

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
CÂMPUS CURITIBA
ENGENHARIA ELÉTRICA

PAULO GABRIEL TREVISOL ESTRELLA DE SOUZA NETTO
GUSTAVO REIKDAL DE OLIVEIRA PIMENTEL
FELIPE KERTSCHER

**INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA EM SISTEMAS
DE ÁUDIO**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CURITIBA
2017

PAULO GABRIEL TREVISOL ESTRELLA DE SOUZA NETTO
GUSTAVO REIKDAL DE OLIVEIRA PIMENTEL
FELIPE KERTSCHER

INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA EM SISTEMAS DE ÁUDIO

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Departamento Acadêmico de Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná como requisito parcial à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2.

Orientador: Antônio Carlos Pinho
Coorientador: Fábio Maurício Timi

CURITIBA
2017

Paulo Gabriel Trevisol Estrella de Souza Netto
Felipe Kertscher
Gustavo Reikdal de Oliveira Pimentel

Interferência Eletromagnética em Sistemas de Áudio

Este Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação foi julgado e aprovado como requisito parcial para a obtenção do Título de Engenheiro Eletricista, do curso de Engenharia Elétrica do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Curitiba, 23 de novembro de 2017.

Prof. Emerson Rigoni, Dr.
Coordenador de Curso
Engenharia Elétrica

Profa. Annemahlen Gehrke Castagna, Me.
Responsável pelos Trabalhos de Conclusão de Curso
de Engenharia Elétrica do DAELT

ORIENTAÇÃO

Antônio Carlos Pinho, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Orientador

BANCA EXAMINADORA

Antônio Carlos Pinho, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Mauro Amorin Assef, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Joaquim Eloir Rocha, Dr.
Universidade de São Paulo

RESUMO

NETTO, Paulo G. T. E. de S. ; PIMENTEL, Gustavo Reikdal de Oliveira ; KERTSCHER, Felipe. INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA EM SISTEMAS DE ÁUDIO. 80 f. Trabalho de Conclusão de Curso – ENGENHARIA ELÉTRICA, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2017.

A fim de se obter a máxima fidelidade sonora, a análise de um sistema de sonorização e dos sinais que são modulados dentro desse sistema é indispensável para tal. Esse estudo é parte de uma investigação sobre um suposto problema de interferência eletromagnética ocorrido em uma palestra sobre fidelidade sonora na UTFPR. Desde lá, os principais objetivos do presente trabalho foram a reunião de uma significativa base bibliográfica sobre IEM, amplificadores, acoplamentos eletromagnéticos, cabos coaxiais, distorções harmônicas e técnicas de minimização do efeito das perturbações eletromagnéticas. Além disso, o trabalho buscou investigar o que haveria ocorrido necessariamente no dia da palestra, assim, observou-se, dentro do laboratório do instituto LACTEC, que o problema gerado era apenas um mau contato. Entretanto, por mais que o problema do amplificador utilizado não fosse necessariamente de IEM, esta pesquisa continuou com testes laboratoriais a fim de entender a linearidade e os ganhos de tensão no amplificador em operação. Por fim, este trabalho nos mostra que, mesmo em sistemas de áudio de alta fidelidade, há uma não linearidade real e os problemas com a IEM estão presentes, prejudicando a transmissão de sinais em sistemas de diversas frequências, sendo assim, um tema vasto e desafiador.

Palavras-chave: Interferência eletromagnética, Perturbação eletromagnética, Acoplamentos, Amplificadores.

ABSTRACT

NETTO, Paulo G. T. E. de S. ; PIMENTEL, Gustavo Reikdal de Oliveira ; KERTSCHER, Felipe. ELECTROMAGNETIC INTERFERENCE IN AUDIO SYSTEMS 78 f. Trabalho de Conclusão de Curso – Departamento Acadêmico de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2017.

In order to achieve maximum sound fidelity, an adaptation of a sound system and the signals that are modulated within the system is indispensable for that. This study is part of an investigation about a supposed problem of electromagnetic interference occurred in a lecture on sound fidelity in UTFPR. Since then, the main objectives of the present work were the gathering of a significant bibliographic base on EMI, amplifiers, electromagnetic couplings, coaxial cables, harmonic distortions and techniques to minimize the effect of electromagnetic disturbances. In addition, the work sought to investigate what would have necessarily occurred on the day of the lecture, so it was observed within the laboratory of the LACTEC institute that the problem generated was only a bad connection. However, although the problem of the amplifier used was not necessarily EMI, this research continued with laboratory tests in order to understand the linearity and the voltage gains in the amplifier in operation. Finally, this work shows us that, even in high fidelity audio systems, there is a real nonlinearity and the problems with the EMI are present, damaging the transmission of signals in systems of diverse frequencies, being, therefore, a vast subject and challenger.

Keywords: Electromagnetic interference, Electromagnetic disturbance, Couplings, Amplifiers.

LISTA DE SIGLAS

IEM	Interferência Eletromagnética
SECAEL	Semana Acadêmica de Engenharia Elétrica
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
CEM	Compatibilidade Eletromagnética

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Classes de Amplificadores.	15
Tabela 5.1 – Linearidade do Amplificador	68
Tabela 5.2 – Resposta em dB para cada harmônico do sinal.	70
Tabela 5.3 – Harmônicos da corrente de entrada	71
Tabela 5.4 – Distâncias nas situações A.	72
Tabela 5.5 – Distâncias nas situações B.	73
Tabela 5.6 – Indutância mútua nas situações A	74
Tabela 5.7 – Indutância mútua nas situações B	75
Tabela 5.8 – Tensão induzida nas situações A	75
Tabela 5.9 – Tensão induzida nas situações B	76
Tabela 5.10–Valores pico a pico da tensão induzida	77

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Composição básica de um problema de compatibilidade eletromagnética.	11
Figura 1.2 – Captação de campo incidente em cabo coaxial.	13
Figura 1.3 – Circuito equivalente do interior de um cabo coaxial para calcular a captação de campos externos.	14
Figura 1.4 – Diagrama do problema ocorrido na oficina.	14
Figura 1.5 – Esquemático de um amplificador de potência.	15
Figura 2.1 – Circuito conceitual de propagação de uma IEM.	19
Figura 2.2 – Espectro eletromagnético da IEM.	21
Figura 2.3 – Exemplo de uma geração de ruído pelo aterramento.	22
Figura 2.4 – Harmônicos de 3º e 5º ordem.	23
Figura 2.5 – Espectro somatório de três componentes harmônicas.	24
Figura 2.6 – Fases e correntes de harmônicos.	25
Figura 2.7 – Topologia de um filtro ativo de harmônicos.	26
Figura 2.8 – Exemplo de um sistema de sonorização de médio porte.	27
Figura 2.9 – Acoplamento capacitivo.	30
Figura 2.10 – Exemplo de acoplamento capacitivo e circuito equivalente.	31
Figura 2.11 – Representação de acoplamento capacitivo.	32
Figura 2.12 – Resposta em frequência da tensão induzida por acoplamento capacitivo.	33
Figura 2.13 – Blindagem de Faraday para evitar acoplamento capacitivo.	34
Figura 2.14 – Exemplo de blindagem em acoplamento capacitivo.	35
Figura 2.15 – Acoplamento capacitivo com blindagem em torno do receptor.	35
Figura 2.16 – Circuito equivalente de acoplamento capacitivo com blindagem em torno do receptor.	36
Figura 2.17 – Acoplamento capacitivo quando o condutor se estende além da blindagem.	37
Figura 2.18 – Circuito equivalente do acoplamento capacitivo quando o condutor se estende além da blindagem.	37
Figura 2.19 – Acoplamento capacitivo quando o condutor receptor tem resistência finita para o terra.	38
Figura 2.20 – Circuito equivalente do acoplamento capacitivo quando o condutor receptor tem resistência finita para o terra.	39
Figura 2.21 – Circuito equivalente simplificado do acoplamento capacitivo quando o condutor receptor tem resistência finita para o terra.	39
Figura 2.22 – Acoplamento magnético.	41
Figura 2.23 – Ruído induzido em um loop de área A.	42
Figura 2.24 – Acoplamento magnético entre dois circuitos.	43

Figura 2.25–Uso de pares trançados para reduzir o acoplamento magnético. (a) Aco- plamento do fluxo magnético através das espiras do par trançado. (b) Inserção das fontes da lei de Faraday em cada espira. (c) Destrançando os fios para mostrar o cancelamento das fontes de tensão induzida ad- jacentes.	44
Figura 2.26–Circuito equivalente do acoplamento magnético.	44
Figura 2.27–Perda de absorção para uso de cobre e aço.	45
Figura 2.28–Blindagem magnética para reduzir acoplamento indutivo.	45
Figura 2.29–Acoplamento magnético com blindagem ao redor do receptor	47
Figura 2.30–Campo magnético produzido pela corrente em um condutor tubular	48
Figura 2.31–Cabo coaxial com corrente na blindagem	48
Figura 2.32–Tensão induzida no condutor central de um cabo coaxial pela corrente na blindagem	50
Figura 2.33–Acoplamento magnético em um cabo blindado aterrado nas duas ex- tremidades	51
Figura 2.34–Acoplamento magnético em um cabo blindado e um não blindado	52
Figura 2.35–Campo magnético dH em P devido ao elemento de corrente Idl	53
Figura 2.36–Linhas de força da intensidade de campo magnético em torno de um filamento retilíneo conduzindo uma corrente I para dentro da página.. . . .	54
Figura 2.37–Simplificação da situação problema	56
Figura 3.1 – Interrupção de <i>crossover</i>	60
Figura 3.2 – Ciclos de operação dos amplificadores das classes A, B e C	61
Figura 3.3 – Princípio do PWM	61
Figura 3.4 – Tipos de acoplamentos em amplificadores	62
Figura 3.5 – Modelo básico de A_{OP}	63
Figura 3.6 – Modelo de A_{OP} com realimentação negativa	63
Figura 3.7 – Diagrama de blocos de um A_{OP} com realimentação negativa	64
Figura 3.8 – Oscilador Ponte wien	64
Figura 5.1 – Medição da tensão de entrada e saída do amplificador.	67
Figura 5.2 – Ganho de tensão do amplificador.	69
Figura 5.3 – Forma de onda da corrente de entrada.	69
Figura 5.4 – Exemplificação da situação A.	72
Figura 5.5 – Exemplificação da situação B.	73
Figura 5.6 – Tensão induzida nas caixas com o amplificador desligado.	76
Figura 5.7 – Tensão induzida nas caixas com o amplificador ligado.	77

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	Tema de pesquisa	11
1.1.1	Delimitação do tema	11
1.2	Problemas e premissas	12
1.2.1	Objetivos Gerais	15
1.2.2	Objetivos Específicos	15
1.3	Justificativa	16
1.4	Procedimentos Metodológicos	16
1.5	Estrutura do Trabalho	16
2	COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA EM SISTEMAS DE ÁUDIO	18
2.1	Interferência Eletromagnética	18
2.2	Harmônicos	22
2.3	Acoplamento entre circuitos	28
2.4	Acoplamento capacitivo	29
2.5	Efeito da blindagem no acoplamento capacitivo	33
2.6	Acoplamento indutivo	40
2.7	Efeito da blindagem no acoplamento indutivo	44
2.8	Acoplamento magnético entre blindagem e condutor interno	46
2.9	Acoplamento magnético – Fio aberto para condutor blindado	50
2.10	Lei de Biot-Savart	52
2.11	Cálculo da indutância mútua na situação problema	55
3	AMPLIFICADORES	59
3.1	Definição e Classes	59
3.2	Oscilador com ponte de wien	63
4	MATERIAIS E MÉTODOS	66
5	ANÁLISE DOS RESULTADOS	67
5.1	Resposta do Amplificador em função da frequência	67
5.2	Aquisição da forma de onda e valor da corrente de alimentação do amplificador	69
5.3	Cálculo da tensão induzida nos canais de áudio, situação problema	71
5.4	Tensão induzida nas caixas	76
6	CONCLUSÃO	78

Referências 79

1 INTRODUÇÃO

1.1 TEMA DE PESQUISA

O uso de equipamentos eletrônicos está incorporado no modo de vida de grande parte da população, estão presentes em comunicação, na computação, em circuitos com automação, e nos dispositivos “inteligentes”, os quais inseriram circuitos eletrônicos onde antes não era pensada sua aplicação. Existindo a operação de vários circuitos muito próximos, frequentemente eles afetam uns aos outros de forma adversa e, isso ocorre devido a interferência eletromagnética (IEM). Como os circuitos têm se tornado menores e mais sofisticados, mais circuitos estão sendo agrupados em espaços menores, aumentando a possibilidade de interferência eletromagnética. O mesmo equipamento pode ser afetado por fontes ruidosas externas e, também, pode ser o provedor de uma perturbação para o ambiente (OTT, 1998).

Um sistema é compatível eletromagneticamente se ele não causar interferência em outros sistemas, não for suscetível a emissões de outros sistemas e não causar interferência nele mesmo. A Figura 1.1 mostra a definição clássica.



Figura 1.1 – Composição básica de um problema de compatibilidade eletromagnética.

Fonte: Adaptado de (PAUL, 2006b).

Para que a propagação de uma perturbação eletromagnética aconteça é necessário ter, como sugere o circuito da Figura 1.1, uma fonte geradora de perturbação, um “caminho de transferência” (meio por onde se propaga a perturbação) e uma vítima, ou receptor (o qual sofre à interferência eletromagnética, causada pela perturbação eletromagnética). Entretanto, uma transferência de energia não intencional (perturbação) causa interferência apenas quando a energia recebida pelo receptor for de uma magnitude suficiente para que sobreponha ou altere a transmissão fiel do sinal (PAUL, 2006b).

O estudo deste tema tem por finalidade examinar os fatores que geram a perturbação e a interferência eletromagnética, baseando-se nos princípios do eletromagnetismo, e utilizar procedimentos que minimizem esses efeitos sobre o sistema.

1.1.1 DELIMITAÇÃO DO TEMA

Neste trabalho investigou-se como o ruído eletromagnético é gerado, como ele induz tensão nos canais de áudio (cabos de sinal entre o amplificador e as caixas de

som). Além disso, este estudo ainda estabeleceu algumas alternativas para diminuir a interferência eletromagnética da situação problema. A análise deste tipo de estudo é, primeiramente, investigativa, com finalidade de identificar os principais ruídos que estão afetando o sistema em maior intensidade e de onde eles possam estar surgindo. Tensões induzidas em cabos coaxiais, radiações eletromagnéticas, harmônicos e problemas internos dos amplificadores podem ser as maiores causas de interferências em sistemas de áudio.

Achados os principais problemas, as soluções podem variar de acordo com o custo benefício. Blindagens e filtros passivos tendem a ser as melhores soluções por terem custos mais baixos. Filtros ativos e, possivelmente, a troca do amplificador por um melhor projetado são também formas de diminuir as interferências eletromagnéticas.

1.2 PROBLEMAS E PREMISAS

Na oficina de fidelidade do som da Semana Acadêmica do Curso de Engenharia Elétrica (SECAEL 2016) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, apareceu um problema de interferência eletromagnética. O ruído eletromagnético gerado pelos cabos de força do sistema perturbou o sistema de áudio, o que provocou saturação nos dois canais de áudio. Desse modo o sinal de áudio, oriundo do CD *player*, não era amplificado pelo amplificador. Durante a oficina esse problema foi resolvido trançando os cabos dos canais de áudio, criando um par trançado minimizando a tensão induzida.

No problema apresentado, supõe-se que um campo magnético variável era produzido pelos cabos de força do sistema e os dois canais de áudio formavam um caminho fechado para a produção da tensão induzida.

Cabos coaxiais consistem em uma blindagem concêntrica rodeando um condutor interior localizado no seu eixo. A função da blindagem é de enclausurar completamente o circuito para evitar acoplamentos de campos incidentes externos. Somente se a blindagem fosse construída de um material sólido, perfeitamente condutor, isso aconteceria. Mesmo se isso fosse possível, é preciso assegurar que não haja rupturas nem descontinuidades em sua blindagem. Campos externos penetram blindagens não ideais através da difusão da corrente induzida pelo campo na superfície externa da blindagem, como se vê na Figura 1.2 (PAUL, 2006b).

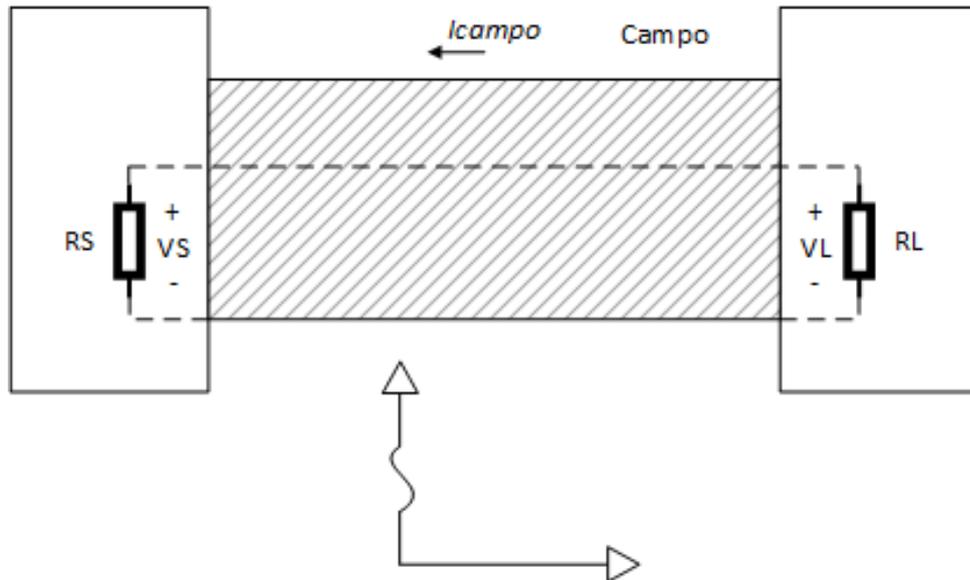


Figura 1.2 – Captação de campo incidente em cabo coaxial.

Fonte: Adaptado de (PAUL, 2006b).

Esta corrente induzida na superfície externa da blindagem gera uma queda de tensão em sua superfície interna. Esta queda de tensão age como uma fonte de tensão longitudinal ao longo da blindagem (PAUL, 2006b), conforme Equação 1.1 e demonstrado na Figura 1.3 e Figura 1.4.

$$\dot{V} = Z_t \dot{I}_{sh} \Delta_x \quad (1.1)$$

Onde:

- \dot{V} : Tensão induzida;
- Z_t : impedância de transferência da superfície da blindagem por metro;
- \dot{I}_{sh} : corrente na blindagem;
- Δ_x : comprimento do cabo;

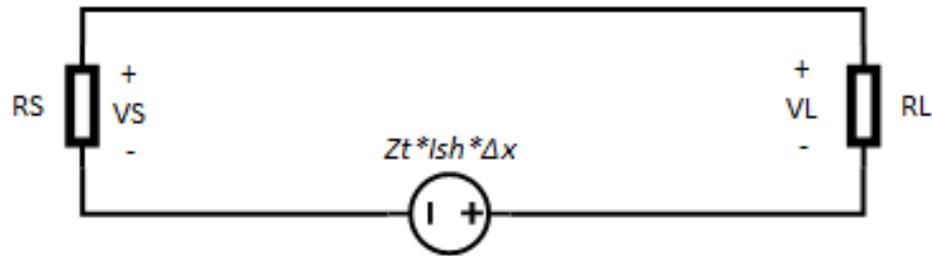


Figura 1.3 – Circuito equivalente do interior de um cabo coaxial para calcular a captação de campos externos.

Fonte: Adaptado de (PAUL, 2006b).

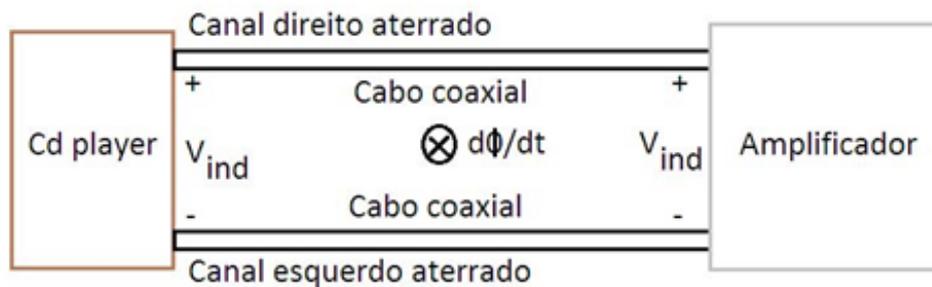


Figura 1.4 – Diagrama do problema ocorrido na oficina.

Fonte: Autoria da equipe.

Para a análise de ruídos em sistemas de áudio, é necessário conhecer os elementos que o compõem. Amplificadores são, por definição, dispositivos que aumentam a tensão, corrente ou nível de potência. Esses possuem, no mínimo, três terminais com um deles controlando o fluxo entre os outros dois. Em sistemas de áudio são utilizados os amplificadores de potência (Figura 1.5 mostra o esquemático de um amplificador de potência). Esses são responsáveis pela amplificação de um sinal, vindo de um transdutor (ou outra fonte de entrada), para um dispositivo de saída ou outro estágio de amplificação. O sinal de um transdutor na entrada, por exemplo, é geralmente na escala de milivolts ou microvolts. Com isso, faz-se necessária a amplificação desse sinal para acionar um dispositivo de saída, como um alto falante ou outro dispositivo de potência (BOYLESTAD, 1999).

O ponto N é a base do transistor e os pontos M e O indicam o caminho do sinal amplificado. O sinal de entrada é aplicado ao capacitor de entrada, prevenindo de passagens de correntes contínuas eventualmente existentes (filtro capacitivo). O elemento ativo é o componente que faz a amplificação do sinal, podendo ser um transistor, mais utilizado atualmente. Este último, amplifica o sinal de entrada e as variações de corrente produzem variações de queda de tensão no resistor de carga (R_c), de onde é retirado o sinal amplificado. O sinal aplicado no ponto N, será a soma do sinal de entrada com polarização. Os resistores (R_1 , R_2 e R_3) são os componentes que definem essa relação de polarização.

Os amplificadores de potência se distinguem em classes. Basicamente, as classes

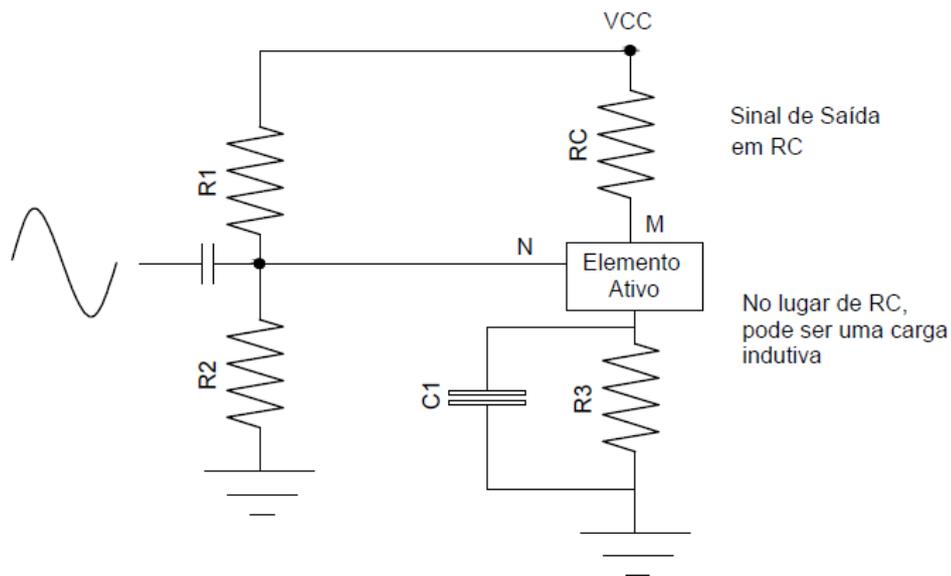


Figura 1.5 – Esquemático de um amplificador de potência.
 Fonte: Adaptado de (MSPC-INFORMAÇÕES TÉCNICAS, 1999).

indicam a quantidade que o sinal de saída varia, sobre o ciclo de operação, para um ciclo completo do sinal de entrada. As classes se dividem em A, AB, B, C e D, e estão expostas em um quadro comparativo, na Tabela 1.1:

Tabela 1.1 – Classes de Amplificadores.

