

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
INSTITUTO DE INFORMÁTICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM MICROELETRÔNICA**

LORENZO PETROLI

**Avaliação de um Modelo para Integridade
de Sinais em Circuitos Eletrônicos
Complexos**

Dissertação apresentada como requisito parcial
para a obtenção do grau de Mestre em
Microeletrônica

Profa. Dra. Fernanda Lima Kastensmidt
Orientadora

Porto Alegre, dezembro de 2012.

CIP – CATALOGAÇÃO NA PUBLICAÇÃO

Petroli, Lorenzo

Avaliação de um Modelo de Integridade de Sinais em Circuitos Eletrônicos Complexos / Lorenzo Petroli. – 2012.

64 f.

Orientadora: Fernanda Lima Kastensmidt.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Instituto de Informática, Programa de Pós-Graduação em Microeletrônica. Porto Alegre, BR – RS, 2012.

1. Integridade de Sinais. 2. Interferência Eletromagnética 3. Linhas de transmissão. I. Kastensmidt, Fernanda, orient. II. Título.

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL

Reitor: Prof. Carlos Alexandre Netto

Vice-Reitor: Prof. Rui Vicente Oppermann

Pró-Reitor de Pós-Graduação: Prof. Aldo Bolten Lucion

Diretor do Instituto de Informática: Prof. Luis Lamb

Coordenador do PGMicro: Prof. Ricardo Reis

Bibliotecária-Chefe do Instituto de Informática: Beatriz Regina Bastos Haro

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer a algumas pessoas pela colaboração neste trabalho. À minha orientadora, professora doutora Fernanda Lima Kastensmidt, pela ajuda e guia. Ao professor doutor Gilson Wirth pelos seus insights que muito ajudaram na definição do mesmo. Ao engenheiro Felipe Godinho, por trabalhar junto comigo nas simulações do circuito utilizado como base do trabalho, bem como no tratamento dos formatos requeridos pelas ferramentas. Ao engenheiro Marcos Silva, por me auxiliar no uso das ferramentas de simulação numérica dos modelos.

Agradeço, também, a DATACOM e a PARKS, empresas nas quais trabalhei durante este tempo, que incentivaram o desenvolvimento dos estudos aqui apresentados. Em especial àquela, por disponibilizar diversos recursos internos que foram essenciais.

Enfim, a todos que me deram suporte emocional para que esse trabalho pudesse ser concluído.

Sem todos vocês, não teríamos chego tão longe. Obrigado.

SUMÁRIO

| | |
|---|-----------|
| AGRADECIMENTOS | 3 |
| SUMÁRIO | 4 |
| LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS | 6 |
| LISTA DE FIGURAS | 7 |
| RESUMO | 9 |
| ABSTRACT | 10 |
| 1. INTRODUÇÃO | 11 |
| 2. INTEGRIDADE DE SINAL NA INDÚSTRIA | 14 |
| 2.1. Integridade de sinal..... | 14 |
| 2.1.1. Ruído e EMI | 15 |
| 2.2. Problemas de integridade de sinal | 17 |
| 2.2.1. Qualidade de sinal | 17 |
| 2.2.2. Crosstalk | 19 |
| 2.2.3. Outros efeitos..... | 22 |
| 2.3. Ferramentas computacionais para análise eletromagnética..... | 22 |
| 2.3.1. Hyperlynx | 22 |
| 2.3.2. Agilent ADS | 24 |
| 3. MODELANDO INTERCONEXÕES | 30 |
| 3.1. Componentes Ideais do Modelo | 30 |
| 3.1.1. Impedância..... | 30 |
| 3.1.2. O Resistor | 31 |
| 3.1.3. O Capacitor..... | 31 |
| 3.1.4. O Indutor | 32 |
| 3.1.5. A Linha de Transmissão | 36 |
| 3.2. Extração dos parâmetros RLCG..... | 42 |
| 3.3. A função de transferência de uma linha de transmissão..... | 43 |
| 3.4. Parâmetros Lineares | 45 |
| 3.4.1. Parâmetros de espalhamento | 45 |
| 3.4.2. Parâmetros de impedância | 46 |
| 3.5. Validações em interconexões isoladas | 47 |
| 3.5.1. Resultados experimentais | 49 |
| 4. VALIDAÇÕES EM INTERCONEXÕES MÚLTIPLAS | 50 |
| 4.1. Adaptações para múltiplas trilhas | 50 |
| 4.1.1. Indutâncias e capacitâncias mútuas | 51 |
| 4.1.2. Considerações sobre parâmetros lineares | 51 |
| 4.2. O backplane para transmissão de dados | 52 |
| 4.3. Resultados experimentais | 54 |
| 4.3.1. Parâmetros S de ganho | 56 |
| 4.3.2. Parâmetro S de reflexão..... | 57 |

