

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS**  
**CENTRO DE PESQUISA E DESENVOLVIMENTO EM**  
**ENGENHARIA ELÉTRICA**

**MEDIÇÃO DO FATOR DE BLINDAGEM**  
**DE CABOS COAXIAIS**

Kenedy Marconi Geraldo dos Santos

Belo Horizonte – MG

Setembro de 2011

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS**  
**CENTRO DE PESQUISA E DESENVOLVIMENTO EM**  
**ENGENHARIA ELÉTRICA**

Kenedy Marconi Geraldo dos Santos

**MEDIÇÃO DO FATOR DE BLINDAGEM**  
**DE CABOS COAXIAIS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. José Osvaldo Saldanha Paulino

Belo Horizonte – MG

Setembro de 2011



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS**  
**CENTRO DE PESQUISA E DESENVOLVIMENTO EM**  
**ENGENHARIA ELÉTRICA**

Dissertação de Mestrado sob o título “Medição do Fator de Blindagem de Cabos Coaxiais”, defendida pelo aluno Kenedy Marconi Geraldo dos Santos e aprovada pela banca examinadora constituída pelos seguintes professores:

---

Prof. Dr. José Osvaldo Saldanha Paulino  
Departamento de Engenharia Elétrica – UFMG  
Orientador

---

Prof. Dr. Glássio Costa de Miranda  
Departamento de Engenharia Elétrica – UFMG

---

Prof<sup>a</sup>. Dra. Rose Mary de Souza Batalha  
Departamento de Engenharia Elétrica – PUC MINAS

---

Prof. Dr. Marcelo Bender Perotoni  
Departamento de Engenharia Elétrica – UFABC

Belo Horizonte – MG

Setembro de 2011

*Dedico este trabalho aos meus pais, principalmente, à minha querida mãe, Olímpia Oliveira dos Santos, e ao meu eterno amigo Rômulo Ferreira Diniz Júnior, em memória, que sempre valorizou a busca do conhecimento científico.*

## AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pela conveniência da vida e pelo constante aprendizado sobre a arte de viver.

Ao professor Dr. José Osvaldo Saldanha Paulino pela sua orientação, seus ensinamentos, incentivo, sabedoria e amizade. Agradeço de maneira especial aos professores Glássio Costa de Miranda, Helder de Paula, Eduardo Bauzer, Ronaldo Kascher, Nivaldo Miranda, Rumeninng Abrantes e Welington Júnior.

À querida professora Dra. Rose Mary de Souza Batalha, a qual me ensinou os primeiros passos da caminhada científica e contribuiu muito para a minha formação acadêmica e profissional. À professora Arabela Franco pelo apoio e dedicação.

Ao professor Dr. Marcelo Perotoni, Ex. consultor da CST, pela ajuda e orientações.

À Dra. Roginelle Salatiel da Silva Pires pela ajuda e incentivo.

Ao professor Dr. Mohamed Ramdani e ao amigo Msc. Arnaud Colin ambos da *École Supérieure d'Électronique de l'Ouest, Angers - França*.

À Fiat Automóveis e aos engenheiros Gilmar Laignier, Giovanni Bellis, Marcus Mundim, Alexandre Abreu, José Guilherme da Silva e Leonardo Alvarenga pela ajuda e apoio. Aos colegas e amigos da experimentação elétrica da Fiat Automóveis.

Aos amigos Alexandre Wagner, Claudio Henrique, Mauricio Vianna, Mario Fernando Barbosa, Julio Cesar Queiroz, Hugo Lima, Willian Maia, Sergio Luciano e Charles Estevão.

Ao meu eterno amigo Rômulo Ferreira Diniz Junior, em memória, pessoa que me incentivou desde a minha iniciação científica, que deixou o seu legado de persistência, humildade e abnegação pelo próximo.

Aos meus pais e meus irmãos, Cristiano Cesar Santos, Kleber Fernando dos Santos e Ricardo Laurence dos Santos, pela amizade e apoio.

Ao tio Jorge Oliveira de Jesus pelas sabias orientações.

À querida Roberta Freitas Oliveira pelo incentivo e apoio.

Ao IPT - Instituto de Pesquisas Tecnológicas, Dr. Mario Leite Pereira Filho, Msc. Antonio Gentil, Msc. Rafael Zakowicz e a Msc. Ariane Tada pelo apoio e ajuda.

Aos membros da banca pelas relevantes sugestões ministradas.

Aos amigos do curso de mestrado da UFMG, Alexandre Barros de Lima, Alexandre Kascher, Guilherme Hoffman, Hugo Vinícius e Breno Carvalho Abreu pelo companheirismo e amizade.

Aos professores e funcionários do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerias - UFMG, pelo apoio e contribuição durante este percurso.

À UFMG pela excelência de ensino.

*Eu sempre digo que, quando se pode medir aquilo sobre o que falamos e conseguimos exprimir essa medida em números, sabemos algo a seu respeito; mas quando não podemos exprimi-la em números, nosso conhecimento é limitado e insatisfatório. Pode até ser o começo do conhecimento, mas o pensamento terá avançado muito pouco para o estágio científico, qualquer que seja o assunto.*

**Lorde Kelvin**

## RESUMO

O uso de sistemas eletroeletrônicos em automóveis vem assumindo um papel indispensável para o aumento do conforto, segurança e diminuição das emissões de CO<sub>2</sub>. A eletroeletrônica embarcada está cada vez mais presente no veículo, sem contar os sistemas de telecomunicações, celulares e sistema de RF via Bluetooth, que operam em frequências diversas e com consideráveis níveis de campo eletromagnético. Não obstante dos grandes benefícios e facilidades destes sistemas, eles podem introduzir distúrbios eletromagnéticos nos diversos ambientes em que operam. A qualidade da blindagem de um cabo coaxial é um parâmetro importante para garantir a compatibilidade eletromagnética dos sistemas eletroeletrônicos adjacentes. Esta preocupação envolve a qualidade do sinal presente no cabo e o correto funcionamento dos equipamentos próximos. Será interessante detectar as falhas, logo que possível, a fim de conceber sistemas robustos e evitar custos desnecessários. Dentro deste contexto, este trabalho apresenta uma metodologia simplificada para validar uma medida virtual através de uma comparação com um experimento físico.

**Palavras-chave:** Blindagem, Simulação Computacional, Cabos Coaxiais.



## **ABSTRACT**

The utilization of electro-electronic systems in cars is becoming more and more indispensable to increase the comfort, safety and for the reduction of CO<sub>2</sub> emissions. Embedded electro-electronics is increasingly present in vehicles and it comes in addition to telecommunication systems, cellular telephone and Bluetooth RF system, that operate in several frequencies and emit considerable level of electromagnetic fields. Despite the great benefits and services offered by these systems, they may introduce electromagnetic disturbances in the different environments in which they operate. The shielding quality of coaxial cable is an important parameter to guarantee the electromagnetic compatibility of the electro-electronic systems. This concern involves the signal quality in the cable and the correct functioning of the nearby equipments. It would be interesting to detect such a failure as soon as possible in order to conceive better systems and avoid unnecessary costs. Within this context, this work presents a simplified methodology to validate a virtual measurement in any coaxial cables, through a comparison with a physical experiment.

**Keywords:** Shielding, Virtual Simulation, Coaxial Cables.

## **LISTA DE TABELAS**

TABELA 1 – Síntese das Principais Metodologias.....	20
TABELA 2 – Serviços mais Utilizados na Faixa de Frequência Estudada.....	38

## LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 – Diagrama em Blocos Referente ao Gerador, Transmissor e à Vítima da Interferência.....	16
FIGURA 2 – Campos em Linhas de Transmissão Coaxial.....	26
FIGURA 3 – Circuito Equivalente por Unidade de Comprimento de uma Linha de Transmissão.....	28
FIGURA 4 – Diagrama em Bloco do Processo de Medição.....	33
FIGURA 5 – Arranjo para Medição da Impedância de Transferência.....	38
FIGURA 6 – Arranjo Proposto.....	40
FIGURA 7 – Câmara Blindada Semi - Anecóica do LACE - FIAT.....	41
FIGURA 8 – Parte dos Equipamentos Utilizados.....	42
FIGURA 9 – Preparação dos Cabos e Conectores de 50 ohms.....	43
FIGURA 10 – Medição da Impedância e Onda Estacionária.....	44
FIGURA 11 – Síntese da Metodologia Proposta.....	44
FIGURA 12 – Arranjo Utilizado para a Medição da Qualidade da Blindagem na Banda de 30 MHz a 250 MHz.....	46
FIGURA 13 – Arranjo Utilizado para a Medição da Qualidade da Blindagem na Banda de 250 MHz a 1GHz.....	46
FIGURA 14 – Configurações Utilizadas na Faixa de Frequência de 30 MHz a 250 MHz.....	47
FIGURA 15 – Configurações Utilizadas na Faixa de Frequência de 250 MHz a 1 GHz.....	48
FIGURA 16 – Potência Aplicada no Cabo Coaxial e Bipolar - 50 watts.....	48
FIGURA 17 – Modelagem do Cabo Coaxial RG-58 com Blindagem.....	49
FIGURA 18 – Modelagem do Cabo Blindado Bipolar com Blindagem.....	50
FIGURA 19 – Detalhes da Malha Utilizada.....	51
FIGURA 20 – Localização do Sensor de Campo Elétrico Virtual.....	52

FIGURA 21 – Sinal de Excitação Utilizado.....	52
FIGURA 22 – Modelagem do Cabo Bipolar sem a Blindagem.....	53
FIGURA 23 – Modelagem do Cabo Coaxial sem a Blindagem.....	53
FIGURA 24 – Foto do Arranjo Utilizado para a Medição do Fator de Qualidade da Blindagem dos Cabos RG-58 e Bipolar.....	55
FIGURA 25 – Foto do Cabo Coaxial Modelo RG-58 .....	56
FIGURA 26 – Ruído de Fundo da Câmara Blindada Semi-Anecóica.....	56
FIGURA 27 – Onda Estacionária do Cabo RG-58 sem Blindagem de 10 cm..	58
FIGURA 28 – Valor do Campo Elétrico Medido Referente ao Cabo RG-58 <i>Versus</i> o Simulado, Ambos sem a Abertura de 10 cm na blindagem.....	59
FIGURA 29 – Valor do Campo Elétrico Medido <i>Versus</i> o Simulado, Ambos com Abertura de 10 cm na Blindagem do Cabo RG-58.....	59
FIGURA 30 – Diferença entre o Campo Elétrico Medido e o Simulado com o Cabo RG-58, Ambos com a Abertura de 10 cm na Blindagem.....	62
FIGURA 31– Onda Estacionária do E.S.E com Blindagem <i>Versus</i> sem a Blindagem .....	63
FIGURA 32– Valor do Campo Medido <i>Versus</i> o Simulado, Ambos sem a Abertura de 10 cm na Blindagem - Cabo Bipolar.....	64
FIGURA 33 – Valor do Campo Medido <i>Versus</i> o Simulado, Ambos com a Abertura e 10 cm na Blindagem - Cabo Bipolar .....	64
FIGURA 34 – Diferença entre o Campo Elétrico Medido e o Simulado com o Cabo Bipolar, Ambos com a Abertura de 10 cm na Blindagem.....	65

## LISTA DE SIGLAS

ABNT.....	Associação Brasileira de Normas Técnicas
CBSA.....	Câmara Blindada Semi-Anecóica
CISPR.....	Comitê Especial Internacional de Rádio Frequência
EMC.....	Compatibilidade Eletromagnética
ESE.....	Equipamento Sob Ensaio
FIT.....	Técnica de Integração Finita
IEC.....	Comissão Eletrotécnica Internacional
MEF.....	Método dos Elementos Finitos
MWS.....	Microwave Studio
RF.....	Rádio Frequência
RL.....	Perda de Retorno
SE.....	Fator de Blindagem
SWR.....	Coefficiente de Reflexão
VSWR.....	Taxa de Onda Estacionária

## SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO.....	15
1.1 Definição do Problema.....	16
1.2 Motivação.....	17
1.3 Objetivos Gerais e Específicos.....	18
1.4 Materiais.....	18
1.5 Trabalhos Relacionados.....	19
1.6 Estrutura Deste Trabalho.....	23
CAPÍTULO 2 – LINHA DE TRANSMISSÃO.....	24
2.1 Parâmetros Concentrados.....	24
2.2 Parâmetros Distribuídos.....	25
2.3 Equações Gerais de Tensão e Corrente.....	28
2.4 Impedância Característica.....	30
CAPÍTULO 3 – FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	32
3.1 Análise de Rede Vetorial.....	32
3.1.1 Os Parâmetros S.....	33
3.1.2 Grandezas Associadas à Reflexão de Sinais de RF.....	34
3.2 Fator de Blindagem.....	35
3.3 A Faixa de Frequência Estudada.....	37
3.4 Impedância de Transferência.....	38
CAPÍTULO 4 – METODOLOGIA.....	40
4.1 Descrição Geral da Metodologia.....	40
4.2 As Ferramentas Computacionais Utilizadas.....	45
4.2.1 O Software EMC-32.....	45
4.2.2 O Software CST – MWS Microwave Studio.....	49
CAPÍTULO 5 – RESULTADOS E DISCUSSÃO.....	55
5.1 Arranjo Utilizado.....	55
5.2 Resultado da Medição de Ruído de Fundo.....	56
5.3 Medições <i>Versus</i> Simulações – Cabo Coaxial.....	57
5.4 Medições <i>Versus</i> Simulações – Cabo Blindado Bipolar.....	63
CAPÍTULO 6 – CONCLUSÃO.....	66
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	69

---

## CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, com o avanço da eletrônica embarcada, observa-se um grande número de sistemas eletroeletrônicos presentes nos veículos, os quais assumem papéis importantes nas funções de conforto, segurança e controle. A central de injeção eletrônica, o sistema de *Airbag*, o freio ABS, a direção elétrica, a rede de comunicação de dados, o computador de bordo e o ar condicionado são itens relevantes para a segurança e conforto. No veículo elétrico, por exemplo, há um inversor de frequência que tem como objetivo principal alimentar e controlar a velocidade do motor de indução trifásico. Com a utilização desses equipamentos, a frequência do chaveamento vem aumentando consideravelmente, o que leva à presença de harmônicos de frequências muito elevadas.

O automóvel é um meio de transporte complexo, devido à grande capacidade dinâmica que possui e ao grande número de equipamentos eletrônicos embarcados, que poderá estar ora, por exemplo, em uma fazenda, região onde os níveis de campos elétrico e magnético na maioria das vezes são baixos e logo em seguida se deslocar para uma região poluída na ótica eletromagnética, como por exemplo, a Av. Paulista em São Paulo (SANTOS, 2002).

Nessas regiões de níveis de campos elevados ainda há a possibilidade de passageiros utilizarem simultaneamente os seus telefones celulares. Nestas condições, a eletrônica embarcada não poderá apresentar comportamentos anômalos graves, como por exemplo, desligamento do motor térmico, aceleração espontânea, ativação do *Airbag* etc. Nas regiões de sinais fracos, a eletroeletrônica de bordo e os telefones celulares não poderão interferir na recepção dos sinais de ondas médias - AM e VHF - FM ao ponto de comprometer a inteligibilidade no sinal audível.

Esses pré-requisitos são importantes para o conforto e a satisfação do motorista e passageiro. Para buscar essa harmonia, a eletrônica de bordo deve apresentar imunidade eletromagnética adequada e baixos níveis de emissões

de campos elétricos e magnéticos. Para atingir estas metas uma das soluções é a utilização de condutores blindados que estão cada vez mais presentes nas centrais de injeção eletrônica, sensores, atuadores, câmbio automático, navegador - GPS, sistema de bloqueio do motor térmico, alarme, no rádio e nas antenas transmissoras e receptoras (SANTOS et al, 2008a).

### 1.1 – DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

As experiências oriundas de testes experimentais têm demonstrado que os problemas de compatibilidade eletromagnética (EMC) no interior do veículo dependem principalmente da distribuição espacial dos condutores elétricos e dos componentes (SANTOS, 2007). Estes últimos normalmente são instalados segundo regras que não coincidem com as melhores práticas na ótica da EMC, ou seja, em zonas em que o campo eletromagnético gerado pelos próprios componentes pode ser de tal intensidade que suas funções poderiam ser degradadas (PIRES, 2008).

Garantir o nível de emissões eletromagnéticas é uma meta importante para o funcionamento adequado de todos os componentes eletroeletrônicos, principalmente o sistema de recepção, presentes no veículo e no ambiente a sua volta (SANTOS et al, 2009b). Neste contexto, entende-se que EMC é a capacidade de um equipamento eletroeletrônico funcionar em um determinado ambiente eletromagnético corretamente, sem perturbar os equipamentos adjacentes ou sem ser perturbado por outros equipamentos ou por si próprio (PAUL, 2006). Normalmente um problema de EMC, como ilustra a Figura 1, pode ser dividido basicamente em três partes.



Figura 1 - Diagrama em blocos referente ao gerador, transmissor e à vítima da interferência



Fontes de ruído geralmente são, por exemplo, transmissores de RF, motores, computadores, raios ou qualquer equipamento capaz de irradiar energia eletromagnética. A conexão, o meio de acoplamento, pode ocorrer através de condutores, acoplamento indutivo, capacitivo etc. O Receptor, também denominado à vítima, pode ser: computadores, rádios veiculares, as centrais eletrônicas etc.

Para se minimizar um problema de compatibilidade eletromagnética é possível atuar na fonte, no receptor ou no meio de acoplamento. Neste estudo, o meio de acoplamento é o elemento que será investigado no sentido de mitigar as interferências eletromagnéticas irradiadas ou induzidas. Uma das técnicas utilizadas para minimizar esta interferência é a blindagem de determinados condutores (DUFF, 1988).

## **1.2 – MOTIVAÇÃO**

Com base no exposto na seção anterior, a elaboração de uma metodologia capaz de realizar a medição, física e virtual, do fator de qualidade da blindagem de cabos coaxiais se caracteriza como uma ferramenta importante para o processo de desenvolvimento de condutores blindados flexíveis.

Conforme as referências consultadas(IEC, 2003, 2007, 2010), a maioria das metodologias propostas para a medição da qualidade da blindagem em cabos coaxiais são complexas. A construção do arranjo é trabalhosa e difícil e nem sempre é aplicada rádio frequência diretamente no cabo. Na literatura técnica se tem documentado uma série de procedimentos de ensaios que são usados para verificar o fator de blindagem dos cabos. Alguns metodos serão encontrados nas normas da Comissão Eletrotécnica Internacional (IEC, 2010). Entretanto, na maioria das metodologias descritas não são aplicados sinais diretamente, da ordem de dezenas de watts, no condutor.

