



**KLS**

# Compatibilidade e Interferência Eletromagnética



# Compatibilidade e Interferência Eletromagnética

---

Claudio Ferreira Dias  
Márcio Sirovec de Castilhos  
Andréa Acunha Martin

© 2019 por Editora e Distribuidora Educacional S.A.

Todos os direitos reservados. Nenhuma parte desta publicação poderá ser reproduzida ou transmitida de qualquer modo ou por qualquer outro meio, eletrônico ou mecânico, incluindo fotocópia, gravação ou qualquer outro tipo de sistema de armazenamento e transmissão de informação, sem prévia autorização, por escrito, da Editora e Distribuidora Educacional S.A.

#### **Presidente**

Rodrigo Galindo

#### **Vice-Presidente Acadêmico de Graduação e de Educação Básica**

Mário Ghio Júnior

#### **Conselho Acadêmico**

Ana Lucia Jankovic Barduchi

Danielly Nunes Andrade Noé

Grasiele Aparecida Lourenço

Isabel Cristina Chagas Barbin

Thatiane Cristina dos Santos de Carvalho Ribeiro

#### **Revisão Técnica**

Marcio Aparecido Artero

Rafael Schincariol da Silva

Ricardo Augusto de Araújo

#### **Editorial**

Elmir Carvalho da Silva (Coordenador)

Renata Jéssica Galdino (Coordenadora)

#### **Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)**

Dias, Claudio Ferreira

D541c Compatibilidade e interferência eletromagnética / Claudio Ferreira Dias, Márcio Sirovec de Castilhos, Andréa Acunha Martin. – Londrina : Editora e Distribuidora Educacional S.A., 2019.

200 p.

ISBN 978-85-522-1458-8

1. EMC. 2. Interferência. 3. Espectro magnético. I. Dias, Claudio Ferreira. II. Castilhos, Márcio Sirovec de. III. Martin, Andréa Acunha. IV. Título.

CDD 620

Thamiris Mantovani CRB-8/9491

2019

**Editora e Distribuidora Educacional S.A.**

Avenida Paris, 675 – Parque Residencial João Piza

CEP: 86041-100 — Londrina — PR

e-mail: editora.educacional@kroton.com.br

Homepage: <http://www.kroton.com.br/>

# Sumário

---

Unidade 1	
Introdução à compatibilidade eletromagnética.....	7
Seção 1.1	
Introdução à compatibilidade eletromagnética.....	9
Seção 1.2	
Requisitos e normas de compatibilidade eletromagnética .....	20
Seção 1.3	
Técnicas de medição e análise.....	33
Unidade 2	
Interferência eletromagnética.....	46
Seção 2.1	
Fontes de interferência eletromagnética.....	48
Seção 2.2	
Elementos passivos de circuito sujeitos a interferência eletromagnética .....	61
Seção 2.3	
Aterramentos, blindagens e filtros.....	75
Unidade 3	
Propagação de ondas guiadas .....	90
Seção 3.1	
Princípios básicos de propagação em guias de onda retangulares.....	91
Seção 3.2	
Equações de campo em guias de onda.....	108
Seção 3.3	
Sistema de comunicação por fibras ópticas.....	133
Unidade 4	
Teoria de antenas .....	158
Seção 4.1	
Propriedades gerais das antenas .....	160
Seção 4.2	
Tipos de antenas .....	174
Seção 4.3	
Equação de transmissão e radares.....	186



# Palavras do autor

---

Você pode não perceber, mas os problemas causados pela interferência eletromagnética e suas soluções têm um grande impacto em sua vida. Devemos observar que, nos últimos 50 anos, houve um dramático aumento no número de fontes que emitem ondas de rádio. Computadores pessoais, rádios portáteis, telefones celulares e dispositivos *wireless* se tornaram mais prevalentes no ambiente contemporâneo. Pela evidência de ganhos na produtividade proporcionada pelo uso de tais dispositivos, é muito improvável que a utilização de instrumentação e tecnologia *wireless* diminua (de fato, um uso muito maior é o esperado). Junto com os benefícios que esses dispositivos proveem, há, por outro lado, grandes chances de ocorrer aumento de interferência entre dispositivos com consequências fatais, por exemplo, se considerarmos um ambiente hospitalar. É de grande importância que a área da engenharia e os profissionais estejam atentos às complexas interações que esses dispositivos estabelecem entre si. Soluções em compatibilidade eletromagnética reduzem significativamente as chances de falha por interferência e podem garantir a prevenção de fatalidades.

Neste nosso estudo, o objetivo será apresentar para você a importância dos efeitos da interferência eletromagnética e garantir que você tenha adquirido as habilidades necessárias para aplicar as soluções adequadas. Nosso compromisso será o de guiá-lo ao longo dos conteúdos apresentados aqui e sua missão é se dedicar aos estudos. Assim, ao final deste curso, você estará apto a compreender os conceitos de compatibilidade eletromagnética. Nós dividimos, então, o conteúdo da seguinte forma:

Na Unidade 1, você aprenderá sobre a história da compatibilidade eletromagnética, conceitos de técnicas de medição e análise, para obter uma visão geral sobre os requisitos, e normas de compatibilidade eletromagnética.

Na Unidade 2, você avançará mais, aprendendo sobre fontes de interferência eletromagnética, elementos passivos de circuitos sujeitos à interferência eletromagnética e soluções em aterramentos, blindagens e filtros.

Na Unidade 3, você aprenderá mais sobre princípios básicos de propagação em guias de onda retangulares, equações de campo em guias de onda e sistemas de comunicação por fibra óptica.

Por fim, a Unidade 4 encerrará o assunto apresentando-lhe as propriedades gerais e os tipos de antenas, além de, finalmente, a equação de transmissão e radares.

Trabalhamos muito para produzir um conteúdo interessante, que sustente a sua empolgação durante todo o curso. Esperamos que o resultado de seus estudos lhe proporcione habilidades de alto nível e sucesso em sua carreira.

# Unidade 1

---

## Introdução à compatibilidade eletromagnética

### Convite ao estudo

Caro estudante,

Gostaríamos de convidá-lo a observar fatos típicos presentes a sua volta e perceber características interessantes no comportamento das pessoas. Não é difícil perceber que todas as pessoas estão usando dispositivos eletrônicos na maior parte do tempo. Seja para entretenimento ou trabalho, a utilização desses dispositivos continua preenchendo mais e mais minutos do nosso cotidiano. Não seria audacioso dizer que seria um golpe duro no estilo de vida das pessoas se a tecnologia simplesmente desaparecesse.

A tecnologia gerou um impacto profundo sobre a sociedade civil moderna, encurtando distâncias, melhorando o diagnóstico e o tratamento de doenças, e até substituindo pessoas em trabalhos repetitivos com o advento da inteligência artificial. Atualmente, é fato que o acesso às redes de informação causa um grande impacto em sua vida e permite, por exemplo, ter acesso instantâneo a um acervo sem fim de conhecimentos com apenas o deslizar de dedos. É importante reconhecer que a existência desse tipo de bens e serviços é possível apenas pelo fato da existência de um ambiente muito bem orquestrado. Os dispositivos eletrônicos atuais podem ser representados por pessoas bem-educadas, que sabem muito bem quando ouvir e falar. Assim, o acesso à informação proporcionado pelo dispositivo é apenas o resultado de um trabalho coordenado, planejado pelos projetistas destes sistemas. Vamos começar os primeiros passos que você deve dar para aprender sobre a história da compatibilidade eletromagnética, sobre conceitos de técnicas de medição e análise, para que você obtenha uma visão geral sobre os requisitos e normas de compatibilidade eletromagnética.

Uma grande empresa fabricante de dispositivos de comunicação sem fio, pela qual você acabou de ser contratado, comercializa uma ampla variedade de produtos sem fio e passou por uma grande expansão durante os últimos dois anos. O seu papel vai ser garantir que os equipamentos desenvolvidos estejam em conformidade com as normas e exigências da Agência Nacional de telecomunicações (Anatel). Nos últimos meses, a empresa tem sofrido com problemas relacionados a equipamentos que estão causando interferência e, por isso, estão sendo recolhidos. Felizmente você foi preparado em uma boa escola e agora está certificado em compatibilidade e interferência

eletromagnética para aplicar as ferramentas que aprendeu. Uma equipe foi montada para discutir a direção da nova linha de produção dos produtos sem fio, e você deve guiar seus colegas para que evitem novos problemas, instruindo-os sobre requisitos a que os novos equipamentos devem atender e garantir que as normas sejam seguidas.

Assim, a atividade de seu aprendizado vai ser dividida em três seções. Na Seção 1.1, vamos estudar alguns aspectos básicos da teoria da compatibilidade eletromagnética e conhecer um pouco da história desse tema. Na Seção 1.2, vamos aprender sobre a legislação estabelecida atualmente, necessária para garantir um funcionamento harmonioso entre dispositivos, que regula a operação e o funcionamento de equipamentos eletrônicos. Na Seção 1.3, vamos conhecer componentes que podem causar interferência, entender as técnicas de medição e analisar problemas relacionados à interferência eletromagnética. Com esse percurso de estudos em mente, reflita sobre o impacto da existência de soluções em compatibilidade eletromagnética sobre o funcionamento de equipamentos eletrônicos. Além disso, reflita também sobre os possíveis cenários em que as soluções em compatibilidade eletromagnética são inadequadas ou não são levadas a sério.

Vamos nessa? Bons estudos!

## **Introdução à compatibilidade eletromagnética**

### **Diálogo aberto**

Caro estudante, o esforço despendido para harmonizar as tecnologias de comunicações que conhecemos hoje foi um processo de longos anos de pesquisa. Entretanto, uma forma de entender esse processo seria investigar as bases históricas da ciência que culminaram no conhecimento dos conceitos sobre compatibilidade eletromagnética que conhecemos atualmente. Desta forma, é interessante conhecermos as bases históricas e sabermos como aplicar os conhecimentos para resolver problemas relacionados com interferência eletromagnética. Ao longo desta seção, vamos juntos conhecer tudo o que é preciso para desempenhar seu trabalho.

Começaremos, então, pela descrição dos principais aspectos da compatibilidade eletromagnética. Em seguida, conheceremos fatos da história da compatibilidade eletromagnética e buscaremos entender a importância de seu surgimento. Além disso, vamos introduzir algumas dimensões elétricas importantes dessa área de estudo e conhecer também algumas ferramentas matemáticas, como o decibel, e unidades comuns necessárias ao entendimento dos problemas de interferência eletromagnética. O entendimento desses conteúdos vão auxiliá-lo na solução dos problemas básicos de interferência eletromagnética.

Em sua primeira semana na empresa, você vai encontrar sua equipe para se apresentar e explicar qual será o seu papel no desenvolvimento dos produtos. Você precisa se preparar para causar uma boa primeira impressão e, para isso, vai criar uma apresentação de slides. Precisa, também, demonstrar seus conhecimentos, discorrendo sobre a história e aspectos da compatibilidade eletromagnética. Além do conteúdo informativo, o objetivo principal de sua apresentação será resolver dúvidas da audiência, como: o que é a interferência eletromagnética? Para que serve a compatibilidade eletromagnética? Como a compatibilidade eletromagnética vai ajudar no projeto de novos produtos? Quais são as unidades de medidas mais comuns?

Vamos lá?

### **Não pode faltar**

---

A interferência eletromagnética pode ser vista como um tipo de poluição ambiental com possíveis consequências, que podem ser comparáveis a

poluentes químicos tóxicos, emissões pela exaustão de veículos e outras descargas que ocorrem no ambiente. De forma mais técnica, a interferência eletromagnética induz tensões e correntes indesejáveis nos circuitos de algum equipamento não protegido (MORGAN, 1994). Essa interferência pode provocar ruído no áudio dos receptores de rádio ou degeneração da imagem em um receptor de TV. A Figura 1.1 ilustra exemplos mais comuns de fontes de interferência. Quando enlaces vitais de comunicação, centros computacionais ou equipamentos industriais estão suscetíveis a interferência, há chances de ocorrer consequências desastrosas.

Figura 1.1 | Exemplos de fontes comuns de interferência

 <b>Radiação natural</b>	 <b>Radiação não intencional</b>	 <b>Radiação intencional</b>
<ul style="list-style-type: none"> <li>- Relâmpagos.</li> <li>- Tempestade solar.</li> <li>- Descargas eletrostáticas.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Linhas de transmissão.</li> <li>- Arcos elétricos.</li> <li>- Motores.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Dispositivo wi-fi.</li> <li>- Serviço celular.</li> <li>- Radioamadores.</li> <li>- Difusoras de AM/FM.</li> </ul>

Fonte: elaborada pelo autor.

Infelizmente, a interferência eletromagnética não pode ser cheirada, provada ou vista pelas pessoas que produzem ou consomem equipamentos eletrônicos. Há, portanto, a tendência de se negar que a interferência eletromagnética é um problema sério do mundo moderno. Como consequência, é natural para leigos arguir que os custos para conseguir um ambiente eletromagneticamente compatível são desnecessários. Por outro lado, a existência harmônica de um mundo de sistemas elétricos é possível apenas pela existência do tema Compatibilidade Eletromagnética.



### Refleta

Imagine que deixamos de dar ouvidos às questões de compatibilidade eletromagnética. Você consegue pensar nas implicações que isso proporcionaria aos sistemas eletroeletrônicos? Como você acha que seria o mundo se não houvesse uma atenção especial às interferências eletromagnéticas?

A definição formal de compatibilidade eletromagnética é: “A habilidade de um dispositivo, equipamento ou sistema de funcionar satisfatoriamente em seu ambiente eletromagnético sem introduzir distúrbios eletromagnéticos intoleráveis a outrem” (MORGAN, 1994, p. 1). Uma maneira

primária para gerenciar a interferência é limitar a quantidade de energia intencional e não intencional que vasa dos equipamentos para o espectro eletromagnético, seja por via aérea ou por condutores. Historicamente, o espectro eletromagnético tem sido progressivamente ocupado pelo homem ao longo dos últimos 100 anos. A maior parte do desenvolvimento ocorreu nos últimos 50 anos, apenas com o advento do serviço público de difusão, comunicações móveis e ponto a ponto. Os eletrônicos trouxeram grandes benefícios econômicos e sociais, mas, por outro lado, a vida moderna se tornou muito dependente de sistemas podem potencialmente poluir o espectro eletromagnético. Portanto, a compatibilidade eletromagnética é uma ferramenta importante para satisfazer as pressões feitas pela demanda dos novos usos desse recurso, assim como para manter um funcionamento harmônico entre equipamentos eletrônicos.



### Assimile

Lembre-se sempre da importância do tema da compatibilidade eletromagnética: “A compatibilidade eletromagnética garante que um dispositivo, equipamento ou sistema funcione satisfatoriamente em um ambiente eletromagnético sem introduzir distúrbios eletromagnéticos intoleráveis a outrem” (MORGAN, 1994, p. 1).

Os problemas com interferência eletromagnética e as respectivas soluções de compatibilidade eletromagnética não são fatos recentes. No passado, Guglielmo Marconi foi contratado para construir modelos demonstrativos para os então recentes serviços telegráficos requisitados pelos governos inglês, francês e americano (SCHROEDER, 1967). Naquela época, vários modelos de comunicadores foram instalados em embarcações e estações terrestres. Um tempo depois, usuários começaram a reclamar que podiam operar apenas uma estação por vez, visto que todos não poderiam usar o mesmo canal simultaneamente pelo fato de haver interferência. Foi então que se descobriu, por acidente, que o gerenciamento de canal ou estação (frequência) era importante em sistemas de comunicação. Sempre que o espectro de transmissão fundamental se cruzava entre estações de diferentes embarcações, as conversações se embaralhavam e a comunicação não era possível. Marconi teve que passar um tempo trabalhando no problema dessas instalações e acabou encontrando uma forma de sintonizar os equipamentos de forma a evitar interferência de co-canal. Esse pode ser considerado o primeiro ajuste aplicado em um equipamento existente como forma de promover a compatibilidade eletromagnética. Nos anos subsequentes, muitos seguiram os exemplos de Marconi.



## Exemplificando

Um exemplo comum de interferência eletromagnética está associado a aparelhos de celular e caixas amplificadoras de som, normalmente conectadas a computadores. É muito comum observar um som característico emitido por uma caixa de som quando um aparelho próximo está prestes a receber uma chamada.

Um dos primeiros esforços para debater a questão da existência harmônica de sistemas eletrônicos foi o Comitê Especial Internacional em Interferência de Rádio (*International Special Committee on Radio Interference* - CISPR). Em 1933, uma conferência *ad hoc* (expressão latina cuja tradução literal é “para isto” ou “para esta finalidade”), de interesse de organizações internacionais, foi promovida em Paris para decidir sobre como o assunto da interferência de rádio deveria ser tratado internacionalmente. Desde aquela época já havia um sentimento geral de que o maior problema internacional era o de assegurar uniformidade nos métodos de medida e especificar limites para evitar dificuldades no intercâmbio de bens e serviços.

O primeiro encontro do CISPR foi em junho de 1934, em Paris, com representantes de vários comitês: *International Electrotechnical Commission* (IEC) (Belgica, Holanda e Luxemburgo), *International Union of Producers and Distributors of Electrical Energy* (UNIPEDA), *International Conference on Large High Tension Electric Systems* (CIGRE), *International Union of Railways* (IUR). O *Comité Consultatif International de Radio* (CCIR), que atualmente é o *International Communication Union Radiocommunication Sector* (ITU-R), optou por não se tornar um membro completo (MORGAN, 1994). Durante o primeiro encontro, dois subcomitês foram fundados, um para estabelecer limites e o outro para estabelecer métodos de medidas. A proposta era medir a voltagem interferente de alta frequência nos terminais de utensílios interferentes e avaliar a atenuação da interferência entre a fonte e a entrada de um receptor, com base em dados estatísticos experimentais. Mesmo que o CCIR não tenha se tornado membro do CISPR, administradores levaram em conta as recomendações, relatórios e publicações do CISPR e que a regulação que se preocupa em suprimir a interferência deva ser baseada em métodos e aparatos descritos pelo CISPR.

Houve, e ainda há, uma clara divisão de trabalho: a interferência entre serviços de rádio ou entre transmissores do mesmo serviço é providência do CCIR (hoje ITU-R) e não do CISPR (MORGAN, 1994). Os membros das nações do ITU assinaram uma convenção internacional das telecomunicações, pressionando governos a manterem uma legislação que sustente os níveis de interferência de rádio no mínimo possível e que seja base de leis nacionais para a supressão de interferência.

Enquanto o Comitê Especial Internacional sobre Interferência de Rádio estava enfrentando diversos problemas entre sistemas em receptores de difusão desde 1934, as soluções em EMC para sistemas militares de comunicação foram o foco por muito tempo. Sistemas de tecnologia militar eram armas críticas e havia uma alta demanda por soluções baseadas em EMC para cada nova tecnologia que surgia. Em 1944, equipamentos de comunicação em alta frequência (AF) e super alta frequência (SAF) (em inglês *high frequency* – HF, e *very high frequency* – VHF, respectivamente) eram suscetíveis a ruídos originados da radiação de cabos de alimentação conectados a máquinas com motores elétricos potentes. Em 1947, sabia-se que muitos problemas ligados à interferência eletromagnética eram relacionados a um aterramento inadequado ou uma solda de má qualidade. Em 1950, época de um aumento dramático no uso de sistemas elétricos, descobriu-se que grande parte das interferências se originavam dos barramentos de energia elétrica. Em 1954, sistemas sofisticados de radar começaram a operar e, consequentemente, também apresentaram problemas de interferência em sistemas de comunicação. Radares métricos causavam interferência em equipamentos de comunicação HF. Em 1958, transportes militares de grande porte tinham um sistema de geração de energia que operava em 400 Hz. Durante esse período, houve um grande aumento no uso de equipamentos servomotores para, por exemplo, controlar armas. Nessa época, uma falha de acoplamento ocasionava falha em sistemas de mira, bombardeamento e navegação. Além disso, novos equipamentos intercomunicadores e rádios táticos usavam canais de voz com microfones distribuídos pela embarcação. Para harmonizar a existência desses sistemas num ambiente tão restrito, novas bandas de frequência foram usadas. Além disso, o sonar, radar e novas adaptações eletroeletrônicas foram trabalhados para resolver as questões de interferência.

O resultado do uso crescente destes sistemas elétricos foi o aumento da interferência geral e mudanças foram feitas para acomodar um uso mais complexo do espectro eletromagnético. Entre 1955 e 1965, a mudança de comutadores de potência de 400 Hz para um sistema trifásico de 60 Hz resultou em uma melhora geral no ambiente eletromagnético dos transportes militares de grande porte. Por outro lado, por exemplo, a tentativa de diminuir o custo pela substituição do revestimento dos cabos de metal para plástico resultou na perda da proteção natural proporcionada pelo tipo metálico. De 1965 em diante, o desenvolvimento da tecnologia de semicondutores aumentou muito o grau de sofisticação dos equipamentos eletrônicos e a atenção sobre as formas de compatibilizar estes sistemas eletromagneticamente. A introdução dos computadores digitais e a telegrafia automatizada requereram uma maior vigilância no gerenciamento do espectro e no controle de emissão espúrias desses dispositivos (MORGAN, 1994).

No Brasil, mais de 30 anos depois dos primeiros debates sobre a questão da existência harmônica de sistemas eletrônicos, surgiu o primeiro diploma legal codificador das telecomunicações: o código brasileiro de telecomunicações, Lei nº 4.117/62, decretado em 1963. O documento dispunha dos serviços de telecomunicações em sentido amplo, como transmissão, emissão ou recepção de qualquer tipo de significado por processo eletromagnético, divisando entre a transmissão de escritos por meio de um código de sinais (telegrafia) e a transmissão da palavra falada ou de sons (telefonia). Felizmente, o texto do Código Brasileiro de regulação já refletia a conceituação internacional recomendada pelo CISPR e o CCIR. A base de regulamentos nacionais não destoou do regulamento de telecomunicações internacionais. Por outro lado, na regulamentação da Lei nº 4.117/62, o Decreto nº 52.026/63 remetia indistintamente aos conceitos de telecomunicações e serviços de telecomunicações. Posteriormente, a imprecisão conceitual que associava serviços de telecomunicações a telecomunicações foi ajustada pela nova Lei Geral de Telecomunicações (Lei nº 9.472/97).

Desta forma, a lei firmou um entendimento de que a disciplina normativa estaria centrada em serviços. O conceito de serviços passaria a ser entendido como o “conjunto de atividades que possibilita a oferta de telecomunicação” (BRASIL, 1997, art. 60). No geral, o serviço passa a ter um significado mais amplo, que contempla as atividades suficientes para o funcionamento das telecomunicações. Assim, as atividades que contemplam o controle das funções orientadas à transmissão, emissão e recepção por via eletromagnética se apresenta como um complexo que garante o funcionamento harmônico de sistemas.

Dimensionar a quantidade de interferência em sistemas elétricos é um dos requisitos mais importantes que um projetista deve considerar. Por isso, a representação de valores em decibéis (dB) é uma ferramenta versátil na hora de avaliar quantidades. O dB é um número adimensional que expressa uma relação entre dois níveis de potência. Essa relação pode ser definida, segundo (YACOUB, 1993), por:

$$dB = 10 \log \frac{P_2}{P_1}.$$

Os níveis de  $P_1$  e  $P_2$  formam uma razão em escala logarítmica. Se a potência  $P_2$  for maior que  $P_1$ , o valor em dB é positivo. Por outro lado, se  $P_1$  for maior que  $P_2$ , o valor em dB é negativo. Outra relação importante que podemos fazer é a partir da seguinte expressão de potência (YACOUB, 1993):

$$P = \frac{V^2}{R}$$

E, quando as tensões são medidas por um ou de resistores iguais, o número de dBs é dado por (YACOUN, 1993):

$$dB = 20 \log \frac{V_2}{V_1}$$

Uma definição robusta de voltagem em dB não faz sentido, a menos que os dois valores em consideração sejam em relação às mesmas impedâncias. Portanto, desconsiderando-se que há algumas impedâncias que variam muito, para uma dada faixa de frequência, a medida em dB é dada apenas em função dos níveis de potência.

O Watt é a unidade usada para descrever a quantidade de potência gerada por um transmissor. Microvolts por metro ( $\mu V / m$ ) é a medida utilizada para descrever a intensidade do campo elétrico criado pela operação de um transmissor. Um transmissor em particular que gera um nível constante de potência pode produzir campos elétricos de intensidades diferentes, dependendo, entre outras coisas, do tipo de linha de transmissão ou antena conectada. O limite de emissão dos dispositivos é geralmente especificado em intensidade de campo, uma vez que uma intensidade de campo elétrico não corresponde diretamente a um nível particular de potência transmitida. De fato, a intensidade de campo pode causar interferência em comunicações de rádio autorizado, tais como comunicadores de curto alcance ou receptores de difusão FM. Embora a relação precisa entre potência e intensidade de campo dependa de um número de fatores adicionais, uma equação geralmente utilizada para aproximar essa relação é (WENTWORTH, 2009):

$$\frac{PG}{4\pi d^2} = \frac{E^2}{120\pi}$$

Nela,  $P$  é a potência do transmissor em Watts,  $G$  é um ganho numérico da antena transmissora relativa a um ponto isotrópico,  $d$  é a distância de medida entre o ponto de medida e o centro elétrico da antena e  $4\pi d^2$  é a intensidade de campo em volts/metro.  $4\pi d^2$  é a área da superfície de uma esfera centrada na fonte de radiação e  $d$  é o raio.  $120\pi$  é o valor de impedância característica no espaço livre.

Outra representação frequentemente utilizada é o dBW, que é o decibel acima de 1 W. Assim, essa é a medida que expressa o nível de potência  $P_2$  em relação ao nível de potência  $P_1$  com um valor de referência de 1W. Similarmente, o sinal da unidade será positivo se  $P_2$  for menor que 1W ou vice-versa. Outra variação de unidade relativa a um valor constante é o dBm, que é o decibel acima de 1 mW sob uma impedância de 50 ohms. A justificativa da existência do dBm se dá pelo fato do nível de sinal em receptores ser muito baixo e o dBm ser uma forma conveniente para a representação destas medidas (WESTON, 2000).

Uma unidade relativa frequentemente utilizada para níveis de tensão é o  $\text{dB}\mu\text{V}$ , que representa um nível de tensão  $V_2$  em relação a um nível de tensão  $V_1$  igual a  $1\mu\text{V}$ . Essa é uma relação de voltagem adimensional e é normalmente utilizada em medidas de voltagem para a avaliação de interferência eletromagnética. Outras unidades de medida importantes são listadas no Quadro 1.1:

Quadro 1.1 | Unidades de medida

$\mu\text{V} / \text{m}$	Intensidade de campo elétrico.
$\text{dB}\mu\text{V} / \text{m}$	Intensidade de campo elétrico em decibel.
$\mu\text{V} / \text{m} / \text{MHz}$	Microvolt por metro por MHz, sendo uma medida de intensidade em banda larga.
$\mu\text{V} / \text{m} / \text{MHz}$	Microvolt por metro por MHz, sendo uma medida de intensidade em banda larga, em decibel.

Fonte: elaborada pelo autor.

Além disso, as seguintes relações são importantes e devem ser lembradas (WESTON, 2000):

$$\log(AB) = \log A + \log B$$

$$\log\left(\frac{A}{B}\right) = \log A - \log B$$

$$\log(A^n) = n \log A$$



### Pesquise mais

Até agora, você conheceu os conceitos introdutórios sobre os aspectos da interferência e compatibilidade eletromagnética, mas você poderá se aprofundar mais no assunto e aprender mais sobre as diversas fontes de ruído, a suscetibilidade à interferência e como proteger o sistema contra esses problemas. Pesquise mais sobre esse assunto no livro *Eletromagnetismo aplicado: abordagem antecipada das linhas de transmissão*, no capítulo 9. Leia desde a página 515 até 517 (WENTWORTH, 2009).

Com todas essas informações, o próximo passo é utilizá-las para oferecer soluções aos problemas relacionados com a interferência entre equipamentos eletrônicos. A seguir, você terá oportunidade de testar seu conhecimento, e esperamos que esteja empolgado com o que vai aprender nas próximas seções. Até lá!

Anteriormente, havíamos discutido sobre o seu desafio de fazer uma apresentação para demonstrar seus conhecimentos e discorrer sobre a história e aspectos da compatibilidade eletromagnética. Você vai se preparar para causar uma boa primeira impressão e, para isso, vai criar uma apresentação de slides.

O ponto crítico de sua apresentação será a teoria. Você não deve desenvolver uma teoria extensa e enfadonha. Desta forma, a agenda da sua apresentação vai seguir os seguintes passos lógicos:

a) Introdução: falar sobre a interferência eletromagnética, citando algumas possíveis fontes, e dizer como ela pode impactar sistemas eletroeletrônicos.

b) Desenvolvimento: contextualizar o momento histórico e falar sobre as dificuldades de manter sistemas eletroeletrônicos em funcionamento harmônico; apontar de maneira interessante e didática como esses problemas foram resolvidos; discutir sobre algumas experiências em que seja possível notar a influência de fenômenos de interferência eletromagnética; e, se possível, apresentar diagramas que expliquem graficamente alguns fatos sobre interferência eletromagnética.

c) Conclusão: finalizar a apresentação discutindo sobre o impacto da utilização de soluções em compatibilidade eletromagnética na sociedade atual.

Além disso, prepare-se para responder as perguntas do final da apresentação. Assim, algumas sugestões são: o que é a interferência eletromagnética? Para que serve a compatibilidade eletromagnética? Como a compatibilidade eletromagnética vai ajudar no projeto de novos produtos? Quais são as unidades de medida mais comuns? Como posso avaliar se existe um problema de interferência eletromagnética? Fale também sobre questões técnicas, como a utilidade das dimensões elétricas e o decibel no dia a dia.

# Solucionando um caso de interferência eletromagnética industrial

## Descrição da situação-problema

Uma indústria acabou de adquirir um motor de alta potência capaz de produzir uma emissão eletromagnética muito alta, e a chance de haver

falhas em equipamentos próximos é perigosa. O manual desse motor sugere que a peça seja colocada a uma distância mínima segura em relação a equipamentos sensíveis de sensoriamento. O manual ainda fornece o parâmetro  $G=1,5 \times 10^{-12}$ , que representa o ganho numérico equivalente a uma antena transmissora relativa a um ponto isotrópico. Além disso, uma consulta a outro manual revela que a interferência sobre os sensores da indústria não pode estar sujeita a uma intensidade de campo maior que  $E=100 \mu V/m$ . Assim, encontre a distância mínima que o motor deve estar dos sensores para que haja um funcionamento seguro de todos os equipamentos.

### Resolução da situação-problema

Para solucionar esse problema, é preciso recorrer à relação aproximada entre potência emitida e intensidade de campo elétrico

$$\frac{PG}{4\pi d^2} = \frac{E^2}{120\pi}$$

Neste caso, já podemos utilizar os parâmetros disponíveis:  $G=1,5 \times 10^{-12}$  e  $E=100 \mu V/m$ . Se reordenarmos a equação anterior para encontrar a distância mínima, teremos:

$$d > \frac{1}{E} \sqrt{30 \cdot PG}$$

Substituindo os valores, temos:

$$d > \frac{1}{100 \times 10^{-6}} \sqrt{30 \cdot 500 \cdot 1,5 \times 10^{-12}} = 1,5$$

Assim, o motor deve ser posicionado a uma distância mínima de 1,5 m dos sensores para que não haja problemas de interferência.

### Faça valer a pena

---

**1.** A interferência eletromagnética pode ser vista como um tipo de poluição ambiental com possíveis consequências, que podem ser comparáveis a poluentes químicos tóxicos, emissões pela exaustão de veículos e outras descargas que ocorrem no ambiente.

De acordo com o texto base, marque a alternativa que melhor representa a abordagem para resolver problemas de interferência eletromagnética.

- a) Compatibilidade elétrica apenas.
- b) Interferência técnica.

- c) Compatibilidade eletromagnética.
- d) Redução nominal de potência.
- e) Redução relativa de corrente.

**2.** De forma mais técnica, a interferência eletromagnética induz tensões e correntes indesejáveis nos circuitos de algum equipamento não protegido. Essa interferência pode provocar ruído no áudio dos receptores de rádio ou degeneração da imagem em um receptor de TV.

De acordo com seus conhecimentos, marque abaixo qual das alternativas não corresponde a um dispositivo suscetível à interferência eletromagnética.

- a) Chuveiro elétrico.
- b) Televisor.
- c) Receptor de rádio.
- d) Computador.
- e) Calculadora.

**3.** O primeiro encontro do CISPR ocorreu em junho de 1934, em Paris, com representantes de vários comitês: *International Electrotechnical Commission* (IEC) (Belgica, Holanda e Luxemburgo), *International Union of Producers and Distributors of Electrical Energy* (UNIPEDE), *International Conference on Large High Tension Electric Systems* (CIGRE) e *International Union of Railways* (IUR).

Entre as alternativas abaixo, marque aquela que representa uma motivação para o encontro do CISPR em junho de 1934.

- a) Tratar a questão da existência harmônica da Internet das Coisas.
- b) Assegurar uniformidade nos métodos de medida e a especificação de limites de equipamentos elétricos.
- c) Fundar comitês para estabelecer limites e métodos de medidas que atendiam às solicitações governamentais
- d) Debater soluções para evitar dificuldades no intercâmbio de bens e serviços e garantir a proteção de produtos nacionais.
- e) Estabelecer prioridade em equipamentos nacionais em relação aos estrangeiros que causam interferência.

## Requisitos e normas de compatibilidade eletromagnética

### Diálogo aberto

Caro estudante,

Agora que você conhece um pouco sobre as bases históricas da ciência que culminaram no conhecimento dos conceitos sobre compatibilidade eletromagnética, é o momento de aprofundar os estudos e compreender os mecanismos de regulação com base na compatibilidade eletromagnética. Ao longo desta seção, vamos conhecer os principais aspectos relacionados ao gerenciamento, fiscalização e procedimentos para evitar interferência eletromagnética. Apresentaremos também os passos do processo de certificação e homologação de produtos para telecomunicações. Aqui, a proposta é conhecer e compreender os assuntos relacionados à regulação do espectro com uma perspectiva mais técnica.

A empresa em que você trabalha atualmente é uma multinacional, assim, emprega funcionários de todas as partes do mundo, que têm visões diferentes sobre a regulamentação de equipamentos de comunicação sem fio. Você deve explicar como funciona a regulação para a compatibilidade eletromagnética nacional. Você apresentará os órgãos governamentais responsáveis pela regulação e relacionará as leis nacionais com as leis de outros países. Além disso, faça os funcionários entenderem quais são as formas de garantia que uma agência reguladora aplica a produtos a serem comercializados para que não causem problemas e aponte quais ações devem ser tomadas pelo fabricante para que tal produto possa ser comercializado. De maneira objetiva, você precisa dizer quais são os aspectos do equipamento que devem ser avaliados em relação ao regulamento. Será importante, também, esclarecer aos funcionários que as demandas regulatórias não estão contra os interesses econômicos da empresa, bem como os benefícios de se obedecer aos regulamentos. Para orientar a sua equipe, você precisa estudar e entender o conteúdo desta seção. Uma atitude curiosa e dedicada aos estudos vai garantir que você e sua equipe tenham sucesso, e que a empresa atinja o objetivo de conseguir comercializar seus produtos de forma legal. Você deve executar essa atividade na forma de um discurso para a sua equipe de trabalho.

Será que você consegue pensar em todos os aspectos exigidos para possibilitar a comercialização de um produto? Estou certo que sim! Atente ao conteúdo, pois assim você certamente conseguirá responder a todas essas questões.

A principal preocupação relacionada com a compatibilidade eletromagnética até a década de 1980 estava associada a emissões na forma conduzida ou radiada por equipamentos eletroeletrônicos. O principal critério das normas era o de que os equipamentos não poderiam exceder determinados limites de emissão. Posteriormente, com os avanços da tecnologia, o aumento considerável no uso de equipamentos eletrônicos gerou uma preocupação muito maior em relação à ocupação do espectro eletromagnético e, nessas condições, os relatos com problemas relacionados à interferência eletromagnética se tornaram comuns. Desta forma, após a década de 1990, a atenção sobre a imunidade eletromagnética começa a ganhar força e resulta num esforço de agências de regulação para estipular requisitos normativos, estabelecer procedimentos de testes e emitir certificados de conformidade (MORGAN, 1994). Assim, o novo conceito de compatibilidade eletromagnética contempla tanto a habilidade operacional de um equipamento eletrônico como a de não ser fonte de interferência em um ambiente eletromagnético.



### Refleta

O controle da regulação da compatibilidade eletromagnética é normalmente responsabilidade do Estado, que tem um papel de intermediador entre interesses do bem-estar social e interesses econômicos. Mas, qual é a sua opinião? Você acha que o Estado deveria ser responsável pela regulação? Será mesmo que as empresas se beneficiam com esse controle? Será que os produtos certificados chegam até o mercado com uma qualidade mínima?

Atualmente, não há uma centralização na regulamentação da compatibilidade eletromagnética, mas um esforço conjunto de vários organismos mundiais. Entre eles, os mais importantes são: *International Electrotechnical Commission* (IEC), *International Organization for Standardization* (ISO), *Comité International Spécial des Perturbations Radioélectrique* (CISPR), *Comité Européen de Normalisation Electrotechnique* (CENELEC), *Food and Drug Administration* (FDA) e o *Federal Communications Commission* (FCC). No geral, os critérios relacionados com a compatibilidade eletromagnética variam de um país para outro. Por outro lado, existe um grande interesse para que os critérios de compatibilidade eletromagnética sejam internacionalmente harmonizados, devido a um mercado cada vez mais globalizado. No caso do Brasil, dois organismos são responsáveis pela regulação da compatibilidade eletromagnética: a Agência

Nacional de Vigilância Sanitária (ANVISA) e a Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL).

A ANVISA, um órgão relacionado à saúde, é responsável por regular a interferência eletromagnética associada a equipamentos eletrônicos utilizados em hospitais. Já a ANATEL é uma agência reguladora vinculada ao Governo Federal, e a ela compete a regulação de telecomunicações. Recentemente, foi responsável pelo Ato nº 952 (ANATEL, 2018), que entrou em vigor em 8 de fevereiro de 2018. O corpo desse documento apresenta informações sobre requisitos técnicos de compatibilidade eletromagnética para avaliação da conformidade de produtos para telecomunicações. No final de 2017, motivada pela evolução frenética da tecnologia atual e pelo aumento da demanda por equipamentos de telecomunicação, a ANATEL publicou a resolução nº 686 (ANATEL, 2017). Esta revogou várias resoluções da agência, incluindo as resoluções nº 442 (ANATEL, 2006) e nº 237 (ANATEL, 2000). Essas resoluções, inclusive a atual, são baseadas nos documentos da IEC, CISPR e ITU-T, assim como ocorre em resoluções de várias nações da América do Norte e Europa.



### Assimile

O Ato nº 952, entrou em vigor em 8 de fevereiro de 2018, e as novas resoluções são pautadas nos documentos publicados por órgãos internacionais, tais como IEC, CISPR e ITU-T. Várias nações utilizam estas referências como base para regulamentações locais.

A forma com que a ANATEL garante a qualidade e a harmonização entre equipamentos é através da certificação. Assim, um produto eletrônico pode ser comercializado legalmente após obter o certificado de conformidade técnica. Isso ocorre após a conclusão do processo de homologação pela ANATEL, em que um número identificador é gerado para o modelo do equipamento a ser comercializado, devendo estar presente em todas as unidades com identificação pelo selo da ANATEL. Um produto deve ser certificado pelo critério da tecnologia, ou seja, se o produto opera com transmissão de rádio, *Bluetooth* ou Wi-Fi. Outros critérios considerados especificam componentes com cabos e conectores utilizados em telecomunicações, como carregadores, baterias e outros que têm esta relação. A empresa interessada na certificação de um produto precisa contatar um Organismo de Certificação Designado (OCD). Em seguida, o OCD recomenda um laboratório credenciado pela Coordenação Geral de Acreditação do Inmetro (CGCRE). O processo se inicia com a solicitação de uma proposta com as especificações técnicas

do produto e a exposição de todas as interfaces aplicáveis no objeto de testes. Conseqüentemente, a equipe técnica do laboratório analisa os documentos e classifica o produto em uma de três categorias definidas pela ANATEL. São elas:

- Categoria I: geralmente são aqueles produtos destinados a usuários finais. Esses equipamentos têm uma vigência de certificação de um ano, por isso é preciso que sejam reavaliados após o período de vigência para comprovar que não houve nenhuma alteração nas características ao longo do tempo de produção, permitindo, assim, que os produtos continuem no mercado sem que exista o risco de não conformidade. Produtos comuns dessa categoria são: telefone celular (smartphones) e analógico, baterias de equipamentos móveis, alguns tipos de cabos, carregadores de equipamentos móveis ou modems.
- Categoria II: engloba os produtos que emitem sinais eletromagnéticos para propósitos de serviços de telecomunicações. A vigência da certificação destes equipamentos é de dois anos e precisam passar por reavaliação após o vencimento do período de vigência. A diferença é que, para esta categoria, apenas os documentos são analisados, sem que haja a necessidade de realizar testes laboratoriais. Nesse caso, as especificações devem continuar as mesmas daqueles equipamentos que já passaram por teste inicialmente. Alguns exemplos de equipamentos são: *access point* para rede local sem fio, eletrônicos para automação utilizando rádio frequência, transmissores de televisão ou rádio e antenas.
- Categoria III: inclui sistemas internos à infraestrutura de telecomunicações e que não possuem contato direto com o usuário final. Nesse caso, os equipamentos não necessitam passar novamente por testes ou reavaliações. São exemplos os cabos de comunicação por fibra óptica e conectores.

Após a conclusão da certificação, o produto é incluído no Serviço de Gestão de Certificação e Homologação (SGCH). O SGCH é um banco de dados para todos os produtos que estão certificados no país. Os principais benefícios da certificação são garantir uma concorrência justa no mercado, diminuir a comercialização de produtos clandestinos, assegurar produtos com garantia do fabricante e garantir que não haja produtos que causem riscos à saúde.

O Ato nº 952 tem por objetivo estabelecer os requisitos de compatibilidade eletromagnética a serem atendidos por produtos de telecomunicações

a serem comercializados. A fiscalização da conformidade é de responsabilidade da ANATEL. Entre seus principais objetivos, a resolução visa:

- Assegurar que os produtos comercializados ou utilizados no país estejam em conformidade com os regulamentos editados ou com as normas adotadas pela ANATEL.
- Assegurar que os fornecedores dos produtos atendam a requisitos mínimos de qualidade para seus produtos.
- Assegurar que os produtos para telecomunicação comercializados no país, em particular aqueles ofertados pelo comércio diretamente ao público, apresentem um padrão mínimo de qualidade e adequação aos serviços a que se destinam.
- Assegurar o atendimento aos requisitos de segurança e de não agressão ao ambiente.
- Facilitar a inserção do Brasil em acordos internacionais de reconhecimento mútuo.
- Promover a isonomia no tratamento dispensado aos interessados na certificação e na homologação de produtos para telecomunicação e dar tratamento confidencial às informações técnicas que assim o exijam entre as disponibilizadas pelas partes interessadas.

Em uma visão mais geral, a resolução estabelece aspectos para que equipamentos eletroeletrônicos funcionem harmonicamente em um dado ambiente sem que gerem perturbações eletromagnéticas ou falhem por consequência da interferência de outras origens. Desta forma, os equipamentos são submetidos a avaliações de conformidade. Essas avaliações são divididas em três grupos de ensaios: emissões de perturbação eletromagnética, imunidade a perturbações eletromagnéticas e resistibilidade a perturbações eletromagnéticas.

As emissões de perturbação eletromagnética são avaliadas na forma conduzida e irradiada e os requisitos de emissão de perturbações eletromagnéticas especificam limites para as perturbações eletromagnéticas geradas por equipamentos eletrônicos. O principal objetivo dessas especificações é o de proteger os serviços de telecomunicações contra a interferência eletromagnética produzida por algum equipamento. Por exemplo, um equipamento não pode produzir interferência que se espalhe pelas linhas de alimentação de uma construção (residência, indústria ou comércio). Além disso, o equipamento não deve emitir nenhuma forma de energia eletromagnética e em nenhuma faixa de frequência que seja nociva para o ambiente em que está presente, no sentido de provocar interferência em outros equipamentos.

Os requisitos de imunidade a perturbações eletromagnéticas especificam limites que garantem um funcionamento normal e contínuo dos equipamentos de telecomunicações. Desta forma, o equipamento deve funcionar adequadamente quando submetido a perturbações eletromagnéticas com intensidade compatível ao seu ambiente de operação. A imunidade a perturbações eletromagnéticas é avaliada em relação às descargas eletrostáticas, campos eletromagnéticos de radiofrequência, transitórios elétricos rápidos, surtos e distúrbios conduzidos ou induzidos por campos de radiofrequência. Há também a avaliação da imunidade em relação à redução, variação ou interrupção de tensão de alimentação.

Os requisitos de resistibilidade a perturbações eletromagnéticas especificam limites para que a resistência dos produtos eletrônicos destinados às telecomunicações suporte surtos elétricos. Portanto, o equipamento deve funcionar adequadamente sem que haja dano crítico quando submetido a surtos elétricos contínuos ou intermitentes. A resistibilidade a perturbações eletromagnéticas é avaliada em relação à sobretensão em linhas de comunicação, tensão induzida em linhas de comunicação e sobretensão em linhas AC.



### Exemplificando

Aqui, colocamos três exemplos para cada situação:

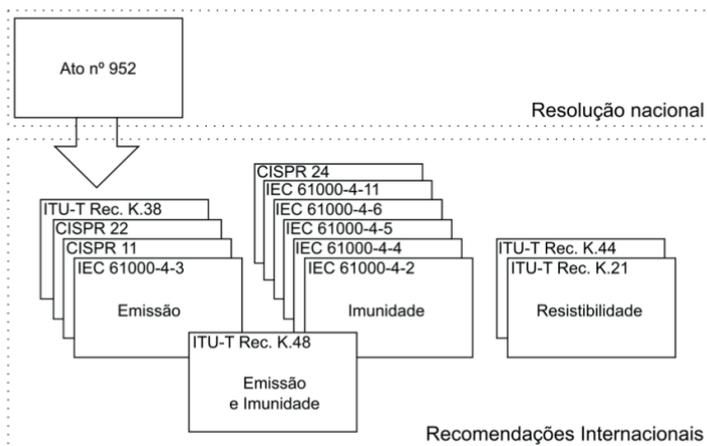
**Emissão:** um dos problemas mais comuns é com relação às estações de rádio piratas, que geralmente sobrepõem serviços de difusão FM homologados ou interferem em serviços importantes, tais como a comunicação de tráfego aéreo.

**Imunidade:** um exemplo de serviço sensível à interferência é o de radiodifusão, em que é possível notar com frequência a captação de ruídos gerados por equipamentos eletrodomésticos (acendedor elétrico de fogão, liquidificador, forno micro-ondas, etc.). Nesse exemplo, o ruído interferente se mistura com o sinal de recepção emitido pela estação de rádio.

**Resistibilidade:** há relatos de casos de acidentes envolvendo descargas atmosféricas, que causam danos físicos sérios e até a morte de pessoas por estarem em contato com equipamentos ligados à rede de telecomunicações.

Os requisitos de imunidade, emissão e resistibilidade são baseados na estrutura de documentos IEC, ITU-T e CISPR, que reflete o tema da compatibilidade eletromagnética básica e os documentos internacionais de referência, listados na seção 2.1 do Ato nº 952 (ANATEL, 2018). A Figura 1.2 ilustra a estrutura dos documentos graficamente.

Figura 1.2 | Estrutura de documentos IEC, ITU-T e CISPR classificados em imunidade, emissão e resistibilidade



Fonte: elaborada pelo autor.

As informações dos documentos cobrem o problema de compatibilidade eletromagnética por completo, incluindo terminologia, descrição do fenômeno eletromagnético e o ambiente eletromagnético. Com relação ao ambiente eletromagnético, as normas IEC descrevem técnicas de testes/medidas e instruções de implantação e atenuação. A estrutura de documentos é particionada conforme os seguintes aspectos (IEC, 2014):

Quadro 1.2 | Quadro de documentos de recomendação do IEC

<p><b>Parte 1 (61000-1): Geral</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- Conceitos básicos.</li> <li>- Segurança funcional.</li> <li>- Medidas de incerteza.</li> </ul>	<p><b>Parte 2 (61000-2): Ambiente</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- Descrição do ambiente.</li> <li>- Classificação do ambiente.</li> <li>- Níveis de compatibilidade.</li> </ul>
<p><b>Parte 3 (61000-3): Limites</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- Limites de emissão.</li> <li>- Limites de imunidade.</li> </ul>	<p><b>Parte 4 (61000-4): Técnicas de medição e testes</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- Técnicas de medidas.</li> <li>- Técnicas de testes.</li> <li>- Equipamentos utilizados</li> </ul>
<p><b>Parte 5 (61000-5): Instruções de instalação e atenuação</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- Instruções de instalação.</li> <li>- Dispositivos e métodos de atenuação.</li> </ul>	<p><b>Parte 6 (61000-6): Padrões genéricos</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- Requisitos de emissão genérica e imunidade em ambientes diversos.</li> </ul>

Fonte: elaborada pelo autor.

Além disso, o Ato nº 952 também inclui recomendações para limites e procedimentos de testes baseados no CISPR 11 (CISPR, 2015), CISPR 22 (CISPR, 2008) e CISPR 24 (CISPR, 2010), muito frequentemente referenciados em padrões de compatibilidade eletromagnética europeia, que definem métodos de medidas, equipamentos de medidas, linhas de limite e

interpretação da aplicação das linhas de limite, abrangendo desde aplicações residenciais até instrumentos médicos. O CISPR 24 contém informações relativas a equipamentos de tecnologia da informação. Esse documento define requisitos de testes de imunidade para equipamentos de tecnologia da informação em relação a distúrbios contínuos ou transientes na forma conduzida ou irradiada. Os testes contidos no padrão incluem descargas eletrostáticas, transientes elétricos rápidos, surtos, campos magnéticos fortes de alta frequência, interrupções de energia e interferência por radiofrequência.