| | | |
|-----------|---|-----------|
| 4.3.3. | Parâmetros de impedância de acesso..... | 58 |
| 4.3.4. | Estudo de impacto de erro | 59 |
| 4.3.5. | Análise dos resultados | 59 |
| 5. | CONCLUSÃO | 61 |
| | REFERÊNCIAS..... | 63 |

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

| | |
|-------|--|
| 2D | Duas Dimensões |
| 3D | Três Dimensões |
| AC | Alternate Current |
| ADS | Advanced Design System |
| CI | Circuito Integrado |
| DC | Direct Current |
| EMC | Electromagnetic Compatibility (Compatibilidade Eletromagnética) |
| EMI | Electromagnetic Interference (Interferência Eletromagnética) |
| FEXT | Far-End Crosstalk |
| FFT | Fast Fourier Transform (Transformada rápida de Fourier) |
| IBIS | Input/Output Buffer Information Specification (Especificação de informação de buffer de entrada e saída) |
| IFFT | Inverse Fast Fourier Transform (Transf. rápida de Fourier inversa) |
| LTE | Long Term Evolution (Evolução de longo prazo) |
| NEXT | Near-End Crosstalk |
| NOC | Network-on-Chip |
| ODB++ | Open DataBase (Banco de dado aberto) |
| PCB | Printed Circuit Board (Placa de Circuito Impresso) |
| RF | Radio Frequência |
| FR-4 | Fiber glass and epoxy Resin 4 |
| SI | Integridade de Sinais, do inglês <i>Signal Integrity</i> |
| SPICE | Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis (Programa de simulação com ênfase em circuito integrado) |
| WiMAX | Worldwide Interoperability for Microwave Access (Interoperabilidade mundial para acesso de microondas) |

LISTA DE FIGURAS

| | |
|---|----|
| Figura 2.1: Qualidade de Sinal | 15 |
| Figura 2.2: Crosstalk | 16 |
| Figura 2.3: Rail Collapse | 16 |
| Figura 2.4: EMI | 16 |
| Figura 2.5: Interconexão não uniforme | 17 |
| Figura 2.6: Interconexão com duas impedâncias características | 18 |
| Figura 2.7: Diagrama bounce e o gráfico Tensão vs. Tempo..... | 18 |
| Figura 2.8: Configuração para análise de crosstalk..... | 19 |
| Figura 2.9: Transmissão em modo-comum | 20 |
| Figura 2.10: Transmissão em modo-diferencial | 20 |
| Figura 2.11: Terminação PI..... | 21 |
| Figura 2.12: Terminação T | 21 |
| Figura 2.13: Simulações pré-layout no Hyperlynx..... | 23 |
| Figura 2.14: Densidade de corrente no Hyperlynx..... | 23 |
| Figura 2.15: Parâmetros S no Hyperlynx | 24 |
| Figura 2.16: Overview do ADS | 25 |
| Figura 2.17: Janela principal do ADS | 26 |
| Figura 2.18: Projeto esquemático no ADS | 26 |
| Figura 2.19: Configuração da simulação de parâmetros S no ADS | 27 |
| Figura 2.20: Seleção de curvas para apresentação no ADS | 28 |
| Figura 2.21: Apresentação gráfica de resultados no ADS..... | 29 |
| Figura 3.1: Símbolo do resistor | 31 |
| Figura 3.2: Símbolo do capacitor | 31 |
| Figura 3.3: Símbolo do indutor | 32 |
| Figura 3.4: Campos magnéticos em um condutor linear | 34 |
| Figura 3.5: Símbolo da linha de transmissão..... | 36 |
| Figura 3.6: Twisted pair | 36 |
| Figura 3.7: Par Coaxial..... | 37 |
| Figura 3.8: Microstrip..... | 37 |
| Figura 3.9: Stripline..... | 37 |
| Figura 3.10: Leading Edge | 38 |
| Figura 3.11: Modelo de primeira ordem para a linha de transmissão | 39 |
| Figura 3.12: Segmento básico da linha de transmissão | 40 |
| Figura 3.13: Modelo de segunda ordem para a linha de transmissão..... | 41 |
| Figura 3.14: Segmento básico da linha de transmissão com perdas..... | 42 |
| Figura 3.15: Propriedades da linha de transmissão | 42 |
| Figura 3.16: Configuração geral para cálculo da função de transferência | 44 |
| Figura 3.17: Configuração para medida dos parâmetros S..... | 46 |
| Figura 3.18: Configuração para medida dos parâmetros Z | 47 |

