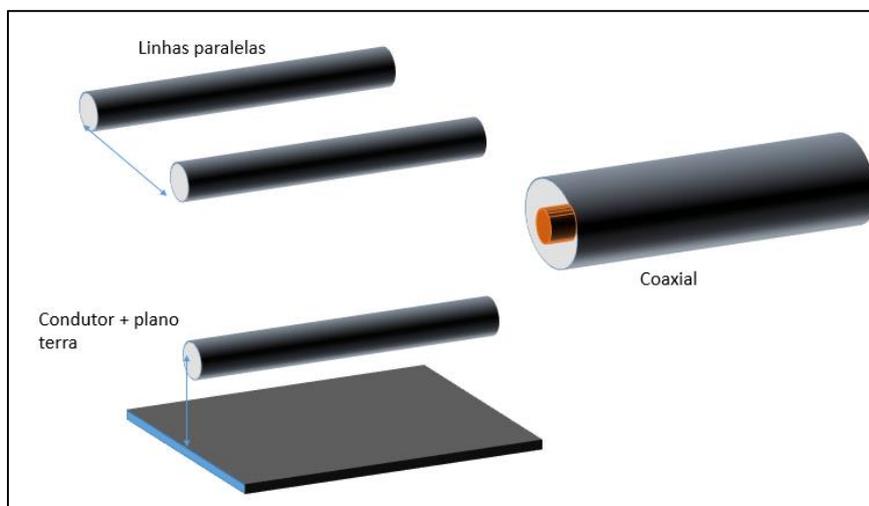
Como exemplos de linha de transmissão, temos os cabos de telefonia, e cabos de transmissão de energia elétrica. Fibras ópticas são linhas de transmissão de sinais codificados em sinais luminosos.

Este estudo não visa explorar exhaustivamente a modelagem de todos os tipos de linhas de transmissão ou analisar todos os seus modos de propagação de sinais possíveis, apenas aquele modelo e modo de propagação que representa adequadamente o cabo de rede – linhas bifilares operando em modo diferencial.

Linhas de transmissão eletromagnéticas consistem em um conjunto de condutores, dielétricos ou combinação de ambos. Através de fenômenos explicados pelas equações de Maxwell, é possível transmitir energia eletromagnética entre uma fonte e um receptor/carga de maneira guiada (DONOHOE, 2005).

São exemplos de linha de transmissão as linhas bifilares (dois condutores em paralelo ou torcidos entre si), um fio condutor usando um plano-terra como fechamento de circuito, dois planos paralelos condutores, e os cabos coaxiais (Figura 3.1).

Figura 3.1 - Exemplos de linhas de transmissão

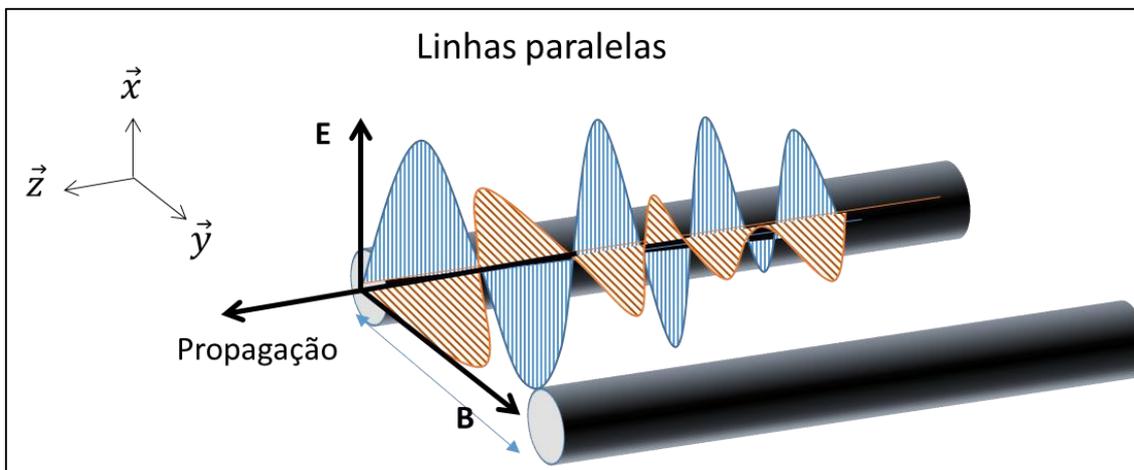


Fonte: (LAVERGHETTA, 1988)

Os campos elétrico e magnético podem se propagar de diversas maneiras na linha de transmissão, e de acordo com os eixos nos quais eles se propagam (x , y ou z) em relação ao eixo no qual a linha de transmissão está montada (x , y ou z), pode-se classificar a propagação ou modo de transmissão da onda em (DONOHOE, 2005):

- Modo Transversal (TEM-*Transverse Electromagnetic Modes*) – os campos elétrico (E) e magnético (B) são transversais em relação ao eixo no qual a onda se propaga (Figura 3.2). Por exemplo, a onda se propaga em Z , e os campos E e B se manifestam em X e Y . Este modo é chamado de **modo de linha de transmissão**, pois é o modo dominante na grande maioria das linhas.
- Modo Quase-Transversal – modos de propagação que, para frequências suficientemente baixas, se comportam como TEM
- Modo de guia de onda – a onda tem campos B e E presentes também no eixo de propagação da onda, fazendo com que a linha de transmissão passe a transmiti-los somente acima de uma determinada frequência, chamada de frequência de corte (DONOHOE, 2005)

Figura 3.2 – Modo de Propagação Transversal (TEM)



Fonte: Próprio Autor

3.2. Impedância eletromagnética

Toda linha de transmissão possui impedância, que no caso de comunicação por sinais elétricos, é a relação entre o fasor tensão e o fasor corrente (JOHNSON, 1994) em função da frequência, circulando pelo trecho da linha.

$$Z(\omega) = \frac{V(\omega)}{I(\omega)} \quad (3.1)$$

Uma definição mais ampla é “a qualidade do componente em transformar a corrente que por ele passa, em tensão” (UC-IRVINE, 2001). Quanto maior esta impedância, tanto menor será a tensão nos terminais, e maior será a dificuldade do sinal eletromagnético se propagar por ela.

Apesar da semelhança matemática com a resistência dentro da Primeira Lei de Ohm, a impedância é mais genérica e abrangente, e está relacionada com a relação tensão-corrente ao longo de uma linha ou trecho longo, ou seja, muitas ordens de

grandeza maior do que o comprimento de onda do sinal transportado (DONOHOE, 2005).

3.3. Perdas em linhas de cobre

As linhas de transmissão possuem perdas, que podem acontecer nas suas terminações, ou ao longo do trecho percorrido pelo sinal.

São tais perdas de transmissão para mídias¹ em geral (MEDLEY, 1992):

- Atenuação ou perda por transmissão direta
- Perdas por reflexão
- Perdas por irradiação
- Perdas por absorção / espalhamento

Em especial, dentro do escopo dos cabos de cobre usados para comunicação, tem-se como perdas (LAVERGHETTA, 1988):

- Perda ôhmica (Ri^2) no cobre
- Irradiação (condutor funcionando como antena)
- Perda por efeito pelicular (*skin effect*) – onde sinais de alta frequência buscam trafegar apenas na periferia do condutor e não na seção completa, tendo menos área para transportar energia, portanto, maior resistência ao sinal
- Perdas no dielétrico – o material dielétrico/isolante usado nos condutores ou entre eles, absorve parte da energia da onda transmitida ao se polarizar e despolarizar durante as inversões de polaridade da onda trafegando.
- Perdas de reflexão – devido a descontinuidades e variações de impedância ao longo da linha de transmissão.

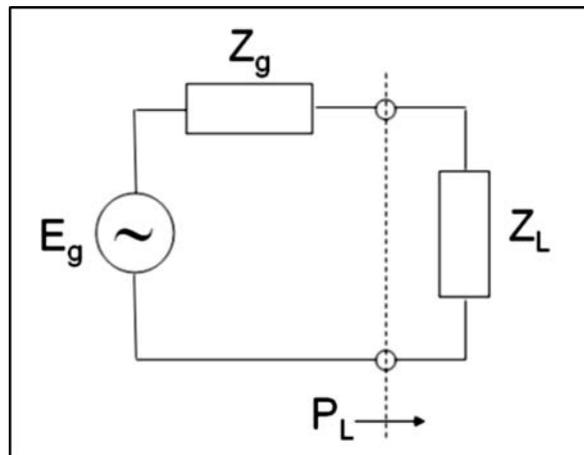
3.3.1. Perdas por descasamento de impedância

¹ *Mídia: meio físico de conexão entre dois pontos*

Este tipo de perda tem seu fundamento na teoria de máxima transferência de energia entre fonte e carga.

Seja o circuito abaixo na Figura 3.3, com fonte senoidal e cargas complexas. Essas cargas complexas Z_g e Z_L possuem componentes ativos (R_g e R_L , resistência ôhmica) e componentes reativos (X_g e X_L , que podem ser, mediante sua fase, capacitivos ou indutivos).

Figura 3.3 - Circuito com impedância de fonte e de carga



Fonte: Próprio Autor

Sendo:

$$E_g(\omega) = E \cdot \text{sen}(\omega t)$$

$$Z_g(\omega) = R_g + jX_g(\omega)$$

$$Z_L(\omega) = R_L + jX_L(\omega)$$

A potência entregue pela fonte à carga Z_L será:

$$P_L = P_{avg} M \quad (3.2)$$

Onde P_{avg} é a potência disponibilizada totalmente pelo gerador (CAMACHO-PEÑALOSA e BAÑOS-POLGLASE, 2013):

$$P_{avg} = \frac{|E_g|^2}{8 * R_g} \quad (3.3)$$

E o fator M é a fração dessa potência P_{avg} recebida pela carga Z_L :

$$M = \frac{4 * R_g * R_L}{|Z_G + Z_L|^2} \quad (3.4)$$

Sendo usada como módulo a norma euclidiana.

O valor de M pode variar entre 0 e 1, sendo que M=0 quando toda a energia é refletida ($R_L=0$) e M=1 quando há o casamento de impedância perfeito, para uma determinada frequência ω , acontece quando $R_L=R_g$ e $X_L=-X_g$.

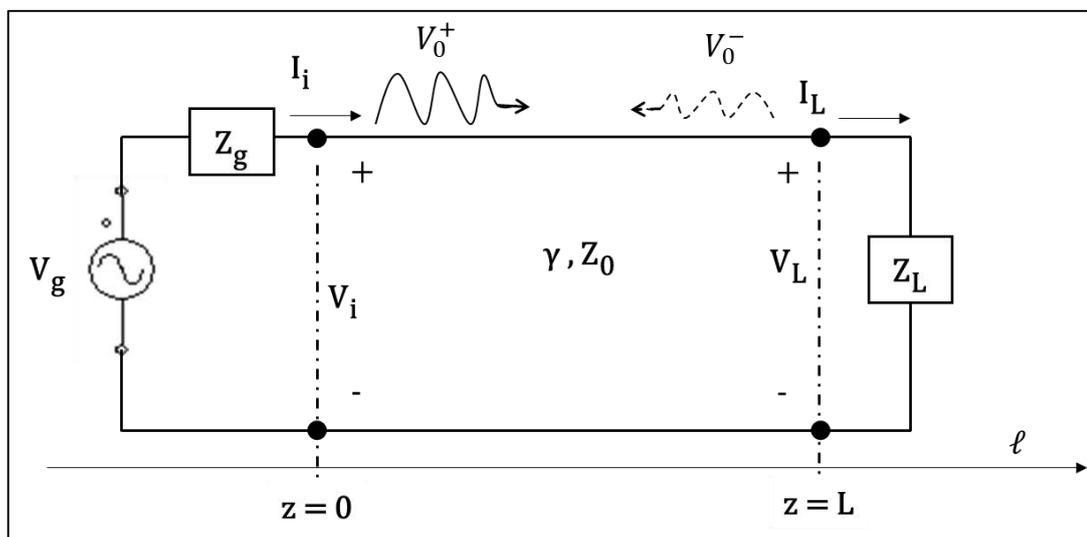
É sabido que a máxima transferência de energia entre carga e fonte acontece quando a impedância da carga é o conjugado da impedância da fonte (CAMACHO-PEÑALOSA e BAÑOS-POLGLASE, 2013).

3.4. Coeficiente de Reflexão

As linhas de transmissão conectam um gerador de sinal (transmissor) a um receptor, também chamado de carga. Tanto o gerador quanto o receptor/carga possuem uma impedância própria.

A linha de transmissão que interliga as duas partes também tem sua impedância própria, Z_0 , conforme ilustra a Figura 3.4.

Figura 3.4 - Circuito típico de transmissão



Fonte: (LAVERGHETTA, 1988)

O mesmo fenômeno acontece nas linhas de transmissão. Quando a onda se propaga pela linha de transmissão e encontra pontos em que a impedância é diferente, uma parte dessa onda, dessa tensão que estava se propagando – aqui chamada de V_0^+ nas equações – é refletida de volta, passando a ser representada por V_0^- por estar indo no sentido oposto agora.

A proporção ou fração que representa essa parcela de energia refletida é chamado de **coeficiente de reflexão**, definido por (DONOHOE, 2005):

$$\Gamma(z) = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{V_L - I_L Z_0}{V_L + I_L Z_0} * e^{+2\gamma(z-l)} \quad (3.5)$$

Sendo que γ é chamado de coeficiente de transmissão, que rege o comportamento do sinal ao longo da linha, como sua atenuação por metro e sua mudança de fase (será detalhado mais adiante no Capítulo 0).

E para $z = l$, no ponto em que está a carga

$$\Gamma(l) = \Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.6)$$

O ideal é que esse quociente seja zero, ou seja, sem nenhuma energia refletida, e toda a energia contida em V_0^+ é absorvida pela carga, que neste caso estará “casada” com a impedância de linha, fazendo $Z_L = Z_0$.

Daí então é possível determinar alguns valores de Γ para os casos abaixo:

Linha de transmissão aberta (sem carga): $Z_L \rightarrow \infty$, tem-se Γ_{oc} (OC=*open circuit* ou circuito aberto):

$$\Gamma_{oc} = \lim_{Z_L \rightarrow \infty} \left(\frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right) = +1 \quad (3.7)$$

Aplicando esse valor de Γ_{oc} na relação entre tensão refletida e tensão incidente,

$$\Gamma_{oc}(z) = \frac{V_0^-}{V_0^+}$$

$$V_0^- = \Gamma_{oc} V_0^+ \quad (3.8)$$

$$V_0^- = (+1) V_0^+$$

Ou seja, a tensão volta com 100% de sua intensidade refletida, e mantendo a mesma fase em relação ao sinal incidente original.

Linha de transmissão em curto: $Z_L = 0$,

$$\Gamma(l) = \Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{-Z_0}{+Z_0} = -1$$

Aplicando esse valor de Γ na relação entre tensão refletida e tensão incidente,

$$\Gamma(z) = \frac{V_0^-}{V_0^+}$$

$$V_0^- = \Gamma V_0^+$$

$$V_0^- = (-1) V_0^+ \quad (3.9)$$

Ou seja, a tensão volta com 100% de sua intensidade refletida, mas com sua fase invertida (-180° em relação à fase original).

Para uma carga casada, de impedância igual à da linha, $Z_L = Z_0$,

$$\Gamma(l) = \Gamma_L = \frac{Z_0 - Z_L}{Z_0 + Z_L} = \frac{0}{+2Z_0} = 0 \quad (3.10)$$

Ou seja, quando a linha de transmissão é terminada com uma carga $Z_L=Z_0$, ela se comporta como se fosse infinita, não havendo reflexão. Na verdade, uma linha de transmissão infinitamente longa é vista pelo gerador como um resistor (AGILENT TECHNOLOGIES, 2004).

Assim, se o objetivo é avaliar não a carga, mas a qualidade da própria linha de transmissão (objeto dessa dissertação), ao terminar a linha de transmissão estudada com uma carga ideal, um resistor $Z_L=Z_0$ (impedância de referência do gerador) e com reatâncias indutivas e capacitivas minimizadas. Dessa forma, qualquer imperfeição que faça o sinal ser refletido ou atenuado será exclusivamente por causa de imperfeições da linha de transmissão (no caso, o cabo LAN).

3.5. Perda de retorno (*Return Loss*)

Na seção 3.4, foi visto que uma parte do sinal é refletida de volta quando não há um casamento de impedância entre a linha de transmissão e a carga.

Essa perda por reflexão é melhor representada, devido a sua ordem de grandeza, em um gráfico logarítmico (AGILENT TECHNOLOGIES, 2004).

Muitas vezes a diferença é tão pequena entre as impedâncias, que a proporção entre elas diferirá da unidade por um valor de 10^{-4} a 10^{-5} .

Assim, a perda por reflexão também é representada pela medida de **perda de retorno**, que é descrito por:

$$RL = -20 \log|\rho| \quad (3.11)$$

Onde

$$\Gamma = \rho \angle \theta \quad (3.12)$$

E a **perda de retorno** é medida e avaliada em decibéis (dB).

3.6. Atenuação ou Insertion Loss

Além das perdas causadas por reflexão (perda de retorno de sinal), há também a perda intrínseca de transmissão, a qual representa o quanto o sinal é diminuído, ou atenuado, em relação ao que é enviado pelo gerador ou fonte de sinal.

Tal medida é feita baseada na amplitude de sinal que chega até o receptor de destino, e a amplitude do sinal vindo do gerador (para o caso de atenuação de tensão):

$$\text{Atenuação} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (3.13)$$

Se o valor for apresentado de forma logarítmica (mais comum), o mesmo é denominado **insertion loss**:

$$IL(dB) = 10 \log \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (3.14)$$

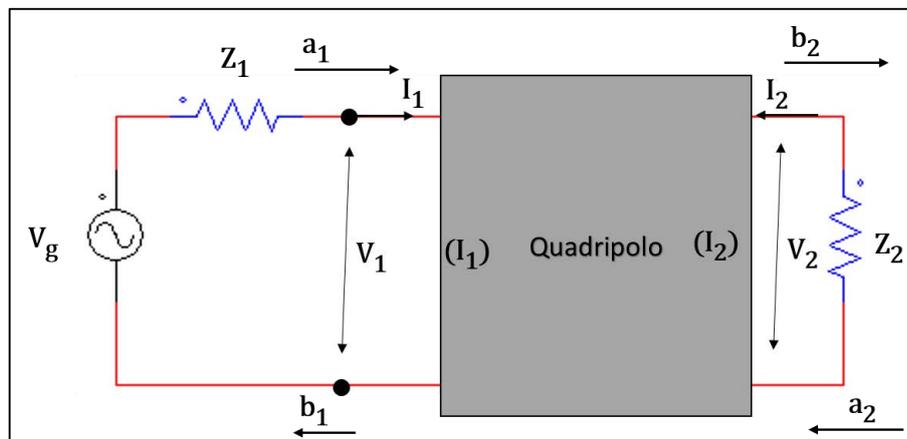
3.7. Redes

Redes são elementos conectados juntos em algum padrão (MEDLEY, 1992). Neste caso, envolvendo transmissão de sinais de comunicação, estes elementos são componentes de circuitos elétricos com dois ou mais terminais.

Quando é feita a análise de rede, estuda-se o comportamento coletivo, a fim de caracterizar a rede pelos seus terminais externos, além de prever a resposta quando a rede é excitada ou conectada a outra rede.

Um divisor de tensão resistivo pode ser uma rede (Figura 3.5).

Figura 3.5 - Circuito resistivo



Fonte: (MEDLEY, 1992)

Usando a Lei das Tensões de Kirchhoff, tem-se a seguinte matriz de tensão x corrente:

$$\begin{bmatrix} V1 \\ V2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I1 \\ I2 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Assim, os componentes entre os terminais (ou portas) de interesse, são isoladamente considerados (como uma “caixa preta”).

3.8. Parâmetros Z

A matriz **R** da equação (3.15 anterior) são coeficientes para correlacionar as entradas (tensões V) com as saídas (correntes I).

Esse tipo de parametrização é chamada de parametrização Z, pois conforme as leis de Kirchhoff, é preciso que as correntes produzam as quedas de tensão necessárias para que suas somas sejam nulas. Portanto, o elemento que relaciona a entrada (V) e a saída (I) é justamente a resistência do circuito apresentado.

A princípio, as correntes e tensões da porta 2 irão influenciar o lado 1, logo tais coeficientes não podem ser zero, ou seja, há uma fonte dependente de tensão.

Para medir tais coeficientes, também chamados de parâmetros, é necessário anular algumas tensões e/ou correntes do lado 1 ou 2.

Levando algumas variáveis a zero, é possível diminuir a quantidade de incógnitas.

Seja a equação seguinte a representante do circuito divisor mostrado.

$$\begin{bmatrix} V1 \\ V2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R11 & R12 \\ R21 & R22 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I1 \\ I2 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Se é feito $I2=0$ (porta 2 em circuito aberto), então

$$V1 = R11 I1 + 0$$

$$V2 = R21 I1 + 0$$

$$\frac{V1}{I1} = Z11 = R11 \quad (3.17)$$

Com isso, foi possível determinar $R11$ baseado nos níveis de entrada e saída.

Se no entanto, $I1$ for levado a zero (porta 1 em circuito aberto), tem-se:

$$\begin{bmatrix} V1 \\ V2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R11 & R12 \\ R21 & R22 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ I2 \end{bmatrix}$$

$$V1 = R12 I2 + 0$$

$$V2 = R22 I2 + 0$$

$$\frac{V2}{I2} = Z22 = R22$$

Até esse momento, foram analisados dois dos elementos da matriz que relacionam entradas e saídas. A saber, foram encontrados os dois termos independentes. Para encontrar os termos dependentes, é necessário levar algumas fontes de tensão V a zero, para neutralizar o comportamento da outra fonte dependente.

Os itens em **negrito** já são valores conhecidos até esta etapa:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ V2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R11 & R12 \\ R21 & R22 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I1 \\ I2 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R11 I1} + R12 I2 = 0$$

$$\mathbf{V2} = R21 I1 + \mathbf{R22 I2}$$

Portanto, é preciso medir o nível de tensão e de corrente tanto na saída quanto na entrada, e levar a zero (abrindo o circuito ou fechando curto-circuito) algumas variáveis para que os termos dependentes possam ser deduzidos.

Essa modelagem é chamada modelagem por parâmetros Z, pois na literatura este é o símbolo convencional para impedâncias em geral.

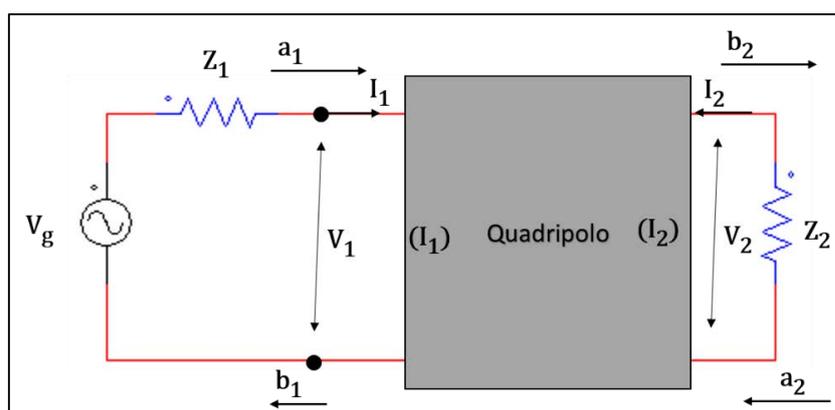
3.9. Parâmetros S

Quando se trabalha com frequências elevadas, alguns inconvenientes aparecem na modelagem por parâmetros Z:

- A medição de tensões e correntes muitas vezes é extremamente difícil e susceptível a ruídos, especialmente em níveis baixos de potência;
- Passa a ser muito difícil conseguir um curto-circuito ou um circuito aberto;
- Muitos dispositivos ativos têm polarização definida ou *bias* e podem ser destruídos quando em curto-circuito ou corrente contínua

Para contornar essas dificuldades, é possível tratar a rede ou trecho da linha, como uma caixa preta e modelá-la a partir das ondas incidentes e refletidas. Assim, deixam de ser necessários curtos circuitos, medição de correntes e tensões diretamente, etc. Seja o seguinte sistema (Figura 3.6) com quatro terminais e duas portas, (1) e (2):

Figura 3.6 - Quadripolo



Fonte: (MEDLEY, 1992)

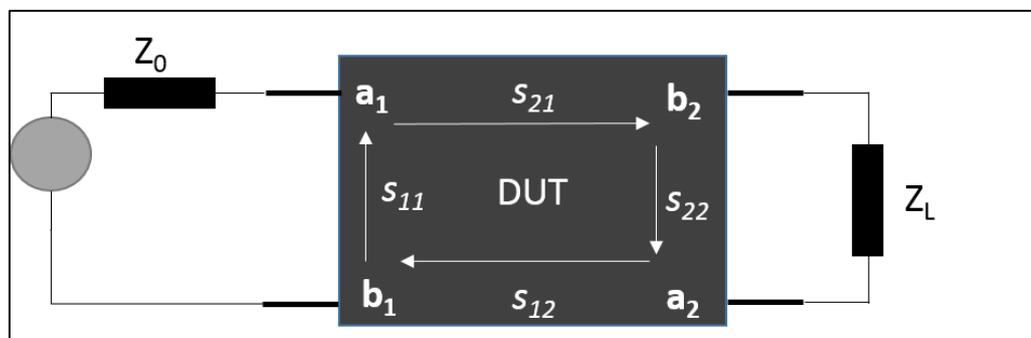
Temos ondas incidentes em a_1 , e uma onda retornando em b_1 , e uma onda incidente em a_2 seguida de uma onda retornando em b_2 .