Finalmente, os requisitos de resistibilidade se baseiam nos documentos da ITU *Telecommunication Standardization Sector* (ITU-T). As referências são o ITU-T Rec. K.21 (ITU-R, 2017), ITU-T Rec. K.44 (ITU-R, 2017), ITU-T Rec. K.38 (ITU-R, 1997), e o ITU-T Rec. K.48 (ITU-R, 2006). A recomendação ITU-T Rec. K.21 especifica os requisitos de resistibilidade e procedimentos de teste para equipamentos de telecomunicação. Sobre-tensão ou sobrecorrentes cobertas por essa recomendação incluem surtos devido a relâmpagos na linha de alimentação ou em suas proximidades, indução de curta duração de corrente alternada de linhas de energia, aumento do potencial terrestre devido a falhas de energia, contato direto entre linhas de comunicação e linhas de energia, e descargas eletrostáticas. A recomendação ITU-T Rec. K.44 busca estabelecer métodos de testes fundamentais similares à ITU-T Rec. K.21, mas orientados a equipamentos conectados externamente ou em condutores metálicos intra-construção. Já a recomendação ITU-T Rec. K.38 especifica os requisitos técnicos para o procedimento de medição da emissão irradiada de sistemas fisicamente grandes utilizados na rede pública de telecomunicações, os quais compreendem equipamentos ou sistemas que requerem documentos de instalação específica para os sítios nos quais precisam ser instalados. Para demonstrar a conformidade com tais sistemas, um representativo mínimo do sistema é definido e usado para testes. Instalações construídas a partir de unidades de sistema de representatividade mínima são consideradas suficientes para satisfazer requerimentos de emissão irradiada. A recomendação ITU-T Rec. K.48 especifica requerimentos de imunidade e emissão para chaveamento, transmissão, potência, estação base móvel digital, rede de área local sem fio, sistema de rádio retransmissor, linha digital do assinante (xDSL) e equipamento supervisorio. Em geral, a recomendação ITU-T Rec. K.48 descreve condições operacionais para teste de emissão e imunidade. Os critérios de desempenho para testes de imunidade também são especificados.



### **Pesquise mais**

Nesta seção, apresentamos uma visão geral sobre as regulamentações necessárias para promover um funcionamento harmonioso de equipa-

mentos eletrônicos. É muito importante que você também se aprofunde no conhecimento das especificações dos requisitos de emissão, imunidade e resistibilidade de perturbações eletromagnéticas. Faça uma leitura criteriosa do Ato nº 952, principalmente das seções 6.1, 7.1 e 8.1 (ANATEL, 2018). Você vai encontrar mais detalhes sobre valores limites dos níveis convencionados como seguros para os aspectos de emissão, imunidade e resistibilidade.

Nesta seção, estudamos aspectos importantes sobre a regulação nacional de interferência eletromagnética, sobre qual a relação da regulação nacional adotada para a regulação internacional e sobre como a fiscalização e o controle sobre o mercado de produtos eletrônicos por uma agência nacional é importante para estabelecer um funcionamento harmonioso dos sistemas eletrônicos e de telecomunicações. Agora é a hora de você utilizar seus conhecimentos e enfrentar o desafio de informar sua equipe de funcionários sobre todos os requisitos necessários para que os produtos da empresa possam ser vendidos legalmente. A seguir, vamos juntos trabalhar na solução deste problema.

### Sem medo de errar

---

Agora vamos resolver os problemas de sua equipe, formada por funcionários de diversas partes do mundo. Nosso objetivo é explicar como funciona a regulação para a compatibilidade eletromagnética nacional. Assim, precisamos começar apresentando os órgãos governamentais responsáveis pela regulação, que, no caso do Brasil, são dois: a Agência Nacional de Vigilância Sanitária (ANVISA) e a Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL). A ANVISA, um órgão relacionado à saúde, é responsável por regular interferência eletromagnética de equipamentos eletrônicos utilizados em hospitais. Já a ANATEL é uma agência reguladora vinculada ao Governo Federal, e a ela compete a regulação de telecomunicações.

Em seguida, precisamos relacionar as leis nacionais às leis de outros países. Conforme estudado, sabemos da existência do Ato nº 952 (ANATEL, 2018). O corpo desse documento contém informações sobre requisitos técnicos de compatibilidade eletromagnética para avaliação da conformidade de produtos para telecomunicações. Vimos que a regulação é frequentemente alterada de acordo com a evolução da tecnologia e com o aumento da demanda por equipamentos de telecomunicação. Cite as resoluções que foram revogadas, ou seja, as resoluções nº 442 (ANATEL, 2006) e nº 237 (ANATEL, 2000). A regulação nacional e a de outros países

têm aspectos em comum, baseados em documentos da IEC, CISPR e o ITU-T, da mesma forma como as regulações de várias nações da América do Norte e Europa. Diga à sua equipe que a regulação nacional baseada nessas recomendações internacionais facilita a inserção do Brasil em acordos internacionais de reconhecimento mútuo para que equipamentos possam ser comercializados em um mercado global.

Depois, explique que a ANATEL garante por meio de certificação que produtos possam ser comercializados sem causarem problemas. Assim, um produto eletrônico pode ser comercializado legalmente após obter o certificado de conformidade técnica. O fabricante deve estar atento às regulamentações disponíveis no documento do Ato nº 952, que está disponível para ser consultado (ANATEL, 2018) e todas as especificações e limites estão contidos lá. Obedecendo a tais especificações, a chance de um produto ser rejeitado é mínima.

De maneira objetiva, diga quais são os aspectos do equipamento que devem ser avaliados em relação ao regulamento. Conforme já aprendemos, as avaliações são divididas em três grupos de ensaios: emissões de perturbação eletromagnética, imunidade a perturbações eletromagnéticas e resistibilidade a perturbações eletromagnéticas. Deixe claro à sua equipe que: os requisitos de emissão de perturbações eletromagnéticas especificam limites para as perturbações eletromagnéticas geradas por equipamentos eletrônicos; os requisitos de imunidade a perturbações eletromagnéticas especificam limites que garantem um funcionamento normal e contínuo dos equipamentos de telecomunicações; e os requisitos de resistibilidade a perturbações eletromagnéticas especificam limites para que a resistência dos produtos eletrônicos destinados às telecomunicações suportem surtos elétricos.

Finalmente, explique aos funcionários que as demandas regulatórias não estão contra os interesses econômicos da empresa, apesar de serem bastante exigentes. Na verdade, diga que obedecer aos regulamentos garante qualidade e conserva a imagem da empresa. Assim, atender ao regulamento assegura que os fornecedores dos produtos atendam a requisitos mínimos de qualidade para seus produtos. Além disso, estabelece que os produtos para telecomunicação comercializados no país, em particular aqueles ofertados pelo comércio diretamente ao público, tenham um padrão mínimo de qualidade e se adequem aos serviços a que se destinam, permite o atendimento aos requisitos de segurança e de não agressão ao ambiente, e, finalmente, promove a isonomia no tratamento dispensado aos interessados na certificação e na homologação de produtos para telecomunicação.

## Laboratório de certificação

### Descrição da situação-problema

Você trabalha para um laboratório credenciado pela Coordenação Geral de Acreditação do Inmetro (CGCRE), no qual a sua responsabilidade é analisar propostas com especificações técnicas de produto e as interfaces aplicáveis aos objetos de testes. No momento, há três produtos que devem ser classificados em uma de três categorias definidas pela Anatel (ANATEL, 1994). Os produtos são caracterizados a seguir como:

Produto I – destinado à automação residencial e faz interface entre sensores e um computador. O equipamento tem interfaces Ethernet e gera uma rede local sem fio.

Produto II – este é um terminal que se conecta à rede de telefonia pública e é destinado a estabelecimentos comerciais. Além disso, o equipamento tem conexão com a rede de celular e é alimentado por uma fonte que se conecta à rede de energia elétrica.

Produto III – cabo coaxial de baixa atenuação e impedância de 50 ohms. Dielétrico de polietileno sólido, com separador de poliéster.

O seu trabalho será determinar qual é a certificação da ANATEL necessária para cada tipo de produto.

### Resolução da situação-problema

Relatório de classificação dos produtos em categorias:

Produto I – pode ser identificado como destinado ao usuário final, mas também emite sinais eletromagnéticos para propósitos de serviços de telecomunicações. Portanto, necessita de certificação válida por dois anos e deve manter as mesmas características do equipamento posto em testes, podendo ser verificado apenas por documentação. Logo, esse equipamento pertence à categoria II.

Produto II – pode ser identificado como destinado ao usuário final, portanto, necessita de certificação válida por um ano e necessita repetir testes da certificação. Logo, esse equipamento pertence à categoria I.

Produto III – esse produto é um componente destinado às telecomunicações. Logo, pertence a sistemas internos à infraestrutura de telecomunicações, que

não têm contato direto com o usuário final. Deve passar por testes e avaliação e tem vigência indeterminada. Portanto, esse produto pertence à categoria III.

Assim, foram determinadas as categorias para certificação da ANATEL necessárias para cada tipo de produto. Com essas informações, é possível determinar a destinação do produto, a vigência da certificação e se há necessidade de repetição de testes de conformidade ou se uma análise de documentos é suficiente.

## Faça valer a pena

---

**1.** Atualmente, não há uma centralização na regulamentação da compatibilidade eletromagnética, mas um esforço conjunto de vários organismos mundiais. Entre vários destes, os mais importantes são: *International Electrotechnical Commission* (IEC), *International Organization for Standardization* (ISO), *Comité International Spécial des Perturbations Radioélectrique* (CISPR), *Comité Européen de Normalisation Electrotechnique* (CENELEC), *Food and Drug Administration* (FDA) e o *Federal Communications Commission* (FCC).

De acordo com seu conhecimento, marque a alternativa que representa o órgão responsável pela regulação da compatibilidade eletromagnética no Brasil.

- a) *International Electrotechnical Commission*.
- b) Agência Nacional de Telecomunicações.
- c) Comissão Federal das Comunicações.
- d) Instituto de Análises em Compatibilidade Eletromagnética.
- e) Centro de Combate à Interferência Eletromagnética.

**2.** No final de 2017, considerando a evolução frenética da tecnologia atual e o aumento da demanda por equipamentos de telecomunicação, a ANATEL publicou a resolução nº 686, que revogou várias resoluções da agência, incluindo a Resolução nº 442, que tem as informações de interesse do nosso estudo. Em seu lugar, estabeleceu-se o Ato nº 952, que entrou em vigor em 8 de fevereiro de 2018. Essas resoluções são baseadas nos documentos da IEC, CISPR e o ITU-T, da mesma forma como as resoluções de várias nações da América do Norte e Europa.

De acordo com seus conhecimentos sobre regulação, marque a alternativa correta.

- a) A regulação não garante que o fabricante entregue produtos de qualidade ao consumidor.
- b) A regulação permite haver uma harmonização funcional de equipamentos eletrônicos em um mesmo ambiente.
- c) Produtos sem certificado de conformidade técnica podem circular no mercado com uma autorização da ANATEL.

- d) Um produto eletrônico pode ser comercializado legalmente antes de obter o certificado de conformidade técnica.
- e) Produtos podem ser certificados em um laboratório particular qualquer.

**3.** Em uma visão mais geral, o Ato nº 952 estabelece aspectos para que equipamentos eletroeletrônicos funcionem harmonicamente em um dado ambiente sem gerar perturbações eletromagnéticas ou falhar por consequência de interferências de outras fontes. Por isso, os equipamentos são submetidos a avaliações de conformidade, que, por sua vez, são divididas em três grupos de ensaios: emissões de perturbação eletromagnética, imunidade a perturbações eletromagnéticas e resistibilidade a perturbações eletromagnéticas.

Leia as seguintes afirmativas:

I – A resistibilidade averigua a capacidade de um equipamento de suportar surtos elétricos.

II – A preocupação do ensaio de emissão é em relação a apenas à forma conduzida.

III – Um exemplo de problema de imunidade é um equipamento falhar quando outro equipamento entra em operação.

Marque a alternativa que apresenta apenas afirmativas corretas

- a) Apenas I.
- b) Apenas II.
- c) I e II.
- d) I e III.
- e) I, II e III.

## **Técnicas de medição e análise**

### **Diálogo aberto**

Caro aluno, as técnicas de análise necessárias para auxiliar na harmonização da tecnologia eletrônica são de grande importância para o trabalho do especialista em compatibilidade eletromagnética. Desta forma, entender os processos de medição e análise é fundamental para garantir que os equipamentos desenvolvidos operem abaixo de limites estabelecidos por regulamentos governamentais.

Nesta seção, vamos conhecer equipamentos, técnicas de medição e potenciais elementos geradores de emissão. O domínio desse conhecimento vai permitir a aplicação de uma análise sobre a forma como ocorre o fenômeno de irradiação de interferência e prover meios para impedir sua propagação pelo ambiente. Vamos juntos entender mais profundamente o processo de propagação de interferência em sistemas elétricos.

Começaremos pela descrição das técnicas de medição irradiada e conduzida e, em seguida, conheceremos um dispositivo importante, chamado de rede de estabilização de impedância de linha, necessário para identificar a emissão irradiada de equipamentos. Além disso, vamos apresentar elementos de circuito geradores de emissão e fechar a seção fazendo uma análise da emissão irradiada de componentes que geralmente são encontrados em equipamentos eletroeletrônicos.

Um programa para o desenvolvimento das habilidades dos estagiários foi criado como uma necessidade para suprir a demanda por novos produtos e como uma consequência da ampliação da empresa. O seu papel será preparar esses novos trabalhadores em técnicas de medição e análise necessárias na produção dos produtos. Você deve treinar o seu pessoal a fazer análises de interferência eletromagnética utilizando uma rede de estabilização de impedância de linha. Explique o funcionamento desse equipamento de laboratório e realize as medições apropriadas em um utilitário que cause interferências. Você deve mostrar como surge o ruído de interferência que está relacionado com o motor. Seu objetivo é fazer seus colegas entenderem o fenômeno de interferência e torná-los capazes de sugerir soluções para resolver o problema de interferência eletromagnética.

Vamos lá?

Dentro do quesito de medição das emissões para verificação de conformidade, é tão importante especificar claramente como alguém mede as emissões de um produto enquanto se verifica a conformidade quanto especificar claramente tais limites (WESTON, 2000). A medição de emissão conduzida ou irradiada é um assunto bastante complexo. É possível dizer que, se os procedimentos de medida não forem claramente definidos de maneira a estarem sujeitos à interpretação de quem realiza a medição, existem grandes chances de que haja um conjunto de dados medidos sem correlação para um mesmo produto. Todo padrão que define limites sobre emissões radiantes ou conduzidas define claramente como os dados devem ser medidos. Os padrões incluem procedimentos de teste, equipamentos de teste, largura de banda e antenas de teste. Novamente, a especificação do método para coletar dados é tão criticamente importante quanto é seguro para uma agência governamental emitir certificados para um produto comercial. Desta forma, é importante que o procedimento forneça o mesmo conjunto de dados, mesmo que a medição seja feita em laboratórios diferentes. Quando não existe um procedimento claro, uma agência governamental, assim como um fabricante, não pode assegurar que a emissão de um produto atenda a certos limites. Conforme vimos na Seção 1.2, os procedimentos nacionais de medidas e especificações estão contidos no Ato nº 952 da Anatel (ANATEL, 2018).



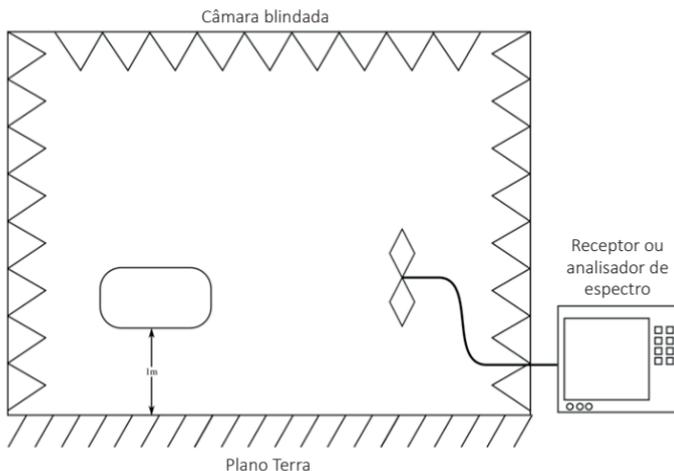
### Refleta

A regulação é um aspecto bastante importante para propiciar a existência de compatibilidade eletromagnética. Além disso, é importante que a regulação seja clara, para que não haja má interpretação de dados, obtendo resultados que não se correlacionam. Assim, reflita sobre quais são os impactos da não existência de procedimentos de medidas claros. O que poderia acontecer se os procedimentos estabelecidos estiverem sujeitos à interpretação de quem realiza a medição?

Os campos elétricos irradiados em testes comerciais são medidos tanto em locais abertos para testes como em câmaras semianecoicas (PAUL, 2006). Enquanto os locais abertos para testes são preferenciais, as câmaras semianecoicas oferecem maior controle sobre o ambiente e são mais seguras. Uma câmara semianecoica é uma sala blindada, que possui material absorvente de radiofrequência nas paredes e no teto para prevenir a existência de reflexões e simular o espaço livre, conforme apresentado na Figura 1.3. O produto é colocado a uma altura de um metro acima do chão

dentro da câmara. Um plano terra sem absorventes constitui o chão da sala. Portanto, haverá reflexões (múltiplos percursos) que se originam do chão. Normalmente, há dois usos para as câmaras anecoicas: prevenir que emissões eletromagnéticas originadas fora da câmara contaminem os testes e prevenir reflexões originadas das paredes blindadas pelo uso de materiais absorventes de radiofrequência, que possibilitam simular o espaço livre.

Figura 1.3 | Uma ilustração de uma câmara semianecoica para medidas de testes em emissões irradiadas



Fonte: elaborada pelo autor.

A antena preferencial utilizada para medidas é a dipolo de meia onda sintonizada. É uma antena linear, cujo comprimento geométrico é de meio comprimento de onda da frequência a ser medida, logo, o nome “sintonizada” se justifica (PAUL, 2006). Se a frequência é alterada, o comprimento físico do dipolo deve ser modificado para manter o mesmo comprimento elétrico de meio comprimento de onda. Uma técnica usada para acelerar o processo de medidas em uma faixa maior de frequências é fazer com que um receptor varra os sinais ao longo de uma banda e o campo elétrico de cada frequência seja armazenado automaticamente. Os padrões normalmente cobrem uma ampla faixa de frequências, e, portanto, o redimensionamento dos dipolos necessário para cada frequência medida seria uma tarefa que consome uma considerável quantidade de tempo para a realização de testes de compatibilidade. Neste caso, uma vez que uma antena dipolo sintonizada de meio comprimento de onda é inadequada, antenas de grande largura de banda são utilizadas no processo automatizado de varredura de frequências. A antena bicônica pode ser utilizada para a faixa que vai de 30

MHz até 200 MHz. Já a antena log-periódica pode ser utilizada para uma faixa que vai de 200 MHz até 1 GHz (PAUL, 2006).

O objetivo dos limites da emissão conduzida é restringir o ruído da corrente que passa pelo cabo de alimentação de certo produto. A razão para isso é que essas correntes de ruído contaminam a rede de energia de uma instalação (WENTWORTH, 2009). A rede comum de energia de uma instalação é um arranjo de fios elétricos interconectados que passam pelas paredes e, tal como é, pode ser representado por uma antena grande. Correntes de ruído que por ventura contaminem a rede elétrica interna terão grandes chances de irradiar de maneira eficiente, podendo produzir interferência.

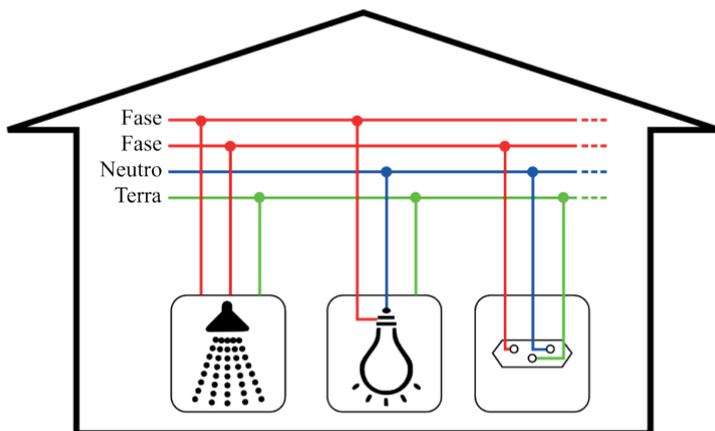


### Assimile

Lembre-se de que o objetivo dos limites da emissão conduzida é restringir o ruído da corrente que passa pelo cabo de alimentação de certo produto. Essas correntes de ruído podem contaminar a rede de energia de uma instalação e causar interferências em outros equipamentos, o que é indesejado.

Portanto, a emissão conduzida que deve ser medida é a corrente de ruído conduzida pelo cabo de alimentação do produto. Além disso, os limites governamentais para a emissão conduzida são dados em unidades de volts. Uma maneira estabelecida para fazer esses testes é a utilização de uma rede de estabilização de impedância de linha em série com o cabo de alimentação AC do produto. Para entender a utilidade desse dispositivo, precisamos discutir o sistema de distribuição de energia AC padrão, mostrado na Figura 1.4. No Brasil, a tensão AC utilizada no comércio e em residências tem uma frequência de 60 Hz e uma tensão RMS de 127 V. Dependendo da localidade, a energia é transmitida para as construções a partir de um conjunto de condutores, e sua combinação produz diferentes níveis de tensão. Por exemplo, a distribuição de fios que entram em uma residência bifásica, típica na maior parte do país, é composta por dois condutores fase, um fio neutro e um aterramento. A tensão entre duas fases é de 220 V. No quadro de distribuição de uma casa, 120 V são obtidos entre um condutor das fases e um condutor neutro. O terceiro condutor é o de segurança (normalmente tem uma combinação de cores verde e amarela), que normalmente acompanha os condutores de energia ao longo da estrutura da construção (WENTWORTH, 2009). Os condutores de fase e neutro é que são utilizados para medir as correntes que saem de um produto potencialmente interferente. Portanto, assim como as medidas de irradiação, uma medida de emissão conduzida é necessária para a fase, e outra para o neutro.

Figura 1.4 | Sistema de distribuição de energia AC padrão



Fonte: elaborada pelo autor.



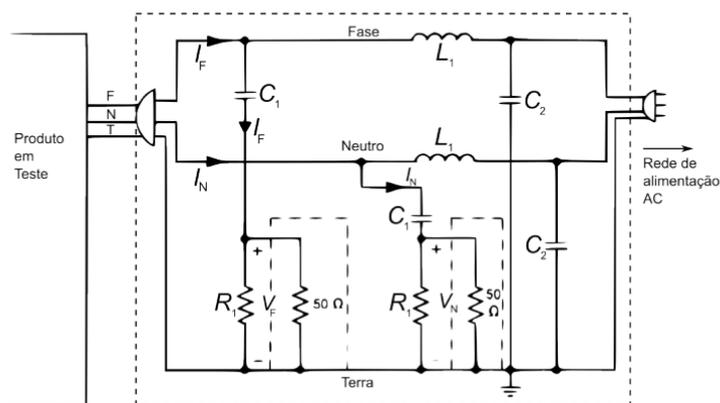
### Exemplificando

Um exemplo de interferência conhecido é visto numa situação em que um receptor de FM capta ruídos originados de um liquidificador ou qualquer outro equipamento movido por motor no momento em que esses equipamentos são acionados. O ruído gerado por faiscamento das escovas do motor passa pelo cabo de alimentação de energia do utilitário em questão, contamina a rede de energia da construção, é irradiado e captado por um equipamento receptor de rádio ou TV. Essas interferências aparecem como alguma forma de distorção na imagem ou som recebidos.

A rede de estabilização de impedância de linha e seu uso são ilustrados na Figura 1.5. Temos dois principais propósitos para a rede de estabilização de impedância de linha. O primeiro, assim como na sala blindada para medidas de emissão irradiada, é prevenir que o ruído externo contamine a medida a ser realizada. O indutor  $L_1$  bloqueia o ruído e o capacitor  $C_2$  o desvia. O segundo propósito da rede de estabilização de impedância de linha é assegurar que as medidas feitas em um local de testes sejam correlacionáveis com medidas feitas em outro local de testes distinto. A possibilidade dessa inconsistência entre locais de testes está na variabilidade da impedância AC vista a partir da rede de alimentação, de local para local. Para assegurar que as emissões conduzidas medidas em um local correlacionem com as medidas de outro, devemos nos certificar de que a impedância vista pelo produto a partir do cabo de alimentação seja a mesma de local para local, em frequências correspondentes.

Esse é o segundo propósito da rede de estabilização de impedância de linha, isto é, apresentar uma impedância constante em frequência e de local para local para um dado produto entre os condutores fase/terra e neutro/terra. O capacitor  $C_1$  e o resistor de 50 ohms (o qual representa a impedância de entrada do receptor) realizam essa tarefa. O capacitor  $C_1$  é incluído para prevenir qualquer sobrecarga DC sobre o receptor de teste, e o resistor  $R_1$  é usado para prover um percurso de descarga para  $C_1$  em uma situação em que o resistor de 50 ohms seja desconectado. O indutor  $L_1$  e o capacitor  $C_2$  previnem ruído no sistema de distribuição de energia comercial que está sendo medido, embora permitam a passagem de 60 Hz de energia para alimentar o produto (PAUL, 2006).

Figura 1.5 | Rede de estabilização de impedância de linha



Fonte: elaborada pelo autor.

Sobre a faixa de frequência do limite regulatório,  $L_1$  e  $C_2$  são essencialmente um circuito aberto observado a partir do sistema de distribuição de energia. Portanto, a impedância vista pelo produto entre os condutores fase/terra e neutro/terra é essencialmente de 50 ohms. A impedância é relativamente constante ao longo das medidas na faixa de frequência de emissão conduzida de análise. Os resistores de 50 ohms representam o padrão de impedância de entrada de 50 ohms do analisador de espectro ou o receptor que é usado para medir as tensões de fase  $V_p$  e neutro  $V_N$ . Entretanto, é claro que essas tensões medidas estão diretamente relacionadas às correntes de ruído que vazam pelos condutores de fase e neutro,  $I_p$  e  $I_N$  (WESTON, 2000):

$$I_p = \frac{1}{50} V_p \qquad I_N = \frac{1}{50} V_N$$

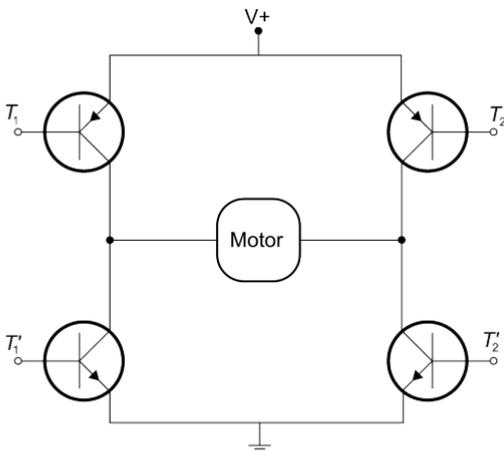
Um grande número de produtos eletrônicos, por exemplo, impressoras ou dispositivos robóticos, utiliza pequenos componentes eletromecânicos, tais

como motores DC, motores a passo, motores AC e solenoides, que podem atuar como elementos de circuito geradores de emissão. Assim, faremos a análise da emissão irradiada de dois componentes comumente encontrados em equipamentos.

**Motores DC:** os motores DC são utilizados para produzir movimento de rotação. Um motor DC consiste de enrolamentos fixados em um estator (também há versões com ímãs permanentes) e enrolamentos fixados em um rotor. O estator tem as bobinas ligadas de forma a produzir polos magnéticos fixos. No rotor, os enrolamentos são conectados em comutadores que se fecham em um circuito que permite a circulação de corrente para também produzir polos magnéticos. A alternância entre bobinas do rotor pelo comutador permite a produção de movimento de rotação. Escovas de carbono fazem contato com os conectores metálicos do comutador, e a comutação entre bobinas ocorre sempre que o rotor se movimenta para reagir de acordo com os polos presentes no estator e no rotor. Uma vez que a corrente da bobina do rotor se conecta e desconecta da fonte pelos segmentos do comutador, um arco voltaico é criado nas escovas como resultado da interrupção periódica da corrente nas bobinas do rotor (indutores). Esse arco tem um conteúdo espectral de alta frequência que pode levar a problemas de emissão irradiada acima dos limites regulatórios (PAUL, 2006).

**Circuito ponte H:** uma fonte adicional de ruído de alta frequência também pode vir dos chamados circuitos driver, que são utilizados para mudar a direção de rotação e prover um controle preciso de posição do

Figura 1.6 | Circuito ponte-H



Fonte: elaborada pelo autor.

motor. Um circuito típico, chamado de ponte-H, para um pequeno motor DC é ilustrado na Figura 1.6. Quando os transistores T1 e T2' são ligados, a corrente flui pelas bobinas do motor, causando rotação em um sentido. Quando esses transistores são desligados e os transistores T2 e T1' são ligados, o rotor começa a girar em sentido oposto. O circuito *driver* geralmente é conectado por um par de fios longos. Além disso,

por razões de dissipação térmica do motor, a carcaça do motor é fixada a uma estrutura metálica que atua como dissipador. Isso produz uma capacitância entre a estrutura do motor e a carcaça, o que pode prover um caminho para correntes de modo comum, passando pelos conectores do motor para o estator via capacitância entre esses enrolamentos (PAUL, 2006).



### Pesquise mais

Existem vários outros exemplos de elementos de circuito, que são geradores de emissão irradiada. Leia a Seção 5 do livro *Introduction to electromagnetic compatibility*, que fala sobre comportamento não ideal de componentes. Leia da página 352 até a 356 e descubra outros tipos além dos citados aqui.

PAUL, C. R. **Introduction to electromagnetic compatibility**. USA: Wiley and Sons, 2006.

Sua missão será entender como ocorre a geração de emissão em cada caso. Apesar de componentes eletromecânicos terem uma construção semelhante, a maneira como geram emissão irradiada varia de elemento para elemento.

Com as informações apresentadas aqui, você será capaz de analisar e entender como realizar técnicas básicas de medição para resolver problemas relacionados com compatibilidade eletromagnética. A seguir, vamos discutir mais sobre componentes que podem ser fontes de emissão e sobre equipamentos sujeitos a interferência, na forma de exercícios.

### Sem medo de errar

Em sua tarefa de preparação dos novos trabalhadores da empresa, você vai levar para o encontro um equipamento didático para demonstrar como medir os tipos de emissão. O seu objetivo será apresentar as técnicas de medição e análise necessárias na produção de produtos que sejam eletromagneticamente compatíveis com seu ambiente de operação. O equipamento em questão é um dispositivo chamado de rede de estabilização de impedância de linha, que possui dois objetivos principais: o primeiro é prevenir que o ruído externo contamine a medida a ser realizada, e o segundo é assegurar que as medidas feitas em um local de testes sejam correlacionáveis com medidas feitas em outro local de testes distinto. Assim, você apresenta o diagrama elétrico da rede de estabilização de impedância de linha. Com a Figura 1.3

em mãos, você explica a função básica dos diversos componentes e portas do diagrama. O indutor  $L_1$  e o capacitor  $C_2$  bloqueiam e desviam o ruído, respectivamente. O capacitor  $C_1$  é incluído para prevenir qualquer sobrecarga DC sobre o receptor de teste, e o resistor  $R_1$  é usado para prover um percurso de descarga para  $C_1$  em uma situação em que o resistor de 50 ohms seja desconectado. O indutor  $L_1$  e o capacitor  $C_2$  previnem ruído no sistema de distribuição de energia comercial que está sendo medido. Os locais tracejados, onde encontramos as tensões de fase  $V_p$  e neutro  $V_N$ , são os pontos de testes de interesse para análise de emissão radiada conduzida.

Posteriormente, você coloca um equipamento com algumas modificações para gerar emissão de ruído (por exemplo, um liquidificador com escovas velhas e com capacitores removidos). Desta forma, você faz uma análise sobre as possibilidades de geração de emissão irradiada neste elemento de circuito em específico. Você explica brevemente o funcionamento do motor e como as escovas de carbono fazem contato com os conectores metálicos do comutador e a comutação entre bobinas. Deixe claro que, uma vez que a corrente da bobina do rotor se conecta e desconecta da fonte pelos segmentos do comutador, um arco voltaico é criado nas escovas como resultado da interrupção periódica da corrente nas bobinas do rotor (indutores). Esse arco tem um conteúdo espectral de alta frequência que pode levar a problemas de emissão irradiada acima dos limites regulatórios de emissão irradiada.

Finalmente, ligue o produto na rede de estabilização de impedâncias de linha, e esta, na tomada de alimentação. Trace o perfil de sinais em relação à frequência e apresente ao grupo quais desses sinais podem ser considerados emissões de interferências nocivas aos equipamentos presentes no ambiente de operação. Repita o processo com um equipamento normal e compare os resultados.

## Avançando na prática

# Confeitaria com problemas eletromagnéticos

## Descrição da situação-problema

Juan é um empresário dono de uma confeitaria antiga e tradicional da cidade. Ultimamente, ele tem tido problemas com o sistema informatizado, que falha ao se conectar com a rede financeira de cartões e não permite que clientes realizem seus pagamentos. Para não perder seus clientes, Juan entrega alguns produtos e cobra pelos seus valores posteriormente. Essa dinâmica é muito problemática, pois os funcionários devem fazer registros

manualmente, além de haver grandes chances de prejuízos. Assim, você foi contratado como especialista para analisar como a situação na confeitaria de Juan pode ser resolvida.

### Resolução da situação-problema

Após a solicitação de Juan, você prontamente faz uma visita à confeitaria. Observa inicialmente a presença de equipamentos bem antigos, que ele utiliza para produzir seus produtos culinários. O que mais lhe chama a atenção são as quatro bateadeiras grandes que utilizadas para bater as massas. Você questiona sobre as bateadeiras, e Juan lhe diz que elas trabalham bastante e pode até ocorrer de todas serem ligadas simultaneamente.

Posteriormente, você questiona sobre o sistema de pagamentos. Juan utiliza uma máquina de cartões de débito que se conecta à rede financeira por meio de uma conexão de dados de uma operadora de celular, que trabalha na faixa de 900 MHz. Você imediatamente desconfia que existe um problema de emissão conduzida que está se propagando pela rede de energia da construção da confeitaria. Assim, você leva até o local um analisador de espectro sintonizado na faixa de 900 MHz e o posiciona exatamente onde fica o balcão de recebimentos. Essa análise lhe revela que existe interferência sempre que três ou mais bateadeiras são acionadas ao mesmo tempo. Por fim, você revela a fonte do problema a Juan e explica que ele pode temporariamente realizar recebimentos com os equipamentos interferentes desligados. Juan se anima bastante e diz que vai dispensar as antigas bateadeiras gradualmente.

### Faça valer a pena

---

**1.** A medição de emissão conduzida ou irradiada é um assunto bastante complexo. É possível dizer que se os procedimentos de medida não forem claramente definidos de maneira a estarem sujeitos à interpretação de quem realiza a medição, então existem grandes chances de que haja um conjunto de dados medidos sem correlação para um mesmo produto.

Em relação à emissão conduzida ou irradiada, temos:

- I – A emissão conduzida se propaga pelos condutores de uma residência.
- II – Os condutores de uma residência podem se comportar como uma antena.
- III – A emissão irradiante é restrita apenas a equipamentos de rádio transmissores.

Com relação às afirmativas, selecione a alternativa correta.

- a) É correta somente a afirmativa I.
- b) São corretas as afirmativas I e II.
- c) São corretas as afirmativas II e III.

- d) São corretas as afirmativas I, II, III.
- e) É correta somente a afirmativa III.

**2.** Os campos elétricos irradiados em testes comerciais são medidos tanto em locais abertos para testes como em câmaras semianecoicas. Enquanto os locais abertos para testes são preferenciais, as câmaras semianecoicas oferecem maior controle sobre o ambiente e são mais seguras. Uma câmara semianecoica é uma sala blindada, que possui material absorvente de radiofrequência nas paredes e no teto para prevenir a existência de reflexões e simular o espaço livre.

Leia as seguintes afirmativas:

- I – Câmaras semianecoicas simulam completamente o espaço livre.
- II – Medidas em locais abertos são preferenciais por serem mais simples.
- III – Câmaras anecoicas blindam o interior de interferências do exterior.

Em relação às afirmativas, marque a alternativa correta.

- a) É correta somente a afirmativa II.
- b) São corretas as afirmativas II e III.
- c) São corretas as afirmativas I e III.
- d) São corretas as afirmativas I, II e III.
- e) É correta somente a afirmativa III.

**3.** A antena preferencialmente utilizada para medidas é a dipolo de meia onda sintonizada. É uma antena linear, cujo comprimento geométrico é de meio comprimento de onda da frequência a ser medida, logo o nome “sintonizada” se justifica.

Leia as seguintes afirmativas:

- I – A antena sintonizada não é ideal para medidas automatizadas em uma grande faixa de frequências.
- II – As antenas bicônicas ou log-periódicas são exemplos de antenas que podem ser utilizadas em medidas automatizadas.
- III – As antenas bicônicas ou log-periódicas operam na mesma faixa de frequência quando utilizadas em medidas automatizadas.

Em relação às afirmativas, selecione apenas a alternativa correta.

- a) É correta somente a afirmativa I.
- b) É correta somente a afirmativa II.
- c) São corretas as afirmativas I e II.
- d) São corretas as afirmativas II e III.
- e) São corretas as afirmativas I, II e III.

## Referências

---

AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES - ANATEL. **Ato nº 952**, de 8 de fevereiro de 2018. Disponível em: [https://sei.anatel.gov.br/sei/publicacoes/controlador\\_publicacoes.php?acao=publicacao\\_visualizar&id\\_documento=2787678&id\\_orgao\\_publicacao=0](https://sei.anatel.gov.br/sei/publicacoes/controlador_publicacoes.php?acao=publicacao_visualizar&id_documento=2787678&id_orgao_publicacao=0). Acesso em: 5 set. 2018.

AGENCIA NACIONAL DE TELECOMUNICACOES - ANATEL. **Resolução nº 442**, de 21 de julho de 2006. Disponível em: <http://www.anatel.gov.br/legislacao/resolucoes/21-2006/352-resolucao-442>. Acesso em: 5 set. 2018.

AGENCIA NACIONAL DE TELECOMUNICACOES - ANATEL. **Resolução nº 237**, de 9 de novembro de 2000. Disponível em: <http://www.anatel.gov.br/legislacao/resolucoes/2000/570-resolucao-237>. Acesso em: 5 set. 2018.

AGENCIA NACIONAL DE TELECOMUNICACOES - ANATEL. **Resolução nº 686**, de 13 de outubro de 2017. Disponível em: <http://www.anatel.gov.br/legislacao/resolucoes/2017/952-resolucao-686>. Acesso em: 5 set. 2018.

BRASIL. **Lei nº 9.472**, de 16 de julho de 1997. Dispõe sobre a organização dos serviços de telecomunicações, a criação e funcionamento de um órgão regulador e outros aspectos institucionais, nos termos da Emenda Constitucional nº 8, de 1995. Disponível em: [http://www.planalto.gov.br/ccivil\\_03/LEIS/L9472.htm](http://www.planalto.gov.br/ccivil_03/LEIS/L9472.htm). Acesso em: 11 out. 2018.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION - IEC. **Structure of IEC 61000**. 2014. Disponível em: [https://www.iec.ch/emc/basic\\_emc/basic\\_61000.htm](https://www.iec.ch/emc/basic_emc/basic_61000.htm). Acesso em: 5 set. 2018.

INTERNATIONAL SPECIAL COMMITTEE ON RADIO INTERFERENCE - CISBR. CISBR 11: Industrial, scientific and medical equipment - Radio-frequency disturbance characteristics - Limits and methods of measurement. In: **Webstore** - International Electrotechnical Commission, 2015. Disponível em: <https://webstore.iec.ch/publication/22643>. Acesso em: 5 set. 2018.

INTERNATIONAL SPECIAL COMMITTEE ON RADIO INTERFERENCE - CISBR. CISPR 22 (withdrawn): Information technology equipment - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement. In: **Webstore** - International Electrotechnical Commission, 2008. Disponível em: <https://webstore.iec.ch/publication/72>. Acesso em: 5 set. 2018.

INTERNATIONAL SPECIAL COMMITTEE ON RADIO INTERFERENCE - CISBR. CISPR 24: Information technology equipment - Immunity characteristics - Limits and methods of measurement. In: **Webstore** - International Electrotechnical Commission, 2010. Disponível em: <https://webstore.iec.ch/publication/22154>. Acesso em: 5 set. 2018.

INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION - ITU-R. **K. 48**: EMC requirements for telecommunication equipment - Product family Recommendation. 2006. Disponível em: <https://www.itu.int/rec/T-REC-K.48-200609-I/en>. Acesso em: 5 set. 2018.

INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION - ITU-R. **K.38**: Radiated emission test procedure for physically large systems. 1997. Disponível em: <https://www.itu.int/rec/T-REC-K.38-199610-I/en>. Acesso em: 5 set. 2018.

INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION - ITU-R. **K.21**: Resistibility of telecommunication equipment installed in customer premises to overvoltages and overcurrents. 2017. Disponível em: <https://www.itu.int/rec/T-REC-K.21-201707-I/en>. Acesso em: 5 set. 2018.

INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION - ITU-R. **K.44**: Resistibility tests for telecommunication equipment exposed to overvoltages and overcurrents - Basic Recommendation. 2017. Disponível em: <https://www.itu.int/rec/T-REC-K.44-201705-I/en>. Acesso em: 5 set. 2018.

MORGAN, David. **A handbook for EMC Testing and Measurement**. Reino Unido: Lightning Source, 1994.

PAUL, C. R. **Introduction to electromagnetic compatibility**. Estados Unidos da América: Wiley and Sons, 2006.

WESTON, D. A. **Electromagnetic compatibility: principles and applications**. Nova Iorque: Marcel Dekker, 2000.

WENTWORTH, S. M. **Eletrromagnetismo aplicado: abordagem antecipada das linhas de transmissão**. São Paulo: Artmed, 2009.

YACOB, M. D. **Foundations of mobile radio engineering**. São Paulo: CRC Press, 1993.

# Unidade 2

---

## Interferência eletromagnética

### Convite ao estudo

Caro aluno, vamos falar sobre a interferência eletromagnética e seu impacto em vários aspectos do nosso cotidiano. Esse tipo de interferência, causado por algum distúrbio eletromagnético, pode afetar o desempenho de um dispositivo, um canal de transmissão ou um sistema.

No nosso dia a dia podemos notar a interferência eletromagnética no áudio ou no vídeo, em rádio ou TV, e as fontes podem ser diversas, ou seja, vindas de um acendedor elétrico de fogões ou de uma batedeira. Dispositivos transmissores como celulares e tablets também são potenciais fontes de interferência, e é por esse motivo que a equipe de bordo de um voo pede para que todos os passageiros desliguem seus celulares, a fim de que não haja interferência nos instrumentos da aeronave.

Nesta unidade vamos aprender mais sobre as fontes de interferência eletromagnética. Geralmente, as interferências eletromagnéticas são mudanças rápidas de correntes elétricas que podem ter origem natural ou humana. A grande atenção sobre esse tópico se justifica pelo risco de haver interrupção, obstrução e dano em equipamentos eletrônicos.

Dessa forma, vamos iniciar nossos estudos pelas fontes de interferência eletromagnética. Em seguida, apresentaremos e discutiremos sobre elementos passivos de circuito sujeitos à interferência eletromagnética. Fecharemos a unidade discutindo sobre a função de aterramentos, blindagens e filtros.

Para contextualizar nossa unidade, imagine que um laboratório de testes precisa de um profissional com experiência para oferecer consultoria em uma série de instrumentos que estão sendo preparados para fabricação. Os instrumentos devem ser capazes de operar em ambientes eletromagneticamente agressivos e atender muito bem os requisitos dos clientes. Além disso, a diretoria da empresa decidiu entrar em um novo nicho de negócios. Felizmente, você foi encontrado e seus serviços foram contratados e agora você precisa oferecer o suporte necessário para a equipe de desenvolvimento elaborar soluções em compatibilidade eletromagnética. A sua especialidade é identificar as fontes de interferência, sejam elas naturais ou artificiais. Você deve verificar se os componentes dos aparelhos estão projetados

considerando-se proteção eletromagnética e recomendar condições de operação para assegurar que vão operar apropriadamente.

Assim, a atividade de seu aprendizado vai ser dividida em três seções. Na Seção 2.1, vamos fazer um estudo mais aprofundado das fontes de interferência eletromagnética. Na Seção 2.2, vamos conhecer e aprender sobre os elementos passivos de circuito sujeitos à interferência eletromagnética. Na Seção 2.3, vamos entender o funcionamento de aterramentos, blindagens e filtros.

Sua missão será entender mais a fundo os mecanismos que produzem interferência eletromagnética. Uma vez que você consiga entendê-los, será mais fácil conseguir soluções para diversos problemas do cotidiano. Com sua dedicação e foco você vai chegar lá.

Vamos nessa? Boa sorte!

## Fontes de interferência eletromagnética

### Diálogo aberto

Caro aluno, há muitas formas de interferência eletromagnética que podem afetar circuitos e impedi-los de funcionar da maneira que foram planejados. As interferências eletromagnéticas, ou interferências de rádio, podem se originar de inúmeras maneiras, embora não sejam consideradas em grande parte de projetos eletrônicos que se baseiam em um mundo ideal. O fato é que a interferência eletromagnética pode surgir de fontes humanas ou naturais. Também pode ter uma variedade de características que dependem da fonte ou da natureza do mecanismo que gera a interferência.

Dessa forma, nesta seção, começaremos um estudo mais aprofundado sobre as fontes naturais e humanas de interferência eletromagnética. Começaremos pela interferência atmosférica e, em seguida, discutiremos sobre descargas eletrostáticas. Você vai aprender que descargas atmosféricas e eletrostáticas têm uma influência importante sobre equipamentos eletrônicos. Além disso, vamos discutir sobre o sinal de potência que é comumente utilizado em sistemas de energia para alimentar equipamentos residenciais, comerciais e industriais. Algumas formas de distúrbios em sistemas de energia podem degradar o funcionamento de equipamentos eletrônicos. Finalmente, falaremos sobre a interferência causada por transmissores de rádio, em que parte do sinal que distorce por causas não lineares pode se tornar sinais interferentes importantes.

Lembrando a situação em que contextualizamos nossa unidade, vamos imaginar um problema que a empresa tenha que solucionar, nesse caso na região sul do país, área que é bastante conhecida por ser climaticamente instável. Nessa região há uma indústria de fabricação de papel com um equipamento que faz a leitura de uma série de sensores *wireless* espalhados pela fábrica. O equipamento sempre apresentou problemas de funcionamento, e você acredita que tais problemas estão relacionados à interferência eletromagnética. Em geral, os sintomas vão de leituras instáveis até a total parada de operação por um longo período de tempo (principalmente em dias com tempestades). Seu papel será o de identificar e dar soluções para esse problema. Você deve analisar a sensibilidade do rádio e produzir um relatório que especifique qual é o problema. Será que você consegue identificar a fonte do problema? Será que os sintomas revelam a verdadeira natureza do problema?

Acreditamos que, após a dedicação em seus estudos, essa será uma tarefa bastante fácil. Vamos lá?

Todo dispositivo elétrico ou eletrônico tem que satisfazer valores limites de emissão e demonstrar uma imunidade predefinida contra sinais de distúrbio incidentes. Na prática, deve satisfazer sua função satisfatoriamente se sinais interferentes estão incidindo e deve, no mínimo, resistir à destruição. Sinais interferentes podem ser grosseiramente categorizados em dois: sinais incidentes de ação permanente e sinais com formato de pulso de ocorrência singular ou múltipla. Os sinais de ação permanente incluem, por exemplo, sinais de estação de rádio licenciadas, campos magnéticos de equipamentos utilitários e harmônicos originados de circuitos retificadores ou cargas não lineares em fontes de alimentação. Os sinais com formato de pulso incluem, por exemplo, uma descarga eletrostática, podendo ser múltiplo, rápido e de baixa energia. Além disso, podem ter origem em pulsos singulares de alta energia originados de relâmpagos distantes ou sinais originados de surtos a partir do acionamento de fontes de alimentação de potência em cargas.

Em relação à emissão, podemos concordar que é fácil justificar a necessidade de estabelecer valores limites, ou seja, é para a proteção do público em geral. Entretanto, é mais difícil explicar como os próprios valores são definidos.



### Refleta

A amplitude permitida das emissões de interferência é derivada dos requisitos de compatibilidade mútua da definição de compatibilidade eletromagnética. Assim, reflita: quando uma interferência não permitida ocorre? Quais são as vítimas de interferência a serem consideradas?

Restringindo-nos à faixa de frequência acima de 10 kHz, a resposta é encontrada muito rapidamente: as vítimas mais sensíveis de interferência são os receptores de comunicação com suas antenas. É tarefa desses dispositivos captar a informação a partir de suas frequências de sintonia, avaliar e preparar a informação de forma apresentável ao usuário. Dessa forma, para registrar precisamente o potencial de interferência de um utilitário eletrônico, em relação aos distúrbios de comunicação na recepção, a faixa de frequência é dividida em duas (GONSCHOREK; VICK, 2009):

### Faixa de frequências até 30 MHz ( $\lambda \geq 10$ m)

Dentro dessa faixa, os cabos de conexão funcionam principalmente como antenas, as quais emitem sinais de interferência produzidos pelo dispositivo sob testes dentro do ambiente. Por outro lado, as linhas de transmissão têm

capacidade de ser seletivas com relação à frequência. Uma vez que é impossível testar a emissão com todas as linhas de transmissão, há a necessidade de um substituto. Essa substituição consiste em utilizar a rede de estabilização de impedância de linha. Uma medida de tensão de interferência é conseguida utilizando uma rede de estabilização de impedância de linha. Os valores limite para a tensão de interferência são escolhidos de tal modo que, pela excitação de um dipolo casado de meia-onda para essa voltagem em cada frequência, uma intensidade de campo não produza distúrbio (GONSCHOREK; VICK, 2009).

### **Faixa de frequências acima 30 MHz ( $\lambda \leq 10$ m)**

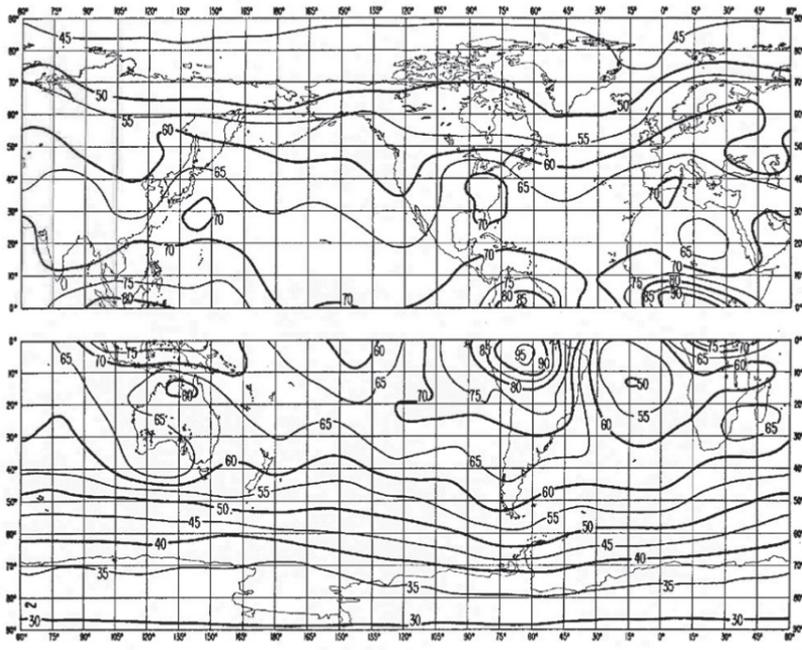
Com o aumento da frequência, o dispositivo sob teste com seus componentes, suas aberturas e seus cabeados se tornam mais e mais como um irradiador. Isso resulta na constatação de que medidas realizadas apenas em cabos são insuficientes para caracterizar o potencial de interferência de um dispositivo sob testes. Entretanto, medidas de intensidade de campo são realizadas fora dessa frequência.