| | |
|---|----|
| Figura 3.19: Circuitos de trilhas únicas (EUDES et. al., 2012)..... | 47 |
| Figura 3.20: Parâmetros Z para interconexões simples (EUDES et. al., 2012)..... | 49 |
| Figura 3.21: Parâmetros S para interconexões simples (EUDES et. al., 2012)..... | 49 |
| Figura 4.1: Modelo RLCG expandido..... | 51 |
| Figura 4.2: Exemplos de equipamentos concentradores de dados | 53 |
| Figura 4.3: Uso de backplane em equipamento concentrador de dados..... | 53 |
| Figura 4.4: Backplane no testbench e projeto de layout das trilhas | 54 |
| Figura 4.5: Parâmetros S de ganho da interconexão I_1 | 56 |
| Figura 4.6: Parâmetros S de ganho da interconexão I_2 | 56 |
| Figura 4.7: Parâmetros S de reflexão da interconexão I_1 | 57 |
| Figura 4.8: Parâmetros S de reflexão da interconexão I_2 | 57 |
| Figura 4.9: Impedâncias de acesso da interconexão I_1 | 58 |
| Figura 4.10: Impedâncias de acesso da interconexão I_2 | 58 |
| Figura 4.11: Estudo de interferência dos componentes mútuos | 60 |

RESUMO

Uma das características mais marcantes das gerações atuais é a necessidade por armazenar e acessar cada vez mais informação em dispositivos cada vez menores. O desenvolvimento de tais equipamentos é, por si só, uma área de conhecimento incrivelmente especializada e que possui desafios que flertam a todo o instante com os limites da física. Um deles são interações entre circuitos conhecidas como interferências eletromagnéticas EMI (do inglês ElectroMagnetic Interference) e seu comportamento é estudado e combatido através de uma área conhecida como Integridade de Sinais.

Neste cenário, esta dissertação tem por objetivo trazer ao leitor uma introdução ao mundo da Integridade de Sinais, desenvolvendo didaticamente modelos utilizados em cálculos de robustez à interferência eletromagnética. É objetivo, também, apresentar e avaliar os trabalhos acadêmicos mais atuais da área, agregando valor comercial aos mesmos por aplicá-los a um projeto comercial típico e comparar com resultados experimentais. Quando da introdução à aplicação comercial que seria utilizada nos testes, expansões ao modelo de interconexões simples que se fazem necessárias em ambientes de múltiplas linhas de transmissão são expostas.