A metodologia proposta visa a redução do tempo, custo de desenvolvimento de um cabo coaxial e o aumento da qualidade do ponto de vista da EMC. A redução do tempo e custo se torna factível na fase de projeto e protótipo graças às análises virtuais.

### **1.3 – OBJETIVOS GERAIS E ESPECÍFICOS**

Um cabo coaxial com baixo desempenho de blindagem pode apresentar alguns problemas quando utilizado em um ambiente poluído eletromagneticamente. No caso veicular, se for instalado próximo a uma bobina de alta tensão ou motores elétricos, esse cabo fica susceptível a ruídos provenientes desses componentes. Tais distúrbios podem gerar variações na frequência e na amplitude do sinal presente nesse cabo, o que poderá causar erros no funcionamento das centrais eletrônicas a ele conectadas (SANTOS et al, 2008a).

O objetivo específico deste trabalho é determinar, por simulação computacional e medições, o fator de qualidade da blindagem de um cabo coaxial e cabos blindados bipolares na faixa de frequência de 30 MHz a 1 GHz (SANTOS et al, 2009).

### **1.4 – MATERIAIS**

São utilizados neste projeto um cabo coaxial RG-58 e um condutor blindado bipolar de diferentes fornecedores. Foram usados cabos de impedâncias diversas, 50 ohms e 75 ohms, para testar a robustez da metodologia proposta. Foram utilizadas as instalações, câmara blindada semi-anecóica (CBSA), do laboratório de Compatibilidade Eletromagnética da Fiat Automóveis S/A e do Instituto de Pesquisas Tecnológicas de São Paulo (IPT, 2011).

Foi utilizado também um gerador de RF SML03, um medidor de campo elétrico HI 6100, um medidor de potência URV5, um amplificador de RF 75 W / 250 W, 10 kHz a 250 MHz, um amplificador de 500 watts, 80 MHz a 1 GHz. Os amplificadores utilizados e o medidor de campo elétrico são fabricados pela empresa *Amplifier Research*. Utilizou-se para a construção e ajuste do arranjo um plano de massa, um analisador de redes vetoriais e uma carga resistiva de 50 ohms (SANTOS et al, 2009). O gerador de RF, o analisador de redes e o medidor de potência URV5 são do fabricante *Rohde Schwarz*. O software EMC-32, *Rohde Schwarz*, foi utilizado para a integração do sistema.

## **1.5 – TRABALHOS RELACIONADOS**

A maior parte das referências bibliográficas serão apresentadas no momento adequado, sendo que muitas delas estão descritas no corpo dos próximos capítulos. Uma grande variedade de métodos de ensaios, com ênfase principalmente nas normas IEC, é listada na Tabela 1.

Tabela 1 - Síntese das Principais Metodologias

Título	Agrupamento	Referência	Faixa de Frequência	
			Possível	Usada Atualmente
1-IEC Triaxial	Kfs	IEC 60096-1	c.c - 50 MHz	10 kHz - 30 MHz
2- Terminação Triaxial	ms	IEC 60096-1	10 kHz - 1 GHz	100 kHz - 500 MHz
3-Injeção na Malha	mo	AESS (TRG)71181	c.c. - 500 MHz	10 kHz - 500 MHz
4-Quadriaxial	m s	(IEEE,1975)	100 kHz-1 GHz	100 kHz - 1 GHz
5-Adaptador Triaxial em T	m s	IEC 60169-1-3	1 kHz - 12 GHz	100 MHz - 10 GHz
6-ERA Triaxial	kfs	(SMITHERS,1982)	c.c.- 400 MHz	10 kHz - 300 MHz
7-Linha de injeção ( domínio do tempo)	mo	IEC 60096-4-1	c.c. - 100 MHz	1 kHz - 80 MHz
8-Linha de injeção ( domínio da frequência)	mo	IEC 61196-1	c.c. - 20 GHz	10 kHz - 3 GHz
9-Atenuação em malha de blindagem aberta	mo	IEC 61196-1	30 MHz - 2,5 GHz	30 MHz - 1 GHz 300 MHz - 2,5GHz
10-Câmara Reverberante	kn / kf	IEC 61726	0.1 GHz -0,3 GHz	0,3 GHz - 40 GHz
11-Malha de Blindagem método de ensaio de atenuação	ms	IEC/TR 62153-4-1	c.c. - 5 GHz	c.c. - 5 GHz
12.1- Medição da atenuação de cabos balanceados;				
12.2 - Método de injeção de corrente com uso de clamp;				
12.3- Método de ensaio de blindagem- Triaxial ;				
12.4 - Método de absorção com uso de clamp.				
Os métodos 12.1 a 12.4 estão em estudo pela IEC				
Agrupamento por condição de "circuito primário": kn = Curto circuito próximo da terminação final; kf = Curto circuito na extremidade; m = Impedância característica adaptada; o = Abertura ou sem a malha de blindagem; s = Malha ou blindagem.				

Fonte: (IEC, 2007)

Na literatura não há muitos métodos simplificados para a medição e cálculo do fator de blindagem (*shielding effectiveness*) e impedância de transferência (IEC, 2007, 2010). As principais normas, métodos e relatórios técnicos da IEC são descritos em (IEC, 2003, 2007, 2010).

---

Na parte experimental desta dissertação foi utilizado um arranjo com algumas características similares ao proposto em (DE LEO,1999). Esse autor propôs uma metodologia para medir a impedância de transferência, mas não aborda medições do fator de blindagem de um cabo coaxial e cabos blindados bipolares.

Conforme FOURIE et al. (1988), é possível realizar a medição da impedância de transferência com uma boa relação custo benefício, mas também não é abordada a medição do fator de blindagem na ótica da qualidade da blindagem.

Durante as reuniões da IEC em Estocolmo, Suécia, em 1976 foi evidenciada a necessidade de se criar novos métodos de ensaios para atender à crescente demanda por cabos blindados flexíveis (HALME, 1992). A Tabela 1 resume os principais procedimentos de ensaios disponíveis, alguns dos quais irão ser discutidos nesta dissertação, com especial referência à sua aplicabilidade aos conjuntos de cabos e conectores (IEC 2003, 2007, 2010).

Abaixo é realizado um breve comentário dos métodos mais relevantes descritos na Tabela 1. Os métodos 3 e 7 não serão comentados, pois não têm relação com o arranjo proposto nesta dissertação.

### **Os ensaios 1 e 6:**

Em ambos os métodos os cabos não podem ser dobrados durante o ensaio. Eles diferem entre si apenas pelo comprimento das amostras sob ensaio. Há um compromisso entre o comprimento do cabo, sensibilidade e frequência de corte superior. A injeção de sinal só pode ser feita a partir da extremidade mais distante. Em ambos os métodos há necessidade de amplificadores bem estáveis e robustos (HALME, 1992).

---

### **Os ensaios 2, 4 e 5:**

No método de terminação triaxial a amostra pode ser dobrada e o arranjo é mais simples. A menor frequência do ensaio é limitada pelos ferrites. O método de ensaio quadriaxial apresentou uma melhoria na blindagem devido à utilização de uma malha extra(IEC, 2007). Porém, a utilização de malhas extras pode gerar ressonâncias o que dificulta bastante o arranjo.

O método de ensaio, Adaptador Triaxial em T, pode ser usado em altas frequências, mas a configuração é bastante complicada e a construção do arranjo necessita de um bom conhecimento de RF e microondas (HALME, 1992).

### **Os ensaios 8, 9, 10, 11 e 12:**

O método de ensaio referente à linha de injeção, no domínio da frequência, dentre os métodos descritos é um dos mais utilizados, apresenta bons resultados e a construção do arranjo é relativamente simples. A metodologia de ensaio realizada em câmara reverberante proporcionou bons resultados, mas o arranjo é complexo e com custo elevado (HALME, 1992).

Poucas referências podem ser encontradas na literatura com ênfase na parte de simulações virtuais, mas há algumas pesquisas relacionadas por meio do método de diferenças finitas, ou *finite difference time domain* (FDTD) (PRIMIANI et al, 1998), do método dos elementos finitos (MEF) (OTIN, 2011) e também modelagens computacionais com ênfase no modelo *Spice* (OTIN, 2008). Será dada uma ênfase também na parte teórica do ensaio referente à medição de impedância de transferência (HALME, 1992) e (OTIN, 2011).

As normas, IEC 62153-4-2 Part 4-2, IEC/TR 62153-4-1 e IEC/TR 62153-4-0 (IEC, 2003, 2007, 2010), não detalham as técnicas de medição do fator de blindagem e impedância de transferência em cabos blindados bipolares. Este trabalho também tem como objetivo a avaliação física e virtual desses condutores blindados bipolares.

---

## **1.6 – ESTRUTURA DESTE TRABALHO**

Nesta Introdução foram apresentadas definições de compatibilidade eletromagnética, os métodos clássicos e sucintos para mitigar um problema de EMC (PAUL, 2006). Também foram mostrados alguns exemplos de trabalhos similares ao realizado nesta dissertação. O restante desta dissertação está organizado da seguinte forma: No Capítulo 2, são descritos os aspectos sobre propagação guiada por linha de transmissão. No Capítulo 3, são descritos alguns conceitos teóricos, necessários para o embasamento deste trabalho. A metodologia proposta juntamente com a descrição dos métodos para a certificação da eficácia da metodologia será tratada no Capítulo 4, no Capítulo 5 são apresentados as correlações dos valores medidos versus os simulados. Para finalizar o trabalho, são apresentadas no Capítulo 6 as conclusões finais e sugestões de trabalhos futuros.

---

## CAPÍTULO 2 – LINHA DE TRANSMISSÃO

Neste capítulo são dissertados os conceitos fundamentais relativos a uma linha de transmissão. Dessa forma é traçado, sucintamente, um cenário acerca do assunto permitindo uma compreensão do fenômeno em si e das questões relacionadas. É introduzida a fundamentação teórica referente à impedância característica e ao coeficiente de reflexão.

### 2.1 PARÂMETROS CONCENTRADOS

Um circuito elétrico poderá ser solucionado utilizando-se as leis de Kirchhoff, e outros teoremas similares, quando o circuito tiver dimensões físicas menores que 1/10 do comprimento de onda na frequência de excitação da fonte (PAUL, 2006). Neste caso será chamado de circuito ou dispositivo a parâmetro concentrado. Conectam-se os terminais de ligação do circuito à fonte de alimentação e assume-se que a corrente que entra nos cabos de alimentação existe imediatamente na saída dos condutores, ou seja, não há defasagens nem atrasos.

O atraso neste sentido é o tempo que a onda leva para se propagar de um ponto a outro. As ondas eletromagnéticas propagam-se no vácuo com uma velocidade cujo valor é fixado no Sistema Internacional de Unidades (SI) como sendo igual a  $v_0 = 299\,792\,458$  m/s ou  $\cong 3 \times 10^8$  m/s (DUFF, 1988). Partindo do princípio que a velocidade de propagação da luz é igual a  $3 \times 10^8$  m/s e que no espaço livre a permeabilidade magnética relativa,  $\mu_r$ , é igual a 1, e que a permissividade relativa,  $\epsilon_r$ , também é igual a 1, conclui-se que a velocidade de propagação da onda eletromagnética no ar é igual à velocidade da luz. Estas relações podem ser observadas nas equações 2.1, 2.2, 2.3 e 2.4.



Temos que,

$$v = \frac{v_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (2.1)$$

O comprimento de onda é igual a

$$\lambda(m) = \frac{\frac{v_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}}}{f} = \frac{v_0}{f \sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (2.2)$$

No espaço livre temos que,

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (2.3)$$

O atraso na propagação de uma onda numa distancia  $\ell$  é dado pela Eq.(2.4).

$$T = \frac{\ell}{f} \quad (2.4)$$

Sendo,

$\lambda$  = Comprimento de onda;

$f$  = Frequência;

$v$  = Velocidade de propagação da onda;

$v_0$  = Velocidade da luz;

$\mu_r$  = Permeabilidade magnética relativa;

$\epsilon_r$  = Permissividade elétrica relativa;

$\ell$  = Distância;

$T$  = Tempo;

## 2.2 PARÂMETROS DISTRIBUÍDOS

Quando as dimensões físicas dos condutores ou circuitos são próximas ou análogas ao comprimento de onda dos sinais é necessário considerar a variação destes ao longo do circuito. Neste caso, a linha de transmissão

passará a ser chamada de circuito de parâmetro distribuído (PAUL, 2006). A análise destes circuitos requer a utilização de alguns elementos, como por exemplo, as resistências, as indutâncias e capacitâncias distribuídas ao longo da linha de transmissão. A Figura 2 apresenta um cabo coaxial em corte transversal.

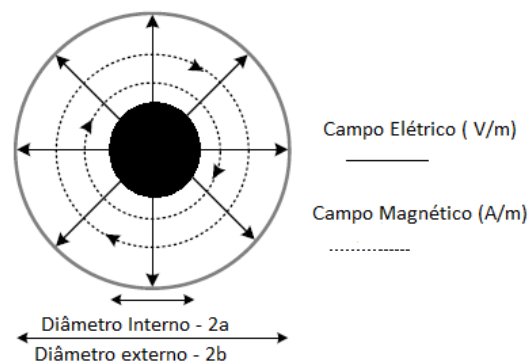


Figura 2 - Campos em linhas de transmissão coaxial

O modo de propagação em um cabo coaxial na faixa de frequência estudada, 30 MHz a 1 GHz, é o TEM – *Transverse Electro Magnetic* (MALIK e SINGH, 2010). Em linhas gerais o campo elétrico e o campo magnético são ortogonais entre si e ambos transversais à direção de propagação.

Nas linhas de transmissão coaxiais há perdas. Os principais itens responsáveis por essas perdas são o dielétrico, a resistência, a capacitância e a indutância. A partir do modelo de linhas de transmissão a parâmetros distribuídos tem-se que ao aplicar um pulso na extremidade de uma linha de transmissão a primeira capacitância é carregada e energiza a primeira indutância. As capacitâncias armazenam o campo elétrico e as indutâncias o campo magnético. À medida que o pulso se propaga o primeiro capacitor é descarregado e o primeiro indutor irá perder energia. Na sequência, os próximos capacitores e indutores são carregados e energizados, e assim por diante, até que este pulso chegue ao seu destino final, a carga. Observa-se que para uma linha de transmissão de comprimento “infinito” haverá exclusivamente a propagação no sentido positivo,  $z+$ .

O mesmo fenômeno também irá acontecer em linhas de comprimento finito que possuem em seus terminais uma carga com o mesmo valor da impedância característica da linha, neste caso haverá um casamento de impedâncias.

Em uma linha descasada, com uma carga diferente da impedância característica da linha de transmissão e da fonte, haverá uma reflexão de parte da onda incidente denominada  $V_+$ . A onda refletida,  $V_-$ , é dependente de um coeficiente de reflexão, o qual é apresentado na Eq.(2.5).

$$\Gamma = \frac{Zl - Zc}{Zl + Zc} \quad (2.5)$$

Onde,

$\Gamma$  = Coeficiente de reflexão na carga;

$Zl$  = Impedância da carga;

$Zc$  = Impedância característica.

Quando o comprimento da linha de transmissão é múltiplo de  $\lambda/2$  ela será praticamente desprezível, ou seja, será como conectar o gerador diretamente a carga, como ilustra as Equações: (2.6), (2.7) e (2.8).

$$K = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \quad (2.6)$$

$$K \cdot R = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{2} = \pi \quad (2.7)$$

$$\text{Tan}(\pi) = 0$$

Logo,

$$Zin = Zc \frac{Zl + \text{tan}(k \cdot Rc)}{Zc + \text{tan}(k \cdot Rc)} \quad (2.8)$$

$$Zin = Zc \frac{Zl}{Zc}$$

$$Zin = Zc$$

Onde,

$\lambda$  = Comprimento de onda;

$K$  = Constante de fase;

$R$  = Comprimento do cabo;

$Z_{in}$  = Impedância de entrada;

$Z_c$  = Impedância característica;

$Z_l$  = Impedância da carga.

### 2.3 EQUAÇÕES GERAIS DE TENSÃO E CORRENTE

A Figura 3 apresenta uma seção  $\Delta z$  da linha de transmissão (PAUL, 2006).

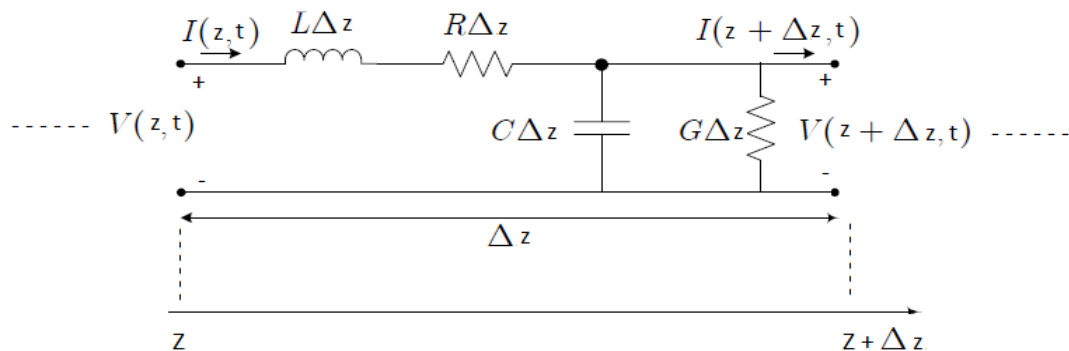


Figura 3 - Circuito equivalente por unidade de comprimento de uma linha de transmissão

Conforme ilustrado na Figura 3, a tensão e a corrente na linha de transmissão são funções do tempo  $t$  e da posição  $z$ . Aplicando a lei de Kirchhoff das tensões na parte externa do circuito, temos a seguinte equação:

$$V(z + \Delta z, t) - V(z, t) = -L\Delta z \cdot \frac{\partial I(z, t)}{\partial z} \quad (2.9)$$

Dividindo-se a Eq.(2.9) por  $\Delta z$  e tomando o limite à medida que  $\Delta z$  tende a zero, tem-se a primeira equação da linha de transmissão, apresentada na Eq.(2.10).

$$\frac{\partial V(z, t)}{\partial z} = -L \cdot \frac{\partial I(z, t)}{\partial z} \quad (2.10)$$

Utilizando um raciocínio análogo ao utilizado na Eq. (2.10) e escrevendo a lei de Kirchhoff das correntes no nó superior do capacitor, obtêm-se a Eq. (2.11), descrita abaixo.

$$\frac{\partial I(z,t)}{\partial z} = -C \cdot \frac{\partial V(z,t)}{\partial t} \quad (2.11)$$

Tem-se agora uma segunda equação diferencial que ao mesmo tempo relaciona a tensão com a corrente no circuito. As equações 2.10 e 2.11 são as equações que regem todo o desempenho elétrico da linha. Nota-se que essas equações nada nos dizem sobre a forma de onda da corrente e da tensão, mas sim apenas a relação entre ambas e a dependência destas com os parâmetros distribuídos.