Classes	A	AB	B	C	D
Ciclo de Operação	360°	180° a 360°	180°	menor que 180°	Operação com pulsos
Eficiência de operação	25% a 50%	Entre 25%, 50% e 78,5%	78,5%	Dado não Referido	Tipicamente acima de 90%

(BARUQUI, 2008)

1.2.1 OBJETIVOS GERAIS

Entender os efeitos da perturbação eletromagnética num sistema de amplificação sonora e encontrar meios de minimizar a interferência eletromagnética.

1.2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Investigar fontes geradoras da perturbação eletromagnética;
- Identificação dos caminhos de acoplamento eletromagnéticos;
- Apresentar o acoplamento indutivo em cabos coaxiais;
- Estudo de compatibilidade eletromagnética num amplificador aplicado em sistema de áudio;

- Implementar técnicas de minimização das perturbações eletromagnéticas.

1.3 JUSTIFICATIVA

O controle da interferência eletromagnética em sistemas de áudio é imprescindível para garantir a integridade sonora, bem como o aparecimento de distorções na reprodução do áudio original. Na oficina de fidelidade do som se não houvesse o controle da, até então desconhecida, possível interferência externa a oficina não seria realizada. O estudo de compatibilidade eletromagnética não é importante somente para sistemas de áudio, mas também para inúmeros outros sistemas, esse estudo permite a eles uma maior robustez garantindo seu funcionamento em ambientes desfavoráveis. Neste caso, supõe-se que a tensão induzida (V_{ind}) entre os terminais do canal direito e esquerdo foi amplificada e provocou uma saturação na tensão de saída do amplificador, o que faria aparecer como um ruído nas caixas, inviabilizando a oficina até o momento em que os cabos foram trançados, diminuindo a possível IEM.

1.4 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

As etapas para realização deste trabalho foram:

- Estudo das fontes de perturbação de baixa frequência, cabeamento de força para a alimentação do equipamento e, ao mesmo tempo, identificar perturbações de maior frequência, por medições de grandezas elétricas.
- Para a identificação dos caminhos de acoplamento eletromagnéticos pesquisa-se a atuação do estágio de amplificação juntamente com a questão da fonte interna. E os caminhos que passam pelo terra na transmissão via cabos coaxiais.
- Equacionamento matemático acerca dos acoplamentos indutivos.
- Implementação de técnicas de minimização das perturbações eletromagnéticas.

1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO

O trabalho será dividido nos seguintes tópicos:

- Revisão geral das referências bibliográficas sobre conceitos básicos do eletromagnetismo.
- Definições dos componentes de um sistema de áudio, fonte, transmissão e amplificação.
- Análise das possibilidades de fontes de ruídos dentro do sistema, externas e internas.

- Técnicas de minimização da ação do ruído nos sistemas de áudio.
- Análise da conjuntura final do trabalho, com possível ampliação do estudo de interferência eletromagnética para outros sistemas.

2 COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA EM SISTEMAS DE ÁUDIO

2.1 INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA

Com o avanço das tecnologias eletrônicas, microeletrônicas e eletroeletrônicas, a aplicabilidade de componentes e equipamentos que trabalham com níveis de corrente e tensão muito baixos se tornou vasta. Esses sistemas, por sua vez, possuem uma suscetibilidade à interferência eletromagnética (IEM) muito grande, sendo assim, alvo de estudos sobre o tema (JUNIOR et al., 2013; LIZ, 2003).

Com a transmissão em cabos de sinais próximos à cabos de energia, a interferência eletromagnética é quase inevitável. Em sistemas de áudio, por exemplo, esse problema pode afetar desde os amplificadores até os cabos coaxiais, distorcendo o sinal de saída da amplificação (JUNIOR et al., 2013).

Segundo a Associação Brasileira de Normas Técnicas, ABNT, tem-se:

Ruído eletromagnético: Fenômeno eletromagnético variável no tempo, aparentemente não contendo informação e capaz de superpor-se ou de combinar-se a um sinal desejado. Perturbação eletromagnética: Fenômeno eletromagnético que pode degradar o desempenho de um dispositivo, equipamento ou sistema, ou afetar desfavoravelmente matéria viva ou inerte. NOTA – Uma perturbação eletromagnética pode ser um ruído eletromagnético, um sinal não desejado ou uma modificação do próprio meio de propagação. Interferência eletromagnética – IEM (abreviação): Degradação do desempenho de um equipamento, canal de transmissão ou sistema, causada por uma perturbação eletromagnética. NOTA – Os termos “perturbação eletromagnética” e “interferência eletromagnética” designam, respectivamente, causa e efeito, e não devem ser utilizados indiscriminadamente. Compatibilidade eletromagnética – CEM (abreviação): Capacidade de um dispositivo, equipamento ou sistema de funcionar satisfatoriamente no seu ambiente eletromagnético, sem introduzir perturbação eletromagnética intolerável em tudo que se encontre nesse ambiente. Interferência Inter-sistemas: Interferência eletromagnética que ocorre num sistema devido a uma perturbação eletromagnética produzida por outro sistema. Interferência intra-sistema: Interferência eletromagnética que ocorre num sistema devido a uma perturbação eletromagnética produzida dentro do próprio sistema (ABNT, 2003).

Como definição mais simples e usual, Sanches (2003) atribui o nome genérico dado a toda energia eletromagnética que cause resposta indesejável, sem considerar o ruído inerente ao próprio componente, como interferência eletromagnética. Esta pode ser causada por fatores diversos, como chaveamentos em circuitos de potência, descargas atmosféricas e transmissores de radar. Este distúrbio no sistema pode provocar a aceleração da degeneração dos circuitos integrados, devido aos transientes, e surtos de tensões e correntes provocados no equipamento influenciado. Ou seja, as diversas formas de atenuar o efeito de uma IEM são importantes para regular sistemas ou projetos eletrônicos mal desenvolvidos e/ou ampliar o sistema no qual está se estudando, de modo a reduzir os possíveis prejuízos (SANCHES, 2003; JUNIOR et al., 2013; DRAGOS-GEORGE, 2014).

A interferência apenas surge se um meio de acoplamento, ou caminho de propagação, conectar a fonte de interferência ao circuito vítima, ou receptor. O ruído é gerado na fonte, percorre o caminho de propagação e atinge o receptor onde pode produzir a interferência eletromagnética (DRAGOS-GEORGE, 2014).

A exemplo de uma interferência eletromagnética: quando um aparelho celular é colocado próximo a um alto falante. Quando o aparelho recebe um sinal de rádio em uma ligação, os alto falantes distorcem o som que estão transmitindo para o ambiente. Essa perturbação eletromagnética pode ser propagada para o sistema das caixas acústicas por sobrecorrentes e/ou através da frequência de rádio que o celular recebe. A Figura 2.1 mostra o diagrama básico de propagação de uma IEM (DRAGOS-GEORGE, 2014).

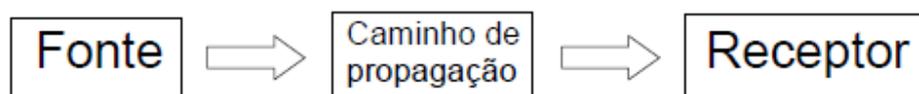


Figura 2.1 – Circuito conceitual de propagação de uma IEM.

Fonte: Adaptado de (LIZ, 2003).

Caracteriza-se por uma interferência eletromagnética apenas se a fonte produzir uma perturbação eletromagnética, de magnitude e conteúdo espectral relevante perante ao sinal que há no receptor, que consiga passar por um acoplamento, normalmente via modos não intencionais, e essa seja capaz de gerar uma modificação no sinal indesejada. A transmissão e recepção do sinal da perturbação não necessariamente é prejudicial, porém, seu efeito no sistema a caracteriza como uma interferência (LIZ, 2003).

Para atenuar o efeito na fonte de interferência e no circuito vítima, pode-se identificar a fonte e desacoplá-la ou usar de alguma blindagem para tal. Para o meio, se o acoplamento for por irradiação, pode-se aumentar as distâncias e alterar as posições dos componentes; já, por condução, pode-se utilizar filtros adequados. Ruídos irradiados chegam ao circuito por pulsos de radiação eletromagnética e interferência de radiofrequência.

Já os ruídos conduzidos chegam na vítima em forma de tensão, normalmente pela linha de alimentação (SANCHES, 2003; DRAGOS-GEORGE, 2014).

As fontes geradoras de ruídos em um sistema podem ser internas ou externas. Alguns fatores que contribuem para a interferência eletromagnética são: a tensão, que pode alterar a suscetibilidade do sistema ou aumentar as possibilidades de emissão de campo eletromagnético; a frequência, quanto maior for, maior a emissão; o aterramento, que não é uma superfície perfeitamente equipotencial. Além disso, a comutação dos circuitos provoca transientes de corrente, provocando variações nas tensões das trilhas e de terra. Uma variação de tensão em um condutor de indutância L resulta em uma queda adicional de tensão, dada pela fórmula 2.1 (SANCHES, 2003);

$$\epsilon = L di/dt \quad (2.1)$$

A IEM tem seu espaço no espectro eletromagnético e normalmente está na faixa de frequência de 9 kHz até 1 GHz, conforme a Figura 2.2:

Com isso, pode-se afirmar que a interferência eletromagnética é uma manifestação de energia que possui frequências determinadas dentro de espectro e atua com maior eficiência em diferentes equipamentos transmissores de sinal para diferentes níveis de comprimento de onda.

Seguindo a ideia do estudo de observação, detecção, explicação e manobras de atenuação da IEM, LIZ (2003) cita que:

[...] fica explícito que a teoria dos circuitos elétricos, válida para circuitos onde as dimensões físicas são muito menores do que o comprimento de onda associado à frequência de operação, nem sempre vai poder oferecer explicações satisfatórias para alguns fenômenos (LIZ, 2003).

As origens das perturbações eletromagnéticas podem ser tanto inter sistemas, um sistema sendo gerador de distúrbio do outro, quanto intra sistema, um, ou mais, componentes alterando o sinal em outra parte do próprio sistema. As principais fontes de ruídos, de maneira geral, são: pulsos eletromagnéticos ou interferências de radiofrequência, descargas eletrostáticas, tanto por contato quanto por indução, transmissores de correntes contínuas, motores, lâmpadas fluorescentes, descargas atmosféricas e geradores de ruído de alta frequência. Além disso, os ruídos de aterramento são grandes provedores de distúrbios no sistema. Com tensões geradas pelas corrente de terra, induzidas por outras linhas de transmissão, o circuito fecha uma malha com o seu aterramento, devido as diferenças de potencial entre os dois pontos de um sistema. Isso pode ocorrer pois, na prática, o aterramento nunca é perfeitamente equipotencial, pois sua resistência não é ideal. Assim,

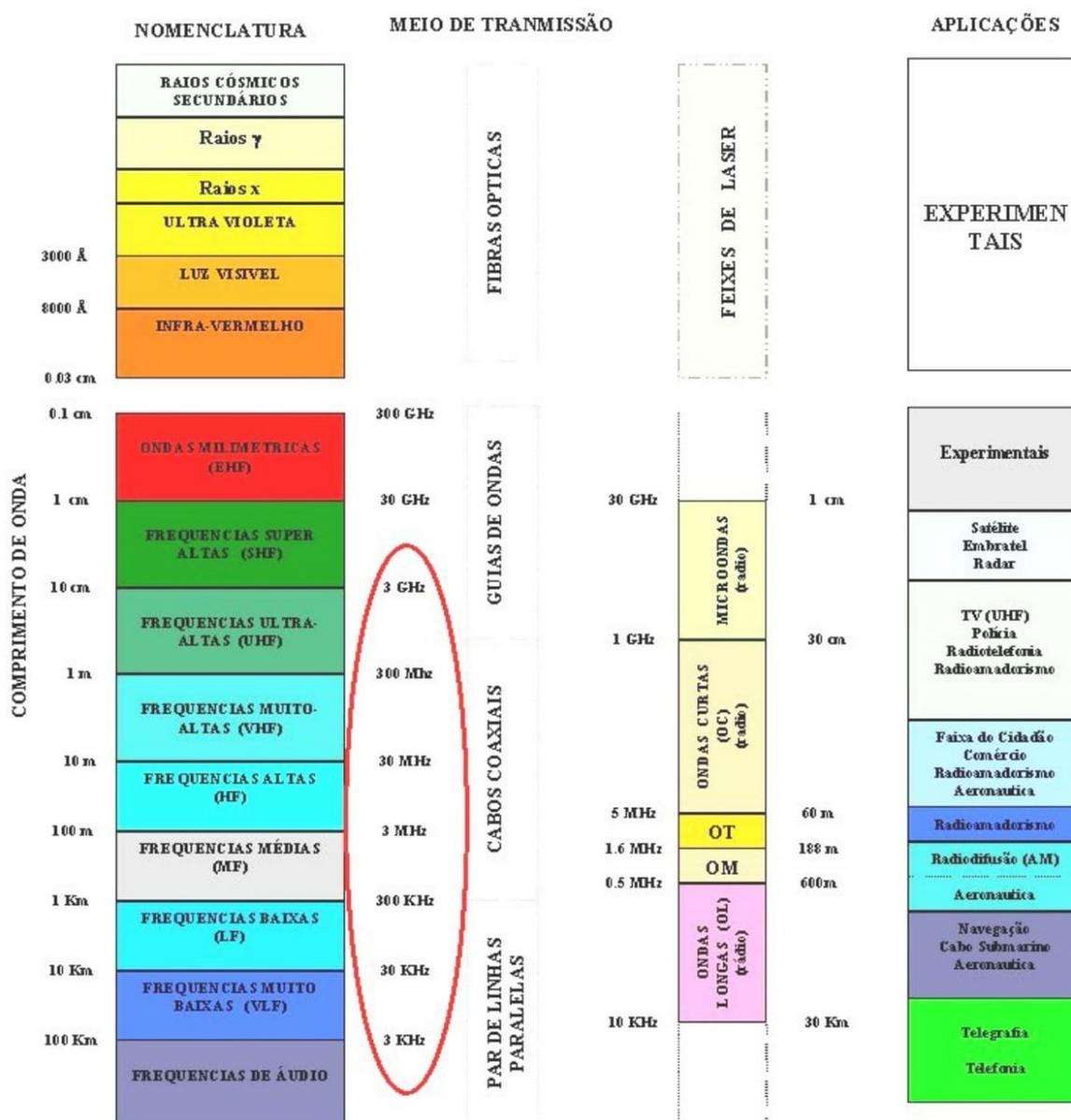


Figura 2.2 – Espectro eletromagnético da IEM .

Fonte: (LIZ, 2003).

uma corrente poderá circular por esse *loop* do terra com o circuito do sistema, podendo ocasionar até a perda de componentes do circuito. A Figura 2.3 mostra o exemplo de ruído pelo aterramento (SANCHES, 2003):

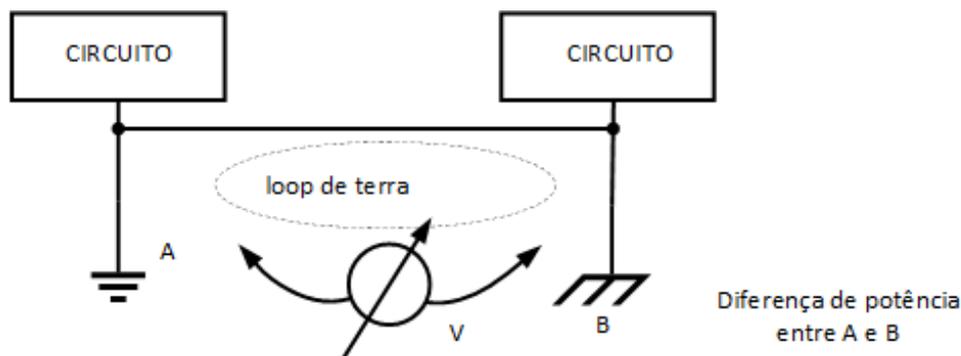


Figura 2.3 – Exemplo de uma geração de ruído pelo aterramento.

Fonte: Adaptado de (SANCHES, 2003).

Concluindo as observações teóricas feitas sobre o problema da IEM, tem-se algumas alternativas para atenuar seu efeito sobre o sistema, suprimindo a emissão da fonte perturbadora, tornar o caminho de propagação entre fonte e receptor ineficiente e fazer com que este seja menos susceptível a esta emissão. Assim, um equipamento eletromagneticamente compatível pode ser considerado como um que possua um sistema que não gere interferência em outros sistemas, como também não ser vulnerável aos outros sistemas (em termos de recepção de perturbações eletromagnéticas), além de não gerar uma interferência a ele mesmo (LIZ, 2003).

2.2 HARMÔNICOS

Por estarem presentes em diversas redes, gerados de diversas fontes e diversos acoplamentos, os harmônicos são um objeto de estudo interessante em sistemas tanto de alta potência, quanto baixa potência. Apesar de muitas distorções que ocorrem em um sistema serem de difícil detecção e de forma aleatória, os harmônicos são característicos por possuírem a mesma forma de distorção, de corrente ou tensão, ciclo após ciclo. Esse distúrbio é causado por cargas não lineares, principalmente os componentes da eletrônica de potência, que geram correntes não senoidais mesmo sendo alimentadas por tensões senoidais (DUGAN ROGER C., 2003; SILVA, 2007).

Dentro dos sistemas de áudio, os distúrbios causados por harmônicos não são influentes principais nas sobretensões e sobrecorrentes nos cabos de alimentação e sinal. Entretanto, harmônicos em uma rede sonora, que amplifica sinais de baixa potência, podem gerar ruídos que são repassados aos amplificadores, prejudicando a fidelidade sonora. Em alguns equipamentos de grande porte, os próprios componentes do sistema podem gerar distúrbios a eles mesmos; na maioria dos casos, são os amplificadores de potência. Isso porque, dentro de um sistema de áudio de porte médio, a potência dos componentes dos amplificadores é a mais relevante, conseqüentemente, os distúrbios são maiores (HERRERA et al., 2005).

Para descrever o que são harmônicos em um sistema, quais suas características e quais são os problemas causados aos equipamentos e as modulações de sinais, deve-se entender sobre as características do fenômeno. Harmônicos são abstrações matemáticas para se determinar uma distorção cíclica na rede que está sob análise que, utilizando a transformada de Fourier, pode-se transformar a onda distorcida em somatórios de sinais senoidais puros com frequências múltiplas da frequência fundamental. Como exemplo, a Figura 2.4 mostra um sistema formado por um 3º harmônico e por um 5º harmônico, representando seus percentuais em relação à onda fundamental (HERRERA et al., 2005; ROCHA, 2016).

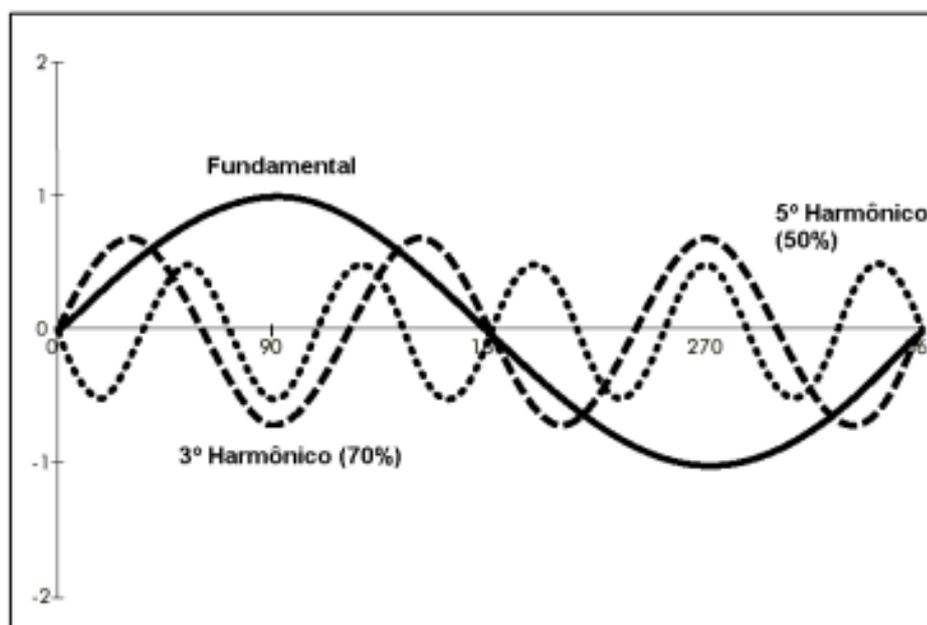


Figura 2.4 – Harmônicos de 3º e 5º ordem.

Fonte: (HERRERA et al., 2005).

Quando a tensão ou corrente muda bruscamente dentro de um sistema, as suas derivadas, em relação ao tempo, demonstram o espectro harmônico, o que é de origem magnética ou elétrica. Geralmente produzidas por dispositivos semicondutores que atuam em comutação, o espectro harmônico terá frequências múltiplas da frequência fundamental e, se determinadas, os espectros das frequências de resposta poderão ser previstos (LIZ, 2003; SILVA, 2007).

Para determinar, matematicamente, da grandeza harmônica em um sistema, deve-se transformar o domínio do tempo em domínio da frequência, através da transformada de Fourier, vista pela fórmula 2.2:

$$f(\omega) = 1/2\Pi \int_{+\infty}^{-\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt \quad (2.2)$$

O valor absoluto da função no domínio da frequência é proporcional à energia

que está associada a frequência angular ω . Com isso, pode-se notar que quanto maior for a duração de um sinal, maior é a energia que está concentrada nas suas componentes de baixa frequência e, além disso, quanto menores forem os tempos de subida e descida do sinal, maiores suas componentes de alta frequência (LIZ, 2003).

Muitos equipamentos convencionais de medição não possuem o sistema de medição True-rms, que verifica de forma real os valores ativos dos parâmetros medidos, o que deixa o sistema de medição pouco confiável perante a medição de sinais com espectros harmônicos. Além disso, equipamentos que têm como parâmetro a passagem da onda por zero, têm sua confiabilidade abalada, devido aos harmônicos que cruzam o zero várias vezes, em múltiplas frequências, como observado na Figura 2.5.

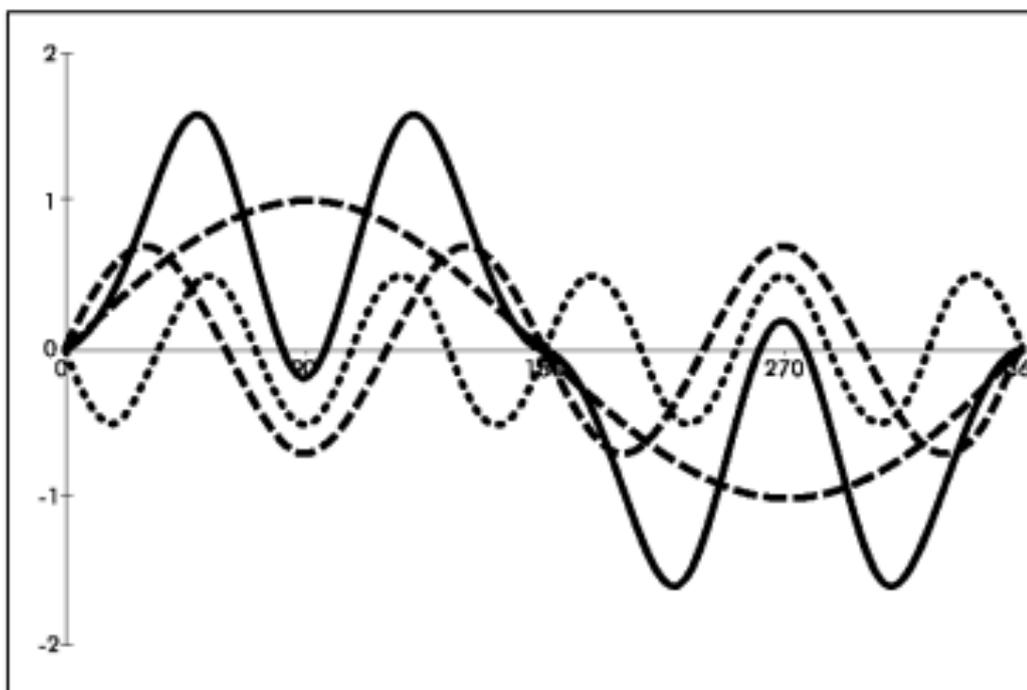


Figura 2.5 – Espectro somatório de três componentes harmônicas.