Finalmente, análises de integridade de sinal foram feitas em um par diferencial de interconexões. Sua resposta foi analisada em um espectro de frequência que variou de aproximadamente 0GHz até 10GHz. Para efeitos de comparação, juntamente com as medidas efetuadas em uma placa prototipada e as simulações obtidas com a aplicação do modelo alvo, também foram feitos testes utilizando o ADS, uma ferramenta largamente utilizada no estudo de integridade de sinal de projetos eletrônicos.

Conforme dito na análise dos resultados, é possível concluir que o modelo sob avaliação apresenta um resultado de alta confiabilidade para frequências relativamente baixas. Conforme as frequências ultrapassaram 4GHz, entretanto, desvios, possivelmente produzidos por pequenas variações nos valores calculados para indutâncias e capacitâncias mútuas, afetam significativamente a qualidade e veracidade do cálculo.

Palavras-Chave: Integridade de Sinal, Interferência Eletromagnética, linhas de transmissão, modelo RLCCG.

Evaluation of a Signal Integrity Model on Complex Electronic Circuits

ABSTRACT

One of the most striking characteristics of current generations is the need for store and access more and more information and always smaller devices. The development of such equipment is a highly specialized area of knowledge and its challenges flirt with physics limits all the time. One of those challenges regards the interactions between electronic circuits known as Electromagnetic Interference (EMI). Its behavior is studied and mitigations of it are researched by an area called Signal Integrity (SI).

Given this scenario, the present dissertation aims to bring the reader to the world of Signal Integrity. It accomplishes that by means of didactically present models used on EMI hardness calculations. It is also a goal to present and evaluate one of the SI's most recent academic researches, while adding commercial value to it. The models are applied on a typical commercial design and the results are compared with measurements. Finally, expansions to the target model are presented to make capable of handle multi interconnections environments.

SI analyses were performed on a differential pair. Its response was analyzed in the frequency domain from near 0GHz up to 10GHz. The measurements performed on a prototyped board, the simulation of the model, and results obtained through ADS simulations were also performed.

As it is presented in results section, it is possible to conclude that the model under evaluation presents high reliability results for low frequencies. However, as frequencies become higher than 4GHz, deviations, probably caused by small variations on mutual capacitance and inductance calculations, significantly affect the quality and correctness of results.

Keywords: Signal Integrity, Electromagnetic Interference, transmission lines, RLCC model.

1. INTRODUÇÃO

Desde as tarefas humanas mais cotidianas, como dirigir-se de casa ao trabalho, acessar informações diárias ou comprar mantimentos para casa, até as atividades mais complexas e sofisticadas, como transmitir pacotes de informação codificados em sinais elétricos entre continentes ou projetar edificações que desafiam as possibilidades físicas, circuitos eletrônicos desempenham um papel fundamental em um estilo de vida humano cada vez mais acelerado e orientado a interação social remota. Estes arranjos de dispositivos muitas vezes não são notados ou sequer considerados no nosso dia a dia, mas sem eles o modo como interagimos com o ambiente ao nosso redor não poderia existir.

Uma das características mais marcantes das gerações atuais é a necessidade por armazenar e acessar cada vez mais informação em dispositivos cada vez menores. Bibliotecas inteiras podem ser consultadas através de equipamentos que levamos em nossas mochilas ou em nosso bolso.

O desenvolvimento de tais equipamentos é, por si só, uma área de conhecimento incrivelmente especializada e que possui desafios que flertam a todo o instante com os limites da física. Um deles diz respeito ao modo como a informação é transmitida e manipulada pelos circuitos eletrônicos. Circuitos eletrônicos são compostos por uma série de componentes que manipulam tensões e correntes elétricas de forma ordenada, fazendo com que eles comportem-se de forma previsível. A essa forma previsível é atribuído um significado, de modo que padrões de sinais elétricos possam ser considerados informação. Então, em última instância, ela é simplesmente um conjunto de sinais e impulsos elétricos que, idealmente, seriam processados independentemente uns dos outros. Entretanto, a cada dia aprendemos a dura lição de que na natureza nada se comporta idealmente e diversas interações indesejáveis acontecem entre os diferentes componentes eletrônicos que utilizamos.