Mesmo assim, o ponto de partida para a definição dos valores limite permanece inalterado em relação às fontes de ruído naturais. Esse ruído é principalmente produzido por descargas eletrostáticas na atmosfera. Pode ser assumido, por exemplo, que aproximadamente 1.000 descargas atmosféricas por segundo ocorrem em toda a Terra. Além disso, assumimos que o modelo de propagação de ondas dentro dos canais de descargas atmosféricas está há vários quilômetros de distância. Assim, fica claro que as componentes de alta frequência do campo irradiado comportam-se como ondas de comunicação eletromagnética, e reflexões ocorrem nas camadas ionizadas da atmosfera. Portanto, relâmpagos nos arredores do equador podem ser considerados interferências impulsivas na Europa. Da mesma forma, um ruído ambiental imutável em certo lugar da Terra depende da posição e do período da estação. Afirmções feitas nessa direção são necessariamente tratadas de forma estatística. É interessante demonstrar que uma antena apontada para o equador, em uma região mais ao norte do planeta, resulta sempre em um maior nível de ruído, quando se compara com outro apontamento feito em outras direções.

Para se ter um grau apropriado de dados confirmados para auxiliar no planejamento de sistemas de comunicação, para fixar um raio de comunicação possível por rádio e para derivar valores limite de interferência, o International Telecommunications Union (ITU) disponibilizou o relatório 322, *Características e distribuição mundial de ruído atmosférico de rádio* (GONSCHOREK; VICK, 2009). Fundamentalmente, equipamentos eletrônicos são afetados por ruído térmico, que é o ruído gerado pela agitação

térmica de cargas no interior de um condutor eléctrico em equilíbrio. Em sistemas de comunicação, além do ruído térmico temos que considerar também o ruído atmosférico. Esse relatório contém o ruído atmosférico de cada região para cada posição na Terra para todas as quatro estações e para os seis períodos diferentes do dia. Um diagrama para o ruído atmosférico  $F_{am}$  representa a potência de ruído acima do ruído térmico com os valores em dB em relação a  $k.T_0.b$  ( $k$  é a constante de Boltzmann,  $T_0$  é a temperatura absoluta em Kelvin e  $b$  é a largura de banda do ruído) para uma frequência de  $f = 1\text{MHz}$ , conforme Figura 2.1.

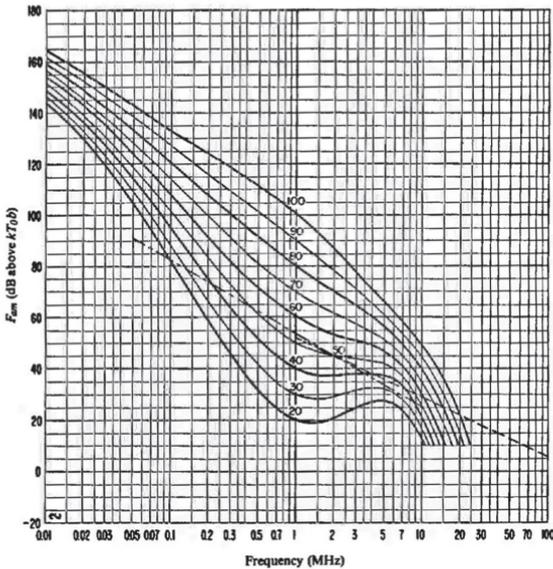
Figura 2.1 | Mapa dos valores esperados do ruído atmosférico de rádio no inverno (dB acima do  $k.T_0.b$ )



Fonte: International Radio Consultative Committee – C.C.I.R (1964, p. 20).

A Figura 2.1 dá valores para o ruído atmosférico em curvas de nível sobre o mapa-múndi. Esse diagrama, em específico, é válido para a estação de inverno dentro do período de tempo de 8:00 até 12:00 (GMT). Para calcular a amplitude do ruído em outras frequências, outro diagrama deve ser utilizado. A frequência para as curvas de nível da Figura 2.1 são todas calculadas para 1 MHz, e o cálculo para outras frequências pode ser conseguido utilizando o diagrama mostrado na Figura 2.2. A curva a ser utilizada é aquela que contém, na frequência de 1 MHz, o valor tirado da Figura 2.1.

Figura 2.2 | Variação do ruído de rádio com a frequência



Fonte: International Radio Consultative Committee – C.C.I.R (1964, p. 21).

A coleta do valor esperado do ruído atmosférico dos gráficos das Figuras 2.1 e 2.2 para uma localização específica, estação e período de tempo permite a conversão em um valor real de ruído como intensidade de campo  $E_n$ . A equação de conversão necessária é (GONSCHOREK; VICK, 2009):

$$E_n = F_{am} - 65.5 + 20 \log f_{MHz} + 10 \log b_{kHz} \quad \text{dB}_{\mu V/m}$$

Onde  $f_{MHz}$  é a frequência de interesse em mega-hertz e  $b_{kHz}$  é a largura de banda do equipamento de medição em quilohertz. Além disso, a potência de ruído incidente na antena pode ser calculado como (GONSCHOREK; VICK, 2009):

$$P_R = \frac{E_n^2}{Z_0} \cdot A$$

Onde  $A$  é a área efetiva da antena e  $Z_0 = 377 \Omega$  é a impedância do espaço livre. Essa mesma expressão tem a seguinte versão em decibéis:

$$P_n = 20 \log(E_n) + 10 \log A - 10 \log Z_0$$



### Assimile

Lembre-se de que os dados apresentados nas Figuras 2.1 e 2.2 representam a potência de ruído acima do ruído térmico. Essa representação dos dados foi interessante para tornar a porção do ruído atmosférico independente.

Além disso, uma fórmula importante para determinar a qualidade de recepção de um sinal em um receptor de rádio é a razão entre ruído e sinal, ou seja, a SNR, que é calculada como:

$$SNR = P_s - (P_n + P_r)$$

Onde  $P_s$  é a potência do sinal,  $P_n$  é a potência de ruído atmosférico e  $P_r$  é a potência relacionada com o ruído térmico interno do receptor. Todos estes parâmetros são dados em valores decibéis.

A descarga eletrostática (ESD) é um fenômeno no qual cargas elétricas estáticas acumuladas em um objeto descarrega repentinamente em outro objeto, tendo uma baixa resistência à terra. A transferência de carga com a descarga de corrente resultante gera campos eletromagnéticos sobre uma ampla faixa de frequências de DC até a faixa de gigahertz. Os circuitos integrados semicondutores e componentes são especialmente susceptíveis aos efeitos dos eventos não controlados de descargas eletrostáticas em sua vizinhança. Eles podem afetar o desempenho de um dispositivo elétrico em uma variedade de maneiras: por campos eletromagnéticos intensos devido à carga e pela descarga de correntes, causando emissões conduzidas ou irradiadas. Um evento de descarga eletrostática pode causar mau funcionamento de um equipamento na forma de corrupção de dados ou travamento de um sistema (SENGUPTA; LIEPA, 2006).

Há várias maneiras pelas quais um corpo, ou corpos, pode ser carregado eletrostaticamente, sendo o carregamento definido como todos os processos que produzem a separação das cargas elétricas positivas ou negativas do corpo sob consideração. Os principais processos relevantes para as descargas eletrostáticas são o carregamento triboelétrico e a indução. O carregamento de eletricidade estática do tipo triboelétrico é gerado pelo contato ou fricção de dois materiais de constantes dielétricas diferentes. Esse processo envolve a transferência de elétrons ou íons através do contato. Durante o processo, alguns materiais absorvem elétrons e adquirem, portanto, carga negativa. Por outro lado, outros materiais tendem a perder elétrons e, portanto, adquirem carga positiva.

Quadro 2.1 | Série triboelétrica

POSITIVO	13 - Madeira
1 - Ar	14 - Aço
2 - Pele humana	15 - Borracha dura
3 - Vidro	16 - Vídeo epóxi
4 - Mica	17 - Cobre
5 - Cabelo humano	18 - Latão
6 - Nylon	19 - Ouro
7 - Lã	20 - Isopor
8 - Amianto	21 - Acrílico
9 - Seda	22 - Poliéster
10 - Alumínio	23 - Silício
11 - Papel	24 - Teflon
12 - Algodão	NEGATIVO

Fonte: adaptada de Sengupta; Liepa (2006, p. 379).

A indução eletrostática pode causar carregamento em porções diferentes do corpo humano. Se um objeto carregado é trazido próximo a outro objeto neutro, o primeiro vai induzir uma redistribuição das cargas do segundo. Se um condutor aterrado for conectado e desconectado do objeto neutro, haverá um equilíbrio de cargas, e o objeto neutro passará a ficar carregado. Logo, isso cria a possibilidade de ocorrer uma descarga eletrostática, por exemplo – o corpo neutro poderia ser o corpo humano (SENGUPTA; LIEPA, 2006).



### **Exemplificando**

Sacos de dissipação antiestática, como o próprio nome sugere, são feitos de um polímero padrão de polietileno com uma cobertura estática dissipativa. Esse utensílio é importante para guardar componentes eletrônicos sensíveis à estática. O saco previne a acumulação de cargas estáticas em sua superfície, descarregando-se por alguma forma de aterramento. A ponte até o aterramento é conseguida com a inclusão de uma amina hidrófila (um componente químico orgânico capaz de absorver e reter umidade), que atrai umidade para sua superfície e permite conduzir cargas quando toca alguma superfície ou até mesmo pela atmosfera.

As fontes de distúrbio de potência podem ser caracterizadas por cinco aspectos: variação de tensão, variação de frequência, distorção da forma de onda, transiente e ruído elétrico contínuo.

A variação de tensão é quando existe o aumento ou a diminuição da amplitude do sinal de potência por alguns segundos que são maiores que meio ciclo. Isso é causado pelo fato de cargas entrarem e saírem da rede elétrica e não haver proteção adequada para suprimir tal efeito.

Variações de frequência são mudanças na frequência senoidal causadas por algum tipo de regulação inadequada do gerador. Esse tipo de problema tem maior impacto em sistemas independentes de geração que trabalham com a rede elétrica pública. Felizmente, a maioria dos sistemas eletrônicos não é afetada por pequenas mudanças de frequência.

As distorções da forma de onda incluem simultaneamente variações de amplitude e variações em frequência. Como consequência, qualquer outro formato de onda que não seja uma senoide pura vai ter a presença de harmônicos. Como antes, esse tipo de distorção não causa muitos problemas em sistemas eletrônicos, mas a distorção de corrente pode causar grande estresse em sistemas de distribuição de energia, provocando superaquecimento de transformadores e mau funcionamento de motores.

Transientes são distúrbios de curto período de tempo, ou seja, menores que meio ciclo de onda, e podem durar de alguns nanossegundos até alguns

milissegundos, com amplitudes de poucos volts até milhares de volts. Nesse caso, são uma ameaça importante a sistemas eletrônicos e podem causar danos por conseguirem desencadear reações em sistemas digitais.

O ruído elétrico contínuo caracteriza-se por distúrbios que são repetitivos e em uma frequência bem mais alta que a frequência fundamental do sinal de potência. Podem se originar de lâmpadas fluorescentes, escovas de motores ou dispositivos de chaveamento, como fontes de computadores. A maioria dos equipamentos eletrônicos modernos sobrevive imune a pequenos níveis desses distúrbios se, particularmente, já incluir filtros contra interferência eletromagnética (GERKE; KIMMEL, 2002).

Um transmissor é tipicamente projetado para gerar uma frequência específica ou certo número de frequências adjacentes. Quando é utilizado para carregar informação, uma ou mais técnicas de modulação são utilizadas e normalmente resultam em bandas laterais. Por exemplo, quando a modulação em amplitude é utilizada, uma banda lateral superior é dada pela soma da frequência central com a frequência modulante, e uma banda lateral inferior é dada subtraindo-se a frequência central da frequência modulante.

Além das frequências utilizadas na transmissão desejada, há também a transmissão de emissões indesejadas, ou seja, espúrios. Dentro dessas emissões pode haver harmônicos da portadora, das bandas laterais e do oscilador interno principal. Outras formas de emissão podem ter origem em frequências não harmônicas e ruído não coerente de banda larga. O ruído branco de banda larga é baseado no ruído térmico, normalmente chamado de ruído gaussiano branco. A consideração feita é de que o ruído térmico exibe uma densidade espectral de potência uniforme (WESTON, 2000).



### **Pesquise mais**

Até agora você aprendeu muito sobre fontes de interferência eletromagnética. Vimos exemplos de interferência eletromagnética com origem natural e humana. Nesse momento é importante que você aprenda mais sobre o que são os “harmônicos”. Os harmônicos são importantes na análise de possíveis fontes de interferência. O vídeo sugerido trata desse tema muito importante:

O que são HARMÔNICAS em sistemas ELÉTRICOS?

Nesta seção estudamos aspectos importantes das fontes naturais de interferência eletromagnética e vimos exemplos de interferência causados por ação humana e natural. Você conheceu mecanismos que geram certas interferências e também aprendeu quais são as consequências de certos

tipos de distúrbio em equipamentos eletrônicos. Agora está na hora de você utilizar seus conhecimentos para enfrentar o desafio de descobrir quais são os motivos que levam o sistema de sensores da fábrica de papel a falharem. A seguir, vamos juntos trabalhar na solução desse problema.

## Sem medo de errar

Vimos anteriormente que uma indústria de fabricação de papel possui um equipamento que faz a leitura de uma série de sensores *wireless* espalhados pela instalação. Esse equipamento sempre apresentou problemas de funcionamento, e você acredita que estejam relacionados à interferência eletromagnética. Em geral, os sintomas vão de leituras instáveis até a total parada de operação por um longo período de tempo (principalmente em dias com tempestades). Sua missão será identificar e dar soluções para o problema.

O primeiro passo tomado para solucionar o problema de compatibilidade eletromagnética é analisar o histórico da manutenção. Nele você vai buscar os momentos em que houve substituição completa. Após uma breve análise, você descobre que houve duas substituições e que os equipamentos que foram substituídos ainda estão disponíveis para investigação na sede da fábrica de papel. Você faz, então, uma visita à fábrica de papel para observar os equipamentos instalados e analisar as possíveis causas dos problemas que vêm acontecendo. Você deve analisar a sensibilidade do rádio e produzir um relatório que especifique qual é o problema.

Devemos lembrar que o equipamento de sensoriamento trabalhava instável na maior parte do tempo, o que revela possíveis problemas com imunidade.

Assim você consulta algumas especificações de funcionamento do equipamento. As especificações são descritas a seguir:

Tabela 2.1 | Especificações técnicas do receptor *wireless* industrial

Especificações do receptor	
Largura de banda do sinal	$b = 32 \text{ kHz}$
Frequência central	$f_c = 40 \text{ MHz}$
Área efetiva da antena	$A = 11.5 \text{ m}^2$
Ruído Térmico	$Pr = -120 \text{ dB}$
SNR mínima para operação	$SNR_{\text{min}} = 34 \text{ dB}$

Fonte: elaborada pelo autor.

Sua suspeita é de que existe uma degradação de sinal além do limite aceitável por conta do ruído atmosférico existente naquela região. Uma consulta rápida ao ITU-R P.372-6 (GONSCHOREK; VICK, 2009) revela que a média de ruído atmosférico da região é de  $F_{\text{am}} = 20 \text{ dB}(kT0b)$ . Outro parâmetro importante a

ser avaliado é a potência de sinal recebido na porta do receptor, que é de  $P_s = -100$  dBm. Assim, a SNR do receptor é calculada como:

$$SNR = P_s - (P_n + P_r)$$

A intensidade real de campo pode ser calculada como:

$$E_n = F_{am} - 65.5 + 20 \cdot \log f_{MHz} + 10 \cdot \log b_{kHz}$$

$$E_n = 20 - 65.5 + 20 \cdot \log(40) + 10 \cdot \log(32)$$

$$E_n = 20 - 65.5 + 20 \cdot 1.60 + 10 \cdot 1.505$$

$$E_n = -45.5 + 32.04 + 15.05$$

$$E_n = 1.59$$

Conforme já vimos, a potência de ruído pode ser calculada como:

$$P_n = 20 \cdot \log(E_n) + 10 \cdot \log(A) - 10 \cdot \log(Z_0)$$

$$P_n = 20 \cdot \log(1.59) + 10 \cdot \log(11.5) - 10 \cdot \log(377)$$

$$P_n = 4.03 + 10.61 - 25.76$$

$$P_n = -11.12$$

Nesse caso, temos que  $Z_0 = 377$  ohms. Voltando ao cálculo da SNR, temos:

$$SNR = P_s - (P_n + P_r)$$

$$SNR = -100 - (-11.12 - 120)$$

$$SNR = 31.12 \text{ dB}$$

Perceba que a SNR em que o aparelho está operando é bem menor que a SNR mínima necessária. Logo o equipamento falha no critério de imunidade. Assim, você conversa com a equipe de desenvolvimento e solicita um ajuste de balanço de enlace. O novo balanço de enlace deve incluir o nível de ruído atmosférico para que o sistema opere sem falhas.

## Avançando na prática

### Eletrônicos vestíveis (wearables)

#### Descrição da situação-problema

Os eletrônicos vestíveis – ou, em inglês, *wearables* – são literalmente “algo vestível”, “que pode ser vestido”. No Brasil, esse é um conceito muito novo e pode ser conhecido pelo termo “tecnologia vestível”, que caracteriza todos os dispositivos inteligentes que alguém veste e usa como se fosse um acessório.

O potencial das tecnologias vestíveis é desconhecido. As aplicações são as mais diversas e podem abranger a área de consumo ou da saúde, do trânsito, da economia doméstica e assim por diante.

Uma empresa que produz eletrônicos vestíveis está desenvolvendo uma roupa para malhação. Essa roupa possui um sistema eletrônico embutido que consegue medir várias características do corpo, como temperatura, pressão e batimentos cardíacos. O controle dos modos de operação é realizado por uma interface metálica costurada no tecido (composto de poliéster), localizada na região do peito. Na fase final de testes vê-se que o produto simplesmente para de operar definitivamente após algum tempo. Qual é a solução para o problema do equipamento? Será que existe alguma relação entre os materiais que pode estar prejudicando o funcionamento do circuito? Analise o problema e responda em forma de relatório.

### Resolução da situação-problema

Ao observar o resultado dos testes e analisar a composição dos materiais é possível suspeitar que o problema de resistibilidade está associado ao fenômeno de carga eletrostática triboelétrica. O carregamento de eletricidade estática do tipo triboelétrico é gerado pelo contato ou fricção de dois materiais de constantes dielétricas diferentes. Esse processo envolve a transferência de elétrons ou íons através do contato. Durante o processo, alguns materiais absorvem elétrons e adquirem, portanto, carga negativa. Por outro lado, outros materiais tendem a perder elétrons e, portanto, adquirem carga positiva. Assim, vejamos novamente a tabela da série triboelétrica.

Quadro 2.1 | Série triboelétrica

<b>POSITIVO</b>	13 - Madeira
1 - Ar	14 - Aço
2 - Pele humana	15 - Borracha dura
3 - Vidro	16 - Vídeo epóxi
4 - Mica	17 - Cobre
5 - Cabelo humano	18 - Latão
6 - Nylon	19 - Ouro
7 - Lã	20 - Isopor
8 - Amianto	21 - Acrílico
9 - Seda	22 - Poliéster
10 - Alumínio	23 - Silício
11 - Papel	24 - Teflon
12 - Algodão	<b>NEGATIVO</b>

Fonte: adaptada de Sengupta; Liepa (2006, p. 379).

Observe que a diferença entre a pele humana e o poliéster provê uma diferença de materiais que promove o acúmulo de cargas eletrostáticas. Logo, após um tempo de exercício, o corpo se carrega eletricamente, e o toque dos dedos no controle dos modos de operação provoca uma descarga eletrostática que danifica os circuitos. Assim, a solução direta seria fazer uma conexão com o circuito do vestível de modo a equilibrar as cargas.

## Faça valer a pena

---

**1.** Todo dispositivo elétrico ou eletrônico tem que satisfazer valores limite de emissão e demonstrar uma imunidade predefinida contra sinais de distúrbio incidentes. Na prática, deve satisfazer sua função satisfatoriamente se sinais interferentes estão incidindo, e deve, no mínimo, resistir à destruição.

Leia as seguintes afirmativas:

I – A emissão é mais importante do que o aspecto de resistência à destruição.

II – As fontes de interferência são apenas originadas da atividade humana.

III – A interferência pode se propagar pela rede de alimentação residencial.

Assinale a alternativa que possui apenas afirmativas corretas.

a) Apenas I.

b) II e III.

c) I e III.

d) Apenas III.

e) I, II e III.

**2.** Para se ter um grau apropriado de dados confirmados para auxiliar no planejamento de sistemas de comunicação, para fixar um raio de comunicação possível por rádio e para derivar valores limite de interferência, o ITU-R disponibilizou o relatório 322, *Características e distribuição mundial de ruído atmosférico de rádio* (GONSCHOREK; VICK, 2009).

Leia as seguintes afirmativas:

I – O relatório possui diagramas para todas as quatro estações e vários períodos de tempo específicos.

II – Apesar de o gráfico de mapa estar restrito a 1 MHz, ainda é possível conseguir dados para outras frequências.

III – Os dados do gráfico de mapa consideram a valores de ruído atmosférico médio absoluto, isto é, ruído térmico e atmosférico.

Assinale a alternativa que possui apenas afirmativas corretas.

- a) Apenas I.
- b) I e II.
- c) Apenas III.
- d) I e III.
- e) I, II e III.

**3.** Um transmissor é tipicamente projetado para gerar uma frequência específica ou certo número de frequências adjacentes. Quando é utilizado para carregar informação, uma ou mais técnicas de modulação são utilizadas e, normalmente, resultam em bandas laterais.

Por exemplo, quando a modulação em amplitude é utilizada, uma banda lateral superior é dada pela soma da frequência central com a frequência modulante, e uma banda lateral inferior é dada subtraindo-se a frequência central da frequência modulante.

Além das frequências utilizadas na transmissão desejada, há também a transmissão de emissões indesejadas, ou seja, espúrios. Dentro dessas emissões pode haver harmônicos da portadora, das bandas laterais e do oscilador interno principal. Outras formas de emissão podem ter origem em frequências não harmônicas e ruído não coerente de banda larga. O ruído branco de banda larga é baseado no ruído térmico, normalmente chamado de ruído gaussiano branco. A consideração feita é de que o ruído térmico exibe uma densidade espectral de potência uniforme.

Leia as seguintes afirmativas:

I – Além das frequências utilizadas na transmissão desejada, há também a transmissão de emissões indesejadas.

II – A consideração feita é de que o ruído térmico exibe uma densidade espectral de potência não uniforme.

III – Dentro dessas emissões pode haver harmônicos da portadora, das bandas laterais e do oscilador interno principal.

Assinale a alternativa que possui apenas afirmativas corretas.

- a) Apenas I.
- b) I e III.
- c) II e III.
- d) Apenas III.
- e) I, II, III.

## Elementos passivos de circuito sujeitos a interferência eletromagnética

### Diálogo aberto

Caro aluno, sabemos que a maior contribuição para problemas de interferência eletromagnética vem de componentes ativos, mas e com relação aos componentes passivos? Estes podem não ser a causa verdadeira de problemas de interferência eletromagnética, mas, se escolhidos e instalados de forma precária, certamente vão contribuir. Assim, certos componentes são utilizados principalmente para o propósito de resolver questões de interferência eletromagnética. Nesta seção, vamos conhecer e estudar tais componentes.

Dessa forma, vamos começar um estudo mais aprofundado sobre condutores, resistores, capacitores e indutores sujeitos a interferência eletromagnética. A maioria dos problemas com interferência eletromagnética é exceção às regras. Eventualmente, um capacitor pode não se comportar como um capacitor. Isso geralmente acontece quando existe uma pequena quantidade de indutância que apenas fará diferença em altas frequências. O mesmo acontece com o indutor, que poderá apresentar comportamento semelhante, porém considerando-se uma capacitância parasita. Até mesmo trilhas e condutores podem ser considerados nessa equação quando sujeitos a alta frequência. O segredo é entender as limitações dos componentes e projetá-los de modo a acomodar essas limitações.

Agora você tem a chance de aprender como resolver problemas de interferência eletromagnética. Em seu trabalho no laboratório, você recebeu um diagrama elétrico de equipamento industrial e seu protótipo para testes. A análise desse equipamento visa a encontrar possíveis emissões eletromagnéticas nocivas e se é susceptível a interferências. O equipamento serve para controlar um motor de grande porte e receber informações de um sensor. Seu trabalho será o de avaliar o protótipo e propor soluções para melhorar a susceptibilidade em relação a interferências eletromagnéticas. Você deve produzir um relatório apontando as soluções técnicas para os problemas encontrados nesse sistema industrial.

Vamos lá?

Problemas de interferência eletromagnética geralmente começam ou terminam em algum circuito eletrônico. Faz muito sentido dar a devida atenção ao impacto da interferência eletromagnética desses componentes individuais, uma vez que estes são blocos de construção de circuitos.

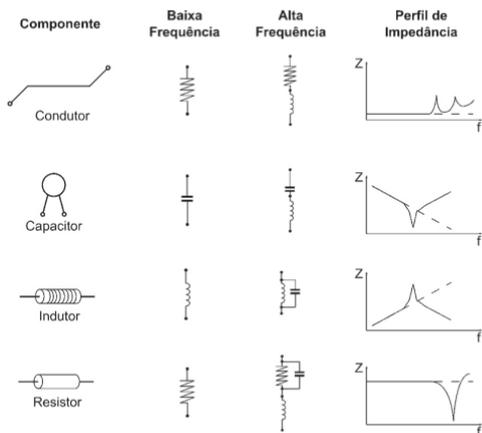
Provavelmente, o aspecto mais importante a ser lembrado sobre componentes eletrônicos é que nenhum deles tem comportamento ideal. Normalmente componentes mudam os valores em relação à frequência, à corrente, à tensão e até mesmo ao tamanho. Além disso, é possível que essas mudanças não sejam lineares e acabem adicionando um grau extra de complexidade. Os dois fatores-chave em interferências eletromagnéticas são as indutâncias e as capacitâncias parasitas. Efeitos indesejados em componentes eletrônicos geralmente aparecem após atingirem um nível de frequência alta. Por exemplo, uma indutância parasita pode converter um capacitor em um indutor, e uma capacitância parasita pode converter um indutor em um capacitor.

Muitas vezes esses aspectos não são documentados nos informativos de componentes (*Datasheets*), e frequentemente é necessário conhecer quais são esses aspectos. De fato, quando se busca diagnosticar problemas de interferência eletromagnética, precisamos frequentemente considerar uma suspeita em relação ao funcionamento de componentes que podem estar sujeitos a essas indutâncias ou capacitâncias parasitas. Uma atitude prudente é examinar circuitos em três faixas de frequência: baixa, média e alta. Analisar o comportamento do componente nessas três faixas ajuda a avaliar se sua operação resulta um comportamento desejado (WENTWORTH, 2009).

Componentes passivos compõem a base para todo circuito eletrônico e podem apresentar comportamento diferente para frequências diferentes. Os componentes básicos são o resistor, o indutor e o capacitor. Outro elemento que também pode ser considerado um “componente” importante é o condutor linear. Esse modelo representa as trilhas normalmente encontradas em baixo de placas de circuito impresso e é necessário para fazer conexão entre componentes e, claro, muito importante sob a perspectiva da interferência eletromagnética (WESTON, 2000).

A Figura 2.3 mostra a resposta em frequência de vários componentes passivos. Note que os componentes se comportam como esperado em baixas frequências. Por outro lado, deixam de se comportar como os modelos ideais apresentados por livros fundamentais de eletricidade na medida em que operam em frequências cada vez maiores. O motivo desse comportamento vem do fato da existência de indutâncias/capacitâncias parasitas, que podem estar ora embutidas nos próprios componentes, ora relacionadas com a maneira com a qual estão instaladas.

Figura 2.3 | Modelos de componentes eletrônicos passivos



Fonte: elaborada pelo autor.

Trilhas de circuitos são os elementos mais presentes em dispositivos eletrônicos. Assim, as trilhas das placas também podem ser consideradas como componentes eletrônicos. Em frequências um pouco acima de 10 kHz, a impedância indutiva excede a resistência, e as trilhas começam a se comportar como pequenos indutores. Quando o comprimento excede por volta de 1/20 comprimentos de onda, as trilhas começam a exibir efeitos de linhas de transmissão e antenas. A ressonância pode ocorrer em múltiplos de  $\frac{1}{4}$  de comprimento de onda, e, em muitos comprimentos de onda, as trilhas podem ser comportar como antenas com ganho razoável (WESTON, 2000).



### Refleta

Você consegue imaginar o quão importantes são os efeitos de frequências mais altas? Em que momento esses efeitos podem ser ignorados, ou ainda precisamos ficar atentos ao risco de problemas potenciais? Seria possível que as trilhas representassem uma “parte escondida” do esquemático original?

Além disso, um condutor não é ideal e possui uma quantidade pequena de resistência. Essa resistência pode ser calculada da seguinte maneira (WENTWORTH, 2009, p. 519):

$$R_{cc} = \frac{l}{\sigma \pi a^2}$$

Onde  $R_{cc}$  representa a resistência em corrente contínua,  $l$  é o comprimento,  $\sigma$  é a condutividade e  $a^2$  é a área transversal do condutor. Na medida em que o condutor é submetido a frequências mais altas, temos o aparecimento do efeito pelicular. Nesse fenômeno, a corrente começa

a fluir próxima à periferia do condutor. Dessa forma, podemos calcular a profundidade pelicular como (WENTWORTH, 2009, p. 519):

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}$$

Combinando as equações anteriores, temos que a resistência em corrente alternada é dada por (WENTWORTH, 2009):

$$R_{ca} = R_{cc} \frac{a}{2\delta}$$

Outro fator importante é conseguir estimar a frequência para a qual a resistência começa a aumentar devido ao efeito pelicular. Assim, temos que essa frequência pode ser calculada como (WENTWORTH, 2009, p. 520):

$$f = \frac{4}{\pi \mu \sigma a^2}$$

Visto que o condutor apresenta indutância, temos que ela pode ser calculada como (WENTWORTH, 2009, p. 520):

$$L_{cc} = \frac{\mu l}{8\pi}$$

Uma vez que essa indutância é dependente da corrente do condutor, para altas frequências devemos então considerar também o efeito pelicular. Assim, para incluir o efeito pelicular podemos reescrever a última equação como (WENTWORTH, 2009, p. 521):

$$L_{ca} = \frac{\mu l}{4\pi a} \delta$$

Dessa forma, a impedância de um condutor em altas frequências pode ser determinada como (WENTWORTH, 2009, p. 521):

$$Z = R_{ca} + j\omega L_{ca}$$

O resistor, mesmo representando um dos componentes mais simples, pode apresentar problemas de interferência eletromagnética. Note na Figura 2.1 que um resistor operando em alta frequência pode ser representado por um circuito equivalente que inclui um resistor, um capacitor e um indutor. Enquanto resistores antigos feitos com material de carbono eram relativamente bem-comportados para frequências de algumas centenas de mega-hertz, resistores de filme ou fio são susceptíveis a apresentar efeitos indutivos e, portanto, aumentam a impedância total.



### Exemplificando

Em altas frequências, entretanto, capacitância parasita (entre voltas ou ponta a ponta) limita a impedância. Por exemplo, 3 pF em 100 MHz é em torno de 500 ohms. Se colocarmos essa impedância em paralelo com qualquer outra que esteja em torno de uma grandeza em kilo-ohms, então continuaremos com algo bem próximo de 500 ohms.

Além disso, transientes de alta tensão, tais como descargas eletrostáticas, podem formar arcos entre os enrolamentos ou através do componente inteiro. Embora não seja um problema bem documentado, é possível observar essa ocorrência diversas vezes. Além disso, as correntes por descargas eletrostáticas podem causar danos permanentes em resistores pequenos devido ao efeito de aquecimento excessivo.

Um fato conhecido é o de que todos os capacitores ressonam. A Figura 2.1 mostra o circuito equivalente do capacitor para altas frequências. Como resultado da nova configuração, a impedância do capacitor é na verdade baixa na ressonância. Esse aspecto pode até ser visto como algo bom. Por outro lado, acima da frequência de ressonância, o capacitor começa a se comportar como indutor, e a impedância aumenta. Portanto, esse não é um comportamento desejado para uma aplicação em que o objetivo seja drenar sinais de alta frequência para terra.

Temos que a indutância interna está em função do tamanho do componente. Assim, a maioria dos capacitores eletrolíticos são autorressonantes entre 1 a 10 MHz. Isso significa que eles são bons para filtragem ou armazenamento de energia. Por outro lado, são inúteis para desacoplamento de sinais a partir de 10 MHz. A Tabela 2.2 mostra as frequências típicas para vários tipos de capacitores (WESTON, 2000).

Tabela 2.2 | Frequências seguras típicas para vários tipos de capacitores

Tipo	Frequência máxima
Eletrolítico de alumínio	100 kHz
Eletrolítico de tântalo	1 MHz
Papel	5 MHz
Poliéster	10 MHz
Poliestireno	500 MHz
Mica	500 MHz
Cerâmico	1 GHz

Fonte: adaptada de Wentworth (2009).

Para as frequências mais altas relacionadas a interferência eletromagnética, os capacitores cerâmicos são os preferenciais. Essas características são autojustificáveis, pois a pequena superfície de montagem dos capacitores cerâmicos são ideais para frequências de até 1 GHz. Entretanto, a indutância pertencente aos condutores da placa (e podemos até incluir as ilhas) podem ainda limitar o desempenho.



## Exemplificando

Por exemplo, se assumirmos que há 20 nH por centímetro para um condutor, um capacitor de 1.000 pF vai ressonar em torno de 70 MHz com um comprimento de fio de apenas 0,6 centímetros. Em 0,3 centímetros, esse capacitor cai para 50 MHz. Portanto, a dica mais importante para este problema é sempre manter o comprimento de conectores o mais curto possível.

Para facilitar a avaliação de problemas de interferência eletromagnética, você pode contar com um cálculo de valores de capacitor para frequências diferentes por meio de uma regra chamada de “regra de um”. Assim, se o produto da frequência e a capacitância dada em MHz x uF é igual a um, então a impedância capacitiva  $X_c$  é 0.16 ohms. Por exemplo, se temos uma frequência em 100 MHz e uma capacitância de 0.01 uF, é imediatamente conhecido que a impedância capacitiva é de 0.16 ohms. Além disso, é possível conhecer outros valores de impedâncias apenas alterando escalas de 10. Por exemplo, você ainda pode continuar com a mesma frequência e alterar a capacitância para 0.001 uF, e o resultado seria 1.6 ohms de reatância.



## Assimile

O valor de capacitor para fazer desacoplamento de interferência eletromagnética deve ser o suficiente, mas não muito. Uma vez que você está querendo prover um curto em alta frequência, algo abaixo de 1 ohm é um bom objetivo. Não é necessário ir mais abaixo, uma vez que você se torna limitado pela resistência interna do capacitor.

Com relação aos indutores, também sabemos que esses componentes sempre ressonam devido à interação indutância e a capacitância entre as voltas. Na Figura 2.1, note o modelo de circuito para altas frequências. Observe que se forma um circuito paralelo ressonante parasita. Portanto, a impedância aumenta na ressonância, mas cai acima da frequência de ressonância, conforme ilustrado no perfil. Com efeito, o indutor se torna um capacitor acima da ressonância. Dependendo da aplicação, esse poderia ser um efeito indesejado se o projetista considerasse o modelo em baixas frequências (WESTON, 2000).

Como uma regra tradicional, nós usamos 50 MHz como frequência de ressonância padrão para pequenos indutores com núcleo de ar e que são comuns em aplicações de interferências eletromagnéticas. É possível calcular a frequência de ressonância com a seguinte fórmula (WENTWORTH, 2009, p. 526):

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_p}}$$

Onde  $L$  é a indutância em micro-Henry, e  $C_p$  a capacitância parasita. Se, por exemplo, considerarmos um choque de 1 nH que possui uma capacitância parasita de 633 nF, então:

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{1 \times 10^{-9} \cdot 632 \times 10^{-12}}} = 200 \text{ MHz}$$

Considerando que o valor de 633 pF é um valor de capacitância parasítica normalmente encontrado na prática, a equação da frequência de ressonância pode ser simplificada para:

$$f_R = \frac{6,32 \times 10^3}{\sqrt{L}} = \frac{6,32 \times 10^3}{\sqrt{1 \times 10^{-9}}} \approx 200 \text{ MHz}$$

Os valores encontrados são geralmente muito próximos de valores medidos.

Em frequências acima de 50 MHz, os ferrites são preferíveis. Os ferrites são materiais mais permeáveis e permitem conseguir uma maior indutância em relação aos dispositivos com núcleo de ar. Isso significa que é possível obter mais indutância com menor número de voltas com os ferrites. É dessa maneira que se consegue um maior desempenho em alta frequência.

Diferente dos núcleos de ar, os núcleos com ferrite passam a ter mais perdas após ultrapassar certo limite de frequência. Embora isso seja visto como algo negativo para projetistas de radiofrequência, essa propriedade de perdas pode ter um uso interessante em problemas com interferências eletromagnéticas. Assim, seria desejável trabalhar na região de perdas, e, com isso, os indutores podem se comportar como resistores dependentes de alta frequência (WESTON, 2000).



### Pesquise mais

Até agora você aprendeu sobre o comportamento de componentes passivos em altas frequências. Vimos que o modelo simples dos componentes em baixa frequência se torna uma combinação de outros componentes em alta frequência.

Vamos mais a fundo investigar problemas que ocorrem em condutores que captam ruído ambiente. O vídeo sugerido a seguir mostra uma situação em que uma fonte de tensão linear apresenta comportamento de uma fonte chaveada, ou seja, apresenta picos no sinal de alimentação. O apresentador demonstra como encontrar a fonte de interfe-

rência visto não ser esse um comportamento normal desse tipo de fonte. Conforme já discutimos, condutores podem se comportar como antenas ou linhas de transmissão.

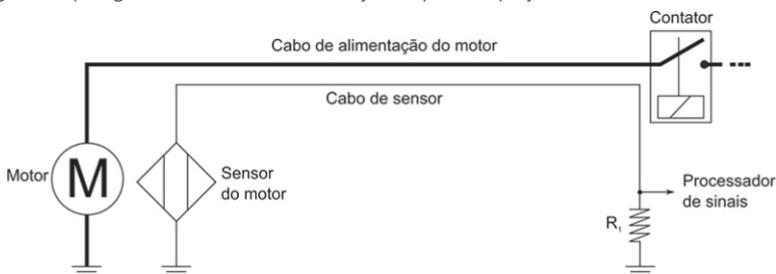
HOW TO track down common mode noise (Como caçar ruído de modo comum).

Nesta seção estudamos aspectos importantes sobre a relação entre componentes eletrônicos passivos e a interferência eletromagnética. Vimos exemplos de situação em que componentes passivos podem degradar ou auxiliar nos problemas com interferência eletromagnética. Você conheceu mecanismos que fazem com que os componentes que operam em baixas frequências passam a se comportar diferente em altas frequências. Agora, está na hora de você utilizar seus conhecimentos para avaliar um protótipo que tem chances de possuir problemas com interferência eletromagnética. A seguir, vamos juntos trabalhar na solução desse problema.

## Sem medo de errar

Com o diagrama elétrico e o protótipo em mãos, o primeiro passo tomado para avaliar problemas de compatibilidade eletromagnética é analisar algumas informações fundamentais. Assim, você observa o diagrama esquemático principal e esboça uma versão mais simplificada de forma a destacar melhor os problemas existentes. O novo diagrama é apresentado na Figura 2.4.

Figura 2.4 | Diagrama de circuito de uma seção suspeita do projeto



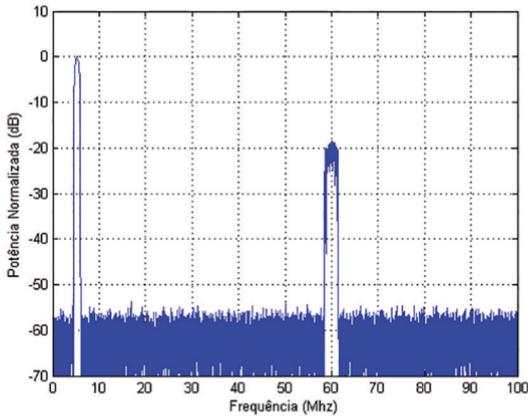
Fonte: elaborada pelo autor.

Nesse diagrama, observamos que existe um motor que é acionado por um circuito de controle por meio de um contator. O sensor é embutido no chassi do motor e leva um sinal através de um cabo longo até o circuito de controle. O cabo de alimentação e o cabo de sensor caminham juntos até o circuito de controle, e por isso há grandes chances de haver problemas de

interferência por acoplamento. Além disso, o motor utilizado é de escovas, o que aumenta ainda mais as chances de haver problemas com o ruído gerado por esse tipo de motor.

Sua investigação começa pela verificação do sinal sobre o resistor  $R_1 = 50 \Omega$ . Para isso, você utiliza um analisador de espectro que exibe o conteúdo espectral da Figura 2.5.

Figura 2.5 | Conteúdo espectral do sinal originado do cabo e sensor



Fonte: elaborada pelo autor.

Nesse gráfico, notamos que o sinal desejado está em torno de 5 MHz e que há uma interferência em torno de 60 MHz. A solução seria, então, utilizar um capacitor para drenar a interferência para terra. Assim, você tem duas opções de capacitores com as seguintes características:

Tabela 2.3 | Características dos capacitores disponíveis

Capacitor 1	Capacitor 2
$R_x=0.001$ ohms	$R_x=1$ ohms
$LL=10$ nH	$LL = 50$ nH
$C = 2.2$ pF	$C = 100$ pF

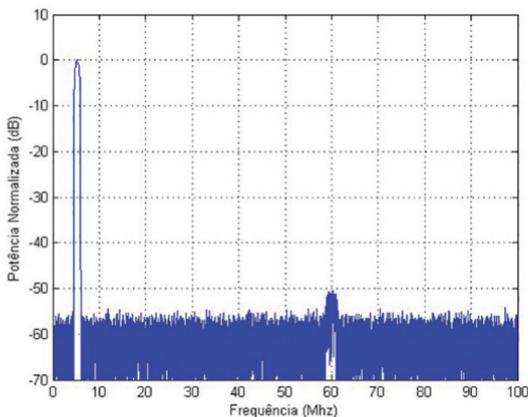
  

O gráfico mostra a impedância em relação a 1 Ohm em dB em função da frequência em Hz. O eixo horizontal varia de 0 a 100 Hz, e o eixo vertical varia de 0 a 60 dB. Há duas curvas: uma para o Capacitor 1 (2.2 pF) e outra para o Capacitor 2 (100 pF). Ambas as curvas mostram uma impedância que diminui com a frequência. A curva do Capacitor 1 começa em 60 dB a 0 Hz e cai para cerca de 30 dB a 100 Hz. A curva do Capacitor 2 começa em 60 dB a 0 Hz e cai para cerca de 28 dB a 100 Hz.

Fonte: elaborada pelo autor.

Por sorte, note que o capacitor 2 é o mais adequado, pois possui impedância muito baixa, em torno de 60 MHz. Logo, você altera o protótipo para incluir o novo componente e faz uma nova avaliação com o analisador de espectro. O resultado é ilustrado na Figura 2.6.

Figura 2.6 | Análise espectral após adição do capacitor 2



Fonte: elaborada pelo autor.

Dessa forma, observe que entender o comportamento não linear de componentes em alta frequência pode ajudar a resolver de forma efetiva os problemas de compatibilidade eletromagnética. A escolha do capacitor correto permitiu atenuar um ruído que poderia contaminar os circuitos eletrônicos do controlador do motor.

## Avançando na prática

# Sensor com interferência por acoplamento

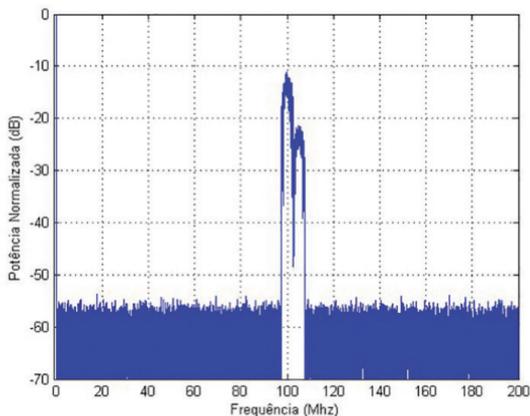
## Descrição da situação-problema

Uma caldeira tem um controle automático de temperatura que é necessário para o cozimento de alimentos em certa indústria alimentícia. A caldeira começou a apresentar problemas após a inclusão de um novo sistema de comunicação por rádio. A suspeita é de que alguma interferência esteja causando um distúrbio no circuito eletrônico que realiza o controle em relação à leitura de temperatura. A conexão que parte do sensor até o controle é de 3 metros, logo é possível que haja alguma contaminação através do cabo do sensor. Seu trabalho será encontrar uma solução para resolver o problema de interferência.

## Resolução da situação-problema

O seu trabalho começa pela investigação do espectro do sinal que chega ao controlador. Você utiliza o analisador de espectro para observar o conteúdo espectral do final do cabo, e o resultado de sua análise aparece na Figura 2.7.

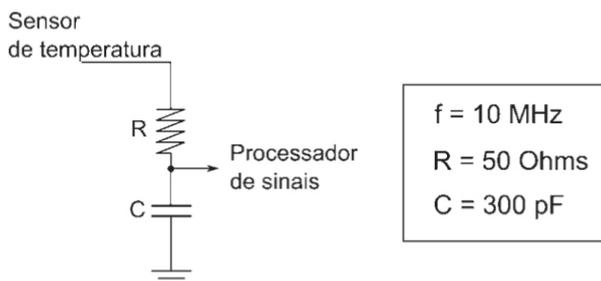
Figura 2.7 | Espectro observado no final do cabo do sensor



Fonte: elaborada pelo autor.

Note que existe um conteúdo de alta amplitude concentrado em torno da frequência de 100 MHz. Uma inspeção do circuito do controlador da caldeira revela que há um microprocessador que opera com uma base de tempo de 100 MHz, e conseqüentemente o ruído pode estar interferindo com a base de tempo do processador e atrapalhando o funcionamento normal. Visto que o conteúdo espectral do sinal de interesse é baixo, um filtro passa-baixas pode resolver a questão. Então, esboçamos e calculamos o circuito passa-baixas com frequência de corte 10 vezes menor que o conteúdo de ruído, de acordo com o que consta na Figura 2.8.

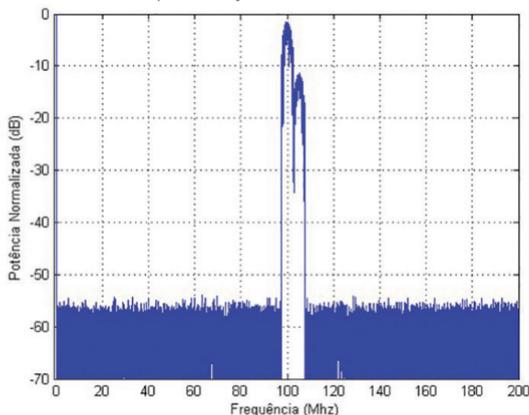
Figura 2.8 | Esboço de filtro passa baixas



Fonte: elaborada pelo autor.

De maneira confiante, você constrói o filtro e adapta o circuito entre o conector do sensor e a entrada do equipamento de controle. Após um período de testes, o equipamento continua com problemas, e uma nova verificação com o analisador de espectro revela o resultado da Figura 2.9.

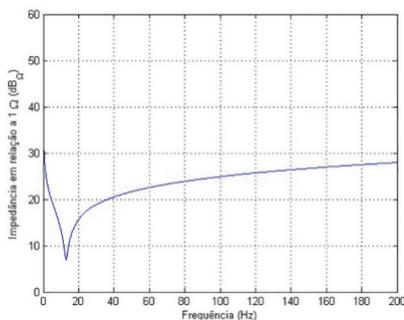
Figura 2.9 | Espectro observado após a adição do filtro



Fonte: elaborada pelo autor.

Veja que, por algum motivo, o ruído se aparenta maior que a colocação do filtro passa-baixas. A explicação desse resultado vem do tipo de capacitor utilizado. A análise da impedância em relação à frequência revela a solução e pode ser observada a partir da Figura 2.10.

Figura 2.10 | Impedância de capacitor para altas frequências



Fonte: elaborada pelo autor.

Perceba que, para o capacitor utilizado, a impedância em torno de 100 MHz é de 25 dB, ou seja, 316 Ohms. Dessa forma, o ruído não é drenado para terra e continua interferindo no funcionamento do equipamento. Assim, você faz a substituição do capacitor por outro que opere em frequências maiores, e o equipamento passa a funcionar normalmente.

**1.** Provavelmente, o aspecto mais importante a ser lembrado sobre componentes eletrônicos é que nenhum deles tem comportamento ideal. Normalmente, componentes mudam os valores em relação à frequência, à corrente, à tensão e até mesmo ao tamanho. Além disso, é possível que essas mudanças não sejam lineares e acabem adicionando um grau extra de complexidade.

Dentre as alternativas a seguir marque apenas a alternativa com os fatores-chave em interferência eletromagnética.

- a) Corrente e voltagem.
- b) Umidade e energia.
- c) Potência e corrente.
- d) Capacitância e indutância.
- e) Emissão e susceptibilidade.

**2.** Um fato conhecido é o de que todos os capacitores ressonam. Como resultado da nova configuração, a impedância do capacitor é na verdade baixa na ressonância. Esse aspecto pode até ser visto como algo bom. Por outro lado, acima da frequência de ressonância, o capacitor começa a se comportar como indutor, e a impedância aumenta. Portanto, esse não é um comportamento desejado para uma aplicação em que o objetivo seja drenar sinais de alta frequência para terra.

Dentre todas as alternativas a seguir marque aquela que seja adequada para aplicações que trabalham devidamente dentro da grandeza em GHz.

- a) Poliéster.
- b) Mica.
- c) Cerâmico.
- d) Papel.
- e) Eletrolítico.

**3.** Para as frequências mais altas relacionadas com interferência eletromagnética, os capacitores cerâmicos são os preferenciais. Essas características são autojustificáveis, pois a pequena superfície de montagem dos capacitores cerâmicos é ideal para frequências de até 1 GHz. Entretanto, a indutância pertencente aos condutores da placa (e podemos até incluir as ilhas) pode ainda limitar o desempenho.