Há vários tipos de linhas de transmissão, mas será dada ênfase à linha coaxial tendo em vista que todo o trabalho de medições, cálculo e simulações computacionais foram realizados com a utilização de linhas coaxiais e similares. As Equações (2.12), (2.13) e (2.14) mostram como calcular a capacitância, a indutância e a resistência de uma linha coaxial (PAUL, 2006).

$$C = \frac{2 \cdot \pi \cdot \epsilon_r \cdot \epsilon_o}{\ln \left[ \frac{r_s}{r_w} \right]} \quad (2.12)$$

$$L = \frac{\mu_o}{2 \cdot \pi} \cdot \ln \left[ \frac{r_s}{r_w} \right] \quad (2.13)$$

$$R = \frac{1}{2\pi\delta\sigma} \left[ \frac{1}{r_s} + \frac{1}{r_w} \right] \quad (2.14)$$

Onde:

$\epsilon_r$  = Permissividade relativa;

$\epsilon_0$  = Permissividade Absoluta (vácuo);

$r_s$  = Raio do condutor interno;

$r_w$  = Raio externo;

$\mu_0$  = Permeabilidade absoluta (vácuo);

$\delta$  = Profundidade de penetração;

$\sigma$  = Condutividade.

## 2.4 IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA

A impedância característica de um cabo coaxial depende de sua geometria, essa impedância é uma relação entre a tensão e a corrente aplicada (PAUL, 2006). As Equações (2.15) e (2.16), abaixo, descrevem a fórmula.

$$\hat{Z}_c = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \frac{\hat{V}_+}{\hat{I}_+} = - \frac{\hat{V}_-}{\hat{I}_-} \quad (2.15)$$

$$\omega = 2\pi.f \quad (2.16)$$

Onde:

$Z_c$  = Impedância característica,  $\Omega$ ;

$L$  = Indutância, H/m;

$C$  = Capacitância, F/m;

$R$  = Resistência,  $\Omega/m$ ;

$G$  = Condutância, S/m;

$\omega$  = É a taxa de variação temporal de algum ângulo (Frequência angular).

Com o aumento da frequência é observado que a condutância e a resistência praticamente desaparecem.

Em frequências mais elevadas a fórmula da impedância característica poderá ser escrita de maneira mais simplificada, e dependerá muito da geometria do condutor, como está descrita na Eq.(2.17).

$$\hat{Z}_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.17)$$

---

## CAPÍTULO 3 – FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo, são apresentados os embasamentos teóricos relevantes para redigir esta dissertação. O atual capítulo está organizado da seguinte forma. Na Seção 3.1 é dissertado sobre análise de rede vetorial e os parâmetros S. Nas Seções 3.2, 3.3 e em 3.4 é discutido o princípio de blindagem em linhas de transmissão coaxiais, o fator de blindagem e a impedância de transferência.

### 3.1 ANÁLISE DE REDE VETORIAL

Análise de rede vetorial é uma metodologia de medição do desempenho elétrico de componentes e circuitos resistivos, indutivos e capacitivos. Quando há necessidade de realizar esta análise em um circuito de corrente contínua, onde não há reatâncias indutivas e capacitivas, um ohmímetro será o suficiente para a análise.

Entretanto, quando há frequências envolvidas nestes circuitos resistivos, indutivos e capacitivos há necessidade de se utilizar um equipamento denominado analisador de rede vetorial. A análise de rede vetorial é um método para caracterizar com precisão tais componentes através da medição dos efeitos introduzidos pelos mesmos na amplitude e na fase de sinais que variam em frequência e em potência.

Um analisador de redes vetorial é um instrumento projetado para realizar medições de parâmetros S, ou seja, parâmetros de espalhamento. Esse equipamento pode realizar medições referentes ao Coeficiente de reflexão ( $\Gamma$ ,  $\rho$ ), *Standing Wave Ratio* – SWR, Perda de retorno, *Return Loss*, parâmetros  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  e  $S_{22}$ , Impedância e admitância ( $R + jX$  e  $G + jB$ ), ganhos, perdas, fase etc.

O princípio básico de medição do analisador de rede vetorial é baseado na análise das ondas incidente, refletida e transmitida. Com a informação de fase e amplitude destas ondas é possível calcular as características de



transmissão e de reflexão de um dispositivo sob ensaio. Nesse tipo de equipamento há uma fonte de sinal de RF interna que produz um sinal incidente que é utilizado como um estímulo para o equipamento sob ensaio (ESE).

O equipamento reflete parte do sinal incidente e transmite o restante do sinal. A Figura 4 abaixo apresenta um diagrama em bloco deste processo (AGILENT, 2000)

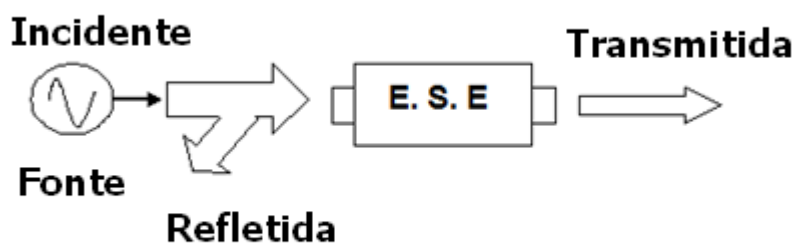


Figura 4 - Diagrama em bloco do processo de medição

### 3.1.1 Os Parâmetros S

Os parâmetros S são empregados para descrever na íntegra o desempenho elétrico de um dispositivo linear que opera em alta frequência. Nestas condições, altas frequências, não é fácil realizar a medição de tensões e correntes nem a realização de curtos-circuitos e circuitos abertos nas portas, necessários para determinar os parâmetros H, Y e Z, usualmente empregados na caracterização de dispositivos de baixa frequência.

A quantidade de parâmetros S de um determinado dispositivo é determinada com o seu número de portas ao quadrado. A padronização utilizada para a numeração dos parâmetros S é tal que o primeiro número indica a porta a partir da qual a energia sai e o segundo número é a porta na qual a energia entra. Quando os números são iguais, indica um parâmetro de reflexão. No analisador de rede vetorial é possível medir os parâmetros  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  e  $S_{22}$  (AGILENT, 2001).

### 3.1.2 Grandezas Associadas à Reflexão de Sinais de RF

Nesta dissertação será dada ênfase às grandezas associadas à reflexão do sinal de RF. Abaixo, disserta-se sobre o coeficiente de reflexão, perda de retorno, onda estacionária e medições de impedância (AGILENT, 2001).

#### a) Coeficiente de reflexão ( $\Gamma$ , $\rho$ )

É a razão entre a tensão do sinal refletido e a tensão do sinal incidente. O módulo do coeficiente de reflexão é  $\rho$ , e varia entre 0 e 1. É uma grandeza complexa e adimensional, que pode ser calculada através da Eq.(3.1):

$$\Gamma = \frac{Z_l - Z_c}{Z_l + Z_c} \quad (3.1)$$

#### b) Perda de retorno (*Return Loss*)

Representa uma relação em dB de quanto o sinal refletido está abaixo do sinal incidente. Varia de zero, para um circuito aberto, ou curto-circuito, a infinito, para uma carga igual a  $Z_c$ . É uma grandeza adimensional e escalar dada pela Eq.(3.2):

$$RL_{(dB)} = -20 \log(\rho) \quad (3.2)$$

#### c) SWR (*Standing Wave Ratio*)

Representa a taxa de onda estacionária, a qual é dada pela relação entre o valor máximo e o valor mínimo do envelope da onda. Varia de 1, para uma carga igual a  $Z_c$ , a infinito, para um curto-circuito ou circuito aberto.

O SWR também é uma grandeza adimensional e matematicamente é expressa pela Eq.(3.3):

---

$$SWR = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad (3.3)$$

#### d) Impedância e Admitância

Representa a impedância e admitância do equipamento sob ensaio, são calculadas a partir do coeficiente de reflexão. As Equações (3.4) e (3.5) apresentam as fórmulas referentes à impedância e admitância.

$$Z_L = R + jX \quad (3.4)$$

$$Y_L = G + jB \quad (3.5)$$

Onde,

$Z_L$  = Impedância da Carga;

R = Resistência;

X = Reatância;

$Y_L$  = Admitância da carga;

G = Condutância;

B = Susceptância.

### 3.2 FATOR DE BLINDAGEM

A blindagem eletromagnética tem como objetivo primordial garantir um nível de emissões e imunidade adequado ao condutor que recebeu a blindagem. Pela teoria da reciprocidade, se um determinado condutor apresenta baixos níveis de emissões eletromagnéticas, em uma faixa de frequência específica, quando lhe é aplicado o mesmo sinal de rádio frequência é possível afirmar que esse condutor também irá apresentar uma imunidade adequada no mesmo espectro. O desafio é que, para alcançar níveis elevados de blindagem, especialmente em altas frequências, o material utilizado não deve ter furos, *slots*, ou aberturas, que poderiam comprometer a sua integridade.

O ideal seria que todos os cabos coaxiais fossem rígidos, sem a malha, mas infelizmente isto não é factível, pois dificultaria o manuseio, instalação, manutenção e teria uma relação custo benefício baixa. Há cabos coaxiais rígidos que são somente utilizados em locais onde não há necessidade de manuseio. Em um veículo, por exemplo, o uso desses cabos seria praticamente inviável devido ao processo produtivo, manutenção, peso e custo. Tendo em vista que a maioria dos cabos coaxiais é formado por malhas, o projeto deve ser muito bem elaborado para se obter um fator de blindagem adequado.

O fator de blindagem ou blindagem efetiva, *Shielding Effectiveness* - SE, é definido como a atenuação, em decibéis, entre o campo elétrico ou magnético sem e com a blindagem. A Eq. (3.6) pode expressar também a relação, em decibéis, entre a tensão induzida com e sem a blindagem (DONALD e MARDIGUIAN, 1988).

$$SE_{dB} = 20 \log \frac{V(\text{sem blindagem})}{V(\text{com blindagem})} \quad SE_{dB} = 20 \log \frac{E(\text{campo elétrico sem blindagem})}{E(\text{campo elétrico com blindagem})} \quad (3.6)$$

O fator de blindagem é medido em dB e blindagens eficientes apresentam uma atenuação da ordem de 100 dB ou mais (IEEE, 2006).

O cabo coaxial oferece uma eficiente blindagem de campos elétricos e magnéticos principalmente em frequências mais baixas. Isto ocorre pelo fato de que os dois condutores, malha e condutor central, estão muito próximos um do outro. Esta geometria minimiza a área de laço eficaz entre o condutor central e a blindagem, ou seja, fazendo com que a corrente que circula em sentido contrario cancele o campo magnético (DONALD, 1988).

O princípio de uma gaiola de Faraday é baseado na propriedade de uma caixa de condução, a qual assegura uma distribuição de carga homogênea em toda a sua superfície. Para que se tenha uma gaiola de Faraday eficaz nenhuma diferença de potencial poderá aparecer entre dois pontos da gaiola (DONALD, 1988).

---

No caso da blindagem do campo elétrico, se o comprimento do cabo é menor que 10% do comprimento de onda referente ao sinal aplicado no condutor, tudo o que precisa ser feito é conectar apenas uma das extremidades da blindagem à linha de retorno, ou seja, praticamente não há emissões em modo comum. Neste caso apenas uma das extremidades da blindagem deve estar conectada ao ponto de terra.

A emissão em modo comum é um fenômeno que é observado em frequências mais elevadas (PAUL, 2006). No caso de redução de acoplamento magnético, é sempre necessário ligar ambas as extremidades da blindagem a fim de fornecer um caminho de retorno para a corrente, o que irá, com esse arranjo, cancelar o campo magnético. Em outras palavras, a corrente circulando em sentido contrário na malha irá cancelar o campo magnético. Realizar a atenuação dos campos elétricos, na faixa de frequência 30 MHz a 1 GHz, é uma tarefa mais simples, ou seja, a própria malha já realizará a atenuação.

### **3.3 A FAIXA DE FREQUÊNCIA ESTUDADA**

Os cabos coaxiais dos transceptores de VHF e UHF, que geralmente são instalados pelos clientes nos veículos, possuem comprimentos máximos de aproximadamente cinco metros. Neste caso o condutor se comportaria como uma antena, de baixa eficiência devido à blindagem do cabo coaxial, em múltiplo de  $\lambda/2$ , ou seja, em frequências acima de 30 MHz. (SANTOS e at, 2009b).

A razão para finalizar a análise em 1 GHz é que a maioria dos cabos coaxiais não são eficientes em frequências elevadas, a maioria dos condutores coaxiais nesta faixa de frequência apresenta uma grande atenuação. Em frequências muito altas utilizam-se guias de onda. A Tabela 2 apresenta as frequências e os serviços mais utilizados na faixa de 30 MHz a 960 MHz (IEC, 2008).

Tabela 2 – Serviços mais Utilizados na Faixa de Frequência Estudada

Serviço	Frequência MHz
VHF	30 a 54
VHF	68 a 87
VHF	142 a 175
UHF analógico	380 a 512
RKE	300 a 330
RKE	420 a 450
UHF analógico	820 a 960
GSM 800	860 a 895
EGSM/GSM 900	925 a 960

Fonte: (IEC, 2008)

### 3.4 IMPEDÂNCIA DE TRANSFERÊNCIA

A Impedância de Transferência é expressa em mili-ohms por metro ( $m\Omega/m$ ) e também define a eficiência da blindagem do condutor externo (FOURIE e CLARK, 1998). A medição da impedância de transferência representa uma metodologia objetiva para estimar a eficiência de uma blindagem de cabos e conectores.

Campos eletromagnéticos adentram em blindagens não ideais pela propagação da corrente que é induzida pelo campo externo na superfície da blindagem (PAUL, 2006). Quanto mais baixo o valor da  $Z_t$ , menor será a penetração de sinais externos no cabo coaxial. A Figura 5 apresenta o arranjo utilizado para a medição da impedância de transferência. A Eq. (3.7) representa o cálculo da impedância de transferência para cabos coaxiais.

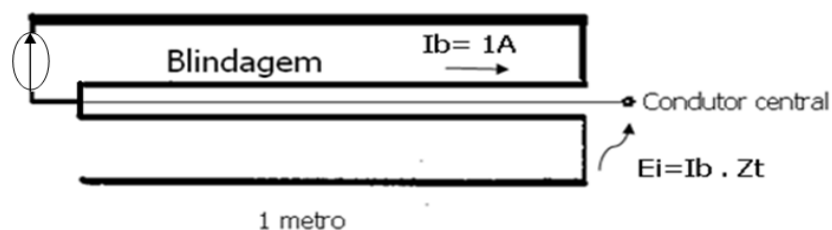


Figura 5 - Arranjo para medição da impedância de transferência

$$Z_t = \frac{E_i}{I_b} \quad (3.7)$$

Onde,

$Z_t$  = Impedância de transferência;

$E_i$  = Tensão aplicada no condutor coaxial;

$I_b$  = Corrente que circula na malha.

## CAPÍTULO 4 - METODOLOGIA

Neste capítulo, é apresentada a metodologia aplicada no presente trabalho, a qual tem como objetivo principal a medição física e virtual do fator de qualidade da blindagem de cabos coaxiais. No capítulo anterior foi feita a análise teórica necessária para a compreensão do fator de blindagem e da impedância de transferência. Será com base nessa análise que os arranjos serão projetados e dimensionados.

Este capítulo está dividido em duas partes relevantes. A primeira aborda o projeto e a construção do arranjo necessário para a realização do ensaio, ou seja, a medição do fator de qualidade da blindagem. Na segunda parte são explicados e apresentados, de maneira sucinta, o software R&S<sup>®</sup> EMC-32(EMC32,2010) e detalhes referentes à modelagem computacional com uso do software CST-MWS<sup>®</sup> *Microwave Studio* (CST, 2009).

### 4.1 DESCRIÇÃO GERAL DA METODOLOGIA

Inicialmente é realizado o processo de preparação do cabo coaxial sob ensaio, denominado de equipamento sob ensaio (ESE). Na Figura 6 é apresentado o arranjo referente à metodologia proposta para a medição física do fator de qualidade da blindagem de 30 MHz a 1 GHz.

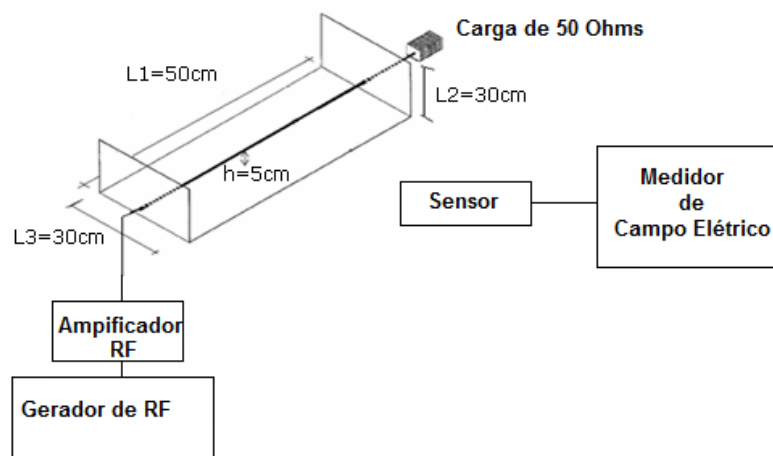


Figura 6 - Arranjo proposto



Na Figura 6 são apresentados os detalhes referentes ao arranjo utilizado, o qual é baseado nos seguintes parâmetros:  $L_1 = 50$  cm,  $L_2 = 30$  cm,  $L_3 = 30$  cm e  $h = 5$  cm. Também é conectado ao ESE uma carga de  $50 \Omega$  (DE LEO et al, 1999).