Fonte: (HERRERA et al., 2005).

Equipamentos de som de alta fidelidade são sujeitos à atuação de harmônicos nas faixas de frequência sonora sensíveis ao ouvido humano, compreendida entre 20 Hz e 20 KHz. Com isso, os espectros são passados à amplificação do sistema, ocasionando a interferência indesejada (HERRERA et al., 2005).

Toda forma de onda periódica pode ser dividida em várias componentes senoidais, com uma frequência fundamental, e somada a múltiplos harmônicos. Em ondas simétricas, que possuem a parte negativa igual a positiva, as harmônicas pares não existem. Essas são mais raras e aparecem em circuitos que usam da retificação de meia onda (HERRERA et al., 2005; SILVA, 2007).

Vários são os problemas causados por harmônicos, porém os efeitos e soluções devem ser tratados com suas respectivas singularidades. O sobreaquecimento do neutro é um problema causado pelo somatório de correntes harmônicas no neutro, principalmente em frequências múltiplas ímpares de três vezes a frequência fundamental (3° , 9° e 15° harmônicos). Em sistemas trifásicos com cargas equilibradas, ou mesmo com cargas não equilibradas, a corrente de neutro tende a ser mínima, próxima de zero. Entretanto, como mostra a Figura 2.6, a atuação de um 3° harmônico na rede, com as correntes de fase defasadas em 120° faz com que a corrente de neutro seja duas vezes maior que a corrente fundamental (HERRERA et al., 2005).

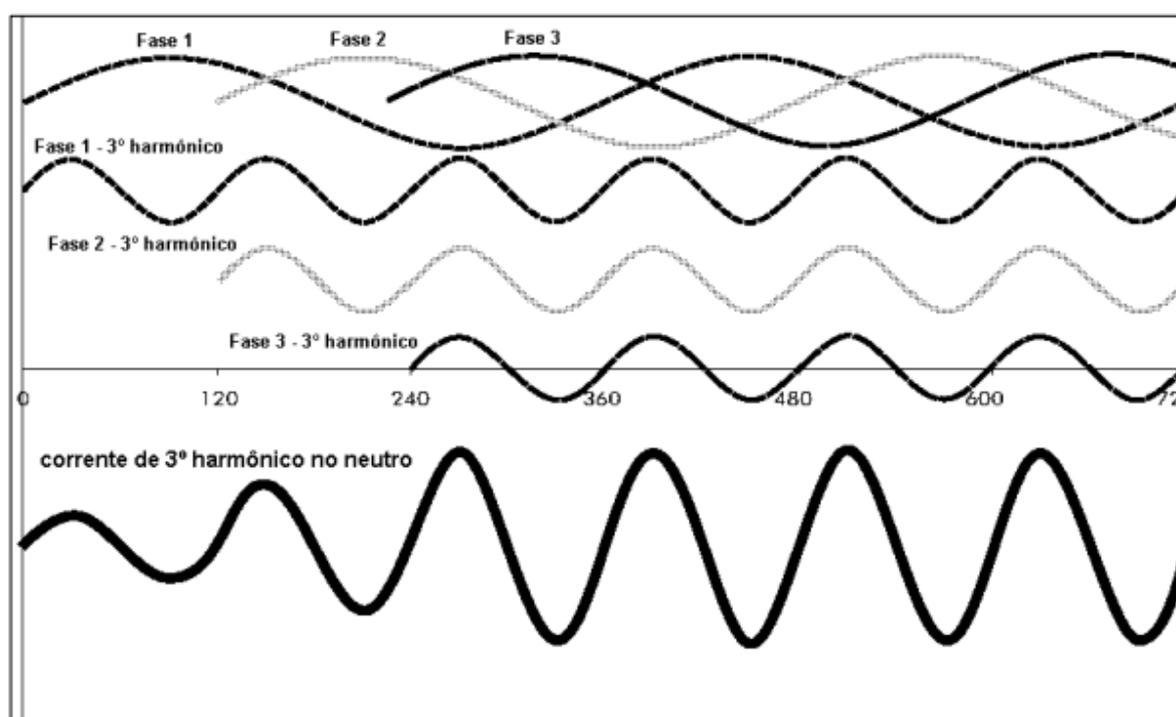


Figura 2.6 – Fases e correntes de harmônicos.

Fonte: (HERRERA et al., 2005).

Outro problema causado por harmônicos são as correntes de magnetização em transformadores, essas podem chegar até 10% das perdas em carga plena e crescem junto com a frequências harmônicas. Além disso, o efeito *skin*, quanto maior a frequência da corrente mais externa a superfície do condutor é a passagem da corrente, é relevante ao sobreaquecimento do condutor com frequências acima do 7° harmônico (350 Hz) (HERRERA et al., 2005).

Algumas medidas para a diminuição dos harmônicos em um sistema são a implementação de filtros que, basicamente, são classificados em dois grupos: os filtros passivos e os filtros ativos. Os filtros passivos servem como um caminho de baixa impedância para as correntes harmônicas, podendo ser essas de uma frequência ou de uma ampla faixa de frequências. O filtro ativo, por sua vez, é constituído por elementos ativos, como am-

plificadores, fazendo com que apenas a corrente fundamental seja drenada da fonte de alimentação. Na prática, consegue-se uma redução de aproximadamente 90% na amplitude dos harmônicos, porém, pelo preço elevado, esse filtro passa a ser menos utilizado do que o filtro passivo (HERRERA et al., 2005).

As frequências comumente encontradas na composição de correntes distorcidas por cargas não lineares estão dentro do espectro de frequências audíveis. Trata-se de um grande problema para sistemas de gravação e sonorização, pois estas frequências podem atingir os circuitos que processam e amplificam os sinais de áudio, principalmente porque são sinais de tensão de baixa magnitude e seus circuitos de amplificação envolvem elevados ganhos de tensão (20-80 dB) (HERRERA et al., 2005).

Para a gravação de áudios, os estúdios tendem a serem projetados para evitar as frequências de distorção. Os métodos utilizados vão desde a isolação de transformadores, até equipamentos com filtros que atenuem o ruído harmônico provindo da rede, além de circuitos eletrônicos com processamento de sinais de alta rejeição a interferências dessa natureza. A Figura 2.7 mostra a topologia de um filtro ativo de harmônicos:

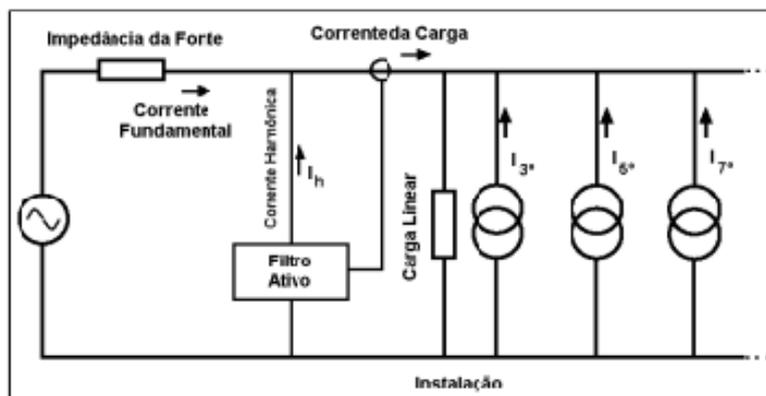


Figura 2.7 – Topologia de um filtro ativo de harmônicos.

Fonte: Adaptado de (HERRERA et al., 2005).

A título de exemplo, a Figura 2.8 representa um sistema de áudio de médio porte com um barramento, ligado à rede elétrica, de 220V fase-fase. As cargas 1 e 2 são os amplificadores de potência idênticos direcionadas ao acionamento das caixas acústicas para o público. A carga 3 representa um amplificador de potência que monitora o som para os músicos do palco. Já a carga 4, representa os equipamentos de baixa potência, mesas misturadoras, equalizadores, compressores e processadores de efeitos digitais podem ser representados por essa carga. Esta última, é a que pode sofrer mais com os ruídos do barramento, normalmente introduzidos pelas outras três cargas.

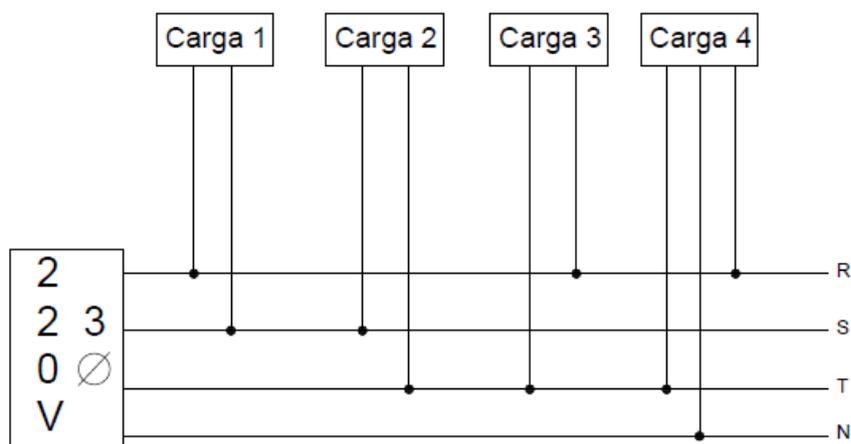


Figura 2.8 – Exemplo de um sistema de sonorização de médio porte.

Fonte: Adaptado de (HERRERA et al., 2005).

O maior problema dos sistemas de áudio são os amplificadores de potência. Esses utilizam uma grande demanda no barramento que alimenta todo o sistema, incluindo a alimentação de sistemas sensíveis, como processadores de pequenos sinais e pré amplificadores de microfones. Normalmente possuem um conversor CA-CC na entrada, que transformam a corrente alternada da rede para corrente contínua, que passa para o amplificador. Esses conversores são vistos como componentes não lineares no sistema, principalmente por consistirem de transformadores abaixadores de tensão e pontes retificadoras de onda completa, com filtro capacitivo. Além disso, a demanda das correntes varia de acordo com o som reproduzido e as correntes harmônicas possuem magnitudes que dependem do áudio a ser amplificado. Outro problema é a distância entre a alimentação do ponto comum até o local de sonorização, pois esse sinal pode sofrer distúrbios pela alta impedância dos cabos longos (HERRERA et al., 2005; KNIRSCH, 2004).

Dentro dos aparelhos de áudio, a energia provinda da rede elétrica é retificada por uma ponte retificadora, assim como os harmônicos. Isso gera resquícios dos harmônicos no *ripple* (ondulação proveniente de filtros que usam capacitor) de tensão contínua, pois a filtragem (normalmente feita por capacitores) não é completa, que irão alimentar os demais circuitos eletrônicos. Esta tensão contínua, por sua vez, irá alimentar os circuitos de amplificação e estes harmônicos irão sobrepor o sinal áudio por intermodulação (KNIRSCH, 2004).

Na ideia de redução dos harmônicos, há projetos envolvendo desde conversores CA-CC-CA-CC, até uso de baterias e fontes chaveadas de alta frequência. E, assim como a filtragem em série de harmônicos da rede, todas elas acabam por diminuir faixas de harmônicos, porém podem acabar introduzindo outros, principalmente pela adição de cargas em série com a rede (KNIRSCH, 2004).

Os principais aparelhos de filtragem utilizados pelo mercado, não apenas os utilizados em sistemas de áudio, são: filtros de linha (normalmente filtros passa baixas), *nobreaks* e estabilizadores de tensão (transformadores isoladores, menos utilizados pois injetam mais harmônicos ao sistema do que os filtros), geradores AC e condicionadores de energia (KNIRSCH, 2004).

Com isso, a determinação dos harmônicos em uma rede de reprodução de áudio pode ser de extrema importância, para que se tome medidas cabíveis nos projetos e instalação do sistema, a fim de atenuar ao máximo essa perturbação e garantindo a fidelidade do som.

A contaminação do equipamentos pelas frequências harmônicas da corrente e da tensão é percebida auditivamente como um ruído no alto-falantes que, misturado ao sinal de áudio, pode tornar a execução sonora desconfortável para músicos, locutores e ouvintes (HERRERA et al., 2005).

2.3 ACOPLAMENTO ENTRE CIRCUITOS

No problema apresentado, há grande possibilidade que a instabilidade no sistema seja devido a uma realimentação na entrada do amplificador. Essa realimentação é amplificada até saturar o amplificador e o mesmo fica inutilizável. Esta realimentação pode ser devido ao acoplamento entre circuitos ou cabos.

Há três tipos de acoplamentos a serem considerados. O primeiro é o acoplamento capacitivo ou elétrico, resultado da interação de campos elétricos entre circuitos. O segundo é o acoplamento indutivo ou magnético, resultado da interação de campos magnéticos entre circuitos. O terceiro é uma combinação de campos elétricos e magnéticos e é chamado acoplamento eletromagnético ou radiação (OTT, 1998).

O acoplamento por radiação entre um emissor e um receptor resulta da transferência de energia eletromagnética através de um caminho de radiação. Os tipos de acoplamento eletromagnéticos podem ser (KODALI, 1996):

- Acoplamento do ambiente eletromagnético natural ao receptor, como um cabo de força. O cabo de força age como uma antena receptora. O receptor também pode receber o ruído do ambiente eletromagnético através de conectores expostos, e por outros cabos ou conexões no equipamento ou circuito.
- Acoplamento da energia eletromagnética de equipamentos próximos via radiação direta.

2.4 ACOPLAMENTO CAPACITIVO

Quando em um condutor há corrente alternada fluindo, uma diferença de potencial existirá entre ele e qualquer condutor próximo. Esta situação cria um campo elétrico ou acoplamento capacitivo. Por essa diferença de potencial, um fluxo de corrente ocorre na linha de transmissão vítima do acoplamento. A proximidade determina quão bem uma fonte de ruído pode acoplar através desse método. Frequentemente é recomendado deixar os cabos separados a uma distância de três vezes o diâmetro do cabo (MEDIocre, 2013).

Esta forma de acoplamento é proporcional à capacitância entre a fonte do ruído e o receptor. A magnitude da interferência depende da taxa de variação da tensão de ruído e da capacitância entre o circuito gerador do ruído e o receptor (VIJAYARAGHAVAN et al., 2004).

A diferença de potencial entre a fonte da interferência e a vítima causa uma corrente que flui através da capacitância entre os cabos, resultando numa transferência de energia para a vítima. Então, em baixas frequências, a reatância capacitiva é extremamente alta, então haverá um acoplamento mínimo. Entretanto, quando a reatância capacitiva é pequena, em altas frequências, há um nível muito maior de acoplamento (WILLOUGHBY, 1993).

A Figura 2.9 mostra o exemplo ruído acoplado em cabos de comunicação através de dois capacitores C_1 e C_2 (representação das capacitâncias entre vítima e receptor) e a tensão induzida através das resistências no circuito. A tensão induzida nos cabos de sinal é proporcional à (VIJAYARAGHAVAN et al., 2004):

- Inverso da distância da fonte de ruído aos cabos;
- Comprimento (portanto a impedância) nos cabos vítimas do ruído;
- Amplitude da tensão da fonte do ruído;
- Frequência da tensão fonte.

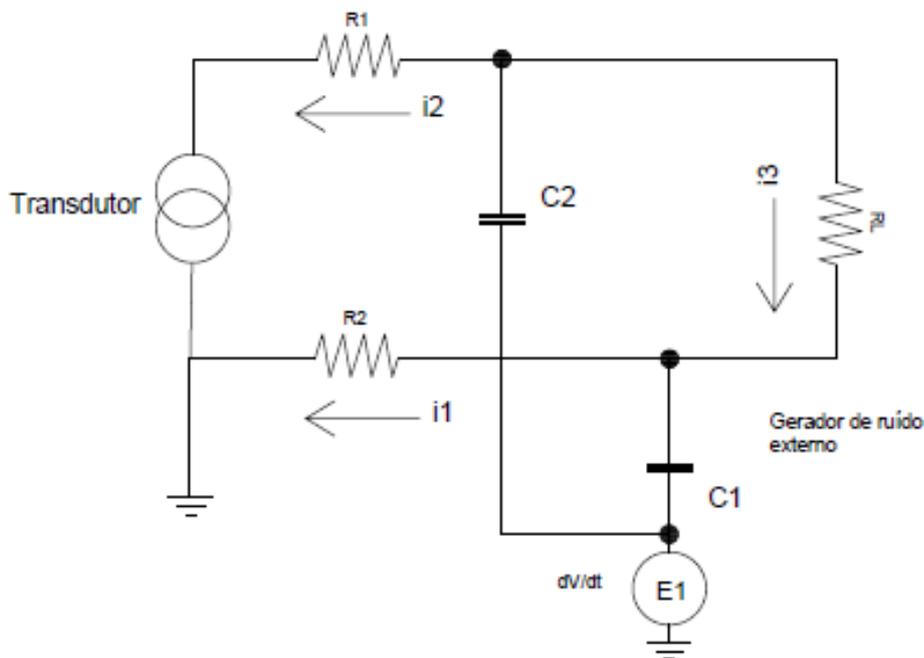


Figura 2.9 – Acoplamento capacitivo.

Fonte: Adaptado de (VIJAYARAGHAVAN et al., 2004).

Ott demonstra como calcular o valor da tensão induzida e mostra mais claramente de quais parâmetros ela depende. Uma simples representação do acoplamento capacitivo é mostrada na Figura 2.10. A capacitância C_{12} é uma representação do efeito capacitivo entre os condutores 1 e 2, C_{1G} representa o efeito capacitivo entre o condutor 1 e o terra, C_{2G} é a capacitância total entre o condutor 2 e o terra e R é a resistência do circuito 2 para o terra. A resistência R representa todos os circuitos conectados ao condutor 2 e não um único componente. A capacitância C_{2G} consiste tanto do efeito capacitivo entre o condutor e o terra como o efeito dos circuitos conectados ao condutor (OTT, 1998).

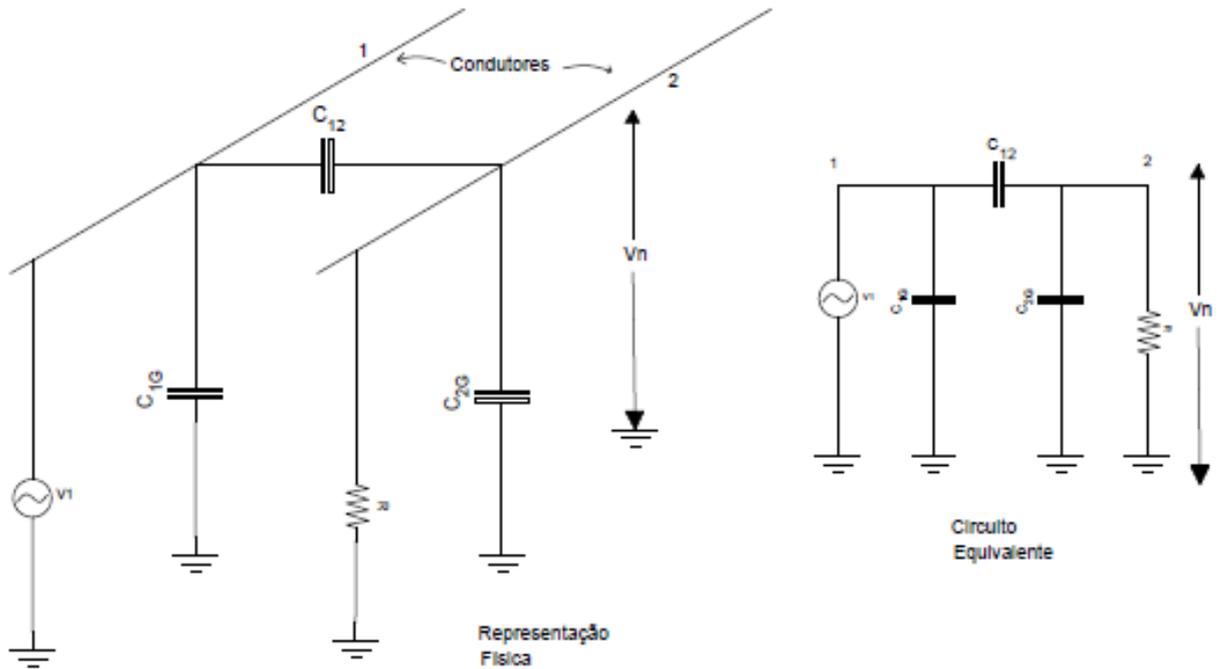


Figura 2.10 – Exemplo de acoplamento capacitivo e circuito equivalente.

Fonte: Adaptado de (OTT, 1998).

Considera-se a tensão V_1 no condutor 1 como a fonte da interferência e o condutor 2 como o circuito afetado ou receptor. Qualquer capacitância conectada em paralelo com a fonte, como C_{1G} , pode ser desconsiderada pois não tem nenhum efeito no acoplamento. A tensão V_n produzida entre o condutor 2 e o terra pode ser expressada como:

$$V_n = \frac{j\omega \left(\frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G}} \right)}{j\omega + 1/R (C_{12} + C_{2G})} \quad (2.3)$$

A Equação 2.3 não mostra claramente como a tensão induzida depende de vários parâmetros. A mesma pode ser simplificada caso R seja uma impedância muito menor que a soma da impedância de C_{12} e C_{2G} . Então, para:

$$R \ll \frac{1}{j\omega (C_{12} + C_{2G})} \quad (2.4)$$

A Equação 2.4 pode ser reduzida à:

$$V_n = j\omega RC_{12}V_1 \quad (2.5)$$

A Equação 2.5 é a mais importante descrevendo o acoplamento capacitivo pois mostra claramente de quais parâmetros depende a tensão indutiva. A tensão induzida é

diretamente proporcional à frequência da fonte, à resistência do circuito afetado para o terra, à capacitância entre os condutores 1 e 2 e à magnitude da tensão V_1 .

Como afirma WILLOUGHBY (1993) o acoplamento capacitivo pode ser modelado como uma fonte de corrente conectada entre o circuito receptor e o terra, com magnitude $j\omega RC_{12}V_1$. Isto é mostrado na Figura 2.11:

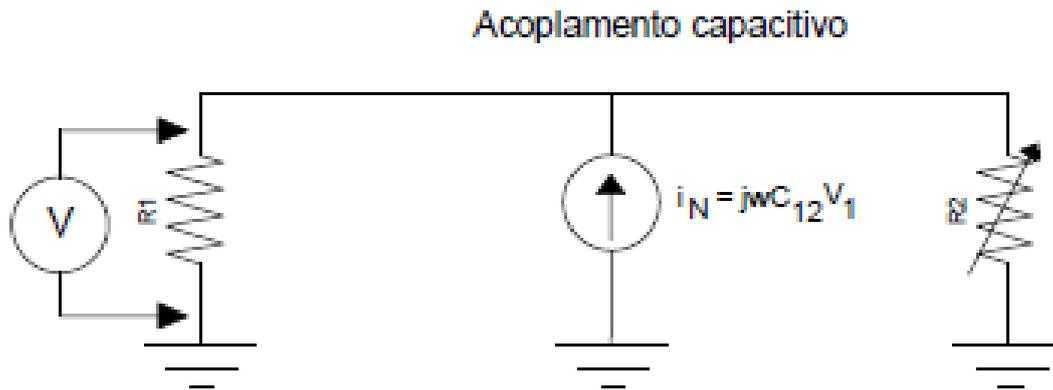


Figura 2.11 – Representação de acoplamento capacitivo;
Fonte: Adaptado de (OTT, 1998).