Suponha que exista uma interferência na faixa de 200 MHz que esteja prejudicando o funcionamento de um dispositivo eletrônico. Utilizando a “regra de um”, qual seria a capacitância adequada para que a impedância capacitiva seja de 0.16 ohms? Marque a alternativa correta.

- a) 330 uF.
- b) 470 uF.

- c) 0.16  $\mu\text{F}$ .
- d) 0.001  $\mu\text{F}$ .
- e) 0.005  $\mu\text{F}$ .

## Aterramentos, blindagens e filtros

### Diálogo aberto

Sistemas eletrônicos bem projetados operam com confiabilidade em seu ambiente eletromagnético. Eles normalmente não são afetados com facilidade por picos de tensão, funcionam bem até mesmo na presença de campos magnéticos fortes e não causam interferência em equipamentos adjacentes. Em um sistema bem projetado, o custo de um bom aterramento, blindagem e filtragem costuma ser insignificante em relação ao custo total do projeto. Infelizmente, muitos sistemas eletrônicos não são bem projetados. É comum que empresas gastem milhões na tentativa de rastrear e corrigir problemas de funcionamento que foram resultado de se estabelecer soluções impróprias de aterramento, blindagem ou filtragem.

Nesta seção, vamos rever os fundamentos de aterramento, blindagem e filtragem, que são conceitos que ajudam a melhorar a segurança e a confiabilidade de produtos eletrônicos. Dessa forma, vamos começar com um estudo sobre topologia de aterramento e área de laço. Em seguida, trataremos dos tipos de blindagem e cabos de blindagem. E, finalmente, falaremos de filtragem e de como utilizar núcleos de ferrite para combater interferências.

Retomando a situação-problema do nosso contexto de aprendizagem, vamos imaginar que você recebeu um equipamento para ser avaliado no laboratório em que está trabalhando e que serve para sincronizar a velocidade entre dois motores. O equipamento trabalha em um ambiente industrial e consiste de um microcontrolador que recebe um sinal analógico de um transformador de corrente conectado em uma das três fases presentes em um motor de indução. A variação da corrente do motor é monitorada pelo circuito que, após determinado processamento, controla a corrente CA que alimenta outro motor. O equipamento apresenta vários problemas de funcionamento e raramente entra em sincronia. Dentro de um conjunto de análises, constata-se a presença de nível CC a partir do transformador de corrente para o circuito de processamento, presença de nível CC na entrada do controle do motor, mau funcionamento do microcontrolador devido à interferência CA do controlador do motor e mau funcionamento do microcontrolador devido aos transientes na linha de alimentação. Seu trabalho é identificar a causa dos problemas citados e fornecer as soluções na forma de um relatório técnico.

Vamos lá?

A interferência eletromagnética é um grande problema para projetistas de sistemas constituídos de um conjunto de subsistemas, cada qual composto de um grande número de componentes eletrônicos montados bem próximos. Se a precaução apropriada não for tomada, esses subsistemas podem não funcionar apropriadamente e contribuir para uma falha geral de sistema. Os três principais aspectos do projeto de compatibilidade eletromagnética que vamos abordar são: aterramentos, blindagem e filtragem (WENTWORTH, 2009).



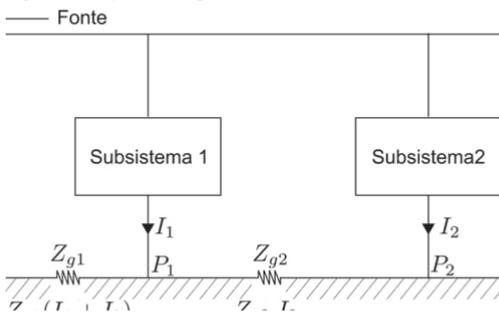
### Refleta

Uma característica bem conhecida de circuitos digitais em relação aos circuitos analógicos é a robustez. Circuitos digitais são menos susceptíveis a ruído ou interferência que os circuitos analógicos. Mas, de fato, o que realmente faz com que circuitos digitais sejam mais robustos? Quais são os fatos que poderiam prejudicar essa robustez no universo da interferência eletromagnética?

A malha de aterramento é idealmente uma superfície equipotencial de impedância zero. Um engenheiro eletricista considera uma superfície equipotencial ideal do ponto de vista CA ou CC. Por outro lado, nenhum aterramento mencionado por esses modelos pode ser considerado ideal e, frequentemente, aterramentos podem até estar longe de ser comparados com um aterramento ideal. No caso do engenheiro responsável por soluções de compatibilidade eletromagnética, a visão sobre o aterramento é diferente. Considera-se que todo o condutor tem certa quantidade de impedância (resistência, indutância e capacitância), e essas quantidades não podem ser ignoradas (WESTON, 2000).

A Figura 2.11 mostra dois subsistemas aterrados em diferentes pontos de um plano terra (pontos  $P_1$  e  $P_2$ ) que, de forma ideal, poderiam ser considerados com o mesmo potencial no plano. Na realidade, a resistência finita entre os dois pontos do plano terra, e sua indutância em altas frequências, resultará em uma queda de tensão entre os pontos  $P_1$  e  $P_2$ .

Figura 2.11 | Modelo geral de aterramento



Fonte: elaborada pelo autor.

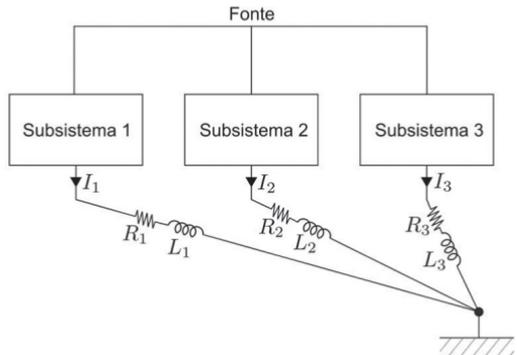
A corrente de retorno  $I_2$  para o subsistema 2 combina com aquela do subsistema 1, e ambos passam pela impedância de terra comum  $Z_{g1}$ , resultando em uma queda de tensão de  $Z_{g1}(I_1 + I_2)$  volts. As flutuações de sinal no subsistema 2 estão incluídas na queda de tensão de  $Z_{g1}I_2$ . Portanto, o ponto de aterramento do subsistema 1 varia a uma taxa que é proporcional aos sinais no subsistema 2. Devido a essa impedância finita, a tensão no ponto de terra do subsistema 2 é  $Z_{g1}I_1 + (Z_{g1} + Z_{g2})I_2$ . A imposição dos sinais do subsistema 1 sobre o ponto de terra do subsistema 2 é referida como impedância de acoplamento comum (WESTON, 2000).

Além disso, para frequências acima de 10 MHz, a resistência dos condutores é relativamente pequena quando comparada com a indutância. Portanto, o aumento da massa do condutor terra (ou aumento de diâmetro) para frequências acima de 10 MHz não causa nenhum efeito apreciável na diminuição da resistência em alta frequência. Mesmo considerando o efeito pelicular, espessura em 100 MHz, a indutância do condutor é maior por uma ordem de 1.000 vezes em relação à resistência calculada considerando-se o efeito pelicular. Essa é uma quantidade considerável de indutância em altas frequências e pode causar mudança abrupta na tensão de terra em circuitos lógicos de alta velocidade. Se a mudança repentina de tensão de terra durante a transição de estado exceder o nível de ruído de uma família lógica, um valor falso de uma operação lógica pode se propagar e comprometer completamente o funcionamento de um sistema. Assim, é muito importante que se dê atenção à topologia de aterramento e a como ela deve ser implementada (WENTWORTH, 2009).

Ao considerarmos o nível de intersistemas, duas técnicas principais de aterramento podem ser empregadas conforme apresentaremos a seguir.

**Aterramento de ponto único:** o principal objetivo de usar um único ponto de aterramento dentro de um sistema é prevenir que as correntes de dois subsistemas compartilhem o mesmo percurso de retorno e acabem produzindo impedância de acoplamento comum. A Figura 2.12 mostra uma conexão de ponto comum de terra ideal.

Figura 2.10 | Aterramento de ponto único



Fonte: elaborada pelo autor.

O aterramento de ponto único tem a desvantagem de que todas as conexões de terra dos subsistemas são levadas para o mesmo ponto, o qual requer condutores mais compridos, que resultam em uma impedância maior. Além disso, as correntes de retorno fluindo através dos mesmos condutores podem irradiar eficientemente para outros condutores terra e gerar o efeito de *crossstalk* entre eles. Portanto, aterramento de ponto único deve ser empregado apenas para subsistemas de baixa frequência (WENTWORTH, 2009).

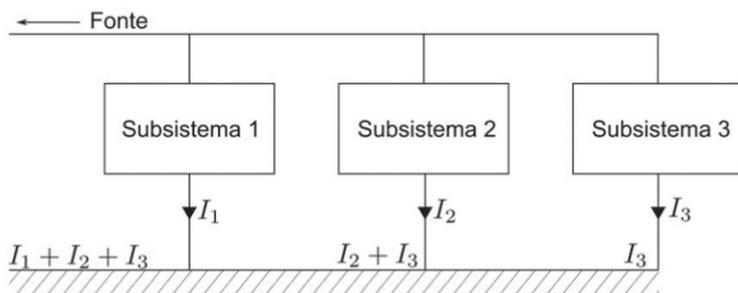


### Exemplificando

O termo *crossstalk* tem um equivalente em português: a linha cruzada. Esse foi um fenômeno comum nos telefones de linha antigos. Acontecia quando alguém fazia uma ligação pelo telefone, e um terceiro aparecia na linha. A confusão ocorre quando as ondas eletromagnéticas vindas de dois aparelhos se sobrepõem. Podemos dizer que houve acoplamento magnético e que o sinal acabou escapando por um caminho por onde não deveria ter passado.

**Aterramento de multiponto:** em um sistema de aterramento multiponto, aterramentos de um subsistema são conectados em pontos diferentes de um condutor aterramento, conforme mostrado na Figura 2.13.

Figura 2.13 | Aterramento multiponto



Fonte: elaborada pelo autor.

A vantagem de utilizar aterramento multiponto é que as conexões dos condutores de aterramento multiponto podem ser mais curtas que os aterramentos que estão conectados aos pontos mais próximos do subsistema. Esse tipo de aterramento deve ser empregado quando os subsistemas estão longe uns dos outros e quando a impedância entre esses pontos de conexão ao longo do condutor terra é pequeno na frequência de interesse (WESTON, 2000).

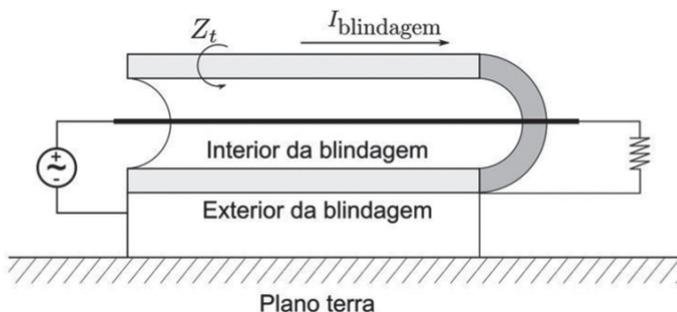


## Assimile

Nesse momento é importante lembrar quando utilizar as topologias de aterramento. No caso do ponto único, ele deve ser empregado apenas para subsistemas de baixa frequência, pelo fato de correntes de retorno fluindo através destes condutores irradiarem eficientemente para outros condutores. No caso do multiponto, a topologia é melhor em frequências maiores, quando os subsistemas estão longe uns dos outros e quando a impedância entre esses pontos de conexão ao longo do condutor terra é pequeno na frequência de interesse.

A blindagem é definida como um confinamento que isola completamente um sistema eletrônico da influência eletromagnética. Pode ser também entendido como uma barreira que impede a entrada ou saída de energia eletromagnética. A teoria de blindagem começa com um modelo físico do ambiente de blindagem. A Figura 2.14 mostra um diagrama esquemático do modelo. O modelo assume que o cabo é encapsulado tal que a blindagem não está em contato com o plano terra, exceto pelas pontas. Sendo esse o caso, uma linha de transmissão é formada pelo plano terra existente e em relação a área externa da blindagem. Da mesma forma, o mesmo acontece com o interior da blindagem, formando-se também uma linha de transmissão. Portanto, o que temos são duas linhas de transmissão acopladas por meio de um “vazamento” existente através da blindagem. O acoplamento entre as linhas de transmissão interior e exterior é caracterizado por um mecanismo chamado de transferência de impedância de superfície,  $Z_t$  (WENTWORTH, 2009).

Figura 2.12 | Modelo do ambiente físico para um condutor blindado

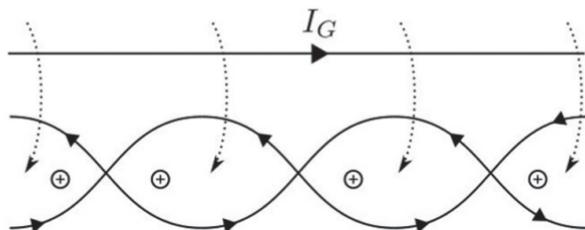


Fonte: elaborada pelo autor.

Outra maneira eficiente de melhorar a blindagem está no uso de condutores de par trançado. Isso ocorre pelo fato de observarmos que, ao colocar uma blindagem em torno de um condutor, o acoplamento do campo elétrico ou capacitivo inerentemente tende a reduzir, desde que as pontas da blindagem estejam conectadas a um condutor de referência. Para reduzir o

acoplamento indutivo, a blindagem deve estar conectada em um condutor de referência em ambas as pontas. Isso permite gerar um fluxo de corrente de retorno ao longo da blindagem. Como consequência, um contrafluxo magnético é produzido e resulta no cancelamento do fluxo da corrente do gerador. Quando se substitui o condutor central por um par trançado, pode-se utilizar um dos condutores como retorno. Assim, o uso de par trançado inerentemente reduz o acoplamento indutivo ou campo magnético. O modelo de um par trançado é mostrado esquematicamente na Figura 2.15.

Figura 2.15 | Ilustração do efeito do par trançado em campos magnéticos de condutores vicinais

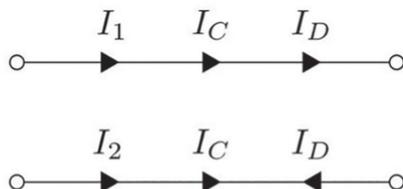


Fonte: elaborada pelo autor.

A maneira essencial pela qual um par trançado reduz o acoplamento indutivo ou magnético pode ser entendida conforme a seguir. Considere um fluxo magnético a partir da corrente do condutor do gerador. Dessa forma, o fluxo atravessa os anéis do par trançado e induz um campo eletromagnético em cada anel. Mas, pelo fato de os anéis estarem com polaridade alternada, o campo magnético induzido sempre se cancela em anéis adjacentes.

Em um projeto de compatibilidade eletromagnética em sistemas, a implementação de alguma forma de filtragem é normalmente empregada na fonte de alimentação de qualquer dispositivo (WENTWORTH, 2009). Isso ocorre pelo fato de todo produto necessariamente estar em conformidade com os requisitos regulatórios de emissão conduzida. Assim, um assunto muito importante relativo às emissões radiadas em produtos diz respeito às correntes de modo comum e de modo diferencial. Assim, considere as correntes  $I_1$  e  $I_2$  em dois condutores paralelos conforme a Figura 2.16.

Figura 2.16 | Representação das correntes e sua composição



Fonte: elaborada pelo autor.

Essas correntes podem ser decompostas em correntes de modo comum e de modo diferencial (WESTON, 2000):

$$I_1 = I_C + I_D$$

$$I_2 = I_C - I_D$$

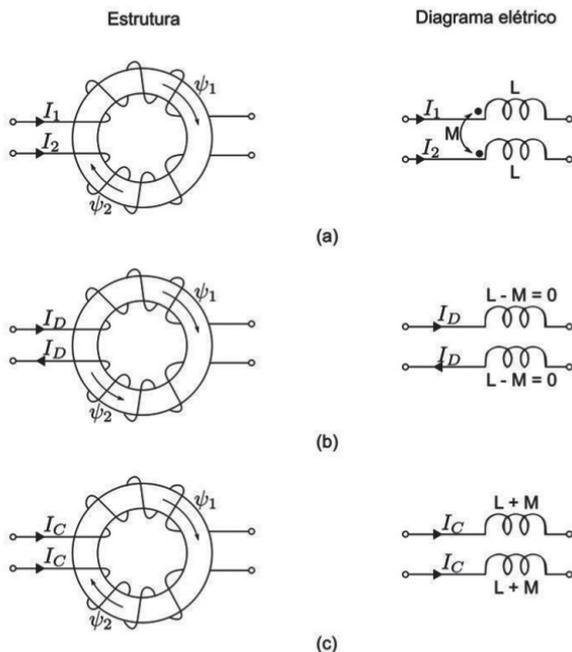
Ao rearranjar essas equações, podemos escrever (WESTON, 2000):

$$I_D = \frac{1}{2}(I_1 - I_2)$$

$$I_C = \frac{1}{2}(I_1 + I_2)$$

As correntes de modo diferencial  $I_D$  são iguais em amplitude, mas de direção oposta nos condutores – são correntes funcionais ou desejáveis. As correntes de modo comum  $I_C$  têm a mesma amplitude, mas possuem a mesma direção – não deveriam estar presentes de forma intencional, mas estarão presentes em sistemas práticos. Um dos métodos mais eficazes de reduzir correntes de modo comum é a utilização de choques de modo comum. Um par de fios carregando as correntes  $I_1$  e  $I_2$  é enrolado em torno de um núcleo de ferrite, conforme mostrado na Figura 2.17.

Figura 2.17 | Modelo de filtro utilizando choque de ferrite



Fonte: elaborada pelo autor.

Na Figura 2.17(a) temos a estrutura do ferrite mostrada na esquerda e o diagrama esquemático equivalente mostrado na direita. Observe as letras L e M, que representam as indutâncias direta e mútua, respectivamente. Fazendo a mesma análise com as correntes  $I_C$  e  $I_D$ , derivamos as Figuras 2.17(b) e 2.17(c). Na Figura 2.17(b), a corrente de modo diferencial não possui impedância, resultado de fluxos magnéticos opostos, e está livre para circular pelo circuito. Na Figura 2.17 (c), a corrente de modo comum é a soma das impedâncias mútua e direta, resultado de fluxos magnéticos de mesma direção, e a corrente depende da somatória das indutâncias do circuito (WENTWORTH, 2009).



### Pesquise mais

Até agora você aprendeu sobre o comportamento de componentes passivos em altas frequências. Vimos que é possível resolver problemas de interferência eletromagnética considerando aspectos de aterramento, blindagem e filtragem. Para destacar a importância de se utilizar blindagem em circuito de radiofrequência, vamos nos aprofundar no entendimento de como prevenir que um circuito de radiofrequência irradie sinais ou seja afetado por causas externas. O vídeo sugerido a seguir trata da importância da blindagem para minimizar a influência de elementos externos no funcionamento de um dispositivo eletrônico.

WHY RF circuits need shielding – or how not to build a Theremi (Por que circuitos de radiofrequência precisam de blindagem?).

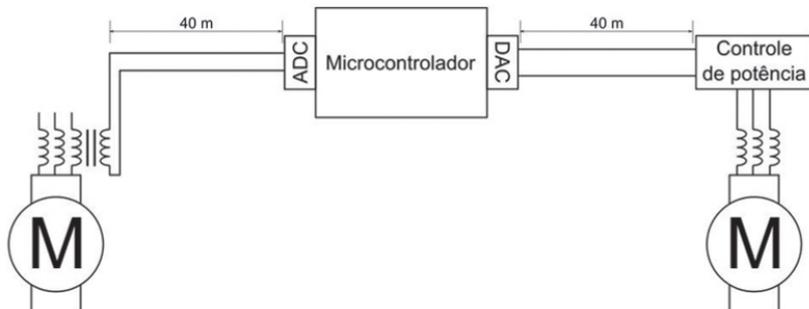
Nesta seção estudamos aspectos importantes sobre soluções para resolver problemas de interferência eletromagnética. Vimos a teoria sobre a topologia de aterramentos, tipos de blindagem relacionados ao uso de cabos, filtros e ferrites. Você conheceu mecanismos que fazem com que as soluções abordadas funcionem eficientemente. Agora está na hora de você utilizar seus conhecimentos ao avaliar um equipamento para sincronizar a velocidade entre dois motores e que apresenta problemas de funcionamento. A seguir, vamos juntos trabalhar na solução desse problema (WENTWORTH, 2009).

### Sem medo de errar

Anteriormente, você recebeu um equipamento que serve para sincronizar a velocidade entre dois motores. O equipamento trabalha em um ambiente industrial e consiste de um microcontrolador que recebe um sinal analógico de um transformador de corrente conectado em uma das

três fases presentes em um motor de indução. A variação da corrente do motor é monitorada pelo circuito que, após determinado processamento, controla a corrente AC que alimenta outro motor. O controlador controla a velocidade do outro motor em proporção à entrada analógica recebida em relação ao motor de referência. A Figura 2.18 ilustra o diagrama de blocos do sistema.

Figura 2.18 | Modelos de componentes eletrônicos passivos



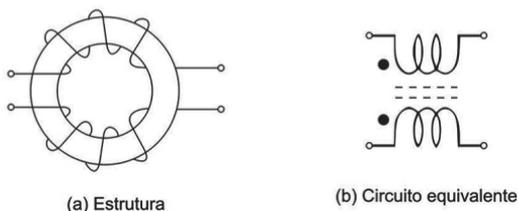
Fonte: elaborada pelo autor.

Ao analisar o diagrama do sistema, podemos fazer algumas observações. Primeiro, devido ao longo comprimento de 40 metros desde o transformador até o circuito de processamento, uma tensão DC aparece na entrada do circuito de processamento. Como resultado, a corrente lida pelo sensor não reflete a realidade. Segundo, novamente devido ao longo comprimento do cabo desde o processador até o controlador, o sinal pode se corromper e falhar no objetivo de sincronizar a velocidade entre os motores. Terceiro, a entrada do controlador não foi isolada do microcontrolador. Assim, transientes foram detectados e observou-se que afetam o microprocessador. Quarto, devido ao ambiente industrial ser bastante agressivo, detectou-se fontes de interferência vindas a partir da linha de alimentação. O microcontrolador apresentou problemas de funcionamento durante os momentos em que a indústria operava com várias cargas ligadas.

Para resolver os problemas desse sistema, podemos sugerir a implementação de várias técnicas para reduzir a interferência eletromagnética.

1. **Filtragem:** para eliminar o ruído de modo comum, podemos utilizar o circuito ilustrado na Figura 2.19. Nessa configuração, que utiliza um toroide de ferrite, proporciona impedância zero para o sinal e cancela o ruído que é a corrente de modo comum.

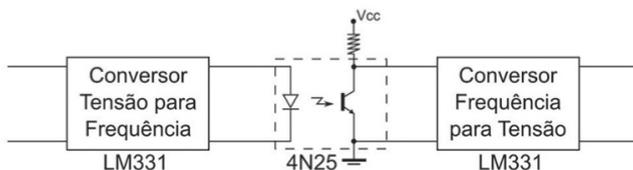
Figura 2.19 | Filtro para correntes de modo comum



Fonte: elaborada pelo autor.

- Blindagem:** ambos os cabos devem ser pares trançados para eliminar a captação de ruído pelo circuito de processamento. Além disso, os cabos devem ter uma cobertura de ponta a ponta externa metálica, que deve ser aterrada.
- Aterramento:** uma vez que o sistema em questão consiste de vários subsistemas distantes um do outro contendo circuitaria analógica e digital, a técnica de aterramento multiponto deve ser utilizada e com todos os subsistemas separadamente conectados ao plano terra mais próximo. Além disso, no circuito eletrônico, as trilhas pertencentes aos circuitos analógico e digital devem ter percursos de retorno o mais direto e curto possível.
- Isolamento:** para proteger o microcontrolador da alta tensão do controle de potência, a técnica de isolamento óptico deve ser utilizada. A técnica de isolamento óptico provê isolamento para até milhares de volts. A Figura 2.20 ilustra o tipo de solução mais comumente utilizado. Há também a necessidade de adaptar o sinal para a solução utilizando-se do circuito integrado LM331, que pode ser utilizado nas duas pontas como conversor tensão para frequência ou conversor frequência para tensão. O principal responsável pelo isolamento é o optoacoplador 4N25.

Figura 2.20 | Implementação de isolamento óptico



Fonte: elaborada pelo autor.

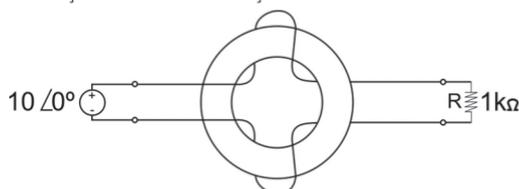
Finalmente, a aplicação das técnicas mencionadas resolve os problemas de funcionamento, e o sistema tem grandes chances de apresentar desempenho satisfatório dentro do ambiente industrial.

## Sincronização entre circuitos integrados

### Descrição da situação-problema

Você vai analisar um dispositivo com problemas de funcionamento devido a uma interferência em uma linha de sincronismo entre dois circuitos integrados que operam em uma frequência de 100 MHz. Existe um ruído de modo comum que contamina o cabo e corrompe o sinal de sincronismo. A solução desse problema está na utilização de um toroide de ferrite para eliminar a interferência. A Figura 2.21 mostra o diagrama esquemático da solução.

Figura 2.21 | Representação estrutural da solução



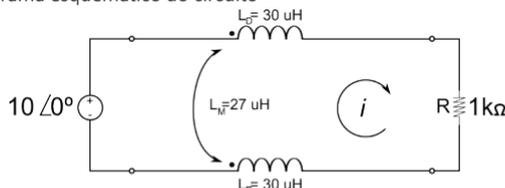
Fonte: elaborada pelo autor.

A indutância direta e mútua nessa solução é de 30  $\mu\text{H}$  e 27  $\mu\text{H}$ , respectivamente. Visto que o cabo é utilizado para sincronismo, uma compensação é necessária para adequar a alteração de fase do sinal provocada pela inserção do toroide de ferrite. Seu objetivo é analisar a amplitude e a fase sobre o resistor R, componente que lhe permite identificar a diferença de sincronismo. Descubra qual é a compensação necessária sobre o sinal a partir de R, para que o sincronismo seja possível.

### Resolução da situação-problema

Para calcular a compensação de fase necessária é preciso primeiro transformar a representação estrutural em um diagrama de circuito equivalente. A Figura 2.22 ilustra o diagrama esquemático com todas as informações que precisamos conhecer.

Figura 2.22 | Diagrama esquemático do circuito



Fonte: elaborada pelo autor.

Temos que  $L_D$  e  $L_M$  são as indutâncias direta e mútua, respectivamente. Como o circuito possui somente componentes em série, podemos afirmar que existe apenas um fluxo de corrente  $i$ . Sabemos que a fonte de sincronismo opera em 100 MHz, o que nos permite calcular as impedâncias direta e mútua como:

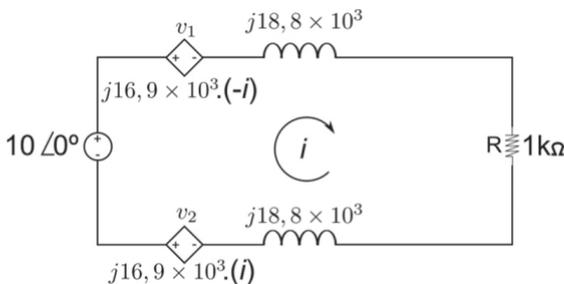
$$\omega = 2\pi f = 628 \times 10^6$$

$$j\omega L_D = j18,8 \times 10^3 \Omega$$

$$j\omega L_M = j16,9 \times 10^3 \Omega$$

Lembramos que para resolver esse problema devemos utilizar fontes dependentes de tensão. Assim, podemos reformular a Figura 2.22 e incluir as fontes dependentes de tensão associada aos indutores. A Figura 2.23 mostra a nova configuração com as impedâncias complexas calculadas e as fontes dependentes de tensão adicionadas.

Figura 2.23 | Circuito equivalente com fontes dependentes de tensão



Fonte: elaborada pelo autor.

Podemos calcular a corrente do circuito da seguinte maneira:

$$-10 + j16,9 \times 10^3 \cdot (-i) + j18,8 \times 10^3 \cdot (i) + 1000 \cdot (i) + j18,8 \times 10^3 \cdot (i) - j16,9 \times 10^3 \cdot (i) = 0$$

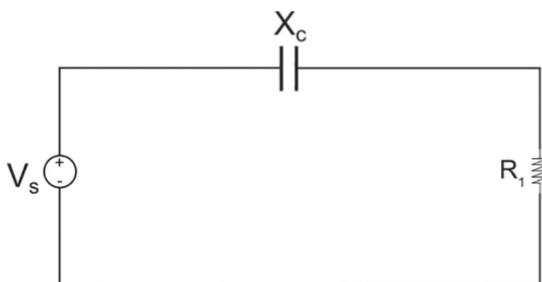
$$i = \frac{10}{1000 + j3800} = 0,0025 \angle -75,2^\circ$$

Temos que a tensão sobre R é:

$$V_R = R \cdot i = 1000 \times (0,0025 \angle -75,2^\circ) = 2,5 \angle -75,2^\circ$$

Logo, a fase sobre o resistor está adiantada de 75,2°. Assim, para propósitos de simplificação, considere que  $V_R$  seja condicionado por circuitos do sistema a ser sincronizado e seja representado por uma fonte  $V_s$  com a mesma amplitude de sinal e fase. Uma forma de adequar a fase é utilizar as propriedades da reatância indutiva por meio do circuito mostrado na Figura 2.22.

Figura 2.24 | Corrigindo a fase pela reatância capacitiva



Fonte: elaborada pelo autor.

O capacitor deve ser escolhido de forma a eliminar a parte reativa da corrente. Logo:

$$i = \frac{V_s}{R_1 - jX_c} = \frac{2,5 \angle -75,2^\circ}{R_1 - jX_c} = \frac{0,6383 - j2,4171}{R_1 - jX_c}$$

Perceba que podemos encontrar o resistor e o capacitor como:

$$R_1 = 0,6383 \quad X_c = \frac{1}{2\pi fC} = 2,4171$$

Considerando o sinal de sincronismo com frequência  $f = 100$  MHz, temos que:

$$C = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 10^6 \times 2,4171} = 658 \text{ pF}$$

### Faça valer a pena

**1.** A interferência eletromagnética é um grande problema para projetistas de sistemas constituídos por um conjunto de subsistemas, cada qual consistindo de um grande número de componentes eletrônicos montados bem próximos. Se a precaução apropriada não for tomada, esses subsistemas podem não funcionar apropriadamente e contribuir para uma falha geral de sistema.

Em relação ao texto-base e de acordo com seus conhecimentos sobre soluções em compatibilidade eletromagnética, marque a alternativa correta.

- a) A blindagem é um método para reforçar sinais por meio da amplificação.
- b) O aterramento é usando apenas para descargas atmosféricas.
- c) O uso de filtros é o método mais efetivo para combater interferências.
- d) O aterramento deve ter o menor valor de impedância possível.
- e) O aterramento não é importante para projetos eletrônicos.

**2.** O aterramento é idealmente uma superfície equipotencial de impedância zero. Um engenheiro electricista considera uma superfície equipotencial ideal do ponto de vista AC ou DC. Por outro lado, nenhum aterramento mencionado por esses modelos pode ser considerado ideal, e frequentemente aterramentos podem até estar longe de serem comparados com um aterramento ideal.

Leia as seguintes afirmativas:

I – O aterramento de ponto único é adequado para aplicações de baixa frequência.

II – O aterramento de multiponto é adequado para aplicações de alta frequência.

III – O uso de aterramentos com condutores longos é preferencial para evitar *crosstalking*.

Marque a alternativa que possui apenas afirmativas corretas.

- a) Apenas I.
- b) II e III.
- c) I e II.
- d) Apenas III.
- e) I, II e III.

**3.** Em um projeto de compatibilidade eletromagnética em sistemas, a implementação de alguma forma de filtragem é normalmente empregada na fonte de alimentação de qualquer dispositivo. Isso ocorre pelo fato de todo produto necessariamente estar conforme os requisitos regulatórios de emissão conduzida.

Leia as seguintes afirmativas:

I – As correntes de modo comum podem ser canceladas utilizando um choque de ferrite.

II – As correntes de modo diferencial podem ter um percurso de impedância mínima.

III – O ferrite pode ser entendido como um método de blindagem.

- a) Apenas II.
- b) II e III.
- c) I e III.
- d) Apenas III.
- e) I e II.

## Referências

---

GERKE, Daryl D.; KIMMEL, William. **EDN The Designers Guide to Electromagnetic Compatibility**. New Jersey: Newnes, 2002.

GONSCHOREK, Karl-Heinz; VICK, Ralf. **Electromagnetic Compatibility for Device Design and System Integration**. Berlin: Springer, 2009.

INTERNATIONAL RADIO CONSULTATIVE COMMITTEE - C.C.I.R. **Report 322: World Distribution and Characteristics of Atmospheric Radio Noise**. Geneva: International Telecommunication Union, 1964.

SENGUPTA, Dipak L.; LIEPA, Valdis V. **Applied Electromagnetics and Electromagnetic Compatibility**. New Jersey: Wiley, 2006.

WENTWORTH, Stuart M. **Eletromagnetismo aplicado: abordagem antecipada das linhas de transmissão**. São Paulo: Artmed, 2009.

WESTON, David A. **Electromagnetic Compatibility: Principles and applications**. New York: Marcel Dekker, 2000.

# Unidade 3

---

## Propagação de ondas guiadas

### Convite ao estudo

Caro aluno, os conceitos sobre o eletromagnetismo vêm ganhando cada vez mais espaço e adquirindo inúmeras aplicações na indústria eletroeletrônica. Estamos cada vez mais familiarizados com eles por sermos grandes consumidores dessas tecnologias.

Ações como as trocas de mensagens em grupos de WhatsApp, o cruzamento de um ponto de pedágio em uma rodovia, ou ainda a simples degustação de uma pipoca durante uma seção de filmes no Netflix, enquanto é feito o download de um jogo no computador, podem aparentemente não reunir muitas semelhanças. O fato é que as tecnologias que permitem viabilizar cada uma dessas e tantas outras atividades têm em comum o amplo uso do eletromagnetismo, que está presente em nossos aparelhos celulares, no modem que nos provê o serviço de banda larga e até nos fornos de micro-ondas que aquecem rapidamente nossos alimentos.

A forma como são direcionadas as potências e as frequências com que cada um desses dispositivos propaga suas ondas pode se diferenciar, mas ainda assim eles compartilham o fato de propagarem *microwaves*, ou micro-ondas.

Um dispositivo muito utilizado em nossa cozinha e que faz uso dessas frequências bem elevadas é o forno de micro-ondas. Esse eletrodoméstico, presente na grande maioria dos lares brasileiros, é muitas vezes mistificado. Você refletiu sobre como esse aparelho funciona? A partir do entendimento do funcionamento de um micro-ondas, será mais fácil saber reconhecer e aplicar os conceitos de propagação de ondas guiadas para qualquer outro dispositivo. Esse será nosso grande desafio nesta unidade.

Bons estudos!

# Princípios básicos de propagação em guias de onda retangulares

## Diálogo aberto

Imagine que você possui uma empresa que conserta eletrodomésticos e que um de seus clientes, após descobrir um pequeno buraco em seu forno de micro-ondas, está muito preocupado com o suposto vazamento de ondas. Será que o temor dele faz sentido e o forno não deve mais ser usado? O buraco encontrado tem 2 cm de diâmetro, localizado na parte traseira. Sua cliente localizou um selo do dispositivo que não está muito legível, mas pôde identificar as seguintes informações: tensão de alimentação de 110 V, potência nominal de 1.200 Watts e frequência de operação, que não está muito legível, mas pode ser de 2.450 MHz ou 2.450 GHz. Se o aparelho usar alguma dessas frequências poderá provocar algum acidente? Será que a amplitude da forma de onda é capaz de influenciar esse problema? A cliente tem motivo para ficar preocupada? Qual seria a melhor decisão para esse caso? Seu desafio será determinar se o micro-ondas, com o furo de 2 cm, poderia ser usado em uma das duas frequências verificadas, sem emitir algum tipo de radiação.

Um breve relatório técnico deverá ser elaborado e entregue ao professor, justificando as consequências do uso de cada uma das frequências. Também deverá apontar se a grandeza que impede a saída da micro-onda é sua amplitude ou o seu comprimento de onda.

## Não pode faltar

---

A informação nos dias atuais assume diversas formas, como a voz, a música, imagens fixas, vídeo, texto e uma infinidade de dados que são produzidos e consumidos diariamente tanto nas empresas, nas escolas como também nas atividades domésticas. Tudo que fazemos em nosso dia a dia, como escovar os dentes, visitar as redes sociais, realizar uma compra, produzir peças em uma indústria, geram uma certa quantidade de dados no mundo digital. Segundo estudos do IDC, uma empresa líder em inteligência de mercado e consultoria, a produção de dados no mundo dobra a cada dois anos. Em pesquisa realizada em 2017, sua previsão é que até 2025, a humanidade terá gerado o equivalente a 160 zettabytes de dados, ou seja, mais de 27 trilhões de gigabytes.

Uma boa parte desses dados serão providos de tecnologias que ainda não

são conhecidas ou ainda estão em fase embrionária, como é o caso das tecnologias *Smart Grid* e *IoT* (internet das coisas). Basicamente essas tecnologias consistem em prover os mecanismos e a infraestrutura necessária, que viabilizará a automatização de nossas residências por meio de nossos eletrodomésticos e todo dispositivo eletrônico que passará a se conectar à internet, gerando mais informação.

De todos esses avanços uma certeza que podemos ainda ter é que, independentemente da nova tecnologia a ser adotada, a troca de informações e dados, ou seja, a comunicação, se dará pela propagação de ondas elétricas e ou magnéticas, ainda que na forma de luz.

Sendo assim, as telecomunicações ainda terão um grande espaço para se desenvolver, seja pela ampliação das redes de fibras ópticas e seus dispositivos, seja pela propagação de ondas eletromagnética através dos dispositivos móveis. Todos esses serviços ainda serão suportados pelos princípios do eletromagnetismo e pelas equações de Maxwell.

Conforme Ribeiro (2008), todo o sistema de telecomunicações deve prover não somente a infraestrutura necessária para viabilizar uma comunicação eficiente, mas acima de tudo garantir um elevado grau de fidelidade (a informação deve ser transmitida sem perdas nem alterações) e elevado grau de confiabilidade (serviço permanente e sem falhas).

Quando pretendemos estudar um sistema de telecomunicações, uma das possibilidades existentes é dividir o estudo em diferentes áreas conforme seus objetivos. Segundo Pinho (2014), podemos subdividir uma rede de telecomunicações em cinco grandes ramos:

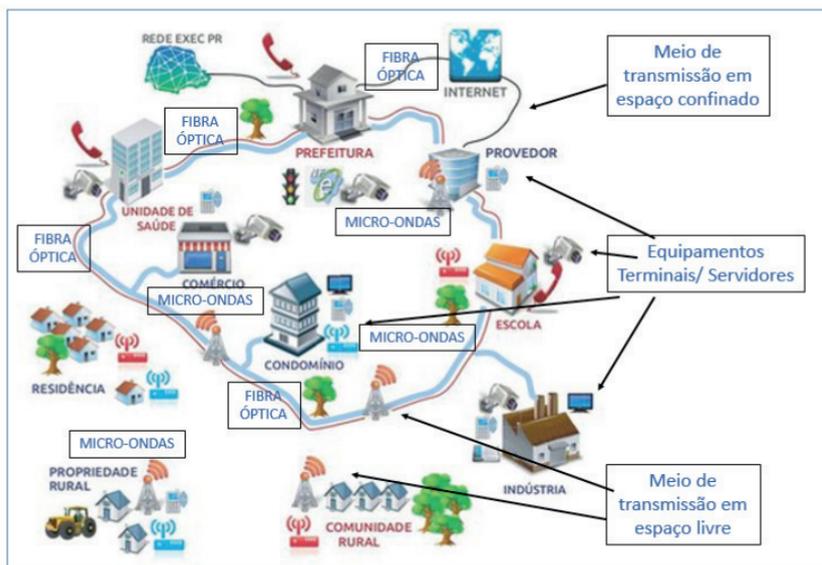
- Implantação.
- Transmissão.
- Comutação.
- Controle.
- Gestão.

O ramo de implantação está relacionado com a definição dos tipos de serviços que se deseja atender, o mercado-alvo de cada produto, a definição de um plano de instalações e a demanda da planta instalada. O ramo de transmissão, por sua vez, será responsável pelo transporte confiável da informação à distância. O de comutação, será responsável pela forma do encaminhamento da informação (tipos de comutação, circuito, pacote etc., que atenderá dois usuários quaisquer, de acordo com as suas necessidades). Finalmente, o ramo do controle é basicamente a forma de operação

e manutenção da planta e a gestão, que é a responsável pela dinâmica, controle e revisão contínua dos processos.

Ainda no ramo da transmissão, podemos destacar dois tipos básicos de equipamentos envolvidos: o canal (ou meio) de transmissão e os nós de rede. Os nós de rede compreendem os equipamentos de comutação ou roteamento e o canal de transmissão (ou meio de transmissão) é o elo entre eles, assegurando a transmissão da informação e a interligação entre os diferentes dispositivos da rede (nós), os quais englobam também equipamentos terminais, sensores, servidores e câmeras. Esses últimos já no ambiente de seus usuários finais. A Figura 3.1 ilustra esses ramos:

Figura 3.1 | Ramos de telecomunicações



Fonte: <http://www.rede399.pr.gov.br/modules/conteudo/conteudo.php?conteudo=4>. Acesso em: 20 fev. 2019.



### Pesquise mais

**Smart Grid – a rede elétrica inteligente:** essa é uma tecnologia que permitirá interligar todos os eletrodomésticos de uma casa com a companhia de energia elétrica, medindo seu consumo em tempo real. Ela será responsável pela geração de uma enormidade de dados, demandando cada vez mais recursos de transmissão das operadoras, mais redes de fibras ópticas e mais redes de micro-ondas.

SMART GRIDS – O conceito. [S.l.: s.n.], 2015.

**IoT – Internet of Things – a internet das coisas:** essa também é uma tecnologia promissora que gerará igualmente uma infinidade de dados, apresentando as mesmas demandas que o Smart Grid.

AFINAL O QUE É INTERNET DAS COISAS? (IoT) Entenda de uma vez por todas. [S.l.: s.n.], 2018.



### Assimile

Os meios de transmissão formam os ambientes responsáveis pela forma com que a informação será transportada, ou seja, os meios de transmissão é que definirão a forma dos sinais que adotaremos: se na forma guiada, utilizando-se cabos ópticos, metálicos ou cabos do tipo guia de onda; ou se na forma de propagação em espaço livre (tecnologia sem fio), tipicamente associada às comunicações via rádio, utilizando-se da atmosfera para a propagação do sinal. Independentemente do meio de transmissão, se *wireless* (rede sem fio) ou *wireline* (rede cabeada), o eletromagnetismo e seus princípios estarão presentes.

Conforme Pinho (2014), a propagação de uma forma de onda pode se dar de duas formas: guiada e não guiada.

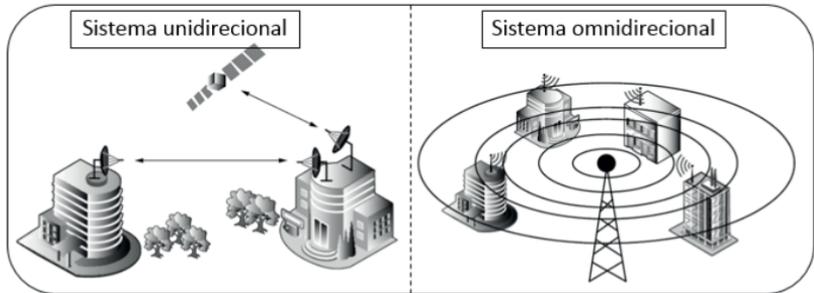
A forma guiada está relacionada com o meio em que deve ser irradiada, ou seja, o meio em que será propagada é confinado, como o que ocorre nos cabos guia de onda, cabos coaxiais e em fibras ópticas na forma de luz. Assim, as componentes elétricas e magnéticas desse espectro de frequências se propagam, refletindo-se no interior de seus meios. Esse sistema pode oferecer uma maior imunidade a ruídos e a perturbações eletromagnéticas exatamente por estar confinado. Na forma não guiada, ou seja, em sistemas abertos, ela ocorre pela propagação em faixas de frequência de rádio, estando mais vulnerável a perturbações como ruídos e induções eletromagnéticas. A propagação em meio não guiado se dá por espalhamento de seu espectro de frequências, podendo ainda ser dividido em dois tipos de sistemas: o *direcional* e o *omnidirecional*.

Em um sistema direcional, também chamado de sistema de visada direta, os feixes de frequência exigem um rigoroso alinhamento das antenas, onde o transmissor emite o sinal para apenas um único ponto receptor.

Nesses casos são comuns os “testes de visada”, que promoverão o alinhamento adequado das antenas. Exemplos desse sistema são as transmissões de satélite e links de rádio para a comunicação de dados que operam na faixa de micro-ondas, entre 300 MHz e 8 GHz (ou superior). Já em um sistema omnidirecional, de que são exemplos a difusão de rádio e televisão e as comunicações móveis, o sinal é difundido (irradiado) em todas as direções e

pode ser recebido por diversos receptores. Esse sistema é amplamente utilizado para a ligação entre parques industriais, diferentes edifícios e condomínios residenciais. A Figura 3.2 ilustra os dois sistemas:

Figura 3.2 | Sistemas de propagação de ondas



Fonte: adaptada de Pinho (2014, [s.p.]).

Conforme Pinho (2014), em um meio guiado há algumas grandezas intrínsecas à forma de onda que devem ser destacadas:

**Frequência do sinal:** sua unidade é o hertz [Hz] e seu valor está intimamente relacionado com o meio pelo qual será guiada, tais como fibras ópticas, cabos coaxiais, par metálicos, links de rádio e cabos guia de onda. A frequência a ser utilizada quase sempre impõe a aplicação na qual ela será utilizada, delimitando a largura de banda que deverá ser usada.

**Frequência angular:** representada pela letra grega  $\omega$ . A medida do deslocamento angular é uma grandeza escalar, que dá origem à velocidade angular  $\dot{\omega}$  tendo sua unidade dada em radianos por segundo [rad/s].



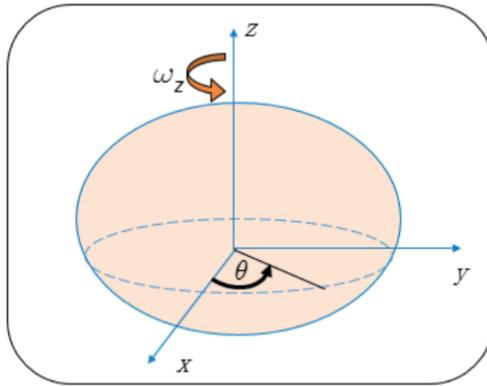
### Exemplificando

O vetor velocidade angular  $\dot{\omega}$  pode ser relacionado à variação de um determinado ângulo  $\Delta\theta$  ao longo de um tempo  $\Delta t$  e obtido pela equação de derivada clássica:

$$\dot{\omega}_z = \frac{\partial \theta}{\partial t} = \frac{\Delta \theta}{\Delta t}$$

A Figura 3.3 procura ilustrar o comportamento da velocidade angular:

Figura 3.3 | Exemplo da velocidade angular como vetor



Fonte: elaborada pelo autor.

**Frequência de corte:**  $f_c$  a frequência de corte pode ser definida como a frequência de corte inferior, abaixo da qual o sinal não se propaga no meio, e a frequência de corte superior, acima da qual também não haverá propagação nesse meio, assim:  $f_{c(\text{inf.})} < f < f_{c(\text{sup.})}$ . Isso significa que apenas as ondas com frequência  $f$  se propagam ao longo de um guia de onda e as demais são cortadas.

**Constante de propagação:** é representada pela letra grega  $\gamma$  e, sendo um número complexo, tem duas partes: a parte real e a parte imaginária. A constante de atenuação  $\alpha$  (parte real) é a que determina a atenuação efetiva do sinal e a constante de fase  $j\beta$  (imaginária) indica o atraso de fase que a forma de onda sofre no trajeto percorrido, sendo proporcional à distância do enlace:  $\gamma = \alpha + j\beta$

A constante de propagação também pode ser obtida pela equação:

$\gamma = \omega\sqrt{\mu\epsilon}\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}$ , de modo que somente as ondas com frequência  $f > f_c$  se propagarão ao longo de um guia de onda.

**Velocidade de propagação:** obtida em metros por segundo [m/s], a velocidade de propagação se refere normalmente a dois tipos de velocidades: a *velocidade de fase* e a *velocidade de grupo*

**Velocidade de fase:** consiste na velocidade com que um ponto, caracterizado por uma determinada fase, em uma onda periódica simples, desloca-se no espaço. Essa velocidade não se trata da velocidade de transporte da informação, mas da forma como a onda se desloca, sendo obtida pela equação:

$$V_f = \frac{\omega}{\beta} = \frac{\omega}{\beta_m \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} = \frac{V_m}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (1)$$

**Constante de fase:** a constante de fase, para ser determinada, precisa ser um número real onde suas componentes possam ser propagadas pelo guia de onda. A constante de fase pode ser obtida a partir da equação:

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2}, \quad (2)$$

Em que:

$k$ : índice de propagação da frequência normal.

$k_c$ : índice de propagação da frequência de corte.

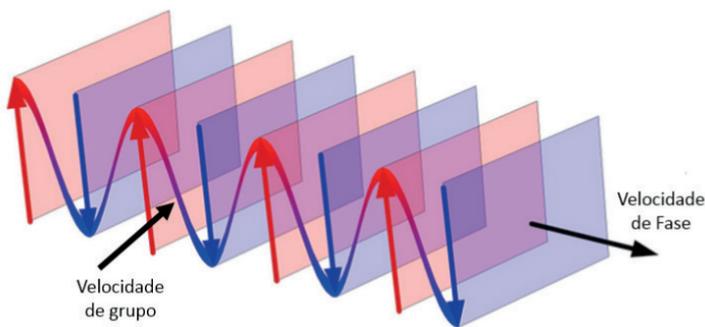
Note que, se  $k$  for menor do que  $k_c$ , a componente desse modo não será transportada pelo guia de onda por estar abaixo da frequência de corte.