Estas ondas se combinam na linha de transmissão, formando uma onda composta, fenômeno em essência igual ao “batimento²” que acontece na interferência sonora. Os picos e vales das ondas incidentes e retornando se combinam, formando uma onda estacionária – *standing wave*, em inglês.

O quadripolo a_1 - b_1 - a_2 - b_2 é tratado como uma caixa preta (Figura 3.7), e para caracterizar seu comportamento, são medidas as proporções entre as ondas retornando e ondas incidentes. Cada uma destas proporções é chamada de **parâmetro S**.

Esse ‘S’ é abreviação de *Scattering* ou “espalhamento”, pela similaridade entre o espalhamento das ondas elétricas na linha de transmissão, e o espalhamento da luz que acontece nas partículas e vapores presentes no ar (LAVERGHETTA, 1988).

Figura 3.7 - Representação da rede como caixa preta com parâmetros S



Fonte: (MEDLEY, 1992)

Daí, então, a proporção entre as ondas incidentes e retornando, em cada porta, irá compor a matriz que correlaciona entradas e saídas do quadripolo.

² Batimento é a combinação de duas ondas em um determinado meio de transmissão, resultando em uma terceira onda

A onda que retorna/reflete terá variação na amplitude e na fase em relação a onda incidente. Em geral, a frequência não é alterada (MEDLEY, 1992).

Por afetar tanto a amplitude quanto a fase, a proporção entre as ondas incidentes e refletidas é um número complexo, do tipo $\mathbf{a+jb}$. Em um quadripolo, que possui duas portas e quatro nós ou pólos, existem quatro relações possíveis entre as ondas que chegam/saem por $\mathbf{a_1}$, $\mathbf{b_1}$, $\mathbf{a_2}$ e $\mathbf{b_2}$. Estas proporções estão apresentadas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 - Proporções entre ondas

$s_{11} = \frac{a_1}{b_1}$	$s_{12} = \frac{b_1}{a_2}$
$s_{22} = \frac{a_2}{b_2}$	$s_{21} = \frac{b_2}{a_1}$

Fonte: Próprio Autor

As nomenclaturas de cada um dos parâmetros S acima obedece a regra: $\mathbf{S_{xy}}$, onde \mathbf{x} =porta que responde ao estímulo, e \mathbf{y} =porta que recebe o estímulo

Por exemplo, $\mathbf{S_{21}}$ =medição feita no nó 2, de um estímulo vindo pelo nó 1.

Tais proporções na Tabela 3.1 são chamadas de VSWR – *Voltage Standing Wave Ratio*, ou “Proporção entre tensões na onda estacionária”.

Através destas proporções, é possível montar uma matriz relacionando entrada e saída:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Essa matriz central 2x2 é chamada de “matriz S”, e terá sua dimensão n x n atrelada ao número ‘n’ de portas. Neste caso, há duas portas de entrada e duas de saída, e n=2. Sendo assim, essa matriz será quadrada.

Agora, é possível identificar a função de cada um destes parâmetros S:

S_{11} é a proporção entre a onda que chega até a porta 1, e a onda que retorna pela mesma porta 1 por reflexão. Tal reflexão acontece quando há um descasamento de impedância entre o meio de propagação 1 e meio de propagação 2 – por exemplo, entre dois trechos de linha de transmissão.

Sendo assim, ao medir a proporção entre onda incidente e refletida na entrada do quadripolo, na porta 1, está sendo medido o descasamento entre as impedâncias (diferença entre elas), ou seja, o quanto de onda retorna sem ser absorvido pela carga. Essa perda é chamada de **perda de retorno** (*return loss*, RL, em, inglês).

Portanto, quanto maior for este valor de S_{11} , tanto maior está sendo a diferença entre a impedância dos trechos de partida e de chegada do sinal.

S_{22} é de natureza e explicação idêntica a S_{11} , porém aplicado à proporção entre as ondas incidentes e refletidas na porta 2.

S_{21} é a proporção entre o sinal que chega até a porta 2, ao ter entrado pela porta 1, ou seja, a proporção entre sinal transmitido em 1 e recebido em 2. É chamado de coeficiente de transmissão. Se o sinal que chega na porta 2 é menor, atenuado em relação ao que foi inserido na porta 1, o S_{21} é chamado de **atenuação**. Se o quadripolo é um aparelho ativo (um amplificador, por exemplo), o parâmetro S_{21} é chamado de **ganho de sinal**. Quando tomado em logaritmo, indica em decibéis (dB) qual a perda de sinal ao usar o quadripolo como linha de transmissão, ou qual o ganho quando o mesmo é um componente ativo. Enquanto linha de transmissão, o quadripolo possui sempre característica de atenuação.

S_{12} é a idêntico ao S_{21} , porém medido no sentido contrário (sinal entra na porta 2 e é recebido na porta 1). É chamado de **ganho reverso** ou **atenuação reversa**, dependendo do quadripolo amplificar ou atenuar o sinal.

Assim sendo, os parâmetros S_{11} e S_{22} são chamados de “coeficientes de reflexão”, pois dizem respeito somente à uma porta e suas reflexões.

Os parâmetros S_{21} e S_{12} são chamados de “coeficientes de transmissão”, porque se referem ao sinal indo de uma porta para a outra.

Voltando à (3.18),

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

Ou seja, a potência do sinal em **b2** por exemplo, saída da porta 2, é composta por uma fração do sinal vindo da porta 1 por **a1** (cuja fração vale **S₂₁**), e uma parte do sinal chegando pela porta 2, em **a2**, porém refletido de volta (**S₂₂**).

A idéia de parametrizar através da proporção entre ondas incidentes e refletidas foi concepção de K. Kurokawa, engenheiro de microondas da HP, em 1965 (ANDERSON, SMITH, *et al.*, 1997).

3.10. Medição de parâmetros S

A medição de parâmetros S é feita diretamente através de um aparelho chamado de **Analizador Vetorial de Rede** ou mais comumente citado, em inglês, *vectorial network analyzer* (VNA).

Basicamente, um VNA consiste em uma fonte de sinal, um receptor e medidor de sinal, e um acoplador direcional de sinal, que é capaz de separar o sinal que viaja pela linha do sinal (Figura 3.8) que retorna refletido por ela (MEDLEY, 1992).

A fonte geradora de sinal do VNA trabalha com um oscilador controlado por tensão (VCO- *Voltage Controlled Oscillator*), cuja correção e controle da frequência de trabalho é garantido por um circuito PLL (*Phased Locked Loop*).

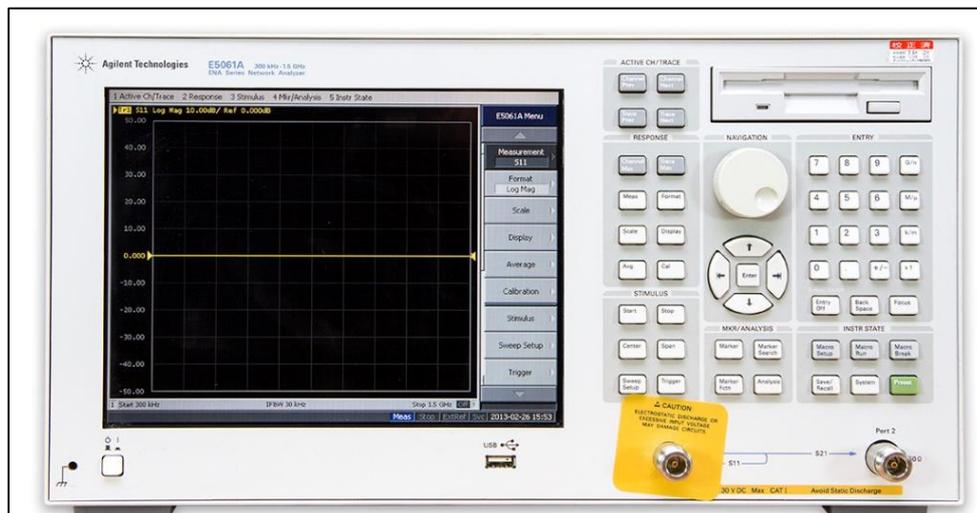
A rede, componente ou linha de transmissão a ser testada com o VNA (vide Figura 3.9) é chamada de DUT – *Device Under Test* (dispositivo sob teste).

O VNA é capaz de medir tanto a onda refletida (**S₁₁** e **S₂₂**) como a onda transmitida (**S₂₁** e **S₁₂**). Ele faz isso através de portas para conexão e medição da rede, portas estas que são padronizadas em um valor real e calibradas na impedância de 50Ω.

O VNA opera fazendo uma varredura em frequência, aplicando uma rampa de subida na tensão que chega ao VCO, permanecendo em cada frequência durante uma determinada janela de tempo, para que o sinal possa ir e voltar pela linha de transmissão. Caso essa janela de tempo seja muito curta, a medição na próxima

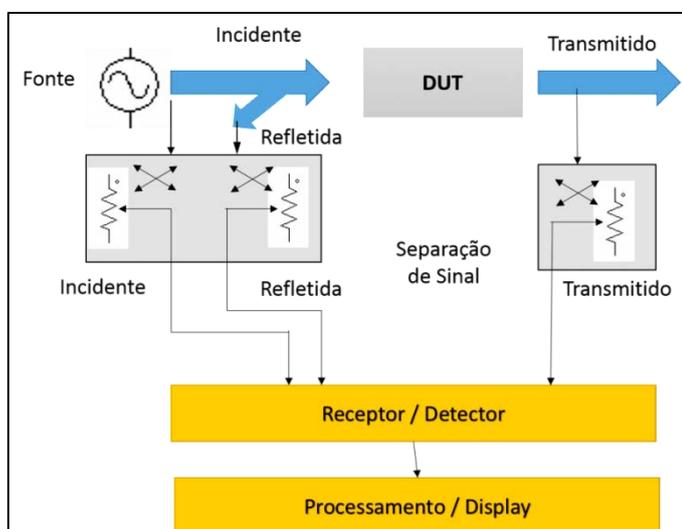
frequência pode ser enganosa por conter ainda ondas da frequência anterior refletidas, que não conseguiram chegar no medidor a tempo (AGILENT TECHNOLOGIES, 2004).

Figura 3.8 - VNA Agilent E5061-A usado na pesquisa



Fonte: (AGILENT TECHNOLOGIES, 2004)

Figura 3.9 - Diagrama interno de um VNA

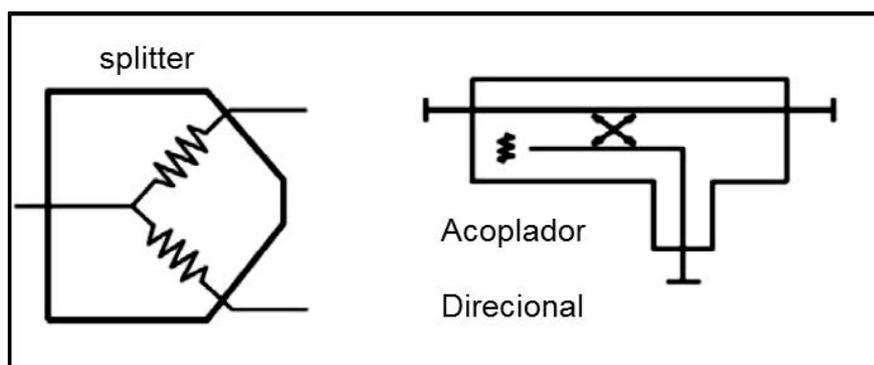


Fonte: (AGILENT TECHNOLOGIES, 2004)

A diferenciação do sinal refletido ao sinal transmitido é feito no chamado “*test set*” do VNA. Este bloco funcional pode estar externo ou pode estar integrado ao VNA.

Esse arranjo de teste (Figura 3.10) possui duas funções: separar uma fração do sinal transmitido, para servir como referência e comparação (e calcular os parâmetros S, portanto) e também filtrar a onda refletida, separando-a da onda estacionária na qual a refletida está misturada (AGILENT TECHNOLOGIES, 2004).

Figura 3.10 - Dispositivos usados no arranjo de teste



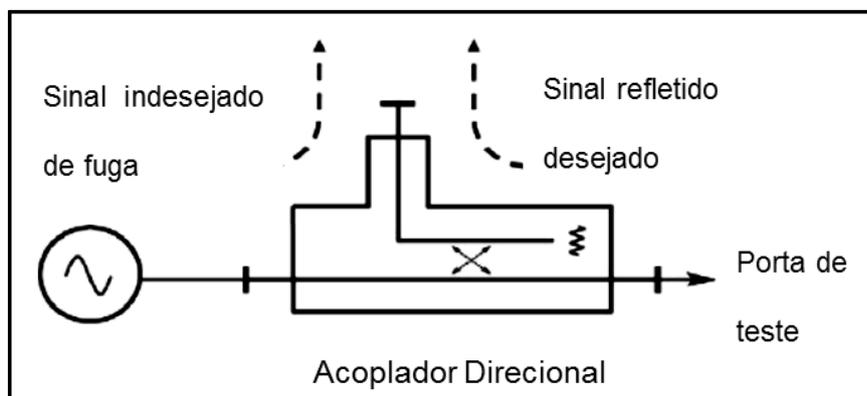
Fonte: (AGILENT TECHNOLOGIES, 2004)

A função de tomar uma fração do sinal transmitido pode ser feita com um *splitter* (também chamado de divisor passivo) ou usar um acoplador direcional.

Os *splitters* respondem bem a uma larga banda de frequências, porém tem uma atenuação de pelo menos 6dB (ou 1/4 do sinal original), o que prejudica a potência enviada ao aparelho sob teste, ou DUT.

Já os acopladores direcionais (Figura 3.11) têm uma baixa perda, e uma boa diretividade (transmitem melhor em uma direção do que em outra), porém não conseguem trabalhar em frequências mais baixas, da ordem de 40MHz para menos (AGILENT TECHNOLOGIES, 2004). O **acoplador direcional** é vital nessa operação de separar a onda refletida, e para isso ele usa três portas, uma para entrada de sinal, uma para saída de sinal, e uma terceira que é a saída da onda refletida chegando pela saída..

Figura 3.11 - Acoplador direcional - princípio de funcionamento



Fonte: (AGILENT TECHNOLOGIES, 2004)

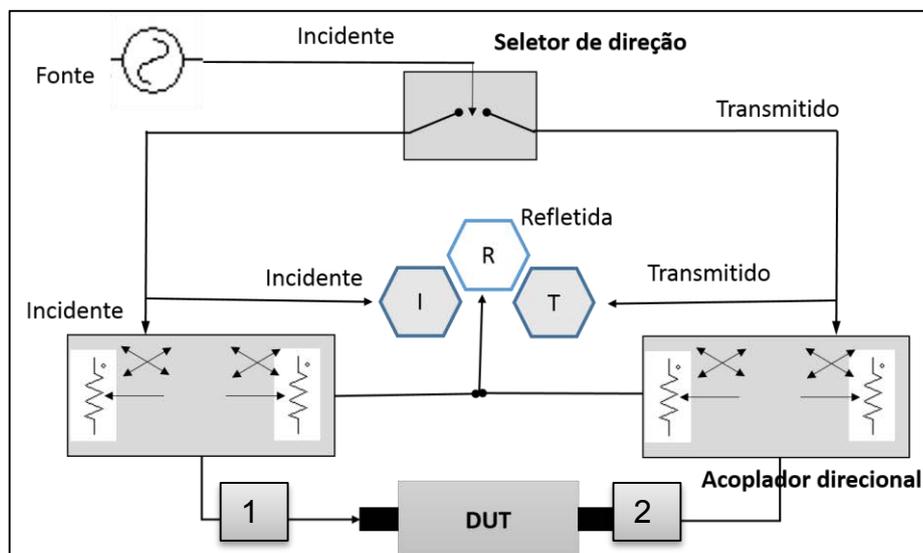
Um fator importante é a isolação deste acoplador, ou seja, a capacidade do dispositivo em não deixar o sinal de entrada ter fuga e passar para a saída de sinal refletido. Uma baixa isolação pode produzir resultados enganosos, pois será somada à onda refletida uma parcela da onda original, fazendo parecer que a refletida tem mais energia do que realmente tem. Ou ainda, o sinal refletido pode interagir em fase ou contra-fase, e assim gerar um pico ou um vale na medição.

Outro valor importante é a diretividade, ou seja, a capacidade do acoplador transmitir melhor em um sentido do que no outro, o que garante uma parcela menor de sinal transmitido ser captado erroneamente como sinal refletido.

O componente (ou rede) a ser testado (DUT) é conectado a porta 1 ou porta 2 (no caso de medidas de reflexão) ou ambas, no caso de serem feitas as medições de transmissão. Um maior detalhamento será dado na seção de medição conforme normas TIA 568 e ISO/IEC, mais adiante.

Juntando todos os blocos, a medição em um aparelho VNA acontece conforme a Figura 3.12:

Figura 3.12 - Montagem de VNA para medir parâmetros S



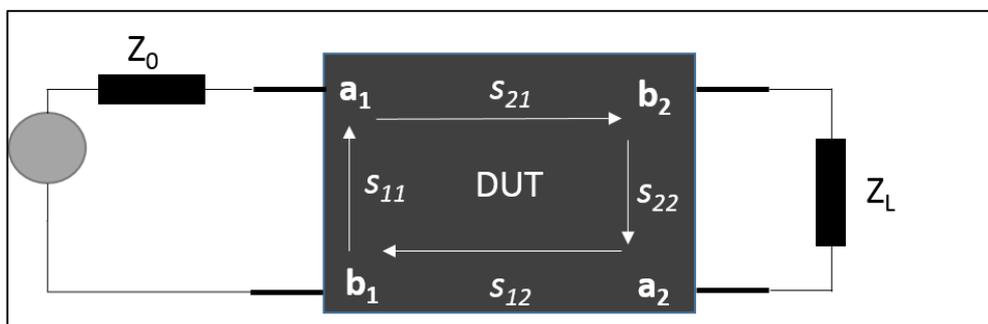
Fonte: (AGILENT TECHNOLOGIES, 2004)

3.11. Encontrando cada um dos parâmetros S

Voltando à equação (3.18), já discutida anteriormente relacionando as tensões no quadripolo, é possível verificar que o fluxo de sinal (Figura 3.13) é o seguinte: uma parcela do sinal incidente em a_1 é refletido de volta através do parâmetro S_{11} , e parte segue adiante para a porta 2, através do coeficiente de transmissão S_{21} . Ao chegar na porta 2, o sinal chega até a carga, e pode haver reflexão caso não haja casamento da impedância. Esse sinal refletido volta para a porta 1 através do coeficiente de transmissão reverso, S_{12} .

Isso significa que a tensão refletida, em b_1 , é uma combinação entre o sinal incidente e uma parte vem de reflexões na porta 2, retornando à porta 1 através de S_{12} (Figura 3.14).

Figura 3.13 - Fluxo de sinal no quadripolo de parâmetros S



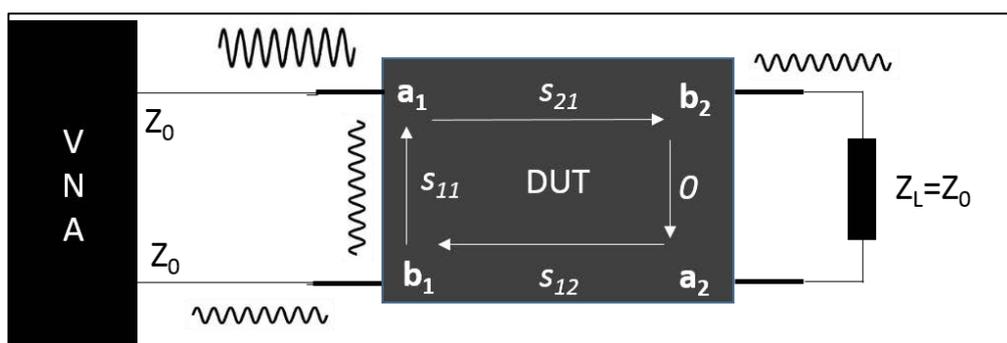
Fonte: (MEDLEY, 1992)

Portanto, para encontrar S_{11} , é necessário anular a parcela de tensão refletida da porta 2 de volta à porta 1. Isso é feito através da terminação da porta 2 com uma carga de impedância igual à impedância de referência, para que assim toda a potência que chegue à porta 2 enxergue uma linha de transmissão infinita, e não retorne.

Sendo assim, o arranjo (*setup*) simplificado de medição do parâmetro S_{11} será conforme Figura 3.14.

Sem reflexões na porta 2, o parâmetro S_{12} não terá tensão nenhuma para refletir de volta para porta 1, e apenas será medida então a reflexão da porta 1, o S_{11} .

Figura 3.14 - Setup de medição para S_{11}



Fonte: (MEDLEY, 1992)

O mesmo procedimento se dá para medição do coeficiente de reflexão S_{22} , porém trocando a carga Z_L e o VNA de posições em relação à Figura 3.14.

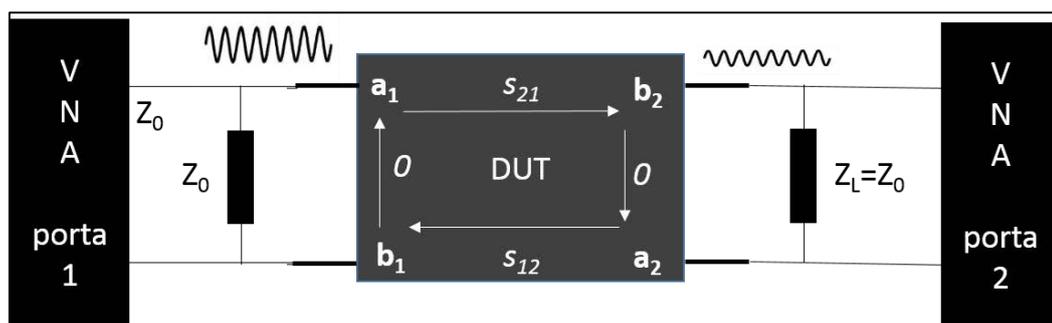
É relevante pontuar que para medição de S_{11} , apenas a porta 1 do VNA (não confundir com o quadripolo DUT medido), pois conforme já visto, na porta 1 na qual o terminal a_1 do DUT está ligada, o VNA mede a onda estacionária para determinar S_{11} .

Para medição do parâmetro de transmissão direta S_{21} , volta-se à (3.18), e tomando a parte inferior:

$$b_2 = s_{22} * a_2 + s_{21} * a_1 \quad (3.19)$$

Nesse caso, a parcela que precisa ser eliminada é S_{22} , para que apenas S_{21} fique na equação. Para que S_{22} seja nulo, é preciso que a impedância em ZL seja novamente igual à impedância de referência da linha, Z_0 , para que o sinal enxergue uma linha de transmissão infinita e não haja reflexão (Figura 3.15).

Figura 3.15 – Arranjo (Setup) de teste para S_{21}



Fonte: (MEDLEY, 1992)

Para este parâmetro, é necessário usar as duas portas do VNA, a fim de medir a onda transmitida. Para o teste de S_{12} , o *setup* é idêntico, porém inverte-se a posição da porta 2 com a porta 1 do VNA.

3.12. Uso de **BALUNS**

Foi visto na descrição do analisador de rede VNA, que ele possui portas para medição de 50Ω , que é um valor padronizado da indústria de RF.

Porém existem certas linhas de transmissão – em especial os cabos para transmissão de *Ethernet*, que trabalham fora desse valor de impedância.

Assim sendo, para que seja possível a medição e a maior parte da energia que sai do VNA de 50Ω não seja refletida de volta logo na saída do sinal, e também para que as reflexões a serem medidas efetivamente não sejam refletidas de volta na entrada de onde seriam medidas, é necessário fazer o casamento entre o VNA e o DUT.

Existem várias técnicas para o casamento de impedâncias, como por exemplo o uso de *stubs* - trechos de condutores, cujo comprimento é calculado para ser um múltiplo do comprimento de onda trafegado (LAVERGHETTA, 1988).

Este componente (totalmente passivo) é todo trabalhado internamente com micro-ranuras e componentes integrados para compensar as indutâncias e capacitâncias dele próprio, e permitir a menor influência do *balun* (Figura 3.17) no sinal que por ele passa. Possui um terminal diferencial, e outro terminal de modo comum (coaxial).

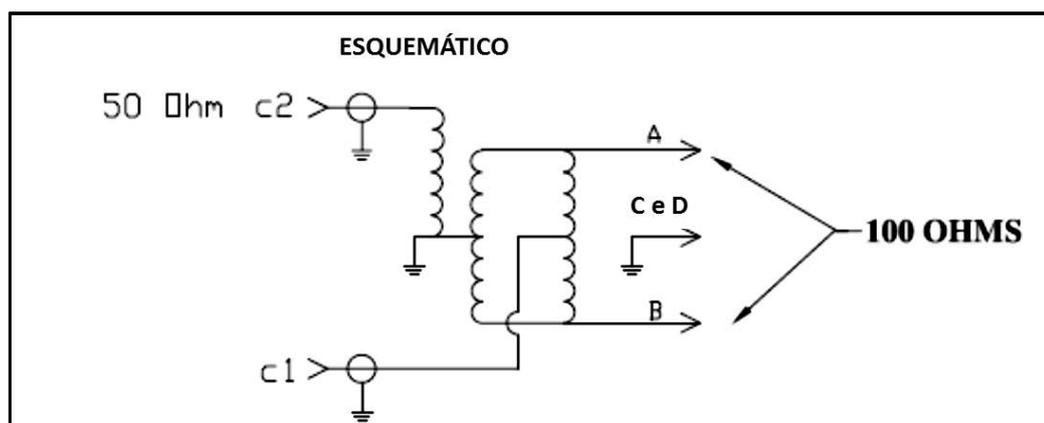
Através da conexão deste *Balun* ao VNA, é possível, então, medir linhas balanceadas de 100Ω (cabos de pares trançados, ou linhas paralelas, por exemplo) no aparelho VNA cuja entrada é não balanceada e de 50Ω (ver Figura 3.19 e Figura 3.20). A relação de espiras dentro do balun faz esse casamento de impedâncias.