Assumindo que a tensão e a frequência da fonte do ruído não podem ser mudadas, sobram dois parâmetros para reduzir o acoplamento capacitivo. O circuito receptor pode ser operado com uma menor resistência, ou a capacitância C_{12} pode ser diminuída. A capacitância C_{12} pode ser reduzida pela orientação correta dos condutores, por blindagem ou separando fisicamente os condutores (OTT, 1998).

Caso a resistência do condutor 2 para o terra seja muito grande, como:

$$R \gg \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{2G})} \quad (2.6)$$

Então a Equação 2.3 se reduz à:

$$V_n = \left(\frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G}} \right) V_1 \quad (2.7)$$

Nesta condição, a tensão induzida entre o condutor 2 e o terra é devido ao divisor de tensão capacitivo de C_{12} e C_{2G} . A tensão induzida independe da frequência e é de maior magnitude do que quando R é pequeno (OTT, 1998).

Um gráfico da Equação 2.3 em função da frequência é mostrado na Figura 2.12. Como se pode ver, o máximo ruído induzido é dado pela Equação 2.7. A figura também mostra que a tensão é sempre menor ou igual ao valor dado pela Equação 2.5 (OTT, 1998).

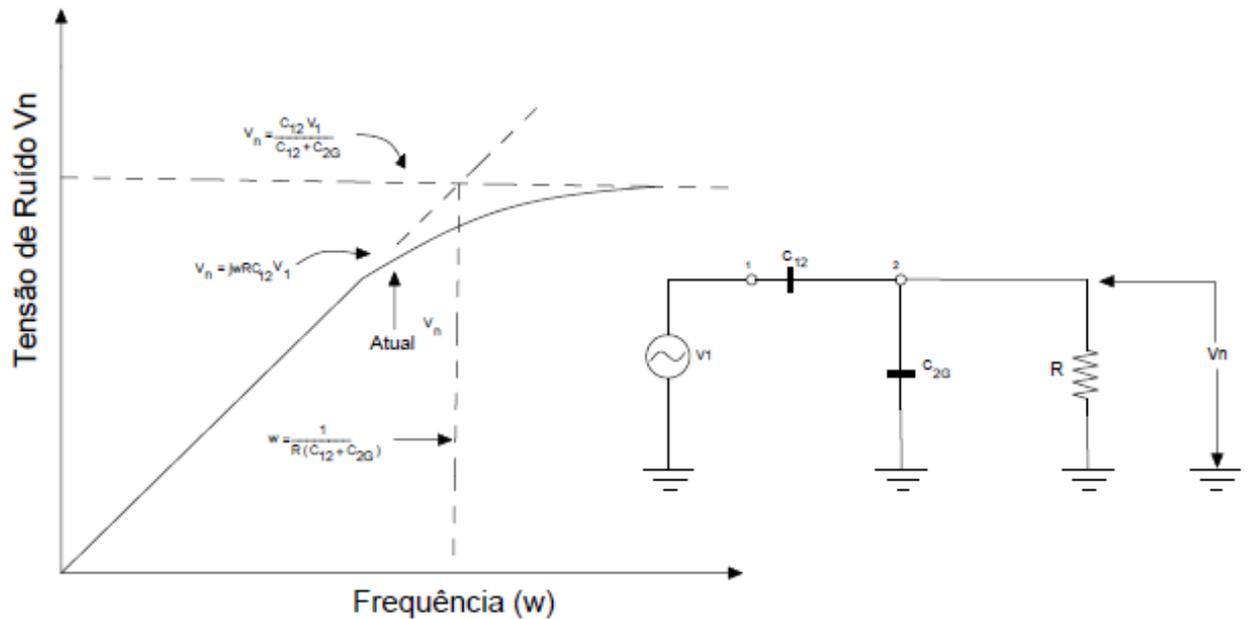


Figura 2.12 – Resposta em frequência da tensão induzida por acoplamento capacitivo.

Fonte: Adaptado de (OTT, 1998).

2.5 EFEITO DA BLINDAGEM NO ACOPLAMENTO CAPACITIVO

Segundo SANCHES (2003) a forma de reduzir o acoplamento capacitivo é:

- Manter os sistemas, fonte e vítima da interferência, com baixos valores de impedância;
- Manter a fonte da interferência com baixa tensão;
- Aumentar a distância entre os circuitos fonte e vítima;
- Limitar a resposta em frequência dos sistemas;
- Utilizar a blindagem de Faraday ou eletrostática (em cabos e transformadores), aterrada para assegurar que a capacitância entre o circuito e a blindagem não atue como elemento de realimentação ou de diafonia, diminuindo a capacitância de acoplamento.

Com a interposição da blindagem de Faraday aterrada, a corrente do circuito de interferência, conduzida pelo capacitor espúrio, é desviada para o terra sem passar pelo circuito protegido, como visto na Figura 2.13 (SANCHES, 2003).

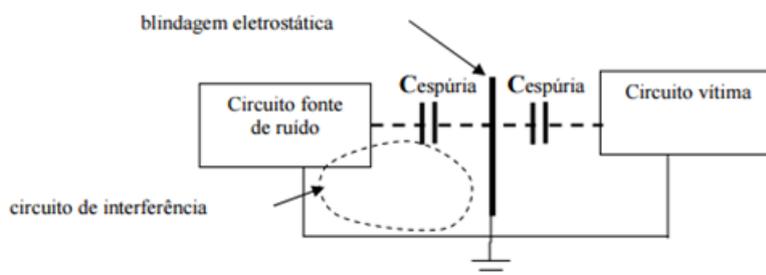


Figura 2.13 – Blindagem de Faraday para evitar acoplamento capacitivo.

Fonte: Adaptado de (SANCHES, 2003).

Para blindar dispositivos eletrônicos sensíveis de sofrerem interferência são usadas carcaças metálicas para eliminar a interferência externa. Normalmente tem a forma de caixas de metal condutor ou tela de fios. Os gabinetes de menor escala, tais como gabinetes de computador, contém sistemas eletrônicos com o propósito de prevenir que sinais eletromagnéticos dentro do computador interfiram em aparelhos eletrônicos externos (PAUL, 2006a).

Dentro de uma cavidade formada por uma superfície condutora fechada de forma arbitrária, o campo elétrico é nulo. Isto é verdade, desde que nenhuma carga seja introduzida na cavidade e os campos fora dela sejam estáticos (PAUL, 2006a).

Como o campo elétrico é nulo na cavidade, o potencial em qualquer ponto da cavidade é o mesmo que aquele do condutor, ou seja, não há diferença de potencial entre dois pontos na cavidade (PAUL, 2006a).

A Figura 2.14 indica a situação que ocorre quando uma blindagem é instalada ao redor de cabos de sinal. As correntes geradas pelo ruído fluem pelo caminho de menor impedância ao invés de nos cabos de sinal. Se um dos cabos de sinal e a blindagem estiverem ligados à terra em um ponto, o que garante que tenham um potencial idêntico, então uma corrente reduzida flui entre os cabos de sinal e a blindagem (VIJAYARAGHAVAN et al., 2004).

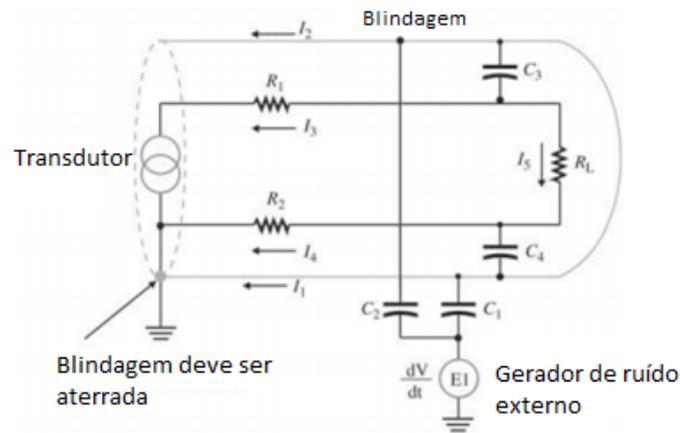


Figura 2.14 – Exemplo de blindagem em acoplamento capacitivo.
 Fonte: Adaptado de (VIJAYARAGHAVAN et al., 2004).

Ott (1988) demonstra o cálculo para o efeito da blindagem não aterrada, aterrada, e em cabos que se estendem além da blindagem. Primeiramente considera-se que o receptor (condutor 2) tem infinita resistência para o terra. Se uma blindagem é colocada em torno do condutor 2, a configuração fica como mostrada na Figura 2.15. O circuito equivalente do acoplamento capacitivo é mostrado na Figura 2.16. C_{1S} é a capacitância entre o condutor 1 e a blindagem, C_{2S} é a capacitância entre o condutor 2 e a blindagem e C_{SG} é a capacitância entre a blindagem e o terra.

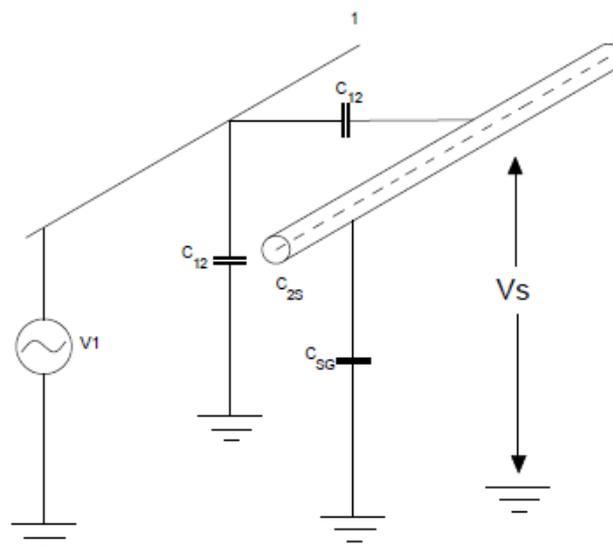


Figura 2.15 – Acoplamento capacitivo com blindagem em torno do receptor.
 Fonte: Adaptado de (OTT, 1998).

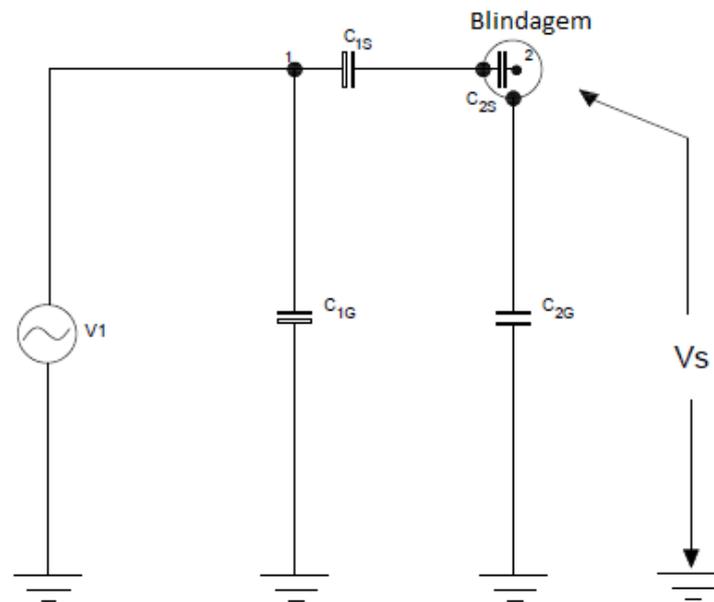


Figura 2.16 – Circuito equivalente de acoplamento capacitivo com blindagem em torno do receptor.

Fonte: Adaptado de (OTT, 1998).

A tensão induzida na blindagem é dada pela Equação 2.8:

$$V_s = \frac{C_{1s}}{(C_{1s}) + (C_{sG})} V_1 \quad (2.8)$$

Como não há fluxo de corrente em C_{2S} , a tensão induzida no condutor 2 é dada pela Equação 2.9:

$$V_n = V_s \quad (2.9)$$

Se a blindagem é aterrada, a tensão $V_s = 0$ e a tensão induzida no condutor 2 também é nula. Este caso, no qual o condutor central não se estende além da blindagem, é uma situação ideal e não típica. Na prática, o condutor central normalmente se estende além da blindagem e a situação se torna a da Figura 2.17 e 2.18 (OTT, 1998).

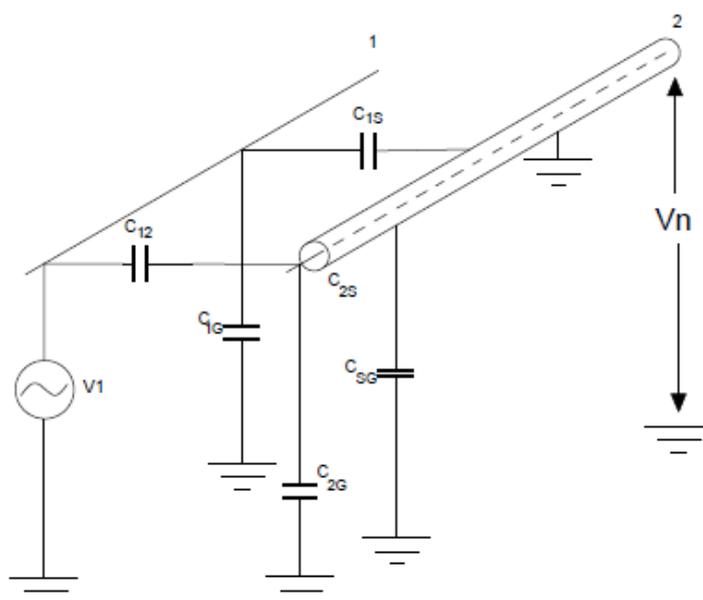


Figura 2.17 – Acoplamento capacitivo quando o condutor se estende além da blindagem.
 Fonte: Adaptado de (OTT, 1998).

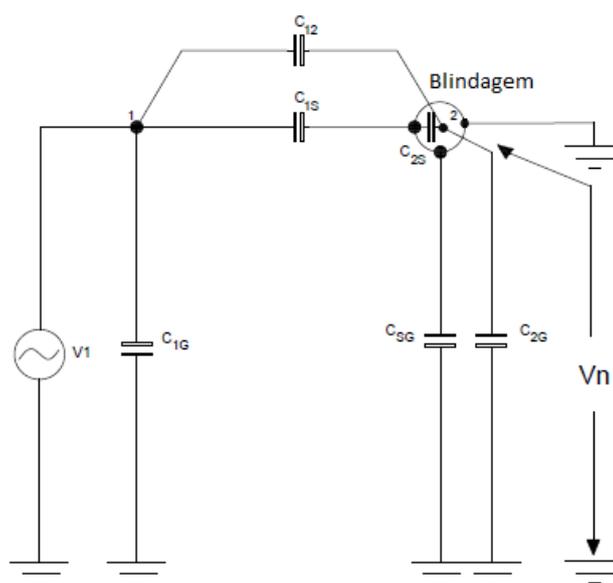


Figura 2.18 – Circuito equivalente do acoplamento capacitivo quando o condutor se estende além da blindagem.
 Fonte: Adaptado de (OTT, 1998).

C_{12} é a capacitância entre os condutores 1 e 2, C_{2G} é a capacitância entre o condutor 2 e o terra. Ambas as capacitâncias só existem porque os finais do condutor 2 se estendem além da blindagem. Mesmo se a blindagem for aterrada há tensão induzida no condutor 2 é dada pela Equação 2.10:

$$V_n = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G} + C_{2S}} V_1 \quad (2.10)$$

O valor de C_{12} , e conseqüentemente V_n , depende do comprimento do condutor 2 que se estende além da blindagem. Para uma boa blindagem é preciso minimizar o comprimento do condutor que se estende além da blindagem e fornecer um bom aterramento para a blindagem. Uma única conexão com o terra faz um bom aterramento da blindagem, caso o cabo não seja maior que um vinte avos do comprimento de onda. Em cabos maiores, múltiplas conexões com o terra são necessárias (OTT, 1998).

Se o receptor tiver resistência finita para o terra, o esquema fica como mostrado nas Figuras 2.19, 2.20 e 2.21. Se a blindagem for aterrada, o circuito equivalente pode ser simplificado como mostrado na Figura 2.21. Qualquer capacitância conectada em paralelo com a fonte pode ser desconsiderada, pois não tem nenhum efeito no acoplamento do ruído (OTT, 1998).

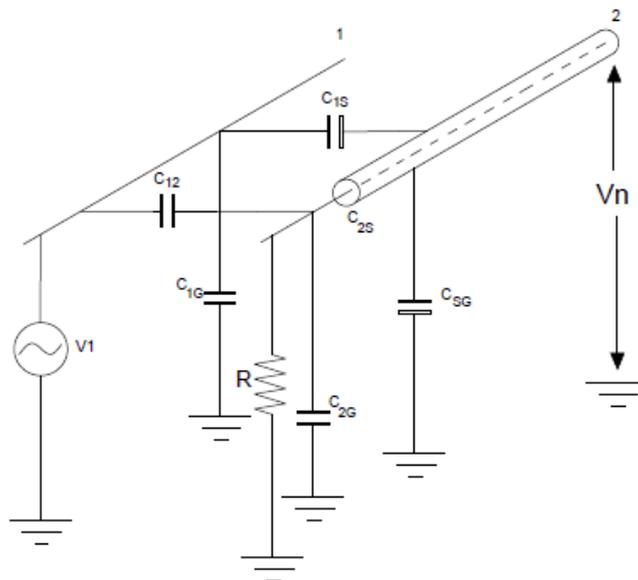


Figura 2.19 – Acoplamento capacitivo quando o condutor receptor tem resistência finita para o terra.

Fonte: Adaptado de (OTT, 1998).

O circuito equivalente pode ser enxergado como o mesmo circuito da Figura 2.15,

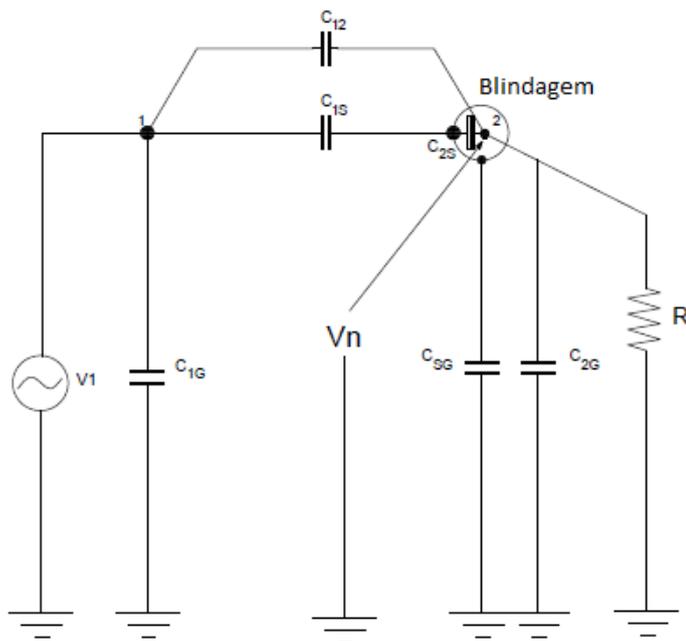


Figura 2.20 – Circuito equivalente do acoplamento capacitivo quando o condutor receptor tem resistência finita para o terra.

Fonte: Adaptado de (OTT, 1998).

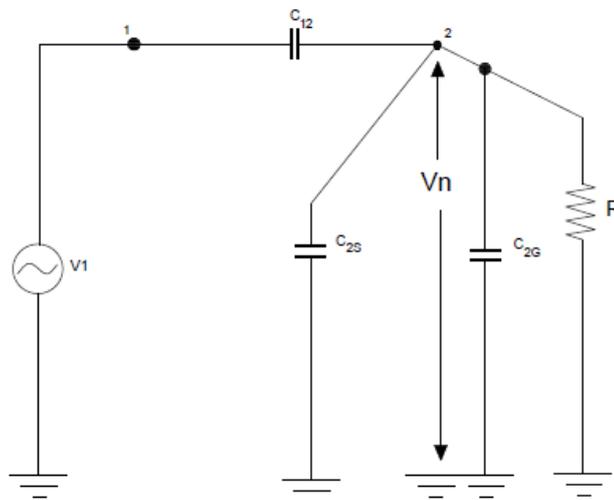


Figura 2.21 – Circuito equivalente simplificado do acoplamento capacitivo quando o condutor receptor tem resistência finita para o terra.

Fonte: Adaptado de (OTT, 1998).

com C_{2G} substituído pela soma de C_{2G} e C_{2S} . Então, se:

$$R \ll \frac{1}{j\omega (C_{12} + C_{2G} + C_{2S})} \quad (2.11)$$

O qual normalmente é verdade, o ruído acoplado se dá por:

$$V_n = j\omega RC_{12}V_1 \quad (2.12)$$

O mesmo valor que a Equação 2.3, exceto que C_{12} é altamente reduzido pela presença da blindagem. A capacitância C_{12} agora consiste basicamente da capacitância entre o condutor 1 e as partes não blindadas do condutor 2. Se a blindagem for uma malha, qualquer capacitância que exista entre o condutor 1 e 2 através dos buracos da blindagem devem ser considerados (OTT, 1998).

2.6 ACOPLAMENTO INDUTIVO

Em altas frequências, normalmente predomina-se o acoplamento capacitivo. Porém, se a fonte do ruído ou o receptor estejam blindados, com a blindagem conectada ao terra nas duas extremidades, como frequentemente é o caso, então o acoplamento é magnético (WESTON, 2001).

Quando dois *loops* condutivos estão em proximidade, o acoplamento indutivo ocorre pela ação dos campos magnéticos. O fluxo de corrente em um condutor irá criar um campo magnético que induzirá uma corrente no outro condutor próximo. Este tipo de acoplamento é intensificado ou atenuado ajustando a área do *loop* dos condutores (MEDIOCRE, 2013).

O acoplamento magnético, mostrado na Figura 2.22 depende da taxa de variação da corrente geradora de ruído e da indutância mútua entre a fonte do ruído e o receptor. Expressando em tópicos, a magnitude do ruído acoplado depende de (VIJAYARAGHAVAN et al., 2004):

- Magnitude da corrente da fonte;
- Frequência da corrente da fonte;
- Área de *loop* dos cabos receptores (a qual o fluxo magnético se acopla);
- Inverso da distância da fonte de ruído ao receptor.

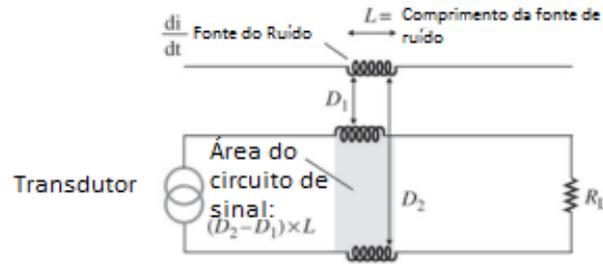


Figura 2.22 – Acoplamento magnético.

Fonte: Adaptado de (VIJAYARAGHAVAN et al., 2004).