**Velocidade de grupo:** é a velocidade na qual se propaga a informação modulada em uma portadora, sendo calculada por uma derivada:

$$V_g = \frac{d\omega}{d\beta} = \frac{1}{\frac{d}{d\omega} \left( \beta_m \sqrt{1 - \left( \frac{f_c}{f} \right)^2} \right)} = V_m \sqrt{1 - \left( \frac{f_c}{f} \right)^2} \quad (3)$$

Como podemos observar na Figura 3.4, a velocidade de grupo é mais lenta do que a velocidade de fase, uma vez que ela se desloca contornando a onda (como que surfando a forma de onda), sendo diferente para ondas de frequências diferentes:

Figura 3.4 | Velocidade de fase e grupo



Fonte: adaptada de <https://bit.ly/2Gme4Cs>. Acesso em: 20 fev. 2019.

**Comprimento de onda:** corresponde à distância entre dois pontos com as mesmas características no caminho seguido pela onda, isto é, a distância entre dois pontos que se encontram nas mesmas condições de perturbação ou de vibração. Seu símbolo é a letra grega lambda  $\lambda$  e sua unidade é o metro [m]. O comprimento de onda está normalmente relacionado com a velocidade e a frequência de uma forma de onda.

$$\lambda = \frac{V_c}{f}, \quad (4)$$

Em que:

$V_c$  = velocidade de propagação da luz no vácuo.

$f$  = frequência de operação.

**Impedância em guia de onda:** o conceito de impedância em sistemas de micro-ondas pressupõe a existência também dos conceitos de tensão e corrente, que podem não ter significado algum, uma vez que estamos tratando de campos eletromagnéticos, como é o caso dos guias de onda ocos (sem dielétrico) (PINHO, 2014).

Apesar disso, em estudos de guias de onda é bastante comum tratarmos da impedância, porém o seu cálculo só faz sentido quando existir um único modo de propagação de onda no cabo. Contudo, os conceitos e a obtenção do valor da impedância podem ser feitos por meio da técnica de medida em linha fendida, diagrama de Smith, e, por último, por meio do conceito de impedância característica, sendo esses todos aplicáveis ao estudo de guia de ondas.

Deve-se levar em consideração que, embora a tensão, corrente e impedância possam ser arbitrárias, as observações a seguir são de extrema relevância:

Tensão e corrente de um modo de propagação são sempre definidas de tal forma que a primeira seja proporcional à intensidade do campo elétrico transversal e a segunda, à do campo magnético transversal.

Tensão e corrente são normalmente definidas de tal forma que o seu produto seja igual ao fluxo de potência.

Tensão e corrente são muitas vezes definidas de tal forma que a razão  $V/I$  seja igual a uma impedância pré-definida, por exemplo, a impedância de onda do modo que se propaga ou uma impedância unitária.

Veja a seguir a equação característica para o cálculo da impedância em um guia de onda retangular para os modos TM e TE, sendo  $f > f_c$  :

$$Z_{TM} = \frac{E_x}{H_y} = \frac{\gamma}{j\omega\epsilon} = \eta \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} \quad (5)$$

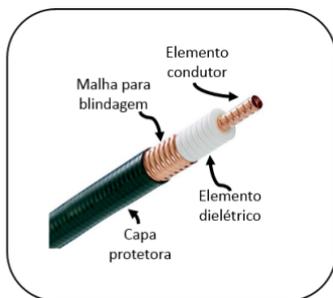
$$Z_{TE} = \frac{E_x}{H_y} = \frac{j\omega\mu}{\gamma} = \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (6)$$

Sendo:  $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ : impedância intrínseca do meio dielétrico; e as constantes:  
 $\mu = \mu_0\mu_r$  ,  
 $\epsilon = \epsilon_0\epsilon_r$

Embora as interferências eletromagnéticas possam prejudicar o funcionamento de alguns dispositivos, tanto o seu próprio quanto aqueles ao seu redor, em algum momento necessitaremos transmitir informações de um ponto a outro, o que pode potencializar essas interferências. Uma das formas já há muito consolidadas se dá pela irradiação eletromagnética de um sinal através do espaço livre, como é o caso das estações de rádio e da maioria dos sistemas de telecomunicações. A outra forma, que ocorre em ambientes enclausurados, pode ser vista no interior dos guias de ondas, que nos permite, entre outras coisas, oferecer um ambiente mais controlado para a transmissão de sinais e mais livres das interferências e ruídos indesejados. Os guias de ondas podem então ser definidos como tubos ocios normalmente na forma retangular, cilíndrica ou elíptica, podendo ser ainda metálicos ou não metálicos (ou dielétricos).

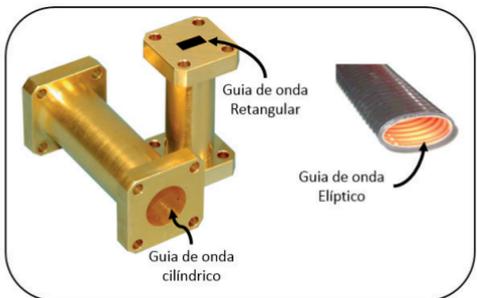
A Figura 3.5 a seguir ilustra guias de ondas metálicos e a Figura 3.6 ilustra guias de ondas não metálicos (ou dielétricos):

Figura 3.6 | Guias de onda não metálicos (ou dielétricos)



Fonte: adaptada de <https://bit.ly/2QKBDbW>. Acesso em: 20 fev. 2019.

Figura 3.5 | Guias de onda metálicos



Fonte: adaptada de <https://bit.ly/2EaglOd>. Acesso em: 20 fev. 2019.

Os guias de onda metálicos são capazes de direcionar a energia precisamente para onde ela é necessária e ainda funcionar como um filtro passa alta (RIBEIRO, 2008). Eles trabalham na faixa de frequência de micro-ondas, tipicamente entre 500 MHz e 200 GHz (ou ainda acima dessa frequência), sendo ainda capazes de bloquear (atenuar) as frequências abaixo da sua frequência de corte, deixando passar as frequências superiores. O processo de propagação dos sinais no interior de um guia de onda é bastante similar ao de reflexões múltiplas e sucessivas, ocorrendo nas paredes metálicas dos cabos, porém só é possível em um conjunto específico de arranjos de campos elétricos e magnéticos, denominados modos.

A rigor, o processo de propagação dos sinais em um guia de onda pode ser arranjado em apenas duas formas distintas: modo transversal elétrico (ou tipo H) ou modo transversal magnético (ou tipo E).

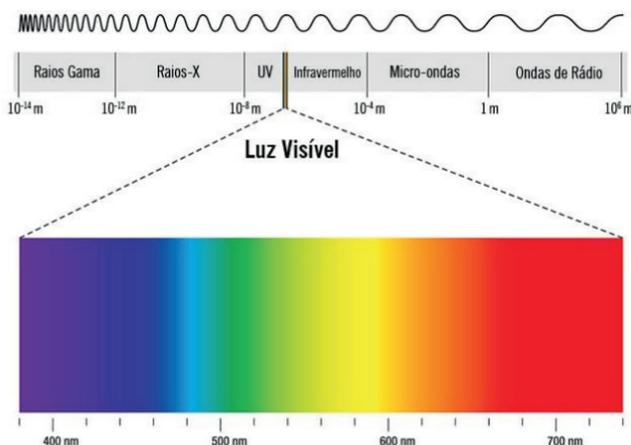
As análises dos guias de ondas e seus comportamentos são modelados pelas equações de Maxwell, obtidas de acordo com seu respectivo sistema, ou ainda na forma geométrica da seção transversal do guia de onda em questão: coordenadas ortogonais para o guia de onda retangular, coordenadas cilíndricas para o guia de onda cilíndrico e coordenadas esféricas e elípticas para o guia de onda elíptico. Em um caso ideal em que as paredes internas do guia de onda sejam perfeitas condutoras, a componente tangencial do vetor campo elétrico da onda deve ser nula nessa superfície. Assim, caso existam simultaneamente componentes do campo elétrico e magnético na direção longitudinal  $H_z \neq 0$  e  $E_z \neq 0$ , estaremos originando um modo de propagação híbrido – TEM (do inglês *Transverse Electromagnetic*). O modo TEM não ocorre simultaneamente nos guias de ondas metálicos que estudaremos. Já na propagação em fibras ópticas (meio dielétrico), os modos híbridos são bastante comuns.

Os guias de onda, como já comentado, podem se apresentar na forma retangular, cilíndrica e elíptica, cabos ocos ou maciços, metálicos ou dielétricos e estão presentes em um eletrodoméstico bastante utilizado pelas famílias brasileiras: o micro-ondas.

O forno de micro-ondas doméstico é na realidade um grande gerador dessa faixa de frequência em que está a micro-ondas. A Figura 3.7, a seguir, apresenta o espectro de ondas, iniciando pela onda de rádio, passando pela estreita faixa que nós humanos enxergamos, que se chama luz visível, até encontrar a faixa dos raios gama.

Note ainda que a escala da figura não está exatamente em função da frequência, mas em função do comprimento de onda.

Figura 3.7 | Espectro de ondas eletromagnéticas



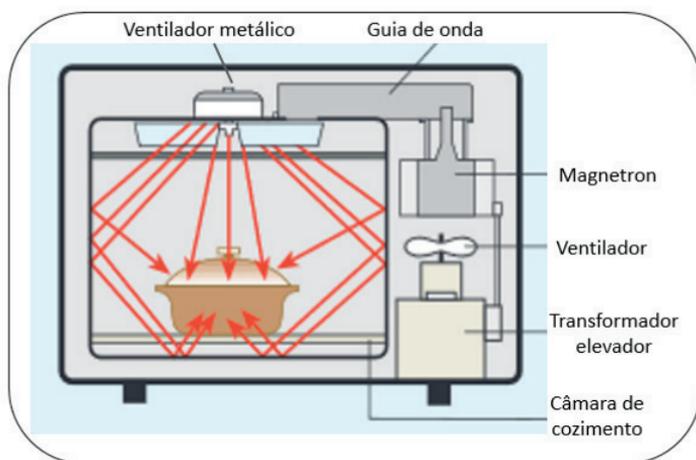
Fonte: <https://bit.ly/2EneqIQ>. Acesso em: 20 fev. 2019.

Para a faixa de comprimento de onda ser classificada como micro-ondas é necessário estar entre 1 m e 0,1 mm, ou seja, entre 300 MHz e 3 THz (PINHO, 2014). Embora o forno de micro-ondas tenha seu uso difundido na cozinha, ele não foi originalmente projetado com essa finalidade. Eles passaram por inúmeras aplicações, sendo a vulcanização de borracha uma de suas primeiras, ainda na década de 1960, além de também terem sido usados em processos químicos e na medicina, para tratamento de alguns tumores por aquecimento, através de pequenos ajustes de potência e frequência. Ele teve origem, na realidade, a partir de projetos militares para a criação de radares, dando origem à própria sigla RADAR (*Radio Detection And Ranging*, ou Detecção e Localização por Rádio). Esse sistema foi desenvolvido no período da Segunda Guerra Mundial, com objetivos de localização das aeronaves inimigas. Nas telecomunicações, as micro-ondas encontraram uma infinidade de aplicações, como em links de rádio, telefonia celular e comunicação por satélite.

Você já consegue imaginar como um forno de micro-ondas funciona? Acha que esses eletrodomésticos são perigosos? Um forno de micro-ondas funciona pelo princípio da transformação da energia elétrica em energia térmica, sendo composto, basicamente, por um circuito oscilador, composto por uma fonte de corrente contínua, um capacitor e um indutor, um dispositivo denominado *magnetron*, um transformador, um guia de ondas e uma câmara blindada onde ocorre o cozimento dos alimentos. Por meio do processo de carga e descarga do capacitor é possível produzir a variação do campo elétrico. No processo de descarga do capacitor, há a carga do indutor. A descarga do indutor gera um campo magnético induzido e crescente. Nos momentos em que o capacitor fica descarregado, o campo elétrico fica nulo e o campo magnético que apareceu chega ao seu valor máximo. As sucessivas cargas e descargas do capacitor junto com os campos elétricos e magnéticos oscilantes formam um circuito ressonante. O campo elétrico contínuo, aplicado entre o ânodo e o cátodo do *magnetron* a uma tensão da ordem de vários kV (cerca de 4.000 V), é fornecido pelo transformador para um espaço de ação de alguns milímetros, liberando os elétrons pelo cátodo, que são acelerados pelo campo elétrico contínuo e têm sua trajetória desviada pelo campo magnético, gerando as micro-ondas. Na ausência do campo magnético, os elétrons iriam diretamente ao ânodo. Graças ao campo criado pelos dois ímãs perpendiculares ao eixo ânodo/cátodo, obtém-se um movimento circular em torno do cátodo, com trajetórias semelhantes a cicloides. Essas micro-ondas, na faixa de 2,4 Ghz, são guiadas através do guia de ondas até um ventilador metálico, que tem a função de espalhar ou “ricochetear” as

micro-ondas pela câmara de cozimento dos alimentos, fazendo com que aqueçam e cozinhem. A Figura 3.8 ilustra as principais partes de um forno de micro-ondas:

Figura 3.8 | Ilustração de um forno de micro-ondas



Fonte: adaptada de <https://bit.ly/2A1mNUQ>. Acesso em: 20 fev. 2019.

Uma questão a ser destacada é que a frequência emitida pelos micro-ondas (2,4 GHz) não é exatamente a frequência de ressonância da molécula de água, como tantos dizem. Caso isso fosse verdade, a energia das micro-ondas seria totalmente absorvida pela primeira camada dos alimentos, fazendo com que, em pouco tempo, já estivessem cozidos na sua camada externa e crus na parte mais interna. Por essa razão optou-se por uma frequência intermediária, onde se pudesse conciliar um equilíbrio entre a geração de frequências muito baixas, que penetram mais nos alimentos, mas apresentam baixa absorção para promover o aquecimento, com a geração de frequências muito altas, que penetram menos nos alimentos, mas apresentam maior absorção do calor.

Chegamos ao final de mais uma seção em que vimos os princípios básicos da propagação de sinais em guias de onda retangulares, destacando sua aplicação em um eletrodoméstico bastante conhecido em nosso dia a dia, como o aparelho de micro-ondas. Nosso próximo desafio será compreender como os diferentes “modos” das componentes elétrica e magnética são equacionados, de forma a nos permitir conhecer quais deles serão capazes de vencer o guia de onda em sua jornada de propagação.

No início desta seção você foi desafiado a refletir sobre um problema ocorrido com um micro-ondas – um eletrodoméstico que apresenta diversas polêmicas com relação às temidas micro-ondas. Você deverá verificar se esse problema realmente ofereceria algum risco ao proprietário do aparelho.

O problema consistia em um pequeno buraco encontrado no forno de micro-ondas de uma cliente. Ela estava preocupada com a possibilidade de vazamento decorrente desse buraco. As informações obtidas são:

1. Buraco de 2 cm (ou 20 mm).
2. Tensão de alimentação: 110 V.
3. Potência nominal: 1.200 W.
4. Frequência de operação: 2.450 MHz ou 2.450 GHz. Como há uma dúvida sobre o valor correto da frequência, devemos considerar as duas.

Primeiramente devemos avaliar o cenário proposto. Como o problema é avaliarmos se um furo no micro-ondas é suficiente para “vazar” suas micro-ondas, algumas grandezas fornecidas não serão úteis para esse caso. Devemos, portanto, encontrar o comprimento de onda para saber se ela pode sair do aparelho. A potência irradiada e a tensão fornecida não são importantes para o cálculo do comprimento de onda, que pode ser determinado pela equação (4):

$$\lambda = \frac{V_c}{f}, \quad (4)$$

onde:

$V_c$  = velocidade da luz no vácuo.

$f$  = frequência de operação.

Primeira frequência calculada: (2.450MHz)

$$\lambda_{[m]} = \frac{3 \times 10^8 \frac{m}{s}}{2.450 \times 10^6 \text{ Hz}} = \frac{3 \times 10^8 \frac{m}{s}}{2.450 \times 10^6 \frac{\text{ciclos}}{s}} = \frac{3 \times 10^8 \frac{m}{\cancel{s}}}{2.450 \times 10^6 \frac{1}{\cancel{s}}} = 0,1224 \text{ m ou } 12,24 \text{ cm}$$

Portanto, o comprimento dessa onda, nessa frequência, é de 12,24 cm.

Segunda frequência calculada: (2.450 GHz)

$$\lambda_{[m]} = \frac{3 \times 10^8 \frac{m}{s}}{2.450 \times 10^{12} \text{ Hz}} = \frac{3 \times 10^8 \frac{m}{s}}{2.450 \times 10^{12} \frac{\text{ciclos}}{s}} = \frac{3 \times 10^8 \frac{m}{\cancel{s}}}{2.450 \times 10^{12} \frac{1}{\cancel{s}}} = 0,000001224 \text{ m} = 122,4 \text{ nm (nano metro)}.$$

Com isso podemos concluir que a primeira onda não seria capaz de sair

pelo buraco de 2 cm do forno, uma vez que seu comprimento é de 12,24 cm. O buraco precisaria ser maior do que os 12,24 cm para que a onda saísse do aparelho. Então, podemos concluir que não há risco nenhum de essa onda sair do eletrodoméstico. Note que, na parte de cozimento dos alimentos, as portas dos micro-ondas têm uma tela (malha) de proteção normalmente 100 vezes menor do que o comprimento de onda para garantir essa blindagem, de forma que o interior do micro-ondas se comporte como uma gaiola de Faraday, garantindo que nenhuma radiação possa escapar do aparelho.

Porém, caso a frequência fosse a do segundo caso, o comprimento seria bem menor, devendo sair de dentro do micro-ondas e eventualmente causar algum acidente.

Contudo ainda, conforme a Figura 3.7, que apresenta os espectros de frequências, note que a segunda frequência já não está mais na faixa de micro-ondas, estando na faixa de raios X, indicando perigo se exposta.

De qualquer modo, um buraco em um micro-ondas não causa uma boa impressão e, embora opere com um comprimento de onda já comprovado ser seguro, é recomendável que o aparelho tenha seu buraco consertado.

## Avançando na prática

# Escolha entre o modo TE e modo TM pelo critério de menor impedância

### Descrição da situação-problema

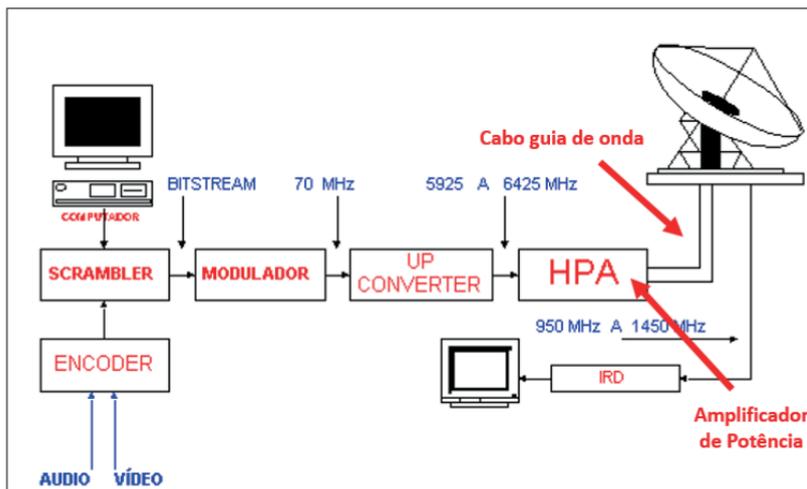
Você é um profissional da área de telecomunicações e precisa escolher o modo de transmissão do guia de onda mais adequado para atender um link de satélite que utilizará o modo Transversal Elétrico (TE) ou o modo Transversal Magnético, para a transmissão do sinal em uma frequência de 6,4 GHz, sendo que a frequência de corte é a metade da frequência de transmissão. O critério a ser adotado para a escolha do modo será aquele que apresentar a impedância mais próxima da impedância do módulo de saída do HPA (High Power Amplifier), amplificador de potência, responsável pela entrega da energia através do guia de ondas. A permissividade relativa do meio é igual a 4 e a permeabilidade magnética relativa é igual a 0,1. Note que a impedância desejada para esse sistema deve ser o mais próximo possível de  $50 \Omega$ .

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$$

$$\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12}$$

A Figura 3.9 apresenta o diagrama de blocos para um sistema de transmissão de dados por satélite.

Figura 3.9 | Diagrama de blocos para sistema satélite



Fonte: adaptada de <https://bit.ly/2SVnE0F>. Acesso em: 20 fev. 2019.

Portanto, seu desafio é definir qual modo utilizar (TE ou TM) a partir do cálculo das respectivas impedâncias.

### Resolução da situação-problema

A fim de definir o modo a ser utilizado, você poderá utilizar as equações (5) e (6) para o cálculo das impedâncias.

Os dados fornecidos permitirão que você siga a sequência de cálculo a seguir:

Como a frequência de corte dada é metade da frequência normal, temos que:

$$f = 2 \cdot f_c$$

A seguir, calcular o valor da impedância intrínseca do meio:

$$\eta = \sqrt{\left(\frac{\mu_0 \mu_r}{\epsilon_0 \epsilon_r}\right)} = \sqrt{\left(\frac{4\pi \times 10^{-7} \times 0,1}{8,85 \times 10^{-12} \times 4}\right)} = \sqrt{(3.549)} = 59,58 \Omega$$

Calcular a impedância para o modo  $Z_{TE}$ :

$$Z_{TE} = \frac{E_x}{H_y} = \frac{j\omega\mu}{\gamma} = \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} = \frac{59,58}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{2f_c}\right)^2}} = \frac{59,58}{\sqrt{1 - \left(\frac{1}{2}\right)^2}} =$$

$$\frac{59,58}{\sqrt{1 - 0,25}} = \frac{59,58}{0,866} = 68,79 \Omega$$

Por fim, calcular a impedância para o modo  $Z_{TM}$ :

$$Z_{TM} = \frac{E_x}{H_y} = \frac{\gamma}{j\omega\varepsilon} = \eta\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} = 59,58 \times \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{2f_c}\right)^2} = 59,58 \times \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2}\right)^2} =$$

$$= 59,58 \times 0,866 = 51,59 \Omega$$

Logo, o modo mais conveniente para o melhor casamento de impedâncias é o modo TM.

## Faça valer a pena

**1.** Com base no princípio do eletromagnetismo, podemos afirmar que as ondas dessa natureza têm a propriedade de refletirem em ambientes enclausurados, como é o caso dos fornos de micro-ondas e dos cabos guia de onda, pois é dessa forma que elas se propagam nesse meio.

Com base no comportamento das micro-ondas em meios enclausurados, avalie as seguintes afirmativas:

- I. Podemos afirmar que a propriedade física que permite que a onda não escape de um forno de micro-ondas é o seu comprimento.
- II. Se uma forma de onda tiver uma pequena amplitude, ela poderá escapar por um orifício do meio enclausurado em que se propaga.
- III. Podemos afirmar que a distância percorrida por um ponto P qualquer em uma forma de onda é o seu comprimento ( $\lambda$ ), e o tempo gasto para tal é o seu período (T).

A seguir, assinale a alternativa correta.

- a) As afirmativas I, II e III estão corretas.
- b) Apenas as afirmativas II e III estão corretas.
- c) Apenas as afirmativas I e III estão corretas.
- d) Apenas a afirmativa II está correta.
- e) Apenas a afirmativa I está correta.

**2.** Sabemos que a velocidade de fase ( $V_f$ ) de uma micro-onda, em um meio confinado, como é o caso de um guia de onda, propaga-se muito mais rapidamente do que a velocidade de grupo ( $V_g$ ), tendendo ao infinito quando  $f$  se aproxima de  $f_c$ .

Com base nas informações disponíveis, avalie as seguintes afirmativas, assinalando (V) para as verdadeiras ou (F) para as falsas

- ( ) A velocidade de grupo é menor, porque suas componentes são mais atenuadas ao longo do guia de onda.
- ( ) A velocidade de grupo é menor, porque se propaga refletindo-se entre as paredes do guia de onda.
- ( ) A velocidade de grupo é menor, porque se desloca no sentido da onda.
- ( ) A velocidade de grupo só é menor quando a frequência de corte for igual à frequência fundamental.

A seguir, assinale a alternativa que apresenta a sequência correta.

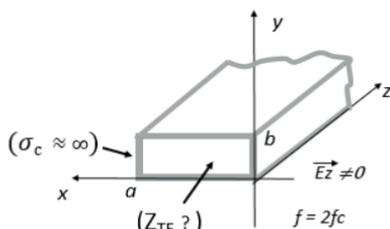
- a) V - V - V - V.
- b) V - F - V - V.
- c) F - V - F - F.
- d) F - V - F - F.
- e) F - F - F - F.

**3.** Para que se obtenha a máxima transferência de energia de um sistema para outro é fundamental que se tenha o casamento de impedâncias.

Com base nesse princípio, determine a impedância de um guia de onda retangular com permissividade elétrica relativa e permeabilidade magnética relativa iguais a 1. Sua frequência de operação é o dobro da frequência de corte para o modo TE para a componente  $E_z \neq 0$ , conforme ilustrado pela Figura 3.10 a seguir:

Figura 3.10 | Guia de onda retangular

Guia de onda retangular.



Fonte: elaborada pelo autor.

A seguir, assinale a alternativa correta.

- a) 75,33  $\Omega$ .
- b) 175,98  $\Omega$ .
- c) 298,22  $\Omega$ .
- d) 324,05  $\Omega$ .
- e) 435,10  $\Omega$ .

## Equações de campo em guias de onda

### Diálogo aberto

Caro aluno, vivemos em um momento histórico em que a humanidade tem tanto acesso à informação como nunca antes, e, embora a sua qualidade e confiabilidade possam ser questionáveis, é inegável a sua presença e sua capacidade transformadora. Há críticos que apontam um excesso de informações falsas cada vez mais crescente (as chamadas *fake news*), e outros que argumentam que a informação instrui e orienta, sendo capaz de mobilizar e unir milhões de pessoas simultaneamente e, eventualmente, até derrubar governos. Assim, ela passaria a ser muito mais do que um marco de nossa era, pois, entre outras tantas coisas, ela pode tirar ou dar poderes.

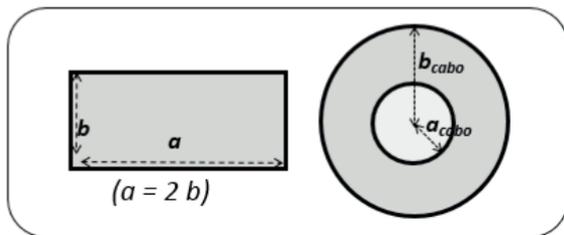
Dentre as mídias de veiculação de informação, temos a mídia escrita, com os tradicionais jornais, as mídias falada e televisionada pelas redes de rádio e TV, as redes sociais e a internet. Todas essas fontes de informação terão de ser transmitidas, de um ponto a outro, em algum momento. Esse elo só é completado devido à disponibilidade das tecnologias que empregam a transmissão de sinais na faixa de micro-ondas, e é amplamente utilizada em sistemas de telecomunicações – assunto predileto do físico e fundador de suas bases teóricas, *James Clerk Maxwell*. Podem ser verificadas em diversos dispositivos, como nos smartphones, tablets e notebooks, entre outros.

A seguir, propomos um grande desafio. Imagine que você é um grande empreendedor e especialista. Como dono de uma empresa que presta serviços na área de engenharia de telecomunicações, deparou-se com o seguinte cenário: você precisará conectar um transmissor de potência a uma antena de um sistema de micro-ondas, devendo decidir se utilizará um cabo coaxial ou um cabo guia de onda, com a mesma seção transversal, para a transmissão dos sinais que utilizará os modos  $TE_{01}$ ,  $TE_{10}$  ou  $TE_{11}$  e  $TM_{11}$ , comparando basicamente seus respectivos desempenhos nos critérios:

- Potência transportada: para uma mesma faixa de frequências de trabalho, situada entre 25% e 95% acima da frequência de corte ( $f_c$ ).
- Constantes de atenuação: para uma mesma faixa de frequências, semelhante ao item a).
- A menor frequência de corte dentre os seus modos.

Note ainda que as respectivas seções transversais são semelhantes e ilustradas pela Figura 3.11 a seguir:

Figura 3.11 | Guia de onda e cabo coaxial



Fonte: elaborada pelo autor.

O guia de onda é apresentado no formato  $a = 2 \times b$  onde,  $a = 0,032m$  e os valores do cabo coaxial para seu raio interior  $b_{cabo} = 0,016m$  (condutor externo) e o raio interior  $a_{cabo} = 0,008m$  (condutor interno). O comprimento de onda definido foi de  $\lambda = 1,131cm$ .

Um breve relatório técnico deverá ser elaborado e entregue ao professor, justificando as vantagens e razões sobre sua escolha em função dos critérios (“a”, “b” e “c”) apresentados acima.

### Não pode faltar

Como vimos na Seção 3.1, a propagação de uma forma de onda pode se dar de duas formas: guiada e não guiada. Nesta seção daremos ênfase e complementariedade aos conceitos que envolvem a transmissão de sinais por meio da propagação guiada, utilizando para isso os guias de onda, embora um guia de onda tenha seção transversal uniforme, podendo apresentar qualquer formato. A rigor, os guias mais comuns são os retangulares, os cilíndricos e elípticos, quando se trata de guias ocos, ou seja, compostos por núcleo de ar (PISSOLATO, 2005).

Conforme Pinho (2014), as linhas de transmissão convencionais também são utilizadas para transportar sinais e energia. No entanto, nos guias de onda podemos transportar vários “modos” diferentes para campos elétricos e magnéticos. Além disso, apresentam uma série de outras vantagens sobre as linhas de transmissão convencionais, tais como:

Apresentam maior eficiência e menores perdas energéticas, além de dispor de uma tecnologia de fácil construção e manipulação fabril.

Oferecem maior imunidade a ruídos externos.

Operam nas frequências da faixa de micro-ondas (entre 3 – 300 GHz, aproximadamente).

Atuam como um isolante de corrente contínua, uma vez que não temos o deslocamento de elétrons pelos guias de onda, mas a propagação de campos elétricos e magnéticos.

As frequências abaixo da frequência de corte ( $f_c$ ) não conseguem se propagar no guia.

### Equações da onda

O procedimento para se obter a equação de onda para um campo elétrico e magnético pode ser o seguinte:

$$\nabla^2 E + \omega^2 \mu \epsilon E = 0 \quad (1)$$

$$\nabla^2 H + \omega^2 \mu \epsilon H = 0 \quad (2)$$

sendo  $k = \omega \sqrt{\mu \epsilon}$

Onde “k” é conhecido como “número da onda”, ou seja, representa a magnitude do vetor de onda, podendo ser ainda classificado como número de onda circular ou número de onda angular. Aqui, trataremos apenas como número de onda.

$$k = \omega \sqrt{\mu \epsilon} \left[ \frac{\text{rad}}{\text{m}} \right]. \text{ ou } k = \frac{1}{\lambda} [m^{-1}] \text{ ou ainda } k^2 = \omega^2 \mu \epsilon$$

Reescrevendo (1) e (2) temos as duas equações da onda:

$$\nabla^2 E + k^2 E = 0 \quad (3)$$

$$\nabla^2 H + k^2 H = 0 \quad (4)$$

Efetivamente, os campos elétrico e magnético de uma onda e suas componentes estão relacionados pelas equações de Maxwell:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \Rightarrow \left. \begin{array}{l} x \rightarrow \frac{\partial E_z}{\partial y} + \gamma E_y = -j\omega\mu H_x \\ y \rightarrow \frac{\partial E_x}{\partial x} + \gamma E_x = j\omega\mu H_y \\ z \rightarrow \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -j\omega\mu H_z \end{array} \right\} \quad (5)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E} \Rightarrow \left. \begin{array}{l} x \rightarrow \frac{\partial H_z}{\partial y} + \gamma H_y = j\omega\epsilon E_x \\ y \rightarrow \frac{\partial H_x}{\partial x} + \gamma H_x = -j\omega\epsilon E_y \\ z \rightarrow \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = j\omega\epsilon E_z \end{array} \right\} \quad (6)$$

Resolvendo as equações (5) e (6) teremos as 4 equações a seguir, por

substituição:

$$E_x = -\frac{1}{k_c^2} \left[ \gamma \frac{\partial E_z}{\partial x} + j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial y} \right] \quad (7)$$

$$E_y = -\frac{1}{k_c^2} \left[ \gamma \frac{\partial E_z}{\partial y} - j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial x} \right] \quad (8)$$

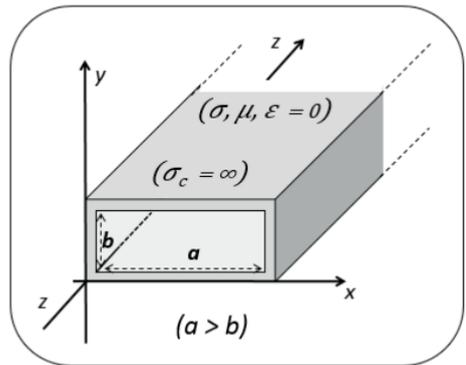
$$H_x = -\frac{1}{k_c^2} \left[ \gamma \frac{\partial H_z}{\partial x} - j\omega\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial y} \right] \quad (9)$$

$$H_y = -\frac{1}{k_c^2} \left[ \gamma \frac{\partial H_z}{\partial y} + j\omega\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial x} \right] \quad (10)$$

Onde  $\gamma$  (“i” grego ou úpsilon) é a constante de propagação da onda já apresentada na Seção 3.1, e  $k_c^2 = k_x^2 + k_y^2$  (11a) e  $k_c^2 = \gamma^2 + \omega^2\mu\varepsilon$  (11b) >. Observe que a partir de (7) até (10) todas as componentes do campo em “x” e “y” são determináveis, uma vez conhecendo-se  $H_z$  e  $E_z$ . Dessa forma, temos que as componentes **longitudinais** determinam as componentes **transversais** e, caso  $H_z = E_z = 0$  (como o que ocorre para o modo TEM), todos os campos se anularão no guia de onda.

Portanto, as componentes  $H_z$  e  $E_z$  podem ser determinadas resolvendo-se as equações da onda (3) e (4), uma vez satisfeitas as condições de contorno nas “paredes” internas de um guia de onda. A Figura 3.12, apresentada a seguir, ilustra esse guia de onda retangular de comprimento infinito na direção +z. Ressaltamos que a Figura 3.12 será nossa referência de estudos para um guia de onda retangular:

Figura 3.12 | Guia de onda retangular



Fonte: elaborada pelo autor.

### Separação de variáveis – equação da onda

Uma vez estabelecidas as equações da onda (3) e (4), que modelam sua propagação no interior de um guia de ondas, precisamos resolvê-las, porém, conforme Pinho (2014), para certos casos essa solução pode se apresentar

bastante complexa. A solução que adotaremos será a obtida por meio do regime forçado senoidal, com o uso de fasores, que é muito mais simples. Assim, para a componente do campo elétrico e a componente do campo magnético, a partir de suas derivadas parciais, poderemos obter as componentes longitudinais que comporão as funções a fim de determinar  $E_z$  para os modos TM e  $H_z$  para os modos TE:

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2} + k_c^2 E_z = 0 \quad (12a)$$

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial z^2} + k_c^2 H_z = 0 \quad (12b)$$

Admitindo-se que  $E(x, y)$  seja obtida pelo produto de uma função  $x$  por uma outra função  $y$ , isto é,  $E(x, y, z) = X(x)Y(y)Z(z)$ , em que  $X(x)$ ,  $Y(y)$  e  $Z(z)$  sejam funções determináveis, podemos chegar a suas derivadas parciais:

$$\frac{\partial^2 X(x)Y(y)Z(z)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 X(x)Y(y)Z(z)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 X(x)Y(y)Z(z)}{\partial z^2} + k^2 X(x)Y(y)Z(z) = 0 \quad (13)$$

até se chegar a:

$$X''(x)Y(y)Z(z) + X(x)Y''(y)Z(z) + X(x)Y(y)Z''(z) + k^2 X(x)Y(y)Z(z) = 0 \quad (14)$$

Dividindo-se pelo Mínimo Múltiplo Comum  $X(x)Y(y)Z(z)$ , teremos:

$$\frac{X''(x)Y(y)Z(z)}{X(x)Y(y)Z(z)} + \frac{X(x)Y''(y)Z(z)}{X(x)Y(y)Z(z)} + \frac{X(x)Y(y)Z''(z)}{X(x)Y(y)Z(z)} + \gamma^2 \frac{X(x)Y(y)Z(z)}{X(x)Y(y)Z(z)} = \quad (15)$$

Como cada termo é função de uma única variável, podemos representá-los através de uma constante, assim:

$$\frac{X''}{X} = -k_x^2; \quad \frac{Y''}{Y} = -k_y^2; \quad \frac{Z''}{Z} = k_c^2 \quad (16)$$

Uma vez admitindo-se A, B e C como constantes de integração e desprezando-se as componentes em “z”, já que suas componentes serão nulas nesse sentido, teremos:

$$X(x) = A \operatorname{sen}(k_x x) + B \cos(k_x x) \quad (17)$$

$$Y(y) = C \operatorname{sen}(k_y y) + D \cos(k_y y) \quad (18)$$

Como nosso objetivo é modelarmos as componentes dos campos elétrico e magnético no interior de um guia de onda de formato retangular, podemos reescrever finalmente:

$$E(x, y) = [A \operatorname{sen}(k_x x) + B \cos(k_x x)] \times [C \operatorname{sen}(k_y y) + D \cos(k_y y)] \quad (19)$$

## Guias retangulares

Os guias de onda retangulares ocos (Figura 3.12), segundo Pissolato (2005), são os preferidos para as análises matemáticas não apenas pela facilidade de suas coordenadas cartesianas se darem na forma  $(x, y, z)$ , mas sobretudo por apresentarem uma ampla aplicação prática – em sistemas de radares e de telecomunicações, entre outros –, permitindo a concentração de grandes quantidades de energia, baixas perdas e o seu uso dedicado para atender altas frequências.

Considerando que uma onda eletromagnética pode ser classificada de acordo com as suas componentes longitudinais, nosso desafio será determinar os modos transversais elétricos (TE) e transversais magnéticos (TM) capazes de serem propagados em um cabo do tipo guia de onda.

Para tal, começaremos nossas análises em função de um guia de seção retangular em que as premissas serão  $(a > b)$ , onde “a” e “b” são as medidas internas do guia de onda, estando nos eixos “x” e “y” respectivamente, e suas “paredes” internas são condutoras perfeitas  $(\sigma_c = \infty)$  assim como o seu dielétrico  $(\sigma_d = \infty)$  e as componentes  $(\epsilon, \mu, \sigma = 0)$ , conforme ilustra a Figura 3.12.

**Modo Transversal Elétrico  $TE_{mn}$  (ou tipo H):** modo transversal elétrico significa que as componentes do campo elétrico são “transversais” à direção de propagação da onda (sentido “z”), ou seja, esse tipo ocorre quando a única componente no sentido longitudinal é a do campo magnético  $(H_z \neq 0)$ , permanecendo o campo elétrico, no plano transversal à propagação da onda e, portanto,  $(E_z = 0)$ .

**Modo Transversal Magnético  $TM_{mn}$  (ou tipo E):** modo transversal magnético significa que as componentes do campo magnético são “transversais” à direção de propagação da onda (sentido “z”), ou seja, esse tipo ocorre quando a única componente no sentido longitudinal é a do campo elétrico  $(E_z \neq 0)$ , permanecendo o campo magnético, no plano transversal à propagação da onda e, portanto,  $(H_z = 0)$ .

Os subíndices “m” e “n” representam os modos de propagação e indicam o número de vezes que o campo varia na direção “x” (m) e “y” (n), respectivamente. Assim, todas as componentes dos modos  $TE_{mn}$  e  $TM_{mn}$  que existam em um guia de onda retangular e que possam se propagar nesse meio (embora não simultaneamente) poderão ser determinados, uma vez que se conheça sua frequência de operação, as dimensões de seu guia de onda e sua frequência de corte ( $f_c$ ) (PINHO, 2014).

Caso existam simultaneamente componentes do campo elétrico e magnético na direção longitudinal  $(E_z \neq 0 \text{ e } H_z \neq 0)$ , teremos originado um modo de propagação híbrido – TEM (do inglês *Transverse Electromagnetic*). O modo TEM não ocorre simultaneamente nos guias de ondas metálicos que estudaremos, embora sejam comuns na propagação em cabos coaxiais e fibras ópticas.



## Refleta

Embora um guia de onda possa propagar vários modos em teoria, na prática e na grande maioria dos casos são utilizados para propagar apenas o modo fundamental de cada campo: o modo  $TE_{10}$  em guias de onda retangulares, e o modo  $TE_{11}$  em guias de onda circulares. Você sabe por qual motivo? Segundo Pinho (2014), a propagação de mais de um modo dá origem aos seguintes problemas:

- Maior dispersão temporal na transmissão de informação (a velocidade da onda depende do modo), o que reduz a taxa de transmissão de informação.
- Dificuldade na coleta de potência que tenha sido transferida de um modo pretendido para outros modos, pois cada modo necessita de uma interface mecânica específica.
- Iluminação inadequada de antenas de abertura (parabólicas), que exigem um campo eletromagnético bem determinado.

Portanto, embora saibamos que é possível “propagar” mais de um modo nesses meios, na prática utiliza-se apenas um.

## Equacionamento para o modo TM

Para esse modo presumiremos que o deslocamento dessas ondas será na direção  $+z$ , ao longo de seu comprimento. Portanto, consideraremos apenas as componentes que se deslocam no sentido longitudinal, conforme é verificado pela equação (12.a), anulando aquelas com campo elétrico tangencial às paredes do guia, ou seja:

$$(E_y = E_z = 0) \text{ em } x = 0 \text{ e } x = a \quad (20)$$

$$(E_x = E_z = 0) \text{ em } y = 0 \text{ e } y = b \quad (21)$$

Assim,

$$E_z(x = 0, y) = E_z(x = a, y) = 0 \text{ e } E_z(x, y = 0) = E_z(x, y = b) \quad (22)$$

Isso exige então que:

$$X(0) = X(a) = 0 \text{ e } Y(0) = Y(b) = 0 \quad (23)$$

Aplicando-se o resultado dessas manipulações na equação (19), teremos:

$$B = 0 \quad (24)$$

$$A \operatorname{sen}(K_x a) = 0 \quad (25)$$

$$D = 0 \quad (26)$$

$$C \operatorname{sen}(K_y b) = 0 \quad (27)$$

Agora podemos escrever:

$$K_x = \frac{m\pi}{a} \quad \text{para qualquer } m \text{ inteiro} \quad (28)$$

$$K_y = \frac{n\pi}{b} \quad \text{para qualquer } n \text{ inteiro} \quad (29)$$

$$X(x) = A \operatorname{sen} \left( \frac{m\pi}{a} x \right) \quad (30)$$

$$Y(y) = C \operatorname{sen} \left( \frac{n\pi}{b} y \right) \quad (31)$$

As equações (30) e (31) nos permitem escrever a componente longitudinal do campo elétrico para o modo TM dando origem à equação (32) a seguir, onde  $E_{mn}$  representa a amplitude da onda e  $\gamma$ , a constante de propagação:

$$E_z = E_{mn} \operatorname{sen} \left( \frac{m\pi}{a} x \right) \operatorname{sen} \left( \frac{n\pi}{b} y \right) e^{-\gamma z} \quad (32)$$

Já as equações (7) até (10) dão origem às componentes transversais do campo elétrico e magnético:

$$H_x = \frac{j\omega\epsilon}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} E_{mn} \operatorname{sen} \left( \frac{m\pi}{a} x \right) \cos \left( \frac{n\pi}{b} y \right) e^{-\gamma z} \quad (33)$$

$$H_y = \frac{j\omega\epsilon}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} E_{mn} \cos \left( \frac{m\pi}{a} x \right) \operatorname{sen} \left( \frac{n\pi}{b} y \right) e^{-\gamma z} \quad (34)$$

$$E_x = -\frac{\gamma}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} E_{mn} \cos \left( \frac{m\pi}{a} x \right) \operatorname{sen} \left( \frac{n\pi}{b} y \right) e^{-\gamma z} \quad (35)$$

$$E_y = -\frac{\gamma}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} E_{mn} \operatorname{sen} \left( \frac{m\pi}{a} x \right) \cos \left( \frac{n\pi}{b} y \right) e^{-\gamma z} \quad (36)$$

As equações (33) até (36) combinadas com a equação (11) nos levam à equação (37):

$$k_c^2 = \left( \frac{m\pi}{a} x \right)^2 + \left( \frac{n\pi}{b} y \right)^2 \quad (37)$$

Note que os valores de “m” e “n” devem ser números inteiros e para os modos  $\operatorname{TM}_{mn}$ , devem ser sempre:  $m \geq 1$  e  $n \geq 1$ . Diferentemente desses limites, os modos TM não se propagam em um guia de onda, sendo sua menor  $f_c$  dada por  $m=1$  e  $n=1$ .

### Equacionamento para o modo TE

Para os modos TE onde o campo  $H_z$  é a única componente diferente de zero na direção de propagação (+z), no sentido longitudinal do guia de onda,

teremos então  $E_z = 0$ . Assim, a componente  $H_z$  poderá ser obtida através da equação da onda (12b), cuja solução na sua forma genérica é dada também pela equação (19). Diferentemente dos modos TM, a determinação das constantes de integração para os modos TE não é automática, uma vez que as condições de contorno não podem ser aplicadas da mesma forma que para  $H_z$ . Então necessitamos primeiramente calcular as componentes transversais do campo elétrico  $E_x$  e  $E_y$ , utilizando, para isso, as equações (7) e (8), para só então obtermos as componentes:

$$E_x = -\frac{j\omega\mu}{k_c^2} X(x)Y'(y) \quad (38)$$

$$E_y = -\frac{j\omega\mu}{k_c^2} X'(x)Y(y) \quad (39)$$

Agora podemos trabalhar as equações (38) e (39), manipulando suas derivadas para obter o regime forçado senoidal, através de seus fasores:

$$X'(x) = k_x [A \cos(k_x x) - B \text{sen}(k_x x)] \quad (40)$$

$$Y'(y) = k_y [C \cos(k_y y) - D \text{sen}(k_y y)] \quad (41)$$

As condições de contorno podem ser agora estabelecidas:

$$E_y(x=0, y) = E_y(x=a, y) = 0 \quad (42)$$

$$E_x(x, y=0) = E_x(x, y=b) = 0 \quad (43)$$

Usando as informações de (38) e (39), podemos deduzir então que:

$$X'(0) = X'(a) = 0 \text{ e } Y'(0) = Y'(b) = 0 \quad (44)$$

Aplicando-se o resultado dessas manipulações, teremos:

$$A = 0 \quad (45)$$

$$B \text{sen}(K_x a) = 0 \quad (46)$$

$$C = 0 \quad (47)$$

$$D \text{sen}(K_y b) = 0 \quad (48)$$

Agora podemos escrever, assim como fizemos para o modo TM:

$$K_x = \frac{m\pi}{a} \text{ para qualquer } m \text{ inteiro} \quad (49)$$

$$K_y = \frac{n\pi}{b} \text{ para qualquer } n \text{ inteiro} \quad (50)$$

$$X(x) = B \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \quad (51)$$

$$Y(y) = D \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (52)$$

Também podemos escrever a componente longitudinal do campo elétrico

para o modo TE, onde  $H_{mn}$  será a amplitude da onda e  $\gamma$ , a constante de sua propagação:

$$H_z = H_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-\gamma z} \quad (53)$$

Cada componente transversal do campo elétrico e magnético podem ser obtidas da mesma forma que no modo TM, utilizando também as equações (7), (8), (9) e (10):

$$H_x = \frac{\gamma}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} H_{mn} \operatorname{sen}\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-\gamma z} \quad (54)$$

$$H_y = \frac{\gamma}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} H_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-\gamma z} \quad (55)$$

$$E_x = \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} H_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-\gamma z} \quad (56)$$

$$E_y = -\frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} H_{mn} \operatorname{sen}\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-\gamma z} \quad (57)$$

O valor característico para  $k_c^2$  pode ser obtido tal como para o modo TM, através da equação (32):

$$k_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}x\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}y\right)^2 \quad (32)$$

Para os modos TE<sub>mn</sub>, podemos admitir ou “m” ou “n” nulos (nunca ambos), porém para  $k_c^2 \neq 0$  é necessário que “m” e “n” não sejam nulos.

a) Frequência de corte em guias de onda retangular:

Reescrevendo a equação (11b), temos  $k_c^2 = \gamma^2 + \omega^2\mu\varepsilon$ , onde a constante de propagação  $\gamma$  pode ser calculada conhecendo-se a frequência angular  $\omega$  e a constante  $k_c^2$  pela equação (32), a qual é comum aos modos TE e TM. Para poder se propagar a uma frequência  $f$ , a constante de propagação  $\gamma = \alpha + j\beta$  deve assumir um valor imaginário  $\gamma = j\beta$ , ou seja,  $\omega^2\mu\varepsilon > k_c^2$ , caso contrário  $\gamma = \alpha$ , portanto a constante de propagação contará apenas com a sua parte real  $\alpha$ . Nesse caso, a constante de atenuação seria igual à constante de propagação, onde passaríamos a ter o que chamamos de modo evanescente, onde a onda é atenuada ao longo do guia de onda. Assim, a condição  $\omega^2\mu\varepsilon > k_c^2$  precisa ser satisfeita para que tenhamos a equação:

$$2\pi f\sqrt{\mu\varepsilon} > \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (58)$$

$$f > \frac{1}{2\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (59)$$

A equação (59), conhecida como frequência de corte, pode ser dada também por:

$$f_c > \frac{\nu}{2} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (60)$$

Onde  $\nu$  representa a velocidade de propagação da onda em um meio ilimitado com a presença de um dielétrico no interior do guia de onda:

$$\nu = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}} \quad (61)$$

Denomina-se modo fundamental ou dominante o modo que apresenta a menor frequência de corte:

$$f_c = f_{cTE10} \sqrt{m^2 + \left(\frac{a}{b}n\right)^2} \quad (62)$$

b) Frequência de corte em modos (TE e TM):

$$TE_{mn} = TM_{mn} \Rightarrow f_{c,mn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (63)$$

c) Relação entre comprimento de onda e modos (TE e TM):

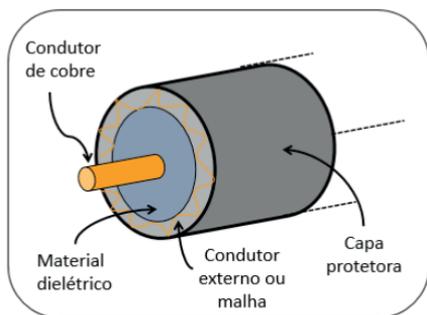
$$\left[\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2\right] < \left(\frac{1}{\lambda}\right)^2 \quad (64)$$

## Cabos coaxiais

Os cabos coaxiais talvez sejam o tipo de linha de transmissão mais antigos e mais usados para a propagação de radiofrequências e micro-ondas, tendo inclusive patentes requeridas desde 1894 pelos engenheiros Oliver Heaviside e Nikola Tesla (DAYWITT, 1994).