Essas interações são conhecidas como interferências eletromagnéticas EMI (do inglês ElectroMagnetic Interference) e seu comportamento é estudado e combatido através de uma área conhecida como Integridade de Sinais. Esta área existe desde os primórdios da eletrônica (BOGAR et. al. 1979) e vem ganhando cada vez mais importância (SUNG et. al. 2010) a cada dia.

Inicialmente, como pode ser constatado por trabalhos como o proposto por Bogar (1979), surgiu uma preocupação entre pesquisadores com o que era chamado apenas de ruído. Este ruído estava presente no ambiente e fazia com que os equipamentos eletrônicos, cada vez menores e mais avançados, comesçassem a apresentar problemas ou, simplesmente, desvio da normalidade. Na época, nasceu a preocupação para que novos equipamentos fossem capazes de suprimir os efeitos das possíveis interferências externas e, ao mesmo tempo, não se tornarem uma fonte delas. A esta capacidade foi

dado o nome de Compatibilidade Eletromagnética (EMC – Electromagnetic Compatibility). Em meados da década de 1970 e 1980, este requisito era atingido com a separação de linhas de transmissão a distâncias suficientes ou através do uso de filtros de linha (BOGAR et. al. 1979).

O crescimento atual em importância se deve ao aumento vertiginoso do nível de integração de componentes e dispositivos eletrônicos e microeletrônicos, que acompanha o igualmente impressionante crescimento na capacidade de processamento e armazenamento de nossas ferramentas computacionais. Entretanto, conforme os circuitos eletrônicos se desenvolveram, a necessidade de diminuição no seu tamanho impediu que a interferência entre barramentos pudesse ser evitada pelo mero afastamento dos mesmos.

Essa aproximação física de componentes eletrônicos faz com que eles interajam mais e mais uns com os outros, de modo que se chega a um estado onde perturbações geradas por um dispositivo em uma placa de circuito impresso ou dentro de um circuito integrado são capazes de degenerar a informação ou o sinal elétrico presente em seus vizinhos mais próximos. Além disso, com o aumento das frequências de operação e conseqüente diminuição dos tempos de subida e descida dos sinais, novos efeitos foram surgindo (BENNET et. al. 1983).

Para esses efeitos, as soluções consagradas já não fazem efeito e novas técnicas precisaram ser desenvolvidas, como por exemplo a utilização de pares diferenciais (ABUELMA'ATTI et. al. 1989), melhora dos modelos (EUDES et. al. 2011), etc. Por fim, com o avanço dos próprios sistemas computacionais, foi possível desenvolver ferramentas capazes de prever o comportamento dos circuitos (AGILENT 2012, MENTOR 2012), sendo estas inovações o que existe de estado da arte na mitigação dos efeitos de EMI.

Tal preocupação com ferramentas de desenvolvimento se deve ao fato de que sistemas eletrônicos complexos são extremamente caros de se desenvolverem. Isso quer dizer que um erro em fase de protótipo pode custar muito caro para as empresas. A única forma de evitar esse impacto financeiro é garantindo que, ainda na fase de desenvolvimento, o projeto esteja dentro das especificações eletromagnéticas. Para isso, as ferramentas utilizadas pelos engenheiros (AGILENT 2012, MENTOR 2012) devem ser capazes de extrair dos desenhos de projeto toda a informação acerca da suscetibilidade eletromagnética do mesmo.

Como denota Bogatin (2003) em seu trabalho, muito se fez em termos de modelagem 2D para cálculo de resistência e capacitância em interconexões, bem como modelagem 3D para cálculo de indutâncias e matrizes de interação entre elas. Entretanto, como Bogatin (2003) também deixa claro, os recursos computacionais necessários para cálculo preciso dos modelos são bastante exigidos, acarretando em um longo tempo de simulação.