Para compreender melhor o acoplamento magnético é preciso conhecer o conceito de indutância mútua. Para definir a indutância, precisa-se primeiro conhecer o conceito de enlace de fluxo. Considerando um toroide de N espiras, no qual uma corrente I produz um fluxo total ϕ . Admite-se, primeiro, que este fluxo envolva cada uma das N espiras e também que cada uma das espiras envolva o fluxo total. O enlace de fluxo $N\phi$ é definido como o produto do número de espiras pelo fluxo envolvendo cada uma delas. Para uma bobina com uma única espira, o enlace de fluxo é igual ao fluxo total. Define-se agora na Equação 2.13, a indutância como a relação entre o total de enlaces de fluxo e a corrente que eles envolvem (HAYT; BUCK, 2003):

$$L = N\phi I \quad (2.13)$$

O valor da indutância depende da geometria do circuito e das propriedades magnéticas do meio contendo o campo. Quando o fluxo de corrente em um circuito produz um fluxo em um segundo circuito, há uma indutância mútua entre os circuitos 1 e 2 definida na Equação 2.14 (HAYT; BUCK, 2003).

$$M_{12} = \frac{\phi_{12}}{I_1} \quad (2.14)$$

O símbolo ϕ_{12} representa o fluxo no circuito 2 devido à corrente no circuito 1. A tensão induzida num *loop* fechado de área A devido a um campo magnético de densidade B pode ser encontrada pela lei de Faraday e é dada pela Equação 2.15:

$$V_n = \frac{d}{dt} \int_A \vec{B} d\vec{A} \quad (2.15)$$

Se o *loop* fechado é estacionário e a densidade de campo magnético varia senoi-

dalmente no tempo, tem-se a Equação 2.16:

$$V_n = j\omega BA \cos \theta \quad (2.16)$$

Como mostrado na Figura 2.23, A é a área do loop fechado, B é o valor RMS do campo magnético variando a uma frequência ω e V_n é o valor RMS da tensão induzida (OTT, 1998).

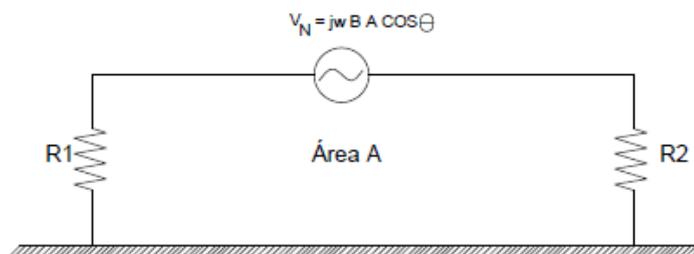


Figura 2.23 – Ruído induzido em um loop de área A .

Fonte: Adaptado de (OTT, 1998).

Como $BA \cos \theta$ representa o fluxo magnético total (θ_{12}) acoplado no circuito receptor, as Equações 2.16 e 2.14 podem ser combinadas para expressar a tensão induzida em termos da indutância mútua entre os circuitos, gerando a Equação 2.17:

$$V_n = j\omega M I_1 = M \frac{di_1}{dt} \quad (2.17)$$

As Equações 2.16 e 2.17 são as equações básicas descrevendo o acoplamento indutivo entre dois circuitos. A Figura 2.24 mostra o acoplamento indutivo descrito pela Equação 2.17. I_1 é a corrente no circuito gerador da perturbação e M é dependente da geometria e do meio que envolve os dois circuitos. A presença de ω nas equações 2.16 e 2.17 indica que o acoplamento é diretamente proporcional à frequência. Para reduzir o ruído é preciso reduzir os termos B , A ou $\cos \theta$. O termo B pode ser reduzido pela separação física dos circuitos ou trançando os cabos. Trançando os cabos, os campos magnéticos se cancelam. A área do circuito receptor pode ser reduzida posicionando o condutor receptor mais próximo do plano terra (se o retorno da corrente é feito pelo plano de terra) ou usando os dois condutores trançados (se o retorno da corrente é feito por um dos cabos do par). O $\cos \phi$ pode ser reduzido pela orientação correta dos circuitos fonte e receptor. A Figura 2.24 mostra o acoplamento magnético entre dois circuitos (OTT, 1998).

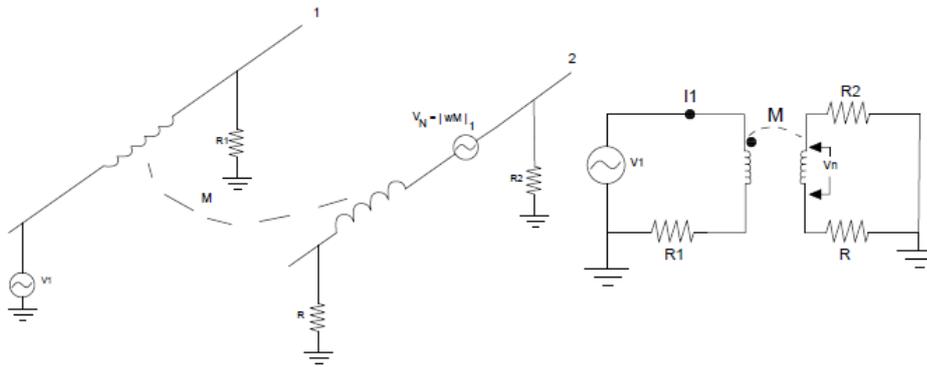


Figura 2.24 – Acoplamento magnético entre dois circuitos.

Fonte: Adaptado de (OTT, 1998).

O modo mais fácil de reduzir a tensão induzida causada por acoplamento magnético é trançando os cabos. O resultado é um ruído acoplado menor devido a menor área em cada *loop*. Isso significa que menos fluxo magnético atravessa a área do *loop* e conseqüentemente uma menor tensão induzida. Adicionalmente, a tensão induzida em cada *loop* tende a cancelar a tensão do *loop* em sequência. Então, um número par de loops terá todas as tensões induzida se cancelando, como mostrado na Figura 2.25 (VIJAYARAGHAVAN et al., 2004).

É útil notar a diferença entre o acoplamento elétrico e magnético. Para o acoplamento magnético, a tensão é produzida em série com o circuito receptor (Figura 2.6). Para o acoplamento elétrico a corrente induzida é produzida entre o circuito receptor e o terra (Figura 2.24). Esta diferença pode ser usada no seguinte teste para distinguir o tipo de acoplamento. Mede-se a tensão sobre a impedância em uma terminação do cabo enquanto diminui-se a impedância na outra terminação do cabo (Figura 2.26). Se a tensão diminui, o acoplamento é elétrico, se aumenta, o acoplamento é magnético (OTT, 1998).

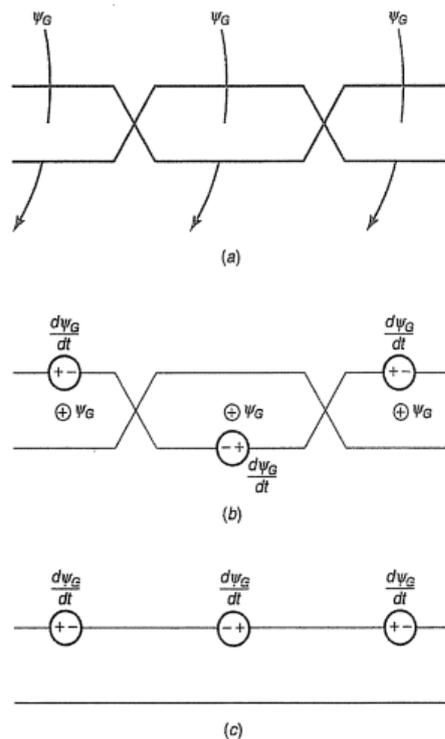


Figura 2.25 – Uso de pares trançados para reduzir o acoplamento magnético. (a) Acoplamento do fluxo magnético através das espiras do par trançado. (b) Inserção das fontes da lei de Faraday em cada espira. (c) Destrançando os fios para mostrar o cancelamento das fontes de tensão induzida adjacentes.

Fonte: Adaptado de (PAUL, 2006a).

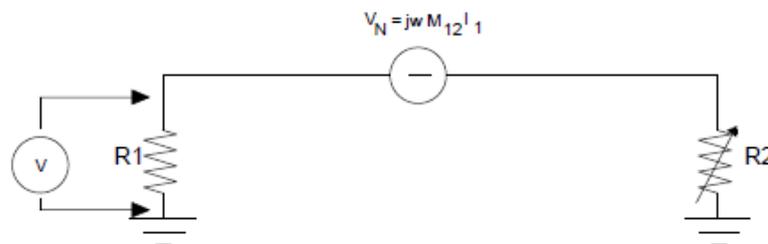


Figura 2.26 – Circuito equivalente do acoplamento magnético.

Fonte: Adaptado de (OTT, 1998).

2.7 EFEITO DA BLINDAGEM NO ACOPLAMENTO INDUTIVO

A blindagem magnética pode ser usada tanto para a fonte para minimizar o acoplamento. Blindar campos magnéticos de baixa frequência não é tão trivial como blindar campos elétricos. A eficiência da blindagem magnética depende do tipo de material, sua permeabilidade, a sua espessura e as frequências envolvidas. Devido a sua alta permeabilidade relativa, o aço é mais eficiente do que o alumínio e o cobre em baixas frequências (menor do que 100 Hz). Em frequências mais altas, no entanto, o alumínio e o cobre po-

dem ser utilizados. A perda por absorção com o uso do cobre e aço para duas espessuras é mostrada na Figura 2.27 (CASSIOLATO, 2013).

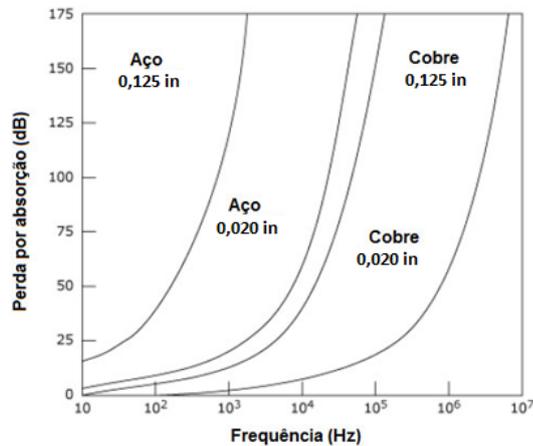


Figura 2.27 – Perda de absorção para uso de cobre e aço.

Fonte: (CASSIOLATO, 2013).

Existem dois tipos de blindagem para evitar o acoplamento indutivo. A primeira é a blindagem com material magnético e a segunda é a blindagem com material condutor não magnético. Na blindagem com material magnético, o fluxo magnético gerado das correntes da fonte da interferência induz pequenas correntes de Foucault na blindagem magnética. Estas correntes de Foucault então criam um fluxo magnético ϕ_1 oposto ao fluxo original ϕ_2 . Isso significa que um fluxo menor ($\phi_2 - \phi_1$) chega ao circuito, como mostra a Figura 2.28 (VIJAYARAGHAVAN et al., 2004).

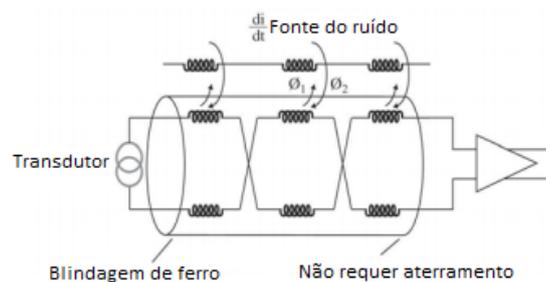


Figura 2.28 – Blindagem magnética para reduzir acoplamento indutivo.

Fonte: Adaptado de (VIJAYARAGHAVAN et al., 2004).

Se na blindagem for utilizado um material magnético, haverá um aumento da permeabilidade magnética μ_r e redução da condutividade σ_r ocasionando os seguintes efeitos (SANCHES, 2003):

- Aumento da perda por absorção, visto que, com o uso de um material magnético, a permeabilidade magnética aumenta mais que a redução da condutividade na maioria dos casos, diminuindo a absorção, em dB;

- Diminuição da perda por reflexão.

Dessa forma, melhora-se o desempenho da blindagem para altas frequências, principalmente para campos magnéticos e piora-se a performance da blindagem para baixas frequências, principalmente para campos elétricos. Uma proteção adicional contra campos magnéticos de baixa frequência é prover o sistema com uma blindagem de material de baixa relutância magnética, que atue como desvio das linhas magnéticas, protegendo o sistema. O uso de material magnético como blindagem exige atenção a três aspectos do material (SANCHES, 2003):

- A permeabilidade μ_r decresce com a frequência;
- A permeabilidade é função da intensidade de campo magnético (H), definido pela curva de magnetização;
- O processo industrial de manufatura, com materiais de alta permeabilidade magnética, pode alterar essas propriedades magnéticas.

Ott (1988) demonstra como uma blindagem não magnética afeta o condutor. Se uma blindagem não aterrada e não magnética é colocada em torno do condutor 2, o circuito se torna o da Figura 2.29, onde M_{1S} é a indutância mútua entre o condutor 1 e a blindagem. Para alterar o acoplamento entre os condutores 1 e 2, precisa-se alterar a geometria ou as propriedades magnéticas do meio entre eles, e a blindagem não afeta nenhum dos dois. Na blindagem, entretanto, há uma tensão induzida devido à corrente no condutor 1 (OTT, 1998).

$$V_s = j\omega M_{1S} I_1 \quad (2.18)$$

Uma conexão com o terra em uma das extremidades da blindagem não muda a situação. Então, uma blindagem não magnética com aterramento em uma das extremidades não tem efeito na tensão magneticamente induzida no condutor (OTT, 1998).

Se, entretanto, a blindagem for aterrada nas duas extremidades, a tensão induzida na blindagem devido à M_{1S} , na Figura 2.29, causa um aparecimento de corrente. A corrente na blindagem induzirá um segundo ruído no condutor 2, e isso deve ser considerado. Antes dessa tensão ser calculada, o acoplamento entre a blindagem e seu condutor interno precisa ser determinada (OTT, 1998).

2.8 ACOPLAMENTO MAGNÉTICO ENTRE BLINDAGEM E CONDUTOR INTERNO

Como a blindagem possui uma condutividade finita, a circulação de corrente elétrica por ela provoca o aparecimento de uma tensão longitudinal. Essa tensão faz com

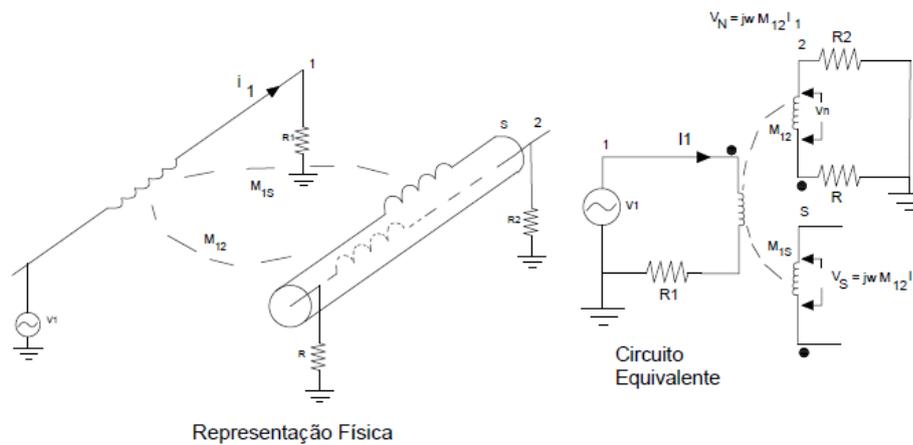


Figura 2.29 – Acoplamento magnético com blindagem ao redor do receptor.
 Fonte: Adaptado de (OTT, 1998).

que um campo elétrico apareça no interior do cabo, que ao interagir com o condutor interno, dá origem a uma tensão induzida entre ele e a blindagem (FERREIRA, 1990).

Um parâmetro importante para o cálculo desta tensão induzida é a impedância de transferência da blindagem. Por definição, a impedância de transferência é a tensão de circuito aberto, por unidade de comprimento, induzida no condutor interno do cabo, quando circula um ampère de corrente na sua blindagem. Então, onde l é o comprimento do cabo, a Equação 2.19 nos dá a impedância de transferência (FERREIRA, 1990).

$$Z_T = \frac{V_N}{I_S l} \tag{2.19}$$

Primeiramente, considera-se um campo magnético produzido por um condutor tubular com uma corrente axial uniforme, como mostrado na Figura 2.30. Se o buraco no tubo é concêntrico com o seu exterior, não há campo magnético no interior do tubo e o campo magnético total é externo ao tubo (OTT, 1998).

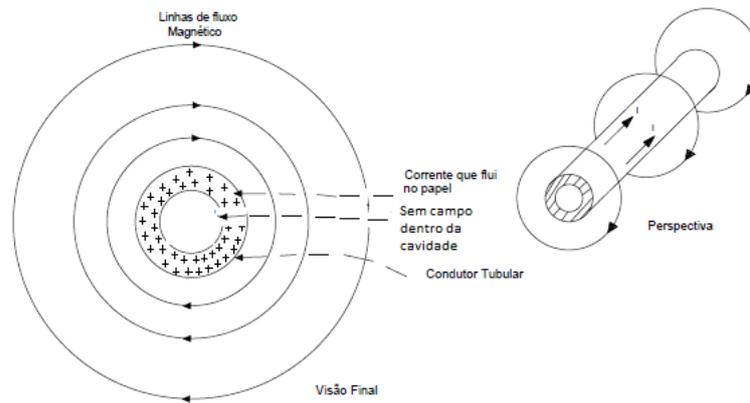


Figura 2.30 – Campo magnético produzido pela corrente em um condutor tubular.

Fonte: Adaptado de (OTT, 1998).

Coloca-se um condutor dentro do tubo para formar um cabo coaxial, como mostra a Figura 2.31. Todo o fluxo ϕ devido à corrente I_s no tubo de blindagem circula o condutor interno. A indutância total da blindagem é dada pela Equação 2.20:

$$L_s = \frac{\phi}{I_s} \tag{2.20}$$

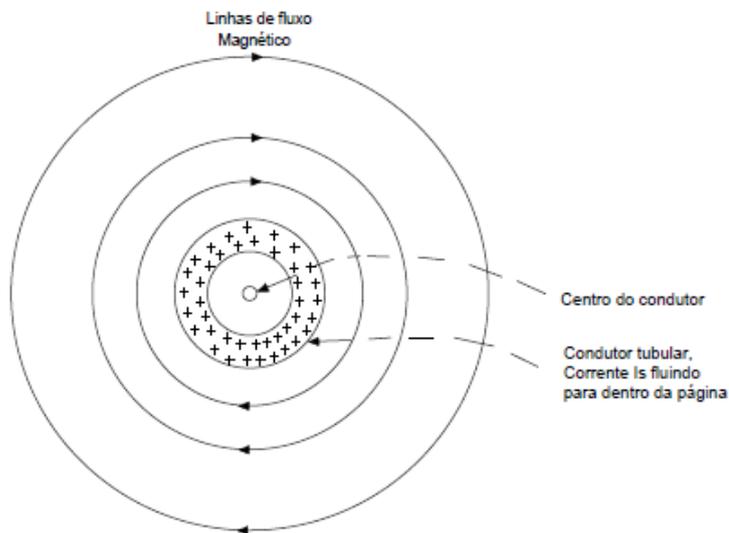


Figura 2.31 – Cabo coaxial com corrente na blindagem.

Fonte: Adaptado de (OTT, 1998).

A indutância mútua entre a blindagem e o condutor interno é dada pela Equação 2.21:

$$M = \frac{\phi}{I_s} \tag{2.21}$$

Como todo o fluxo produzido pela blindagem circula o condutor interno, o fluxo das Equações 2.20 e 2.21 é o mesmo. Então a indutância mútua entre a blindagem e o condutor interno é a mesma indutância da blindagem (OTT, 1998).

$$M = L_s \quad (2.22)$$

A validade da Equação 2.22 depende somente do fato de não existir campo magnético no interior do tubo devido à corrente na blindagem. O necessário para isso ser verdade é que o tubo seja cilíndrico e a densidade de corrente uniforme ao longo do tubo. A Equação 2.22 independe da posição do condutor dentro do tubo (OTT, 1998)

A tensão V_n induzida no condutor central devido à corrente I_S pode agora ser calculada. Assume-se que a corrente na blindagem é produzida por uma tensão V_S induzida por outro circuito. Então, pela definição da impedância de transferência da blindagem, a tensão induzida é (FERREIRA, 1990):

$$V_n = Z_T.l.I_S \quad (2.23)$$

Pela definição da impedância mútua entre a blindagem e condutor interno:

$$Z_T.l = j\omega M \quad (2.24)$$

$$V_n = j\omega M I_S \quad (2.25)$$

L_S e R_S são a indutância e a resistência da blindagem. A corrente I_S é igual:

$$I_S = \frac{V_s}{L_s} \frac{1}{j\omega + \frac{R_s}{L_s}} \quad (2.26)$$

Então:

$$V_n = \left(\frac{j\omega M V_s}{L_s} \right) \left(\frac{1}{j\omega + \frac{R_s}{L_s}} \right) \quad (2.27)$$

Como $L_S=M$, pela Equação 2.22, então:

$$V_n = \frac{j\omega}{j\omega + \frac{R_s}{L_s}} V_s \quad (2.28)$$

Uma plotagem da Equação 2.28 é mostrada na Figura 2.32. A frequência de corte desta curva é denominada de frequência de corte da blindagem e ocorre em:

$$\omega_c = \frac{R_s}{L_s} \quad (2.29)$$

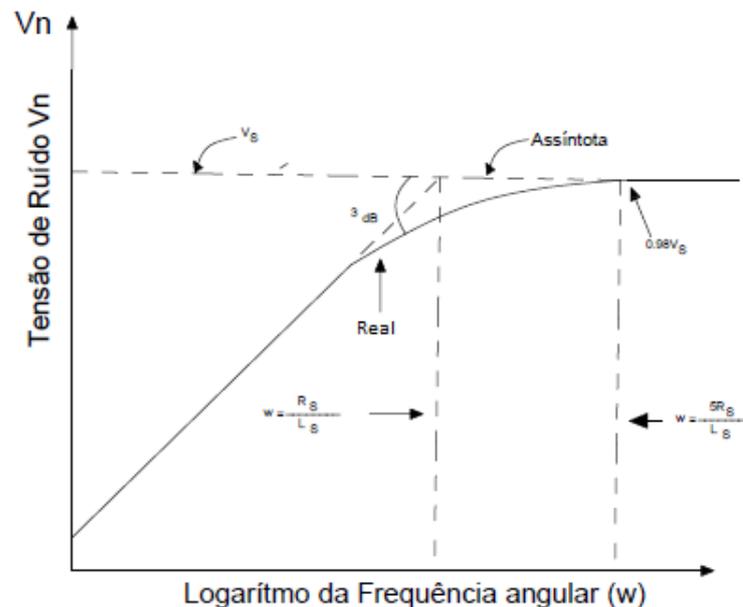


Figura 2.32 – Tensão induzida no condutor central de um cabo coaxial pela corrente na blindagem.

Fonte: Adaptado de (OTT, 1998).

A tensão induzida no condutor central é zero em corrente contínua e chega a quase V_s numa frequência de $5 R_s/L_s$ rad/s. Então, se circula corrente na blindagem (condutor externo), a tensão induzida no condutor central é quase a mesma que a induzida na blindagem em frequências maiores que 5 vezes a frequência de corte da blindagem. Esta é uma propriedade muito importante do condutor interno da blindagem. Para a maioria dos cabos, 5 vezes a frequência de corte é próximo das frequências finais da banda frequências de áudio (OTT, 1998).

2.9 ACOPLAMENTO MAGNÉTICO – FIO ABERTO PARA CONDUTOR BLINDADO

Devido à indutância mútua entre a blindagem e o condutor interno, tensões próximas são induzidas em ambos, as quais acabam se cancelando e a corrente induzida é menor ao comparar com um cabo não blindado. Em comparação com um cabo não blindado, a corrente de retorno no circuito vítima pelo plano de terra é atenuada pelo fator $1/(1 + (j\omega L_s/R_s))$ (WESTON, 2001).

A Figura 2.33 mostra o acoplamento magnético que existe quando uma blindagem não magnética é colocada em torno do condutor 2 e aterrada nas duas extremidades.