Conforme Ribeiro (2008), um cabo coaxial é basicamente construído a partir de um condutor central, normalmente de cobre, envolvido por um

Figura 3.13 | Ilustração cabo coaxial



Fonte: elaborada pelo autor.

material dielétrico ou isolante. Esses dois materiais, por sua vez, são envolvidos por um condutor externo, designado como malha. Toda essa estrutura é envolvida por uma capa de proteção externa conforme é ilustrado pela Figura 3.13 a seguir, e suas características principais dependerão de suas dimensões e da permissividade elétrica  $\epsilon_r$  do dielétrico entre eles:

A diferença de potencial  $V$  entre os condutores interno e externo pode ser obtida pela lei de Gauss em função de seu campo elétrico  $E$  e sua corrente  $I$  obtida pela lei de Ampère, respectivamente:

Lei de Gauss

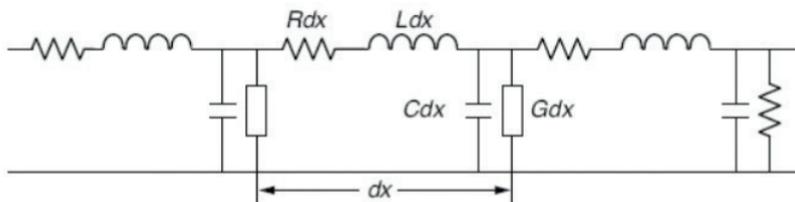
$$V = \int_a^b \vec{E} \times d\vec{r} \quad (65)$$

Lei de Ampère

$$I = \oint_0^{2\pi} \vec{H} \times d\vec{l} \quad (66)$$

Devido às características dielétricas e metálicas do cabo coaxial, Pinho (2014) descreve seu comportamento como semelhante ao de um circuito RLC, apresentando a seguinte composição, conforme a Figura 3.14:

Figura 3.14 | Comportamento RLC para um cabo coaxial



Fonte: Pinho (2014, [s.p.]).

As seguintes equações apresentam as expressões dos parâmetros distribuídos de um cabo coaxial para o cálculo de sua resistividade, indutância, capacitância, impedância e a condutância:

$$R = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\mu f}{\pi \sigma}} \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \quad [\Omega / m] \quad (67)$$

$$L = \frac{\mu_d}{2\pi} \ln \left( \frac{b}{a} \right) \quad [H] \quad (68)$$

$$C = \frac{2\pi \varepsilon_d}{\ln \left( \frac{b}{a} \right)} \quad [F] \quad (69)$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln \left( \frac{b}{a} \right) \quad [\Omega] \quad (70)$$

$$G = \omega C \operatorname{tg} \delta \quad [S / m] \quad (71)$$

### Constante de propagação

Sua constante de propagação, uma grandeza que representa um número complexo, tendo a forma  $\gamma = \alpha + j\beta$ , pode ser obtida por:

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (71)$$

De acordo com Daywitt (1990), assim como sua constante de propagação  $\gamma$  (úpsolon), a atenuação do cabo coaxial  $\alpha$  (alfa) é determinada pelas propriedades intrínsecas (RLC), resultantes no interior do cabo e refletidas pela sua impedância e resistividade, além de suas seções transversais, representada pelo seu raio interior, interno “a” e externo “b”:

$$\alpha_{\text{Cabo}} = \frac{R}{2Z_0} = \frac{R_s}{4\pi b} \left( 1 + \frac{b}{a} \right) \frac{1}{60\sqrt{\varepsilon_r} \ln \left( \frac{b}{a} \right)} \quad (72)$$



### Exemplificando

Com base no comportamento de um cabo coaxial, representado pela Figura 3.14, podemos encontrar o seu coeficiente de atenuação através das medidas de seu raio interno e externo, e de sua resistividade. Caso suas dimensões sejam respectivamente  $R_{\text{int}} = 0,008\text{m}$  e  $R_{\text{ext}} = 0,016\text{m}$ , por exemplo, e sua resistividade,  $R = 4\Omega / m$ , com um permissividade magnética relativa igual a 1  $\varepsilon_r = 1$ , o  $\alpha$  para um cabo de 10 m será calculado da seguinte forma:

1º passo – calcular sua impedância característica:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln \left( \frac{b}{a} \right) = \frac{60}{\sqrt{1}} \times \ln \left( \frac{0,016}{0,008} \right) = 41,58\Omega$$

2º passo – calcular sua resistência equivalente:

$$R_{\text{equivalente}} = \frac{8\Omega}{m} \times 11\text{m} = 88\Omega$$

3º passo – calcular o coeficiente de atenuação:

$$\alpha_{\text{Cabo}} = \frac{R}{2Z_0} = \frac{88\Omega}{2 \times 41,58\Omega} = 1,058$$

### Equacionamento para o modo TE

O modo dominante de propagação em cabos coaxiais é o modo TEM (*Transverse Electromagnetic*), um híbrido que compõe ambos os campos  $E$  e  $H$ , mas também podem ocorrer isoladamente os campos Transversais Elétrico (TE) e Magnético TM.

O equacionamento para o modo TE pode ser obtido pela aproximação:

$$\lambda_{TE_{m1}}^c \simeq \frac{(R_{\text{ext}} - R_{\text{int}}) \cdot \pi}{m} \quad (73)$$

Onde o subíndice “m” é a representação dos modos de propagação e indica o número de vezes que o campo varia na direção “x” (m).  $R_{\text{ext}}$  e  $R_{\text{int}}$  são os raios do cabo, conforme pode ser visto na Figura 3.11.

### Equacionamento para o modo TM

O equacionamento para o modo TM pode ser obtido pela aproximação:

$$\lambda_{TE_{mn}}^c \simeq \frac{2(R_{\text{ext}} - R_{\text{int}})}{n} \quad (74)$$

### Guias circulares

O procedimento para a obtenção da frequência de corte em guias circulares é semelhante ao usado em guias retangulares. Para o modo se propagar, devemos obedecer à mesma condição  $\omega^2 \mu \epsilon > k_c^2$  e chegar à equação padrão:

$$f > \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \quad (75)$$

a) A frequência de corte do modo TM será dada por:

$$f_c = p - \text{ésima raiz de } J_n \frac{\nu}{2\pi a} \quad (76)$$

Onde as raízes são obtidas a partir da Tabela 3.1 de raízes para  $J_n$  e diferentes valores de “n”.

Tabela 3.1 | Raízes da função de Bessel de ordem “n”

Raiz	$J_0(x)$	$J_1(x)$	$J_2(x)$	$J_3(x)$
1	2,4048	3,8317	5,1336	6,3802
2	5,5201	7,0156	8,4172	9,761
3	8,6537	10,174	11,62	13,015
4	11,792	13,324	14,796	16,224
5	14,931	16,471	17,96	19,409

Fonte: elaborada pelo autor.



### Exemplificando

A equação para obter a raiz para o modo  $TM_{np}$ , onde  $n=0$  e  $p=1$ , é:

$$f_c = 2,4048 J_n \frac{\nu}{2\pi a}$$

Onde o valor 2,4048 foi obtido a partir da Tabela 3.1  $J(x) = 0$  e Raiz = 1.

b) A frequência de corte do modo TE será dada por:

$$f_c = p - \text{ésima raiz de } J'_n \frac{\nu}{2\pi a} \quad (77)$$

Onde as raízes são obtidas através da Tabela 3.2 de raízes para  $J'_n$  (derivada) e diferentes valores de “n”.

Tabela 3.2 | Raízes da derivada da função de Bessel de ordem “n”

Raiz	$J'_0(x)$	$J'_1(x)$	$J'_2(x)$	$J'_3(x)$
1	3,8317	1,8412	3,0542	4,2012
2	7,0156	5,3314	6,7061	8,0152
3	10,174	8,5363	9,9695	11,346
4	13,324	11,706	13,17	14,586
5	16,471	14,864	16,348	17,789

Fonte: elaborada pelo autor.

Exemplo:

A equação para obter a raiz para o modo  $TM_{np}$ , onde  $n=3$  e  $p=4$ , é:

$$f_c = 14,586 J'_n \frac{\nu}{2\pi a} \quad (78)$$



### Assimile

Como a frequência de corte do modo TE11 em guias de onda circulares é menor do que a do modo TM01, podemos também concluir que o modo dominante no guia de onda circular é o TE11. A ordenação dos modos

pele valor da frequência de corte exige que os valores constantes nas duas tabelas sejam identificados e listados em ordem crescente, de cima para baixo.

A linha fendida é basicamente um instrumento coaxial para medidas de comprimento de onda, coeficiente de onda estacionária, coeficiente de reflexão e também para impedância em sistemas de UHF e micro-ondas. Em outras palavras, a linha fendida nada mais é do que um pedaço de cabo coaxial com uma impedância fixa conhecida ( $50 \Omega$  no caso da linha disponível).

Já a Carta de Smith é uma ferramenta usada para visualizar a impedância de linha de transmissão e sistema de antena como uma função de frequência. Ela tem uma escala específica onde apresenta uma parte real e outra complexa da impedância, ajudando na parametrização e no seu cálculo.



### Pesquise mais

Conheça mais detalhes sobre a linha fendida e a Carta de Smith:

TRINTINALIA, L. C. *et al.* **Laboratório de antenas e microondas**. Linhas de transmissão. São Paulo: Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 2007.

A CARTA de Smith – Smith Chart. **Nova Eletronica**, [S.l., s.d.].

CARTA Smith - Resumo 001. [S.l.: s.n.], 18 ago. 2012.

## Sem medo de errar

Após estudarmos os conteúdos desta seção, temos condições de solucionar a nossa situação-problema. Nosso desafio é determinar qual o tipo de cabo utilizar para conectar um amplificador de potência à antena de um sistema de transmissão. Precisamos analisar se devemos utilizar um cabo guia de ondas ou um cabo coaxial.

Para melhor explanação, avaliaremos a seguir cada um dos três quesitos pré-estabelecidos:

### a) Potência transportada:

As potências transportadas pelo guia de onda e pelo cabo coaxial podem ser obtidas, respectivamente, pelas equações:

$$P_{TE(\text{Guia})} = \frac{E_0^2 ab}{2Z_d} \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} \quad e \quad P_{Cabo} = \frac{E_c^2 a^2 \ln\left(\frac{b}{a}\right) \sqrt{\epsilon_r}}{60}$$

Ambas as equações nos levam ao estabelecimento de uma relação entre as potências, que pode ser resumida da seguinte forma:

$$\frac{P_{Guia}}{P_{Cabo}} = 1,59 \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}$$

Essa relação nos permitirá comparar as potências dissipadas em cada cabo. Partindo-se então das premissas da situação-problema, estabelecemos a primeira relação entre as potências dissipadas para as frequências de trabalho ligeiramente superiores à frequência de corte, ou seja, para ( $f = 1,25f_c$ ), teremos:

$$\frac{P_{Guia}}{P_{Cabo}} = 1,59 \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} = 1,59 \times \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{1,25f_c}\right)^2} = 1,59 \times \sqrt{1 - \left(\frac{1}{1,25}\right)^2}$$

$$\frac{P_{Guia}}{P_{Cabo}} = 1,59 \times \sqrt{1 - 0,64} = 0,954 \quad (25\% \text{ acima da } f_c)$$

$$\frac{P_{Guia}}{P_{Cabo}} = 1,59 \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} = 1,59 \times \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{1,90f_c}\right)^2} = 1,59 \times \sqrt{1 - \left(\frac{1}{1,90}\right)^2}$$

$$\frac{P_{Guia}}{P_{Cabo}} = 1,59 \times \sqrt{1 - 0,2770} = 1,35 \quad (90\% \text{ acima da } f_c)$$

As relações obtidas de 0,954 para ( $f = 1,25f_c$ ) e de 1,35 para ( $f = 1,90f_c$ ) aparentemente sugerem que o cabo coaxial estaria superando o guia de onda nessa faixa mais baixa de frequência, para o quesito potência dissipada. Porém, o que ocorre é que o condutor interno (raio a) do cabo coaxial está sempre em uma situação mais crítica, pois dissipa cerca de duas vezes mais potência por unidade de comprimento de onda do que o condutor externo (raio b), sendo a remoção de calor muito mais difícil do que no guia de onda. Portanto, nesse quesito, podemos dar vantagem ao guia de onda.

**b) Constantes de atenuação:**

Com relação à constante de atenuação ( $\alpha_c$ ), podemos igualmente estabelecer uma relação entre a atenuação do guia de onda e a atenuação do cabo coaxial, a partir das seguintes equações:

$$\alpha_{Guia} = \frac{R_s}{Z_a \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \left[ \frac{1}{b} + \frac{2}{a} \left(\frac{f_c}{f}\right)^2 \right]$$

$$\alpha_{Cabo} = \frac{R}{2Z_0} = \frac{R_s}{4\pi b} \left(1 + \frac{b}{a}\right) \frac{1}{60\sqrt{\epsilon_r} \ln\left(\frac{b}{a}\right)}$$

Após uma criteriosa manipulação das equações apresentadas, chegamos à seguinte relação, sempre considerando os limites da frequência de trabalho entre 25% e 90% da  $f_c$ :

$$\frac{\alpha_{Guia}}{\alpha_{Cabo}} = 0,202 \frac{1 + \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}$$

Substituindo os valores das frequências, obtemos:

$$\frac{\alpha_{Guia}}{\alpha_{Cabo}} = 0,202 \frac{1 + \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} = 0,202 \frac{1 + \left(\frac{f_c}{1,25f_c}\right)^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{1,25f_c}\right)^2}} = 0,202 \frac{1 + \left(\frac{1}{1,25}\right)^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{1}{1,25}\right)^2}} = 0,55$$

$$\frac{\alpha_{Guia}}{\alpha_{Cabo}} = 0,202 \frac{1 + \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} = 0,202 \frac{1 + \left(\frac{f_c}{1,90f_c}\right)^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{1,90f_c}\right)^2}} = 0,202 \frac{1 + \left(\frac{1}{1,90}\right)^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{1}{1,90}\right)^2}} = 0,30$$

Com **0,55** para ( $f = 1,25f_c$ ) e **0,30** para ( $f = 1,90f_c$ ), podemos verificar uma menor constante de atenuação para o guia de onda, sendo a atenuação praticamente a metade da verificada no cabo coaxial para ( $f = 1,25f_c$ ) e praticamente 1/3 para ( $f = 1,90f_c$ ). Portanto, sobre esse quesito, podemos dizer que a potência dissipada por unidade de comprimento é menor no guia de onda do que no cabo coaxial, dando-lhe mais vantagem.

### c) A menor frequência de corte dentre os seus modos:

Para finalizar, devemos averiguar se podemos usar o cabo coaxial na mesma faixa de frequência para a qual um guia de onda é indicado, ou seja, devemos nos certificar se o cabo coaxial poderia propagar as mesmas faixas de frequência:

#### Guia de onda:

##### I. Cálculo para o modo $TE_{10}$ :

$$TE_{10} : f_{c,10} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{1\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{0\pi}{b}\right)^2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{1\pi}{a}\right)^2} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\varepsilon}}$$

Sendo as dimensões do guia de onda:

$$a = 0,032m \text{ e } b = 0,016m$$

$$= \frac{1}{2 \times 0,032 \times \sqrt{4 \times 3,1416 \times 10^{-7} \times 8,85 \times 10^{-12}}} = 4,685 \times 10^9 \text{ Hz } \therefore$$

$$f_{c,10} = 4,685 \text{ GHz}$$

##### II. Cálculo para o modo $TE_{01}$ :

$$TE_{01} : f_{c,01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{0}{a}\right)^2 + \left(\frac{1\pi}{b}\right)^2} = \frac{1}{2b\sqrt{\mu\varepsilon}}$$
$$= \frac{1}{2 \times 0,016 \times \sqrt{4 \times 3,1416 \times 10^{-7} \times 8,85 \times 10^{-12}}} = 9,371 \times 10^9 \text{ Hz } \therefore$$

$$f_{c,01} = 9,371 \text{ GHz}$$

##### III. Cálculo para o modo $TM_{11}$ :

$$TM_{11} : f_{c,11} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{1\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{1\pi}{b}\right)^2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left[\frac{1\pi}{0,032}\right]^2 + \left[\frac{1\pi}{0,016}\right]^2} =$$
$$= \frac{\cancel{\pi}}{2\cancel{\pi}\sqrt{\mu\varepsilon}} \times \sqrt{\left[\frac{1}{0,032}\right]^2 + \left[\frac{1}{0,016}\right]^2} = \frac{1}{2 \times \sqrt{4 \times 3,1416 \times 10^{-7} \times 8,85 \times 10^{-12}}} \times [69,87] =$$
$$= \frac{69,87}{2 \times 3,33 \times 10^{-9}} = 10,47 \times 10^9 \text{ Hz } \therefore$$

$$f_{c,11} \approx 10,47 \text{ GHz}$$

#### Cabo coaxial:

##### I. Cálculo do comprimento de onda $\lambda_{TE_{m1}}^c$ para o modo $TE_{01}$ :

$$\lambda_{TE_{01}}^c = \frac{(b+a)\pi}{m}$$

Substituindo os valores:  $a = 0,008m$  e  $b = 0,016m$

$$\lambda_{TE_{01}}^c = \frac{(0,016 + 0,008)\pi}{0} = 0$$

Como o resultado foi igual zero para o modo  $TE_{01}$ , observamos que esse modo não consegue se propagar no cabo coaxial, uma vez  $m = 0$ , o que significa que a componente transversal do campo  $E$  em “x” será nula.

## II. Cálculo para o modo $TE_{11}$

$$\lambda_{TE_{11}}^c = \frac{(b+a)\pi}{m}$$

Substituindo os valores:  $a = 0,008m$  e  $b = 0,016m$

$$\lambda_{TE_{11}}^c = \frac{(0,016 + 0,008)\pi}{1} = 0,0754m$$

$$f_{cTE_{11}} = \frac{c}{\lambda_{TE_{11}}^c} = \frac{3 \times 10^8 [m]}{0,0754 [m]} = 3,9GHz$$

## III. Cálculo para o modo $TM_{11}$ :

$$\lambda_{TM_{11}}^c = \frac{2(b-a)}{n}$$

Substituindo os valores:  $a = 0,008m$  e  $b = 0,016m$

$$\lambda_{TM_{11}}^c = \frac{2(0,016 - 0,008)}{1} = 0,0160m$$

$$f_{cTM_{11}} = \frac{c}{\lambda_{TM_{11}}^c} = \frac{3 \times 10^8 [m]}{0,0160 [m]} = 18,75GHz$$

## Conclusões:

Podemos concluir que no modo fundamental (modo em que se obtém a menor frequência de corte) para cada um dos condutores (cabo e guia), o cabo coaxial apresenta a menor frequência. Isso mostra exatamente que suas propriedades são de um passa-baixa, indicado para frequências mais baixas.

Notamos também que no cabo coaxial as frequências vão subindo em saltos maiores à medida que avançamos para os modos de frequência mais altos (modos 11, 22, 33 etc.); enquanto, para o guia de onda, esses saltos são menos espaçados. Isso ainda é mais evidente para o modo TM, conforme podemos ver na Tabela 3.3, que apresenta as frequências de corte para um guia de onda nos modos TE e TM. Note que as dimensões desse guia não são

iguais às dimensões do modelo estudado, mas o raciocínio é o mesmo.

Tabela 3.3 | Saltos de frequência de corte para modos TE e TM em um guia de onda retangular

m	n	Frequência de Corte (modo TE)	Frequência de Corte (modo TM)
0	0	Não há propagação	Não há propagação
1	0	3.74 GHz	Não há propagação
2	0	7.48 GHz	Não há propagação
3	0	11.22 GHz	Não há propagação
4	0	14.96 GHz	Não há propagação
0	1	7.48 GHz	Não há propagação
1	1	8.37 GHz	8.37 GHz
2	1	10.58 GHz	10.58 GHz
3	1	13.49 GHz	13.49 GHz
4	1	16.73 GHz	16.73 GHz
0	2	14.96 GHz	Não há propagação
1	2	15.43 GHz	15.43 GHz
2	2	16.73 GHz	16.73 GHz
3	2	18.71 GHz	18.71 GHz
4	2	21.16 GHz	21.16 GHz
0	3	22.45 GHz	Não há propagação
1	3	22.76 GHz	22.76 GHz
2	3	23.66 GHz	23.66 GHz
3	3	25.10 GHz	25.10 GHz
4	3	26.98 GHz	26.98 GHz
0	4	29.93 GHz	Não há propagação
1	4	30.16 GHz	30.16 GHz
2	4	30.85 GHz	30.85 GHz
3	4	31.96 GHz	31.96 GHz
4	4	33.46 GHz	33.46 GHz

Pequenos saltos

Obs.: Os cálculos realizados no MatLab para um guia de onda retangular com  $a=4\text{cm}$  e  $b=2\text{cm}$

Fonte: elaborada pelo autor.

Conforme Pinho (2014), um guia de ondas é considerado um filtro passa-altas, uma vez que sua natureza é cortar as demais frequências, abaixo de sua frequência crítica, ou seja, abaixo da frequência de corte. Ele ainda oferece várias outras vantagens em relação ao melhor cabo coaxial, como uma maior capacidade de transporte de potência, atenuação mais reduzida e maior imunidade a ruído e interferências.

### Outras considerações:

Considerando que a equação da onda nos mostra a possibilidade de coexistência no cabo coaxial, dos modos TEM, TE e TM, conforme já visto anteriormente, o modo TEM e os modos  $TM_{0n}$  e  $TM_{m0}$  não ocorrem em guias de onda retangulares, assim como o modo  $TE_{n0}$  não ocorre nos cabos coaxiais.

Por último também devemos considerar que a atenuação em cabos coaxiais aumentam consideravelmente com o aumento da frequência conforme comprovado no item b).

## Avançando na prática

### Comparativo entre a frequência fundamental de guia de onda retangular, guia de onda cilíndrico e cabo coaxial para o modo TM<sub>11</sub>

#### Descrição da situação-problema

Caro aluno, como um profissional da engenharia, você necessita definir qual o tipo de cabo utilizar em um sistema de transmissão de micro-ondas quando o critério para a tomada de decisão for apenas a menor frequência de corte possível (frequência fundamental). Uma vez que o sistema vai operar na mais baixa frequência possível, podemos entender então que os custos serão menores, uma vez que frequências maiores exigem sistemas mais sofisticados elevando seus custos.

Note que você tem o domínio e o conhecimento para calcular essas frequências, porém terá de decidir qual o tipo de cabo que suportará essa operação com o menor custo.

Os dados são:

**Guia de onda retangular:** do tipo a x b

$$a = 2\text{cm e } b = 4\text{cm}$$

**Guia de onda circular:**

$$\text{Raio} = 1,4\text{cm}$$

**Cabo coaxial:**

$$R_{\text{int}} = 1,5\text{cm}$$

Rext = 3cm

### Resolução da situação-problema

Resolução para o MODO  $TM_{11}$  :

**Guia de onda retangular:** do tipo a x b

$$\begin{aligned} TM_{11} : f_{c,01} &= \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{1\cdot\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{1\cdot\pi}{b}\right)^2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left[\frac{1\cdot\pi}{0,04}\right]^2 + \left[\frac{1\cdot\pi}{0,02}\right]^2} = \\ &= \frac{f}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \times \sqrt{\left[\frac{1}{0,04}\right]^2 + \left[\frac{1}{0,02}\right]^2} = \frac{1}{2 \times \sqrt{4 \times 3,1416 \times 10^{-7} \times 8,85 \times 10^{-12}}} \times [55,90] = \\ &= \frac{55,90}{2 \times 3,33 \times 10^{-9}} = 8,381 \times 10^9 \text{ Hz} \quad \therefore \end{aligned}$$

$$f_{c,11} \approx 8,38 \text{ GHz}$$

**Guia de onda circular:** Raio = 1,4 cm

$$\begin{aligned} \lambda_{TM_{11}}^c &= \frac{2\pi R}{3,8317} = \frac{2\pi 0,014}{3,8317} = 0,0229 \\ f_{cTE_{11}} &= \frac{c}{\lambda_{TE_{11}}^c} = \frac{3 \times 10^8 \text{ [m]}}{0,0229 \text{ [m]}} = 13,1 \text{ GHz} \end{aligned}$$

Obs.: note que a constante 3,8317 saiu da Tabela 3.1 para o modo  $TM_{11}$ .

**Cabo coaxial:** Rint = 1,5cm Rext = 3 cm

$$\begin{aligned} \lambda_{TE_{11}}^c &= \frac{2(R_{ext} - R_{int})}{n} = \\ \lambda_{TE_{11}}^c &= \frac{2(0,03 - 0,015)}{1} = 0,03 \text{ m} \\ f_{cTE_{11}} &= \frac{c}{\lambda_{TE_{11}}^c} = \frac{3 \times 10^8 \text{ [m]}}{0,03 \text{ [m]}} = 10 \text{ GHz} \end{aligned}$$

Portanto, a solução que atende a menor frequência de corte é o cabo guia de onda. Obviamente, pode haver outros critérios para essa tomada de decisão, que não seja apenas a frequência de corte. Porém, para a operação

em um mesmo modo TM<sub>11</sub> e com medidas muito próximas, o guia de onda será melhor, ainda que sua maior vantagem seja também operar em frequências mais elevadas oferecendo menor atenuação de sinal.

### Faça valer a pena

**1.** Em um sistema de guias de ondas, procuramos constantemente soluções para as equações de Maxwell, onde as componentes dos campos elétricos e magnéticos, confinadas ao longo do guia, se fazem presentes, embora sem qualquer garantia de que terão o privilégio da viagem de propagação ao longo da direção de orientação (convencionalmente adotada a direção  $z$ ). Isso ocorre porque suas componentes dependem da orientação desses campos, onde apenas aquelas com orientação longitudinal serão transportadas, diferentemente das de orientação transversal, que não serão propagadas. Além disso, outro aspecto que contribuirá para a sua propagação também diz respeito ao meio no qual estão inseridas, se linhas de transmissão, cabos coaxiais, guias de onda metálicos e até em fibras ópticas.

Com base nas informações disponíveis e no comportamento das componentes para TEM, TE, TM e híbridos, avalie as seguintes afirmativas:

- I. Para o modo TEM, as componentes transversais se apresentam na forma:  
 $E_z = 0; H_z = 0$ .
- II. Para o modo TE (ou H modo), teremos  $E_z = 0; H_z \neq 0$ .
- III. Para o modo TM (ou E modo), teremos  $E_z \neq 0; H_z = 0$ .
- IV. No caso dos modos TEM, seus modos dominantes na transmissão só ocorrem em cabos guias de onda.

A seguir assinale a alternativa correta:

- a) Apenas as afirmativas I, III e IV estão corretas.
- b) Apenas as afirmativas I, II e III estão corretas.
- c) Apenas as afirmativas II e IV estão corretas.
- d) Apenas as afirmativas I e II estão corretas.
- e) Apenas as afirmativas III e IV estão corretas.

**2.** Cabos guias de onda são amplamente usados em redes de telecomunicações e muitas vezes nos deparamos com situações em que não há manuais de especificações disponíveis. Assim, necessitamos muitas vezes, em um processo de manutenção, realizar algumas substituições de cabos guias de onda. Para isso, é necessário sabermos as dimensões do guia para que a propagação de sua frequência de corte não seja comprometida.

Um guia de onda retangular apresenta o seu modo dominante em  $TE_{10}$ , e propaga uma frequência de corte de 18 GHz para o modo  $TE_{40}$ . Assinale a alternativa que apresenta corretamente qual é a maior dimensão (largura) do guia de onda capaz de atender a essa frequência.

a)  $a = \frac{5}{2} cm$

b)  $a = \frac{7}{2} cm$

c)  $a = \frac{10}{3} cm$

d)  $a = \frac{4}{3} cm$

e)  $a = \frac{3}{4} cm$

**3.** Todos os modos  $TE_{mn}$  e  $TM_{mn}$  existentes em um guia de onda e que possam se propagar podem ser determinados conhecendo-se sua frequência de operação, as dimensões do guia e as características de seu dielétrico. Para tal, a equação a seguir deve ser satisfeita:

$$\left[ \left( \frac{m}{2a} \right)^2 + \left( \frac{n}{2b} \right)^2 \right] < \left( \frac{1}{\lambda} \right)^2$$

O valor  $\lambda$  pode ser obtido considerando-se  $\lambda_0$  (comprimento da onda no espaço livre):

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}}$$

Com base nas informações disponíveis, determine quantos e quais modos TE e TM podem se propagar em um guia de onda retangular, quando submetido a um sinal cujo comprimento de onda no espaço livre é  $\lambda_0 = 0,5 cm$ ,  $\mu_r = 1$  e  $\epsilon_r = 0,16 \epsilon_0$  para um guia de onda retangular de dimensões  $a = 3,0 e b = 1,5$ .

- a) TE=14 modos e TM=7 modos.
- b) TE=6 modos e TM=12 modos.
- c) TE=5 modos e TM=5 modos.
- d) TE=12 modos e TM=6 modos.
- e) TE=7 modos e TM=14 modos.

## Sistema de comunicação por fibras ópticas

### Diálogo aberto

Caro aluno, avançando além dos condutores metálicos guiados, estudados na seção anterior, chegamos à era da luz! Com o advento das fibras ópticas, nesta seção aprenderemos como as ondas eletromagnéticas, na sua forma luminosa (luz), propagam-se nesse meio. Veremos suas fontes e circuitos geradores de sinais ópticos, circuitos detectores, circuitos amplificadores, circuitos repetidores de sinais ópticos e, por fim, as conexões entre fibras ópticas.

De acordo com Pinho (2014), os sistemas de comunicação que utilizam as fibras ópticas desenvolveram-se em diferentes fases, chamadas de gerações. Tais gerações promoveram um processo de melhoramento continuado. Paralelamente ao desenvolvimento dessas tecnologias de construção das fibras ópticas, também na eletrônica e na microeletrônica, podemos verificar um desenvolvimento que contribuiu significativamente para viabilizar a estrutura de comunicação que temos hoje.

Cada vez mais ávida por maiores velocidades na transferência e processamento de dados, a era da informação não teria essa conotação e importância se não fosse por esse poderoso meio que beneficiou não apenas as telecomunicações, mas também vários outros setores que se utilizam das fibras ópticas, tais como a medicina, a indústria e a aviação, entre tantos outros.

Agora, como um profissional da área de telecomunicações, imagine que você foi indicado para liderar um projeto de implantação de fibras ópticas para interligar duas cidades distantes em 24.250 m. Para tal, são disponibilizados três tipos de fibras ópticas: FO(1), FO(2) e FO(3), que apresentam atenuações de sinais diferentes ( $\alpha_1$ ), ( $\alpha_2$ ) e ( $\alpha_3$ ) para uma determinada taxa de transmissão (B) e comprimento da fibra (L), onde os índices de refração são especificados pelo fabricante para cada FO:  $n_1$  e  $n_2$ .

Entretanto, a equipe de engenheiros contratada está com dificuldades em escolher uma das três fibras e identificar suas limitações de transferência. Portanto, com base nessas características, você terá de orientar o seu time nessa escolha, em função dos critérios definidos e conciliando a maior capacidade de transmissão (B), com o maior comprimento do cabo a ser utilizado (L), que é impactado por sua atenuação e dispersão.

Como proceder, então? Qual fibra utilizar? É possível combinar sua utilização?

Ao final do projeto, você precisará realizar uma comparação entre ambas as fibras na forma de uma tabela, apresentando suas principais características e, ao final, descrever um relatório e ilustrá-lo com um gráfico, defendendo uma das soluções.

## Não pode faltar

Segundo Pinho (2014), as fibras ópticas representaram uma revolução na forma de transmitir a informação. Essa revolução começou com a transmissão de voz na telefonia, e de áudio e vídeo na televisão. No entanto, em sistemas que exigem elevada largura de banda, a utilização da fibra óptica possibilitou o grande desenvolvimento que a internet teve nas últimas duas décadas.

Os benefícios advindos do uso das fibras ópticas superam qualquer outra tecnologia em termos de qualidade e capacidade de transmissão de dados, sendo o que passaremos a estudar agora.

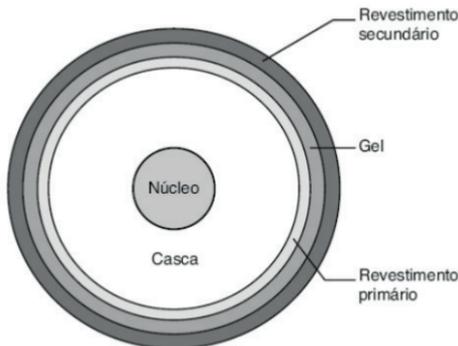
Objetivando apresentar o funcionamento dos principais sistemas que compõem as comunicações ópticas, apresentaremos nesta seção as principais fontes desse sinal, seus detetores, repetidores e amplificadores, voltados à comunicação óptica, até chegarmos às conexões e emendas em fibras ópticas.

### Fibras ópticas

A fibra óptica é o meio de transmissão da potência óptica injetada pelo transmissor óptico. As fibras podem surgir isoladas ou em grupo, constituindo, nesse caso, cabos de várias dezenas ou até mesmo centenas de unidades (RIBEIRO, 2008).

Segundo Pinho (2014), as FO (fibras ópticas) são constituídas de um material dielétrico (sílica ou polímeros), em duas camadas concêntricas e superpostas de alta pureza. Tal estrutura pode apresentar diâmetros variáveis, dependendo da aplicação, indo de diâmetros ínfimos, da ordem de  $\mu\text{m}$  (fibras de sílica) a vários milímetros

Figura 3.15 | Ilustração da seção transversal de uma FO



Fonte: Pinho (2014, [s.p.]).

(fibras de polímeros ou de plástico). Na seção transversal, podemos observar, fundamentalmente, a existência de um dielétrico central, o núcleo, envolvido por outra camada dielétrica, a casca.

A fibra é, ainda, revestida por uma ou mais camadas de proteção para facilitar sua elasticidade e maleabilidade, e protegê-la da umidade exterior. A Figura 3.15 ilustra um cabo óptico com a sua fibra no núcleo:



### Refleta

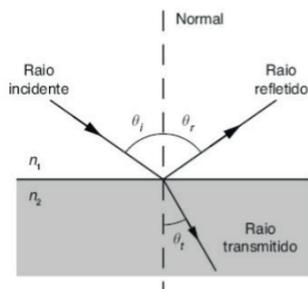
As fibras ópticas (FO) são poderosos meios de transmissão, pois oferecem confiabilidade, resistência, alta capacidade de transmissão, baixas perdas, ou seja, uma série de vantagens em relação a qualquer outro meio de transmissão.

Para o seu funcionamento é fundamental conhecermos basicamente o tipo, o comprimento de onda de operação, a atenuação e a dispersão que a luz sofre em sua propagação nesse meio.

Os dois materiais dielétricos que formam o núcleo e a casca têm índices de refração “ $n$ ” ligeiramente diferentes.

O índice de refração do núcleo é designado por  $n_1$  e o índice de refração da casca é denominado  $n_2$ , onde se impõe que  $n_1 > n_2$ . Nesse sentido, a estrutura formada constitui um guia de onda dielétrico cilíndrico que propaga ondas no núcleo por reflexão na interface entre o núcleo e a casca. Para que a reflexão seja total, ou seja, para que não haja raios refratados ou transmitidos para a casca, é necessário que o ângulo de incidência  $\theta_i$  seja maior ou igual ao ângulo crítico  $\theta_c$ , conforme pode ser visto pela Figura 3.16, configurando a lei de Snell e Descartes.

Figura 3.16 | Lei de Snell e Descartes



Fonte: Pinho (2014, [s.p.]).

A lei de Snell-Descartes (Figura 3.16) traduz matematicamente o fenômeno da refração, relacionando seus índices e os meios envolvidos com os ângulos dos raios em relação à normal, ou seja:

$$\theta_i = \theta_r \quad (1)$$

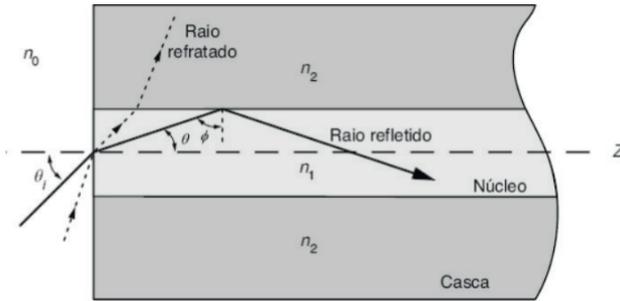
$$n_1 \text{ sen } \theta_i = n_2 \text{ sen } \theta_r \quad (2)$$

## Abertura numérica e ângulo de aceitação

Conforme Pinho (2014), podemos chegar aos conceitos de ângulo de aceitação e abertura numérica de uma fibra óptica através da óptica geométrica. Ao considerarmos a incidência de uma onda plana no guia de onda dielétrico planar, representado pela Figura 3.17, o raio de luz em tracejado não sofrerá reflexão interna total na interface entre núcleo e casca, sendo que parte da potência óptica é transmitida para a casca (raio refratado), enquanto o raio de luz representado em linha cheia propaga-se no interior da fibra, uma vez que, na interface entre núcleo e casca, o raio sofre reflexão interna total, desde que seu ângulo de incidência seja superior ao ângulo crítico, que é obtido pela equação:

$$\theta_c = \text{arc sen} \left( \frac{n_2}{n_1} \right) \quad (3)$$

Figura 3.17 | Ângulo de aceitação e abertura numérica



Fonte: Pinho (2014, [s.p.]).

Para encontrarmos o ângulo de incidência, usamos a equação:

$$\theta_i = \text{arc sen} \left( \frac{\sqrt{n_1^2 - n_2^2}}{n_0} \right) \quad (4)$$

E finalmente podemos encontrar a abertura numérica:

$$AN = \text{arc sen} \theta_i$$

## Atenuação

A atenuação em uma linha de transmissão pode ser definida como a razão entre a potência óptica na entrada da fibra  $P_{in}$  e a potência óptica na saída da mesma  $P_{out}$ , conforme a Equação (4) a seguir:

$$\alpha_{(dB)} = 10 \log \left( \frac{P_m}{P_{out}} \right) \quad (5)$$

Os fatores que provocam atenuação determinarão os comprimentos de onda mais adequados à transmissão e permitem definir as chamadas janelas de transmissão. Tais janelas de transmissão estão centradas nos comprimentos de onda de 0,8  $\mu\text{m}$ , 1,3  $\mu\text{m}$  e 1,55  $\mu\text{m}$ , valores que correspondem aos comprimentos de onda com menor atenuação. A primeira janela existe mais por questões históricas, e, hoje em dia, já não é mais utilizada. Os primeiros sistemas de transmissão por fibra óptica operavam na janela de 850 nm devido à disponibilidade dos outros dispositivos: fontes de luz e fotodetectores. O desenvolvimento de novos materiais e estruturas permitiu a exploração de outros comprimentos de onda com menor atenuação (segunda e terceira janelas).

A atenuação do sinal em uma fibra óptica ocorre essencialmente devido a três mecanismos:

- Absorção.
- Espalhamento.
- Radiação.

**Atenuação por absorção:** esse tipo de atenuação advém de um processo de conversão da energia óptica em outras formas de energia (vibração molecular). Esse tipo de atenuação está essencialmente relacionado com a composição do material que forma o núcleo da fibra, nesse caso, a sílica, e com o processo de fabricação. Seu efeito é mais notório em algumas bandas restritas (ressonâncias). Esse tipo de atenuação pode ser classificado em dois tipos: intrínseca e extrínseca.

**Atenuação por espalhamento:** as perdas por espalhamento resultam das heterogeneidades presentes no material que constitui o núcleo da fibra. Quando a luz encontra uma heterogeneidade na fibra, uma parte da energia é radiada para outras direções, diminuindo a potência óptica na direção principal, fenômeno conhecido como *scattering* (espalhamento).

**Atenuação por radiação:** esse tipo de atenuação surge devido, essencialmente, às curvaturas da fibra óptica, que podem ser classificadas em dois tipos: macrocurvatura (ou curvaturas macroscópicas) e microcurvaturas (ou curvaturas microscópicas).

As macrocurvatura ou curvaturas macroscópicas são as que têm um raio de curvatura grande em comparação ao diâmetro da fibra óptica e surgem naturalmente na própria instalação da fibra óptica, uma vez que é impensável

que o percurso físico da fibra seja sempre retilíneo.

Em relação às perdas por macrocurvaturas, o importante é a determinação do raio crítico a partir do qual as perdas são importantes. Assim, quando o raio de curvatura é superior ao raio crítico, as perdas são desprezíveis; se, ao contrário, o raio de curvatura for menor do que o raio crítico, as perdas aumentam rapidamente.

O raio crítico para fibras multimodo pode ser obtido através da equação:

$$R_{\text{critico}} ; \frac{3n_1^2 \lambda}{4\pi(n_1^2 - n_2^2)^{3/2}} \quad (6)$$

Já o raio crítico para fibras monomodo pode ser obtido através da equação:

$$R_{\text{critico}} ; \frac{20\lambda}{(n_1^2 - n_2^2)^{3/2}} \left( 2,748 - 0,996 \frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^{-3} \quad (7)$$

, onde  $\lambda_c$  é o comprimento de onda de corte.

## Dispersão

A dispersão traduz-se pela distorção e alargamento temporal que os pulsos sofrem ao serem propagados na fibra óptica. Os fatores que contribuem para a dispersão são:

- Abertura numérica da fibra.
- Diâmetro do núcleo.
- Perfil do índice de refração.
- Comprimento de onda utilizado.
- Largura espectral da fonte óptica.
- Comprimento da fibra.

O alargamento dos pulsos provoca o aparecimento de interferência entre símbolos, que limita a máxima taxa de bits. As contribuições para a dispersão temporal podem ser divididas em cinco tipos:

- Dispersão intermodal ou entre modos.
- Dispersão intramodal ou cromática.
- Dispersão material.

- Dispersão estrutural ou de guia de onda.
- Dispersão do modo de polarização.



### Pesquise mais

As fibras ópticas (FO), por apresentarem inúmeras vantagens, com destaque para a melhor combinação de sua capacidade de transmitir grandes velocidades de dados com baixíssimas perdas e atenuações, é utilizada para interligar continentes. O vídeo sugerido a seguir fala sobre cabos submarinos que interligam continentes:

CABOS de fibra ótica submarinos - Dicionário de Informática. [S.l.]: Dicionário de Informática, 2016.

De acordo com Ribeiro (2008), a dispersão intermodal, ou entre modos, resulta dos diferentes tempos de viagem de cada modo (daí a designação multimodal) e ocorre quando a fibra óptica opera em regime multimodo. O alargamento do pulso dependerá, em uma abordagem simplificada, da diferença entre os tempos de propagação e entre os modos mais lento e mais rápidos. A dispersão, nesse caso, é bastante elevada e dominante, limitando a ligação às distâncias relativamente pequenas. As fibras do tipo IG multimodo são mais favoráveis e foram desenvolvidas para substituir as do tipo ID, em que a dispersão em regime multimodal era muito elevada.

Os tempos mínimo e máximo de propagação da forma de onda através da fibra óptica podem ser calculados por:

$$t_{\min.} = \frac{L\eta_h}{c} \quad (8)$$

$$t_{\max.} = \frac{L\eta_h^2}{c\eta_2} \quad (9)$$

$$\Delta = t_{\max.} - t_{\min.} = 175\mu s - 145,5\mu s = 29,50\mu s \cdot$$

Podemos também estimar o impacto do alargamento do pulso na taxa de bits  $B$  da fibra:

$$LB \left\langle \frac{c\eta_2}{2(\eta_h)^2 \Delta} \right\rangle = \quad (10)$$

A dependência do comprimento da fibra pela taxa de transmissão é óbvia: quanto mais longo for o percurso, maior será a diferença nos tempos de propagação.

A dispersão intramodal ou cromática depende, essencialmente, da largura espectral da fonte óptica ( $\Delta\lambda$ ) que, normalmente, é muito maior do que a largura de banda necessária para transmitir a informação. A razão para a sua existência advém do fato de diferentes comprimentos de onda no modo fundamental viajarem a velocidades distintas.

A dispersão material está relacionada com os materiais utilizados na construção das fibras ópticas, ou seja, o índice de refração é função do comprimento de onda. Além disso, a velocidade de propagação será também em função do comprimento de onda.

Nos compostos de dióxido de silício, por exemplo, o índice de refração diminui com o comprimento de onda, sendo então uma aproximação da velocidade de grupo.

## Teoria modal

Pelo fato de termos dois dielétricos, contrariamente aos guias de onda metálicos os já estudados em seções anteriores, não podemos garantir a existência de modos de propagação TE e TM independentes bem como a existência de modos híbridos, ou seja, modos em que simultaneamente temos  $E_z$  e  $H_z$  (na direção de propagação) não podem ser totalmente excluídos. Segundo Pinho (2014), os modos híbridos designam-se por  $EH$  se a intensidade do campo elétrico  $E$  for superior à intensidade do campo magnético, e  $HE$  se a intensidade do campo magnético for superior à intensidade do campo elétrico. Esse conjunto de modos guiados tem como principais características:

- O campo eletromagnético não está totalmente confinado no núcleo, ao contrário do que sugere a óptica geométrica.
- No núcleo, os campos têm uma variação harmônica senoidal.
- Na casca, o campo decai exponencialmente.
- Quanto maior for o ângulo de incidência, maior será a ordem do modo.
- Modos de ordem mais elevada penetram mais na casca.
- Os modos TE e TM correspondem a raios meridionais, enquanto os modos híbridos correspondem a raios enviesados.

## Número de modos e frequência de corte

A determinação do número de modos possíveis de propagação em uma fibra óptica pode ser obtido através da frequência normalizada em  $V$ , que é o parâmetro de volume de modo, sendo então:

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda} \times AN \quad (11)$$

Onde:

$a$  = medida do raio para o núcleo da fibra (sendo  $r \leq a$  no núcleo e  $r > a$  na casca).

$AN$  = Abertura Numérica.

$\lambda$  = comprimento de onda.

O número de modos, portanto, pode ser obtido por:

$$N = \frac{V^2}{2} \quad (12)$$

Portanto, temos que para  $V < 2,405$ , apenas um modo (em raio axial) pode propagar-se pela fibra, do tipo degrau, sendo seu modo fundamental  $HE_{11}$ . Assim, para uma fibra óptica IG, monomodo, a equação:

$$V < 2,405 \left( 1 + \frac{2}{\alpha} \right)^{1/2} \quad (13)$$

Onde  $\alpha$  é o “parâmetro de perfil gradual”, que define o tipo de variação do índice de refração no núcleo da fibra.

Para esse perfil degrau a fibra óptica deverá suportar apenas um modo (monomodo) quando

$V < 2,405$ . O comprimento para a onda de corte será:

$$\lambda_c = \frac{2\pi a \eta_h \sqrt{2\Delta}}{2,405} \quad (14)$$

Sabendo-se que:

$$\Delta = \frac{\eta_h - \eta_b}{\eta_h} \quad (15)$$

## Fontes ópticas

Segundo Pinho (2014), um transmissor óptico é um adaptador eletro-óptico que faz a conversão de um sinal do domínio elétrico para o domínio óptico, para que, posteriormente, o sinal possa ser transmitido por uma fibra óptica.

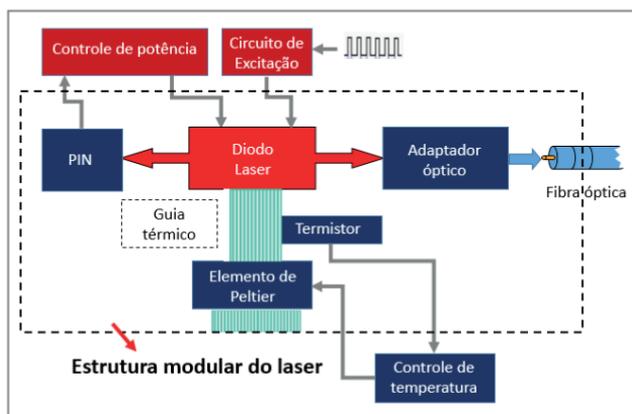
Um dos elementos mais importantes de um transmissor óptico é a sua fonte de energia, sendo as de LED (*Light Emitting Diode*) e as de diodos LASER as mais comuns.

São parâmetros importantes para um transmissor óptico:

- Zona espectral de operação.
- Largura de banda espectral  $\Delta\lambda$ .
- A potência óptica.
- Tempo de resposta.
- Custo e confiabilidade.

Conforme Pires (2003), uma fonte óptica inclui ainda a estrutura modular de um laser (ou LED), um circuito de excitação que pode ser uma fonte de *clock* (sincronismo), responsável pela modulação do sinal óptico, um circuito de controle de potência, um fotodetector baseado em semicondutores do tipo PIN (*Positive Intrinsic Negative*), um circuito de controle de temperatura, que pode ser através de um arrefecedor termoelétrico (também chamado de elemento de Peltier) e um termistor. Esses elementos podem ser vistos na Figura 3.18, a seguir:

Figura 3.18 | Principais elementos de uma fonte óptica



Fonte: elaborada pelo autor.

## Detetores ópticos

Segundo Frenzel (2012), os detetores ópticos têm como elemento principal um conversor optoeletrônico que, na realidade, é um fotodetector baseado em semicondutores, dos quais os mais comuns são os fotodiodos do tipo PIN (*Positive Intrinsic Negative*) e os fotodiodos de avalanche APDs

(*Avalanche Photo Diodes*). Um detetor óptico é composto, ainda, por sistemas de amplificação e filtragem, que têm como função regenerar o sinal recebido. O processo de detecção mais simples é designado por detecção direta que, basicamente, é um processo de contagem de fótons, em que cada fóton detectado é convertido em uma corrente elétrica chamada de fotocorrente.



### Exemplificando

O processo de contagem de fótons é tão criterioso que é através dessa contagem que é possível determinar a “taxa de erros” que se pretende admitir em um trecho de FO. Por exemplo, para se garantir uma taxa de erros em torno de  $10^{-12}$  (o que equivale a um bit errado para cada 1 trilhão de bits transmitidos), os receptores à base de fotodiodos necessitam montar um único bit com 27 fótons para que essa leitura seja considerada correta.

Os parâmetros mais importantes do receptor óptico são os seguintes:

- Elevada sensibilidade para os comprimentos de onda utilizados.
- Largura de banda e tempos de resposta adequados às taxas de bits usadas.
- Introdução de pouco ruído.
- Fraca sensibilidade a variações de temperatura.
- Acoplamento fácil à fibra.
- Tempos médios de vida longos.
- Custo.

A Tabela 3.4, a seguir, apresenta um breve comparativo entre os fotodiodos do tipo PIN e os fotodiodos de avalanche APDs:

Tabela 3.4 | Comparativo PIN *versus* APDs

Característica	PIN	APD
Sensibilidade	Menor	Muito maior
Linearidade	Maior	Menor
Relação sinal-ruído	Pior	Melhor
Custo	Baixo	Alto
Vida útil	Maior	Menor
Tempo de resposta	Maior	Menor
Circuito de polarização	Simples	Complexo

Fonte: elaborada pelo autor.