Figura 3.16 - BALUN típico usado nas medições



Fonte: Próprio Autor

Figura 3.17 - Esquemático interno do balun



Fonte: Proprio Autor

3.13. Modo comum e Modo diferencial

Outra parte importante é que, além de casar as diferentes impedâncias, é necessário casar o modo de transmissão. Em algumas linhas de transmissão, o sinal é transmitido em **modo comum** e em outros, em **modo diferencial**.

No modo **comum**, o sinal viaja por somente um condutor, e o outro meio (que pode ser também um condutor) tem tensão zero. Neste tipo de linha de transmissão, é comum haver uma blindagem ou plano terra acompanhando o condutor por onde a tensão do sinal viaja. Linhas de transmissão em modo comum são chamadas de **desbalanceadas** (ou “*unbalanced*”). Um exemplo clássico de linha desbalanceada (ou seja, em modo comum), é o cabo coaxial.

No cabo coaxial, o sinal viaja pelo condutor central, e a malha externa é aterrada, para ser usada como plano terra. A maior parte dos componentes de RF são coaxiais, incluindo as entradas do VNA.

Entre esse plano terra e o condutor, acaba por se formar um efeito capacitivo, que em conjunto com a resistividade própria do condutor/blindagem, forma um circuito RC, que possui uma frequência de corte a partir da qual há atenuação do sinal em -3dB. Também esse efeito RC causa um atraso no sinal, o que pode levar a uma interferência intersimbólica de sinais digitais (o que embaralha o sinal de relógio do circuito - ou *clock*) (BELO, 2009).

No modo **diferencial**, o sinal viaja em tensões iguais, mas de polaridade oposta e o valor do sinal é tomado a partir da diferença entre a tensão nos condutores. Tal linha de transmissão é chamada de “**balanceada**”. Supostamente, o ruído deve influenciar igualmente (com mesma polaridade, e quase a mesma tensão induzida) os condutores da linha de transmissão.

Com isso, se o nível na saída é dado pela Equação (3.20):

$$Out(x) = V_A - V_B \quad (3.20)$$

Sendo V_A e V_B os níveis de tensão em cada um dos condutores A e B. Seja uma interferência $\tilde{v}(t)$ vinda do ambiente, a influenciar os condutores A e B e suas tensões:

$$\begin{aligned}\widetilde{V}_A &= V_A + \tilde{v}(t) & \mathbf{(3.21)} \\ \widetilde{V}_B &= V_B + \tilde{v}(t)\end{aligned}$$

A saída do sinal no fim da linha será tomado de maneira diferencial, logo

$$\widetilde{Out}(x) = \widetilde{V}_A - \widetilde{V}_B = V_A + \tilde{v}(t) - V_B - \tilde{v}(t) = V_A - V_B \quad \mathbf{(3.22)}$$

Tal efeito é chamado de “**cancelamento de ruído comum**”.

Quando uma linha de transmissão é operada no modo diferencial, um “terra” virtual de referência é estabelecido entre seu eixo de simetria (Figura 3.18), e neste ponto não há variação de tensão ao longo da linha, e independerá da qualidade da linha de transmissão (o que não impede que haja reflexões). Deste modo, transmissões em modo diferencial toleram muito melhor um aterramento de baixa qualidade (AGILENT TECHNOLOGIES, 2002).

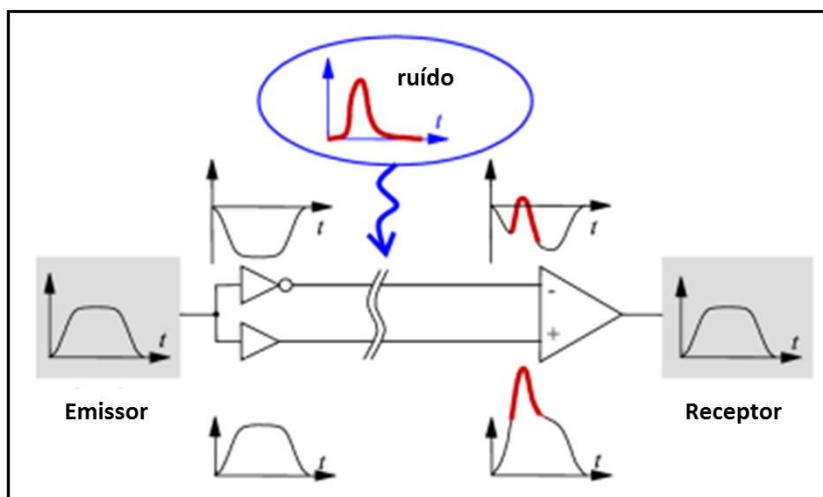
Transmissões em pares trançados (como nos cabos de rede) são feitas no modo diferencial, e com isso pares trançados são ditos balanceados.

Porém como usar o VNA, cuja entrada é desbalanceada coaxial de 50Ω , com uma linha de transmissão balanceada (como é o caso dos cabos de rede) de 100Ω ?

A alternativa usada é a utilização de um *BALUN* (Figura 3.16), versão compacta de “*BALanced-UNbalanced*” (Balanceado para Não balanceado). Esse componente é, de maneira simplificada, um transformador com **tap** (terminal de acesso) central, apropriado para alta frequência.

O Balun deve então ser ligado pela sua entrada não-balanceada à entrada coaxial do VNA (Figura 3.19), e sua face com a entrada balanceada (modo diferencial) fica exposta para a conexão do cabo (DUT, conforme Figura 3.20).

Figura 3.18 - Transmissão no modo diferencial, onde o ruído é cancelado



Fonte: Próprio Autor

Figura 3.19 - Balun ligado à porta 1 do VNA Agilent usado.



Fonte: Próprio Autor

Figura 3.20 - Cabo de par trançado 100 Ohms sendo testado no VNA Agilent



Fonte: Própria Autor

3.14. Método de medição dos cabos balanceados conforme normas vigentes no mercado de cabos

Existem normas internacionais que regem as características elétricas e construtivas dos cabos de pares trançados para uso como linhas de transmissão de dados.

Tais normas são escritas em comitês de estudo (CE ou WG, *Working Groups*), que envolvem órgãos como o IEEE, fabricantes de cabos, fabricantes de equipamentos de transmissão (*modems*, por exemplo), empresas que vendem soluções de TI (Tecnologia de Informação) como IBM, SUN, etc.

De acordo com a região do planeta, existe uma predominância maior ou menor das normas para cabos de rede, o que depende muito de quais fabricantes as soluções de TI são compradas, da disponibilidade das fábricas ao redor, e também da aceitação das normas locais aos itens de cada norma.

As normas mais relevantes e aplicáveis na medição e caracterização de cabos de rede são:

- ANSI/TIA 568-C.2
- ISO 11801
- IEC 61156-5 e IEC 61156-6
- ITU-T L.76

A TIA é um órgão americano, e esta norma 568.C-2 citada é usada massivamente na América Latina e claro, na América do Norte.

As normas IEC 61156 são muito referenciadas na Europa central, em países como Alemanha, França, etc.

No restante dos países onde as duas normas acima não foram adotadas, a norma ISO 11801 é usada como referência.

A norma L.76 da ITU no mercado de compra e venda de cabos não tem um peso relevante, embora a ITU (*International Telecommunication Union*) seja a responsável pelas normas da maioria dos meios de comunicação (por exemplo, fibras ópticas) e essa iniciativa tem sua relevância para pesquisa e desenvolvimento.

Todas as normas citadas são muito semelhantes entre si naquilo que solicitam, porém cada uma define um limite máximo ou mínimo para as medidas tomadas sobre os cabos de rede. Cada uma define sua nomenclatura para classificar o cabo de rede, a frequência máxima de operação em MHz, a atenuação máxima, além da perda de retorno máxima, dimensional dos condutores e do cabo final.

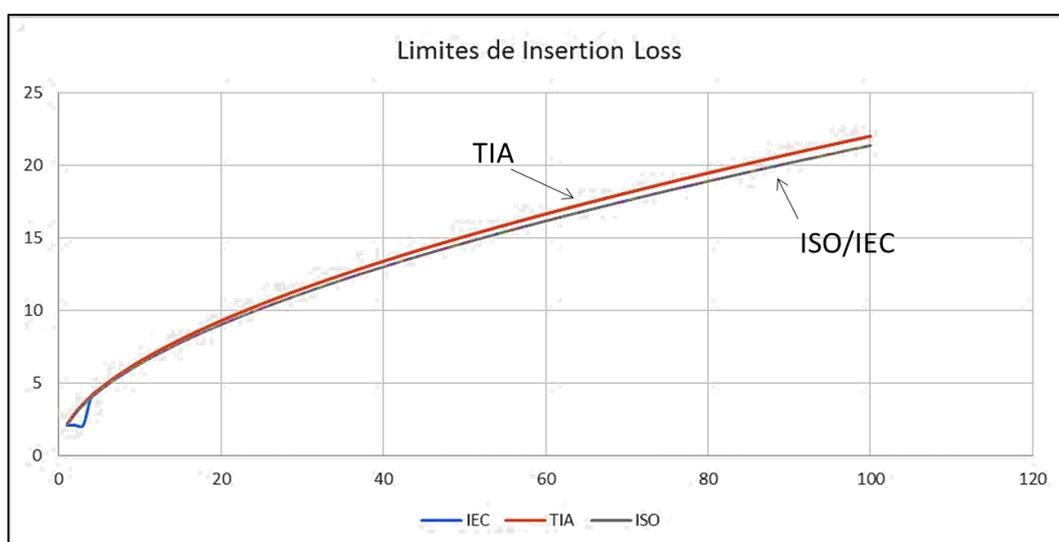
Por exemplo, as normas da IEC exigem que as medições comecem em 4MHz, e as normas TIA pedem que se iniciem os testes varrendo as frequências a partir de 1MHz.

Outro exemplo, a norma IEC define os limites de atenuação (relacionada ao S_{21}) conforme uma equação em função da frequência:

$$\alpha = a * \sqrt{f} + b * f + \frac{c}{\sqrt{f}} \quad [dB/100m] \quad (3.23)$$

E os coeficientes dependem da classe de cabo escolhido. Para a IEC, $a=1.967$, $b=0.023$, $c=0.100$. Já para a TIA, o valor de $c=0.050$. E para a ISO, os valores são $a=1.91$, $b=0.0222$ e $c=0.2$. O gráfico do valor medido e do valor normativo pode ser visto na figura Figura 3.21:

Figura 3.21 - Limites de atenuação para cada norma em função da frequência



Fonte: Próprio Autor

3.14.1. Divisão e classificação dos cabos de rede conforme as normas

Utilizando a máxima frequência de operação como critério, as normas citadas dividem os cabos mediante seu desempenho em classes ou categorias.

A norma TIA divide os cabos conforme **categorias**, sendo as mais recentes e não obsoletas são apresentadas na Tabela 2.1.

Já a norma IEC/ISO divide os cabos em **classes** de desempenho, conforme Tabela 3.2:

Tabela 3.2 - Classificação dos cabos conforme norma ISO

CLASSE	Máxima frequência (MHz)	Velocidade de transmissão em Gbps
C	16	0.1
D	100	1 (unidirecional)
E	250	1 (bidirecional)
F	600	10

Fonte: Próprio Autor

3.14.2. Normas de cabo no Brasil

O Brasil possui duas vertentes normativas para cabos: a NBR e a ANATEL.

A NBR é o órgão vinculado ao INMETRO, e é responsável também pela criação das normas de regulação para caracterização de cabos de rede.

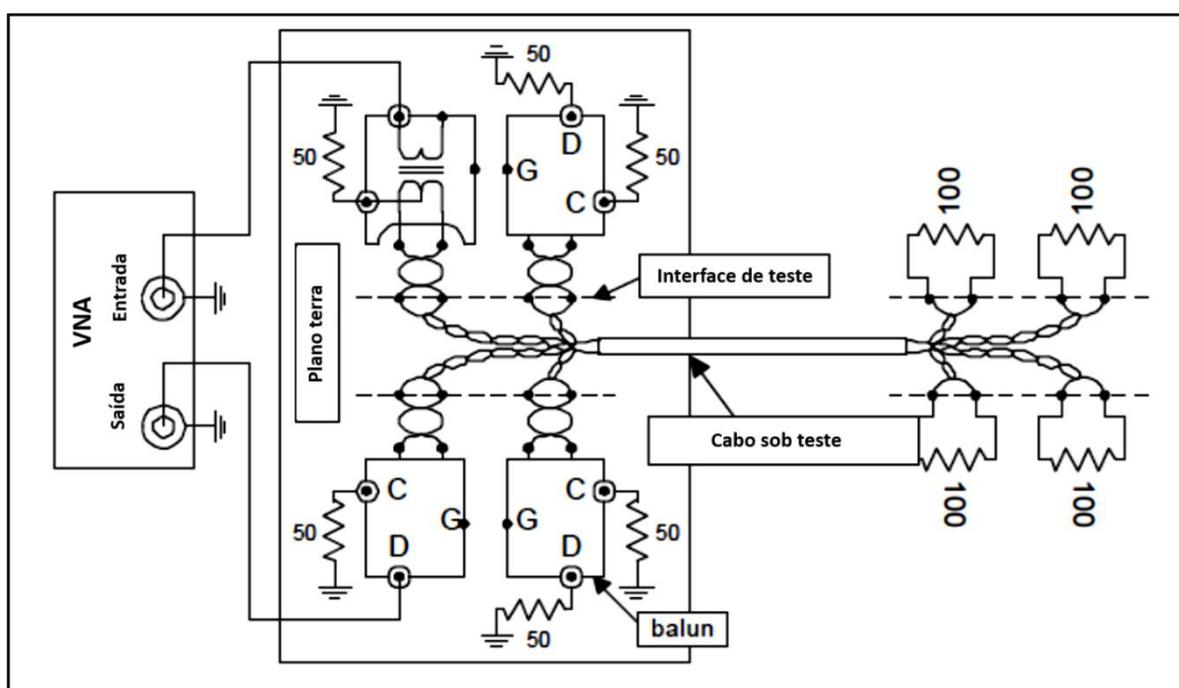
Para os cabos de rede, a NBR define a norma NBR 14703 – Cabos de telemática, que faz referência a muitos limites da IEC 61156, embora a frequência inferior seja de 1 MHz e não 4 MHz como na norma europeia.

Todavia, a venda e comercialização dos cabos de rede no mercado brasileiro só é possível se o fabricante tiver seu produto homologado na ANATEL – Agência Nacional de Telecomunicações. A ANATEL tem seus limites e características publicadas no documento de Requisitos Categoria I, cabos que são usados em instalações internos.

Para as medições em alta frequência, os Requisitos ANATEL são todos vinculados a TIA americana.

Para a medição do parâmetro S_{11} e S_{22} , é usado o *setup* conforme a Figura 3.23, onde cada quadrado contendo as entradas C,G e D é um *balun*, e onde C é o terminal balanceado, D é o terminal desbalanceado (coaxial) e G é a conexão com o terra (ANSI/TIA 568-C.2, 2009).

Figura 3.23 - Setup de medição pedido pela TIA para medição de reflexão



Fonte: (ANSI/TIA 568-C.2, 2009)

Para equipamentos VNA que não possuem duas portas para medição de reflexão (chamado de *full-two port*), é necessário inverter as conexões do cabo em teste.

A norma também cita o número de pontos a serem medidos, ou seja, dentro da janela entre 1MHz até a frequência máxima, qual o número de frequências amostradas.

De acordo com o item 4.2.3 da TIA, o número de pontos a serem medidos deve ser 100 vezes maior que o número de décadas cobertas pela categoria do cabo. Se um cabo é medido entre 1 e 100MHz, cobre-se duas décadas, e deve-se medir ao menos 200 pontos. O valor típico praticado nos sistemas de qualidade de fábrica é de 801 pontos, ou seja, pelo menos 400 pontos por década.

3.15. Sistema de Medição

Como explanado em tópicos anteriores, a medição em alta frequência de parâmetros S é feita através do analisador vetorial de rede (VNA – Vector Network Analyzer) e em se tratando de cabos balanceados em modo diferencial, utiliza-se um BALUN para fazer o casamento de modo e de impedância. As medidas na maioria dos modelos comercialmente disponíveis são exportáveis no formato CSV (*Comma Separated Values* – Valores Separados por Vírgula), que é um arquivo de texto onde as medições são colocadas no seguinte formato:

Frequencia_em_hertz; valor_em_dB

Uma vez selecionado o tipo de medição a ser feita (S_{11} , S_{21} , etc), coloca-se o par trançado para ser medido, um par de cada vez. Combinações de pares também são feitas dessa maneira, trocando no *balun* os pares a serem medidos sozinhos ou entre si (medida de interferência ou *crosstalk*, por exemplo). No caso da medida de NEXT (*Near End X(cross) Talk*), são testados todos os pares, injetando sinal em um par e medindo a interferência no par adjacente. São 4 pares, medidos dois a dois, resultando em 6 medidas diferentes. Ao todo, é necessário medir 29 combinações e parâmetros para caracterizar o cabo.

3.16. Setup de medição para o VNA

É importante estabelecer quais serão os parâmetros com os quais o VNA irá trabalhar para realizar a medição. Os parâmetros mais importantes são:

- Intervalo de medição
- Número de pontos
- Varrimento de Frequência
- Largura de Banda de Frequência Intermediária

O intervalo de medição deve ser conforme a norma solicitada. No caso do Brasil, a norma NBR 14703 exige as medições a partir de 1MHz, sendo a máxima frequência determinada pela categoria do cabo.

Conforme a norma TIA 568 usada, o número de pontos deve ser pelo menos 100 vezes o número de décadas cobertas no intervalo de medição (ANSI/TIA 568-C.2, 2009, p. 6, it 4.2.3).

Se por exemplo a medição é feita sobre um cabo Categoria 6, cujo desempenho deve ser avaliado entre 1MHz e 250MHz, cobre-se pouco mais de duas décadas, o que levaria a medir pelo menos 300 pontos. Nesta pesquisa, o sistema de medição utiliza 1601 pontos por padrão.

No método de área de margem (AM), o número de pontos é essencial pois entra diretamente na somatória da fórmula. Quanto mais pontos houver na medição, maior será a sensibilidade da AM, pois mais margens serão acumuladas.

O varrimento em frequência determina como será feita a transição do sinal injetado, desde 1MHz até a frequência máxima determinada. Pode ser feita linear ou logarítmica. Para haver maior precisão e cobertura em alta frequência, utiliza-se por praxe o varrimento linear.

Essa varredura é feita eletronicamente através de um oscilador controlado por tensão (VCO) e um circuito tipo PLL, que de maneira semelhante ao que acontece em um receptor de radiofrequência FM, utiliza-se do fenômeno de batimento em um misturador, para gerar um sinal de frequência mais baixa e, portanto, mais fácil de ser amplificado e analisado em amplitude e fase. Recomendação prática de medição é deixar esse valor em 300 Hz, o que deixa a varredura mais demorada, mas por outro lado diminui drasticamente flutuações nas medidas.

3.17. Sistemas de Medição Automática

Existem os chamados sistemas de medição automáticos, que se utilizam de chaves (relés) para microondas para fazer automaticamente o chaveamento e direcionar aos pares corretos o sinal injetado e o sinal lido.

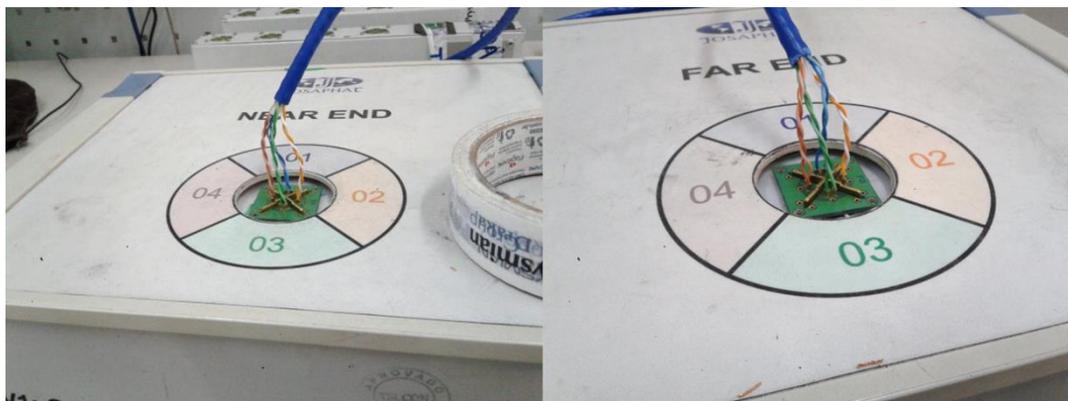
A empresa Prysmian Draka Brasil SA, deu suporte a este trabalho ao dispor da mão-de-obra, tempo de máquina e o sistema de medição automatizado SATLAN, da empresa Josaphat, para fazer as medições de qualidade nos cabos produzidos. Esse sistema possui várias chaves eletricamente acionadas pelo computador nele embarcado, para direcionar as entradas e saídas do VNA para as combinações de pares.

O usuário deve apenas conectar todos os 4 pares das duas pontas – chamadas de **near end** (terminação próxima) e **far end** (terminação distante, que seria o fim do trecho medido) conforme Figura 3.24, e escolher quais testes precisam ser feitos, e o sistema faz todo o processo por si, salvando os resultados em dois arquivos, um arquivo de extensão “.SS”, onde os dados estão em formato binário, e um arquivo de extensão “.REL”, onde as mesmas medidas estão disponibilizadas em formato texto.

O sistema de medição automático então aciona o VNA através de suas portas de comunicação (Figura 3.25), e a cada medição solicita os dados para salvar nos arquivos já mencionados. A cada medição também, o SATLAN mostra na tela a curva dos valores medidos e o valor normativo, conforme a Figura 3.26.

Na Figura 3.27 é possível ver o formato interno de um arquivo de texto tipo .REL gerado pelo SATLAN. No lado A da figura, é possível ver o cabeçalho inicial, descrevendo todos os testes que foram feitos no cabo, e no lado B, que começa depois do cabeçalho, estão as frequências e as medidas de cada grandeza citada no cabeçalho.

Figura 3.24 - Terminais para conexão dos pares trançados



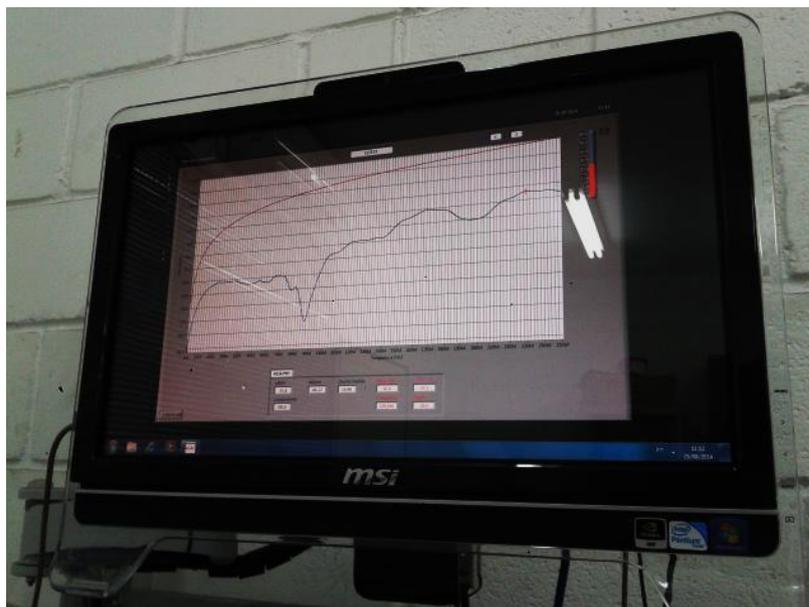
Fonte: Próprio Autor

Figura 3.25 - VNA embarcado no sistema SATLAN



Fonte: Próprio Autor

Figura 3.26 - Saída de vídeo mostrando os testes em tempo real no SATLAN



Fonte: Próprio Autor

O detalhe 1 da Figura 3.27 mostra o número de pontos (frequências) medidas para aquela grandeza medida e para aquele par/combinção específicos, descritos e apontados no detalhe 2 da mesma figura.

Já a parte das medidas, no lado B da figura, é possível ver as frequências em Hertz (destaque 4 da figura), separadas por uma tabulação da medida efetuada (detalhe 3).

Todo relatório salvo no sistema possui esse formato, e em seguida o sistema gera um relatório oficial impresso, com todos os gráficos, para o usuário saber como foi o teste. Porém para trabalhar numericamente e estatisticamente com as medições feitas, é preciso ter acesso e utilizar os arquivos .REL gerados.