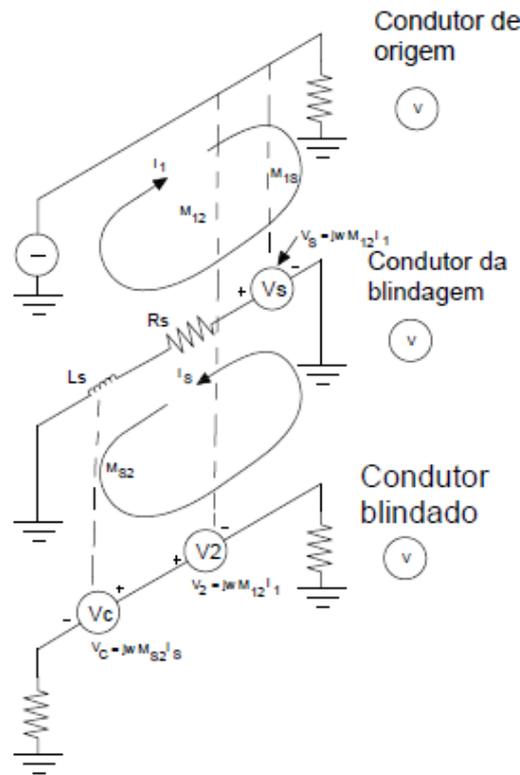


Figura 2.33 – Acoplamento magnético em um cabo blindado aterrado nas duas extremidades.

Fonte: Adaptado de (OTT, 1998).

Nesta figura o condutor da blindagem é mostrado separado do condutor 2 para simplificar o desenho. Como a blindagem é aterrada nas duas extremidades, há uma circulação de corrente na blindagem que induz uma tensão no condutor 2. Então há duas componentes de tensão induzidas no condutor 2, uma devido à indução da blindagem e outra devido à indução direta do condutor 1. Nota-se que essas duas tensões são de polaridades opostas. A tensão total induzida no condutor 2 é dada pela Equação 2.30 (OTT, 1998):

$$V_n = V_2 - V_c \tag{2.30}$$

Usando a identidade da Equação 2.22 e notando que as indutâncias mútuas M_{1s} do condutor 1 à blindagem é igual a M_{12} do condutor 1 ao condutor 2 :

$$V_n = j\omega M_{12} I_1 \left(\frac{R_s}{j\omega + \frac{R_s}{L_s}} \right) \tag{2.31}$$

Se ω é pequeno na Equação 2.31, os termos entre parênteses se tornam próximos de 1 e a tensão induzida é quase a mesma para um cabo não blindado. Se ω for grande, a Equação 2.31 se reduz à:

$$V_n = M_{12} I_1 \left(\frac{R_s}{L_s} \right) \quad (2.32)$$

Um gráfico da Equação 2.31 é mostrado na Figura 2.34. Em frequências baixas a tensão induzida é a mesma que para um cabo não blindado. Em frequências acima da frequência de corte da blindagem a tensão induzida para de aumentar e permanece constante. A eficácia da blindagem é igual à diferença entre um cabo não blindado e um blindado (OTT, 1998).

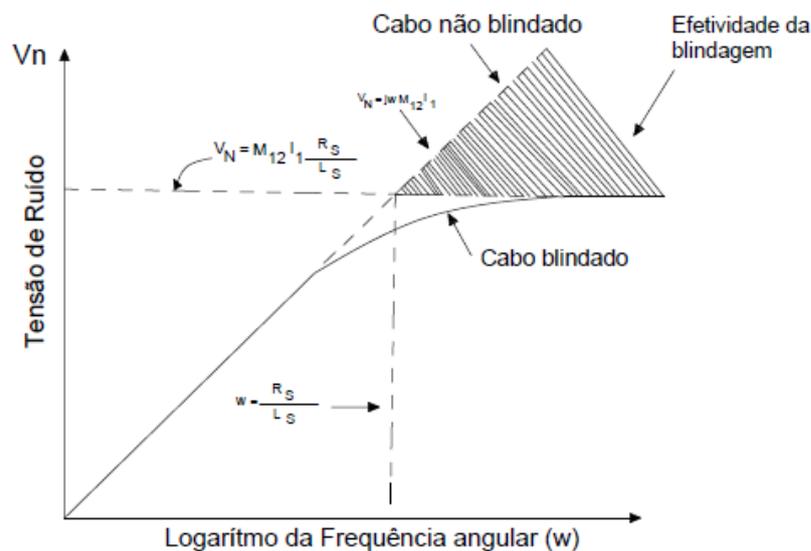


Figura 2.34 – Acoplamento magnético em um cabo blindado e um não blindado.

Fonte: Adaptado de (OTT, 1998).

2.10 LEI DE BIOT-SAVART

Para o cálculo da indutância mútua na situação problema, precisa-se conhecer o fluxo magnético que atravessa a área dos cabos. Para o cálculo do fluxo magnético utiliza-se a lei de Biot-Savart. A Figura 2.35 demonstra um esquemático do campo magnético dH em P , devido ao elemento de corrente Idl .

A lei de Biot-Savart estabelece que a intensidade do campo magnético dH gerada em um ponto P , pelo elemento diferencial de corrente Idl é proporcional ao produto entre Idl e o seno do ângulo α , entre o elemento e a linha que une P ao elemento, e é inversamente proporcional ao quadrado da distância R entre P e o elemento (SADIKU, 2012).

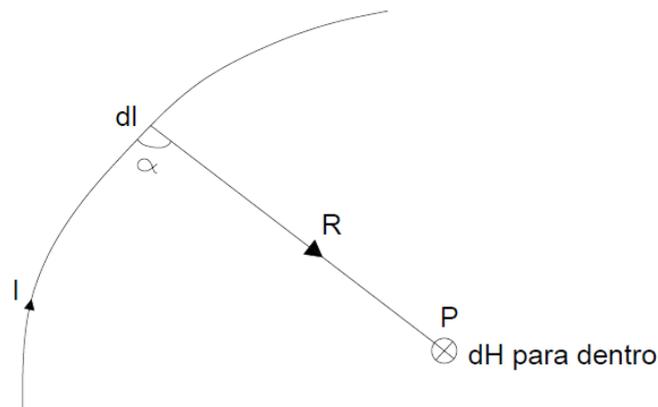


Figura 2.35 – Campo magnético dH em P devido ao elemento de corrente $I dl$.

Fonte: Adaptado de (SADIKU, 2012).

Isto é:

$$dH = KI dl \frac{\text{sen}\alpha}{4\pi r^2} \quad (2.33)$$

Onde k é uma constante de proporcionalidade. Em S.I. $k = \frac{1}{4\pi}$, assim tem-se (SADIKU, 2012):

$$dH = I dl \frac{\text{sen}\alpha}{4\pi r^2} \quad (2.34)$$

A direção da intensidade de campo magnético, H , é normal ao plano que contém o componente infinitesimal de corrente, dl , e a linha desenhada a partir deste ao ponto P , r , que é a distância de dl até o ponto P onde se deseja obter H . Assim, tem-se duas normais possíveis para o sentido da intensidade de campo magnético. A normal que representa a situação real é a que está no sentido de progresso de um parafuso direito ao girarmos a partir de dl através do menor ângulo até a linha do elemento de corrente ao ponto P (HAYT; BUCK, 2003).

Pela definição de produto vetorial $\vec{A} \times \vec{B} = AB \text{sen}\theta$, e definindo $r = |r|$ e $a_r = \frac{r}{r}$ tem-se (SADIKU, 2012):

$$\vec{H} = \int_L I \left(\frac{d\vec{l} \times \vec{r}}{4\pi r^3} \right) \quad (2.35)$$

Utilizando a superposição de efeitos, a lei de Biot-Savart pode ser usada para a determinação do vetor intensidade de campo magnético devido a um circuito fechado de corrente pela soma de todos os elementos infinitesimais de corrente que constituem o circuito (PAUL, 2006a)

A direção do vetor intensidade de campo magnético é circunferencial. As linhas de força são círculos ao redor do filamento e o campo pode ser mapeado como mostra a Figura 2.36 (HAYT; BUCK, 2003).

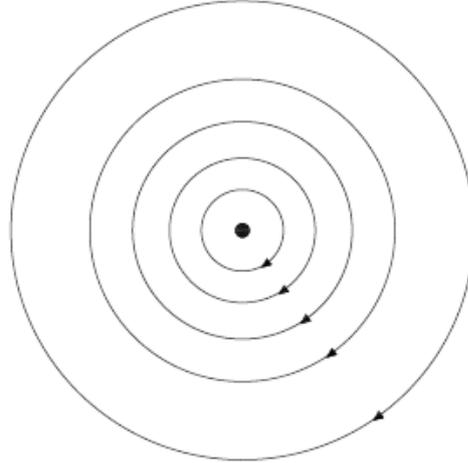


Figura 2.36 – Linhas de força da intensidade de campo magnético em torno de um filamento retilíneo conduzindo uma corrente I para dentro da página.

Fonte: Adaptado de (HAYT; BUCK, 2003).

O elemento diferencial de corrente $I \cdot dl$, onde dl está na direção da corrente, pode ser escrito da densidade superficial de corrente K [A/m] ou da densidade de corrente J [A/m²] (HAYT; BUCK, 2003):

$$I dl = K dS = J dV \quad (2.36)$$

Em termos de fontes de corrente distribuída, a lei de Biot-Savart torna-se (SADIKU, 2012):

$$H = \int_L \frac{I \vec{dl} \times \vec{r}}{4\pi r^3} \quad (2.37)$$

$$H = \int_S \frac{K \vec{dl} \times \vec{r}}{4\pi r^3} \quad (2.38)$$

$$H = \int_V \frac{J \vec{dl} \times \vec{r}}{4\pi r^3} \quad (2.39)$$

A densidade de fluxo magnético está relacionada à intensidade de fluxo pela constante μ_0 , conhecida como permeabilidade do espaço livre (SADIKU, 2012).

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (2.40)$$

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} H/m \quad (2.41)$$

A densidade de fluxo magnético é medida em $[Wb/m^2]$. Como H é medido em $[A/m]$ o Wb é igual ao produto $[H.A]$ (HAYT; BUCK, 2003).

A linha de fluxo magnético é o caminho, na região do campo magnético, em relação ao qual B é tangente em cada ponto. É a linha ao longo da qual a agulha de uma bússola se orienta se estiver sob a ação desse campo (SADIKU, 2012).

O fluxo magnético, através de uma superfície S é dado por (HAYT; BUCK, 2003):

$$\theta = \int_S \vec{B} d\vec{A} \quad (2.42)$$

2.11 CÁLCULO DA INDUTÂNCIA MÚTUA NA SITUAÇÃO PROBLEMA

Na situação problema, supõe-se que os cabos de força estejam induzindo uma tensão nos cabos de caixa. Para simplificar a situação, imagine-se os cabos de força, como uma espira retangular, e os cabos de caixa como uma outra superfície retangular, como mostra a Figura 2.37. Para calcular a indutância mútua, precisa-se saber qual o fluxo magnético que atravessa a superfície em C_2 devido às correntes na espira retangular, em C_1 . Apresentam-se os quatro pontos extremos em C_2 , P_{s1} a P_{s4} e os quatro pontos extremos de C_1 : P_1 a P_4 .

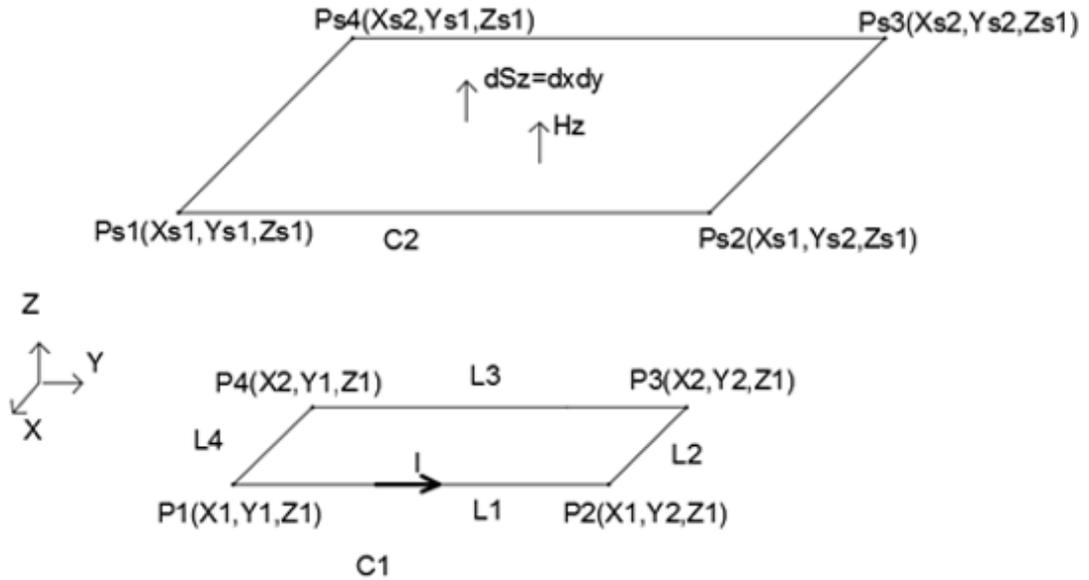


Figura 2.37 – Simplificação da situação problema.

Fonte: Autoria da equipe.

Para calcular o fluxo magnético usa-se a lei de Biot-Savart, a qual fornece o campo magnético H gerado por uma corrente elétrica I , no circuito C_1 . Para o cálculo do fluxo total que atravessa a superfície de 2, deve-se calcular cada parcela de campo magnético dH gerada pela circulação de I em cada lado da espira. Para o cálculo do fluxo precisa-se da intensidade magnética, dada pela Equação 2.43:

$$d\vec{H} = I \frac{d\vec{l} \times \vec{r}}{4\pi r^3} \quad (2.43)$$

O raio \vec{r} é o vetor de um ponto da espira até um ponto da superfície, então tem-se:

$$\vec{r} = P_s - P = (x_s, y_s, z_s) - (x, y, z) = (x_s - x)\hat{i} + (y_s - y)\hat{j} + (z_s - z)\hat{k} \quad (2.44)$$

Define-se então:

$$(x_s - x) = r_x \quad (2.45)$$

$$(y_s - y) = r_y \quad (2.46)$$

$$(z_s - z) = r_z \quad (2.47)$$

Assim, o módulo do raio é:

$$r = \sqrt{r_x^2 + r_y^2 + r_z^2} \quad (2.48)$$

Inicia-se o cálculo do campo gerado pelo lado 1 da espira, para esse lado tem-se que:

$$d\vec{l}_1 = dy\hat{j} \quad (2.49)$$

$$d\vec{l}_1 \times \vec{r} = \begin{vmatrix} \hat{i} & \hat{j} & \hat{k} \\ 0 & dy & 0 \\ r_x & R_y & R_z \end{vmatrix} = r_z dy \hat{i} - r_x dy \hat{k} \quad (2.50)$$

Então:

$$d\vec{H}_1 = \frac{I(r_z dy \hat{i} - r_x dy \hat{k})}{4\pi r^3} \quad (2.51)$$

O vetor \vec{H} é composto por dois componentes, um na direção O_x e outro na direção O_z . Como se quer o fluxo magnético que atravessa uma superfície com z constante, o dS associado a esta superfície é o componente $dS_z = dx dy$. Neste cálculo só interessa a parcela da integral de \vec{H} no sentido de O_z . Como L_1 vai de y_1 a y_2 , esses são os limites da integral:

$$H_{z1} = \int_{y=y_1}^{y=y_2} \frac{I(x - x_s) dy}{4\pi((x_s - x)^2 + (y_s - y)^2 + (z_s - z)^2)^{\frac{3}{2}}} \quad (2.52)$$

Assim pode-se calcular o campo magnético B_{z1} que atravessa a superfície devido à corrente no lado 1:

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (2.53)$$

$$B_{z1} = \int_{y=y_1}^{y=y_2} \frac{\mu_0 I(x - x_s) dy}{4\pi((x_s - x)^2 + (y_s - y)^2 + (z_s - z)^2)^{\frac{3}{2}}} \quad (2.54)$$

O fluxo magnético é a integral de \vec{B} na superfície que o fluxo atravessa. Assim podemos calcular o fluxo da parcela L1:

$$\theta = \int_s \vec{B} d\vec{A} \quad (2.55)$$

$$\theta_{121} = \int_{y_{S1}}^{y_{S2}} \int_{x_{S1}}^{x_{S2}} \int_{y=y_1}^{y=y_2} \frac{\mu_0 I(x - x_s) dy dx_s dy_s}{4\pi((x_s - x)^2 + (y_s - y)^2 + (z_s - z)^2)^{\frac{3}{2}}} \quad (2.56)$$

Pode-se replicar o fluxo para os outros três lados e com isso obtém-se o fluxo total que atravessa a superfície C_2 devido às correntes no circuito C_1 :

$$\theta_{12} = \theta_{121} + \theta_{122} + \theta_{123} + \theta_{124} \quad (2.57)$$

$$\begin{aligned} \theta_{12} = & \int_{y_{S1}}^{y_{S2}} \int_{x_{S1}}^{x_{S2}} \int_{y=y_1}^{y=y_2} \frac{\mu_0 I(x_1 - x_s) dy dx_s dy_s}{4\pi((x_s - x_1)^2 + (y_s - y)^2 + (z_s - z)^2)^{\frac{3}{2}}} + \\ & + \int_{y_{S1}}^{y_{S2}} \int_{x_{S1}}^{x_{S2}} \int_{x=x_1}^{x=x_2} \frac{\mu_0 I(y_1 - y_s) dx dx_s dy_s}{4\pi((x_s - x)^2 + (y_s - y_1)^2 + (z_s - z)^2)^{\frac{3}{2}}} + \\ & + \int_{y_{S1}}^{y_{S2}} \int_{x_{S1}}^{x_{S2}} \int_{y=y_1}^{y=y_2} \frac{\mu_0 I(x_s - x_2) dy dx_s dy_s}{4\pi((x_s - x_2)^2 + (y_s - y)^2 + (z_s - z)^2)^{\frac{3}{2}}} + \\ & + \int_{y_{S1}}^{y_{S2}} \int_{x_{S1}}^{x_{S2}} \int_{x=x_1}^{x=x_2} \frac{\mu_0 I(y_s - y_2) dx dx_s dy_s}{4\pi((x_s - x)^2 + (y_s - y_2)^2 + (z_s - z)^2)^{\frac{3}{2}}} \end{aligned} \quad (2.58)$$

Finalmente pode-se calcular a indutância mútua pela fórmula:

$$M_{12} = \frac{\theta_{12}}{I} \quad (2.59)$$

$$\begin{aligned} M_{12} = & \int_{y_{S1}}^{y_{S2}} \int_{x_{S1}}^{x_{S2}} \int_{y=y_1}^{y=y_2} \frac{\mu_0(x_1 - x_s) dy dx_s dy_s}{4\pi((x_s - x_1)^2 + (y_s - y)^2 + (z_s - z)^2)^{\frac{3}{2}}} + \\ & + \int_{y_{S1}}^{y_{S2}} \int_{x_{S1}}^{x_{S2}} \int_{x=x_1}^{x=x_2} \frac{\mu_0(y_1 - y_s) dx dx_s dy_s}{4\pi((x_s - x)^2 + (y_s - y_1)^2 + (z_s - z)^2)^{\frac{3}{2}}} + \\ & + \int_{y_{S1}}^{y_{S2}} \int_{x_{S1}}^{x_{S2}} \int_{y=y_1}^{y=y_2} \frac{\mu_0(x_s - x_2) dy dx_s dy_s}{4\pi((x_s - x_2)^2 + (y_s - y)^2 + (z_s - z)^2)^{\frac{3}{2}}} + \\ & + \int_{y_{S1}}^{y_{S2}} \int_{x_{S1}}^{x_{S2}} \int_{x=x_1}^{x=x_2} \frac{\mu_0(y_s - y_2) dx dx_s dy_s}{4\pi((x_s - x)^2 + (y_s - y_2)^2 + (z_s - z)^2)^{\frac{3}{2}}} \end{aligned} \quad (2.60)$$

Com isso, a solução da interferência eletromagnética em sistemas de áudio parte de uma investigação acerca de ideias pressupostas. Para isso, a definição dos conceitos sobre a IEM, além das explicações sobre os possíveis (e também os mais relevantes) agentes causadores de interferências nos sistemas de áudio, são de extrema importância para achar os resultados mais satisfatórios. Nesse texto, o foco foi dado aos harmônicos da banda de frequência audível, acoplamentos indutivos e capacitivos, e, por último, o uso das blindagens com o condutor aberto e fechado.

3 AMPLIFICADORES

3.1 DEFINIÇÃO E CLASSES

Amplificadores são, por definição, dispositivos que alteram a tensão, corrente ou nível de potência. Esses possuem, no mínimo, três terminais com um deles controlando o fluxo entre os outros dois. Estes, por sua vez, são de extrema importância para a reprodução audível pois a maioria dos áudios gravados para a reprodução vêm de um sinal elétrico muito baixo (SLONE, 1999).

Uma amplificação de alta qualidade deve possuir uma saída de tensão muito parecida com a entrada, sem que nenhuma modificação seja feita nos harmônicos, na resposta do transiente e na frequência. Em um amplificador de áudio altamente fiel a única diferença entre o sinal de entrada e de saída seria a amplitude do sinal, tanto de corrente como de tensão. Qualquer outra diferença entre os sinais é considerada uma distorção (SLONE, 1999).

O rendimento de um amplificador é um parâmetro que nos mostra o quanto de potência consumida se torna útil para o sistema. A fórmula é dada pela Equação 3.1 (BORTONI, 1999):

$$\eta = \frac{P_{fornecida}}{P_{consumida}} \quad (3.1)$$

Considerando um amplificador de potência alimentando uma carga, temos as Equações 3.2 e 3.3 (BORTONI, 1999):

$$\eta_{\%} = \frac{P_{Carga}}{P_{Consumida}} * 100 \quad (3.2)$$

$$100\% - \eta_{\%} = \frac{P_{Dissipada}}{P_{Consumida}} * 100 \quad (3.3)$$

A título de observação, as potências consumidas, indicadas nas duas últimas fórmulas, são referentes a potência consumidas da fonte.

Dentro do conceito de amplificadores, e suas diversas formas, há a necessidade se apresentar as classes de amplificadores, os seus devidos acoplamentos e suas características de atuação em intervalos de frequência. Como principais classes de amplificadores, podemos citar as classes A, B, AB e D.

Os amplificadores da classe A operam no estado ativo em todo o ciclo, ou seja, a corrente do coletor flui dentro dos 360° . Esta classe de amplificador possui a vantagem de conseguir transmitir o sinal em sua maior amplitude sem sofrer problemas de saturação ou corte da onda, o que a distorceria. Teoricamente, esta classe possui a maior linearidade, em comparação com as outras classes, porém possui um dos menores rendimentos, em torno de 50%. Isso se deve ao fato de que, nos amplificadores de classe A, os transistores de saída se mantêm em condução o tempo todo (MALVINO, 2015; BORTONI, 1999).

Os amplificadores da classe B operam com metade do ciclo (180°), com isso, apenas o meio ciclo positivo produz a corrente de coletor. Esses também são caracterizados por não terem corrente de polarização nos transistores de saída, o que faz aumentar significativamente o seu rendimento. Além disso, a classe B possui um transistor responsável para cada semiciclo de saída e, durante essa transição, ocorre uma interrupção, devido ao baixo nível de sinal de entrada, o qual não é capaz de colocar os transistores em condução, chamada de *crossover*. A Figura 3.1 mostra como é uma interrupção por *crossover*, pelo gráfico (MALVINO, 2015; BORTONI, 1999):

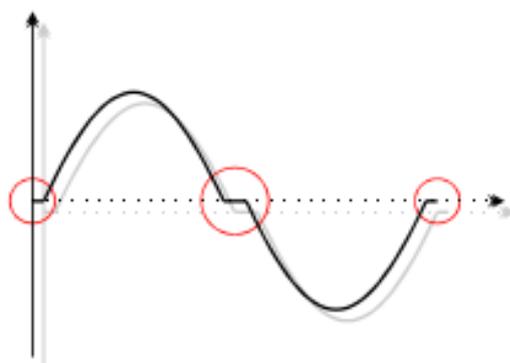


Figura 3.1 – Interrupção de *crossover*.