A distância entre o sensor de campo elétrico e o cabo é igual a 50 cm. A distância do sensor de campo poderia ser aumentada, entretanto, para grandes distâncias, seria obtida uma péssima relação sinal/ruído, o que poderia comprometer a medição do fator de qualidade da blindagem. Tendo como objetivo a minimização das interferências, todas as medições foram realizadas em uma câmara blindada semi-anecóica – CBSA, a Figura 7 ilustra o local de medições. A CBSA utilizada possui as seguintes características:

- Campo magnético: 20 dB a 1 kHz, aumentando até 56 dB a 10 kHz e aumentando até 100 dB em 200 kHz;
- Campo elétrico: 100 dB de 200 kHz até 50 MHz;
- Onda plana: 100 dB de 50 MHz até 10 GHz;
- Microondas: 100 dB de 1 GHz até 18 GHz.

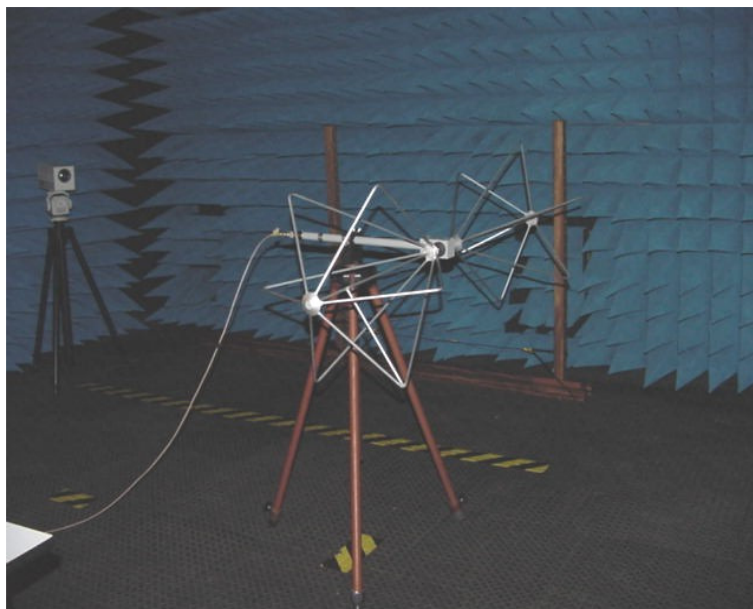


Figura 7 – Câmara Blindada Semi - Anecóica do LACE - FIAT

Utilizou-se também um plano de massa com espessura da chapa metálica igual a 1 mm, um monitor de campo elétrico, HI-6100, um gerador de RF, SML03, um medidor de potência, URV5, amplificadores de RF: 75A250 (AR 10 kHz – 250 MHz / 75 W) e 500W1000A (AR 80 – 1000 MHz / 500 W), um sensor de campo elétrico isotrópico HI-6105 (ETS 100 kHz – 6 GHz / 0.5 V/m a 800 V/m) e o software de integração EMC 32 (SANTOS et al, 2010) e (EMC 32, 2011). A Figura 8 apresenta parte dos equipamentos utilizados.



Figura 8 – Parte dos equipamentos utilizados

O software <sup>®</sup>EMC 32 realizou toda a gestão dos equipamentos de geração e medição de campo elétrico. O que permitiu aplicar uma potência aproximadamente constante de 50 watts no cabo, em ambas as condições com e sem a blindagem do condutor sob ensaio, exceto nas frequências em que a taxa de onda estacionária atingiu o valor máximo. A Figura 9, a seguir, apresenta uma síntese da metodologia proposta para a preparação dos cabos e conectores, ambos com impedância característica de 50 ohms, antes das medições do fator de qualidade da blindagem. Caso o condutor não tenha uma

impedância característica (  $Z_c$  ) de 50 ohms deve-se realizar a medição e determinar qual é a impedância do cabo.

Todo o procedimento de determinação da  $Z_c$  deve ser realizado com o uso da metodologia proposta na Figura 9. Mais detalhes técnicos referentes ao arranjo são descritos em (SANTOS et al, 2008a, 2009, 2010).

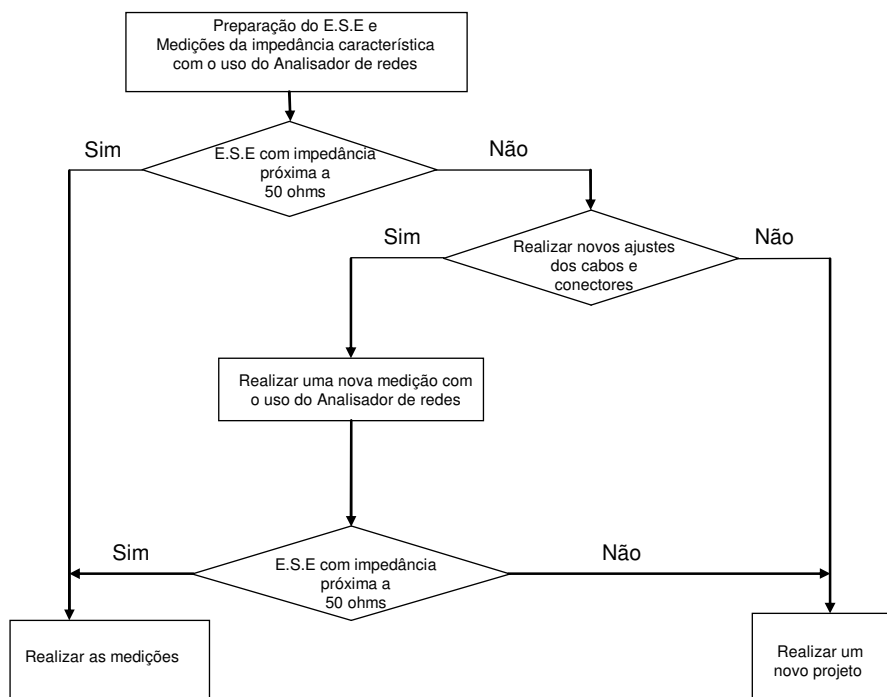


Figura 9 - Preparação dos cabos e conectores de 50 ohms

A Figura 10 ilustra a medição de impedância e a Figura 11 apresenta uma síntese de toda a metodologia proposta. Após a medição do fator de qualidade da blindagem, medição física *versus* a virtual, espera-se uma diferença, no máximo, igual a  $\pm 5.2$  dB (IEC, 2003).

Caso esse objetivo não seja atingido sugere-se um melhoramento no modelo virtual. Tal melhoramento poderá ser obtido aumentando ou diminuindo os espaços livres, “os pequenos furos virtuais”, existentes na blindagem.

No interior das CBSA geralmente há necessidade de se ter condutores com blindagens eficientes pelo fato que nesses ambientes é possível gerar campos elétricos da ordem de 200 V/m ou mais.

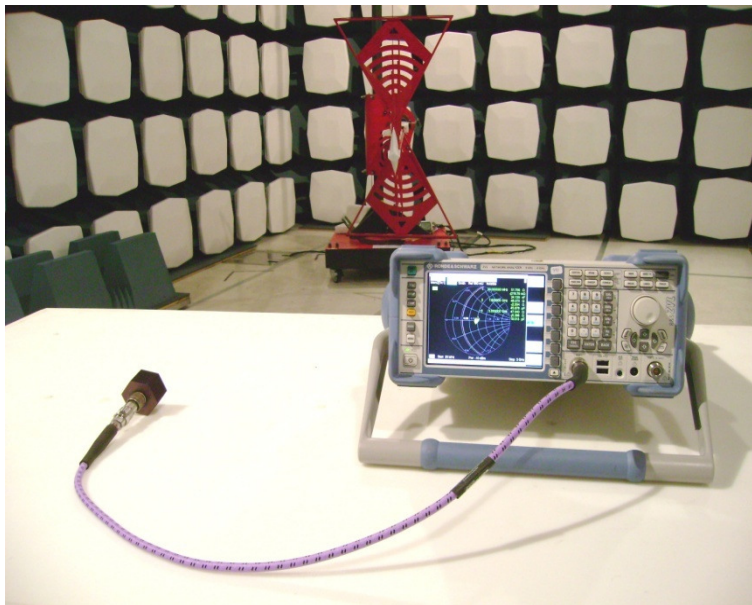


Figura 10 - Medição da impedância e onda estacionária

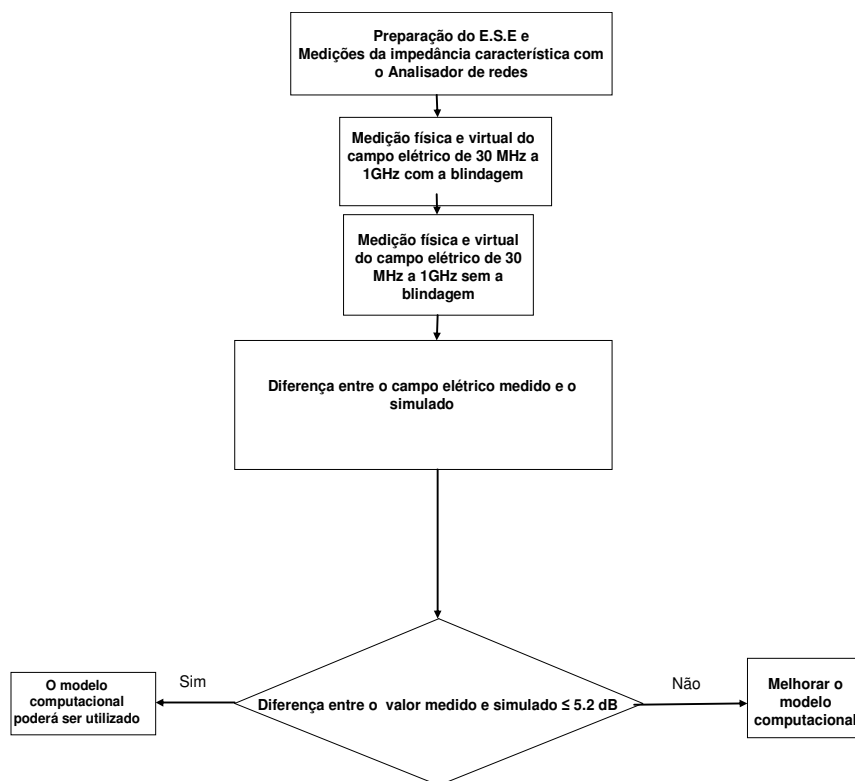


Figura 11 - Síntese da metodologia proposta

---

## 4.2 AS FERRAMENTAS COMPUTACIONAIS UTILIZADAS

As principais ferramentas computacionais utilizadas foram o software EMC-32 (EMC-32, 2011) e o software CST-MWS® *Microwave Studio* (CST, 2011). O controle dinâmico dos amplificadores de RF durante a medição do campo elétrico do cabo sem a malha, situação na qual o VSWR é muito elevado, tem um papel importante para o êxito das medições. Nas páginas restantes deste capítulo será feita uma explanação, sucinta, do programa criado no EMC-32 e da modelagem computacional utilizada.

### 4.2.1 O Software EMC-32

O software EMC-32 foi utilizado na gestão de todos os equipamentos, geração e medição de campo elétrico, necessários para a determinação da qualidade da blindagem do ESE (SANTOS et al, 2010). O programa EMC-32 é uma ferramenta relevante nesse processo. Ele é atualmente usado em laboratórios nacionais e internacionais. É capaz de controlar e monitorar quase todos os dispositivos do fabricante *Rohde & Schwarz* e também equipamentos de outros fabricantes (EMC-32, 2011).

Graças à sua capacidade de configuração abrangente e modular e à sua estrutura é possível recolher, avaliar e documentar os resultados dos ensaios realizados. O *hardware setup* descreve quais foram os equipamentos utilizados durante o ensaio e como foram realizadas as conexões elétricas entre eles. As Figuras 12, 13, 14 e 15 ilustram os diagramas e as configurações utilizadas durante as medições para determinar o fator de qualidade da blindagem de um cabo.

O *scan template* é a parte do programa onde configuramos a faixa de frequência, o tempo de permanência em cada frequência, campo constante ou potência constante. Também é possível configurar o passo, linear ou logaritmo, de frequências e muitas outras configurações que são abordadas com mais detalhes em (EMC-32, 2011).



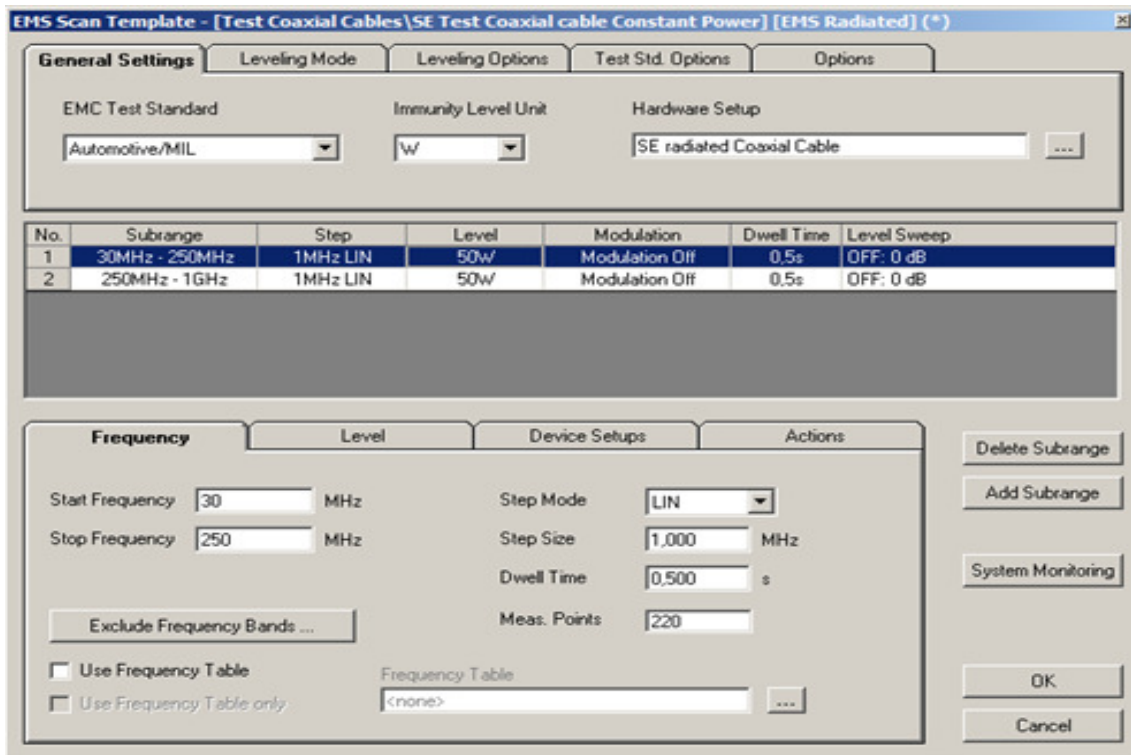


Figura 14 - Configurações utilizadas na faixa de frequência de 30 MHz a 250 MHz

A Figura 16 ilustra um gráfico referente à potência que deverá estar presente no cabo independentemente de pequenas e médias variações em sua impedância característica. Como se trata de um sistema em malha fechada quando a energia aplicada no cabo, devido à variação da impedância, fica inferior a 50 watts o gerador de RF irá aumentar o nível e conseqüentemente o amplificador aplica mais energia no condutor até que circule, no cabo, uma potência fixa de 50 watts. Esta energia foi estabelecida como invariável neste ensaio. Graças à capacidade de controle do software, essa potência é praticamente constante nas frequências de 240 MHz a 1 GHz. Por esta razão as comparações das medições físicas *versus* a simulação virtual serão realizadas de 240 MHz a 1 GHz.