## Repetidores e amplificadores

Conforme apontado por Daywitt (1990), os sistemas de comunicação que utilizam fibras ópticas desenvolveram-se ao longo de gerações. A primeira, com início nos anos 1980, operava na primeira janela (0,8  $\mu\text{m}$ ), tinha taxa de bits de 45 Mbps e um espaçamento de 10 km entre repetidores. A necessidade do aumento da taxa de transmissão dos sistemas levou à necessidade de reduzir a dispersão total nesse tipo de fibras, dominada pela dispersão modal. Emergiram, então, as fibras com uma variação gradual do índice de refração entre o núcleo e a casca, reduzindo, dessa forma, a dispersão modal.

A evolução das distintas gerações de fibras ópticas também foram acompanhadas pela evolução dos dispositivos ópticos repetidores. A Tabela 3.5, a seguir, apresenta essa evolução:

Tabela 3.5 | Evolução da geração repetidores e amplificadores

Geração	Ano de surgimento	Alcance (em km)	Taxa disponível
I	1980	10	45Mps
II	1987	50	1,7Gbps
III	1990	70	10Gbps
III-EDFAs	1991	100	100Gbps
IV	1996	200	5,3Gbps
IV-TPC-6	2000	300	100Gbps
IV-WDM	2001	500	1Tbps
IV-WDM	2012	7200	16,2Tbps

Fonte: elaborada pelo autor.

De acordo com Pinho (2014), durante a década de 1990, realizou-se um novo esforço de pesquisa e desenvolvimento em fibras ópticas com características especiais, como fibras para a compensação de dispersão cromática (DCF – *Dispersion Compensation Fiber*) e fibras de dispersão deslocada (DSF – *Dispersion Shifted Fiber*). Esses tipos de fibra são fabricados por meio da alteração do perfil do índice de refração ao longo da seção da fibra, com zonas alternadas de índice de refração elevado e reduzido. O aparecimento dessas fibras surge porque a maioria das fibras ópticas opera em torno de 1310 nm, em que a dispersão é menor. O advento de amplificadores a fibra dopada com érbio, que funcionam na janela de 1550 nm, trouxe a necessidade de os operadores migrarem para essa janela espectral, em que a atenuação é menor e existem meios ópticos de amplificação. Porém, nessa região espectral, a dispersão da fibra padrão é maior, sendo necessária a utilização de fibras DCF para compensar essas perdas.

A geração seguinte, a quarta, tem como principais características o fato de trabalhar no domínio óptico (substituindo os anteriores regeneradores) e de ser utilizada a multiplexação por divisão em comprimento de onda (WDM – *Wavelength Division Multiplexing*), o que possibilitou aumentar a capacidade e a velocidade de transmissão, tornando-se a primeira geração verdadeiramente fotônica. Os primeiros cabos submarinos dessa geração (TPC-5 e TAT-12/13) apareceram em 1996, utilizavam EDFAs e operavam em 1,55  $\mu\text{m}$ , atingindo taxas de 5,30 Gbps. Em 2000, o TPC-6 atingia a taxa de 100 Gbps. Atualmente, os sistemas são ainda de quarta geração. A utilização de técnicas de WDM permite aos sistemas de comunicação óptica atingir taxas de bits superiores a 1 Tbps.

Nessa altura, está despontando uma quinta geração de sistemas de comunicação óptica. Durante esse percurso, a evolução das comunicações ópticas contará certamente com as fibras ópticas e com a fotônica, sendo esses os principais suportes das rodovias da informação.

### **Conexões em fibras ópticas**

Além dos elementos já descritos, existem ainda outros que permitem ligar a fibra aos terminais receptor e transmissor ou diversos trechos de fibra. Como sabemos, um cabo óptico contendo várias fibras ópticas é instalado por segmentos de tamanhos variados, sendo necessário a sua união (fusão) através de emendas ou conectores. As emendas são uniões permanentes, enquanto os conectores podem ser temporários ou semipermanentes. Além disso, as fibras ópticas, quando instaladas em postes, ou até mesmo no subsolo, podem romper, exigindo uma nova reconexão ou emenda.

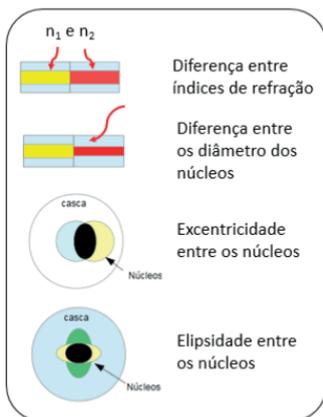
Além desses, podemos ainda citar a existência de acopladores, filtros e comutadores, os quais introduzem perdas por inserção. Basicamente, as perdas podem ser classificadas em fatores intrínsecos ou extrínsecos:

#### **Fatores intrínsecos:**

- Diferenças no índice de refração.
- Diferenças do diâmetro dos núcleos.
- Excentricidades e elipsidade entre os núcleos.
- Diferença NA.

A Figura 3.19 ilustra as principais perdas por fatores intrínsecos:

Figura 3.19 | Perdas – fatores intrínsecos



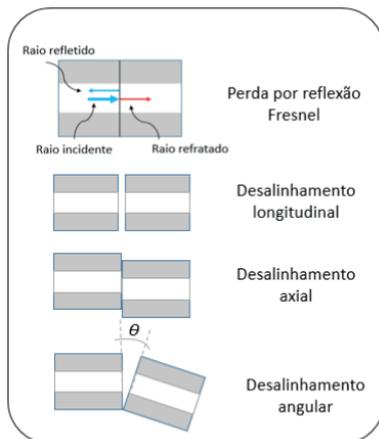
Fonte: elaborada pelo autor.

### Fatores extrínsecos:

- Perda por reflexão Fresnel.
- Perdas por desalinhamento longitudinal.
- Perdas por desalinhamento axial.
- Perdas por desalinhamento angular.
- Perdas por irregularidades na superfície da FO.

A Figura 3.20 ilustra as principais perdas por fatores extrínsecos:

Figura 3.20 | Perdas – fatores extrínsecos



Fonte: elaborada pelo autor.



### Assimile

Cada emenda em uma FO causará sempre uma atenuação (perdas) do sinal, ainda que muito pequena. Portanto, ao longo de seu trajeto, que pode ser de quilômetros, rompimentos em fibras ópticas podem ocorrer e a sua perfeita reconexão (fusão) deve ser feita com a maior precisão possível, evitando-se as perdas pelos fatores extrínsecos apontados na Figura 3.20.

## Sem medo de errar

Agora que estudamos os conteúdos desta seção, vamos solucionar a situação-problema.

Os fatores que provocam atenuação em uma fibra óptica determinarão os comprimentos de onda mais adequados à transmissão e permitirão definir as chamadas “janelas” de transmissão, que estão centradas nos comprimentos de onda de  $850nm$  (lê-se 850 nano metro),  $1310nm$  e  $1550nm$ , que são os comprimentos de onda em que a atenuação é menor.

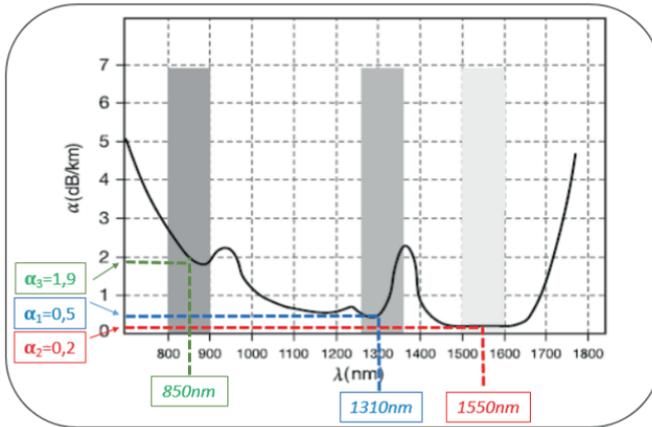
### Resolução da situação-problema:

Existem dois fatores que limitam a propagação de um sinal em uma fibra óptica: a atenuação e a dispersão. Como já verificado anteriormente, a atenuação é subdividida em atenuação por absorção, atenuação por espalhamento e atenuação por radiação. Para o nosso projeto, utilizaremos apenas atenuação total. Já a dispersão é composta por dispersão temporal, dispersão material, dispersão estrutural e dispersão do tipo de polarização, sendo que nesse critério adotaremos apenas a dispersão temporal, que engloba a dispersão intermodal, ou dispersão entre modos, mais voltada ao nosso projeto.

### Comprimento de onda ( $\lambda_1$ ) e ( $\lambda_2$ ):

As atenuações ( $\alpha_1$ ), ( $\alpha_2$ ) e ( $\alpha_3$ ) é que permitirão a definição dos comprimentos de onda de transmissão mais favoráveis. A Figura 3.21, a seguir, apresenta essas mesmas janelas, centradas em 850, 1310 e 1550 nm.

Figura 3.21 | Comprimento de onda VS atenuação



Fonte: adaptada de Pinho (2014, [s.p.]).

A fibra óptica de 850 nm já poderia de início ser descartada por pertencer à “primeira janela”, uma tecnologia mais antiga que apresenta forte limitação com relação à disponibilidade de circuitos geradores de sinais ópticos, circuitos detectores e circuitos amplificadores mais sofisticados. Além disso, é o comprimento de onda que apresenta a maior atenuação ( $\alpha_3$ ) por km: 1,9dB/km. Portanto, descartaremos essa fibra.

### Atenuação ( $\alpha_1$ ), ( $\alpha_2$ ):

A atenuação está relacionada com a diminuição da amplitude do sinal ao longo da fibra, devido a diversos fatores já apresentados. A atenuação determina, em grande medida, a distância máxima entre o transmissor e o receptor e, de alguma forma, condiciona o custo final do sistema, uma vez que os amplificadores são caros de se fabricar, instalar e manter, e sua escolha está relacionada a esse parâmetro.

Assim, a atenuação pode ser obtida a partir da seguinte equação:

$$\alpha_{(dB)} = 10 \log \left( \frac{P_{in}}{P_{out}} \right)$$
, onde  $P_{in}$  é a potência que entrou na fibra óptica e  $P_{out}$ , a potência que chegou ao seu destino. Como o trecho entre as duas cidades foi definido em 24.250 m, podemos calcular essa relação para a primeira FO:

Fibra (1):

$$\alpha_1 = 0,5 \frac{dB}{km} \therefore$$

$$\alpha_1 (dB) = 0,5 \frac{dB}{km} \times 24,25 km = 12,125 dB$$

$$12,125 = 10 \log \left( \frac{P_{in}}{P_{out}} \right)$$

$$10 \log \left( \frac{P_{in}}{P_{out}} \right) = 12,125$$

$$\log \left( \frac{P_{in}}{P_{out}} \right) = \frac{12,125}{10} = 1,21$$

$$10^{1,21} = \left( \frac{P_{in}}{P_{out}} \right) \therefore$$

$$\frac{P_{in}}{P_{out}} = 16,21$$

A relação logarítmica obtida para a FO de 1310 nm pode nos indicar que a potência  $P_{out}$  é 16,21 vezes menor no destino do que a potência que entrou na FO  $P_{in}$ . Vale destacar que, de acordo com o teorema de Shannon, a potência de um sinal cai pela metade (ou dobra, dependendo da referência) a cada 3dB.

Fibra (2):

$$\alpha_1 = 0,2 \frac{dB}{km} \therefore$$

$$\alpha_1 (dB) = 0,2 \frac{dB}{km} \times 24,25 km = 4,85 dB$$

$$4,85 = 10 \log \left( \frac{P_{in}}{P_{out}} \right)$$

$$10 \log \left( \frac{P_{in}}{P_{out}} \right) = 4,85$$

$$\log \left( \frac{P_{in}}{P_{out}} \right) = \frac{4,85}{10} = 0,485$$

$$10^{0,485} = \left( \frac{P_{in}}{P_{out}} \right) \therefore$$

$$\frac{P_{in}}{P_{out}} = 3,054$$

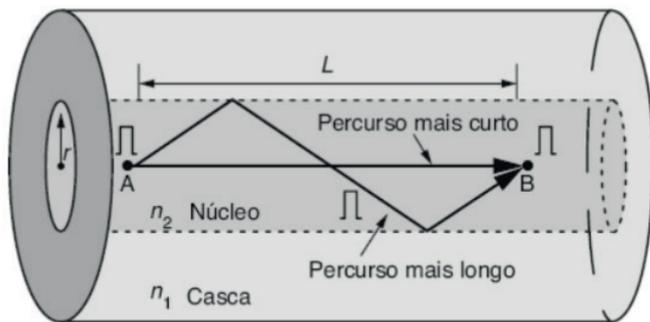
A relação logarítmica obtida para a FO de 1550 nm nos indica que a potência ( $P_{out}$ ) é 3,054 vezes menor no destino do que a potência que entrou na FO ( $P_{in}$ ). Comparando-se esse parâmetro com a FO de 1310 nm, percebemos que a sua potência irradiada caiu pela metade (quase 3 vezes) ao longo da distância, exigindo circuitos eletrônicos mais potentes, por exemplo.

### Dispersão ( $\Delta_1$ ) e ( $\Delta_2$ ):

A dispersão intermodal ocorre em regime multimodo e está relacionada com o “alargamento” que os pulsos sofrem à medida que se propagam na fibra e, se excessivo, tal alargamento pode tornar impraticável a recuperação dos pulsos pelo receptor. A dispersão limita, assim, o número de bits de informação que podem ser transmitidos em um dado período de tempo, sendo uma interferência significativa.

A Figura 3.22 ilustra essa dispersão sofrida pela onda em um meio onde convivem índices de refração diferentes, como o que ocorre no núcleo e na casca da FO ( $n_h$  e  $n_b$ ):

Figura 3.22 | Dispersão intermodal em FO



Fonte: Pinho (2014, [s.p.]).

### Dispersão FO (1):

Dados:  $n_h = 1,8$  e  $n_b = 1,5$

$L = 24.250\text{m}$

$B = ?$

Primeiramente devemos calcular os tempos máximos e mínimos de propagação da onda no interior da FO e obter a sua variação ( $\Delta$ ):

$$t_{\min.} = \frac{L\eta_1}{c} =$$

$$t_{\min.} = \frac{24250\eta_1 \times 1,8}{3 \times 10^8 \frac{\eta_1}{s}} = 145,5\mu s$$

$$t_{\max.} = \frac{L\eta_2^2}{c\eta_2} =$$

$$t_{\max.} = \frac{24250\eta_2 \times (1,8)^2}{3 \times 10^8 \frac{\eta_2}{s} \times (1,5)} = 174,60\mu s$$

$$\Delta = t_{\max.} - t_{\min.} = 175\mu s - 145,5\mu s = 29,50\mu s$$

Usando a equação a seguir, temos uma relação entre o comprimento da FO e a banda de dados desejada:

$$LB \left\langle \frac{c\eta_2}{2(\eta_1)^2 \Delta} =$$

$$LB \left\langle \frac{3 \times 10^8 \times 1,5}{2 \times (1,8)^2 29,5 \times 10^{-6}} =$$

$$LB \left\langle 2,35 \times 10^{12}$$

A interpretação desse resultado, do produto entre o comprimento do cabo (L) e a taxa de dados (B), nos mostra um limite numérico, o qual indica que, se a taxa de bits aumentar, o comprimento da FO precisa necessariamente diminuir. Se a taxa de bits for menos exigente, então a ligação pode ser maior. Assim é possível determinar qual cabo utilizar.

Isolando-se a variável (B), podemos obter a taxa máxima possível para cada FO, imposta pela distância de 24.250 m, alvo do projeto:

$$LB \left\langle 2,35 \times 10^{12}$$

$$B \left\langle \frac{2,35 \times 10^{12}}{24.250} = 96,9Mbps$$

**Dispersão FO (2):**

Dados:  $\eta_1 = 0,6$  e  $\eta_2 = 0,5$

L = 24.250m

B = ?

Para a FO 2 o procedimento é o mesmo, obtendo-se primeiramente:

$$t_{\min.} = \frac{L\eta_1}{c} =$$

$$t_{\min.} = \frac{24250\eta_1 \times 0,6}{3 \times 10^8 \frac{\eta_1}{s}} = 48,5\mu s$$

$$t_{\max.} = \frac{L\eta_2^2}{c\eta_2} =$$

$$t_{\max.} = \frac{24250\eta_1 \times (0,6)^2}{3 \times 10^8 \frac{\eta_1}{s} \times (0,5)} = 58,2\mu s$$

$$\Delta = t_{\max.} - t_{\min.} = 58,2\mu s - 48,5\mu s = 9,7\mu s$$

A relação entre o comprimento da FO e a banda de dados é obtida conforme indicado a seguir:

$$LB \left\langle \frac{c\eta_2}{2(\eta_1)^2 \Delta} =$$

$$LB \left\langle \frac{3 \times 10^8 \times 0,5}{2 \times (0,6)^2 \times 9,7 \times 10^{-6}} =$$

$$LB \left\langle 2,14 \times 10^{12}$$

A interpretação desse resultado é a mesma que para a FO (1), onde poderemos agora compará-las. A taxa de dados imposta pela distância, será:

$$LB \left\langle 2,14 \times 10^{13}$$

$$B \left\langle \frac{2,14 \times 10^{13}}{24.250} = 882,47 Mbps$$

Resultados:

A Tabela 3.6, a seguir, apresenta um comparativo entre as duas FO:

Tabela 3.6 | Resumo da avaliação entre FO(1) e FO(2)

Parâmetros	FO (1) 1310	FO (2) 1550
Atenuação	0,5dB/km	0,2dB/km
Relação Pot(in)/P(out)	16,21	3,05
Atenuação total	12dB	4,8dB
$\eta_1$	1,8	0,6
$\eta_2$	1,5	0,5
Comprimento (L)	24250	24250
Dispersão ( $\Delta t$ )	29,5 $\mu s$	9,7 $\mu s$
Taxa de Transmissão (B) obtida	96,9Mbps	882,47bps

Fonte: elaborada pelo autor.

## Conclusões:

Comparando ambas as FO a partir da Tabela 3.6, na cor vermelha são apresentadas as condições intrínsecas da fibra, enquanto na cor azul são apresentados os valores obtidos/calculados. Como visto nesta seção, esses não são os únicos parâmetros a serem considerados para a escolha de um cabo óptico. Porém, considerando-se a situação-problema apresentada, notamos que, além da atenuação envolvida diretamente com a amplitude da onda  $e$ , conseqüentemente, com a potência (energia) desprendida pelo sistema, é sobretudo a dispersão o fator preponderante para o estabelecimento de uma relação entre a distância e a taxa de dados desejada. Com isso, é possível aumentarmos a taxa de dados, caso a distância seja diminuída. A vantagem nesse caso está obviamente clara para a FO(2).

## Avançando na prática

---

# Automação do processo de embalagem e distribuição por RFID

## Descrição da situação-problema

Como um profissional da área de telecomunicações, você está trabalhando em um projeto de implantação de um sistema de identificação e monitoramento de módulos e sistemas eletrônicos para uma empresa que fabrica componentes para a montagem desses módulos. O desafio desse projeto é poder identificar cada um desses módulos após sua embalagem na linha de produção e, na seqüência, encaminhá-los às docas de carga onde serão carregados em caminhões, em função dos espaços disponíveis para carga. Ao todo são produzidos 120 kits por dia, sendo que cada kit pode ser formado por 5 (A), 12 (B) ou 24 (C) módulos específicos, não podendo ser trocados. Uma vez identificados, os módulos são agrupados, formando um dos três kits: A, B, ou C. Na seqüência, devem ser enviados para as docas, onde serão carregados em caminhões que farão a reposição dos Centros de Distribuição.

Uma das soluções para esse caso é o uso de *tags* eletrônicas através da tecnologia RFID. No entanto, a primeira empresa que tentou utilizar esse tipo de solução não obteve sucesso, sob a justificativa de que o ambiente tem alta interferência eletromagnética.

## Resolução da situação-problema

Inicialmente, precisamos estabelecer algumas definições:

RFID (*Radio-Frequency IDentification*) é um método de identificação automática através de sinais de rádio, que recupera e armazena dados remotamente utilizando dispositivos chamados de *Tags* RFID.

Um *Tag* RFID é um pequeno objeto, que pode ser colocado em uma pessoa, um animal, um produto ou um documento. Ele contém microchips de silício e um sistema de antena que lhe permite responder aos sinais de rádio enviados por uma base transmissora.

O microchip RFID armazena as informações do item no formato EPC (*Electronic Product Code*), um número que permite identificá-lo de forma exclusiva. As leitoras podem ler os identificadores EPC à distância, sem necessidade de contato ou campo visual.

O próximo passo é fazer um levantamento das principais fontes de irradiação eletromagnética no ambiente onde o trabalho será realizado. Nesse trabalho, um laudo técnico deve ser feito apontando qual a intensidade e quais os equipamentos que atuam no setor estão dentro ou fora dos padrões para Compatibilidade e Interferência Eletromagnética estabelecidos pelas normas.

Após esses apontamentos, os ajustes sugeridos devem ser realizados e deve-se verificar a sua eficácia.

Na sequência, um outro estudo deve ser realizado, em função da topologia das salas e locais em que os módulos e os kits serão montados, inclusive com testes de irradiação em câmaras anecoicas, para melhor entender os transmissores a serem adotados. Essa fase do projeto consiste no dimensionamento dos novos sistemas que serão implantados bem como de sua atuação junto às linhas de produção e dos tipos de etiquetas que melhor se adequem ao ambiente. É de fundamental importância entender que cada projeto em RFID deve ser único e personalizado, de forma que atenda a demandas específicas naquele ambiente, devendo, portanto, ser sempre alvo de um estudo minucioso, pois um sistema que funcione muito bem em um determinado local pode simplesmente nem ler as etiquetas em um outro. Uma vez escolhidos tanto os equipamentos quanto as etiquetas, a última fase do projeto deve prever o software que fará essa leitura, o processamento das informações e o controle efetivo dos módulos e dos kits.

**1.** Considerando que cada emenda em uma FO causará sempre uma atenuação (perdas) do sinal, ainda que muito pequena, avalie as seguintes afirmativas sobre os tipos de perdas intrínsecas ou extrínsecas em fibras ópticas:

- I. Podemos afirmar que as perdas intrínsecas são relativas ao desalinhamento no processo de colagem (fusão) de uma fibra óptica.
- II. Perdas por reflexão (ou Fresnel) são consideradas perdas extrínsecas.
- III. A diferença entre os índices de refração pode ser considerada uma perda intrínseca.

A seguir, assinale a alternativa correta.

- a) As afirmativas I, II e III estão corretas.
- b) Apenas as afirmativas II e III estão corretas.
- c) Apenas as afirmativas I e III estão corretas.
- d) Apenas a afirmativa II está correta.
- e) Apenas a afirmativa I está correta.

**2.** A Abertura Numérica (AN) pode ser considerada a quantidade de luz que pode ser captada por um sistema óptico, ou seja, é um número adimensional que caracteriza o intervalo de ângulos sobre os quais o sistema pode receber ou emitir luz, calculado a partir do ângulo máximo de sua incidência ( $\theta_i$ ) e que pode ser obtido pela equação  $AN = n_0 \cdot \text{sen}\theta_i$ .

Assim, com base em um sistema óptico onde o índice de refração do núcleo da fibra óptica seja  $n_1 = 0,6$ , o índice de refração da “casca” seja  $n_2 = 0,5$  e o índice de refração do meio externo seja  $n_0 = 1$ , assinale a alternativa que apresenta, respectivamente, o valor da abertura numérica (AN) e o ângulo crítico ( $\theta_c$ ) para esse sistema.

- a)  $AN \cong 0,13$  e  $\theta_c \cong 81,2^\circ$
- b)  $AN \cong 0,23$  e  $\theta_c \cong 69,3^\circ$
- c)  $AN \cong 0,33$  e  $\theta_c \cong 56,4^\circ$
- d)  $AN \cong 0,43$  e  $\theta_c \cong 47,6^\circ$
- e)  $AN \cong 0,53$  e  $\theta_c \cong 19,3^\circ$

**3.** Considere uma fibra óptica que permite apenas a propagação de um modo  $HE_{11}$ , portanto, uma fibra monomodo. Ainda, leve em conta que o raio de seu núcleo tem apenas 1 mm, que o coeficiente de refração desse núcleo é 0,65 e que o coeficiente de refração da casca é 0,60.

Com base nas informações disponíveis, assinale a alternativa que apresenta o valor correto da frequência de corte para esse tipo de FO.

- a)  $f_c \cong 4,50GHz$
- b)  $f_c \cong 660MHz$
- c)  $f_c \cong 125MHz$
- d)  $f_c \cong 6,60GHz$
- e)  $f_c \cong 450MHz$

- DAYWITT, W. C. **First-order symmetric modes for a slightly lossy coaxial transmission line**. New York: IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1990. v. 38.
- FRENZEL JR., L. E. **Fundamentos de comunicação eletrônica: linhas, micro-ondas e antenas**. 3. ed. [S.l.]: AMGH, 2012. v. 2.
- IDC predicts the datasphere to reach 160 Zettabytes by 2025. Import.io, [S.l.], 20 abr. 2017. Disponível em: <https://www.import.io/post/idc-predicts-the-datasphere-to-reach-160-zettabytes-by-2025/>. Acesso em: 20 fev. 2019.
- PINHO, P. R. T. *et al.* **PGOE – Propagação Guiada de Ondas Eletromagnéticas**. Rio de Janeiro: Editora LTC, 2014.
- PIRES, J. J. O. **Sistemas de telecomunicações I**. Lisboa: Departamento de Engenharia Electrotécnica e Computadores, Instituto Superior Técnico, 1999.
- RIBEIRO, J. A. J. **Engenharia de micro-ondas: fundamentos e aplicações**. São Paulo: Érica Editora Saraiva, 2008.
- WENTWORTH, S. M. **Eletromagnetismo aplicado: abordagem antecipada das linhas de transmissão**. São Paulo: Artmed Editora, 2009.
- WESTON, D. A. **Electromagnetic compatibility: principles and applications**. New York: Marcel Dekker, 2000.

# Unidade 4

---

## Teoria de antenas

### Convite ao estudo

Olá! Seja muito bem-vindo ao estudo da quarta e última unidade da disciplina Compatibilidade e Interferência Eletromagnética. Já aprendemos muitas coisas e temos muito mais ainda para ver. Vamos continuar avançando nos estudos?

Na Unidade 1, aprendemos sobre compatibilidade eletromagnética, já sobre as fontes de interferência eletromagnética, aterramentos, blindagens e filtros vimos na Unidade 2. Também aprendemos na Unidade 2 que sistemas eletrônicos bem projetados operam com confiabilidade mesmo em ambientes que possuem ondas eletromagnéticas. Um sistema bem projetado, com um bom aterramento, blindagem e filtragem geralmente é muito insignificante em relação ao custo total de um projeto.

Na Unidade 3 aprendemos como se propaga uma onda em um guia de onda e a tão famosa fibra óptica, muito utilizada em sistemas de comunicação. Além disso, vimos uma aplicação prática: o forno micro-ondas.

Agora, nesta unidade, iremos aprender sobre as antenas e logo em seguida sobre os radares. Primeiramente, aprenderemos na Seção 4.1, as propriedades gerais das antenas, por exemplo, de que forma uma antena irradia os sinais. Na Seção 4.2 veremos em detalhes os tipos de antenas e por fim, a Seção 4.3 nos desvendará os mistérios dos radares: eficiência, polarização e antenas.

Após muitos testes você foi contratado para estagiar em uma empresa de fabricação e manutenção de antenas e passará por diversos departamentos para obter uma compreensão melhor do funcionamento geral da fábrica. O primeiro departamento que você vai estagiar é o de manutenção e o engenheiro responsável está lhe mostrando o funcionamento do local. Ele também lhe explicou que para um bom desempenho de uma antena é necessário compreender os diagramas de irradiação e diretividade e também lhe mostrou algumas antenas, como a de celular, de rádio, passagem livre de pedágios e outras. Também nesse primeiro dia ele contou um pouco sobre os radares e sua eficiência.

Você saberia dizer onde mais encontramos as antenas?

Ao final desta unidade, você será capaz de compreender as características básicas de antenas e radares, identificar e diferenciar os diversos tipos de antenas e seus diagramas.

## **Propriedades gerais das antenas**

### **Diálogo aberto**

Estamos na primeira seção da última unidade da disciplina Compatibilidade e Interferência Eletromagnética. Aprendemos tantos assuntos interessantes durante esse período que nem vimos o tempo passar.

Vamos lembrar?

Na Unidade 1 aprendemos sobre compatibilidade eletromagnética, já sobre as fontes de interferência eletromagnética, aterramentos, blindagens e filtros vimos na Unidade 2. Na Unidade 3 aprendemos como se propaga uma onda em um guia de onda e a tão famosa fibra óptica, muito utilizada em sistemas de comunicação. Agora, nesta unidade, iremos aprender sobre as antenas e logo em seguida sobre os radares.

Sobre as antenas, uma coisa é certa: elas são extremamente importantes e muitas vezes nem percebemos o quanto o seu uso é conveniente no nosso dia a dia. A grande maioria das pessoas utiliza as antenas e na verdade nem sabe que estão utilizando e muito menos como elas funcionam.

E aí, você conseguiu pensar em que lugar nas ruas, ou até mesmo na sua casa você encontra uma antena? Não conseguiu? Sem problemas, pois iremos ajudá-lo! Quando você passa no pedágio e utiliza o sistema de cobrança automática, por exemplo, precisa de antenas. O nosso celular, que usamos todos os dias, também precisa de uma antena. E agora, ficou mais fácil? Tente pensar em outras aplicações que se utilizam as antenas.

Nesta primeira seção, aprenderemos as propriedades comuns que estão presentes em todas as antenas, a potência que ela irradia, de que forma que essa potência é irradiada através dos diagramas de irradiação e a diretividade, eficiência e impedância das antenas. Você verá também um vídeo muito importante que irá ajudá-lo a fundamentar o conteúdo, portanto, não deixe de assistir. Os exercícios, ao final, também são fundamentais para que você possa avaliar a sua compreensão sobre o tema, por isso faça-os com dedicação!

Agora, já que estamos falando em dedicação, você se lembra do estágio na empresa de fabricação e manutenção de antenas apresentado no início desta unidade? Então, logo no seu primeiro dia, o engenheiro lhe passou uma tarefa.

Como parte de um projeto de manutenção, chegou para uma empresa uma antena sem o diagrama de diretividade. A única informação que consta é o valor

da intensidade de radiação que é:  $U(\theta, \phi) = \{4 \text{sen}\theta \text{sen}^3\phi\}$ ,  $0 \leq \theta \leq \pi$ ,  $0 \leq \phi \leq \pi$  e 0 para os demais valores. A sua tarefa será determinar a diretividade da antena.

## Não pode faltar

Antenas são definidas como dispositivos que transmitem ou recebem sinais. São muito utilizadas na comunicação, como nos telefones celulares, telefones sem fio, rádios, televisões, portões eletrônicos, cobrança automática de pedágio, radares e vários outros.

As antenas são elementos passivos em um circuito, portanto não amplificam o sinal, possuem bidirecionalidade, ou seja, a mesma antena atua como transmissora e receptora, com as mesmas propriedades, e muitas vezes, também são conhecidas como sistemas irradiantes.

### Potência irradiada

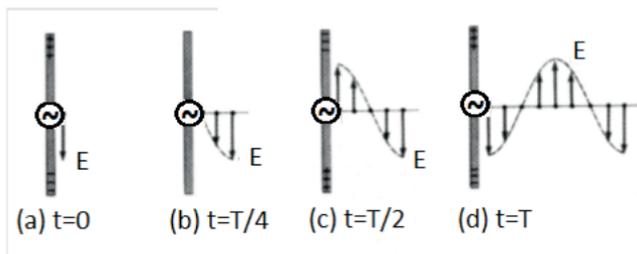
As ondas eletromagnéticas são geradas a partir de duas consequências: um campo elétrico variável, que produz um campo magnético e um campo magnético variável, que produz um campo elétrico. A partir dessas afirmações conclui-se que corrente constante e cargas estacionárias não podem produzir ondas eletromagnéticas, portanto quando uma corrente variar com o tempo em um condutor, esse condutor irá emitir radiação eletromagnética.

Essa radiação, por exemplo, em uma linha de transmissão de fios paralelos aberta, faz com que os campos escapem pela extremidade, e a irradiação é ineficiente.

Para melhorar a irradiação dobra-se os condutores de modo que formem um ângulo reto com a linha de transmissão, dessa forma os campos magnéticos não mais se cancelam e se ajudam mutuamente fazendo com que o campo elétrico se espalhe de um condutor para o outro, formando assim uma antena.

Quando se aplica uma tensão alternada nos condutores de uma antena, as cargas oscilam. Essa técnica é muito utilizada para acelerar as partículas carregadas e é a fonte de emissão de ondas de rádio pelas antenas. A Figura 4.1 representa o afastamento do campo elétrico em uma antena na velocidade da luz.

Figura 4.1 | Campo elétrico em uma antena



Fonte: Serway (1996).

Nota-se, na Figura 4.1, que há duas hastes metálicas ligadas a um gerador senoidal de corrente alternada. Esse gerador provoca a oscilação das cargas entre as duas hastes. Em  $t = 0$  (Figura 4.1 (a)), a haste de cima da antena tem cargas positivas, a haste de baixo cargas negativas e o campo elétrico na antena é definido como  $E$ . Conforme a carga vai oscilando, período  $T/4$  (Figura 4.1 (b)), as cargas nas hastes vão diminuindo e o campo elétrico também diminui de intensidade, e o campo  $E$  gerado no instante  $t = 0$  se afasta das hastes. Quando as cargas se neutralizam o campo elétrico cai a zero. Já no período  $T/2$  (Figura 4.1 (c)), a haste de cima fica com carga negativa e a haste de baixo positiva, provocando um campo elétrico dirigido para cima. As oscilações continuam e fecham o período  $T$ , na figura (Figura 4.1 (d)).

Nas Figuras 4.1 (a,b,c,e d) existe um campo magnético que oscila perpendicularmente ao plano da figura, que acompanha o campo elétrico. O campo elétrico nas vizinhanças da figura está dirigido para baixo quando a haste de cima for positiva, e para cima quando a haste de cima for negativa. A medida que as cargas continuam a oscilar e a serem aceleradas, o campo elétrico vai se afastando da antena com velocidade da luz (SERWAY,1996).

As antenas isotrópicas são definidas como antenas ideais que irradiam potência com ganho unitário igualmente em todas as direções, porém nenhuma antena irradia o sinal uniformemente em todas as direções. Esse tipo de antena é usado para referenciar ganhos de antena em sistemas sem fio.

A potência irradiada isotrópica efetiva (*Effective Isotropic Radiated - EIRP*) é definida por meio da Equação 4.1 e significa a potência irradiada máxima disponível de um transmissor na direção do ganho máximo da antena.

$$EIRP = P_i \cdot G_T \quad (W) \quad 4.1$$

Onde,  $G_T$  é o ganho máximo da antena e  $P_i$  potência irradiada máxima.

A densidade de potência radiada ( $S$ ) em uma antena isotrópica é dada pela Equação 4.2.

$$S = \frac{P_t}{4\pi R^2} \quad (\text{W/m}^2) \quad 4.2$$

Onde,  $P_t$  é a potência total transmitida e  $R$  é a distância da fonte.

A área efetiva de uma antena ( $A$ ), isotrópica pode ser calculada através de 4.3.

$$A = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (\text{m}^2) \quad 4.3$$

Onde,  $\lambda$  é o comprimento de onda.



### Exemplificando

Uma antena isotrópica transmite uma potência de 4 kW. Calcule a densidade de potência a 2 km da fonte.

$$S = \frac{P_t}{4\pi R^2} = \frac{4 \times 10^3}{4 \cdot 3,14 \cdot (2 \times 10^3)^2} = \frac{4 \times 10^3}{4 \cdot 3,14 \cdot 4 \times 10^6}$$

$$S = \frac{1}{3,14 \cdot 4 \times 10^3} = 79,61 \mu\text{W} \cdot \text{m}^2$$

O cálculo da potência recebida pela antena receptora pode ser calculado através de 4.4 e a eficiência da antena por 4.5.

$$P_R = S \cdot A_{\text{efetiva}} \quad (\text{W}) \quad 4.4$$

Onde,  $A_{\text{efetiva}}$  é a área efetiva de cobertura da antena.

$$\eta = \frac{A_{\text{efetiva}}}{A} \quad (\text{W}) \quad 4.5$$

Onde,  $A$  é área física.

As antenas diretivas irradiam a máxima potência em determinadas direções ou em um conjunto de ângulos. Dessa maneira as ondas se concentram em uma faixa angular.

A densidade de potência radiada ( $S$ ) em uma antena isotrópica é dada pela Equação 4.6.

$$S = G_t \frac{P_t}{4\pi R^2} \quad (\text{W/m}^2) \quad 4.6$$

Onde,  $P_t$  é a potência total transmitida e  $R$  é a distância da fonte.

O ganho máximo em qualquer direção é dado por 4.7:

$$G_{\text{máx}} = A_e \frac{4\pi}{\lambda^2} \quad 4.7$$

### Diagramas de irradiação

Diagrama de radiação da antena, ou simplesmente diagrama da antena é definida como uma representação gráfica ou função matemática das propriedades de radiação das antenas em função das coordenadas espaciais.

O diagrama de irradiação é uma maneira de visualizar e medir a densidade de potência irradiada pelas antenas nas diversas direções existentes, e fundamentalmente é um gráfico em três dimensões. Somente com o diagrama de irradiação é que se torna possível analisar como uma antena realmente irradia.

Para fazer este diagrama parte-se do princípio que a antena está localizada na origem de um sistema de coordenadas esféricas. A seguir, mede-se a grandeza a ser representada sobre a superfície de uma esfera hipotética, a uma distância constante  $r$ . Os valores medidos são transportados para um gráfico em coordenadas retangulares ou polares. Conforme a grandeza representada pode-se ter um diagrama das seguintes formas:

- De campo irradiado.
- De potência irradiada.
- De intensidade de irradiação.
- De fase da onda irradiada.

Normalmente utiliza-se o diagrama de intensidade de irradiação. Como este parâmetro e a potência irradiada são proporcionais ao quadrado do campo irradiado, conhecendo-se o diagrama de intensidade de irradiação, obtém-se imediatamente os diagramas de campo e potência.

Como já vimos, a antena mais simples é a antena isotrópica, cuja intensidade de irradiação é independente de  $\theta$  e  $\phi$ , o que não acontece com a maioria das antenas. Desta maneira, o diagrama tridimensional dessa antena tem o formato esférico.

Na prática, representamos as projeções horizontal e vertical do diagrama de irradiação da no plano horizontal ( $\theta = \text{constante}$ ) e no plano vertical ( $\phi = \text{constante}$ ). No caso da antena isotrópica, estas projeções são circulares. Utiliza-se normalmente dois tipos de representação: polar ( $r, \theta$ ) e retangular ( $x, y$ ).

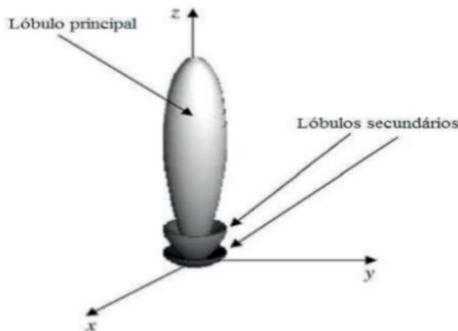
O diagrama polar é mais utilizado quando se deseja visualizar o comportamento da antena como um todo, porém, não apresenta precisão para extrair dados, principalmente quando a antena possui características de irradiação muito direcionais.

A Figura 4.2 (a) representa diagrama polar e a Figura 4.2 (b) o diagrama retangular de uma mesma antena e em um mesmo plano de corte.

Observa-se em 4.2 que o lóbulo principal e os lóbulos secundários do diagrama são indicados. O lóbulo principal do diagrama indica a máxima irradiação na direção desejada.

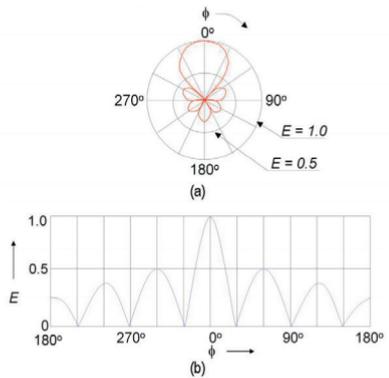
A Figura 4.3 representa o diagrama de irradiação da antena em três dimensões. Esse tipo de representação é utilizado para fins ilustrativos.

Figura 4.3 | Representação do diagrama de radiação do campo elétrico (ou magnético) tridimensional



Fonte: [http://bdm.ufpa.br/jsptui/bitstream/prefix/483/1/TCC\\_SimulacaoImpedanciaEntrada.pdf](http://bdm.ufpa.br/jsptui/bitstream/prefix/483/1/TCC_SimulacaoImpedanciaEntrada.pdf). Acesso em: 22 mar. 2019.

Figura 4.2 | (a) diagrama polar e (b) diagrama retangular



Fonte: [http://www.cesarkallas.net/arquivos/faculdade-pos/TP303-antenas/01%20-%20Cap%201%20-%20Antenas\\_119.pdf](http://www.cesarkallas.net/arquivos/faculdade-pos/TP303-antenas/01%20-%20Cap%201%20-%20Antenas_119.pdf). Acesso em: 22 mar. 2019.

## Diretividade de antenas

Além dos diagramas de radiação, dois parâmetros são importantes: o ganho diretivo e a diretividade.

Pode-se definir o ganho diretivo,  $G_d(\theta, \phi)$  como a medida da concentração da potência irradiada em uma determinada direção  $(\theta, \phi)$ .

Por definição, a função diretividade  $D(\theta, \phi)$  é a relação entre a intensidade de irradiação na direção  $(\theta, \phi)$  e a intensidade de irradiação média. A intensidade de irradiação média corresponde ao valor obtido se a antena irradiasse igualmente em todas as direções. Ou seja, é a intensidade de irradiação da antena isotrópica.

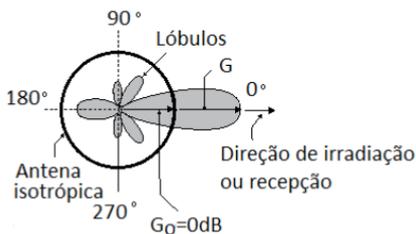


### Refleta

Uma esfera pode ser considerada uma antena ideal, pois irradia ou recebe sinais com a mesma intensidade em todas as direções, porém em aplicações práticas essa característica pode não ser interessante ter um padrão de irradiação desse tipo. Refleta, porque as antenas raramente são esféricas.

Na prática as antenas são planejadas para serem diretivas, ou seja, a diretividade de uma antena é a capacidade de concentrar os sinais. Esses sinais podem ser expressos por meio de um diagrama. O padrão típico de um gráfico de diretividade está representado na Figura 4.4. Podemos notar que onde o lóbulo é maior há maior intensidade de sinais irradiados na direção para a qual a antena está apontada. Nos lóbulos menores a irradiação de sinais tem menor intensidade. Em algumas direções não existe sinal irradiado ou recebido.

Figura 4.4 | Diagrama representativo das intensidades relativas do sinal (recebido ou transmitido) para cada direção a partir do qual a antena é apontada



Fonte: <http://www.newtoncbraga.com.br/index.php/telecom-artigos/1711-tel008.html>. Acesso em: 22 mar. 2019.

Calcula-se a diretividade através de 4.8.

$$D = \frac{U_{m\acute{a}x}}{U_{m\acute{e}d}} = G_{dm\acute{a}x} = \frac{4\pi U_{m\acute{a}x}}{P_{ir}} \quad 4.8$$

Onde,  $U_{m\acute{a}x}$  é a intensidade máxima e  $U_{m\acute{e}d}$  é a intensidade média (SADIKU,2012):

A intensidade média é calculada através de 4.9 por (SADIKU,2012):

$$U_{m\acute{e}d} = \frac{1}{4\pi} \int U(\theta, \phi) d\Omega \quad 4.9$$

A diretividade corresponde ao ganho diretivo máximo. Rearranjando a Equação 4.6, encontra-se o ganho diretivo máximo (4.10).

$$G_t = \frac{S \cdot 4\pi R^2}{P_t} \text{ (W/m}^2\text{)} \quad 4.10$$

A diretividade de uma antena isotrópica, pode ser obtida através de 4.6 e é substituída em 4.10, assim encontra-se o valor de 1 em 4.11.

$$G_t = \frac{P_t}{4\pi R^2} \cdot \frac{4\pi R^2}{P_t} = 1 \quad 4.11$$

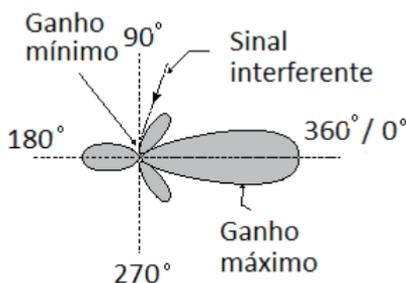
A diretividade de uma antena pode variar de 1 até o infinito.

Quanto mais estreito for o lóbulo principal e menores os outros, mais diretiva é a antena e maior é o seu ganho na direção para a qual está apontada. Uma característica importante de uma antena muito diretiva é que ela tende a rejeitar com mais facilidade sinais que chegam lateralmente. Isso é importante se ela for receptora e no local existirem fontes de interferências.

Antenas de alta *diretividade* apresentam o lóbulo principal do diagrama de irradiação estreito e os lóbulos secundários bem reduzidos, e esta característica de maior concentração de feixe é especialmente útil em satélites de comunicação e de rastreamento.

Os sinais das fontes de radiação naturalmente são rejeitados por meio da escolha de uma antena apropriada, Figura 4.5.

Figura 4.5 | Relação frente-costa



Fonte: <http://www.newtonbraga.com.br/index.php/telecom-artigos/1711-tel008.html>. Acesso em: 22 mar. 2019.

O diagrama típico dessa antena permite a observação do que denominamos “relação frente/costa” de uma antena. Notamos na Figura 4.5 que os sinais que chegam pela direção para a qual a antena foi apontada são muito melhor captados do que os que chegam pela direção oposta, ou seja, “costas”. (BRAGA, [s. d.], [s. p.]



### Assimile

A relação frente-costa, costuma ser especificada em dB (decibéis) e quantifica a rejeição de um sinal que é recebido ou transmitido pelas costas da antena em relação à direção principal. Uma antena capaz de receber sinais somente pela frente possui uma boa relação frente-costa. Quanto maior o valor da relação frente-costa, dB, menor é a potência emitida para a parte de trás da antena.

### Eficiência

Eficiência de uma antena ( $\eta_{ir}$ ) é definida como a razão entre o ganho de potência ( $G_p$ ) em uma determinada direção e o ganho diretivo ( $G_d$ ) nesta mesma direção, e que pode ser calculado através de 4.12.

$$\eta_{ir} = \frac{G_p}{G_d} = \frac{P_{ir}}{P_{ent}} \quad 4.12$$

Outro modo de se calcular a eficiência é através de 4.13.

$$\eta_{ir} = \frac{P_{ir}}{P_{ent}} = \frac{R_{ir}}{R_{ir} + R_l} \quad 4.13$$

Uma antena de alta eficiência tem a maior parte da energia presente na antena, e uma antena de baixa eficiência tem a maior parte da potência absorvida como perdas dentro da antena, ou refletida devido à diferença de impedância.

Para muitas antenas a eficiência fica em torno de 100%, ou seja, não têm perdas, assim pode se dizer que  $G_p = G_d$ .

### Impedância

A impedância de uma antena é muito importante em projetos que tenham transmissão. Uma das razões é que a transferência de potência ocorre através de ondas eletromagnéticas e só ocorrerá de forma correta quando a impedância da antena for igual a impedância do circuito.

Quando a impedância do circuito for diferente da impedância da antena ocorre reflexões e o sinal é perdido. A presença de qualquer objeto próximo a uma antena afeta a sua distribuição de corrente e, assim, afeta também a sua impedância de entrada.

Impedância de entrada de uma antena é a impedância que a antena apresenta na linha de transmissão ou na estrutura do acoplamento com o transmissor. A impedância de entrada é determinada pelo modo como é construída, dos materiais do qual ela é composta, pela sua proximidade com condutores, pela proximidade com o solo, pelo formato da antena, pela sua dimensão, e outros.

A eficiência com que se efetua a transferência de energia do transmissor para a antena, ou da antena para o receptor, está relacionada com a impedância da antena. A impedância é representada por 4.14

$$Z = R \pm jX \quad 4.14$$

onde  $R$  é a parte resistiva e  $X$  a parte reativa.

Quando a impedância da antena não apresenta a componente reativa e sua componente resistiva for igual a componente resistiva da linha de transmissão, diz-se que houve a máxima transferência de potência. Na prática esta situação não ocorre, uma vez que, para a impedância de entrada, sempre existirá a componente reativa. Esse descasamento de impedância entre a antena e a linha de transmissão origina a taxa de onda estacionária – SWR. A taxa de SWR deve ser minimizada por meio de técnicas de casamento de impedância entre a linha de transmissão e a antena. Alguns exemplos de valores típicos de antenas são:

- Antena Dipolo de Meia Onda, montada horizontalmente tem forma de rosca, a energia é irradiada para todos os lados e por causa da forma de rosca (na horizontal), a radiação vertical é zero e a radiação a partir da horizontal é diminuída, é de  $73\Omega$ , porém na prática utiliza-se  $75\Omega$ .
- Antena Dipolo Dobrado é uma variação do dipolo meia onda, consiste de 2 condutores paralelos ligados na extremidade com o centro aberto, sua impedância é de  $300\Omega$ .
- Antena Yagi, possui um elemento ativo, um dipolo, um refletor e dois ou mais diretores, sua impedância é de  $50\Omega$ .
- Antena dipolo/plano de terra, utiliza a terra como um elemento de irradiação, possui uma impedância de  $30\Omega$ .

Quando a impedância de entrada da antena for diferente da impedância característica da linha de transmissão conectada a ela, deve-se realizar o casamento de impedância.



## Pesquise mais

Os conceitos de impedância e casamento de impedância são extensos e complexos. O vídeo sugerido, a seguir, apresenta esses conceitos e demonstra na prática o funcionamento da antena, inclusive mostrando as formas de onda no analisador de espectro.

MATEUSEUM CURSO GEENGE. **GEenge - Curso de Antenas - Aula 5 - Impedância.** 7 dez. 2014.

Outros tipos de antenas e uma explicação mais detalhada será visto na próxima seção.