Fonte: (BORTONI, 1999).

Na classe AB, o objetivo é sanar o problema de distorção de transição, não existindo a descontinuidade como na classe B, e, em geral, possuem eficiência de 60%. Isso porque, há uma polarização na saída dos transistores, o que minimiza o efeito de *crossover*, mas haverá uma corrente de saída que pode ser mínima, se comparada com a da classe A. Dessa forma, os amplificadores da classe AB tendem a serem tão eficientes quanto os da classe B (MALVINO, 2015; BORTONI, 1999; VALLE, 2001).

A classe C opera ainda com menos que meio ciclo, o que produz pequenos pulsos de corrente no coletor. Por essa altíssima distorção, o amplificador dessa classe é mais utilizável em rádio frequência e pouquíssimo em amplificação de áudio (MALVINO, 2015; VALLE, 2001; TIMI, 2014).

A Figura 3.2 mostra os ciclos de operação de três classes citadas na seguinte sequência: (a) classe A, (b) classe B e (c) classe C.

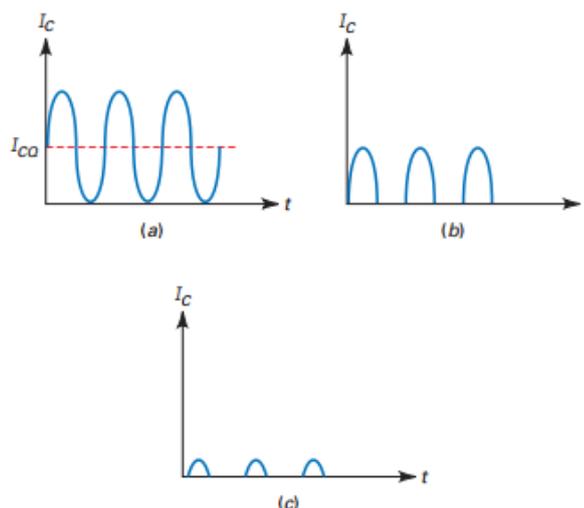


Figura 3.2 – Ciclos de operação dos amplificadores das classes A, B e C.

Fonte: (MALVINO, 2015).

Dentro dos amplificadores de classe D, há um modulador de largura de pulso (PWM), um estágio de potência e um filtro passa baixa na saída. Esses amplificadores, quando não realimentados, podem sofrer com as oscilações da fonte de alimentação, que são repassadas ao PWM e podem provocar distorções no sinal de áudio. São chamados também de "Amplificadores chaveados", os quais recebem o sinal de áudio de entrada e esse passa por uma 'comparação' com um sinal de referência. A banda de largura do sinal quadrado gerado é dependente da amplitude do sinal de saída e, por sua vez, passa por pelos transistores 'chaveados' e, por fim, para a carga, via retificadores passa baixa (que retornam o sinal a sua 'forma original'). Essa classe de amplificação possui um rendimento em torno de 90%, porém não possui a qualidade de baixa distorção das outras classes de amplificação contínua citadas. A Figura 3.3 mostra o princípio do PWM (SILVA et al., 2005; BORTONI, 1999).

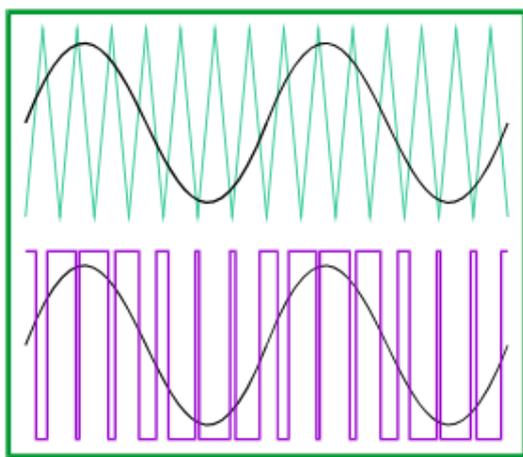


Figura 3.3 – Princípio do PWM.

Fonte: (BORTONI, 1999).

Além das classes, os amplificadores são divididos em tipos de acoplamentos. Os amplificadores de acoplamento capacitivo transmitem o sinal de tensão alternado a um novo estágio de operação, Figura 3.4 (a). O acoplamento via transformador é, como o acoplamento capacitivo, um bloqueador de sinal contínuo de onda, com a diferença de transmitir a onda amplificada para o próximo estágio de operação via transformador, Figura 3.4 (b). Já o acoplamento direto, como o próprio nome diz, faz uma conexão direta do coletor de um transistor para a base de um segundo transistor, Figura 3.4 (c) (MALVINO, 2015).

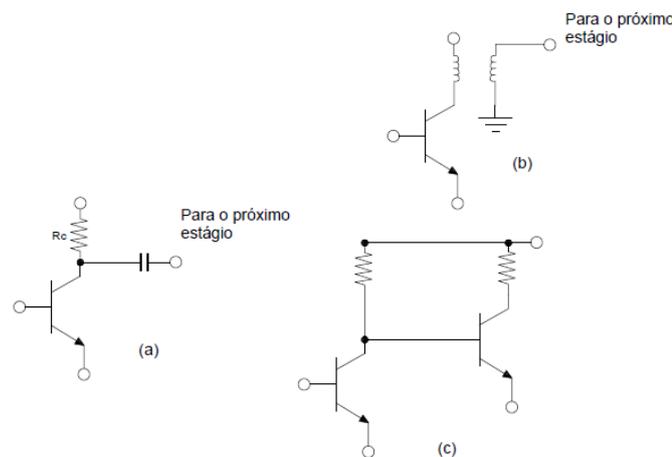


Figura 3.4 – Tipos de acoplamentos em amplificadores.

Fonte: Adaptado de (MALVINO, 2015).

As frequências de operação dos amplificadores aqui estudados são baseados no intervalo audível do ouvido humano, de 20 Hz a 20 kHz, ditos assim, amplificadores de áudio.

Baseados nas classes de operação, acoplamentos e frequências, os amplificadores foram sendo desenvolvidos e combinados para o aumento de sua eficiência e aplicabilidade restritas, prezando sempre o maior custo benefício.

Com isso, um amplificador que promova uma alta fidelidade de áudio deve possuir um alto desempenho, confiabilidade e uma construção adequada. Nesse sentido, alguns filtros fazem parte de um projeto de amplificadores, a exemplo dos filtros passa baixa LC. Esses, por sua vez, atuam como redutores da interferência eletromagnética, protetores de alto falantes, tanto na limitação de corrente dos mesmos, como na proteção contra ondas quadradas provindas do chaveamento do sistema. Os filtros passa baixa podem reduzir o volume físico do amplificador, porém podem reduzir a qualidade sonora (SLONE, 1999; TAVARES, 2010).

Considerando o desempenho, um amplificador deve conter uma menor distorção possível, tanto nos harmônicos quanto na intermodulação. Em relação a confiabilidade, um amplificador deve possuir um sistema de proteção contra curto circuitos na saída,

sobrecarga e o excesso de temperatura, provinda tanto da obstrução dos filtros, quanto da má circulação do ar do ambiente (SLONE, 1999).

3.2 OSCILADOR COM PONTE DE WIEN

Um Amplificador operacional (A_{OP}) é um circuito, ou componente, com função de amplificação de sinais. Na Figura 3.5 é ilustrado o modelo básico de A_{OP} , sendo R_1 resistência de entrada, R_t resistência de saída e V_0 tensão de saída. Para amplificação ideal a resistência R_1 deve ser infinita, desse modo não ocorre a atenuação do sinal de entrada. Entretanto a resistência R_t deve ser próxima a zero para que não ocorra atenuação no sinal de saída. Nesse modelo o ganho de amplificação é dado por V_0/V_S e está fixado pelas características do A_{OP} (JÚNIOR, 2003).

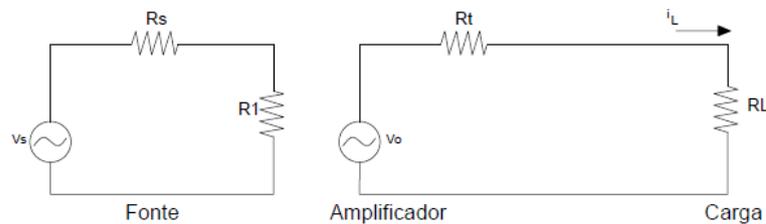


Figura 3.5 – Modelo básico de A_{OP} .
Fonte: Adaptado de (JÚNIOR, 2003).

Em projetos diferentes são necessários valores diferentes de ganho para amplificação, desse modo para que não seja necessário um tipo de amplificador com ganho específico para cada projeto foram desenvolvidos modelos de circuitos em que o ganho é definido pelo circuito e não somente pelo A_{OP} . Um modelo de circuito é o com realimentação negativa, Figura 3.6. Nesse modelo é acrescentado uma resistência de entrada R_1 e uma realimentação com uma resistência R_f .

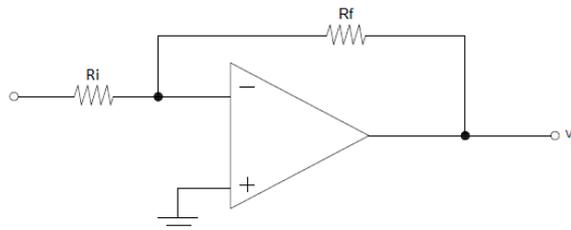


Figura 3.6 – Modelo de A_{OP} com realimentação negativa.
Fonte: Adaptado de (JÚNIOR, 2003).

A Figura 3.7 apresenta o diagrama de blocos de um amplificador operacional com realimentação negativa. Onde V_i é tensão de entrada, V_o a tensão de saída, A_{vo} é o ganho do amplificador e B parâmetro relacionado a características da realimentação negativa.

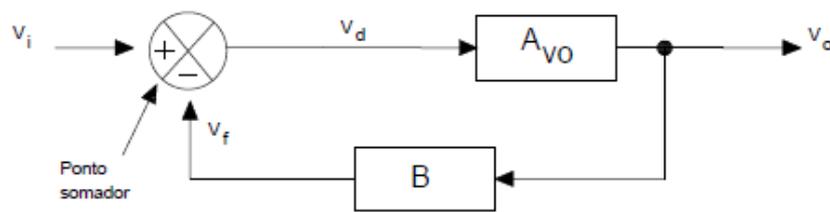


Figura 3.7 – Diagrama de blocos de um A_{OP} com realimentação negativa.

Fonte: Adaptado de (JÚNIOR, 2003).

A função de transferência para esse diagrama é dada pela Equação 3.4:

$$A_{vf} = \frac{A_{vo}}{1 + BA_{vo}} \quad (3.4)$$

Essa é a função de transferência para A_{OP} com realimentação negativa. Nela nota-se que um sistema de realimentação negativa permite determinar o ganho do circuito de amplificação com o projeto de seus elementos.

Osciladores são circuitos cuja função é produzir um sinal alternado a partir de uma fonte de alimentação contínua. É possível construir osciladores com amplificador operacional. Um exemplo de circuito oscilador utilizando A_{OP} é o oscilador com ponte de wien, Figura 3.8.

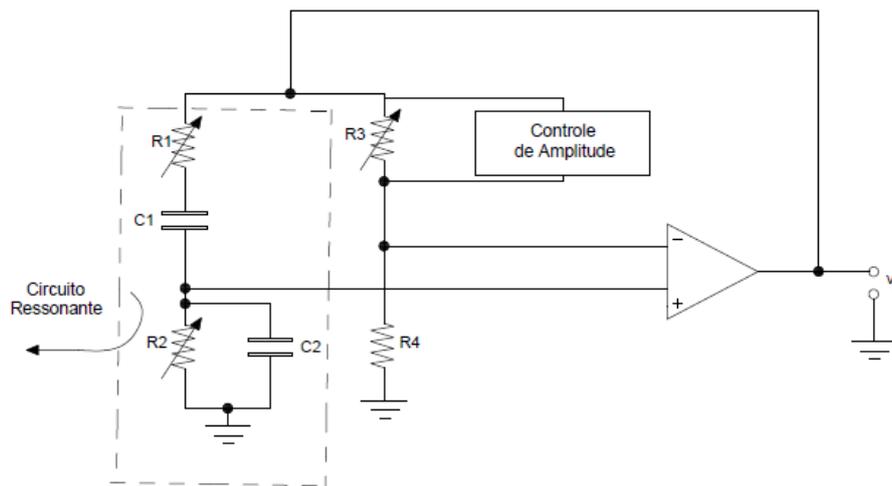


Figura 3.8 – Oscilador Ponte Wien.

Fonte: Adaptado de (JÚNIOR, 2003).

O circuito oscilador Ponte de Wien pode estar presente em projetos de amplificadores com realimentação negativa, se não forem observadas as capacitâncias parasitas entre o plano de terra e a malha de realimentação na hora do projeto. Se uma frequência específica de poluição eletromagnética circula pela malha de terra, é possível que o cir-

cuito tenha impedâncias ou admitâncias com parte real negativa em uma de suas portas, mesmo que a porta observada esteja terminada em uma impedância ou admitância com parte real positiva. Quando isso ocorre, é possível que o amplificador trabalhe como um oscilador (WEBER, 2001).

Os circuitos com amplificadores de potência para sistemas de áudio possuem características próprias a depender de sua classe e aplicação. Para cada projeto, deve-se analisar as possíveis perturbações eletromagnéticas que possam ocorrer no sistema. Os osciladores, neste caso, passam a ser alvo de estudo, pois são responsáveis em tornar os amplificadores mais estáveis.

4 MATERIAIS E MÉTODOS

Para o estudo de IEM em Sistemas de Áudio foi realizado medidas em um sistema real em ambiente controlado. Para a análise foram utilizados: um amplificador integrado New Origo, da Etalon Acoustics; um DVD Denon 2900, com modificações, feitas pelo Fábio Timi (engenheiro, audiófilo, coorientador deste projeto e dono da empresa Timi Áudio, uma referência em projetos de sistemas de áudio no Brasil), na etapa de pré-amplificação analógica; um par de caixas ET-1, da Etalon Acoustics; cabos de caixa MS2.3, da Ecosse Cables; um cabo de força Big Red, da Ecosse e um cabo de força de teste no amplificador, desenvolvido pela equipe, para medições da corrente de entrada. Além disso, a equipe também desenvolveu uma ponteira de cabo RCA para a medição na saída do CD *player*, simulando a impedância da entrada do amplificador, com um resistor de 10 k Ω .

5 ANÁLISE DOS RESULTADOS

5.1 RESPOSTA DO AMPLIFICADOR EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA

O intuito dessa etapa é de investigar o comportamento de um amplificador para diversas frequências de sinal de entrada. Esse sinal foi gerado por um CD, em que todas suas faixas a amplitude do sinal eram constantes, variando a frequência para cada faixa.

Nota-se que para a faixa de 20 Hz até 20 kHz o comportamento do amplificador é bem satisfatório, pois as distorções medidas entre entrada e saída do sinal amplificador foram, em média, pequenas. A limitação ficou no CD *player* que não conseguiu reproduzir todas as frequências com mesmo valor de amplitude, diminuindo esse valor para maiores frequências. Foi verificado que para frequências harmônicas da rede há interferência no sinal de entrada ou saída do amplificador, conforme dados coletados não existe alterações significativas em ambos os sinais dessas frequências. O Amplificador usado em estudo e na oficina da SECAEL não foi susceptível à interferência eletromagnética em que ele estava inserido e também apresentou comportamento uniforme para todo espectro de frequência. Somente o CD *player* não possui comportamento desejável, porém não se trata de um problema de compatibilidade eletromagnética e sim uma inconsistência na construção do sistema que faz a conversão digital/analógica. O objetivo do trabalho era na operação do amplificador, por isso, a análise do problema do CD *player* não será apresentado. A Tabela 5.1 mostra as medições de tensão de entrada e saída do amplificador, além do ganho de tensão (que é a divisão da tensão de saída pela de entrada).

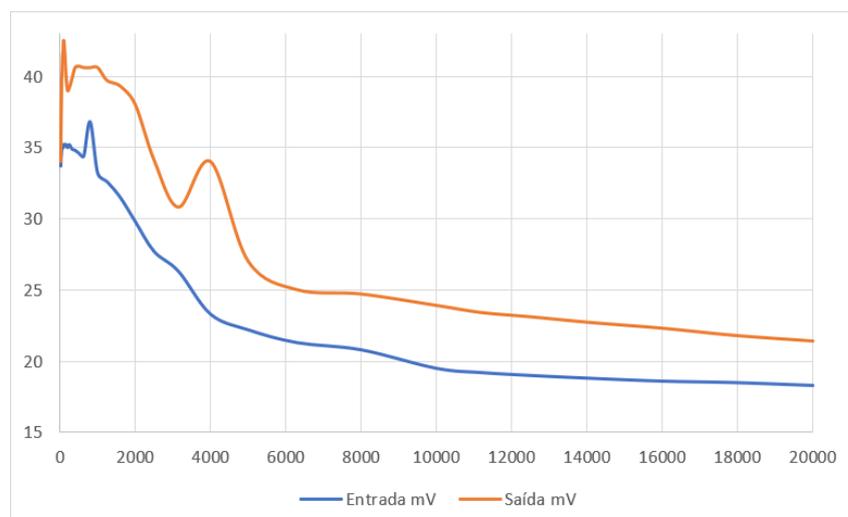


Figura 5.1 – Medição da tensão de entrada e saída do amplificador.

Fonte: Autoria da equipe.

Tabela 5.1 – Linearidade do Amplificador

Frequência (hz)	Tensão de Entrada (mV)	Tensão de saída (mV)	Ganho de Tensão
20	33,7	34	1,008902077
22,4	33,9	34,9	1,029498525
25	34,1	35,9	1,052785924
28,1	34,3	36,6	1,067055394
31,5	34,4	37,4	1,087209302
35,5	34,5	38	1,101449275
40	34,7	38,8	1,11815562
44,7	34,8	39,8	1,143678161
50	35	40	1,142857143
56,1	35,1	40,4	1,150997151
63	35,2	41	1,164772727
71	35,1	41,6	1,185185185
80	35,1	41,7	1,188034188
89,4	35	42,4	1,211428571
100	35,2	42,5	1,207386364
125	35,2	41,7	1,184659091
160	35,2	40	1,136363636
200	35	39	1,114285714
250	35,2	39,2	1,113636364
315	34,9	39,8	1,140401146
400	34,8	40,6	1,166666667
500	34,6	40,7	1,176300578
630	34,4	40,6	1,180232558
800	36,8	40,6	1,10326087
1000	33,2	40,6	1,222891566
1250	32,6	39,7	1,217791411
1600	31,5	39,3	1,247619048
2000	29,8	38	1,275167785
2500	27,7	34,1	1,231046931
3150	26,3	30,8	1,171102662
4000	23,3	34	1,459227468
5000	22,2	27	1,216216216
6300	21,3	25	1,17370892
8000	20,8	24,7	1,1875
10000	19,5	23,9	1,225641026
11200	19,2	23,4	1,21875
12500	19	23,1	1,215789474
14100	18,8	22,7	1,207446809
16000	18,6	22,3	1,198924731
17900	18,5	21,8	1,178378378
20000	18,3	21,4	1,169398907

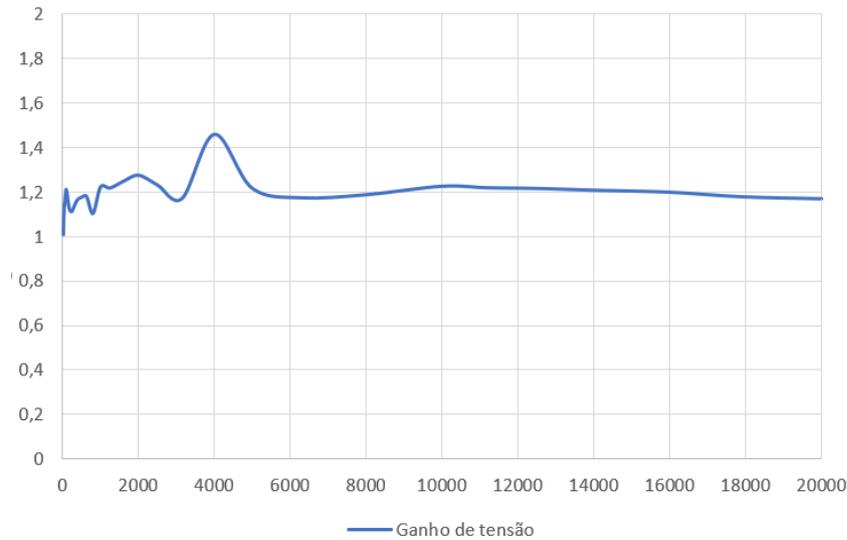


Figura 5.2 – Ganho de tensão do amplificador.

Fonte: Autoria da equipe.

As medições e os gráficos 5.1 e 5.2 nos mostram, de certa forma, o comportamento real não linear do amplificador. Isso porque o sinal de saída do *CD Player* sofre distorções quando passa pela etapa de amplificação e, mesmo sendo um aparelho de alta fidelidade, nos mostra a dificuldade de se diminuir distorções em um sistema de áudio.

5.2 AQUISIÇÃO DA FORMA DE ONDA E VALOR DA CORRENTE DE ALIMENTAÇÃO DO AMPLIFICADOR

O intuito desta etapa é medir o módulo da corrente de entrada do amplificador e seus harmônicos, para o cálculo da máxima tensão induzida por ela. Para as medições foi utilizado um osciloscópio Tektronix TPS2024B e um transformador de corrente GMW CT-F0.05-B.

Realizou-se a medição da tensão induzida no transformador de corrente pela corrente de entrada do amplificador. Percebeu-se que a corrente de entrada apresentava uma forma característica e seu módulo variava muito pouco ao se alterar o volume no amplificador. A Figura 5.3 apresenta a forma de onda da corrente de entrada, onda fundamental em 60 Hz.



Figura 5.3 – Forma de onda da corrente de entrada.

Fonte: Autoria da equipe.

Aplicou-se então uma FFT neste sinal para verificar a intensidade de cada harmônico dele. Percebeu-se que o sinal era composto basicamente por harmônicos ímpares. Os valores em dB para cada frequência estão contidos na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Resposta em dB para cada harmônico do sinal.

Frequência (Hz)	Resposta em dB (dB)
60	-34,2
180	-35,4
300	-37
420	-40,2
540	-43
660	-47,8
780	-54,6
900	-52,6
1020	-52,6
1140	-54,6
1260	-57
1380	-58,2
1500	-58,2
1620	-60,6
1740	-62,2
1860	-62

Com a relação $1db = 0 V$ pode-se calcular a tensão de cada harmônico da FFT. Utilizando a relação do transformador de corrente $1V = 20 A$ obtém-se o valor de cada harmônico da corrente de entrada do transformador. Os valores de corrente estão contidos na Tabela 5.3.

Tabela 5.3 – Harmônicos da corrente de entrada

Frequência (Hz)	Corrente (A)
60	0,38
180	0,34
300	0,28
420	0,195
540	0,142
660	0,081
780	0,037
900	0,047
1020	0,047
1140	0,037
1260	0,028
1380	0,025
1500	0,025
1620	0,019
1740	0,016
1860	0,016

5.3 CÁLCULO DA TENSÃO INDUZIDA NOS CANAIS DE ÁUDIO, SITUAÇÃO PROBLEMA

Para o cálculo da tensão induzida nos cabos é necessário calcular a indutância mútua entre o cabo de força e o cabo vítima. Para isso esquematizou-se possíveis situações de posicionamento dos cabos, entre o cabo de força e o cabo de caixa (situações A) e entre o cabo de força e os cabos RCA entre o CD *player* e o amplificador (situações B).

Para as situações A, imagina-se os fios neutro e fase do cabo de força como uma espira retangular em um plano com z constante, e os fios de sinal do cabo de caixa como uma superfície retangular em um plano com z constante onde o fluxo magnético dos primeiros atravessa. Um dos fios de força é paralelo com um dos fios de caixa tendo a mesma origem em $(x = 0, y = 0)$ apenas em alturas z diferentes. Como mostra a Figura 5.4.