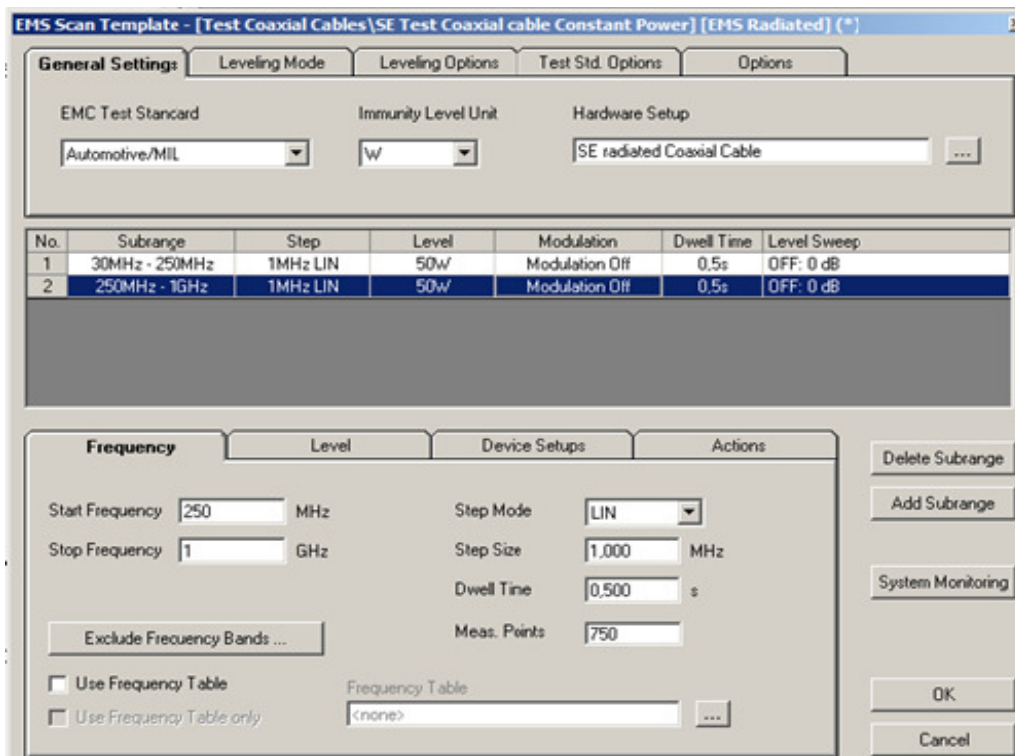


Figura 15 - Configurações utilizadas na faixa de frequência de 250 MHz a 1 GHz

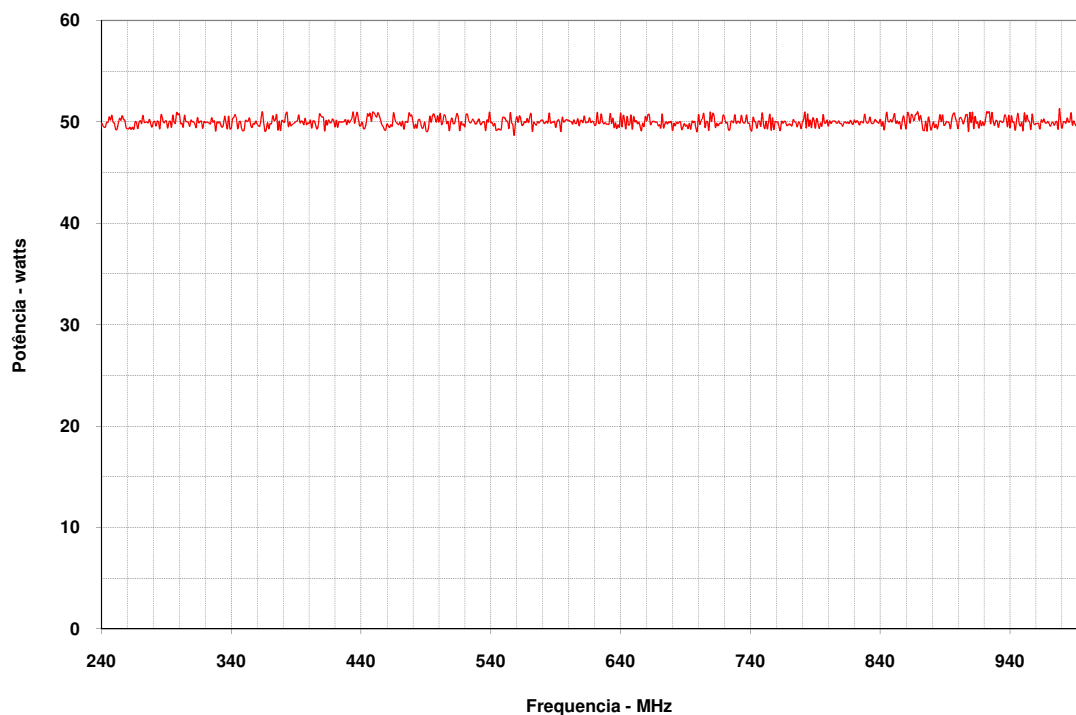


Figura 16 - Potência aplicada no cabo coaxial e bipolar - 50 watts



#### 4.2.2 O Software CST – MWS Microwave Studio

O programa CST-MWS® *Microwave Studio* emprega o método FIT (Finite Integration Technique) como simulador eletromagnético (CST, 2011). Este método numérico utiliza uma representação discreta das equações de Maxwell de forma a resolvê-las a partir da conservação de carga e energia. Desta forma, consegue-se obter uma convergência bastante estável (CST, 2011).

Nesta fase da dissertação é necessário fazer referência ao processo de modelagem virtual do cabo coaxial, clássico, modelo RG-58 e do cabo blindado bipolar através do simulador virtual CST MWS. Esta modelagem inicia-se com a escolha de um *template*, cujos parâmetros sejam os adequados à situação, ou seja, neste caso referente à modelagem de cabos blindados na faixa de frequência de 30 MHz a 1 GHz. As Figuras 17 e 18 apresentam alguns detalhes do modelo utilizado.

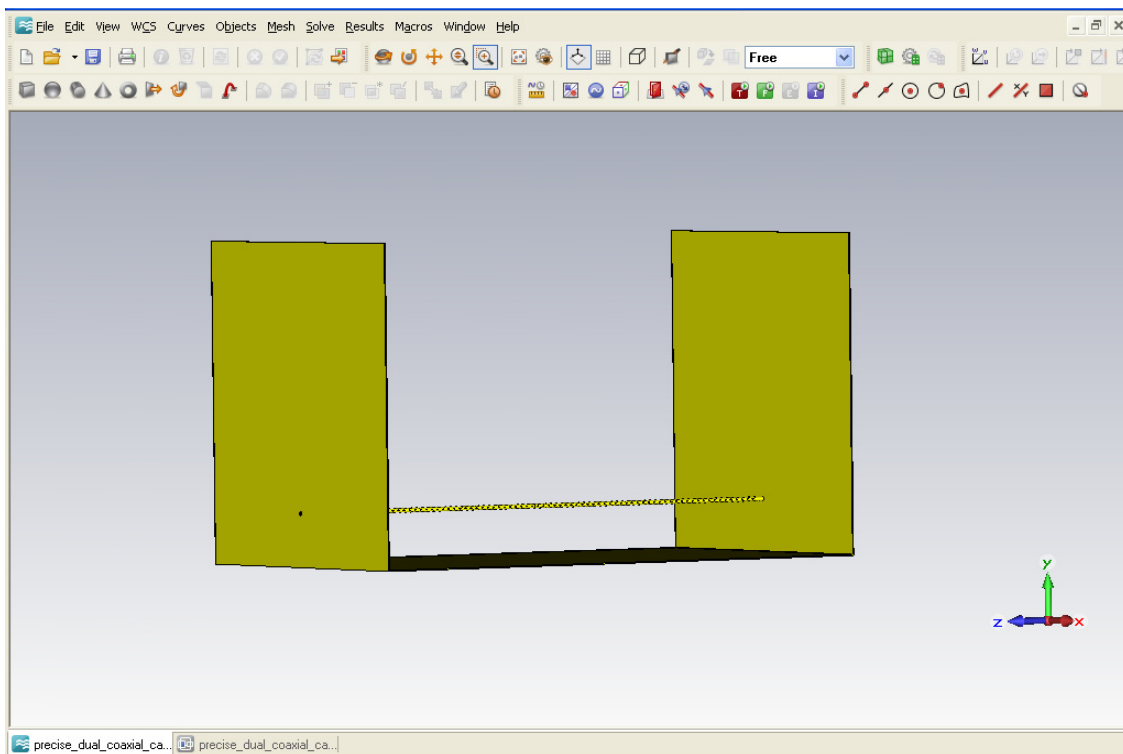


Figura 17 - Modelagem do cabo coaxial RG-58 com blindagem

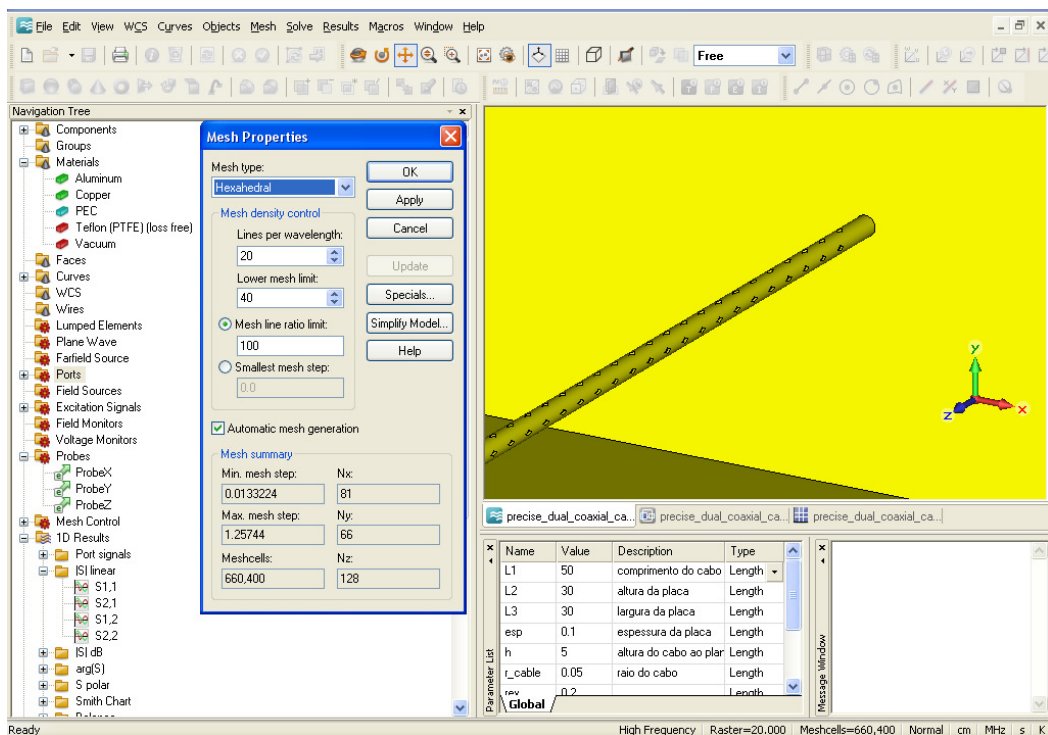


Figura 18 - Modelagem do cabo blindado bipolar com blindagem

Os parâmetros deste template, unidades, meio envolvente e fronteiras estão expostos na Figura e são referentes, no caso das unidades, à distância (cm) e à frequência (MHz). Na sequência são escolhidas as frequências limites, entre as quais a ferramenta de simulação computacional vai efetuar a varredura.

Nesse caso, a frequência central utilizada foi 515 MHz. Foi escolhida uma frequência mínima 30 MHz e como frequência máxima 1 GHz. Devido aos elevados valores de ondas estacionárias de 30 MHz a 240 MHz, as comparações dos valores simulados versus os medidos serão de 240 MHz a 1 GHz. O passo seguinte deste processo é a modelagem do plano de massa, do cabo coaxial e dos cabos bipolares.

A Figura 19 mostra as configurações da malha utilizada. As Figuras 20 e 21 ilustram os detalhes construtivos e as configurações utilizadas referentes à modelagem computacional do cabo coaxial, plano de massa, cabo blindado bipolar, a localização do sensor de campo e o tipo de alimentação utilizado.

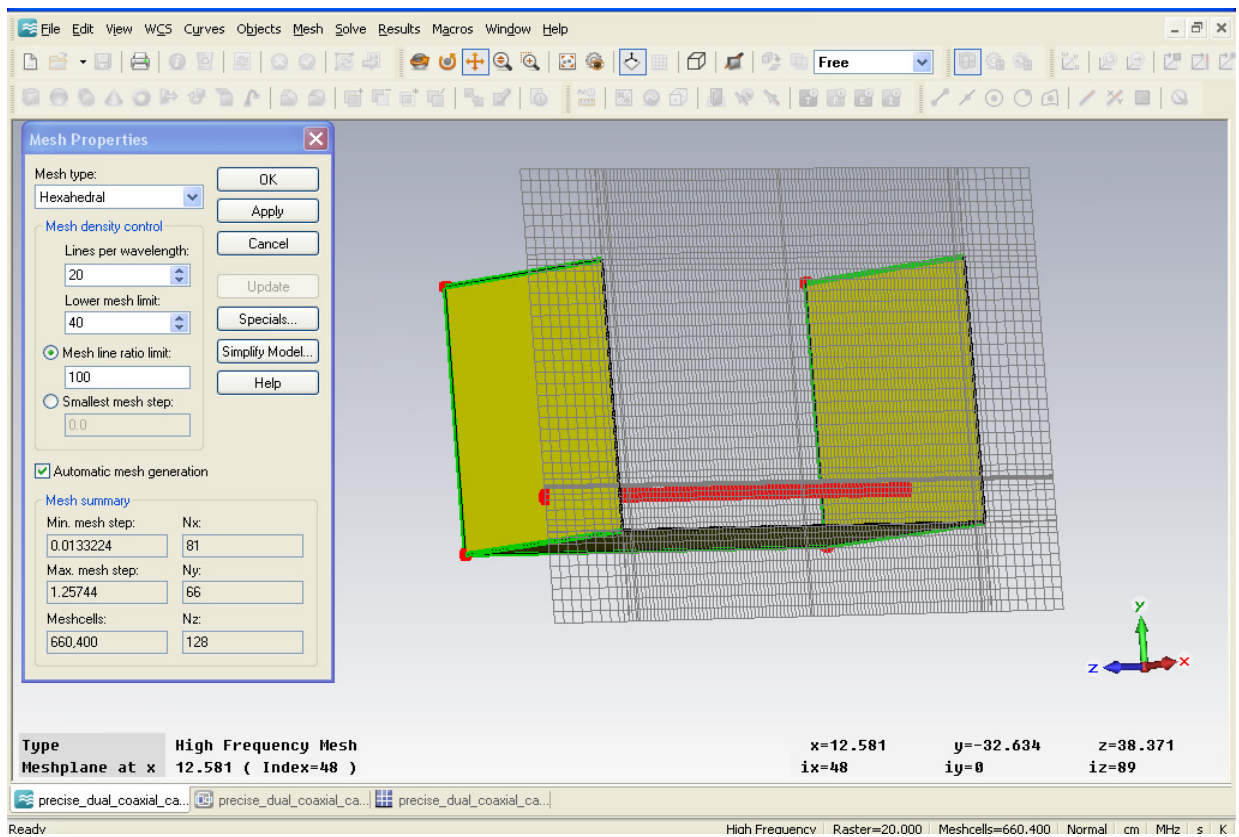


Figura 19 – Detalhes da malha utilizada

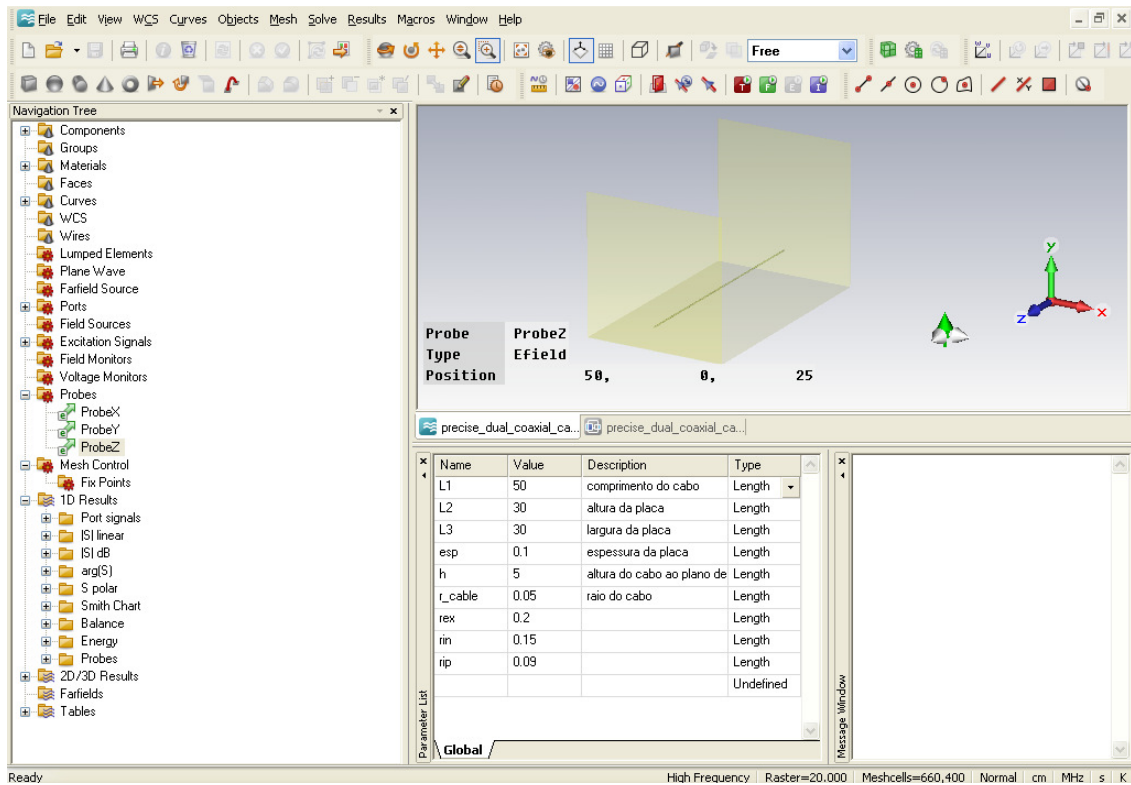


Figura 20 – Localização do sensor de campo elétrico virtual

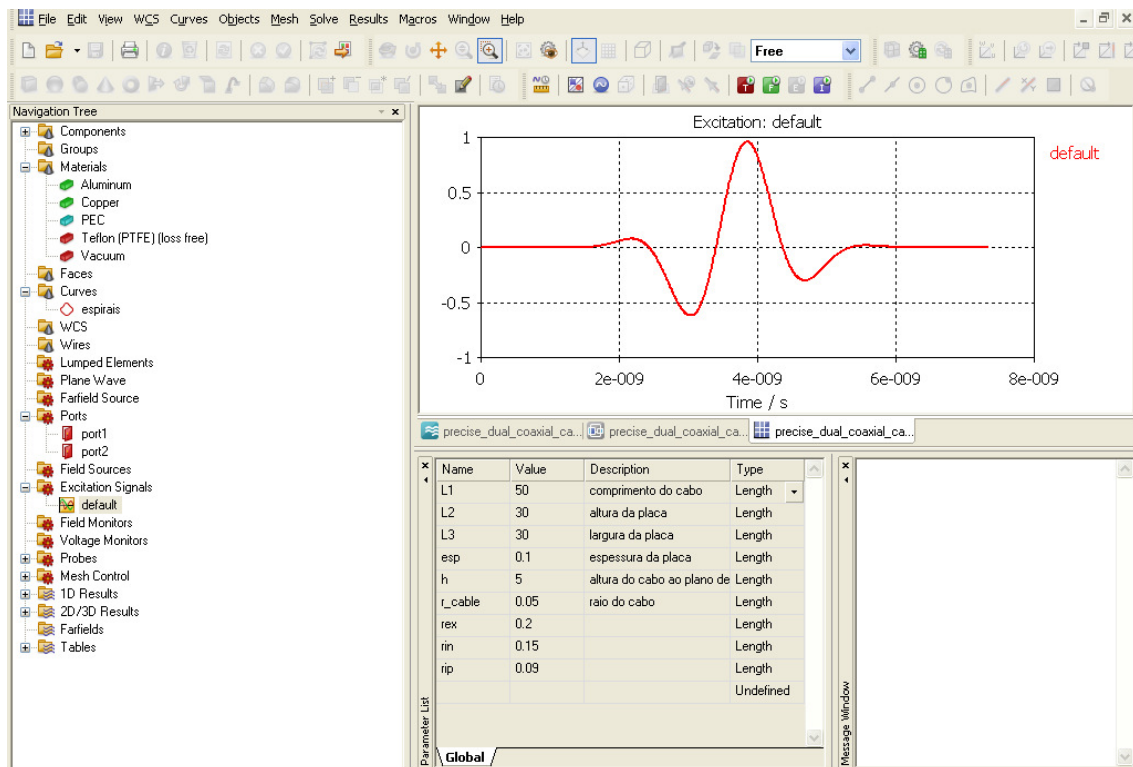


Figura 21 – Sinal de excitação utilizado

A Figura 21 apresenta o sinal de excitação padrão que foi aplicado nos condutores blindados RG-58 e bipolar.