Figura 3.27 - Arquivo REL gerado pelo SATLAN

Transaction	Amount	Balance
32,0 -36 CAT 6 350		
INSERTION LOSS 1	108	0
INSERTION LOSS 2	108	0
INSERTION LOSS 3	108	0
INSERTION LOSS 4	108	0
RETURN LOSS 1	108	801
RETURN LOSS 2	909	801
RETURN LOSS 3	1710	801
RETURN LOSS 4	2511	801
SRL 1	3312	0
SRL 3312 0		
SRL 3312 0		
SRL 4	3312	0
ZO 1	3312	801
ZO 2	4113	801
ZO 3	4914	801
ZO 4	5715	801
FIT ZO 1	6516	0
FIT ZO 2	6516	0
FIT ZO 3	6516	0
FIT ZO 4	6516	0
NEXT 1x2	6516	801
NEXT 1x3	7317	801
NEXT 1x4	8118	801
2 3 0		
2 4 0		
3 4 0		
1000000,00	-28,33	
1436250,00	-29,38	
1872500,00	-30,85	
2308750,00	-30,70	
2745000,00	-30,44	
3181250,00	-29,54	
3617500,00	-28,79	
4053750,00	-29,81	
4490000,00	-29,40	
4926250,00	-27,52	
5362500,00	-26,83	
5798750,00	-27,96	
6235000,00	-28,28	
6671250,00	-27,91	
7107500,00	-29,47	
7543750,00	-28,58	
7980000,00	-27,24	
8416250,00	-29,38	
8852500,00	-28,97	
9288750,00	-28,02	

Fonte: Próprio Autor

4. MODELAGEM DE CABOS DE REDE COMO LINHAS DE TRANSMISSÃO

Uma vez que tenha sido detalhado conceitos sobre cabos LAN e linhas de transmissão, é necessário discorrer sobre como modelar tais cabos como linhas de transmissão de dados. Isso se faz necessário pela dimensão física do cabo em relação ao comprimento de onda por ele trafegado. Para isso, encontra-se qual é a proporção **k** entre meio físico e comprimento de onda (PAUL, 2010):

$$\mathcal{L} = k \cdot \lambda \quad (4.1)$$

Onde \mathcal{L} é o comprimento do cabo/mídia usada na comunicação, e λ o comprimento de onda do sinal. Quando $k=1$, o sinal percorreu no cabo/mídia o equivalente a 1 comprimento de onda, e assim, sua fase foi incrementada em 360° ou 2π radianos. Se o sinal caminha $k=1/2$, sua fase já caminhou 180° ou π radianos, o que é suficiente para promover cancelamento de sinal na outra extremidade, e inviabiliza desprezar a linha de transmissão dentro da dinâmica do circuito, que já não pode ser considerada como eletricamente curta.

Toda linha de transmissão que conecta carga e fonte, caso tenha $k>0.1$, interfere na fase do sinal e não pode ser negligenciada (PAUL, 2010).

Como a frequência máxima de operação é de 250MHz (no caso de cabos categoria 6 produzidos e amostrados no presente trabalho), o comprimento de onda associado (sendo 'c' a velocidade da luz no vácuo) é de

$$\lambda_{250MHz} = \frac{c}{250 \cdot 10^6} = 1,2m \quad (4.2)$$

E o comprimento de transmissão exigido pela norma é de 100m (ANSI/TIA 568-C.2, 2009), o cabo LAN deve ser modelado e estudado como linha de transmissão para que sua contribuição no sistema de comunicação como um todo, seja avaliado.

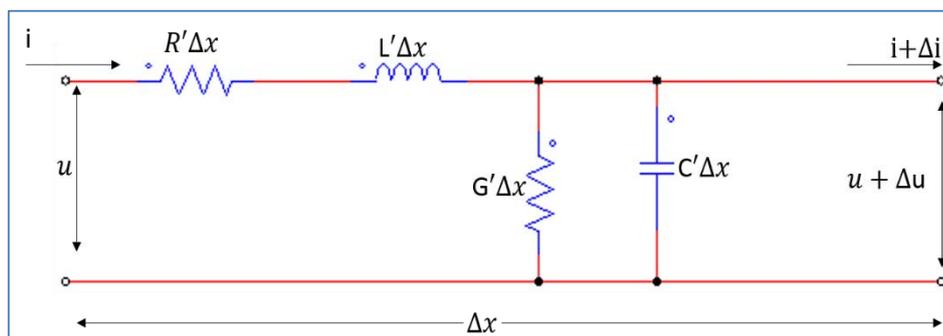
4.1. Circuito equivalente de trecho de cabo

Como visto no Capítulo 2, as linhas paralelas de transmissão se valem do modo de transmissão transversal (TEM). Ao aplicar as equações de Maxwell na sua forma integral, tomando como contorno as linhas ao redor dos condutores bifilares paralelos, é possível demonstrar que, ao transmitir em modo TEM, as distribuições dos campos **E** e **B** na onda em movimento pelos condutores são matematicamente idênticas às distribuições eletrostáticas e magnetostáticas (DONOHOE, 2005).

Isso significa que, para o campo elétrico da onda se propagando na linha de transmissão é idêntico ao campo de um capacitor formado por dois condutores carregados com uma tensão V entre eles. De mesmo modo, o campo magnético da onda se propagando num trecho da linha de transmissão é idêntico ao de um fio condutor atravessado por uma corrente elétrica I (DONOHOE, 2005).

Assim sendo, é possível definir uma tensão u e uma corrente i para cada ponto ao longo da linha de transmissão, o que permite descrevê-la utilizando equações de circuitos elétricos, ao invés de apenas usar equações de campos de Maxwell (DONOHOE, 2005) (UC-IRVINE, 2001) (BEGOVIC, BEHLILOVIC e SARAJLIC, 2006).

Figura 4.1 - Circuito Equivalente de um pequeno trecho de cabo



Fonte (DONOHOE, 2005)

Aplicando as leis de Kirchhoff das tensões, e chamando a tensão sobre os terminais de $u(x,t)$, ou seja, a tensão é uma função no tempo e também uma função do trecho da linha (pois a onda se propaga).

Na Figura 4.1, as variáveis do circuito são:

R' – resistência ôhmica distribuída (Ohm/km)

G' – Condução de sinal entre os condutores através do dielétrico (ar, plástico isolante, etc.) – condutância do dielétrico em Ohms/km = 1/(Siemens/km)

C' – capacitância mútua distribuída entre os condutores (em nF/km)

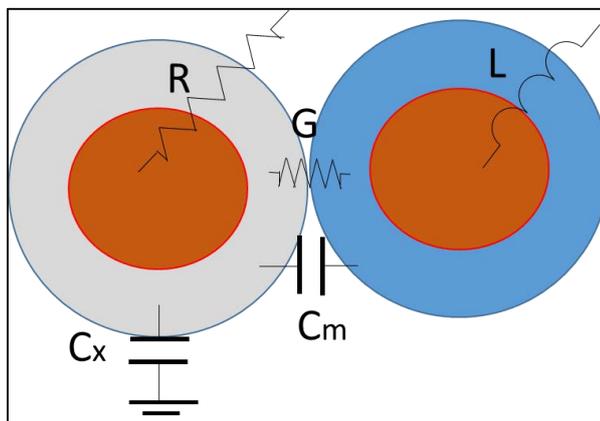
L' – indutância mútua distribuída do condutor (em nH/km)

Δx – segmento do comprimento do par trançado

Estes parâmetros R', G', L', C' são chamados de **parâmetros primários da linha** (ANDERSON, SMITH, *et al.*, 1997).

Já foi visto nas seções anteriores que os cabos de rede são linhas de transmissão que operam no modo diferencial (balanceado), com pares de fios paralelos torcidos, tendo cada um seus parâmetros primários (resistência, capacitância, indutância, condutância, conforme Figura 4.2) e secundários (constante de propagação e impedância) característicos.

Figura 4.2 - Parâmetros primários aplicados a um par trançado

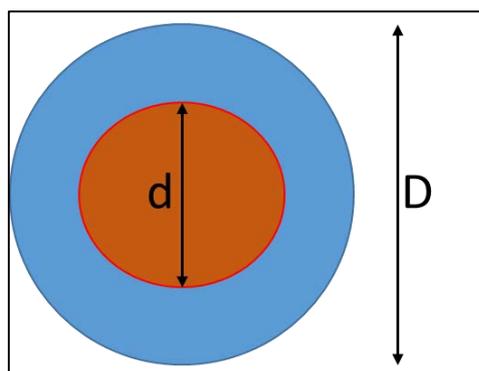


Fonte: (TELDOR WIRE AND CABLE, 2008)

Como é possível fazer o projeto elétrico de um cabo de rede, calculando seus parâmetros primários?

Considera-se primeiramente o condutor isolado individualmente conforme a Figura 4.3. O condutor de cobre eletrolítico puro, de diâmetro d , é isolado com uma camada de material termoplástico, em especial o polietileno de alta densidade (HDPE), para conferir a ele as características de capacitância e isolamento necessárias.

Figura 4.3 - Condutor singelo isolado



Fonte: (TELDOR WIRE AND CABLE, 2008)

A resistência ôhmica R é dada pela relação:

$$R = \rho \frac{l}{S} \quad (4.3)$$

Onde S é a área do condutor, l é o comprimento, e ρ é a resistividade do material. Inserindo os valores típicos do cobre, e movendo o comprimento para o denominador de R, tem-se a equação para determinar a resistência distribuída da linha, em Ohms/km (TELDOR WIRE AND CABLE, 2008):

$$R' = \frac{1}{58 \left(\frac{\pi d^2}{4} \right)} [\text{ohms}/m] \quad (4.4)$$

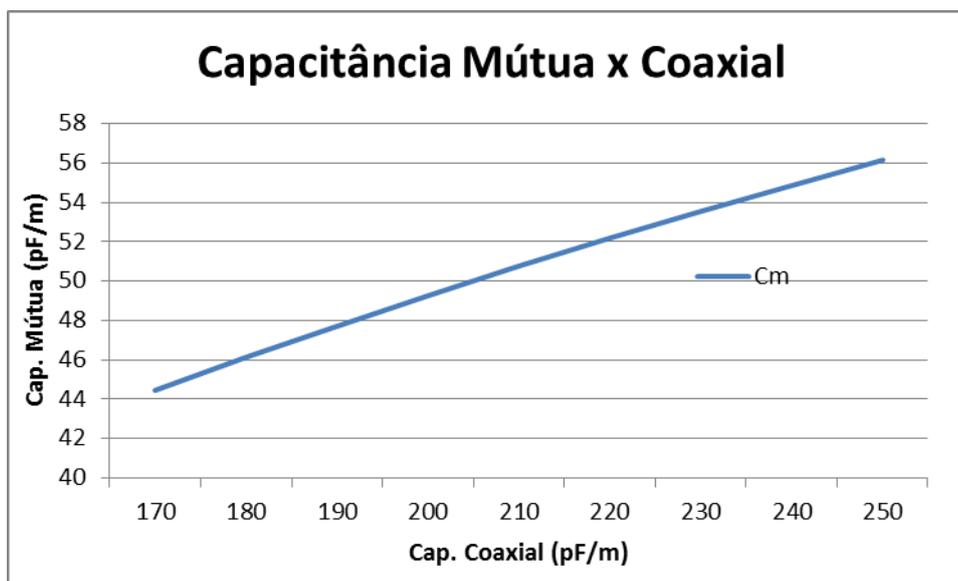
E a capacitância coaxial deste condutor em relação ao plano terra no solo é de (TELDOR WIRE AND CABLE, 2008):

$$C_x = \frac{1000 \varepsilon}{18 * \ln \left(\frac{D}{d} \right)} [pF/m] \quad (4.5)$$

Uma vez calculada a capacitância coaxial, é preciso calcular a capacitância mútua, C_m , entre os condutores isolados (fórmula empírica das planilhas da Engenharia da Prysmian Draka):

$$C_m = \frac{174,24 \varepsilon}{3,17 + \frac{434 * \varepsilon}{C_x}} [pF/m] \quad (4.6)$$

Figura 4.4 – Faixa de valores típicos usados nas capacitâncias



Fonte: Próprio Autor

A condutância G , entre os condutores é o fator que representa as perdas da capacitância entre os condutores isolados (devido ao momento dipolar dos isolantes, tendo que alterar sua polarização com o sinal), e é calculado pela tangente de perda, valor este suprido pelo fabricante do material do isolamento (TELDOR WIRE AND CABLE, 2008) e é dado pela fórmula:

$$G = 2\pi f C_M * \tan \delta \quad (4.7)$$

E nesta equação (4.7), C_m é a capacitância mútua, ou seja, a capacitância entre os condutores isolados. É possível ver que G tem dependência e cresce com a frequência do sinal.

A tangente de perda para o material HDPE típico usado é de 0,0005 (adimensional). Outros materiais como PVC, que seriam mais baratos, não são recomendáveis por terem uma tangente de perda grande (por volta de 0,03, ou seja, seis vezes maior que o HDPE) e isso influencia diretamente e negativamente na atenuação do cabo (TELDOR WIRE AND CABLE, 2008).

A indutância do par surge durante a passagem de corrente pelo condutor, e pela geração de campo magnético ao redor dele. No condutor, a indutância L é dada por (TELDOR WIRE AND CABLE, 2008):

$$L = \left(\frac{\mu_0}{\pi}\right) \cosh^{-1}\left(\frac{D}{d}\right) \quad (4.8)$$

Onde μ_0 é permeabilidade magnética do vácuo, igual a $4\pi \cdot 10^{-7} [H/m]$.

Uma vez calculados os parâmetros primários, é possível avançar na modelagem. Aplicando a Lei de Kirchhoff das tensões (LKT) na malha I e das Correntes (LKC) no nó A (Figura 4.5):

$$\begin{aligned} u - R' i(x, t) \cdot \Delta x - L' \cdot \Delta x \cdot \frac{\partial i(x, t)}{\partial t} - u(x + \Delta x, t) &= 0 & (4.9) \\ i(x, t) - G' \cdot \Delta x \cdot u(x, t) - C' \cdot \Delta x \cdot \frac{\partial u(x + \Delta x, t)}{\partial t} - i(x + \Delta x, t) &= 0 \end{aligned}$$

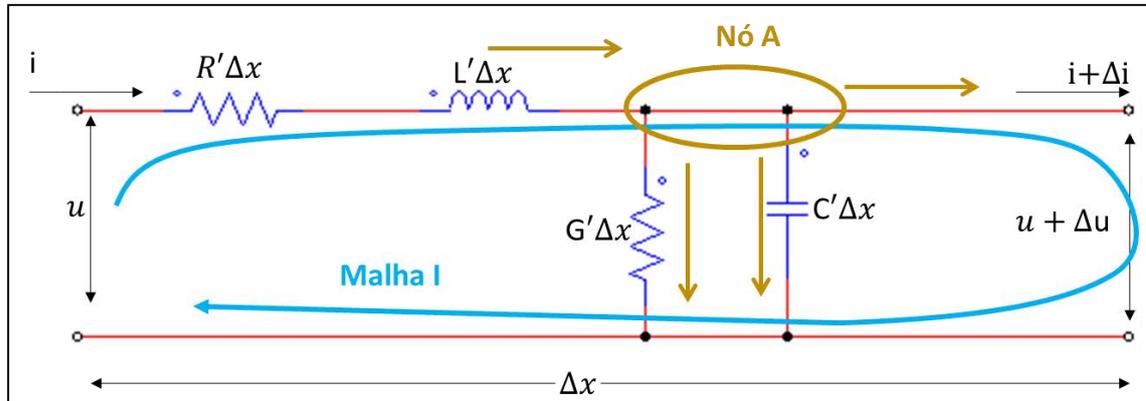
Agrupando as correntes e tensões, dividindo por Δx , tem-se

$$\begin{aligned} \frac{u - u(x + \Delta x, t)}{\Delta x} - R' i(x, t) - L' \cdot \frac{\partial i(x, t)}{\partial t} &= 0 & (4.10) \\ \frac{i(x, t) - i(x + \Delta x, t)}{\Delta x} - G' \cdot u(x, t) - C' \cdot \frac{\partial u(x + \Delta x, t)}{\partial t} &= 0 \end{aligned}$$

Levando $\Delta x \rightarrow 0$, as parcelas divididas por Δx se transformam em derivadas parciais em 'x', resultando nas equações abaixo:

$$\begin{aligned} -\frac{\partial u(x, t)}{\partial x} &= R * i(x, t) + L * \frac{\partial i(x, t)}{\partial t} \\ -\frac{\partial i(x, t)}{\partial x} &= G * u(x, t) + C * \frac{\partial u(x, t)}{\partial t} \end{aligned} \quad (4.11)$$

Figura 4.5 - Circuito equivalente com as malhas em destaque



Fonte: (DONOHOE, 2005)

É possível manipular as equações citadas através de substituições, e deixar cada uma das equações diferenciais parciais em função de u e i somente.

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = RG * u + (RC + GL) * \frac{\partial u}{\partial t} + LC * \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}$$

$$\frac{\partial^2 i}{\partial x^2} = RG * i + (RC + GL) * \frac{\partial i}{\partial t} + LC * \frac{\partial^2 i}{\partial t^2} \quad (4.12)$$

Estas equações da expressão 4.13 formam a chamada “equação do telegrafista” (DONOHOE, 2005), um par de equações diferenciais parciais acopladas entre si, que descrevem a tensão e a corrente em uma linha de transmissão em função do tempo e posição (BEGOVIĆ, BEHLILOVIĆ e SARAJLIĆ, 2006). Estas equações remontam desde 1880 com Oliver Heaviside (CALVERT).

O formato desta equação 4.14 remete às equações de propagação de ondas, cuja solução proposta é:

$$u(x, t) = V_0^+ * e^{-\gamma x} + V_0^- * e^{+\gamma x}$$

$$i(x, t) = I_0^+ * e^{-\gamma x} + I_0^- * e^{+\gamma x} \quad (4.15)$$

Estas sugestões de solução representam tensões e correntes se propagando nos dois sentidos da linha de transmissão, avançando com velocidades iguais, mas em sentidos opostos.

Fazendo a substituição de tais soluções na equação do telegrafista, extrai-se que:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L) * (G + j\omega C)} \quad (4.16)$$

Sendo que γ é chamado de **coeficiente de transmissão**, e o fator α é a constante de atenuação (modifica a intensidade ou amplitude do sinal ao longo da linha) e β é a chamada constante de fase, que altera a fase do sinal ao longo da linha de transmissão (DONOHOE, 2005).

O desenvolvimento detalhado passo a passo pode ser encontrado em (DONOHOE, 2005) e (PAUL, 2010).

4.2. Impedância eletromagnética calculada através do coeficiente de transmissão

A linha de transmissão possui uma determinada tensão $u(x,t)$ e uma corrente $i(x,t)$, percorrendo toda a linha. Sendo assim, como já definido anteriormente, a impedância é a capacidade da linha de transmissão em converter a corrente que por ela trafega, em tensão. Assim, pode-se dizer que

$$Z = \frac{u(x,t)}{i(x,t)} = \frac{V_0^+ * e^{-\gamma x} + V_0^- * e^{+\gamma x}}{I_0^+ * e^{-\gamma x} + I_0^- * e^{+\gamma x}} \quad (4.17)$$

Fazendo as manipulações e expandindo γ (BEGOVIC, BEHLILOVIC e SARAJLIC, 2006):

$$Z = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (4.18)$$

Os valores γ e Z (coeficiente de transmissão e impedância da linha, respectivamente) são chamados de **parâmetros secundários da linha de transmissão** (ANDERSON, SMITH, *et al.*, 1997) (BEGOVIC, BEHLILOVIC e SARAJLIC, 2006).

Em frequências elevadas, em que os termos $j\omega L \gg R$ e $j\omega C \gg G$, tipicamente acima de 40MHz para cabos de dados, é possível simplificar e perceber que a impedância é determinada por L e C:

$$Z_{f \rightarrow \infty} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4.19)$$

4.3. Linha de transmissão sem perdas

Em uma linha de transmissão sem perdas, os fatores dissipativos (R e G) são nulos, e apenas os componentes L e C estão presentes na linha.

Retirando os termos R e G da equação do telegrafista, anula-se a derivada primeira dos termos, e recai-se em uma equação típica de propagação de ondas em meio homogêneo e sem perdas, onde

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} &= LC * \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} \\ \frac{\partial^2 i}{\partial x^2} &= LC * \frac{\partial^2 i}{\partial t^2} \end{aligned} \quad (4.20)$$

E nesta situação, a solução é novamente uma onda que se propaga em sentidos opostos ao longo da linha, e com uma velocidade de propagação conforme (DONOHOE, 2005):

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.21)$$

4.4. Linhas de transmissão não ideais sem distorções

Linhas de transmissão ideais não são realizáveis, porém coisa distinta é buscar reduzir as suas distorções. Já foi visto que o sinal se propaga na linha de transmissão obedecendo a uma constante de propagação γ , a qual é dividida em um

fator real α que afeta a amplitude do sinal (responde pela atenuação) e um fator β responsável pela alteração de fase do sinal entre corrente e tensão.

Conforme (BEGOVIC, BEHLILOVIC e SARAJLIC, 2006) a melhor linha de transmissão é aquela em que o sinal é apenas atenuado e atrasado linearmente em fase, ou seja, a linha funciona como um sistema que opera uma transformação linear, tomando como variáveis apenas posição e tempo. Essa linha é chamada Linha de Heaviside (ANDERSON, SMITH, *et al.*, 1997).

Um sinal digital alternado é formado por ondas quadradas sem nível CC (corrente contínua), que por sua vez são resultado da soma das energias de várias senóides e harmônicas ímpares somadas, ao longo de uma faixa de frequência. Para que esse sinal chegue ao destino sem distorção, o que poderia gerar erros de *clock* e sincronia, por exemplo, todas as frequências que compõem o sinal digital devem chegar juntas, sem atrasos uma em relação à outra. Ou seja, a variação da fase do sinal (coeficiente β da linha de transmissão, já explicado) deve ser **linearmente dependente** da frequência ω trafegando na linha (DONOHOE, 2005). Se assim for, no momento de calcular a velocidade de propagação do sinal na linha, o termo linear ω da equação de β irá ser cancelado com o termo ω da equação de velocidade, deixando a velocidade de propagação dos sinais na linha independente da frequência. Em suma, todos os sinais que compõem o relógio (*clock*) digital chegarão ao mesmo tempo no destino, garantindo uma onda quadrada sem distorções na amplitude ou no tempo de nível alto/baixo.

Para que essa condição seja atendida, o coeficiente de atenuação α não deve depender da frequência, a qual deve apenas afetar a fase do sinal.

Ou seja, deve-se atender o critério de:

$$\frac{\partial \alpha}{\partial \omega} = 0 \quad (4.22)$$

E também

$$\beta \propto \omega$$

Abrindo a expressão (4.16) que define γ , elevada ao quadrado para remover a raiz, tem-se:

$$\gamma^2 = RG + \mathbf{Rj\omega C} + \mathbf{j\omega LG} - \omega^2 LC = \alpha^2 + j2\alpha\beta - \beta^2$$

É necessário tirar a dependência de ω da expressão. Para isso, tomando os termos em negrito na equação anterior, tem-se:

$$j\omega RC + j\omega LG = 0$$

$$\frac{R}{G} = \frac{L}{C} \quad (4.23)$$

Que é chamada de **condição de Heaviside**, a qual se obedecida, leva a linha não ideal (com R e G, elementos de perda) a ter o menor nível de perdas e ter a relação de menor distorção possível no sinal de entrada (BEGOVIC, BEHLILOVIC e SARAJLIC, 2006).

Nos circuitos e redes de telefonia padrão (somente voz), a cada determinado trecho em quilômetros, o instalador aplicava um indutor em série com a rede, a fim de aumentar a indutância daquele trecho e assim buscar a condição de Heaviside. Como as redes de telefonia possuem vários quilômetros, distorções decorrentes disso se tornam significativas. Para cabos de rede, tal condição não pode ser buscada pois os trechos são muito curtos (100m) e ficam ocultos na infraestrutura do prédio, não permitindo interrupção.

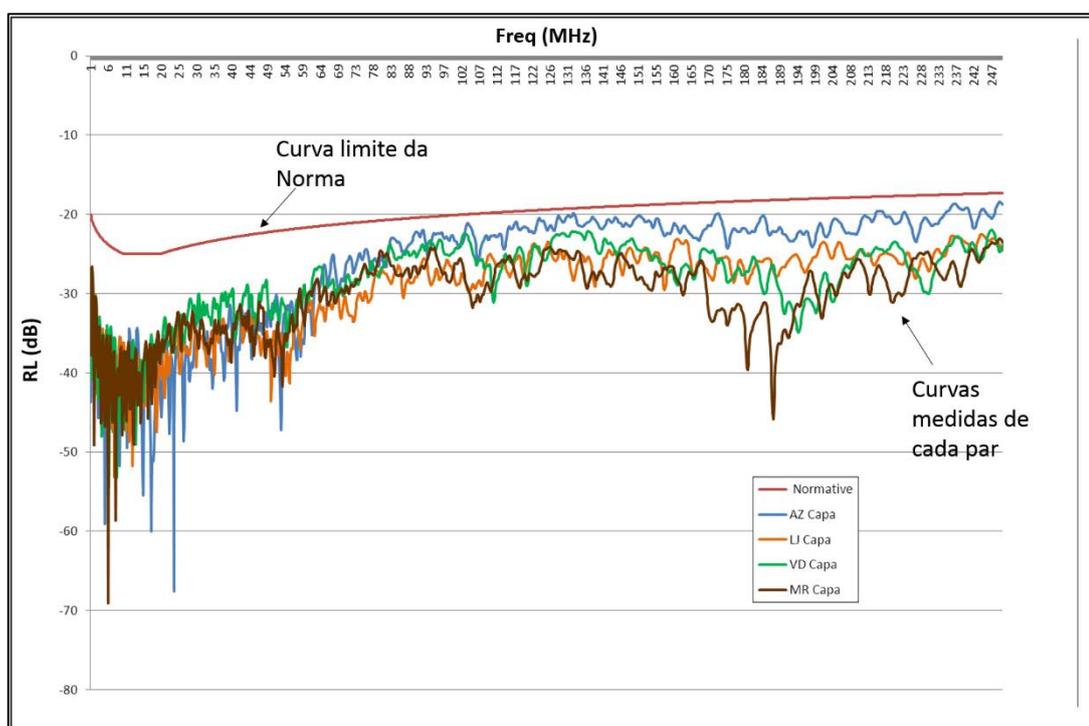
5. O MÉTODO DE ÁREA DE MARGEM

5.1. Definição de Margem

As medições de qualidade feitas em cabos LAN são sempre comparadas contra uma norma ou requisito, os quais impõem um limite superior, inferior ou ambos, para a medida efetuada. Se a medida estiver dentro destes limites, o cabo é considerado aprovado naquele requisito.