Hoje, trabalhos de pesquisadores como Eudes et. al. (2011), buscam diminuir as exigências computacionais sem, no entanto, diminuir significativamente a qualidade ou confiabilidade dos resultados obtidos. Particularmente Eudes et. al. (2011) fez um trabalho extensivo utilizando uma nova abordagem dos parâmetros de espalhamento (Scattering Parameters ou, simplesmente, Parâmetros S), combinados com funções de transferência de impedâncias e matrizes Z. Essas últimas foram por sua vez propostas anteriormente por Hammerstad (1975, 1980) e por Pucel (1968). Eudes et. al. demonstram que essa abordagem atinge um resultado confiável com requisitos

computacionais muito menores dos que as utilizadas atualmente, através da aplicação de sua metodologia em projetos simples de testes.

Contudo, como já mencionado, a indústria eletrônica encontra-se em um momento onde mesmo os menores projetos são muito complexos. Em um equipamento eletrônico comum, provavelmente haverá uma quantidade muito grande de interconexões próxima entre si. Não apenas isso, estas interconexões não estarão distribuídas bidimensionalmente, mas sim, estarão dispostas em diversas camadas. Em um circuito regular, uma placa de circuito impresso pode ter entre 6 a 14 camadas preenchidas por trilhas e planos de alimentação e referência. Além disso, as interconexões conectam uma série de componentes passivos e ativos. Estes últimos provavelmente serão compostos por circuitos integrados que, por si só, são conjuntos de interconexões nano e micrométricas distribuídas em diversas camadas de metalização sobre um substrato de silício.

Nesse sentido, os resultados propostos por Eudes et. al. (2011) precisam ser estendidos para sistemas reais e comerciais. Apenas através desta confirmação é que a técnica proposta poderá ser integralmente absorvida pela indústria. Até o momento do desenvolvimento deste trabalho, não é de conhecimento do autor tal estudo.

Neste cenário, esta dissertação tem por objetivo trazer ao leitor uma introdução ao mundo da Integridade de Sinais, desenvolvendo didaticamente modelos utilizados em cálculos de robusteza a interferência eletromagnética. É objetivo, também, apresentar e avaliar os trabalhos acadêmicos mais atuais da área, agregando valor comercial aos mesmos por aplicá-los a um projeto comercial típico e comparar com resultados experimentais. O restante do trabalho divide-se da seguinte forma.

A seção 2 faz uma breve introdução aos conceitos de integridade de sinal e seus problemas. Após, na mesma seção, são apresentadas as ferramentas mais utilizadas na indústria atualmente, incluindo a opção escolhida para o desenvolvimento deste trabalho. Na seção seguinte, deduzem-se os modelos de interconexões, ferramental básico para toda esta dissertação, desde os componentes mais básicos do modelo até as funções de transferência utilizadas nos trabalhos mais atuais. Ao final, resume os resultados obtidos por Eudes et. al. (2011, 2012) no que tange linhas de transmissão isoladas. Na seção 4 é apresentada a aplicação comercial que foi utilizada na construção deste trabalho e, juntamente, a modelagem de suas interconexões através do conceito de linhas de transmissão múltiplas. Finalizando o capítulo, são apresentados os resultados experimentais e de simulação obtidos pelo autor e, finalmente, traça-se uma comparação entre eles e os obtidos por trabalhos anteriores na área. Fechando esta dissertação, uma conclusão é feita acerca da adequabilidade dos modelos existentes atualmente e eventual necessidade de melhoria em alguns pontos, para que os mesmos possam ser adotados com sucesso pela indústria de eletrônicos.

2. INTEGRIDADE DE SINAL NA INDÚSTRIA

Datam do começo do século XX estudos como o do pesquisador Griswold (1916), que já abordavam os efeitos da interferência eletromagnética no cotidiano. Na época, a preocupação estava muito baseada em efeitos de altas tensões elétricas nos sistemas eletrônicos primordiais, como o sistema de telefonia. Na época, sistemas eletrônicos não eram massificados e, mesmo que fossem, as frequências de operação baixas e grandes tensões envolvidas no funcionamento dos equipamentos não permitiam que problemas de EMI fossem notados. Apenas grandes campos eletromagnéticos, como os gerados pelas altas tensões dos sistemas de distribuição de energia elétrica, eram capazes de tal feito.