## Sem medo de errar

Retornamos, agora, ao seu projeto de manutenção para o qual você foi convocado. A sua primeira tarefa era determinar a diretividade de uma antena, porém não se tinha conhecimento do diagrama de diretividade. A única informação que constava era o valor da intensidade de radiação dada por:  $U(\theta, \phi) = \{4\text{sen}\theta\text{sen}^3\phi\}$ ,  $0 \leq \theta \leq \pi$ ,  $0 \leq \phi \leq \pi$  e 0 para os demais valores. Sabemos que a diretividade da antena é dada pela divisão da intensidade máxima pela intensidade média. O valor da intensidade máxima é facilmente encontrado da informação de U que é 4. Já o valor da intensidade média é encontrado através de

$$U_{\text{méd}} = \frac{1}{4\pi} \int U(\theta, \phi) d\Omega$$

$$U_{\text{méd}} = \frac{1}{4\pi} \int U(\theta, \phi) \text{sen}\theta d\theta d\phi$$

$$U_{\text{méd}} = \frac{1}{4\pi} \int_{\phi=0}^{\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} 4\text{sen}\theta\text{sen}^3\phi\text{sen}\theta d\theta d\phi$$

$$U_{\text{méd}} = \frac{4}{4\pi} \int_{\phi=0}^{\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} \text{sen}\theta\text{sen}^3\phi\text{sen}\theta d\theta d\phi$$

$$U_{\text{méd}} = \frac{1}{\pi} \int_{\phi=0}^{\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} \text{sen}^2\theta\text{sen}^3\phi d\theta d\phi$$

$$U_{\text{méd}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \text{sen}^2\theta d\theta \int_0^{\pi} \text{sen}^3\phi d\phi$$

$$(\text{sen}^2\theta + \cos^2\theta = 1 \rightarrow \text{sen}^2\theta + \cos 2\theta + \text{sen}^2\theta = 1 \rightarrow \text{sen}^2\theta = \frac{1}{2}(1 - \cos 2\theta))$$

$$\begin{aligned}
 U_{\text{méd}} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left( \frac{1}{2} (1 - \cos 2\theta) \right) d\theta \int_0^{\pi} \sin^2 \phi \sin \phi d\phi \\
 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left( \frac{1}{2} (1 - \cos 2\theta) \right) d\theta \int_0^{\pi} (1 - \cos^2 \phi) d(-\cos \phi) \\
 &= \frac{1}{\pi} \cdot \left( \frac{1}{2} \left( \theta - \frac{\sin 2\theta}{2} \right) \Big|_0^{\pi} \right) \left( \frac{\cos^3 \phi}{3} - \cos \phi \right) \Big|_0^{\pi} \\
 U_{\text{méd}} &= \frac{1}{\pi} \cdot \frac{1}{2} \cdot \pi \left( \frac{-1}{3} - (-1) - \left( \frac{1}{3} - 1 \right) \right) \\
 U_{\text{méd}} &= \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \left( \frac{4}{3} \right) = \frac{2}{3}
 \end{aligned}$$

Portanto, o valor de D é:  $D = \frac{U_{\text{máx}}}{U_{\text{méd}}} = \frac{4}{\frac{2}{3}} = 4 \cdot \frac{3}{2} = 6.$

## Avançando na prática

### A frequência de operação tem influência no tamanho das antenas?

#### Descrição da situação-problema

Após você resolver de forma rápida e com sucesso o problema do cálculo de diretividade de antena, um colega de estágio está com uma dúvida em relação ao tamanho das antenas. A dúvida dele é a seguinte: sistemas de comunicações que utilizam frequências diferentes também devem ter antenas de tamanho diferentes, ou há um padrão de tamanho que engloba todas as antenas? Explique a dúvida do seu colega.

#### Resolução da situação-problema

As antenas possuem tamanho de acordo com o comprimento de onda, portanto está relacionado com sua frequência de operação. Para o cálculo de qualquer antena a primeira providência é o cálculo do comprimento de onda ( $\lambda$ ) através da equação:  $\lambda = \frac{c}{f}$ , onde  $c$  é a velocidade de propagação e  $f$  a frequência de operação. Há também antenas multibandas, que operam em faixas de frequência. Existem estudos que garantem um bom funcionamento desse tipo de antena, por exemplo em telefones celulares, como pode ser visto na matéria sugerida a seguir:

## Faça valer a pena

**1.** Antenas são dispositivos muito utilizadas em comunicações, como nos telefones celulares, telefones sem fio, rádios, televisões, portões eletrônicos, cobrança automática de pedágio, radares e vários outros. Elas são consideradas elementos passivos em um circuito, portanto não amplificam o sinal.

Assinale a alternativa que define o conceito de antena.

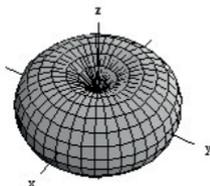
- a) Antenas são definidas como dispositivos que transmitem ou recebem sinais eletromagnéticos
- b) Antenas são definidas como dispositivos que apenas transmitem sinais eletromagnéticos
- c) Antenas são definidas como dispositivos que apenas recebem sinais eletromagnéticos.
- d) Antenas são definidas como dispositivos que transmitem ou recebem sinais eletromagnéticos em meios específicos como cabos coaxiais e fibras ópticas.
- e) Antenas são definidas como dispositivos que transmitem ou recebem sinais ópticos.

**2.** Diagrama de radiação da antena é definido como uma representação gráfica ou função matemática das propriedades de radiação das antenas em função das coordenadas espaciais.

O diagrama de irradiação é uma maneira de visualizar e medir a densidade de potência irradiada pelas antenas nas diversas direções existentes, e fundamentalmente é um gráfico em três dimensões.

A figura a seguir representa o diagrama de irradiação de um determinado tipo de antena. Observe e assinale a alternativa correta.

Figura 4.6 | Diagrama de irradiação de um determinado tipo de antena



Fonte: <https://www.juliobattisti.com.br/tutoriais/paulocfarias/redeswireless012.asp>. Acesso em: 24 fev. 2019.

- a) Antena omnidirecional.
- b) Antena diretiva.
- c) Antena Yagi.
- d) Antena plano/terra.
- e) Antena isotrópica.

**3.** Eficiência de uma antena é definida como a razão entre o ganho de potência em uma determinada direção e o ganho diretivo nesta mesma direção. A diretividade é o valor máximo do ganho diretivo máximo.

Um tipo de antena possui uma intensidade máxima de radiação de  $0,4\text{W/Sr}$  e potência de entrada de  $0,5\text{W}$ , porém sua eficiência é de  $90\%$ . Calcule o valor aproximado da diretividade e assinale a alternativa correta.

- a)  $D=11,17$ .
- b)  $D=10,05$ .
- c)  $D=0,9$ .
- d)  $D=14,13$ .
- e)  $D=15,7$ .

## Tipos de antenas

### Diálogo aberto

Olá!

Já chegamos na segunda seção da última unidade da disciplina de Compatibilidade e Interferência Eletromagnética. Estamos na reta final do aprendizado desta disciplina e já vimos que a irradiação de ondas eletromagnéticas no espaço é feita de forma eficiente pela ajuda das antenas. Também estudamos que uma antena pode ser vista como um transdutor, que é utilizado para realizar o casamento de impedâncias entre uma linha de transmissão ou um guia de onda.

Nesta seção iremos dar continuidade e estudar com mais detalhes os tipos de antenas. Iremos ver especificamente antenas eletricamente curtas, antenas dipolo, antenas monopolo e falaremos sobre o conjunto de antenas.

A antena monopólio curta, por exemplo, é utilizada nos carros para recepção de rádio AM, também veremos que os conjuntos de antenas são importantes para melhorar as características de irradiação além de serem importantes nas comunicações móveis.

Agora que você já viu algumas aplicações práticas, consegue perceber o quanto as antenas são importantes?

Vamos retornar ao seu estágio na empresa de manutenção e fabricação de antenas. Após realizar algumas tarefas bem-sucedidas, o seu supervisor o encarregou da resolução de um novo problema encontrado pela equipe. Após a empresa receber um desenho de um conjunto de dois elementos de antenas, o engenheiro responsável não encontrou o diagrama de campo normalizado. Assim, sendo esse diagrama de grande importância, a equipe técnica solicitou a você a elaboração desse gráfico. Considerando que as correntes estão em fase e  $d=\lambda/2$ , como você elaboraria e apresentaria este gráfico?

Prontos para começar esse novo desafio?

Bons estudos!

### Antenas eletricamente curtas

As antenas eletricamente curtas são antenas bem elementares e possuem estruturas simples. São antenas de banda ultra larga e possuem dimensão da ordem de  $1/10$  do comprimento de onda para a frequência de operação. As principais características desse tipo de antena são:

- Baixa diretividade.
- Baixa resistência de entrada.
- Alta reatância de entrada.
- Baixa eficiência de radiação.

As antenas eletricamente curtas não são muito eficientes devido às perdas ôhmicas em sua estrutura. O diagrama de radiação e a diretividade de uma antena eletricamente curta são independentes do tamanho e da frequência, porém a resistência de radiação e a reatância são bem dependentes. Por essa razão, é difícil a transferência de potência da antena para uma carga, ou de um gerador para a antena, quando a variação de frequência varia. A impedância de entrada apresenta alta sensibilidade a uma pequena variação da frequência.

Alguns exemplos desse tipo de antenas são as antenas ponto, as antenas monopolo curto e dipolo curto. A antena monopolo vertical curta, por exemplo, é usado nos carros para recepção de rádio AM, essa monopolo vertical curta tem cerca de  $0,003\lambda$  de comprimento e o seu diagrama é muito próximo de uma antena omnidirecional no plano horizontal.



#### Assimile

As antenas omnidirecionais são aquelas em que a onda eletromagnética se propaga em todas as direções. Essas antenas não precisam de direcionamento, porém, não funcionam em enlaces longos se não tiverem amplificadores externos.

Nas faixas de VLF que varia de 3KHz a 30KHz (*Very Low Frequency* – Frequências ultra baixas) e HF que varia de 3 MHz a 300 MHz (*High Frequency* – Altas frequências) costuma-se utilizar os monopolos verticais curtos, pois o solo terrestre se comporta como um condutor perfeito. Esse tipo de antena possui uma baixa resistência de radiação e uma reatância capacitiva relativamente alta.

Nas frequências próximas da frequência de operação, a antena consiste de uma resistência e uma capacitância em série. A reatância capacitiva deve ser anulada por meio de um indutor e a impedância resistiva deve ser casado, para se obter um melhor aproveitamento de potência.

Na faixa de ondas médias (300 kHz a 3 MHz), o solo terrestre não se comporta como um condutor perfeito. Nessa situação, utiliza-se um sistema de terra para simular um condutor perfeito. Esse sistema é composto por condutores de cobre, dispostos radialmente a partir da base da antena e dela isolados, em geral, são empregados 120 radiais, ligeiramente enterrados no solo, de comprimentos em torno de  $\lambda/4$ , suficientes para simular adequadamente um solo condutor de dimensões teóricas infinitas. As alturas adotadas para os monopolos variam de  $\lambda/6$  a  $5\lambda/8$ , dependendo das características de operação e fatores econômicos. Pelas dimensões envolvidas, esses radiadores verticais poderão ser, mecanicamente, torres auto-suportadas ou torres estaiadas.

O fator de qualidade,  $Q$ , representa as perdas de potência de uma antena na faixa de micro-ondas. Estas perdas colocam um limite fundamental na largura de banda das antenas eletricamente curtas. Para estas antenas,  $Q$ , é calculado através de (4.15):

$$Q = \frac{1}{BW_{\%}} \text{ ou } Q = \left( \frac{f_c}{f_{\text{sup}} - f_{\text{inf}}} \right) \cdot 100 \quad (4.15)$$

Onde,  $BW_{\%}$  é a largura de banda



### Exemplificando

Considere uma antena eletricamente curta que possui frequência de operação de 10kHz. Qual o valor do fator de qualidade?

Dado:  $f_{\text{sup}} = 300\text{kHz}$  e  $f_{\text{inf}} = 3\text{kHz}$ .

$$Q = \frac{1}{BW_{\%}} \text{ ou } Q = \left( \frac{f_c}{f_{\text{sup}} - f_{\text{inf}}} \right) \cdot 100$$

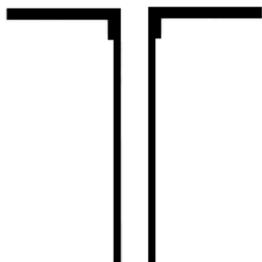
$$Q = \left( \frac{10k}{300k - 3k} \right) \cdot 100 = 3,36$$

### Antenas dipolo

A antena do tipo dipolo é um tipo de antena bem conhecida. Estas antenas podem ser usadas nas diversas faixas de frequências e consistem de dois condutores retilíneos alinhados os quais se consideram como sendo as hastes do dipolo, contém no seu comprimento total o tamanho desejado

da onda que se deseja captar, dependendo da frequência de operação e da necessidade técnica, podem ser utilizadas antenas dipolo de meia onda, que contêm o tamanho da metade do comprimento da onda. A Figura 4.7 representa uma antena do tipo dipolo. A Figura 4.8 representa uma antena interna de TV VHF, dipolo na prática.

Figura 4.7 | Antena dipolo



Fonte: elaborada pela autora.

Figura 4.8 | Antena interna VHF



Fonte: adaptada de: [https://edisciplinas.usp.br/pluginfile.php/3033321/mod\\_resource/content/1/3%20-%20Antenas%20-%20PSI3481%20-2017.pdf](https://edisciplinas.usp.br/pluginfile.php/3033321/mod_resource/content/1/3%20-%20Antenas%20-%20PSI3481%20-2017.pdf). Acesso em: 22 mar. 2019.

As antenas do tipo dipolo podem ser polarizadas de duas formas: horizontal ou vertical, pois a onda eletromagnética é composta de campo elétrico e campo magnético. Estes campos estão dispostos de forma ortogonal.

Quando se fala sobre a polarização de uma onda eletromagnética, seja vertical ou horizontal, o campo magnético e o campo elétrico estão situados a 90 graus sem variação de fase. A polarização de uma antena dipolo é definida pelo campo elétrico. Se o campo elétrico está na horizontal, a polarização do dipolo é horizontal, se o campo elétrico está na vertical, a polarização da antena dipolo é vertical.

Na prática são utilizadas antenas dipolos de meia onda e de um quarto de onda. Podemos considerar um dipolo de meia onda também uma antena retilínea, mas, o comprimento dos condutores é a metade de um comprimento de onda, sua alimentação é pelo centro, onde a impedância de entrada varia de acordo com sua distância do solo em comprimento de onda. Prof. DIEGO FURTADO. Telecomunicações - Antena Dipolo.

A potência máxima recebida por um dipolo de meia onda é calculada através de 4.16:

$$P_{rmax} = \frac{E^2 \lambda^2 D}{8\pi\eta} \quad (4.16)$$

Onde, E é a amplitude do campo elétrico e  $\eta=120\pi$  considerando o meio de propagação o espaço livre (SADIKU, 2012).

Figura 4.9 | Antenas monopolos

### Antenas monopolo

A antena monopolo, também conhecida como vertical, recebe o sinal de todas as direções e pode trabalhar com frequências muito baixas de 3Hz a 30Hz (*Extremely Low Frequency* – ELF), que são as antenas grandes e com frequências muito altas de 30GHz a 300GHz (*Extremely High Frequency*- EHF) que são as antenas microscópicas. A Figura 4.9 representa uma antena monopólio.



Fonte: [https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Antenna\\_UHF\\_01.JPG](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Antenna_UHF_01.JPG). Acesso em: 22 mar. 2019.

A antena monopolo mais conhecida é a chamada antena monopolo de um quarto de onda ( $\lambda/4$ ), que consiste em metade de um dipolo de meia onda colocado sobre um plano-terra condutor. Esse tipo de antena é largamente utilizada, devido ao fato da radiação ser omnidirecional, pois nesse tipo de antena não é necessário que ela seja orientada para manter os sinais constantes quando há mudança de seu posicionamento. A antena monopolo deve obrigatoriamente estar polarizada em relação ao seu plano de terra verticalmente.

A potência irradiada ( $P_{ir}$ ) para um monopólio de  $\lambda/4$  e a resistência de irradiação ( $R_{ir}$ ) são respectivamente calculadas através das Equações 4.17 e 4.18.

$$P_{ir} = 18,28I_0^2 \quad (4.17)$$

Onde,  $I_0$  é a corrente que alimenta a antena (SADIKU, 2012).

$$R_{ir} = \frac{2P_{ir}}{I_0^2} \text{ ou } R_{ir} = 36,5\Omega \quad (4.18)$$

O Quadro 4.1 demonstra as frequências e os tipos de antenas utilizados para cada aplicação.

Faixas/Frequências	Propagação Principal	Aplicações	Sistemas Irradiantes
<b>LF</b> Low Frequency (30 a 300 kHz)  <b>MF</b> Medium Frequency (300 a 3000 kHz)	Ondas Terrestres e Ionosféricas ( <i>Noite</i> )	Radionavegação, Móvel Marítimo, Radiodifusão <b>AM</b> (533 – 1605kHz)	Monopolos Verticais, Dipolos, Quadros e Ferrite.
<b>HF</b> High Frequency (3 a 30 MHz)	Ondas Ionosféricas	Serviços Fixo ou Móvel de Longa Distância, Radiodifusão ( <i>Ondas Curtas</i> ), Radioamadorismo.	Verticais com Plano de Terra, Dipolos, Log- periódica, Yagi.
<b>VHF</b> Very High Frequency (30 a 300 MHz)  <b>UHF</b> Ultra High Frequency (300 a 3000 MHz)  <b>SHF</b> Super High Frequency (3 a 30 GHz)	Ondas Espaciais ou Troposféricas	Serviços Fixo ou Móvel de Curta Distância, Radiodifusão ( <i>FM e TV</i> )  Sistema de Baixa e Média Capacidade, Radiodifusão <b>TV</b> , Serviço Móvel Celular <b>MMDS</b> .  Sistemas de Média e Alta Capacidade, Satélites*.	Verticais com Plano de Terra, Dipolos Verticais Colineares, Refletor de Canto, Log-periódica, Yagi, Helicoidal, Parábolas.

Fonte: <http://www.alunoeletrica.eng.ufba.br/material/eletromagnetismoaplicado/iiiunidade/cap.13antenasu-ffe.pdf>. Acesso em: 22 mar. 2019.

## Conjunto de antenas

Na seção anterior vimos que para aumentar a diretividade de uma antena, podemos aumentar as suas dimensões físicas, porém muitas vezes não é conveniente. As características de radiação podem ser consideravelmente melhoradas, entretanto, com o uso de conjuntos ou arranjos de antenas. Arranjos de antenas hoje são utilizados de muitas formas, e estão se tornando cada vez mais importantes na melhoria do desempenho de sistemas de comunicações sem fio.

Arranjo de antenas ou “array” é o nome dado ao agrupamento controlado de um conjunto de antenas iguais com o objetivo de se atingir especificações de ganho e de diagramas de radiação não realizáveis a partir do emprego de uma única antena isolada deste mesmo conjunto. Trata-se, portanto, de uma nova antena gerada pela combinação de um conjunto de antenas.

Pode-se configurar arranjos com qualquer tipo de antena tomado como elemento básico do arranjo, em aplicações de radiodifusão opera-se na maior parte dos casos com arranjos de antenas tipo yagi, log periódica, painel, *super turn stile*, slot, anel FM e seta. A Figura 4.10 representa um arranjo de antenas.

Figura 4.10 | Arranjo de antenas



Fonte: [https://commons.wikimedia.org/wiki/File:HAARP\\_Antenna\\_Array\\_Transmitter\\_Buildings.jpg](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:HAARP_Antenna_Array_Transmitter_Buildings.jpg). Acesso em: 22 mar. 2019.



### Refleta

Usualmente não se opera com antenas do tipo parábola, e também não se trabalha com arranjos de antenas que sejam de tipos diferentes, porém teoricamente possa ser possível desenhar qualquer tipo de arranjo com qualquer tipo de antena.

Outra aplicação importante é o uso apropriado do conjunto de antenas em um sistema de comunicação móvel, pois melhora a capacidade do sistema fazendo o cancelamento da interferência co-canal, estendendo a cobertura entre outros.



### Pesquise mais

Como vimos, o uso apropriado de um arranjo em um sistema de comunicações móveis melhora o desempenho do sistema aumentando a capacidade de canalização e a eficiência espectral.

PUC-RIO. **Aplicações de arranjos de antenas às comunicações móveis.**

A Figura 4.11 representa um conjunto de dois dipolos hertzianos dispostos no espaço livre, ao longo de um eixo z e orientados paralelamente ao x.

O campo elétrico total ( $E_s$ ) em um ponto P é a soma vetorial dos campos devido a cada antena do arranjo representado na Equação 4.19. Para um ponto P na região de campo distante obtemos, em 4.19 o campo elétrico:

$$\begin{aligned}
 E_s &= E_{1s} + E_{2s} \\
 E_s &= \frac{j\eta\beta I_0 dl}{4\pi r} \cos\theta e^{-j\beta r} e^{j\alpha/2} \left[ e^{j(\beta d \cos\theta)/2} e^{j\alpha/2} + e^{-j(\beta d \cos\theta)/2} e^{-j\alpha/2} \right] a\theta \\
 E_s &= \frac{j\eta\beta I_0 dl}{4\pi r} \cos\theta e^{-j\beta r} e^{j\alpha/2} 2 \cos\left[\frac{1}{2}(\beta d \cos\theta + \alpha)\right] a\theta
 \end{aligned} \tag{4.19}$$

Onde, d é o espaçamento entre os elementos,  $\alpha$  é o deslocamento de fase entre os elementos vizinhos e  $\beta$  é igual a  $2\pi/\lambda$ .

O campo geral de um arranjo é igual ao campo criado por uma antena do conjunto que está localizada na origem, multiplicado por um fator de rede, FR, obtido por meio da Equação 4.20:

$$FR = 2 \cos\left[\frac{1}{2}(\beta d \cos\theta + \alpha)\right] e^{j\frac{\alpha}{2}} \tag{4.21}$$

Em geral, um campo distante devido a um conjunto de dois elementos é obtido por 4.22:

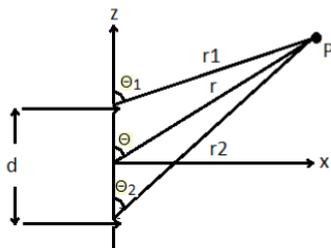
$$E(\text{total}) = (E \text{ devido a um elemento localizado na origem}) \times (\text{fator de rede}) \tag{4.22}$$

A Equação 4.21 pode ser utilizado, somente para  $N=2$ , para mais elementos irradiadores usamos a Equação 4.23:

$$FR = e^{j(N-1)\psi/2} \cdot \frac{\text{sen} \frac{N\psi}{2}}{\text{sen} \frac{\psi}{2}}, \beta d \cos\theta + \alpha \tag{4.23}$$

O fator exponencial se anula se o arranjo estiver na origem.

Figura 4.11 | Conjunto de duas antenas



Fonte: adaptada de Sadiku (2012).

FR tem valor máximo igual a N, portanto se dividirmos por N encontramos o valor normalizado.

O máximo principal acontece quando  $\psi=0$ , então  $\cos \theta = \frac{-\alpha}{\beta d}$ .

Os zeros de FR acontecem quando FR=0, portanto:

$$N \frac{\Psi}{2} = \pm k\pi, \quad k = 1, 2, 3 \dots$$

Observação: o valor de K não deve ser múltiplo de N.

Um arranjo transversal tem sua direção de máxima irradiação quando  $\psi=0$ ,  $\theta=90^\circ$  e  $\alpha=0$ , já um arranjo longitudinal possui direção máxima quando  $\psi=0$ ,  $\theta=0^\circ$  e  $\alpha = -\beta d$  e  $\psi=0$ ,  $\theta=\pi$  e  $\alpha=\beta d$  (SADIKU, 2012).



### Assimile

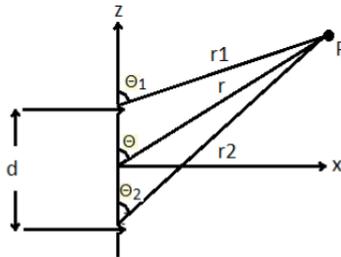
O processo de obtenção de um diagrama de radiação de um conjunto de antenas é chamado de multiplicação de diagramas. O diagrama de grupo independe do tipo de elemento, porém para isso o espaçamento d, a diferença de fase  $\alpha$  e a orientação das antenas permaneçam os mesmos, ou seja, sem alteração.

## Sem medo de errar

Vamos retornar ao seu estágio na empresa de manutenção e fabricação de antenas. Após realizar algumas tarefas bem-sucedidas, o seu supervisor o encarregou da resolução de um novo problema encontrado pela equipe. Após a empresa receber um desenho de um conjunto de dois elementos de antenas, o engenheiro responsável não encontrou o diagrama de campo normalizado. Assim, sendo esse diagrama de grande importância, a equipe técnica solicitou a você a elaboração desse gráfico. Considerando que as correntes estão em fase e  $d=\lambda/2$  como você elaboraria e apresentaria esse gráfico?

Através da equação, podemos encontrar o diagrama unitário e o diagrama de grupo. Após monta-se o diagrama resultante.

Figura 4.12 | Conjunto de dois elementos de antenas



Fonte: adaptada de Sadiku (2012).

$$f(\theta) = \left| \cos \theta \cos \left[ \frac{1}{2} (\beta d \cos \theta + \alpha) \right] \right|$$

como  $\alpha = 0$  e  $d = \lambda / 2$  temos, que  $\beta d = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{2} = \pi$

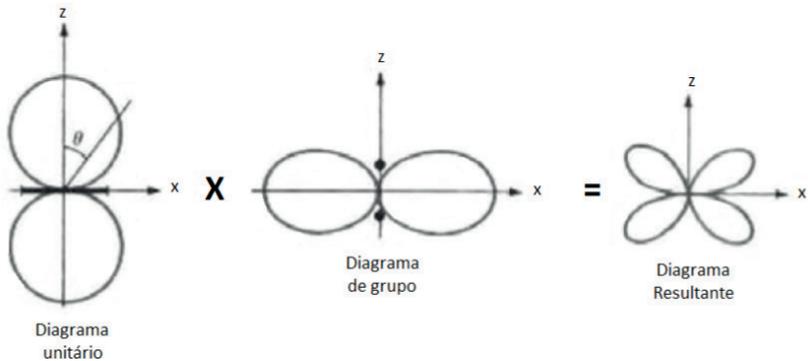
Substituindo :

$$f(\theta) = \left| \cos \theta \cos \frac{1}{2} (\pi \cos \theta) \right|$$

$$f(\theta) = |\cos \theta| \left| \cos \frac{\pi}{2} \cos \theta \right|$$

O diagrama resultante, Figura 4.13, é representado por  $f(\theta)$ , o diagrama unitário por  $|\cos \theta|$  e o diagrama de grupo por  $|\cos \pi/2(\cos \theta)|$ .

Figura 4.13 | Diagrama resultante



Fonte: Sadiku (2012).

## Avançando na prática

### Nova posição de recepção da antena

#### Descrição da situação-problema

Seu supervisor lhe entregou um novo caso sobre antenas. Uma antena funcionava com amplitude do campo elétrico  $4\text{mV/m}$  a  $50\text{Hz}$  e diretividade do dipolo de meia onda de valor  $1,64$ . Seu sinal era recebido a  $100\text{ m}$ . Com a alteração da frequência do sinal para  $100\text{ Hz}$ , qual a nova posição de recepção para se obter a mesma potência no receptor?

## Resolução da situação-problema

Com uma frequência duas vezes maior, o comprimento de onda ficará dividido por 2.

$$c = \lambda f \rightarrow \lambda = \frac{c}{f}$$

$$P_{r\acute{m}ax} = \frac{E^2 \lambda^2 D}{8\pi\eta}$$

A potência, por sua vez ficará dividida por 4 por estar ao quadrado na relação de potência. Uma vez que potência é um quarto do valor anterior antes da troca de frequência, será necessário aproximar o receptor. A onda se propaga de forma esférica, portanto, caindo em densidade ao longo do quadrado da distância até a antena. Dessa forma, ao usar uma distância entre antena e receptor, que é a metade da anterior, já se terá uma potência específica 4 vezes maior, o que compensa a queda de um quarto da mudança de frequência, ou seja, a potência no receptor será a mesma para uma distância que é a metade,  $100/2 = 50$  m.

Equacionando,

$$c = \lambda f \rightarrow \lambda = \frac{c}{f}$$

$$\frac{P_{r\acute{m}ax}}{r^2} = \frac{E^2 \lambda^2 D}{8\pi\eta r^2} = \frac{E^2 \left(\frac{\lambda}{2}\right)^2 D}{8\pi\eta \left(\frac{r}{2}\right)^2}$$

### Faça valer a pena

**1.** As antenas eletricamente curtas são antenas bem elementares e possuem estruturas simples. São antenas de banda ultra larga e possuem dimensão da ordem de 1/10 do comprimento de onda para a frequência de operação.

Assinale a alternativa correta que representa uma característica de uma antena eletricamente curta.

- a) Baixa diretividade.
- b) Alta resistência de entrada.
- c) Alta eficiência de radiação.
- d) Baixa reatância de entrada.
- e) Alto ganho.

**2.** Um conjunto de antenas é um grupo de elementos capazes de aumentar a capacidade de irradiação se forem arranjados de maneira correta. O diagrama de irradiação

é obtido por meio da multiplicação do diagrama do elemento unitário, pelo diagrama de grube, que é o gráfico do fator de rede normalizado.

Calcule o fator de rede de um conjunto de antenas que contém dois elementos em fase e  $d=\lambda/4$ .

a)  $FR = \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)$

b)  $FR = 2 \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)$

c)  $FR = \cos(\pi \cos \theta)$

d)  $FR = 2 \cos(2\pi \cos \theta)$

e)  $FR = \cos\left(\frac{3\pi}{2} \cos \theta\right)$

**3.** Considere um arranjo de antenas dispostos por dois dipolos que estão separados por um comprimento de onda.

Assinale a alternativa correta que representa respectivamente o fator de rede e os ângulos onde ocorrem os nulos.

a)  $FR = \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)$  e os valores que ocorrem os nulos :

$$\pi \cos \theta \text{ são : } \pm\pi, \pm 2\pi \text{ e } \theta = \frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}$$

b)  $FR = 2 \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)$  e os valores que ocorrem os nulos :

$$\pi \cos \theta \text{ são : } \frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3} \text{ e } \theta = \pm \frac{\pi}{2}, \pm \frac{3\pi}{2}$$

c)  $FR = 2 \cos(\pi \cos \theta)$  e os valores que ocorrem os nulos :

$$\pi \cos \theta \text{ são : } \pm \frac{\pi}{2}, \pm \frac{3\pi}{2} \text{ e } \theta = \frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}$$

d)  $FR = 2 \cos(2\pi \cos \theta)$  e os valores que ocorrem os nulos :

$$\pi \cos \theta \text{ são : } \pm \frac{\pi}{2}, \pm \frac{3\pi}{2} \text{ e } \theta = \frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}$$

e)  $FR = \cos\left(\frac{3\pi}{2} \cos \theta\right)$  e os valores que ocorrem os nulos :

$$\pi \cos \theta \text{ são : } \pm\pi, \pm 2\pi \text{ e } \theta = \frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}$$

## Equação de transmissão e radares

### Diálogo aberto

Olá!

Bem-vindo à última seção da Unidade 4 da disciplina Compatibilidade e Interferência Eletromagnética. Durante essas quatro unidades aprendemos sobre a compatibilidade eletromagnética, os requisitos e as normas de compatibilidade, na segunda unidade vimos sobre interferência, incluindo aterramentos, blindagens e filtros, logo em seguida descobrimos como as ondas se propagam de forma guiada, e o tão importante sistema com fibras ópticas e agora, na última unidade, as antenas e os radares.

Nesta seção iremos ver a equação de transmissão de Friis, a eficiência e polarização nas antenas, o receptor casado e a aplicação das antenas nos radares.

O radar é um sistema que usa ondas para detectar objetos e assim podendo localizá-los a uma certa distância e além disso é capaz de informar sua velocidade.

Você sabia que o radar é muito útil nos **aeroportos**, pois os controladores de voo usam o radar para manter rotas e direcionar o movimento dos **aviões**? E que tanto os **navios** quanto os aviões usam os radares para **navegar** e seguir suas rotas? O radar é realmente muito importante, e agora que você já conhece algumas de suas aplicações e o que ele é, saberia dizer onde mais encontramos algumas aplicações dos radares? Reflita a respeito, pois no decorrer da seção falaremos mais desta questão.

Agora vamos retornar ao seu estágio no departamento de engenharia da empresa. Essa é a sua última tarefa como estagiário no setor de engenharia, pois devido a sua dedicação e as suas competências no decorrer do seu estágio você será contratado para trabalhar definitivamente como engenheiro.

Após alguns projetos de antenas seu supervisor pediu como última tarefa que você respondesse a dúvida de um cliente em relação ao máximo alcance de um radar. Ele te passou alguns dados desse sistema de radar:  $\lambda$  de operação 5 cm,  $P_{\text{máx}} = 600\text{KW}$ , área de captura da antena  $5,5\text{ m}^2$ ,  $P_{\text{min}} = 10^{-12}\text{W}$  e área efetiva do alvo vista pelo radar  $22\text{ m}^2$ . O alcance máximo deverá ser superior a 1000 km. Como você calcularia o máximo alcance desse radar? Verifique o seu alcance máximo com os dados fornecidos, analisando se esse radar atende à solicitação e caso não a atenda, verifique o que deve ser feito para que isso aconteça.

Bons estudos!

Há uma situação em que a onda eletromagnética incide de forma perpendicular toda a superfície da antena receptora. Nessa situação a potência recebida ( $P_r$ ) é calculada através de 4.24, porém na grande maioria das vezes, a onda eletromagnética não é perpendicular a toda a superfície da antena.

$$P_r = \int P_{méd} \cdot dS = P_{méd} \cdot S \quad 4.24$$

Onde,  $P_{méd}$  é a potência média no tempo e  $S$  é a superfície da antena.

A área que a onda eletromagnética realmente alcança na antena receptora é chamada de área efetiva ou abertura efetiva.

Definimos a área efetiva ( $A_e$ ), de uma antena receptora como a razão entre a potência recebida média no tempo ( $P_r$ ) e a densidade de potência média no tempo ( $P_{méd}$ ) da onda incidente na antena, conforme 4.25.

$$A_e = \frac{P_r}{P_{méd}} \quad 4.25$$

Para um dipolo hertziano a  $P_r$  e a  $P_{méd}$  são dadas respectivamente por 4.26 e 4.27.

$$P_r = \frac{E^2 \lambda^2}{640\pi^2} \quad 4.26$$

$$P_{méd} = \frac{E^2}{2\eta_0} = \frac{E^2}{240\pi} \quad 4.27$$

A área efetiva do dipolo é calculada pela equação 4.28

$$A_e = \frac{3\lambda^2}{8\pi} = 1,5 \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \text{ ou } A_e = D \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad 4.28$$

Onde,  $D$  é a diretividade do dipolo hertziano e vale 1,5.



### Assimile

A área efetiva encontrada em 4.4 pode ser usada para qualquer antena, desde que  $D$  seja substituído por  $G_d(\theta, \phi)$ .

Também podemos relacionar a potência média recebida no tempo ( $P_r$ ) por uma antena com a potência transmitida por outra ( $P_t$ ), quando elas estão separadas por uma distância,  $r$ , por meio da equação conhecida como “fórmula de transmissão de Friis”, 4.29:

$$P_r = G_{dr} G_{dt} \left[ \frac{\lambda}{4\pi r} \right]^2 P_t \quad 4.29$$

Onde,  $G_{dr}$  é o ganho diretivo da antena receptora e  $G_{dt}$  é o ganho diretivo da antena transmissora.

O ganho  $G_{dt}$  é calculado através de 4.30:

$$G_{dt} = \frac{4\pi U}{P_t} = \frac{4\pi r^2 P_{méd}}{P_t} \quad 4.30$$

A fórmula de transmissão de Friis só poderá ser usada desde que as duas antenas estejam separadas por uma distância  $r \geq \frac{\lambda}{2}$ , onde  $\lambda$  é a maior dimensão de ambas as antenas (SADIKU, 2012).



### Exemplificando

Suponha que duas antenas estão separadas por  $300\lambda$ . O ganho diretivo da antena transmissora é de 24dB e da antena receptora de 19dB. A antena receptora recebe uma potência de  $4\mu W$ . Calcule a densidade de potência da onda da antena incidente.

Solução:

$G_{dt} (dB) = 10 \log_{10} G_{dt}$ $\log_{10} G_{dt} = \frac{G_{dt} (dB)}{10}$ $10^{\frac{G_{dt} (dB)}{10}} = G_{dt}$ $G_{dt} = 10^{\frac{24}{10}}$ $G_{dt} = 10^{2,4}$ $G_{dt} = 251,18$	$G_{dr} (dB) = 10 \log_{10} G_{dr}$ $\log_{10} G_{dr} = \frac{G_{dr} (dB)}{10}$ $10^{\frac{G_{dr} (dB)}{10}} = G_{dr}$ $G_{dr} = 10^{\frac{19}{10}}$ $G_{dr} = 10^{1,9}$ $G_{dr} = 79,43$
--	---

$$P_r = G_{dr} G_{dt} \left[ \frac{\lambda}{4\pi r} \right]^2 P_t$$

$$P_t = \frac{P_r}{G_{dr} G_{dt} \left[ \frac{\lambda}{4\pi r} \right]^2}$$

$$P_t = \frac{P_r}{G_{dr} G_{dt}} \cdot \left[ \frac{4\pi r}{\lambda} \right]^2$$

$$P_t = \frac{4 \times 10^{-3}}{79,43 \cdot 251,18} \cdot \left[ \frac{4 \cdot 3,14 \cdot 300\lambda}{\lambda} \right]^2$$

$$P_t = 0,2005 \times 10^{-6} \cdot [3768]^2$$

$$P_t = 2,84W$$

## Radar

Antes de começarmos definindo os que são os radares, vamos falar um pouco sobre sua origem. Efetivamente os trabalhos com o radar surgiram na década de 1930 e cinco anos depois, em 1935, foi desenvolvido o primeiro sistema de radar pelo cientista escocês Robert Watson-Watt. Esse sistema foi utilizado na proteção da **Inglaterra** de ataques aéreos.

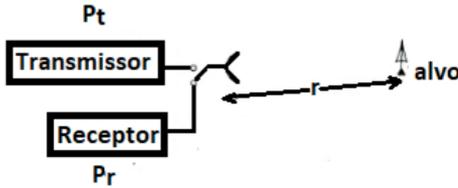
Os radares durante a segunda guerra mundial ajudaram a **Inglaterra**, a **França** e os **Estados Unidos** a derrotarem a **Alemanha**. Nos dias de hoje os radares contam com o importante auxílio dos **computadores** que fornecem mais detalhes sobre objetos que estão distantes.

Atualmente podemos usar os radares no controle de tráfego aéreo, na astronomia, em sistemas de defesa aérea, sistemas antimísseis, sistemas anticollisão das aeronaves, sistemas de vigilância do mar, sistemas de monitoramento e controle de rodovias, para o monitoramento meteorológico de precipitação pluviométrica entre outras.

Os radares são dispositivos, também eletromagnéticos, que são usados para localizar e detectar objetos. O radar mais utilizado em aplicações práticas é do tipo mono estático. Em um sistema de radar, os pulsos de energia eletromagnética são transmitidos a um objeto a distante. A mesma antena que transmite, recebe os pulsos. O intervalo de tempo entre esses pulsos é determinado por  $\frac{2r}{c}$ , onde  $r$  é a distância do objeto e  $c$  é a velocidade da luz.

A Figura 4.14 representa um sistema típico de radar.

Figura 4.14 | Sistema de radar



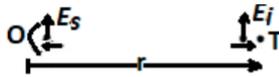
Fonte: adaptada de Sadiku (2012).

A capacidade de um alvo refletir ou espalhar a energia é caracterizada por sua seção reta de espalhamento ou seção reta de radar ( $\sigma$ ). Definimos seção reta de espalhamento, 4.31, como a área equivalente que intercepta uma quantidade de potência, que, quando espalhada na forma isotrópica, gera no radar uma densidade de potência que é igual a densidade de potência refletida ou espalhada pelo objeto real (SADIKU, 2012).

$$P_s = \lim_{r \rightarrow \infty} \left[ \frac{\sigma P_i}{4\pi r^2} \right] \text{ ou } \sigma = \lim_{r \rightarrow \infty} 4\pi r^2 \frac{P_s}{P_i} \quad 4.31$$

Onde  $P_i$ , é a densidade de potência incidente no alvo,  $P_s$  é a densidade de potência espalhada recebida pelo transceptor O, ambas dadas por (watts/m<sup>2</sup>). A Figura 4.15, representa uma simplificação da Figura 4.14.

Figura 4.15 | Simplificação da Figura 4.14



Fonte: adaptada de Sadiku (2012).

A densidade de potência incidente pode ser calculada através de 4.32 e a potência recebida no transceptor por 4.33.

$$P_i = P_{méd} = \frac{G_d}{4\pi r} P_{ir} \quad 4.32$$

A potência recebida no transceptor O (Figura 4.16) é calculada através da Equação 4.33:

$$P_r = A_{ef} P_s \quad 4.33$$

As potências  $P_{ir}$  e  $P_r$  são dadas em watts.

A equação de transmissão do radar para o espaço livre é calculada através de 4.34 e a equação do alcance do radar é dada por 4.35:

$$P_r = \frac{(\lambda G_d)^2 \sigma P_{ir}}{(4\pi)^3 r^4} \quad 4.34$$

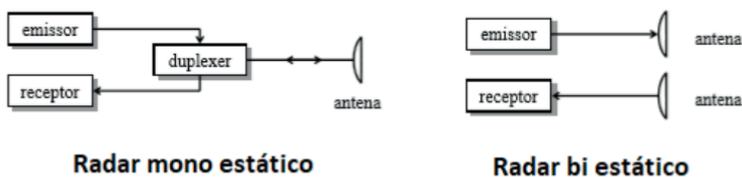
$$r = \left[ \frac{\lambda^2 G_d^2 \sigma}{(4\pi)^3} \cdot \frac{P_{ir}}{P_r} \right]^{\frac{1}{4}} \quad 4.35$$

A Equação 4.34 também é útil para determinar parâmetros referentes a performance do sistema de radar.

Além do radar mono estático há também o radar bi estático. O radar bi estático é aquele em que o transmissor e o receptor estão separados, as duas antenas estão apontadas na mesma direção e exige movimento sincronizado das mesmas.

A Figura 4.16 representa os dois radares, mono estático e o bi estático.

Figura 4.16 | Radar: mono e bi estático



Fonte: adaptada de [https://web.fe.up.pt/~mleitao/SRCO/Teoricas/SRCO\\_RAD.pdf](https://web.fe.up.pt/~mleitao/SRCO/Teoricas/SRCO_RAD.pdf). Acesso em: 25 mar. 2019.

Vamos considerar que as antenas transmissoras e receptoras estão separadas do alvo a uma distância  $r_1$  e  $r_2$  e  $G_{dr} \neq G_{dt}$  a equação de transmissão do radar passa a ser escrita em 4.36 como (SADIKU, 2012):

$$P_r = \frac{G_{dr} G_{dt}}{4\pi} \left[ \frac{\lambda}{4\pi r_1 r_2} \right]^2 \sigma P_{ir} \quad 4.36$$



## Pesquise mais

O autor Mário Jorge M. Leitão, aborda os aspectos básicos dos sistemas de radares. Essa área é muito vasta e multidisciplinar, que abrange assuntos como micro-ondas (sinal e potência), processamento digital de sinal e antenas.

LEITÃO, M. J. M. **Sistemas de Telecomunicações II – Sistema de Radar.**

Os serviços de radares utilizam uma faixa de frequência que pode variar de 25 a 70000MHz, ou seja, as bandas UHF e micro-ondas. A Tabela 4.1 mostra as frequências utilizadas na engenharia de radar.

Tabela 4.1 | Designação das frequências usadas em sistemas de radar

Designação	Frequência
UHF	300-1000MHz
L	1000 – 2000MHz
S	2000 – 4000MHz
C	4000 – 8000MHz
X	8000 – 12500MHz
Ku	12.5-18GHz
K	18-26.5GHz
Milimétrica	>35GHz

Fonte: adaptada de Sadiku (2012).



## Refleta

A vantagem de se ter aplicações com frequências mais baixas é o fato de se ter menos problemas de propagação, atenuação causada pela chuva e nomeadamente absorção pelos gases atmosféricos, porém, para que isso aconteça, as antenas devem ter maiores dimensões para conseguirem uma determinada largura de feixe.

## Sem medo de errar

Agora vamos retornar ao seu estágio no departamento de engenharia da empresa. Essa é a sua última tarefa como estagiário no setor de engenharia, pois devido a sua dedicação e as suas competências no decorrer do seu estágio, você será contratado para trabalhar definitivamente como engenheiro.

Após alguns projetos de antenas seu supervisor pediu como última tarefa que você respondesse a dúvida de um cliente em relação ao máximo alcance de

um radar. Ele te passou alguns dados desse sistema de radar:  $\lambda$  de operação 5 cm,  $P_{\text{máx}} = 600\text{KW}$ , área de captura da antena  $5,5\text{ m}^2$ ,  $P_{\text{min}} = 10^{-12}\text{W}$  e área efetiva do alvo vista pelo radar  $22\text{ m}^2$ . O alcance máximo deverá ser superior a 1000 km. Como você calcularia o máximo alcance desse radar? Verifique o seu alcance máximo com os dados fornecidos, analisando se esse radar atende à solicitação e caso não a atenda, verifique o que deve ser feito para que isso aconteça.

Solução:

Para o cálculo do máximo alcance de uma antena substitui-se o valor do ganho diretivo na equação do máximo alcance.

$$r = \left[ \frac{\lambda^2 G_d^2 \sigma}{(4\pi)^3} \cdot \frac{P_{ir}}{P_r} \right]^{\frac{1}{4}} \text{ e } G_d = \frac{4\pi A_{ef}}{\lambda^2}, \text{ substituindo } G_d \text{ em } r, \text{ temos:}$$

$$r = \left[ \frac{\lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3} \left( \frac{4\pi A_{ef}}{\lambda^2} \right)^2 \cdot \frac{P_{ir}}{P_r} \right]^{\frac{1}{4}} = \left[ \frac{\lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3} \frac{16\pi^2 A_{ef}^2}{\lambda^4} \cdot \frac{P_{ir}}{P_r} \right]^{\frac{1}{4}}$$

$$r = \left[ \frac{\sigma}{\pi} \cdot \frac{4A_{ef}^2}{\lambda^2} \cdot \frac{P_{ir}}{P_r} \right]^{\frac{1}{4}} = \left[ \frac{5,5}{\pi} \cdot \frac{4 \cdot (22)^2}{0,05^2} \cdot \frac{600 \times 10^3}{10^{-12}} \right]^{\frac{1}{4}}$$

$$r = \left[ 0,81 \times 10^{24} \right]^{\frac{1}{4}} = 948,68\text{km}$$

A distância máxima desse radar foi de 948,68Km, portanto, abaixo do necessário que seria 1000 Km. Para aumentar o alcance do radar pode-se optar por um comprimento de onda diferente ou por um equipamento com maior potência específica.

## Avançando na prática

### Potência do sinal refletido em um radar

#### Descrição da situação-problema

A sua primeira tarefa como funcionário efetivo da empresa é resolver a dúvida de um cliente sobre a potência e o alcance do radar. Para isso seu coordenador lhe passou as seguintes características: o radar opera na banda C emitindo uma potência de 400kW na frequência de 4GHz e consegue encontrar um alvo de 30m<sup>2</sup> que está localizado a 600km. A antena possui uma área efetiva de 10m<sup>2</sup>. Você deve primeiramente determinar a potência do sinal refletido no radar e verificar, caso o alvo estivesse localizado a 1200Km, este mesmo radar conseguiria “enxergar” esse objeto?

## Resolução da situação-problema

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{4 \times 10^9} = 0,075m$$

$$G_d = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_d = \frac{4\pi}{0,075^2} \cdot 10 = 7111,11\pi$$

$$P_r = \frac{A_r \sigma G_d P_t}{(4\pi r^2)^2} = \frac{10 \cdot 30 \cdot 7111,11\pi \cdot 400 \times 10^3}{(4\pi (600 \times 10^3)^2)^2} = \frac{2,67 \times 10^{12}}{16 \cdot \pi^2 \cdot (360000 \times 10^6)^2} = \frac{2,67 \times 10^{12}}{20,44 \times 10^{24}} = 0,13 \times 10^{-12} W$$

Mantendo as mesmas características da antena e considerando a potência refletida a mesma do objeto a 600Km, para esse radar conseguir “enxergar” o objeto a 1200Km a área efetiva da antena deverá ser aproximadamente 16 vezes maior, ou seja, a antena não conseguirá “enxergar” o objeto com essa nova distância.

### Faça valer a pena

**1.** Pode-se relacionar a potência média recebida no tempo por uma antena, com a potência transmitida por outra, quando elas estão separadas por uma distância, por meio da equação conhecida como “fórmula de transmissão de Friis.

Uma antena isotrópica transmite uma potência de 60W com frequência da portadora de 800MHz. Calcule a potência recebida por uma antena isotrópica a 150m.

- a)  $P_r = 2,38 \mu W$
- b)  $P_r = 2,38 W$
- c)  $P_r = 11,94 mW$
- d)  $P_r = 11,94 W$
- e)  $P_r = 1 mW$

**2.** A seção reta de espalhamento, é definida como a área equivalente que intercepta uma quantidade de potência, que, quando espalhada na forma isotrópica, gera no radar uma densidade de potência que é igual a densidade de potência refletida ou espalhada pelo objeto real.

Um radar operando na banda C emite uma potência de 400kW na frequência de 4GHz, localizou um alvo de 30m<sup>2</sup>, localizado a 600km. A antena possui uma área efetiva de 10m<sup>2</sup>. Determine a densidade de potência do sinal para uma distância de 200km.

- a)  $P = 5,31 W/m^2$
- b)  $P = 5,31 W$
- c)  $P = 531 W/m^2$
- d)  $P = 5,31 W$
- e)  $P = 0,53 W$

**3.** A área que uma onda eletromagnética realmente alcança em uma antena receptora é chamada de área efetiva ou abertura efetiva. Definimos a área efetiva, de uma antena receptora como a razão entre a potência recebida média no tempo, e a densidade de potência média no tempo da onda incidente na antena.

Qual a área efetiva máxima de um dipolo filamento  $\lambda/2$ , que opera com uma frequência de 50MHz.

- a)  $A_e = 4,7 \times 10^{12} \text{m}^2$
- b)  $A_e = 0,23 \text{m}^2$
- c)  $A_e = 0,342 \text{m}^2$
- d)  $A_e = 3,4 \text{m}^2$
- e)  $A_e = 4,7 \text{m}^2$

## Referências

---

LEITÃO, M. J. M. **Sistemas de Telecomunicações II – Sistema de Radar**. Disponível em: [https://web.fe.up.pt/~mleitao/SRCO/Teoricas/SRCO\\_RAD.pdf](https://web.fe.up.pt/~mleitao/SRCO/Teoricas/SRCO_RAD.pdf). Acesso em: 9 mar. 2019.

SADIKU, N. O. *Elementos de eletromagnetismo*. 5. ed. Porto Alegre: Bookman, 2012.



ISBN 978-85-522-1458-8



9 788552 214588 >