Como exemplo, seja a Figura 5.1 a típica medição de perda de retorno (RL) medida pelo técnico de qualidade da empresa:

Figura 5.1 - Gráfico de medição de RL



Fonte: Próprio Autor

A curva lisa e suave mais ao topo da Figura 5.1, é a norma EIA/TIA 568.C-2, atualmente usada pela ANATEL no Brasil para definição de parâmetros de transmissão e seus limites. As curvas ruidosas mais abaixo, são as curvas medidas em um cabo pronto, a saber, a perda de retorno em cada um dos quatro pares que o

constituem. Como abcissa, está a frequência do sinal de teste injetada, em MHz. Como ordenada, está a perda de retorno em decibéis (dB).

É possível observar que neste caso todas as curvas medidas estão abaixo do limite estipulado pela norma. Caso alguma destas curvas tocasse ou ultrapassasse o limite superior imposto pela norma, ele seria considerado impróprio para sua aplicação em transmissão.

No sistema de qualidade hoje recomendado pela norma (ANSI/TIA 568-C.2, 2009), para definir-se a qualidade do produto medido, considera-se a distância (neste caso, a diferença em decibéis) entre a curva da norma e a curva da medição feita. Quanto mais próximas estiverem as curvas, tanto pior. Porém, ao longo do gráfico, nota-se que a distância entre a curva e a norma não permanece constante. Por isso, toma-se como critério de qualificação a **margem** daquela medida, que é definida como a **distância** (diferença de valor) encontrada entre o limite da norma e a curva medida. O cabo é considerado aprovado quando sua margem é positiva.

Na Figura 5.2, é demonstrado esse conceito de margem. O ponto destacado foi medido a uma frequência de aproximadamente 105MHz, e possui uma margem de +3,5dB, pois a medição no cabo nesse ponto foi de -23,5dB, e a norma considera aprovado, naquela frequência, um cabo que tenha uma perda de retorno (RL) menor ou igual a -20dB (ou seja, -20,5dB já seria aprovado). Portanto, há uma folga de +3,5dB em relação ao limite da norma.

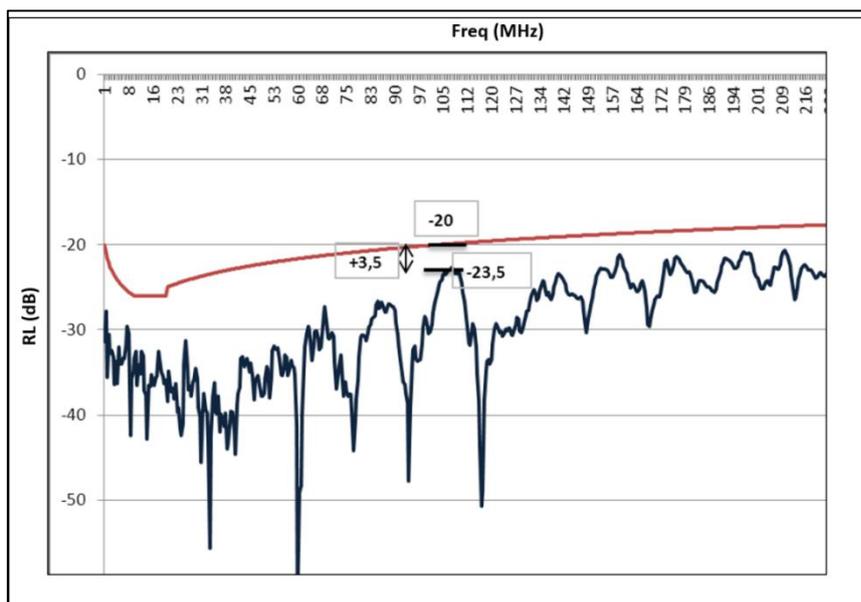
Fica claro que a margem não é um valor constante ao longo do gráfico de qualidade mostrado. Na Figura 5.3 estão representados os valores de margem do cabo medido na Figura 5.2.

Portanto, pode-se definir margem matematicamente como:

$$\text{Margem absoluta} = VN(f) - \text{medição}(f)$$

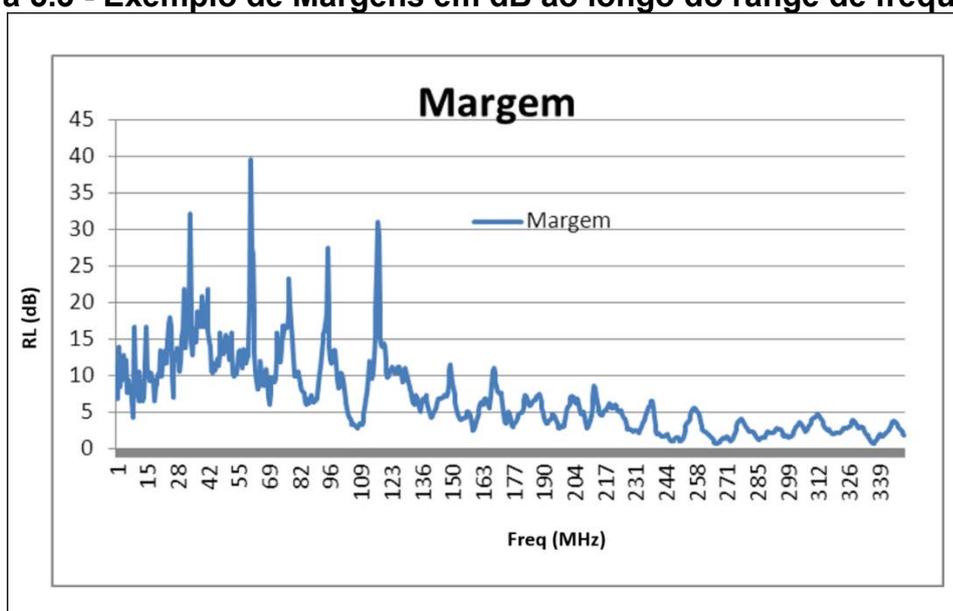
onde 'f' é a frequência em MHz e 'VN' é o valor normativo.

Figura 5.2 - Definição gráfica de margem na medição



Fonte: Próprio Autor

Figura 5.3 - Exemplo de Margens em dB ao longo do range de frequências



Fonte: Próprio Autor

5.2. Inspiração na área de Controle

Na área de controle, há um tópico muito importante e exaustivamente estudado, que é o estudo do erro estacionário em controladores em malha fechada (CTMF), por exemplo do tipo PID (proporcional, integral, derivativo) (OGATA, 2010).

Esses estudos sobre erro estacionário (SSE – *Steady State Error*) visam dar uma medida numérica sobre o quão exato é um controlador em fazer a planta controlada por sua saída, aproximar-se do valor de referência em sua entrada. Essa planta pode ser, por exemplo, um motor elétrico, e a referência na entrada do controlador seria o valor de rotações por minuto desejado, e a saída controlada seria as rotações por minutos reais no motor.

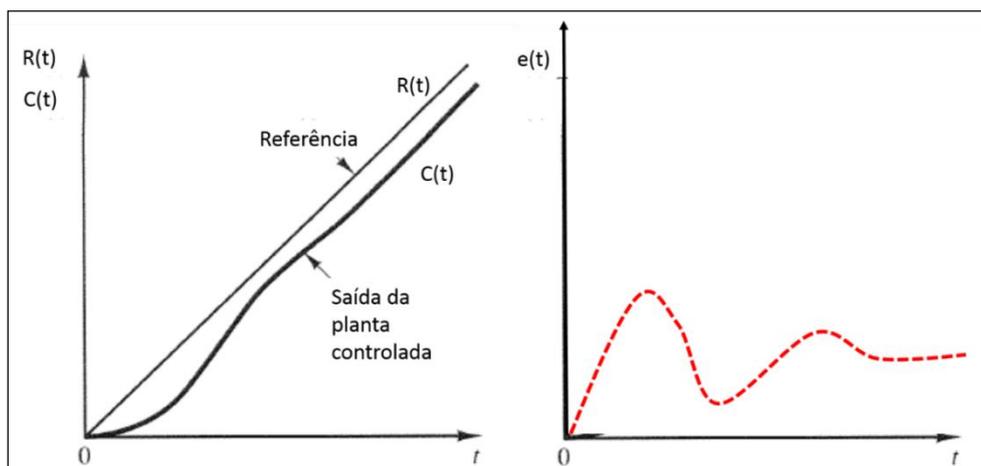
Existem também medidas que avaliam não somente o erro absoluto (diferença entre referência e sinal de saída), mas outros fatores como erro acumulado, energia dispendida até estabilizar a malha no valor desejado, etc.

Na Figura 5.4 (OGATA, 2010) é possível ver que, enquanto a saída do controlador (linha mais grossa) não se encontra com a referência, há uma diferença, um erro entre entrada e saída, que vai se acumulando até o momento em que as duas linhas se encontram. Esse **erro acumulado** está representado como uma **área hachurada** na Figura 5.5 Erro acumulado entre as curvas (OGATA, 2010), ou seja, o erro acumulado tem relação com a área entre as curvas de “saída desejada” e “saída real”.

Se, por exemplo, a variável controlada $C(t)$ é a velocidade de um carro dentro de um comboio (seguindo em velocidade de referência, $R(t)$), então o erro acumulado (área hachurada na Figura 5.5) significa o distanciamento (ou atraso) em metros entre o carro e o comboio, que vai aumentando com o tempo.

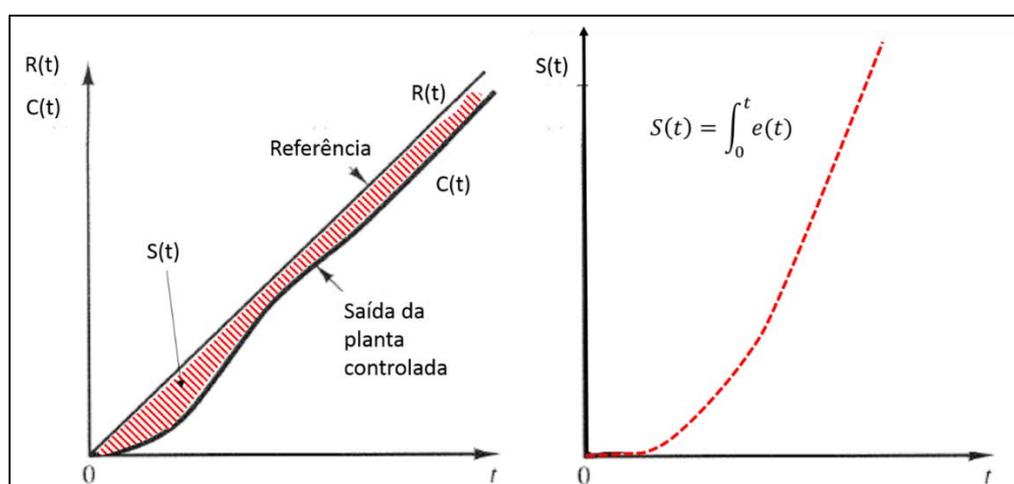
Desse modo, é desejado de **um bom controlador que esse erro acumulado seja o menor possível**, pois quanto menor ele for, mais rapidamente a planta controlada atinge o valor desejado (um motor atingindo a rotação desejada, por exemplo). Isso implica em que ele tenha a menor área entre as curvas de referência e de saída real

Figura 5.4 - Saída de um controlador



Fonte: (OGATA, 2010)

Figura 5.5 Erro acumulado entre as curvas



Fonte: (OGATA, 2010)

5.3. Aplicação dos conceitos de controle

Tal raciocínio sobre controle e erro tem analogias muito interessantes com a parte de medição de qualidade.

O que em sistemas de controle em malha fechada (CTMF) é chamado de “erro”, na medição é chamado de “margem absoluta” ou simplesmente “margem”. A referência no CTMF representa para o controlador o mesmo que a norma representa para a medição – um limite a ser seguido. A diferença reside no fato de que, para o CTMF,

deseja-se que a saída siga a referência o mais próximo possível - o erro seja nulo – e na qualidade, deseja-se que a medição esteja tão longe quanto possível da norma. Sendo a medida de perda de retorno em semiprontos algo muito ruidoso, buscar a comparação qualitativa entre duas medidas de margem absoluta é algo impraticável e de pouca confiança. Porém é plausível que de dois produtos semiprontos, sendo um deles de maior qualidade que o outro, este apresente em geral mais pontos com margens absolutas maiores do que o segundo medido.

Então propõe-se que, semelhantemente à avaliação de um **controlador** de malha fechada em seu **erro acumulado**, também se possa avaliar a qualidade de uma medida, ainda que ruidosa, através da sua **margem acumulada**.

A mesma relação que há para a área entre as curvas de saída e referência do controlador, haverá também para a área entre a norma e a medição feita.

Dessa feita, pode ser estabelecida uma nova forma de medição: a área de margem.

5.4. Definição matemática da Área de Margem (AM)

Se em controladores de malha fechada, o erro é dado por (OGATA, 2010):

$$e(t) = C(t) - R(t) \quad (5.1)$$

Onde R é a referência e C a saída do controlador sobre a planta, então similarmente tem-se :

$$Mg(f) = N(f) - M(f) \quad (5.2)$$

Onde Mg é margem, N é o valor da norma para aquela frequência, e M o valor medido com os aparelhos de qualidade.

Seguindo o mesmo raciocínio, é possível dizer que a área entre as curvas dos sinais R e C nos controladores pode ser encontrada através da integração da diferença entre elas:

$$EA(t) = \int_0^t e(t) dt \quad (5.3)$$

E para as medidas de alta frequência nas linhas de transmissão (sejam cabos LAN prontos ou sejam semi-prontos), estende-se a fórmula para

$$AM(f) = \int_1^F N(f) - M(f) df = \int_1^F Mg(f) df \quad (5.4)$$

Sendo AM a área de margem, e F a máxima frequência na qual o produto é medido. Todavia, a medição é discreta, feita em pontos amostrados ao longo do espectro de frequências, e para adequar a equação (5.4) a essa realidade, será aplicada a aproximação da integração através do método numérico dos trapézios, fatiando a área entre curvas em fatias discretas:

$$\sum_{n=0}^P \Delta Area[n]$$

Onde 'P' é o número de pontos da medição e 'n' a n-ésima amostra dentro das P amostras medidas.

Seja N[n] a versão discreta da função com os valores normativos N(t) descrita na equação (5.2), bem como M[n] a versão de M(t) da mesma equação.

A margem citada na equação (5.2) será dada, em sua versão discreta, por:

$$Mg[n] = N[n] - M[n] \quad (5.5)$$

E a integral de área de margem, reescrita da seguinte forma:

$$\Delta Area[n] = \Delta freq \cdot \left(\frac{Mg[n] + Mg[n-1]}{2} \right) \quad (5.6)$$

$$\Delta freq = freq[n] - freq[n-1] \quad \text{ou ainda,}$$

$$\Delta freq = \frac{F_{max} - F_{min}}{NP}$$

$$AMg = \sum_{n=0}^P \Delta freq \cdot média(Mg[n], Mg[n-1]) \quad (5.7)$$

Sendo:

AMg = área de margem em MHz.dB

$\Delta freq$ = incremento de frequência, em MHz

$Média(x,y)$ = média aritmética entre os números x e y

Que é a regra de área do trapézio para calcular o valor da fatia de área tomada entre as curvas de norma e de medição.

Através da Equação (5.4), é possível tecer as seguintes conclusões imediatas:

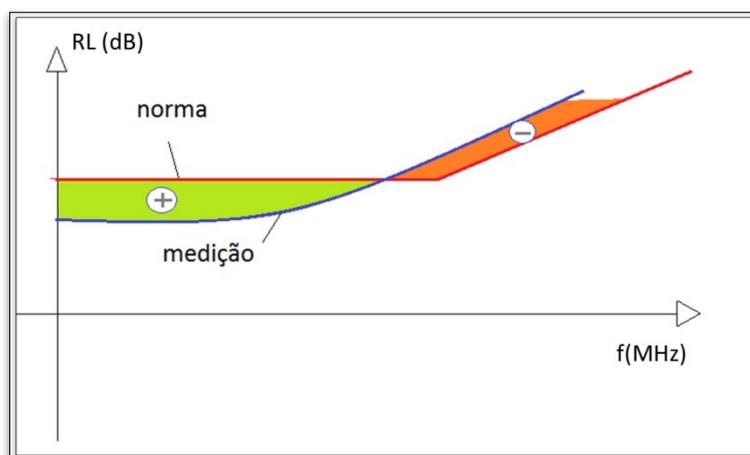
- Áreas em que a curva medida está abaixo da norma, são consideradas positivas e somam-se ao montante existente, contribuindo para aumentar o valor final da somatória.
- Áreas em que a curva medida está acima da norma (produto falhando), são consideradas negativas, pois a fórmula retorna um valor negativo (ainda que não exista “área negativa”), e a somatória acaba por ter seu valor final diminuído.

Assim tem-se a representação gráfica conforme a Figura 5.6 e Figura 5.7.

Essa nova medida chamada **área de margem** tem como unidade de medida portanto, “Megahertz*decibéis” ou **MHz*dB**.

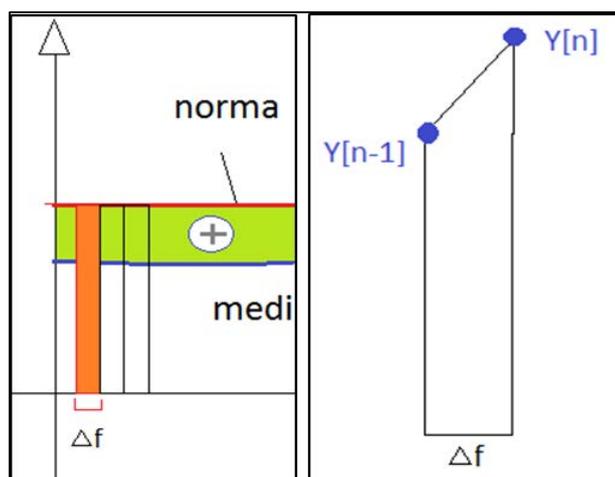
Figura 5.8, tem-se uma curva real de medição de perda de retorno, sobre a qual foi aplicado o conceito de área de margem, e a Figura 5.9 representa tal valor.

Figura 5.6 - Atribuição de área entre as Curvas



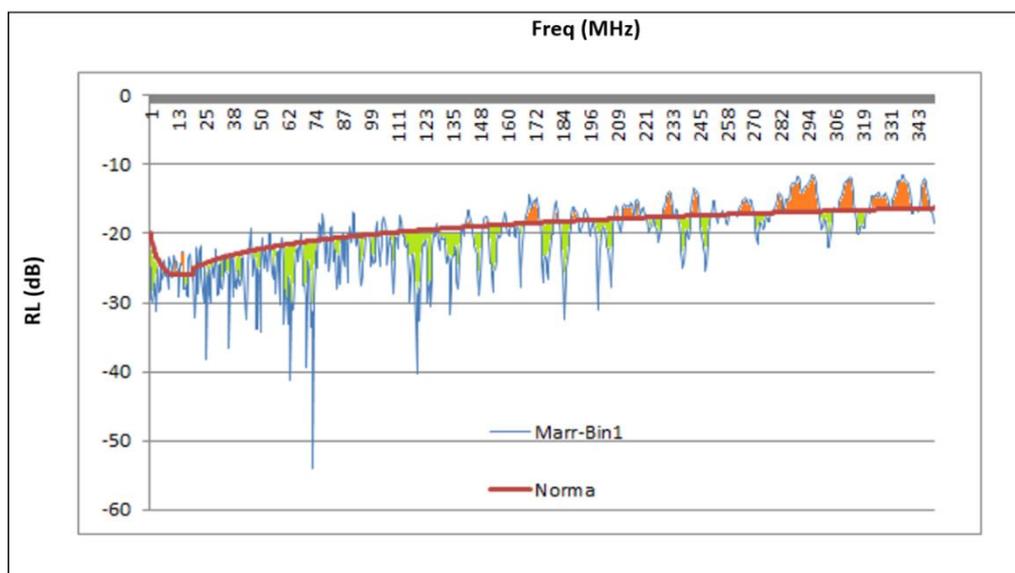
Fonte: Próprio Autor

Figura 5.7 - Aplicação da integração numérica sobre a Área entre curvas



Fonte: Próprio Autor

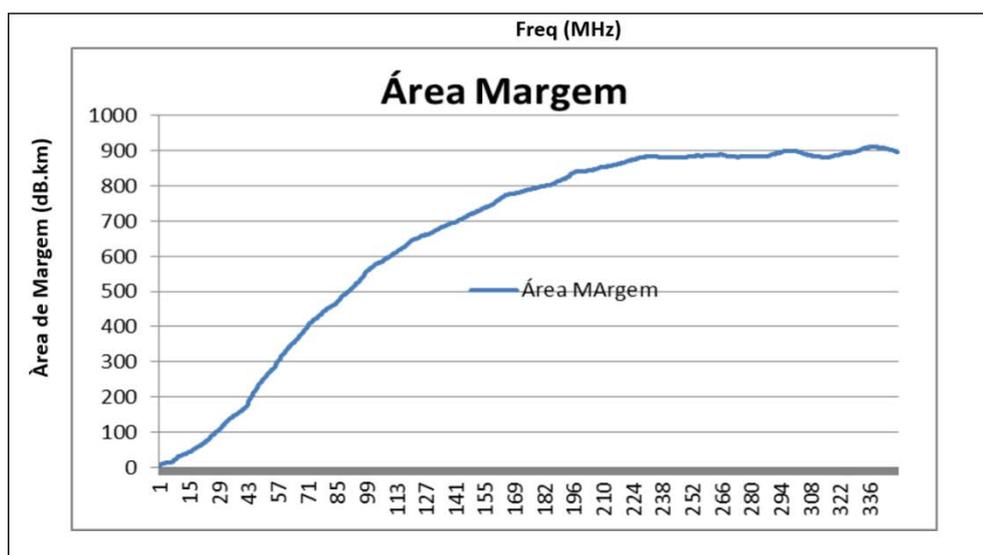
Figura 5.8 - Aplicação do conceito em uma medição real



Fonte: Próprio Autor

Desse cálculo de Área de Margem, pode-se olhar tanto para a evolução da curva da Figura 5.9 – que é a plotagem da evolução do valor da somatória da equação (5.4) – como para o valor final atingido pelo gráfico – neste caso, 900 MHz*dB.

Figura 5.9 - Correspondência de área de margem em relação a Figura 5.8



Fonte: Próprio Autor

5.5. Interpretação dos gráficos

Enquanto o gráfico de área da margem (ou margem acumulada) crescer de maneira monotônica (ou seja, estiver sempre crescendo, mesmo que seja lentamente), então o produto (ou subproduto) medido estará atendendo a norma.

A partir do momento em que a curva da área da margem se tornar reta, significa que se está contribuindo com iguais parcelas de áreas negativas e positivas (ou seja, a margem acumulada permanece com o mesmo 'saldo').

Quando a curva começa a cair, significa que se está contribuindo muito mais com áreas negativas (ou seja, pontos fora da curva) do que com áreas positivas.

Tabela 5.1 - Interpretando a tendência do gráfico de Área de Margem

Tendência do gráfico de área	Significado
	Margem crescendo Áreas de margem positivas predominam
	Margem piorando Contribuições negativas e positivas em equilíbrio
	Margem decaindo Áreas de margem negativas são predominantes

Fonte: Próprio Autor

5.6. Ordens de grandeza esperados e típicos

Uma vez definido o método em si e a interpretação das tendências da curva de AM, é importante apresentar valores práticos e ordens de grandeza esperados para eles.

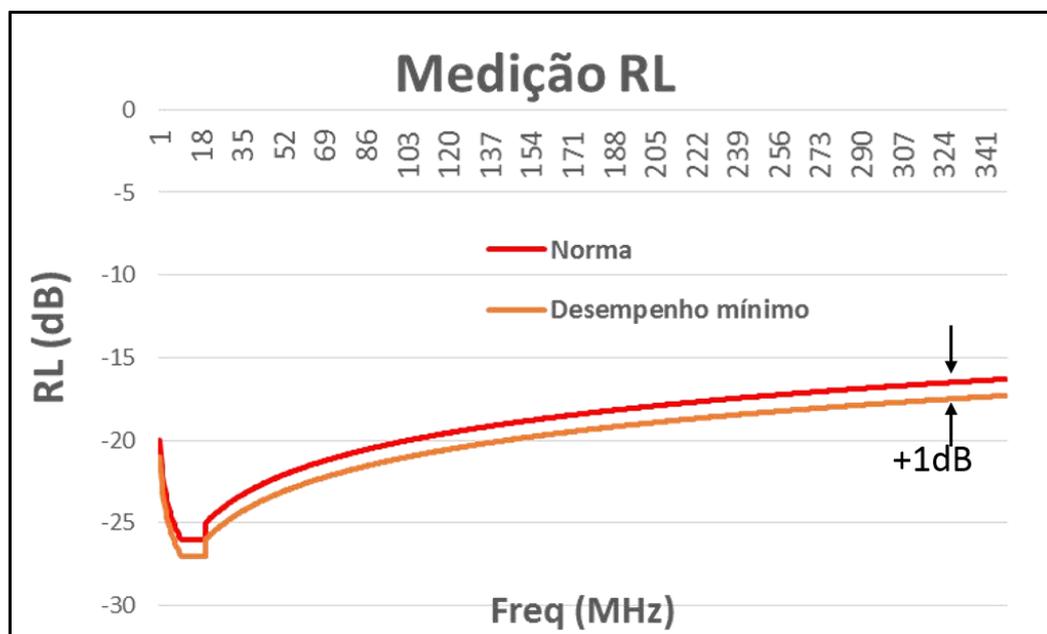
Seja o gráfico abaixo contendo a curva de limite da norma para RL, cujo valor é dado por $VN(f)$, onde 'f' é a frequência em MHz.