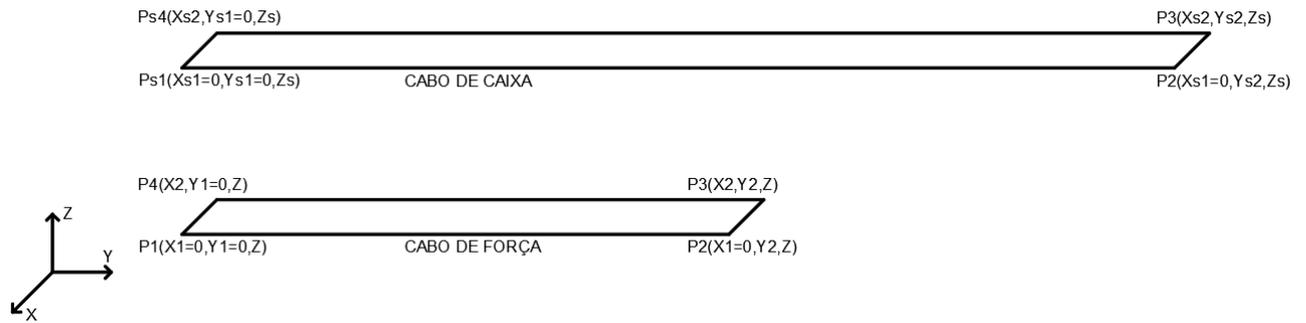


Figura 5.4 – Exemplificação da situação A.

Fonte: Autoria da equipe.

Para essas situações estipulou-se as seguintes distâncias para avaliar a sua relação na indutância mútua. Comprimento do cabo de caixa: 2 m. Comprimento do cabo de força: 0,5 e 1 m. Distância entre fios do cabo de caixa: 0,005 e 0,007 m. Distância entre fios do cabo de força: 0,005 m. Distância entre os dois cabos: 0,05 ; 0,1 e 0,2 m. Com essas distâncias tem-se 12 situações A diferentes, como mostra a Tabela 5.4.

Tabela 5.4 – Distâncias nas situações A.

Situação	Comprimento do cabo de caixa (m)	Comprimento do cabo de força (m)	Distância dos fios do cabo de caixa (m)	Distância dos fios do cabo de força (m)	Distância entre cabos (m)
A1	2	0,5	0,005	0,005	0,05
A2	2	0,5	0,005	0,005	0,1
A3	2	0,5	0,005	0,005	0,2
A4	2	0,5	0,007	0,005	0,05
A5	2	0,5	0,007	0,005	0,1
A6	2	0,5	0,007	0,005	0,2
A7	2	1	0,005	0,005	0,05
A8	2	1	0,005	0,005	0,1
A9	2	1	0,005	0,005	0,2
A10	2	1	0,007	0,005	0,05
A11	2	1	0,007	0,005	0,1
A12	2	1	0,007	0,005	0,2

Nas situações B, imagina-se os fios neutro e fase do cabo de força como uma espira retangular em um plano textitz constante, e os dois cabos RCA entre o CD *player* e o amplificador como uma superfície retangular em um plano textitz constante onde o fluxo magnético dos primeiros atravessa. Um dos fios de força é paralelo com um dos cabos RCA tendo a mesma origem em $(x = 0, y = 0)$ apenas em alturas textitz diferentes. Como mostra a Figura 5.5.

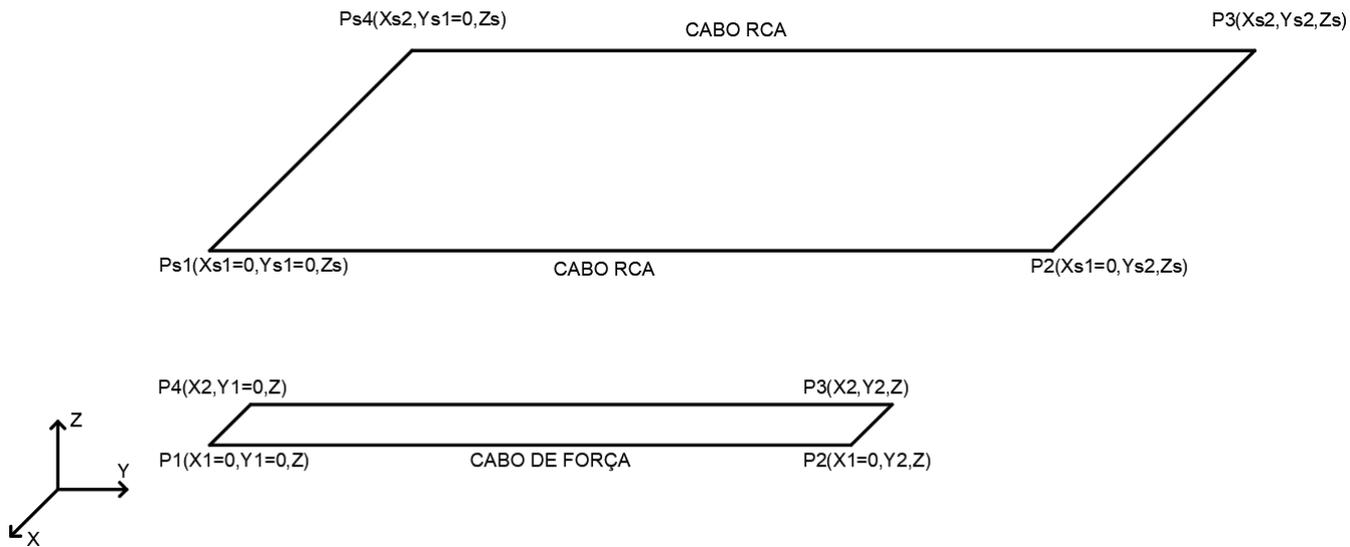


Figura 5.5 – Exemplificação da situação B.

Fonte: Autoria da equipe.

Para essas situações estipulou-se as seguintes distâncias para avaliar a sua relação com a intuidância mútua. Comprimento dos cabos RCA: 0,8 m. Comprimento do cabo de força: 0,5 e 1m . Distância entre os cabos RCA: 0,05 e 0,07 m. Distância entre os fios do cabo de força: 0,005 m. Distância entre o cabo de força e o cabo RCA: 0,05 e 0,1 m. Com essas distâncias tem-se 8 situações B diferentes, como mostra a Tabela 5.5.

Tabela 5.5 – Distâncias nas situações B.

Situação	Comprimento dos cabos RCA do CD <i>player</i> (m)	Comprimento do cabo de força (m)	Distância dos cabos RCA do CD <i>player</i> (m)	Distância dos fios do cabo de força (m)	Distância entre cabos (m)
B1	0,8	0,5	0,05	0,005	0,05
B2	0,8	0,5	0,05	0,005	0,1
B3	0,8	1	0,05	0,005	0,05
B4	0,8	1	0,05	0,005	0,1
B5	0,8	0,5	0,07	0,005	0,05
B6	0,8	0,5	0,07	0,005	0,1
B7	0,8	1	0,07	0,005	0,05
B8	0,8	1	0,07	0,005	0,1

A partir dessas distâncias pode-se colocar os cabos em um espaço cartesiano e calcular a indutância mútua entre eles utilizando a Equação 2.60. Então, para cálculo da situação A1 tem-se:

$$y_1 = 0; y_2 = 0,5; x_1 = 0; x_2 = -0,005; z = 0; y_{S1} = 0; y_{S2} = 2; x_{S1} = 0; x_{S2} = -0,005; z_S = 0,05;$$

$$\begin{aligned} M_{12} = & \int_0^2 \int_0^{-0,005} \int_0^{0,5} \frac{\mu_0(0 - x_s)dydx_sdy_s}{4\pi((x_s - 0)^2 + (y_s - y)^2 + (0,05 - 0)^2)^{\frac{3}{2}}} + \\ & + \int_0^2 \int_0^{-0,005} \int_0^{-0,005} \frac{\mu_0(0 - y_s)dx_sdy_s}{4\pi((x_s - x)^2 + (y_s - 0)^2 + (0,05 - 0)^2)^{\frac{3}{2}}} + \\ & + \int_{01}^2 \int_0^{-0,005} \int_0^{0,5} \frac{\mu_0(x_s + 0,005)dydx_sdy_s}{4\pi((x_s + 0,005)^2 + (y_s - y)^2 + (0,05 - 0)^2)^{\frac{3}{2}}} + \\ & + \int_0^2 \int_0^{-0,005} \int_0^{-0,005} \frac{\mu_0(y_s - 0,5)dx_sdy_s}{4\pi((x_s - x)^2 + (y_s - 0,5)^2 + (0,05 - 0)^2)^{\frac{3}{2}}} \end{aligned} \quad (5.1)$$

$$M_{12} = -9,928.10^{-10} H$$

Fazendo o mesmo para todas as outras situações, obtém-se as Tabelas 5.6 e 5.7.

Tabela 5.6 – Indutância mútua nas situações A

Situação	Indutância mútua M (nH)
A1	0,993
A2	0,248
A3	0,06
A4	1,385
A5	0,346
A6	0,085
A7	1,99
A8	0,499
A9	0,124
A10	2,776
A11	0,698
A12	0,174

Tabela 5.7 – Indutância mútua nas situações B

Situação	Indutância mútua M (nH)
B1	5,567
B2	2,075
B3	8,891
B4	3,339
B5	5,433
B6	2,477
B7	8,644
B8	3,979

Com os valores de indutância mútua e dos harmônicos de corrente no cabo de força pode-se calcular a indução de tensão nos cabos pela Equação 5.2.

$$V_n = M \frac{dI}{dt} \quad (5.2)$$

Derivando uma corrente composta por diversos harmônicos no tempo:

$$I = I_1 e^{j\omega_1 t + \theta_1} + I_2 e^{j\omega_2 t + \theta_2} + \dots + I_n e^{j\omega_n t + \theta_n} \quad (5.3)$$

$$\frac{dI}{dt} = j\omega_1 I_1 e^{j\omega_1 t + \theta_1} + j\omega_2 I_2 e^{j\omega_2 t + \theta_2} + \dots + j\omega_n I_n e^{j\omega_n t + \theta_n} \quad (5.4)$$

Como não se conhece os ângulos de fase desses harmônicos de corrente, opta-se pela situação onde todos os harmônicos têm o mesmo ângulo. Assim, no cálculo da tensão induzida simplesmente soma-se os harmônicos de tensão induzida. Nas Tabelas 5.8 e 5.9 encontra-se os valores de tensão induzida calculada.

Tabela 5.8 – Tensão induzida nas situações A

Situação	Máxima tensão induzida (μV)
A1	0,729
A2	0,182
A3	0,044
A4	1,017
A5	0,254
A6	0,062
A7	1,461
A8	0,366
A9	0,091
A10	2,038
A11	0,512
A12	0,128

Tabela 5.9 – Tensão induzida nas situações B

Situação	Máxima tensão induzida (μV)
B1	4,087
B2	1,523
B3	6,527
B4	2,451
B5	3,988
B6	1,818
B7	6,346
B8	2,921

5.4 TENSÃO INDUZIDA NAS CAIXAS

Em laboratório também foi realizada uma medição de tensão na entrada da caixa de som, tensão entre terra dos cabos de caixa. Esta tensão é apenas o ruído que está sendo acoplado eletromagneticamente, esquemático da situação A. Fez-se esta medição com o amplificador ligado e o amplificador desligado para verificar a influência da corrente do cabo de força do amplificador na tensão induzida nas caixas. Com o amplificador desligado, a forma de onda é apenas ruído e com muita oscilação, como se vê na Figura 5.6.

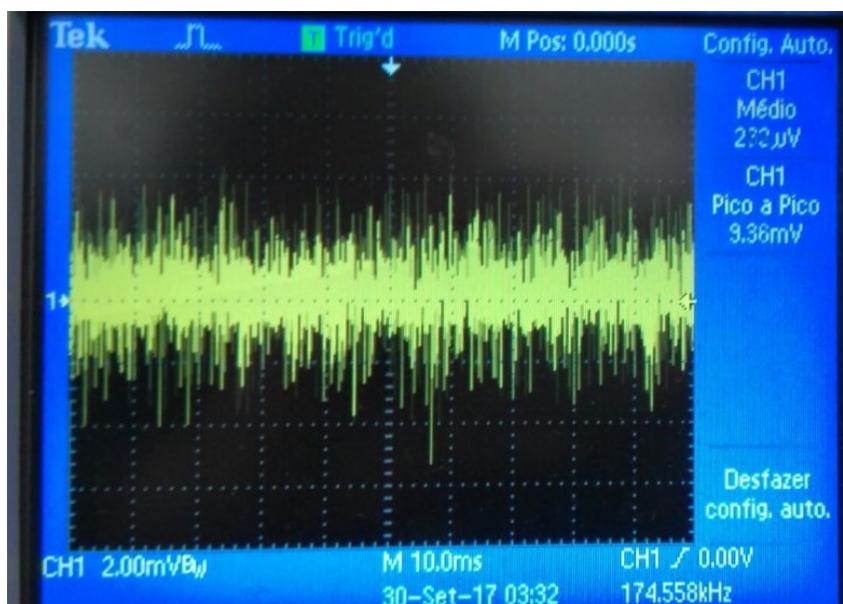


Figura 5.6 – Tensão induzida nas caixas com o amplificador desligado.

Fonte: Autoria da equipe.

Ao ligar o amplificador, Figura 5.7, percebe-se que a forma de onda muda completamente, lembrando a forma de onda da corrente de entrada do amplificador. Pode-se assim afirmar que a corrente de entrada do amplificador tem influência na tensão induzida nas caixas de som.

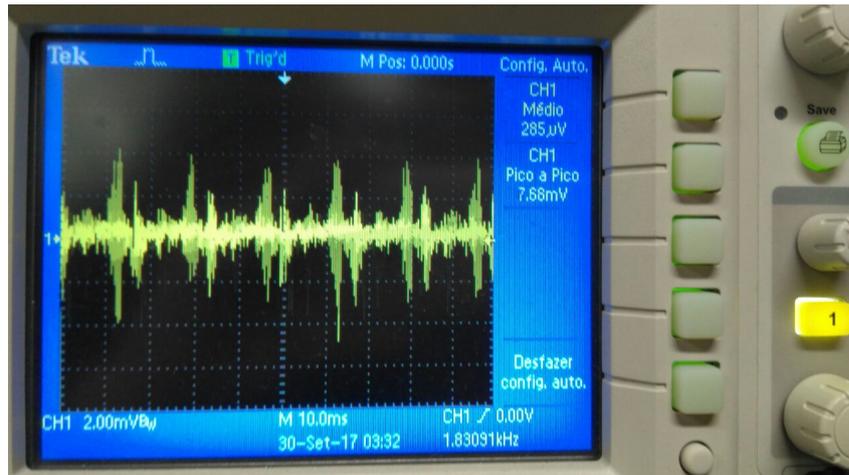


Figura 5.7 – Tensão induzida nas caixas com o amplificador ligado.

Fonte: Autoria da equipe.

A Tabela 5.10 mostra os valores pico a pico da tensão induzida nas caixas.

Tabela 5.10 – Valores pico a pico da tensão induzida

Tensão (mV)	Estado
7,7	Ligado
9,4 (maior oscilação)	Desligado

Nessa medição valida-se o cálculo da solução problema, em que é calculada, na situação A, a tensão induzida nos cabos de caixa. Nesse caso a tensão induzida ficou confinada na blindagem do cabo coaxial, não causando interferência no sinal de áudio entre amplificador e caixa.

6 CONCLUSÃO

Estudar fontes geradoras de perturbação eletromagnética, bem como os caminhos de acoplamento em cabos de áudio e força, possibilitou criar uma metodologia de análise da interferência eletromagnética em sistemas de áudio. Como comentado, o início deste trabalho se deu em uma palestra sobre fidelidade de som, ministrada pelo professor Antônio Carlos Pinho, no ano de 2016. Nessa palestra, quando estavam sendo ajustados os equipamentos, surgiu um ruído muito grande que foi repassado às caixas de som. Assim, foram trançados os cabos de força, método para diminuição de interferências eletromagnéticas, e o problema foi solucionado. Acontece que, com o decorrer do trabalho, as medições feitas em laboratório apontaram não um problema de interferência, as quais haviam sido consideradas, e sim um problema da quebra de uma placa de pré-amplificação e, conseqüentemente, mal contato dos cabos.

Descoberto tal fato, a decisão foi seguir, em partes, com os objetivos propostos no início deste trabalho. Fez-se, assim, as medições para a análise da linearidade do amplificador, em sua conexão com as caixas acústicas. Por mais que as medições feitas estiveram muito oscilantes para serem determinadas com precisão, muito provavelmente pelo osciloscópio utilizado e as faixas de frequência analisadas, os números nos mostraram uma não linearidade real do amplificador. Com ganhos variantes entre 1,009, mais baixo, e 1,46, mais alto, o ganho médio é de 1,199795, quase 20% de variação.

Além disso, o cálculo da tensão induzida nos canais de áudio nos mostraram que, como técnica de minimização da interferência eletromagnética, o afastamento dos cabos de força, dos cabos de caixa e dos cabos RCA do CD *player* é uma boa técnica para redução da intensidade da tensão induzida por acoplamento magnético.

O presente trabalho considerou apenas a tensão induzida nos cabos de caixa e de interconexão, devido às correntes harmônicas existentes na alimentação do amplificador. Outras perturbações, de maiores grandezas de frequência fundamental, como lâmpadas fluorescentes (que iluminavam o laboratório do LACTEC), não foram consideradas, visto que os harmônicos gerados poderiam ir de centenas de KHz ou MHz.

Por fim, o trabalho teve como objetivos elucidar a ideia de interferência eletromagnética como um todo. Visando sempre a aplicação prática, por mais que os equipamentos utilizados não tiveram o comportamento ideal para este tipo de análise, as medições, cálculos das situações problemas e possíveis métodos de minimização de ruídos nos mostraram que a interferência eletromagnética é um vasto campo de estudo e investigação, e que as técnicas para sua diminuição podem ser das mais simples, como afastamento de cabos, até as mais complexas, como uso de filtros.

REFERÊNCIAS

- ABNT. **Vocabulário eletrotécnico internacional: Compatibilidade Eletromagnética**. [S.l.]: Associação Brasileira de Normas Técnicas, 2003.
- BARUQUI, F. A. P. **Eletrônica IV**. 2008. Disponível em: <http://www.del.ufrj.br/~baruqui/Apostila_EletIV.pdf>.
- BORTONI, R. **Amplificadores de Potência**. 1999. Disponível em: <<http://www.ft.unicamp.br/~leobravo/TT%20305/amplificadores%20de%20potencia.pdf>>.
- BOYLESTAD, R. L. **Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos**. 6. ed. [S.l.]: Prentice-Hall do Brasil, 1999. v. 1.
- CASSIOLATO, C. **Inductive coupling and how to minimize their effects in industrial installations**. 2013. Disponível em: <<http://www.smar.com/en/technical-article/inductive-coupling-and-how-to-minimize-their-effects-in-industrial-installations>>.
- DRAGOS-GEORGE, D. Solutions for radio frequency electromagnetic interference in amplifier circuits. **Microchip Technology Inc.**, 2014.
- DUGAN ROGER C., M. S. S. B. W. H. **Electrical power systems quality**. 2. ed. [S.l.]: McGraw Hill, 2003. v. 1.
- FERREIRA, P. H. N. **Tensão induzida em um cabo telefônico por uma corrente circulando na sua blindagem**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Minas, 1990.
- HAYT, H. W.; BUCK, J. A. **Eletromagnetismo**. [S.l.]: LTC, 2003.
- HERRERA, C. G.; DONOSO-GARCIA, P. F.; GUIMARÃES, G. P. Qualidade da energia em sistemas de sonorização - harmônicos na rede. **Anais do III Congresso Brasileiro de áudio da AES-Brasil apresentado na IX Convenção Nacional da AES-Brasil**, 2005.
- JUNIOR, M. C.; FELIPIM, E. J.; GONZALES, A. F. S. **Interferência eletromagnética entre um cabo de baixa tensão e um cabo de sinal em par trançado**. Dissertação (B.S. thesis) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2013.
- JÚNIOR, A. P. **Eletrônica analógica: amplificadores operacionais e filtros ativos: teoria, projetos, aplicações e laboratório**. 6. ed. [S.l.]: Bookman, 2003. v. 1.
- KNIRSCH, J. **Os Harmônicos da Energia Elétrica no Áudio**. 2004. Disponível em: <<file:///C:/Users/Usuario/Downloads/artigos-05-04-palestra-harmonicos.pdf>>.
- KODALI, V. P. **Engineering electromagnetic compatibilty**. [S.l.]: Institute of electrical and electronic engineers, 1996.
- LIZ, M. B. d. **Contribuição para a redução da interferência eletromagnética em fontes chaveadas**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2003.
- MALVINO, A. **Electronic principles**. [S.l.]: McGraw-Hill, 2015.

- MEDIOCRE, M. **Ways Electromagnetic Interference Couples**. 2013. Disponível em: <<http://hubpages.com/education/Electromagnetic-Coupling-Methods>>.
- MSPC INFORMAÇÕES TÉCNICAS. **Amplificadores: Classes de operação**. 1999. Disponível em: <<http://www.mspc.eng.br/eletrn/ampcl110.shtml>>.
- OTT, H. W. **Noise reduction techniques in electronics systems**. 2. ed. [S.l.]: John Wiley Sons, 1998. v. 1.
- PAUL, C. R. **Eletromagnetismo para engenheiros**. [S.l.]: LTC, 2006.
- PAUL, C. R. **Introduction to electromagnetic compatibility**. 2. ed. [S.l.]: John Wiley Sons, 2006. v. 1.
- ROCHA, J. E. **Harmônicos em Sistemas Elétricos**. 2016. Disponível em: <[file:///C:/Users/Usuario/Downloads/Qualidade_02_Harmonicos/%20\(2\).pdf](file:///C:/Users/Usuario/Downloads/Qualidade_02_Harmonicos/%20(2).pdf)>.
- SADIKU, M. N. O. **Elementos de eletromagnetismo**. 5. ed. [S.l.]: Bookman, 2012. v. 1.
- SANCHES, D. **Interferência Eletromagnética**. [S.l.]: Interciência, 2003. v. 1.
- SILVA, F. V. R. d.; FREITAS, N. J. M. J.; JÚNIOR, J. b. V.; FREITAS, L. C. d. Amplificador classe d de 1000w rms com realimentação. **Anais do III Congresso Brasileiro de áudio da AES-Brasil apresentado na IX Conveção Nacional da AES-Brasil**, 2005.
- SILVA, M. M. D. d. **Análise de Filtros Passivos de Harmônicos de Conversor CA/CC de Seis Pulsos**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2007.
- SLONE, G. R. **High-power audio amplifier construction manual: 50 to 500 watts for the audio perfectionist**. 1. ed. [S.l.]: McGraw Hill, 1999. v. 1.
- TAVARES, C. A. P. **Interface do amplificador classe D com autofalante: Estudo e modelagem. Forma de interação destas unidades para integração em caixas ativos**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2010.
- TIMI, F. **Glossário**. 2014. Disponível em: <<http://www.timiaudio.com.br/fmt/glossary.htm>>.
- VALLE, S. d. Masterização parte 3- equalização. **Revista Áudio Música Tecnologia**, 2001.
- VIJAYARAGHAVAN, G.; BROWN, M.; BARNES, M. **Practical grounding, bonding, shielding and surge protection**. [S.l.]: IDC Technologies, 2004.
- WEBER, R. J. **Introduction to microwave circuits: radio frequency and design applications**. [S.l.]: IEE, 2001.
- WESTON, D. A. **Electromagnetic compatibility**. [S.l.]: Marcel Dekker, 2001.
- WILLOUGHBY, W. J. **W. J. Aircraft and avionics cabling E3 design manufacturing guidelines**. [S.l.]: NAVSO P-3181, 1993.