Hoje, qualquer projetista de equipamentos ou circuitos eletrônicos precisa, em uma de suas tarefas mais importantes, garantir que seu projeto seja eletricamente compatível com o ambiente no qual ele operará. Isso supõe duas premissas. A primeira é de que o produto não interferirá o funcionamento de outros equipamentos em seu entorno. A segunda é que ele próprio seja robusto o suficiente a emissões eletromagnéticas presentes no ambiente.

Da mesma forma, com o aumento da frequência dos sinais de clock e diminuição do tamanho dos dispositivos, esta preocupação também existe para com os diferentes componentes em placas de circuito impresso e suas interconexões. As respostas para esses desafios de compatibilidade elétrica residem na área coberta pela Integridade de Sinal. Esta área será brevemente apresentada na primeira parte deste capítulo. A seguir, um resumo das principais ferramentas utilizadas hoje em dia pelos projetistas será desenvolvido. Finalmente, a modelagem de interconexões utilizada no decorrer deste trabalho é deduzida, desde os componentes mais básicos até a interação entre eles.

2.1. Integridade de sinal

Integridade de Sinal refere-se, em um sentido mais amplo, a todos os problemas que existem em equipamentos e dispositivos eletrônicos devido às suas interconexões. Refere-se, também, a como as propriedades elétricas das interconexões, interagindo com os sinais elétricos de tensão e corrente, podem afetar o desempenho do equipamento (BOGATIN, 2003).

Ainda segundo Bogatin (2003), todos os problemas conhecidos podem ser classificados em três classes:

- Problemas de Temporização (Timing);
- Problemas de Ruído (Noise);
- Problemas de Interferência Eletromagnética (EMI).

Os problemas de temporização estão relacionados, dentro do contexto deste trabalho, com o modo como as interconexões em um circuito afetam a frequência de operação de um circuito pelo seu tempo de propagação. Embora esta também seja uma parte importante do projeto de sistemas embarcados e circuitos integrados, estes problemas não serão discutidos neste texto.

2.1.1. Ruído e EMI

Os problemas de ruído e EMI compõem a maior parte dos problemas e, em geral, devido à sua importância e interação com o meio, possuem leis e regulamentações governamentais que determinam quais os níveis seguros que devem ser seguidos em projetos eletrônicos.

Devido à vasta gama de problemas existentes que muitas vezes confundem até os mais experientes engenheiros, esta classe de efeitos é normalmente subdividida em quatro grupos principais: qualidade de sinal, crosstalk, rail collapse e EMI (BOGATIN, 2003).

Qualidade de Sinal remete aos efeitos que surgem em uma interconexão devido às suas próprias propriedades elétricas. Tratam-se, aqui, de reflexões e distorções de sinal que ocorrem pelas discontinuidades na impedância na trilha principal do sinal, chamada de *signal path*, ou no caminho de retorno, *return path*.

Na Figura 2.1, exemplifica-se o caso onde um sinal elétrico, seja tensão ou corrente, de forma idealmente quadrada, é propagado por uma interconexão. A cada instante este sinal “enxerga” uma impedância Z até que, em determinado ponto, ocorre uma mudança neste valor para Z' que é maior que o valor original. Isto faz com que uma reflexão ocorra e parte o sinal retorne ao ponto original e o restante siga degenerado até seu destino.