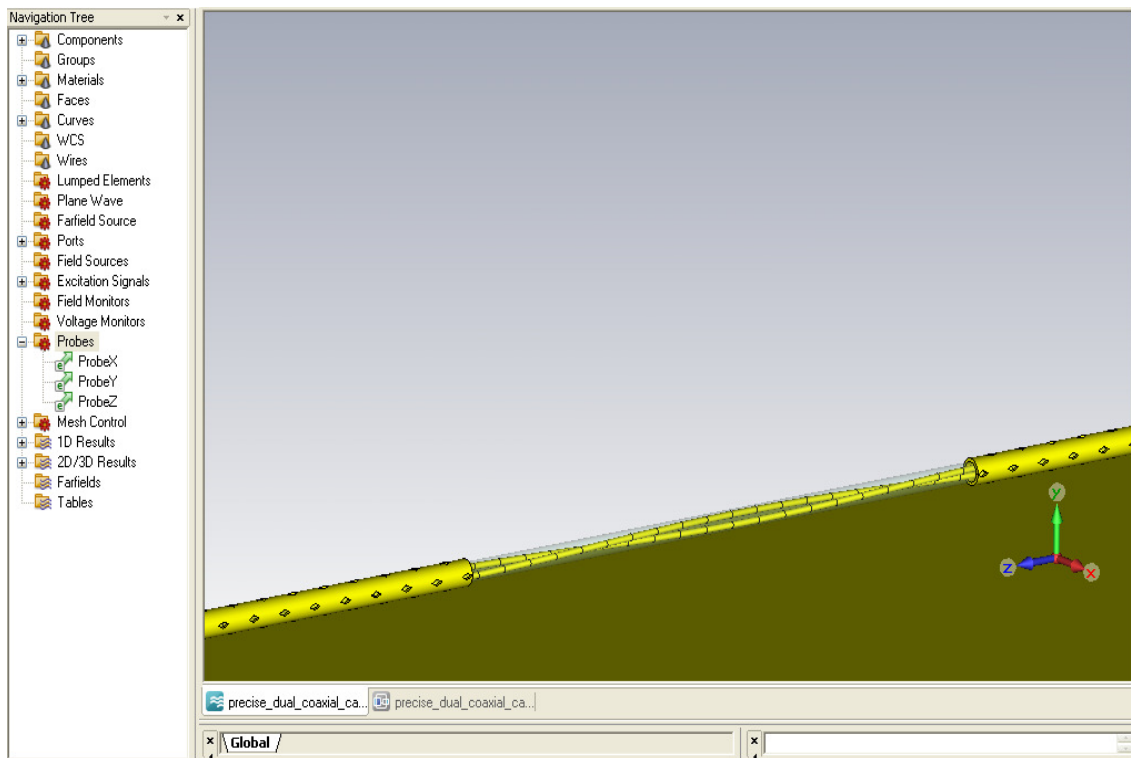


Figura 22 - Modelagem do cabo bipolar sem a blindagem

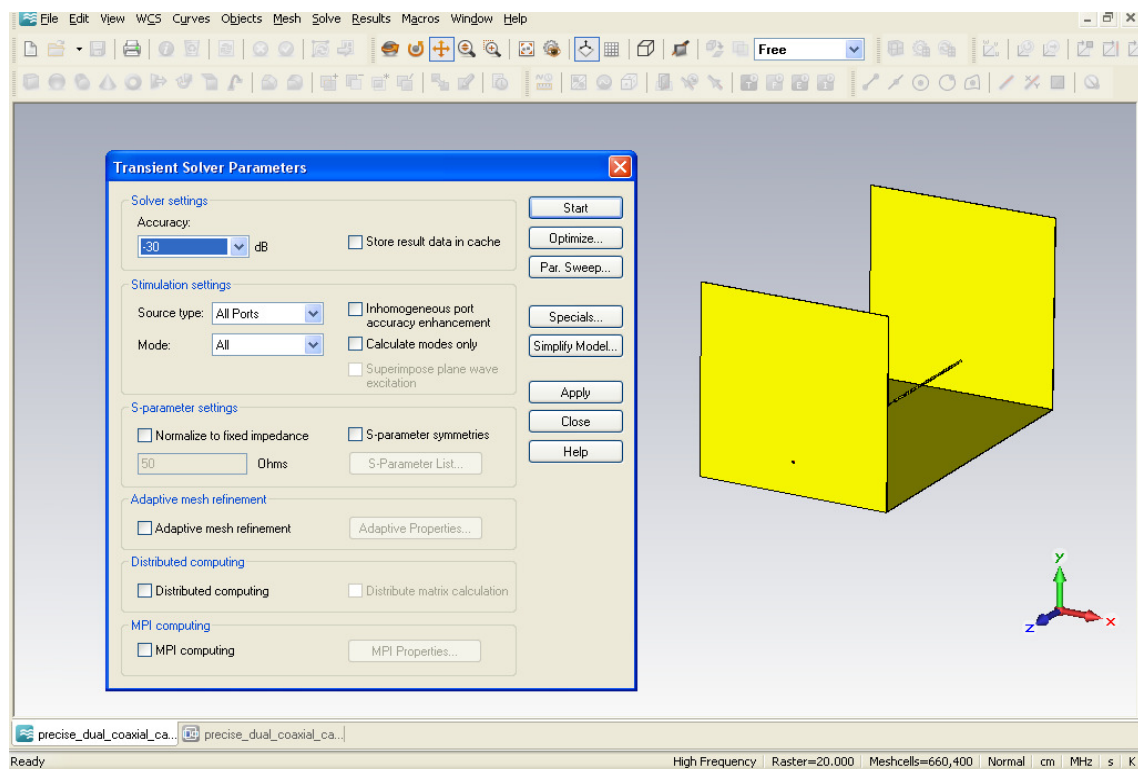


Figura 23 - Modelagem do cabo coaxial sem a blindagem

Nos cantos esquerdos e em outras partes das Figuras 21, 22 e 23 estão especificados os detalhes para a modelagem do cabo blindado bipolar, cabo RG-58 e do plano de massa. As simulações foram realizadas em um computador com processador Intel Core™2 Duo, 2.2 GHz e 4 GB de RAM, o tempo de simulação foi de aproximadamente 4 horas para cada modelo. Os furos virtuais, existentes na malha do modelo computacional, foram ajustados até ocorrer a melhor correlação, possível, com o valor medido.

## CAPÍTULO 5 – RESULTADOS E DISCUSSÃO

Neste capítulo, são apresentados o arranjo utilizado para a medição do fator de qualidade da blindagem e os resultados experimentais *versus* os simulados. O presente capítulo está disposto da seguinte maneira. Na Seção 5.1 é apresentado o arranjo e a justificativa para a sua utilização. Nas Seções 5.2, 5.3 e 5.4 são apresentados os resultados experimentais *versus* os resultados simulados. Na sequência é feita uma análise sobre os resultados obtidos.

### 5.1 ARRANJO UTILIZADO

A Figura 24 apresenta o arranjo utilizado, no interior de uma câmara blindada semi-anecóica, para a medição do fator de qualidade da blindagem do cabo coaxial RG-58 e cabos blindados bipolares. A Figura 25 apresenta o cabo RG-58 ensaiado. Com o objetivo de garantir as condições de precisão intermediária ou condições de reprodutibilidade, realizou-se primeiramente as medições com a blindagem e, em seguida, retirou-se a blindagem, 10 cm da malha, sem desfazer o arranjo (SANTOS et al, 2010).

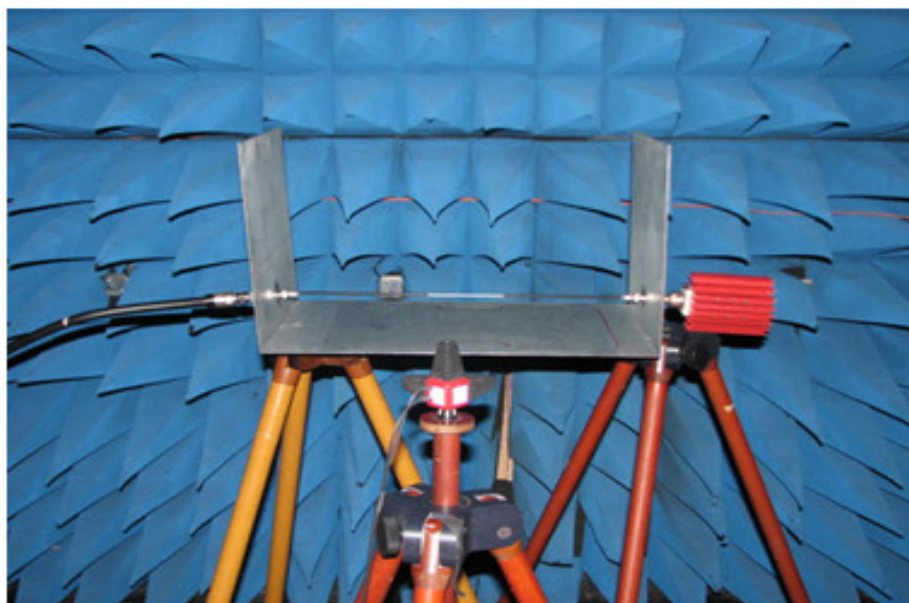


Figura 24 - Foto do arranjo utilizado para a medição do fator de qualidade da blindagem dos cabos RG-58 e bipolar

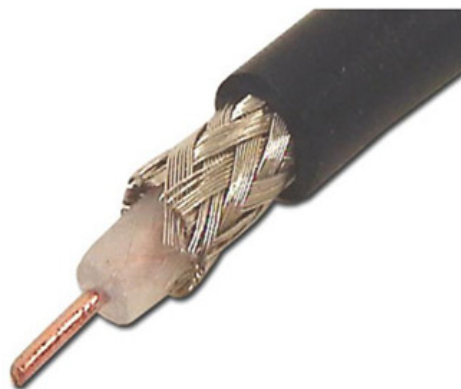


Figura 25 - Foto do cabo coaxial modelo RG-58

## 5.2 RESULTADO DA MEDIÇÃO DE RUÍDO DE FUNDO

A Figura 26 apresenta o ruído de fundo presente na parte interna da câmara blindada semi-aneecóica. Esse ruído não é considerado no modelo computacional e se torna relevante quando é realizada a medição do campo elétrico dos cabos RG-58 e bipolares com a blindagem. Nesta condição o condutor irradia pouca energia o que contribui para piorar a relação sinal/ruído.

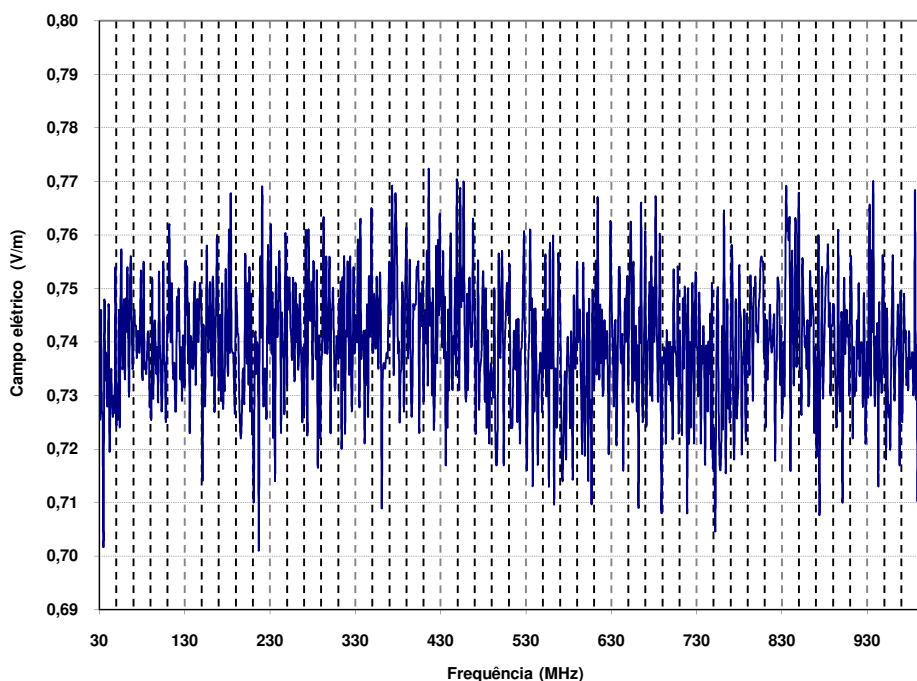


Figura 26 - Ruído de fundo da câmara blindada semi-aneecóica



---

Uma das técnicas que foi utilizada para minimizar os efeitos desse ruído de fundo foi a aplicação de uma potência constante no condutor de 50 watts. Mas mesmo com a aplicação de energia constante ainda é observada a influencia desse ruído no sinal medido.

Este ruído poderá aumentar com o envelhecimento da CBSA, do ponto de vista quantitativo irá depender também do local onde a câmara é instalada. Se a CBSA for instalada na Av. Paulista, este ruído irá aumentar bastante (SANTOS, 2002, 2006). Neste caso, como é inevitável a existência deste ruído devido à característica intrínseca de projeto, ele deverá ser controlado, ou seja, deve-se realizar uma medição mensalmente ou quando a CBSA apresentar problemas técnicos.

### **5.3 MEDIÇÕES *VERSUS* SIMULAÇÕES – CABO COAXIAL**

A Figura 27 mostra um resultado da medição referente à onda estacionária do ESE, cabo coaxial RG-58, com uma abertura de 10 cm na blindagem. Nas frequências iguais a 184 MHz, 221 MHz e 234 MHz, a máxima taxa de onda estacionária VSWR é igual a 100, ou seja, toda energia aplicada retorna para o amplificador de RF e isso ocorre devido a um descasamento de impedância que há entre o ESE, devido à abertura de 10 cm na malha do condutor, e a carga de 50 ohms (SANTOS, 2010).

Nas frequências de ressonância onde a reatância indutiva é igual à reatância capacitiva, observa-se que a onda estacionária é baixa mesmo com o condutor com a malha aberta. Nestas frequências o amplificador de RF irá enxergar o condutor sem as reatâncias e a carga de 50 Ohms.

O gráfico referente à onda estacionária do cabo RG-58 com a blindagem não foi apresentado. Neste caso como o cabo e a carga são de 50 ohms o VSWR é muito baixo e muito próximo de um valor unitário. Este fato ocorre porque há casamento de impedância da saída de RF do amplificador com a linha de transmissão, RG-58, e a carga, e praticamente, toda energia chegará ao resistor de carga. Essa afirmação somente não será válida para frequências

muito elevadas, acima de 1 GHz. Nesta situação poderão aparecer a parte indutiva e capacitiva da carga e uma elevada atenuação da linha de transmissão (SANTOS, 2009).

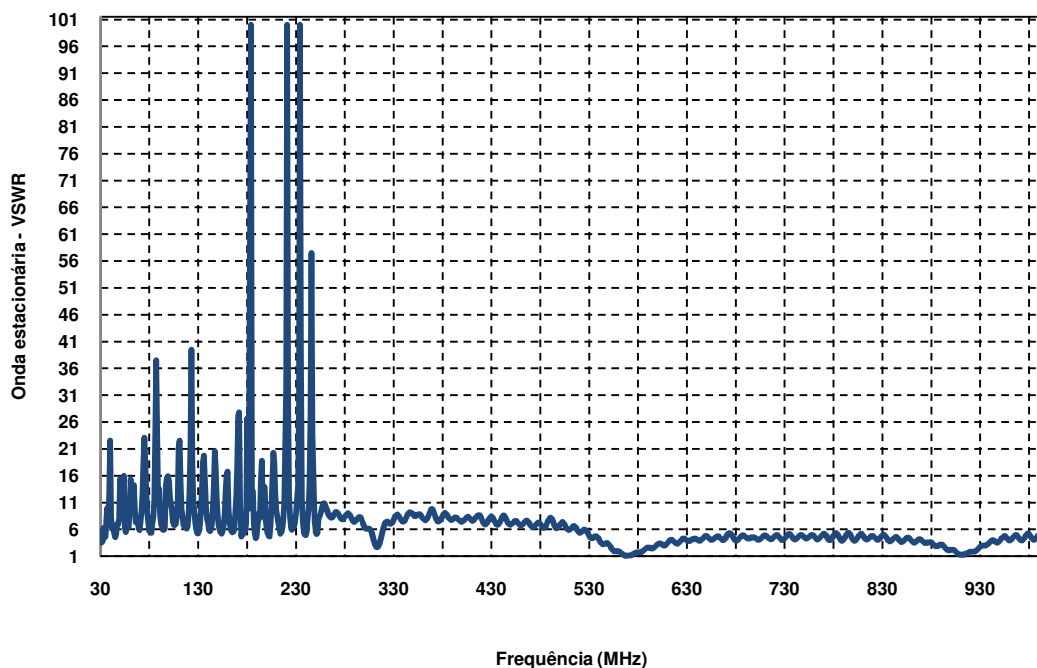


Figura 27 - Onda estacionária do cabo RG-58 sem a blindagem de 10 cm

Os resultados das medições *versus* os valores simulados virtualmente são apresentados nas Figuras seguintes. A Figura 28 ilustra o comportamento do cabo coaxial RG-58 com a blindagem, ou seja, o valor do campo elétrico medido *versus* o valor simulado. A modelagem computacional apresentada não levou em conta as imperfeições estruturais, como por exemplo, o ruído de fundo da câmara blindada semi-anecóica.