Já foi visto que a margem absoluta é representada, conforme a equação 5.8:

$$Mg(f) = N(f) - M(f)$$

Com critério usual dentro da indústria de cabos, uma margem de pelo menos +1dB em relação à curva da norma (em todos o intervalo de frequência) como na Figura 5.10 é suficiente, no **cabo pronto**, para uma instalação e operação satisfatória.

Figura 5.10 - Margem mínima de 1dB em RL



Fonte: Próprio Autor

Usando a equação (5.7), e dado um intervalo de frequência de F_{\min} até F_{\max} , um número de pontos de medição NP, o incremento de frequência $\Delta freq$ é definido por:

$$\Delta freq = \frac{F_{\max} - F_{\min}}{NP} \quad (5.9)$$

Assim, se for considerada uma margem mínima e constante de 1dB ao longo de cada ponto medido, a média entre as margens $M[n]$ e $M[n-1]$ será igual a 1, e será acumulado ao longo de todo o intervalo de frequências em NP pontos, ou seja,

$$AM_{\min} = NP * \text{média}(Mg[n], Mg[n - 1]) \quad (5.10)$$

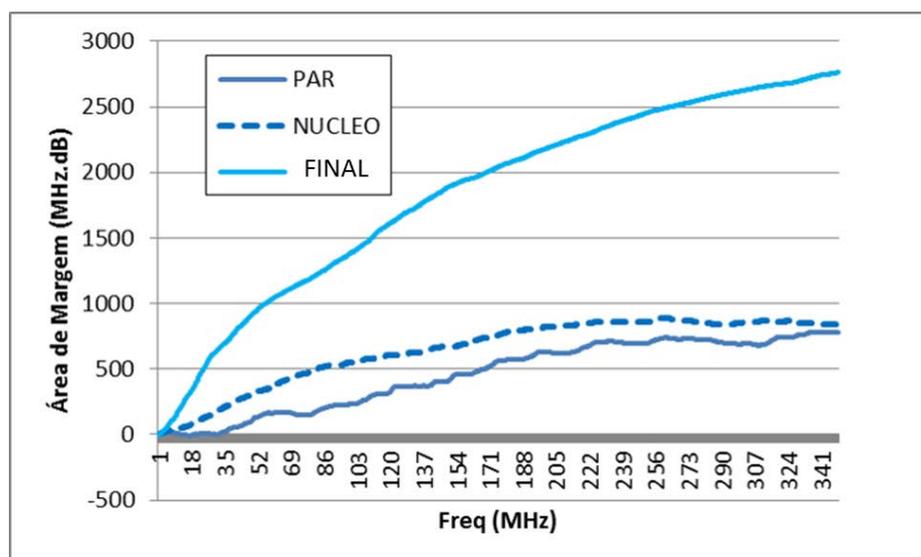
$$AM_{\min} = NP * 1 = NP$$

Tomando uma medição típica com 801 pontos, a AM mínima que um determinado cabo pronto deveria ter é de 801 MHz.dB.

Dentro das medições feitas na amostragem em fábrica, foi possível determinar que, no cabo pronto, os pares de boa qualidade atingem tipicamente valores **2000 MHz.dB** (sempre em crescimento monotônico e sem pontos de inflexão) e que pares de boa qualidade, acima de **1000 MHz.dB** de área de margem (conforme Figura 5.11).

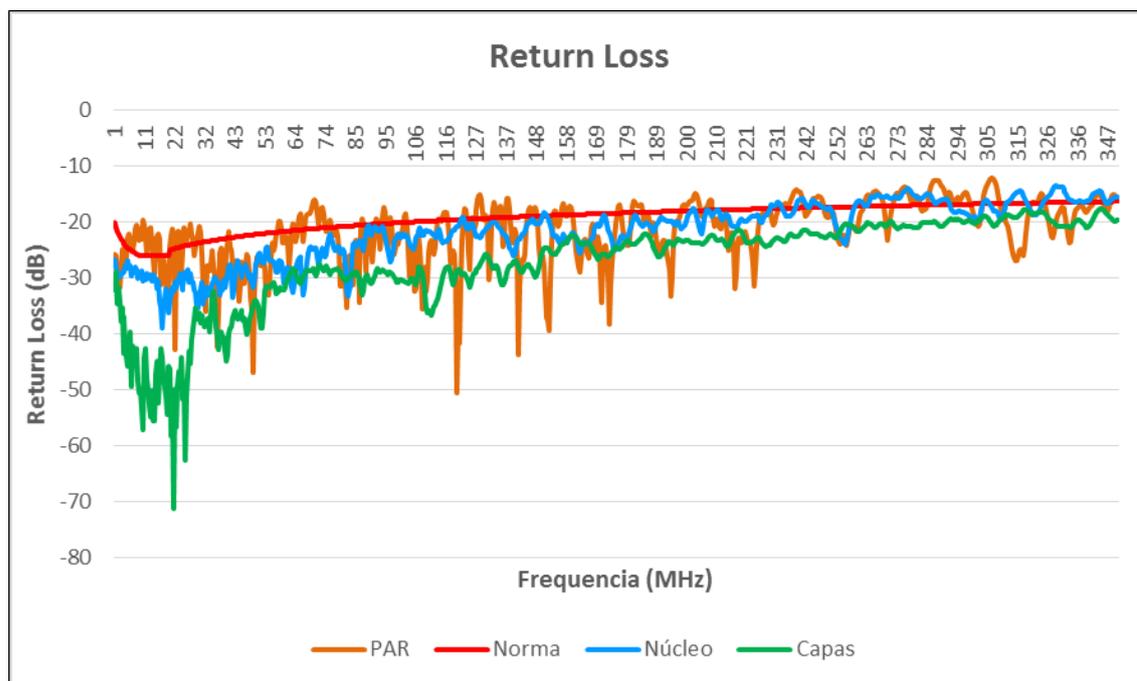
É possível ver que há uma evolução na margem de RL fase a fase, à medida que o semi-pronto avança no processo. É visível que o gráfico (Figura 5.12) é deslocado cada vez mais para baixo do limite superior da norma, indicando sua aprovação pelo sistema de qualidade.

Figura 5.11 – Área de margem típica na produção fabril



Fonte: Próprio Autor

Figura 5.12 – Medida de RL fase a fase



Fonte: Próprio Autor

5.7. Vantagens do método da área da margem

Simplicidade de interpretação – O gráfico se torna muito mais suave, e as regiões ou faixas de frequência críticas se tornam mais evidentes;

Gráficos menos ruidosos – Muitas medidas e mesmo muitas medidas tem um gráfico extremamente ruidoso (por exemplo, Perda de Retorno ou Impedância - Z0), com formas muito abruptas. Com a área da margem, os ruídos e variações aleatórias (flutuações de medida) são anuladas, e passa-se a enxergar somente a curva e sua tendência. Isso se deve ao fato de que a média do ruído ao longo do tempo é zero (ele tem iguais probabilidade de valores positivos e negativos).

Torna mais evidente pequenas alterações globais – Gráficos de medições diretas não permitem que pequenas variações sejam percebidas. Uma alteração de 0,1dB

que afete todo o espectro medido (ou uma faixa dele durante algumas dezenas de pontos) não é de fácil percepção para o operador que realiza a medição.

No entanto, no método da área da margem, qualquer mudança que afete todo o gráfico (seja para melhor, ou para pior) será evidenciada, pois será acumulada e somada ao longo de todos os pontos do gráfico.

Por exemplo, se o gráfico possui 800 pontos medidos, uma melhoria que leve o gráfico 0,1dB acima terá como valor final um valor 80 pontos maior em relação a área de margem medida antes de tal melhoria (pois serão $800 * 0,1$ dB acumulados).

Com isso, pequenas melhorias (ou a degradação natural da máquina) poderão ser verificadas e percebidas mais facilmente, e não serão confundidas com flutuações aleatórias de medição.

O método é uma ferramenta de análise de *tendência* de performance do par. Com isso é possível:

- Estimar a frequência onde a curva do cabo começa a se distanciar da norma
- Selecionar pares de área de margem semelhantes e montar um cabo de performance excelente
- Detectar valores baixos de área de margem e não reunir pares suspeitos

5.7.1. Desvantagem

Por se tratar de um método cumulativo (uma integração numérica), picos com margens absolutas baixas (que reprovam o cabo) não são evidenciados facilmente, sendo muitas vezes pouco visíveis na curva de área de margem.

6. METODOLOGIA

As pesquisas foram executadas de natureza bibliográfica e de campo - de natureza exploratória (sobre os parâmetros pertinentes ao processo) e de natureza experimental, buscando validar o tratamento matemático proposto.

Para a pesquisa bibliográfica, foram disponibilizados: artigos do IWCS (*International Wire and Cable Symposium*), o principal simpósio internacional de cabos, normas internacionais para cabeamento (EIA/TIA, ISO/IEC), livros pertinentes a rede (Cabeamento Estruturado), slides do FTTH Council sobre o crescimento da demanda por velocidade, matérias e estudos da revista RTI (principal periódico do setor de cabeamento no Brasil), *white papers*³ da Agilent e da HP (principais fabricantes de aparelhos de medição em alta frequência) e artigos do IEEE sobre medição em parâmetros S, modelamento de cabos de rede como linhas de transmissão e modelamento matemático de transmissão em par trançado.

Essas são leituras de grande riqueza de informação e aplicação, de natureza seletiva (p.e. IEEE), crítica (livros e *white papers*) e pertinentes de maneira geral (matérias de periódicos e simpósios).

É necessário lembrar quais são as duas hipóteses iniciais sobre as quais essa pesquisa se apoia:

- **Hipótese 1:** Existe correlação entre as medidas de área de margem em S_{11} dos pares semi-prontos e do cabo final.
- **Hipótese 2:** É possível induzir a qualidade final do cabo pronto através da escolha dos pares trançados constituintes, tendo como critério o valor final e forma da curva de área de margem.

³ White paper é um documento técnico geralmente fornecido pelo fabricante, contendo aplicações e demonstrações teóricas/conceituais, com o objetivo de instruir o usuário

A metodologia aqui proposta visa testar as hipóteses supracitadas, sendo que a hipótese 2 se baseia na validação da hipótese 1; Sem haver correlação entre a área de margem dos semi-prontos, não é possível tentar atuar sobre as fases produtivas a partir deste parâmetro.

6.1. Pesquisa de Campo – Hipótese 1

Foram tomadas amostras de produtos semi-prontos do processo produtivo (pares e núcleos) e cabos com capa (produto acabado) de categoria 5E e Categoria 6 conforme método padrão (ANSI/TIA 568-C.2, 2009). Os resultados de medição de um cabo foram salvos junto com as medidas elétricas dos seus semi-acabados que o compõem, fazendo portanto um acompanhamento completo de todas as fases (Figura 6.1).

A quantidade de amostras completas (medidas e acompanhadas fase a fase, semi-pronto a semi-pronto) foi limitada em 32, devido a amostragem ser feita em meio à produção regular da fábrica, causando interferência direta e consumo de horas de máquina e outros recursos da fábrica. Para que uma quantidade maior de amostras fossem tomadas, seria necessário dispor de um técnico de qualidade dedicado, e reduzir a produtividade regular das linhas para que todo semi-pronto fosse testado e acompanhado, o que implica em maiores tempos de preparação de partida de máquina, etc.

Não sendo essa uma exigência ou necessidade prevista no Manual de Gestão de Qualidade da Prysmian Group, foi usada mão-de-obra própria, e a colaboração voluntária do trabalho do técnico de qualidade, em meio às suas atividades de rotina.

Todavia, as 32 amostras significaram 32 intervenções diretas em todo o sistema produtivo, gerando ao todo 96 medidas de RL e área de margem. Cada intervenção dessas é custosa e altera os números de produtividade e metas fabris, como “Índice

de sucata (Ton/mês)” e “Eficiência de máquina (%)”, que são ora absorvidas como despesas (prejuízo) da fábrica, ora são inclusas no preço do produto, fazendo com que ele fique menos competitivo no mercado.

6.2.O que medir?

Os parâmetros de transmissão passíveis de serem medidos nos materiais semi-prontos ao longo do processo são:

Tabela 6.1 – Semi-prontos e medições possíveis

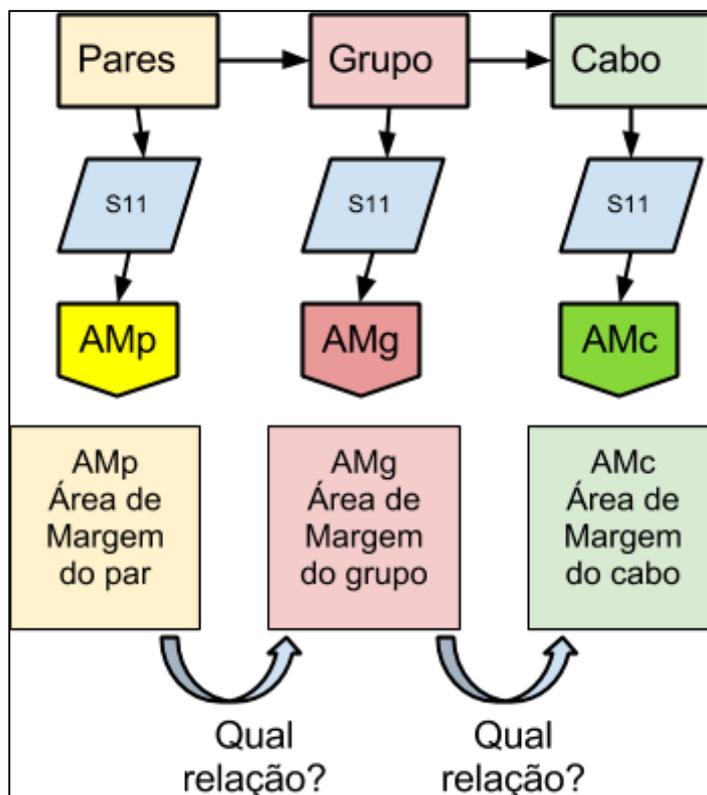
Par trançado	Núcleo	Parâmetro S medido
Impedância (Z_0)	Impedância (Z_0)	S_{11} (polar)
Return Loss (RL)	Return Loss (RL)	S_{11} (logarítmico)
---	Interferência entre pares (NEXT)	S_{21}

Fonte: Próprio Autor

Para fazer o acompanhamento, é necessário que a medida escolhida seja compartilhada por todos os tipos de semi-pronto ao longo do processo produtivo. Por isso decidiu-se medir o a Perda de Retorno ou *Return Loss* (RL) parâmetro S_{11} .

Essa massa de dados de vários lotes, acompanhados da primeira fase produtiva até a fase final, foi então submetida aos cálculos propostos por este trabalho, avaliando-se qual a evolução numérica da qualidade ao longo do processo: dos pares reunidos em um grupo em relação aos pares separados antes da reunião, dos pares no cabo final em relação aos pares reunidos no núcleo – verificando se houve evolução ou se houve tendência de crescimento.

Figura 6.1 - Esquema para amostragem e levantamento de base de dados



Fonte: Próprio Autor

Após várias sequências de medidas do começo ao fim (do par singelo ao cabo pronto), foi encontrada uma tendência em relação ao valor numérico estimado e a qualidade final de transmissão. Com isso, o próximo passo foi validar a função objetivo do método: auxiliar na escolha de bons semi-acabados.

6.3. Pesquisa Experimental – Hipótese 2

O objetivo da experiência era que, uma vez provada a hipótese 1, se determinasse a seleção dos semi-prontos de maior área de margem, sendo possível chegar a um cabo pronto de melhor desempenho. Para isso, foram medidos vários pares singelos, antes da fase de reunião, e aplicado o método proposto. Os pares que tiveram numericamente melhor qualidade foram colocados na reunidora para formar

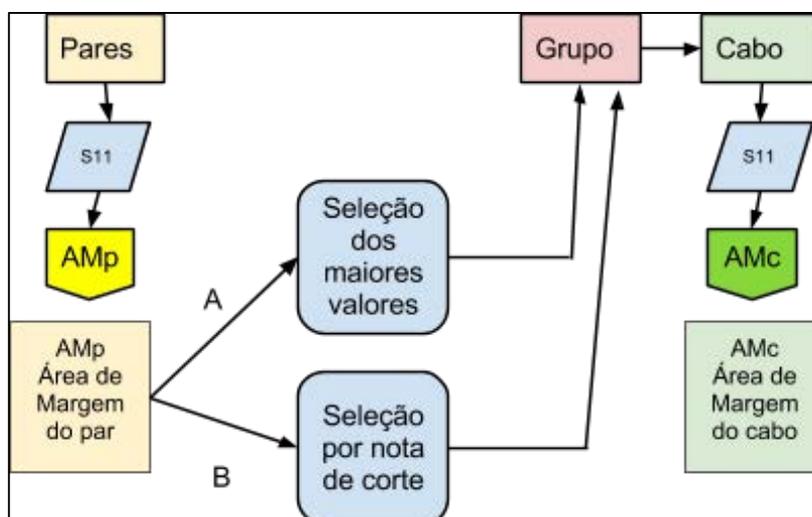
um núcleo (grupo de quatro pares) e os demais, com menor classificação numérica de qualidade, foram colocados para reunir um outro núcleo (Figura 6.2).

Assim, a **variável independente** a ser manipulada é a Área de Margem dos semi-prontos usados, a fim de influenciar a margem absoluta dos testes do cabo pronto (variável dependente, conforme hipótese).

Observou-se que o primeiro núcleo foi de maior qualidade e teve mais área de margem em relação as normas do que o segundo.

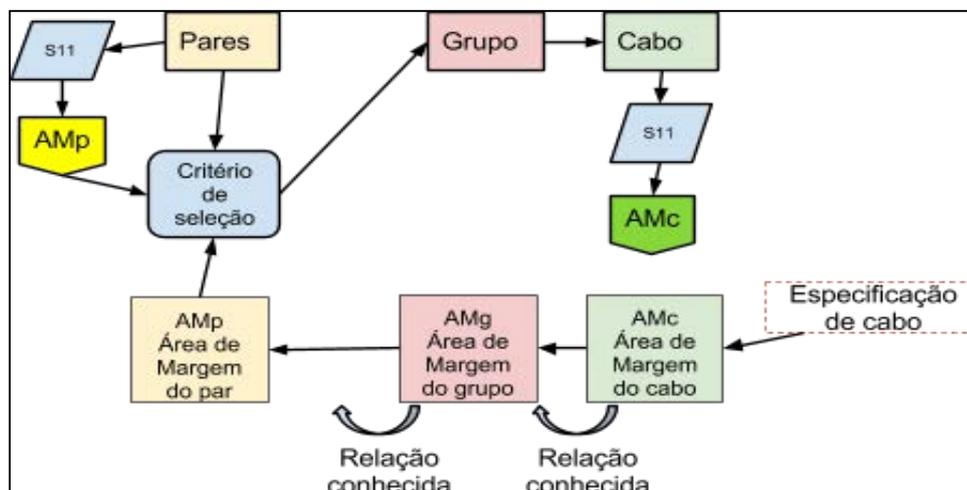
Baseado nisso, entende-se que - dada uma especificação ou limite de norma (mesmo que customizado pelo cliente, diferente da norma) – seria possível em um próximo trabalho, seguir o caminho inverso e verificar qual o valor mínimo de qualidade (conforme o método matemático proposto) para que no final o cabo esteja dentro de tal requisito (Figura 6.3).

Figura 6.2 - Estratégia proposta para validar os objetivos do método



Fonte: Próprio Autor

Figura 6.3 - Método proposto sendo aplicado para projeto e Produção



Fonte: Próprio Autor

6.4. O programa SATLER

A fim de facilitar o trabalho estatístico e a aplicação das teorias aqui propostas – e o método de área de margem, por exemplo – se fazia necessário o uso de uma ferramenta capaz de separar os testes em blocos automaticamente, identificar as frequências, impor os limites da norma (que não estão no arquivo REL gerado), etc. Sem isso, o arquivo REL deveria ser importado para um processador de textos ou um processador de planilhas de cálculo (Microsoft Excel), e separados manualmente.

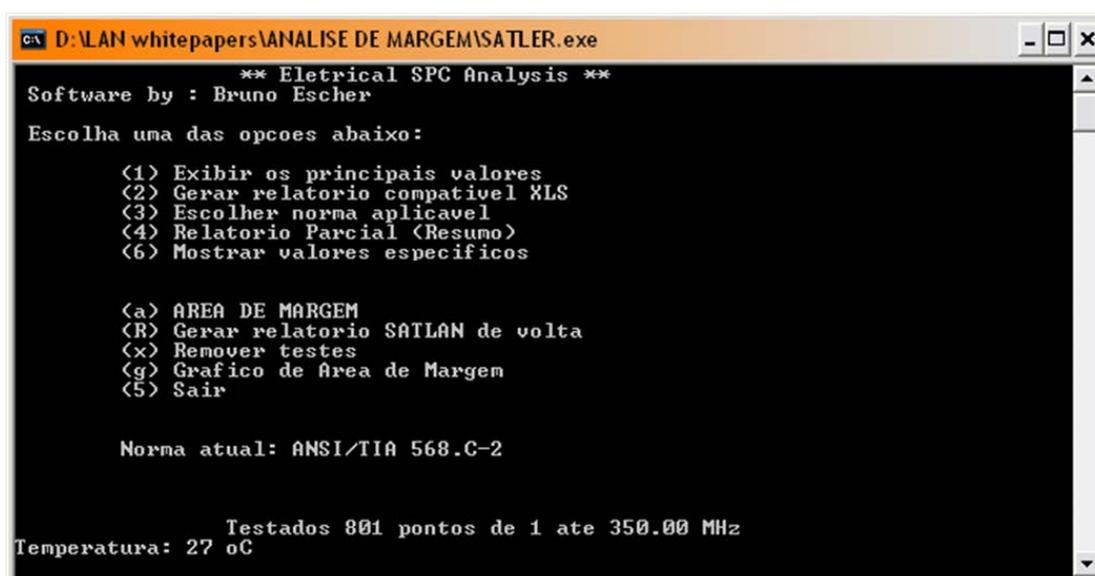
Tal trabalho demanda muito tempo, e está mais susceptível a erros humanos. Carregar todos esses números de uma vez em uma planilha, para trabalhar com apenas uma medida dentre dezenas, é muito oneroso em tempo e processamento.

Para facilitar o processo, foi desenvolvido um *software* de autoria própria para ler todas as informações do REL, exibir na tela os gráficos e estatísticas desejados, e escolher apenas as medidas desejadas para se trabalhar. Se o sistema de medição chama-se SATLAN, batizou-se o software de leitura, de SATLER. O fluxograma pode ser apreciado no ANEXO D – FLUXOGRAMA DO PROGRAMA SATLER.