Nas medições, o ruído de fundo da CBSA é percebido nas faixas de 30 MHz a 70 MHz, de 220 MHz a 290 MHz e de 650 MHz a 780 MHz. Devido ao elevado valor da onda estacionária e o ruído de fundo da CBSA, as medições relevantes são de 240 MHz a 1 GHz. Neste caso, referente à medição e a simulação do cabo coaxial RG-58 seria muito interessante se o ruído, existente devido ao fator de blindagem da CBSA, estivesse presente na simulação. Uma outra saída para minimizar o seu efeito seria aplicar mais energia, por exemplo,

100 watts ou potências superiores, levando em conta a limitação do cabo (SANTOS, 2010).

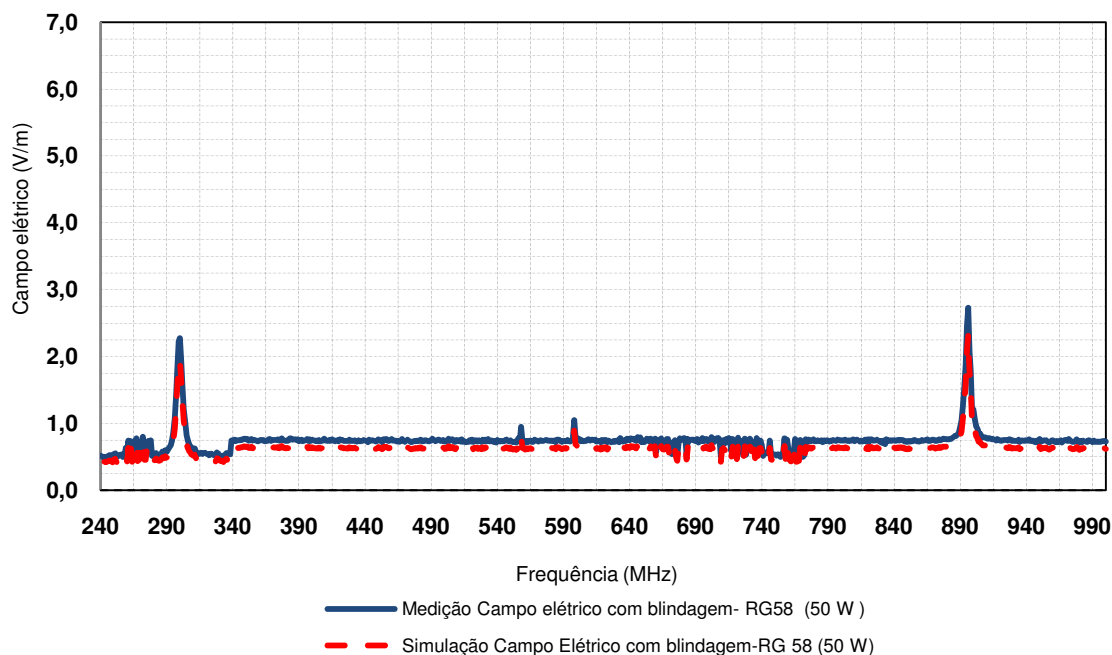


Figura 28 - Valor do campo elétrico medido referente ao cabo RG-58 *versus* o simulado, ambos sem a abertura de 10 cm na blindagem

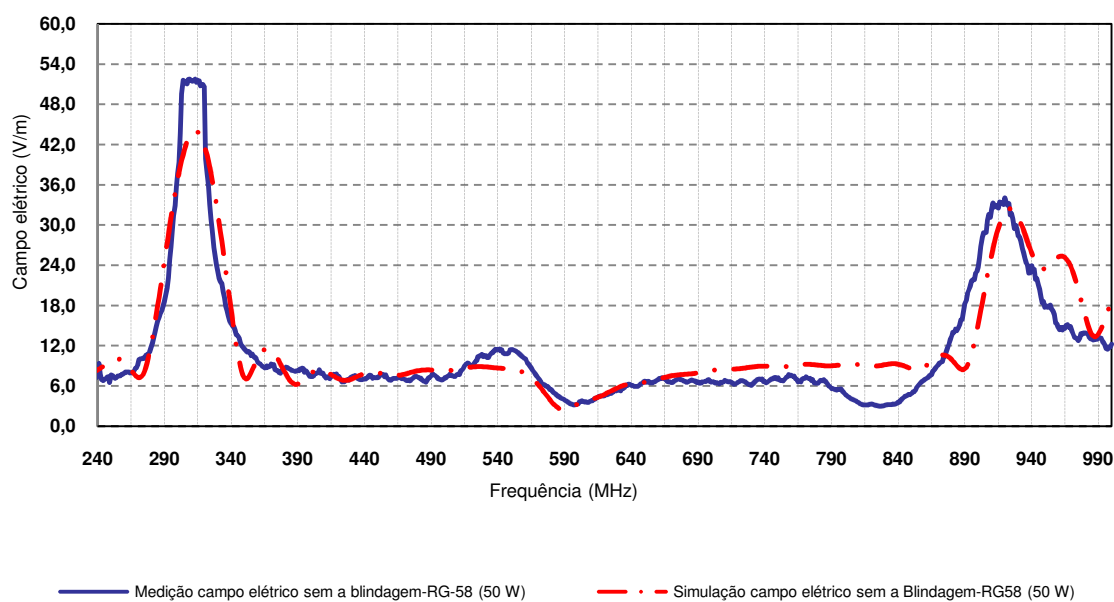


Figura 29 – Valor do campo elétrico medido *versus* o simulado, ambos com a abertura de 10 cm na blindagem do cabo RG-58

Na Figura 29, referente à medição e à simulação do campo elétrico irradiado do cabo RG-58 sem a blindagem na parte central do cabo, é observado que a relação sinal/ruído melhora, principalmente em frequências

acima de 300 MHz. O que permite assim uma melhor correlação entre os valores medidos e simulados, conforme DEMILT et al (1968), KIM e EOM (2007) e FOWLER (1992).

A melhor relação sinal ruído ocorre devido à abertura de 10 cm na malha, situação que contribui para o condutor irradiar mais energia com um funcionamento similar a uma antena monopólo de meio comprimento de onda, segundo KRAUS (1983) e BALANIS (2009).

Os valores medidos apresentam as seguintes características:

- ⤴ Influência da onda estacionária, VSWR, nas frequências iguais a 184 MHz, 221 MHz e 234 MHz impossibilitando, assim, a análise do fator da qualidade de blindagem nessas frequências;
- ⤴ Influência do ruído de fundo da CBSA entre 660 MHz e 770 MHz (CNPQ, 2008).

Comparando os valores medidos, cabo RG-58 sem a blindagem, com os resultados da simulação, observa-se uma boa correspondência principalmente nas frequências de ressonância, condição em que a onda estacionária é muito próxima de um valor unitário, e ocorre à máxima irradiação de energia melhorando assim a relação sinal/ruído.

Há uma exceção quando temos um comprimento de onda igual a  $\lambda / 4$  (SANTOS, 2008). Abaixo são demonstrados os cálculos e as relações entre dimensões físicas e o comprimento de onda.

Para  $50 \text{ cm} = 1,5 * \lambda$ , temos  $\lambda = 33,33 \text{ cm}$  e

$$f = \frac{v}{\lambda} \approx \frac{3 * 10^8}{33,33 * 10^{-2}} = 900 \text{ MHz} \quad (5.1)$$

Para  $\lambda = 50$  cm onde

$$f = \frac{v}{\lambda} \approx \frac{3 * 10^8}{50 * 10^{-2}} = 600 \text{ MHz} \quad (5.2)$$

Para  $50 \text{ cm} = \frac{\lambda}{2}$ , temos  $\lambda = 100$  cm e

$$f = \frac{v}{\lambda} \approx \frac{3 * 10^8}{100 * 10^{-2}} = 300 \text{ MHz} \quad (5.3)$$

Para  $50 \text{ cm} = \frac{\lambda}{4}$ , onde  $\lambda = 200$  cm e

$$f = \frac{v}{\lambda} \approx \frac{3 * 10^8}{200 * 10^{-2}} = 150 \text{ MHz} \quad (5.4)$$

A incerteza do sensor de campo elétrico utilizado foi avaliada como do tipo B é de +/- 1 dB na faixa de frequência de 240 MHz a 1 GHz. Para o cálculo apresentado na Eq. (5.5) assumiu-se uma distribuição retangular (ISO GUM, 2003).

$$U = \frac{1}{\sqrt{3}} = \pm 0,58 \text{ dB} \quad (5.5)$$

Segundo a norma CISPR 16-4-2, referência (IEC, 2003), a incerteza dessa medição na faixa de frequência de 30 MHz a 1 GHz poderá ser até +/- 5,2 dB.

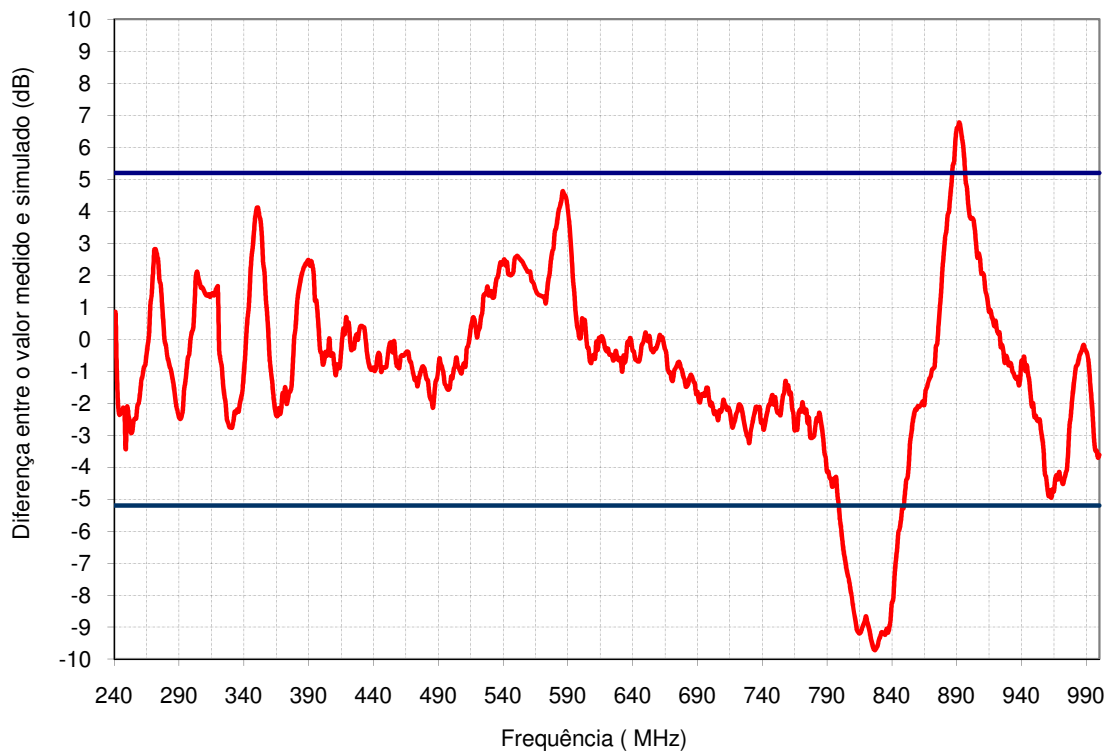


Figura 30 – Diferença entre o campo elétrico medido e o simulado com o cabo RG -58, ambos com a abertura de 10 cm na blindagem

O gráfico da Figura 30 mostra que a diferença entre o valor medido e o simulado no espectro de 240 MHz a 1 GHz é menor que  $\pm 5,2$  dB, exceto nas frequências de 800 MHz a 851 MHz e de 888 MHz a 896 MHz, atendendo assim a especificação da norma CISPR 16-4-2 no restante do espectro.

## 5.4 MEDIÇÃO VERSUS SIMULAÇÕES – CABO BLINDADO BIPOLAR

AFIGURA 31 apresenta o valor da onda estacionária, VSWR, presente no cabo bipolar com e sem a blindagem. Em ambas as situações os valores são elevados, exceto nas frequências de ressonância (OTIN et al, 2011). Nesse gráfico também é observado um alto valor de VSWR na faixa de 30 MHz a 230 MHz. Observa-se que de 200 MHz a 230 MHz o comportamento é um pouco similar ao apresentado na Figura 27 referente à onda estacionária do cabo coaxial RG-58.

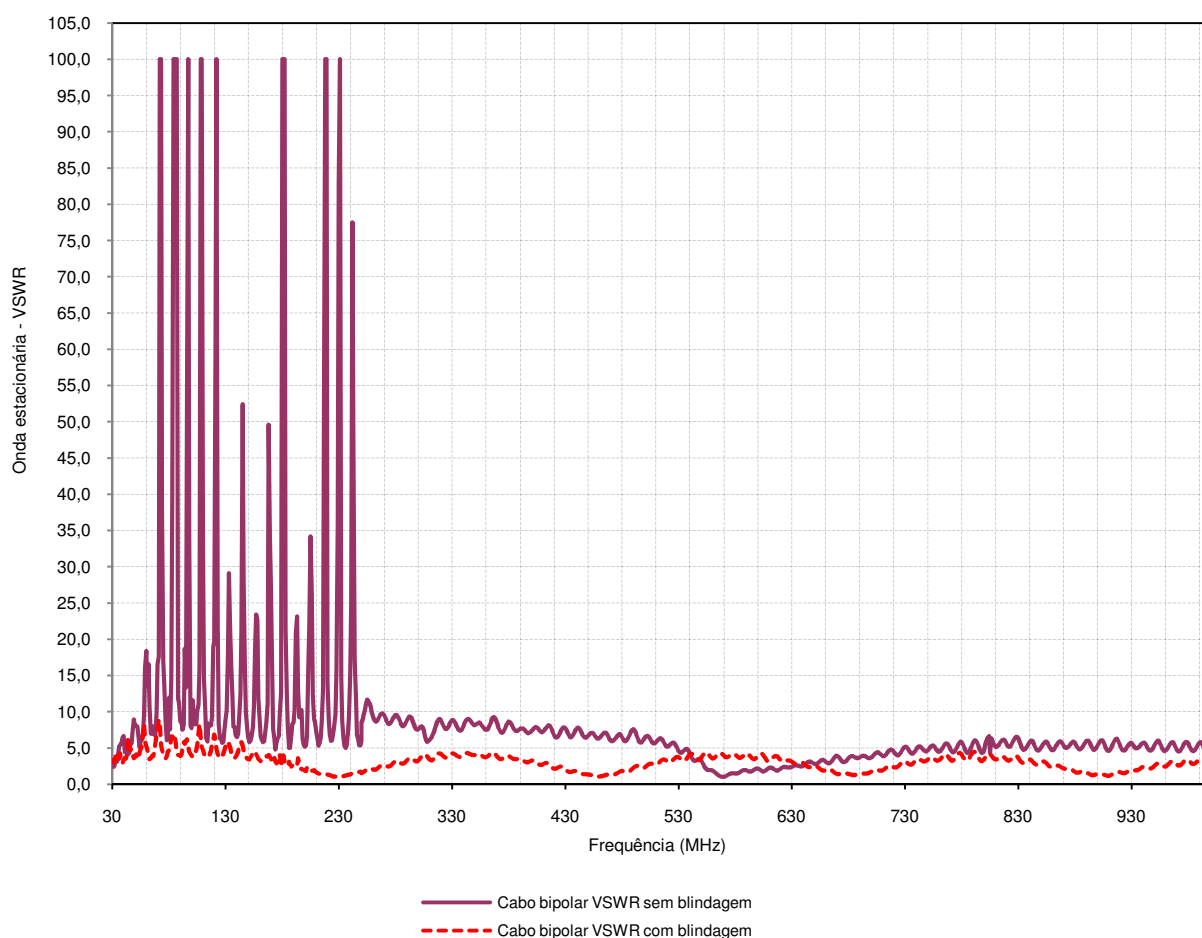


Figura 31 - Onda estacionária do ESE com blindagem *versus* sem blindagem

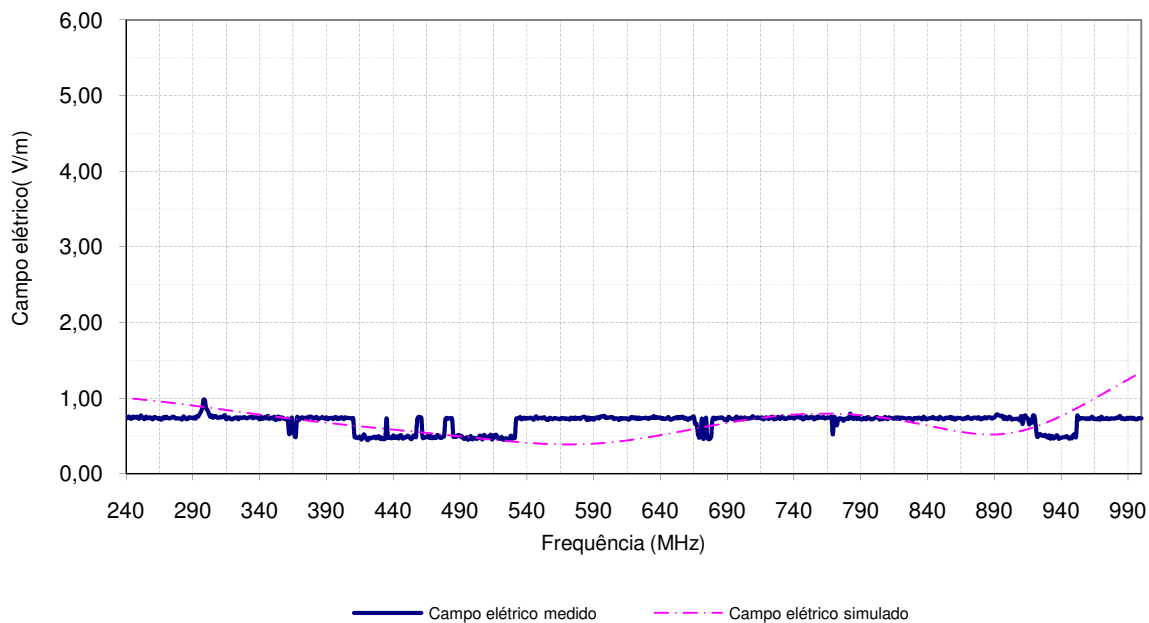


Figura 32 - Valor do campo medido *versus* o simulado, ambos sem a abertura de 10 cm na blindagem - cabo bipolar

A Figura 32 mostra que não há uma boa correlação do valor medido *versus* o simulado, mas não há diferenças superiores a  $\pm 5.2$  dB.

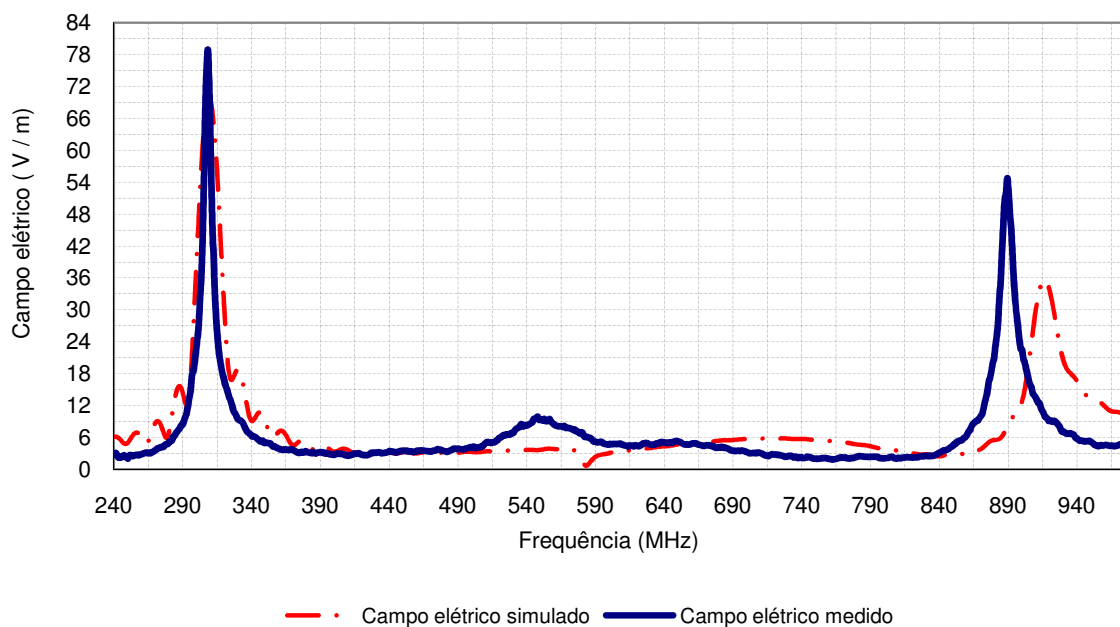


Figura 33 - Valor do campo medido *versus* o simulado, ambos com a abertura de 10 cm na blindagem - cabo bipolar



O gráfico da Figura 33 mostra que não há uma boa correlação do valor medido *versus* o simulado e que há diferenças superiores a  $\pm 5.2$  dB na segunda frequência de ressonância 906 MHz e em outras frequências.

Entretanto na primeira frequência de ressonância, 309 MHz, é observada uma boa correlação do sinal medido *versus* o valor simulado, nesta frequência o cabo também se comportou como uma antena monopólo, conforme KRAUS (1983) e BALANIS (2009).

O resultado simulado demonstra uma necessidade de refinar o modelo para que ele apresente uma melhor resposta na faixa de frequências de 523 MHz a 596 MHz, entre 704 MHz a 790 MHz e acima de 853 MHz (IEC, 2003). Há necessidade de melhorar o modelo também no início do espectro de 240 MHz a 364 MHz.

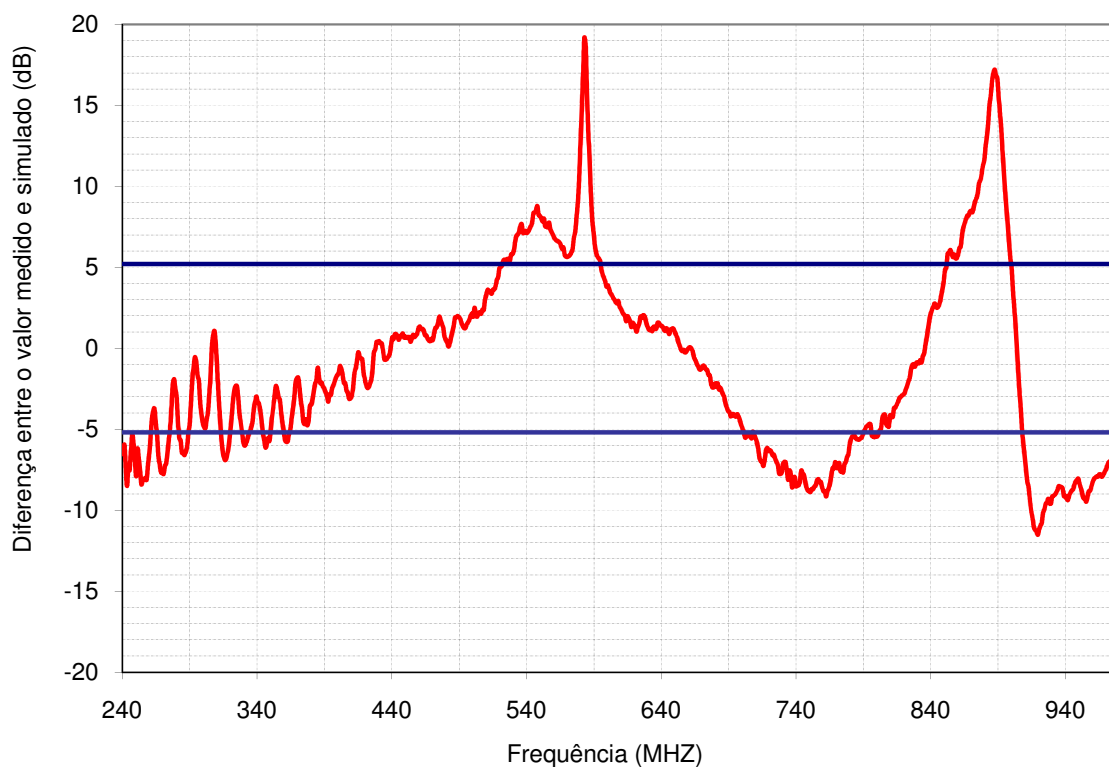


Figura 34 – Diferença entre o campo elétrico medido e o simulado com o cabo bipolar, ambos com a abertura de 10 cm na blindagem

---

## CAPÍTULO - 6 CONCLUSÃO

Um dos objetivos específicos deste trabalho foi determinar por meio de medições físicas e simulações computacionais, com o uso de um método simples e inovador, o fator de qualidade da blindagem de um cabo coaxial RG-58 e de um cabo blindado bipolar. As conclusões deste trabalho podem ser apresentadas pelos seguintes tópicos:

- ▲ Desenvolvimento de uma metodologia, simples e inovadora, para avaliação do fator de qualidade da blindagem de cabos coaxiais e bipolares, com base em medições e simulações virtuais (SANTOS et al, 2010);
- ▲ Redução de custo e tempo no processo de desenvolvimento de cabos coaxiais e bipolares;
- ▲ Um método capaz de verificar possíveis problemas, com ênfase no fator de qualidade da blindagem, de cabos coaxiais e bipolares durante a fase de prototipagem até o componente industrializado;
  
- ▲ **Cabo Coaxial RG-58:** No capítulo 5 observa-se claramente nos gráficos apresentados que o objetivo proposto, medição *versus* simulação, foi atingindo particularmente no cabo coaxial RG-58. As diferenças encontradas entre os valores medidos e simulados estão dentro da incerteza especificada pela CISPR 16-4-2 que é +/- 5,2 dB, exceto nas frequências de 800 MHz a 851 MHz e de 888 MHz e 896 MHz, atendendo assim a especificação da norma no restante do espectro.
  
- ▲ **Cabo Blindado:** No caso do condutor blindado bipolar, aproximadamente, 65 % da faixa de frequência estudada superaram o limite de +/- 5,2 dB. Uma das explicações para esse fato é que a impedância característica do cabo bipolar mesmo com a blindagem é 75 ohms enquanto o gerador é de 50 ohms resultando em menor potência disponível no ESE. Ademais, a complexidade da modelagem do cabo bipolar é maior do que o condutor RG-58.

---

Nas frequências de ressonâncias o coeficiente de onda estacionária se aproxima do valor unitário e há uma melhor correlação do valor medido com o simulado. Uma outra possível causa é que o modelo virtual não leva em consideração o ruído de fundo da câmara blindada semi-anecóica e durante a medição do condutor com a blindagem esse ruído está presente na medição.

A metodologia proposta somente poderá ser utilizada com amplificadores que possuem uma proteção contra elevados níveis de onda estacionária VSWR. As tecnologias dos amplificadores antigos e a falta de um sistema de controle em malha fechada não permitia a estabilização da potência, em condições de descasamento de impedância, dentro de largas faixas de frequências (240 MHz a 1 GHz).

Com o conhecimento e os resultados obtidos neste trabalho, citam-se abaixo alguns tópicos que poderão ser objeto de continuidade:

- ⤴ Aplicar no cabo uma potência superior a 50 watts com a finalidade de melhorar a relação sinal ruído, trabalhar com larguras de fendas inferiores a 10 cm com o intuito de diminuir a onda estacionária (VSWR);
- ⤴ Aplicar essa metodologia em frequências acima de 1 GHz e estudar o fator de qualidade da blindagem dos cabos coaxiais que operam nesta faixa;
- ⤴ Estudar qual é a relação entre fator de blindagem e a impedância de transferência nos cabos blindados e conectores;
- ⤴ Realizar medições com o arranjo próximo e distante das paredes da câmara blindada semi-anecóica, tendo como objetivo principal compreender a influência dos cones absorvedores nas medições;
- ⤴ Com a metodologia proposta e futuras melhorias no modelo computacional é possível realizar estudos em cabos blindados bipolares.

Esta dissertação teve seu trabalho divulgado em três eventos científicos, sendo eles: artigo publicado no XIV- *International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering – ISEF-2009, Arras, France*; uma publicação em um capítulo de um livro: *Computer Field Models of Electromagnetic* e um artigo publicado no SIMEA – Simpósio Internacional de Engenharia Automobilística Brasileiro.

---

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AGILENT, *Understanding the Fundamental Principles of Vector Network Analysis* Agilent application note 1287-1, 2000;

AGILENT, *User's Guide*. Agilent Technologies 8712ES and 8714ES RF Network Analyzers, 2001;

AGILENT, *Network Analyzer Basics* Agilent Technologies, 2000;

ARRL, *The ARRL Antenna Book*. In: The American Radio Relay League, 1997;

BALANIS, C. A. *Teoria de Antena*. In: *Análise e Síntese*. Rio de Janeiro: LTC, 2009, vol 1;

CNPQ, *Correlação de Medidas de Campos Eletromagnéticos Irradiados em Câmaras Semi-Anecóicas de Grande Porte e de Dimensões Reduzidas*. São Paulo: CNPQ, 2008;

CST MICROWAVE STUDIO CST Computer Simulation, Technology; AG. Disponível na Internet em <<http://www.cst.com/Content/Products/MWS>> Acessado em 06/06/2011;

DE LEO, R. et al, *A Simple But Effective Way for Cable Shielding Measurement*. In: *Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 41, n°3 august, 1999;

DEMILT, M.D. et al, *Resonance Properties of the Shield of a Coaxial Cable over a Ground Plane*;

DÉMOULIN, B.; KONÉ, L., *Shielded Cables Transfer Impedance Measurement: Electromagnetic Compatibility* IEEE Transactions, 2010;

DONALD, R. J. and MARDIGUIAN, Michel, *Electromagnetic Shielding*. In: *Interference Control Technologies Virginia: Gainesville, 1988*;

---

DUFF, W. G., *Electromagnetic Compatibility in Telecommunications: Interference Control Technologies*. Virginia: Gainesville, 1988;

EMC32, *EMC measurement software*. Disponível na Internet em <<http://www2.rohde-schwarz.com/product/EMC32.html>>. Acessado em 23/06/2011;

ESTEVEZ, Luiz C., *Antenas Teoria Básica e Aplicações*, São Paulo: McGraw Hill, 1980;

FOURIE, A. P. C. et al, *Simple Technique for the Measurement of the Transfer Impedance of Variable Length Coaxial Interconnecting Leads*. In: Transactions on Electromagnetics Compatibility, vol. 40, n. 2, 1998;

FOWLER, E.P. *Cables and Connectors: Their Contribution to Electromagnetic Compatibility* IEEE-EMC Symposium 1992, pp. 329-333;

FOWLER, E.P. *Test rigs for ZT Measurements at high frequency*. SC 46AWG 1 (Fowler), 1973;

HALME, L.K., *Development of IEC cable shielding effectiveness standards*. IEEE EMC Symposium, 1992, pp. 321-328;

IEEE, *Transactions Electromagnetic Compatibility*. EMC-10, N. 1, 1968;

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS – IEEE, *Standard Method for Measuring the Effectiveness of Electromagnetic Shielding Enclosures*. IEEE, 2006;

IPT- Instituto de Pesquisas Tecnológicas; Disponível na Internet em <[http://www.ipt.br/ipt\\_na\\_midia/102-compatibilidade\\_eletromagnetica.htm](http://www.ipt.br/ipt_na_midia/102-compatibilidade_eletromagnetica.htm)> Acessado em 28/09/2011;

---

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *Technical Report: Metallic communication cable test methods: Electromagnetic compatibility (EMC) – Relationship between surface transfer impedance and screening attenuation, recommended limits.* International Electrotechnical Commission Central Office, 2007;

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *Electromagnetic Compatibility Metallic Communication Cables Test Methods: Screening and Coupling Attenuation. Injection clamp method.* International Electrotechnical Commission Central Office, 2003;

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *International Special Committee on Radio Interference Document: Uncertainties, Statistics and Limit Modelling.* International Electrotechnical Commission Central Office, 2003;

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *Technical Report: Metallic communication cable test methods: Electromagnetic compatibility (EMC) – Introduction to electromagnetic (EMC) screening measurements.* International Electrotechnical Commission Central Office, 2010;

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, *International Special Committee on Radio Interference Document (CISPR 25), International Electrotechnical Commission Central Office, 2008;*

ISO GUM, I. ABNT and P.R.H.M. SBM. *Guia para a expressão da incerteza de medição.* Rio de Janeiro, Inmetro, 2003;

KIM, Dong H.; EOM, Hyo J. *Radiation of a Leaky Coaxial Cable With Narrow Transverse Slots.* In: *Transaction on Antennas and Propagation.* IEEE, vol. 55, n. 1, 2007;

KRAUS. J. D. *Antenas.* Rio de Janeiro: Koogan, 1983;

---

MADLE, P.J., *Cable and connector attenuation and transfer impedance measurements using quadraxial and quintaxial test methods. Symposium*, 1975;

MALIK, Hitendra K.; SINGH, A. K., *Engineering Physics*, 2010. Tata McGraw-Hill;

NOGUEIRA, A. F. L. *Analysis of Cylindrical Coaxial Cables Using the Finite Element Technique*. In: *Revista Brasileira de Ensino de Física*, 2007, v. 29, n. 4, p. 565-573;

OTIN, Ruben et al., *Finite Element Model for the Computation of the Transfer Impedance of Cable Shields*. In: *Transactions on Electromagnetics Compatibility*, vol. 40, n. 17, 2011;

PAUL, C.R. *Introduction to Electromagnetic Compatibility*. New York: John Wiley & Sons Inc., 2006;

PIRES, R. S. S. *Investigação de uma Nova Metodologia Para Ensaios de Suscetibilidade Eletromagnética em Veículos Automotivos*. Tese de Doutorado. Universidade Federal de Minas Gerais. Belo Horizonte ; UFMG, 2008;

PRIMIANI, V. M. et al., *Modeling of the Reverberation Chamber Method for Determining the Shielding Properties of a Coaxial Cable*. In: *Transactions on Electromagnetics Compatibility*, vol. 40, n. 2, 2008;

SANTOS, K. M. G. et al., *Measure of the Shielding Effectiveness in Coaxial Cables*. In: *XIV International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics Electrical and Electronic Engineering*. ARRAS- France, 2009a;

SANTOS, K. M. G et al., *Qualitative and Quantitative Analysis of the CISPR 25*. In: *II Colloquium SAE BRASIL de Eletro-Eletrônica Embarcada*. Resende, 2009b;



---

SANTOS, K. M. G. et al., *Medição do Fator de Blindagem em Cabos Coaxiais*. Simpósio Internacional de Engenharia Automotiva. São Paulo, 2008a;

SANTOS, K. M. G. et al., *Measure of the shielding effectiveness in coaxial cables*. Amsterdam. V. 1, p. 540-548, IOS Press: ISSN:1383-728,2010;

Santos, K. M. G., Santos L. A. L., Santos C. H. G., *Análise Espectral de Sinais Eletromagnéticos na Banda VHF-FM Aplicada a Veículos*, AEA, 2008b;

SANTOS, C. H. G et al., *Some Experience in Computational Modeling and Vehicles EMC*. In: Experiments Inside a Reduced Half Anechoic Chamber. Induscon, 2008;

SANTOS, C. H. G. et al., *Simulation of Automotive Vehicles. EMC Experiment Considering Neamess to an Anechoic Wall*, 2009 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference. IMOC, 2009;

SANTOS, K. M. G. e BATALHA, R.M.S, *Aquisição em Campo e Simulação em Câmara Blindada Semi-Anecóica de Sinais Eletromagnéticos FM*. In: Iniciação Científica: Destaques Belo Horizonte: PUC Minas, 2006, v. 1, p. 175-186;

SANTOS, G. *Considerações do Ambiente Eletromagnético Urbano na Análise de Interferência em Veículos Automotores*. Dissertação de Mestrado. Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. São Paulo:POLI-USP, 2002;

SANTOS, L. A. L. *Análise Experimental do Ensaio Veicular de Imunidade a Campos Eletromagnéticos Radiados em Câmara Semi-anecóica de Pequeno Porte*. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Minas Gerais. Belo Horizonte: UFMG, 2007;

SMITHERS, B.W. *The Screening characteristics of coaxial cables and connectors*. ERA Report, pp. 1982, 320;

TAGHIVAND, Mazhareddin. *Correlation between Shielding Effectiveness and Transfer Impedance of Shielded Cable*. Pesadena: California Institute of Technology. s.d;

XIE et al, Haiyan. *Spice Models to Analyze Radiated and Conducted Susceptibilities of Shielded Coaxial Cables*. In: Transactions on Elettromagnetics Compatibility, vol. 52, n. 1, 2010;