Por questões de praticidade e simplificação, o *software* trabalha em modo ‘terminal’ (semelhante ao antigo MS-DOS), apenas com tela preta e texto via teclado/monitor (ver Figura 6.4). Uma saída gráfica também é prevista mas apenas para mostrar as curvas (Figura 6.5)

Esse software foi escrito em linguagem C, em um ambiente *freeware* (código aberto) da *Bloodshed*© chamado “*DevCpp*”, no qual ele foi compilado e depurado

Figura 6.4 - Tela inicial do SATLER



```
D:\LAN whitepapers\ANALISE DE MARGEM\SATLER.exe
** Eletrical SPC Analysis **
Software by : Bruno Escher
Escolha uma das opcoes abaixo:

<1> Exibir os principais valores
<2> Gerar relatorio compativel XLS
<3> Escolher norma aplicavel
<4> Relatorio Parcial <Resumo>
<6> Mostrar valores especificos

<a> AREA DE MARGEM
<R> Gerar relatorio SATLAN de volta
<x> Remover testes
<g> Grafico de Area de Margem
<5> Sair

Norma atual: ANSI/TIA 568.C-2

Testados 801 pontos de 1 ate 350.00 MHz
Temperatura: 27 oC
```

Fonte: Próprio Autor

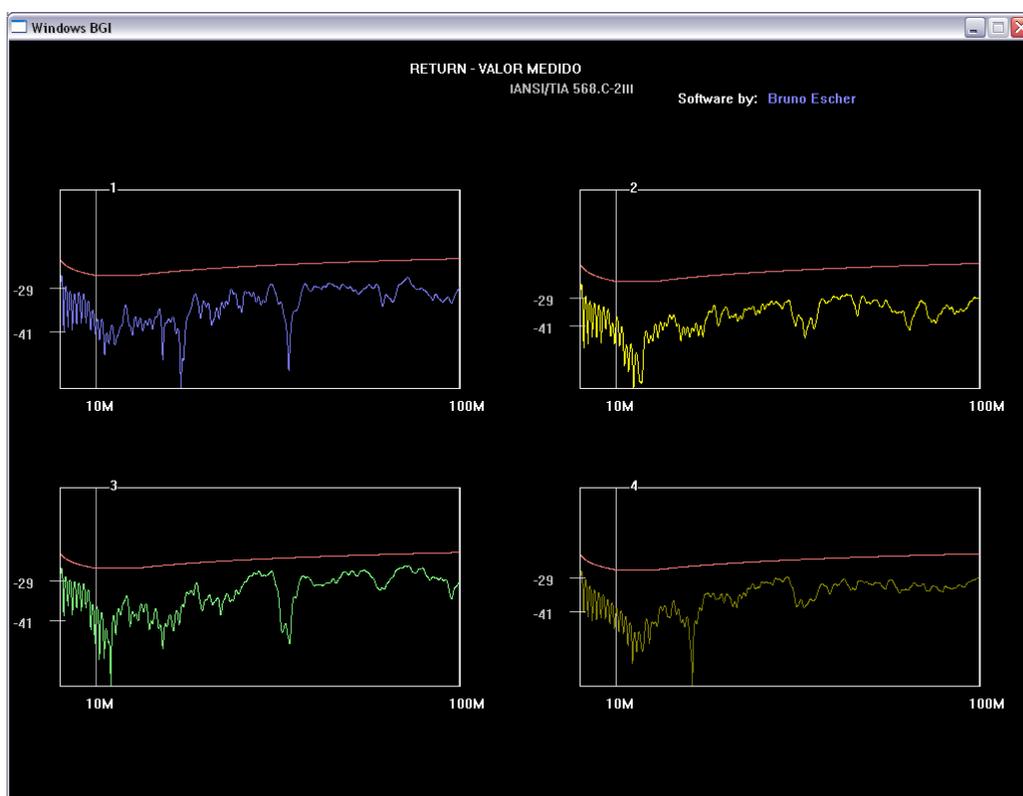
O método utilizado para ler o arquivo foi a utilização de argumentos de entrada, permitindo que ao arrastar e soltar o arquivo REL sobre o executável do SATLER, este já obtém todo o nome do arquivo e avalia seu conteúdo.

O arquivo REL é aberto, e sua estrutura (conforme Figura 3.27) é lida linha a linha, primeiramente o cabeçalho indicando quais testes foram feitos, quantos pontos

medidos, etc. E logo em seguida, os pontos medidos são lidos linha a linha, e abastecem as variáveis do programa na RAM.

Para a geração de gráficos na tela, foi usada uma biblioteca em C chamada *Windows BGI* da Borland, que é capaz de gerar linhas, pontos, preencher com cores, abrir novas janelas (para mostrar gráficos das medições e da área de margem, etc) e utilizar toda a resolução da tela do computador.

Figura 6.5 - Saída gráfica do SATLER



Fonte: Próprio Autor

Utilizando da estatística básica, e do método numérico “Área de Margem” já detalhado anteriormente, o programa SATLER está apto a realizar as seguintes funções:

- Apresentação de valores na tela (na forma de texto), para uma frequência ou faixa de frequências específica
- Apresentação gráfica de valores na tela, com as curvas medidas e as normas
- Cálculo e apresentação dos gráficos de área de margem
- Escolha das normas internacionais a serem usadas como referência
- Remover/apresentar medidas específicas
- Gerar um arquivo TXT compatível para ser aberto por um processador de planilhas (Microsoft Excel)

As normas possíveis de serem escolhidas são a EIA/TIA 568 C-2, a ISO 11801 e as normas europeias EN 61156.

7. RESULTADOS OBTIDOS

As medições de área de margem foram colocadas em uma planilha, e organizadas fase a fase, conforme o ponto dentro do processo produtivo em que foram medidas. Foram consideradas medições feitas em binagem, cordagem (reunião) e capas, totalizando ao todo 32 amostras, cada uma com 3 medições, num total de 96 dados entre cabos categoria 5E e categoria 6. Os dados de área de margem de cada amostra estão no ANEXO I.

Dentre as 32 amostras, 8 continham pares defeituosos (não-conformes), e que foram detectados, entrando para o espaço amostral. Para estes, foi dado seguimento nas demais fases para avaliar o comportamento póstumo. Os demais pares medidos são considerados materiais conformes, porém com diferentes performances de transmissão.

Para avaliar a eficácia do método, volta-se aos dois critérios: Primeiro, a área de margem deve ser crescente entre as fases subsequentes feitas com pares de boa qualidade; e segundo, semiprontos com área de margem inferior continuam inferiores no produto final.

O comportamento entre as fases produtivas pode ser inferido calculando coeficientes de correlação em cima das tabelas.

Foram consideradas três fases: Binagem, Cordagem e Capas. Portanto há duas correlações entre fases possíveis: de Binagem para Cordagem, e de Cordagem para Capas. Espera-se que, na média, as correlações sejam todas próximas da unidade.

7.1. Verificando a correlação entre AM de pares

Os dados de AM de cada amostra (ANEXO I) e de cada fase foram submetidos ao cálculo do coeficiente de correlação de Spearman. O coeficiente de correlação de Spearman (CCSp) é usado para determinar a correlação entre duas variáveis, sem a

obrigação de terem distribuição normal. Um detalhamento maior do CCSp, e seu passo-a-passo, estão no ANEXO C – MÉTODO DE CORRELAÇÃO DE SPEARMAN. Este método foi usado por ser menos sensível a pontos discrepantes (que poderiam advir de semiprontos falhos, com AM muito baixos) e por não depender de uma relação linear entre os dados a correlacionar.

Para uma amostragem de 32 medidas, o valor de CCSp passa a ser relevante a partir de 0,38 (HOLE, 2013). A partir desse valor de CCSp, a chance de esse conjunto de medidas de Área de Margem (AM) fortemente relacionadas ter sido apenas resultado de acaso, é menor que 1%. Portanto, é muito pouco provável que não haja correlação entre a AM dos pares e a AM das fases seguintes (distribuição conforme Figura 7.1, Figura 7.2 e Figura 7.3).

Considerando o conjunto total de amostras – incluindo portanto, as amostras de pares não-conformes – os valores de AM de Binagem, Cordagem e Capas foram elencados (ganham um rank) e tiveram seu CCSp calculados entre si.

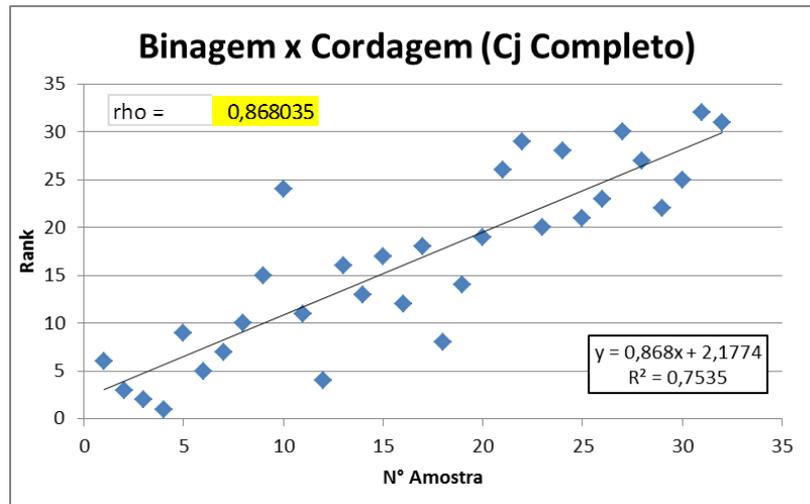
Tabela 7.1 - Coeficiente de Spearman para Conjunto Completo

CCSp (Rhô)	Binagem	Cordagem	Capas
Binagem	1,0	0,868	0,776
Cordagem		1,0	0,874
Capas			1,0

Fonte: Próprio Autor

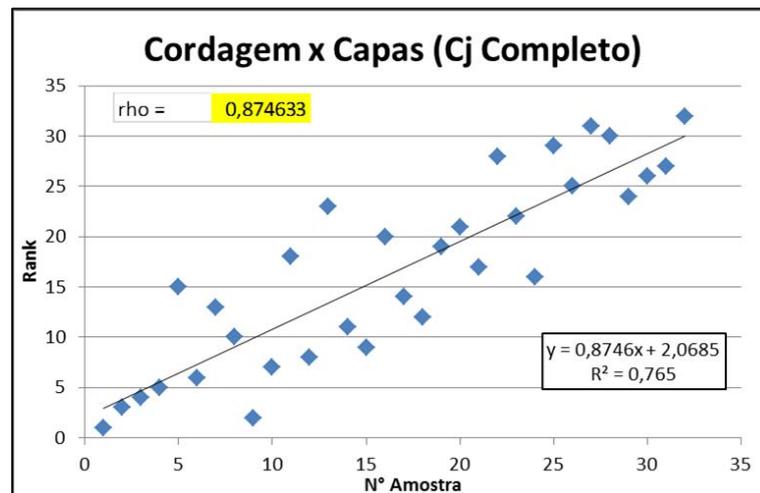
Para cada um dos gráficos de correlação, foi colocada uma reta interpolada para auxiliar na visualização da tendência ou formato do conjunto de pontos correlacionados.

Figura 7.1 – Correlação entre AM de binagem e cordagem



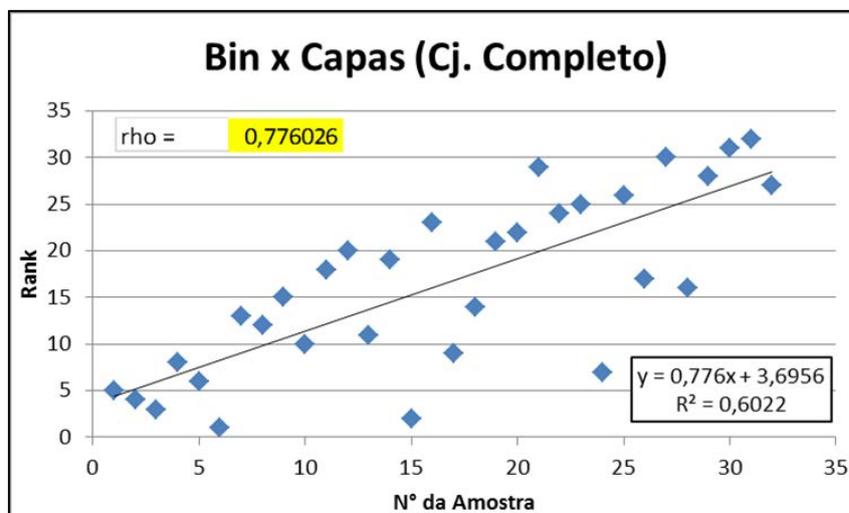
Fonte: Próprio Autor

Figura 7.2 – Correlação entre AM de capas e cordagem



Fonte: Próprio Autor

Figura 7.3 – Correlação entre AM de binagem e capas



Fonte: Próprio Autor

7.2. Conclusão da correlação

Através das análises de correlação apresentadas, ficou demonstrada a procedência da **hipótese 1** – é possível correlacionar a qualidade do semi-pronto “par binado” com a qualidade de transmissão do cabo pronto, com 99% de chance de haver causalidade entre a área de margem dos mesmos. Uma chance menor que 1% de tal efeito ser acidental ou não-correlacionado.

Com isso é possível prosseguir para a fase 2 – validar ou refutar a hipótese 2.

7.3. Manipulação de semi-prontos

Uma vez demonstrado que é possível correlacionar as medidas de área de margem (AM) de um par binado com as medidas de AM do produto acabado, foi possível prosseguir com o experimento proposto no tópico

METODOLOGIA, e testar a hipótese 2 ao influenciar o resultado de qualidade do cabo final a partir da seleção de pares de maior AM.

Para tanto, foram acompanhadas 8 bobinas de pares binados, duas de cada cor, para delas serem escolhidas as 4 melhores e as 4 inferiores em sua medida de AM (Tabela 7.2).

Tabela 7.2 - AM de Semi-prontos medidos para experimento de seleção

Cor / AM	Bob 1	Bob 2
Azul	245	68
Laranja	435	333
Verde	118	160
Marrom	413	483

Fonte: Próprio Autor

Tomando da Tabela 7.2 anterior, os melhores pares (com maiores AM), é possível montar um núcleo chamado de Núcleo 1 com os melhores resultados, e o núcleo 2 com os piores pares em AM.

Tabela 7.3 - Núcleos montados com pares selecionados por AM

	Par 1	Par 2	Par 3	Par 4
Núcleo 1	Azul-B1	Laranja-B1	Verde-B2	Marrom-B2
Núcleo 2	Azul-B2	Laranja-B2	Verde-B1	Marrom-B1

Fonte: Próprio autor

Foi montada também a seguinte Tabela 7.4 com as variações da área de margem ao longo do processo produtivo para os cabos de núcleo 1 e 2:

Tabela 7.4 - Resultado de área de margem após seleção

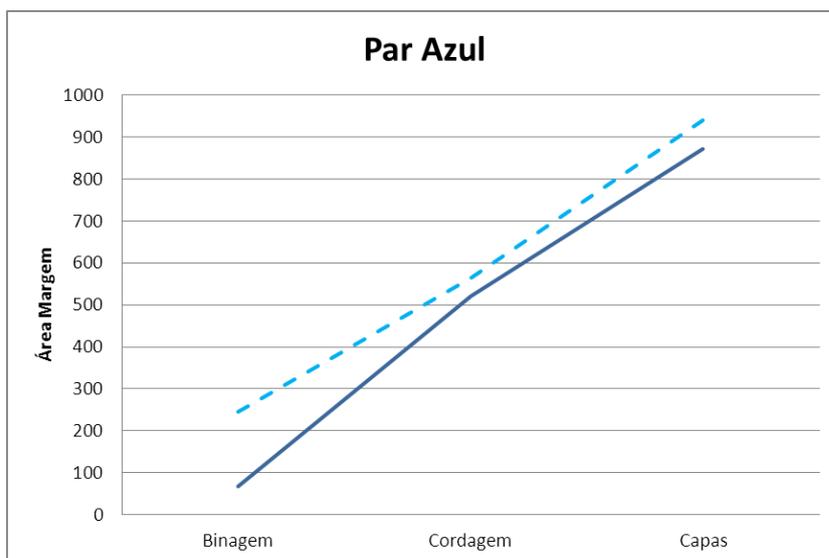
Núcleo	Cor	Binagem	Cordagem	Capas
5E 1	AZ	245	563,5	940
5E 1	LJ	435	538,5	1660
5E 1	VD	118	265,4	786
5E 1	MR	413	653,1	1178,5
5E 2	AZ	67,8	521,4	871
5E 2	LJ	333	576	1493
5E 2	VD	160	483	793
5E 2	MR	483	665,7	1814

Fonte: Próprio Autor

Nos gráficos abaixo (Figura 7.4 a Figura 7.7) aparecem os comportamentos dos pares escolhidos. As linhas tracejadas representam os pares escolhidos para o núcleo 1, e as linhas cheias os pares que compõem o núcleo 2.

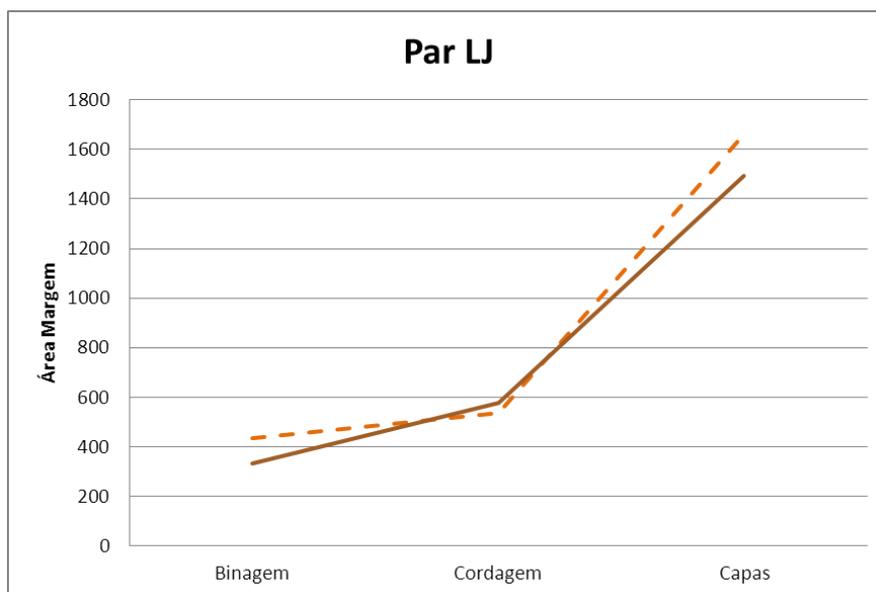
Assim sendo, é possível ver que os pares escolhidos inicialmente para compor o cabo com Núcleo-1, baseado na área de margem, resultaram em cabos prontos melhores do que aquelas amostras retiradas do cabo pronto feito com o Núcleo-2.

Figura 7.4



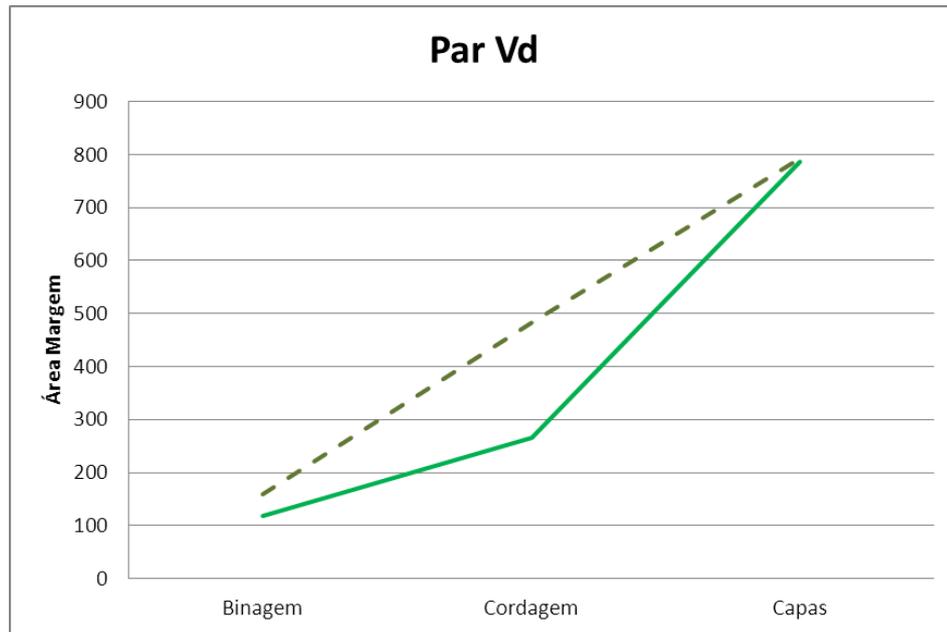
Fonte: Próprio Autor

Figura 7.5



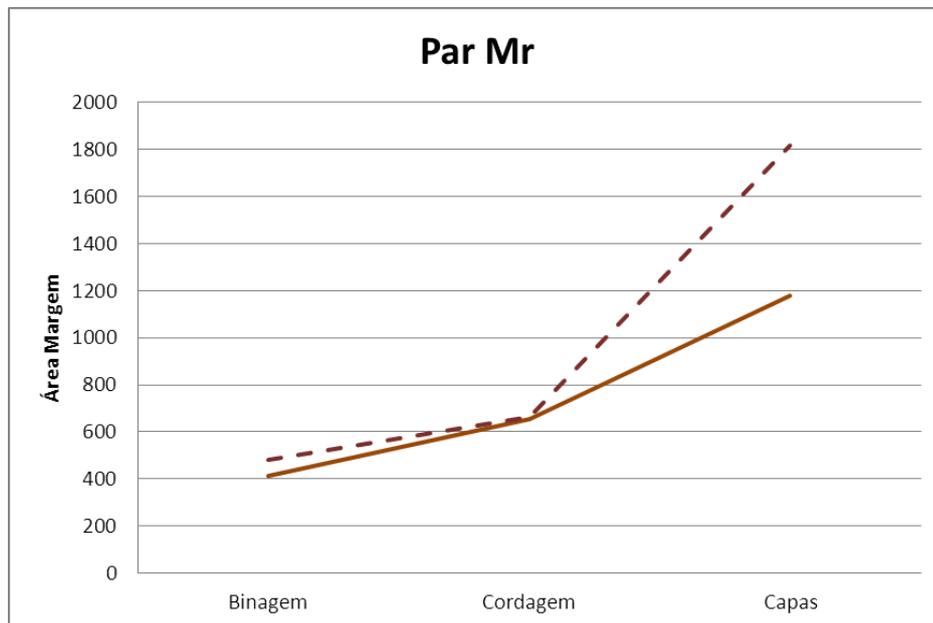
Fonte: Próprio Autor

Figura 7.6



Fonte: Próprio Autor

Figura 7.7



Fonte: Próprio Autor

8. CONCLUSÃO

Esta dissertação apresentou o desenvolvimento de uma abordagem matemática para tratamento das medições em alta frequência em cabos de rede, capaz de qualificar o nível de desempenho dos semi-prontos (pares trançados) que os compõem, denominado “método de área de margem”.

O método proposto foi capaz de, com uma margem de erro menor que 1%, estabelecer uma conexão entre a performance dos pares trançados (antes de comporem um núcleo) e a performance do cabo de rede pronto. Com isso passa a ser possível detectar alterações depreciativas e baixas margens de performance antes de comprometer as fases seguintes, e outros pares que porventura estejam com margens aceitáveis.

Algumas pequenas variações nos cálculos de área de margem foram observadas no decorrer do processo, pois existem outros elementos nos quais esta influência não pôde ser eliminada, como por exemplo pequenas diferenças de balanceamento e fixação de bobinas, paradas de máquina, etc. Todavia ainda assim o índice de correlação foi acima de 0.8, com chances de acerto de 99% ou mais.

Como trabalhos futuros, sugere-se a aplicação do método para identificar desgastes a longo prazo (decréscimos gradativos de performance devido a degradação de maquinário) e a comparação entre máquinas de mesma função, para determinar quais têm a maior contribuição positiva sobre o resultado final do cabo. Também é aplicável para trabalhos futuros montar o raciocínio inverso, estabelecendo uma área de margem mínima (como um valor de corte) para aprovação de pares para uma margem absoluta final específica.

9. BIBLIOGRAFIA

AGILENT TECHNOLOGIES. **Balanced Device Characterization**. USA: [s.n.], 2002. Disponível em: <http://www.keysight.com/upload/cmc_upload/All/EP5G084733.pdf>. Acesso em: 08 Jul 2014.

AGILENT TECHNOLOGIES. **Network Analyzer Basics**. USA: [s.n.], 2004. Disponível em: <http://web.doe.carleton.ca/~nagui/Appnotes/Agilent/NetworkAnalyzer/E206COMPT_EST_NABASICS.pdf>. Acesso em: 23 abr. 2014.

AGILENT TECHNOLOGIES. **APPLICATION NOTE AN-154**. [S.l.]: Agilent Technologies, 2006. Disponível em: <<http://www.sss-mag.com/pdf/AN154.pdf>>. Acesso em: 11 Junho 2014.

ANDERSON, R. W. et al. **S-Parameter Techniques – HP Application Note 95-1**. [S.l.]: [s.n.], 1997. Disponível em: <<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-9273EN.pdf>>. Acesso em: 15 Maio 2014.

ANSI/TIA 568-C.2. **Balanced Twisted Pair Telecommunications Cabling and Components Standards**, USA, 21 Aug 2009. Acesso em: 12 Junho 2015. CD-ROM.

BEGOVIC, A.; BEHLILOVIC, N.; SARAJLIC, A. **Analysis of Effect of Some Parameters of Symmetrical-Copper Twisted Pair on Quality of ADSL Service**. In: International Symposium ELMAR, 48., 2006., Zadar, Croácia: [s.n.]. p. 339-346.

BELO, J. P. **Lines and Interconnections**. [S.l.]: [s.n.], 2009. Disponível em: <http://www.nyu.edu/classes/bello/FMT_files/6_interconnection.pdf>. Acesso em: 08 Jul 2014.

BRASIL. Decreto Nº 7.175. **Plano Nacional de Banda Larga**, Brasília, 2013.

Disponível em: <http://www.planalto.gov.br/ccivil_03/_Ato2007-2010/2010/Decreto/D7175.htm>. Acesso em: 14 Março 2014.

CALVERT, D. J. B. Telephone Cables and Loading, [S.l.]. Disponível em:

<<http://mysite.du.edu/~jcalvert/tech/cable.htm>>. Acesso em: 12 Jul 2014.

CAMACHO-PEÑALOSA, C.; BAÑOS-POLGLASE, J. D. On the Definition of Return Loss. **IEEE Antennas and Propagation Magazine**, New York, 55, n. 2, p. 172-174., Abril 2013.

CONAMA, C. N. D. M. A. –. RESOLUÇÃO Nº237. **Resoluções**, [S.l.], 07 Agosto 2013. Disponível em:

<<http://www.mma.gov.br/port/conama/res/res97/res23797.html>>.

DONOHUE, J. P. **ECE 433 - Microwave Theory**. Mississippi State: UNIVERSITY, MISSISSIPPI STATE, 2005. Disponível em:

<http://www.ece.msstate.edu/~donohue/ece3313transmission_lines.pdf>. Acesso em: 04 Jul 2014.

FTTH COUNCIL. **Definitions of Terms**. [S.l.]: [s.n.], 2009. Disponível em:

<http://ftthcouncil.eu/documents/Publications/FTTH_Definition_of_Terms-Revision_2011-Final.pdf>. Acesso em: 14 Junho 2014.

HAUKE, J.; KOSSOWSKI, T. Comparison of Values of Pearson's and Spearman's Correlation Coefficients on the same sets of Data. **QUAESTIONES GEOGRAPHICAE**, [S.l.], 30, p. 87-93., 2011.

HOLE, G. Critical values of Spearman's rho. **University of Sussex**, Sussex, 2013.
Disponível em: <<http://www.sussex.ac.uk/Users/grahamh/RM1web/Rhtable.htm>>.
Acesso em: 17 Setembro 2014.

JOHNSON, D. E. **Fundamentos de Análise de Circuitos Elétricos**. 4. ed. New Jersey: Prentice Hall, 1994.

LAVERGHETTA. **Modern Microwave Measurements and Techniques**. Norwood: Artech House, 1988.

LIAN, F.; MOYNE, J. R.; TILBURY, D. M. Performance Evaluation of Control networks: Ethernet, ControlNet, and DeviceNet. **IEEE Control Systems Magazine**, [S.l.], p. 66-83., 2001.

LYERLY, S. The Average Spearman Rank Correlation Coefficient. **Psychometrika**, [Washington], 17, n. 4, p. 421-428., 1952.

MEDLEY, M. W. **Microwave and RF Circuits - Analysis, Synthesis and Design**. Norwood: Artech House, 1992.

MOGAMI, S. Plano Nacional de Banda Larga. **Revista RTI**, São Paulo, p. 66-69., Agosto 2011.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 5. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2010.

PAUL, C. R. **Transmission Lines In Digital and Analog Electronic Systems - Signal Integrity and Crosstalk**. Hoboken: Wiley & Sons Inc., 2010.

REINERT, J. H.; RIBEIRO, E. P. Ethernet na Indústria. **Revista RTI**, São Paulo, p. 108-115., Outubro 2010.

RODRIGUES, S. O protocolo Ethernet na Indústria. **Revista RTI**, São Paulo, p. 30-42., Agosto 2011.

TELDOR WIRE AND CABLE. **Technology Transfer - Category UTP Data Cables**, Tel Aviv, 2008. Acesso em: 12 Fevereiro 2013. CD-ROM.

UC-IRVINE. Star-Hspice Manual. **UCIrvine - Electrical Engineering and Computer Science Department**, Irvine, CA, 2001. Disponível em: http://www.ece.uci.edu/docs/hspice/hspice_2001_2-269.html. Acesso em: 03 Julho 2014.

WU, G. T.; TWOMEY, S. L.; THIERS, R. E. Statistical Evaluation of Method-Comparison Data. **Clinical Chemistry**, [S.l.], 21, n. 3, p. 315-320., 1975. Acesso em: Agosto 2014.

YANAGAWA, K. et al. A measurement of balanced transmission lines using S-parameters. **IEEE IMTC - Instrumentation and Measurement Technology Conference**, New York, 1994.

10. ANEXO A – Amostras tomadas e Áreas de Margem

Amostra	Binagem	Cordagem	Capas	Nota
1	1335	1779	2396	
2	722	662	676	
3	522	1137	1221	
4	1187	1483	2132	
5	2233	1779	1670	Par defeituoso
6	1552	662	979	
7	896	1137	1124	Par defeituoso
8	1958	1483	1715	
9	781	838	2763	
10	1176	1221	1565	
11	249	-310	437	Par defeituoso
12	2032	1958	3487	
13	2413	2871	3285	
14	2288	1936	3965	
15	2285	1674	3421	
16	2324	3110	5143	
17	1484	1877	3039	
18	1459	1823	3469	
19	1628	2662	3183	
20	1474	2180	2975	
21	239	708	1107	
22	611	1352	1821	
23	344	1292	1406	
24	516	1205	2019	
25	245	564	940	
26	435	539	1660	
27	118	265	786	
28	413	653	1179	
29	68	521	871	
30	333	576	1493	
31	160	483	793	
32	483	666	1814	

11. ANEXO B – Amostras conformes em chão de fábrica

Amostra	Binagem	Cordagem	Capas
1	2324	3110	5143
2	1484	1877	3039
3	1459	1823	3469
4	1628	2662	3183
5	1474	2180	2975
6	239	708	1107
7	611	1352	1821
8	344	1292	1406
9	516	1205	2019
10	245	563,5	940
11	435	538,5	1660
12	160	265,4	786
13	483	653,1	1178,5
14	67,8	521,4	871
15	333	576	1493
16	118	483	793
17	483	665,7	1814

12. ANEXO C – MÉTODO DE CORRELAÇÃO DE SPEARMAN

O coeficiente de correlação de Spearman (CCSP) é um método estatístico não-paramétrico (independente de distribuição), proposto por Charles Spearman em 1904, como a medida da força da associação entre duas variáveis. É a medida da associação monotônica que é usada quando a distribuição de dados faz a correlação de Pearson (que necessita de distribuição normal) enganosa.

O CCSP não é uma medida da relação linear entre duas variáveis, mas atesta quão bem uma função monotônica arbitrária pode descrever a relação entre elas, sem fazer assumir nenhuma distribuição específica para as variáveis.

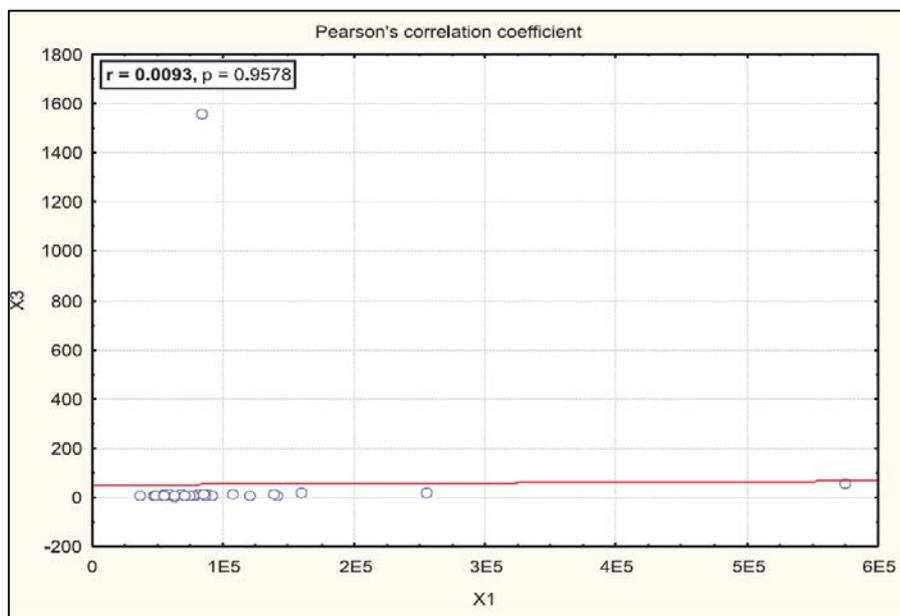
Diferentemente dos métodos de produto-momento, como o método de Pearson, o CCSP não precisa que a relação entre as variáveis estudadas seja linear (como é possível notar nas Figura 11.1e Figura 11.2), nem que precisem ser medidas em escalas específicas (HAUKE e KOSSOWSKI, 2011).

O coeficiente de correlação de Spearman (CCSp) é usado para determinar a correlação entre duas variáveis, sem a obrigação de terem distribuição normal.

É de grande uso por sua utilidade em realizar testes de hipótese em casos onde a população está distribuída de maneira desconhecida para as variáveis a serem correlacionadas (LYERLY, 1952).

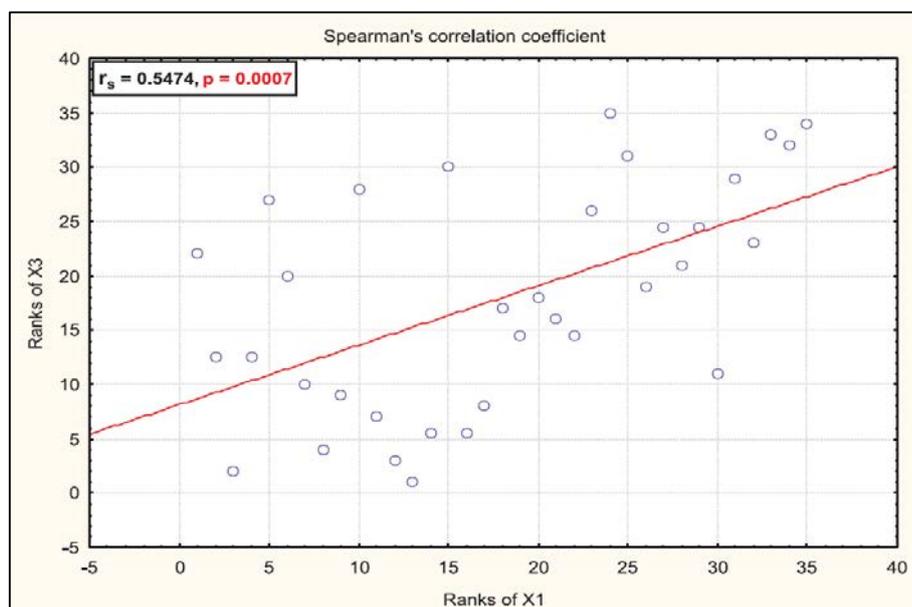
Ao contrário das correlações paramétricas, o método de Spearman não se vale dos valores das variáveis correlacionadas, mas sim do *ranking* qualitativo delas face alguma característica.

Figura 11.1 – Pontos medidos e correlação de Pearson (vermelho)



Fonte: (LYERLY, 1952)

Figura 11.2 – Distribuição por ranking dos pontos da Figura 11.1, e correlação de Spearman



Fonte: (LYERLY, 1952)

Pearson e outros métodos paramétricos são muito sensíveis a pontos discrepantes da curva (*outliers*) e dependem do valor absoluto das medidas e da sua variação em relação à média. Já o CCSP tem baixa sensibilidade pontos fora da curva, e

independe do valor da medida na fórmula. Por exemplo, em um determinado cálculo de correlação sobre pacientes e seus níveis de fenilalanina no sangue, com espaço amostral de 27 medidas, a adição de uma medida fora de escala levou o coeficiente de correlação de Pearson de 0,68 para 0,98. Porém usando Spearman, a variação foi de CCSP=0,62 para 0,66 (WU, TWOMEY e THIERS, 1975).

O CCSp pode ser calculado mediante a seguinte fórmula:

$$CCSp = 1 - \frac{6 \sum d_i^2}{n(n^2 - 1)} \quad (11.1)$$

Onde 'n' é o número de amostras tomadas, e 'd_i' é a diferença dos *rankings* das variáveis X e Y envolvidas.

O valor de CCSP pode variar de -1 a +1, e representa o quanto a relação entre o comportamento de duas variáveis X e Y pode ser representado por uma função monotônica.

12.1. Procedimento para cálculo de CCSP

Tendo uma tabela simples, com *i* linhas ou pares ordenados (x_i, y_i) , e procede-se da seguinte maneira:

1. Classificar os dados usando a coluna de X, usando X como critério, criando um ranking. Cada entrada (linha) na coluna X recebe uma posição na classificação, denotada por x_i , sendo 1 o 1º colocado.
2. Da mesma forma que o passo anterior, classificar a tabela XY porém usando como critério Y. Cada linha na coluna Y recebe um índice ou posição no ranking, denotada por y_i , sendo 1 o 1º colocado.
3. Cria-se uma nova coluna na tabela XY, que conterà a distância entre os rankings, ou seja, qual a distância em posições entre o 1º colocado ao classificar por X e o 1º colocado ao classificar por Y. Representa-se o cálculo por $d_i = x_i - y_i$. Esse d_i (distância de ranking) deverá ser calculado para cada posição da tabela.

4. Calcula-se então, para cada entrada d_i , o valor dela ao quadrado, d_i^2
5. Agora é possível utilizar a Equação (11.1)

12.2. Interpretando o resultado de CCSP

A magnitude do CCSP, seu módulo, indica a intensidade dessa interdependência, sendo zero quando não há qualquer relação entre X e Y, e se aproxima da unidade (seja +1 ou -1) quanto mais relacionadas X e Y forem.

O sinal do CCSP revela se elas crescem e diminuem juntas ou se são inversamente relacionadas: quando X cresce, Y diminui ou vice-versa.

É possível correlacionar o valor de CCSP com a probabilidade de a correlação encontrada ser um acaso; Para isso, é possível usar a tabela de (HOLE, 2013).

Conforme é possível visualizar na tabela, para um conjunto de 18 amostras, um CCSP maior que 0,475 reduz para menos de 5% de chance de a correlação entre as variáveis ser apenas fruto do acaso na escolha das amostras, ou seja, há apenas 5% de probabilidade de a correlação aparente seja falsa, por culpa de amostras com alguma tendência não percebida anteriormente serem tomadas.

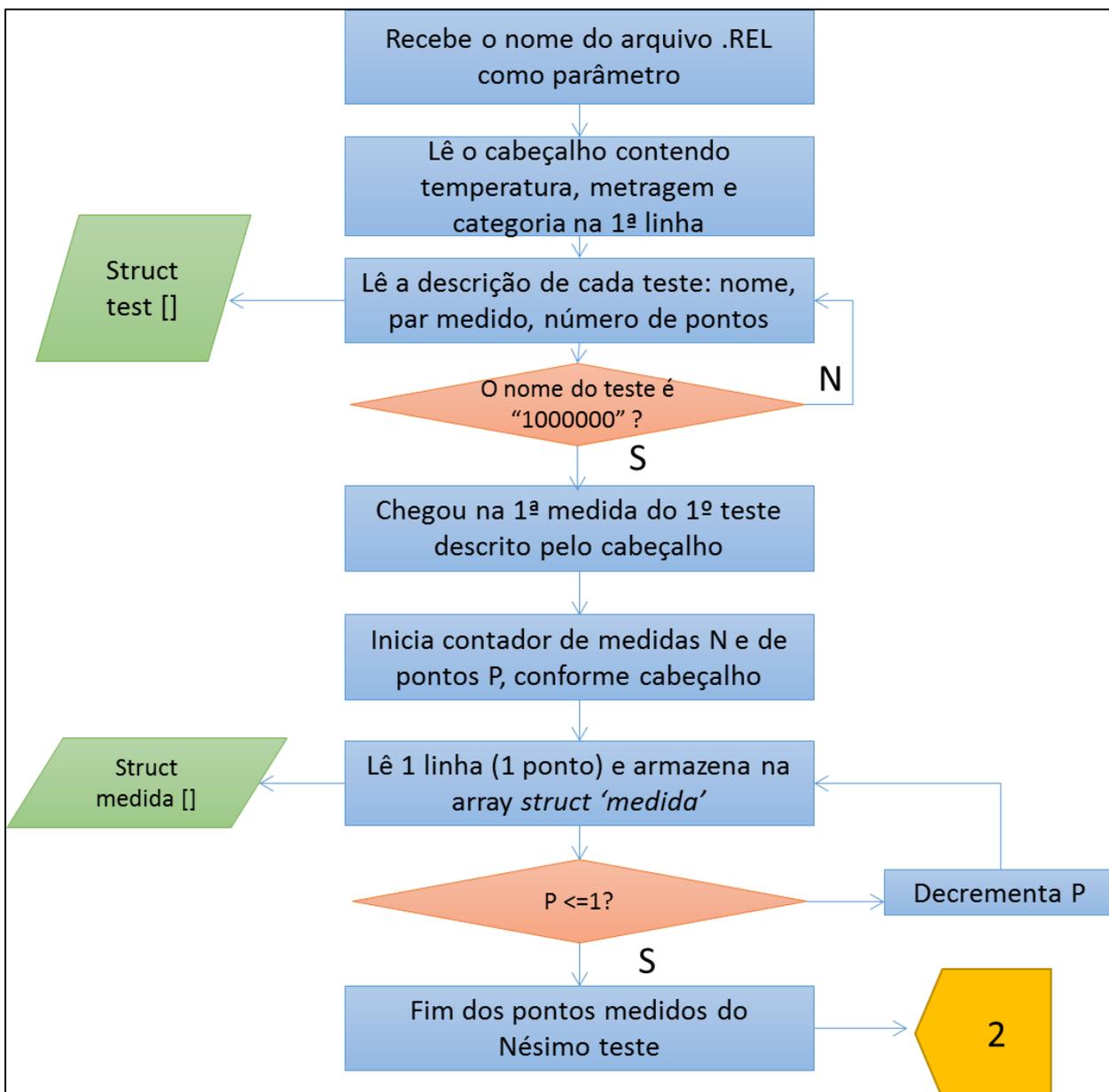
Tabela 11.1 – Relevância do valor de CCSP encontrado

Número de pontos medidos	5% de chance de acaso	2% de chance de acaso	1% de chance de acaso
5	1	1	
6	0.886	0.943	1
7	0.786	0.893	0.929
8	0.738	0.833	0.881
9	0.683	0.783	0.833
10	0.648	0.746	0.794
12	0.591	0.712	0.777
14	0.544	0.645	0.715
16	0.506	0.601	0.665
18	0.475	0.564	0.625
20	0.45	0.534	0.591
22	0.428	0.508	0.562
24	0.409	0.485	0.537
26	0.392	0.465	0.515
28	0.377	0.448	0.496
30	0.364	0.432	0.478

Fonte: (HOLE, 2013)

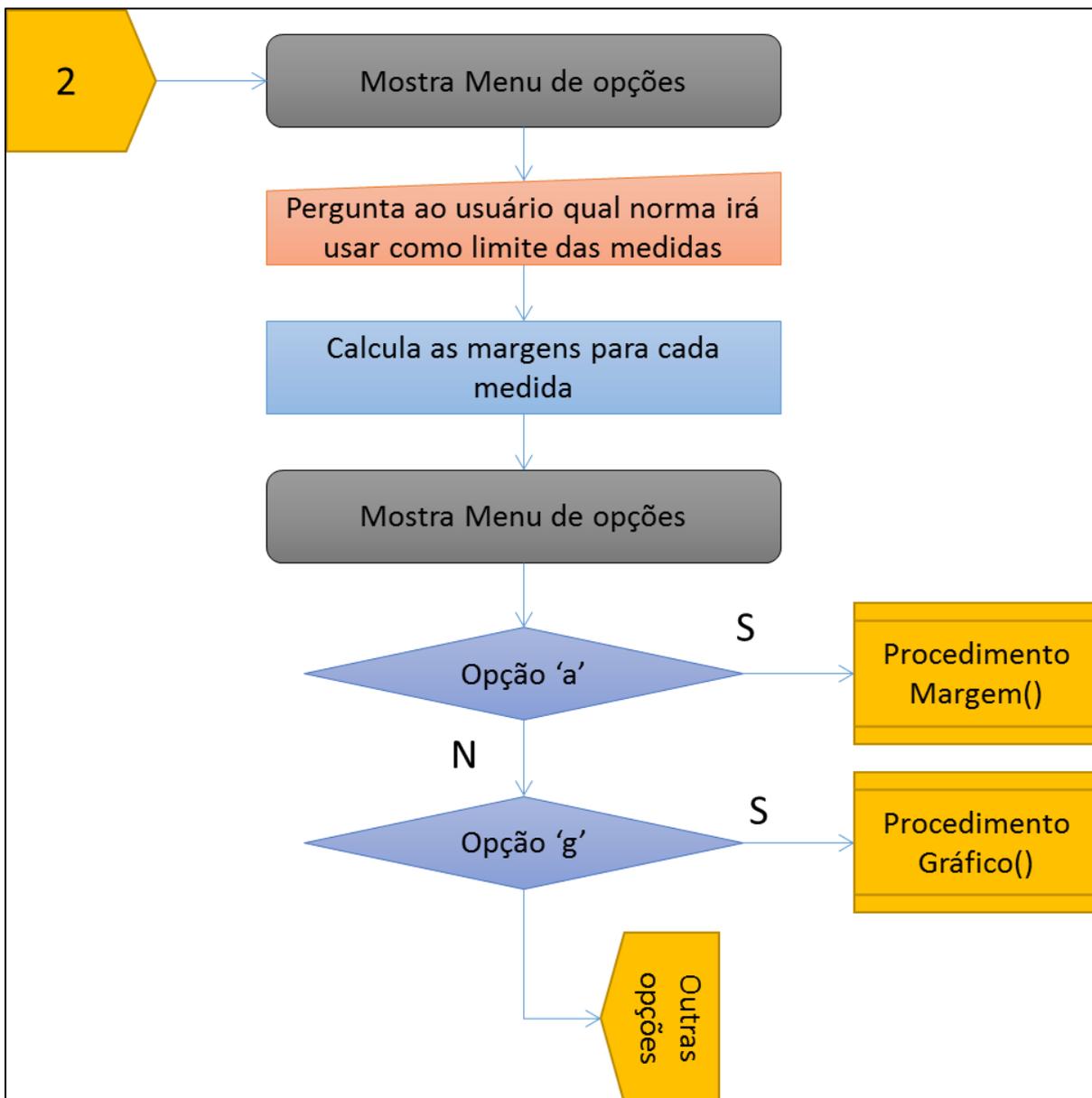
13. ANEXO D – FLUXOGRAMA DO PROGRAMA SATLER

Figura 13.1



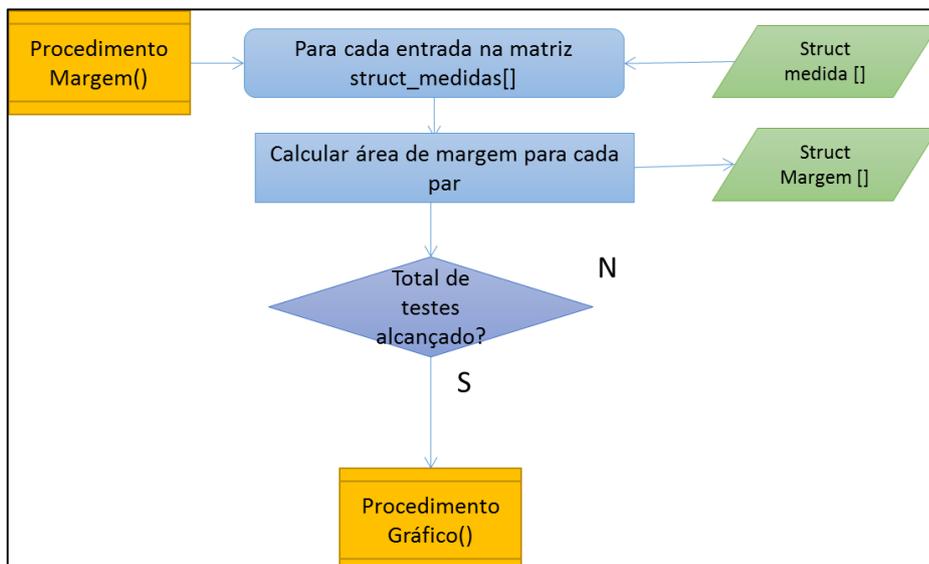
Fonte: Próprio Autor

Figura 13.2



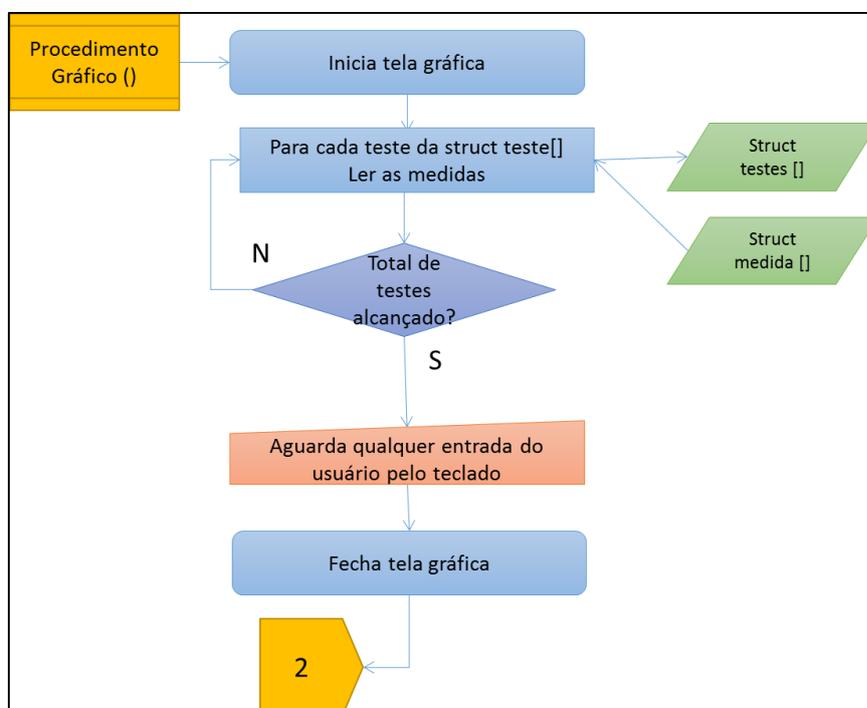
Fonte: Próprio Autor

Figura 13.3



Fonte: Próprio Autor

Figura 13.4



Fonte: Próprio Autor

13.1. Estruturas usadas na leitura dos dados de medição

```
struct medida{  
    float freq;  
    float value;  
};
```

```
struct struc_test{  
    char par[5]; //em qual par ou qual combinação (par 1 x par 4)  
    char nome[20]; //qual teste  
    int pontos; //numero de pontos medidos  
    struct medida medicao[NUM_MED]; // 8B por ponto  
    int num_linha; //numero da linha dentro do arquivo .REL  
};
```

```
struct margem{  
    struct medida maxima;  
    struct medida minima;  
};
```