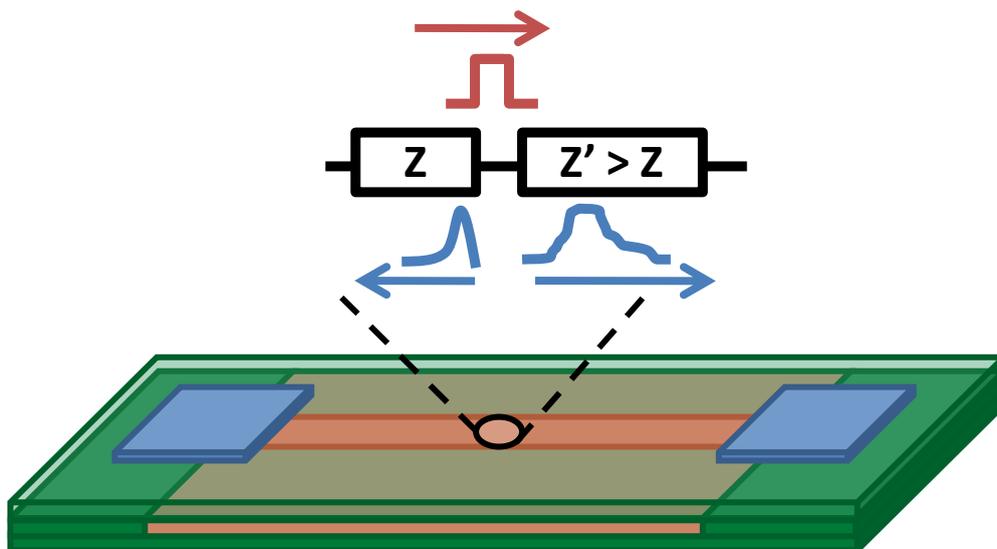


Figura 2.1: Qualidade de Sinal

Crosstalk consiste na interferência que um sinal aplica em interconexões vizinhas que estejam dentro de seu raio de ação. Em geral, esta interferência é causada por acoplamentos capacitivos e indutivos existentes entre os sinais e seus caminhos de retorno. Tais acoplamentos são exemplificados na Figura 2.2, na qual se mostra uma interconexão sendo influenciada pela sua vizinha.

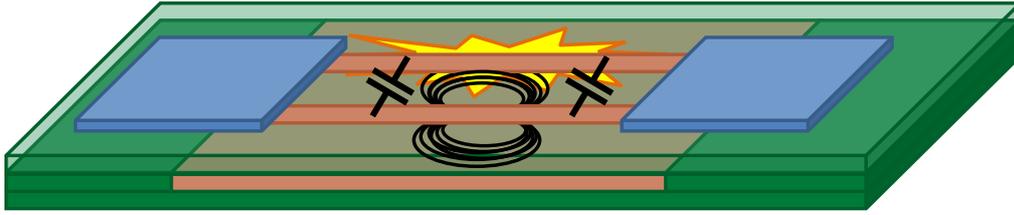


Figura 2.2: Crosstalk

Rail Collapse é a perda de integridade das tensões nos planos de alimentação de um sistema que ocorrem devido a impedâncias existentes na rede de distribuição de energia. Na Figura 2.3 está representado este fenômeno de forma simplificada, em que se atribui ao sinal de alimentação de entrada (V_{cc}) um fator de atenuação (α). Em circuitos reais este fator pode não ser constante no tempo, aumentando o problema de ruído no circuito.

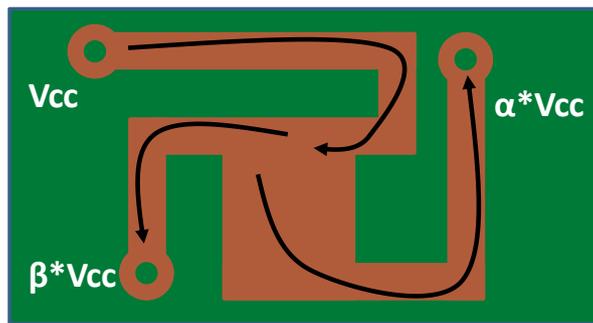


Figura 2.3: Rail Collapse

Interferência eletromagnética, por fim, relaciona-se com a interação entre um sistema fechado (componente ou equipamento) e o seu entorno. Quando um sistema não interfere de maneira significativa com o ambiente no qual ele opera, diz-se que ele possui Compatibilidade Eletromagnética (EMC). Neste tópico incluem-se a maior parte das leis e regulamentações sobre o comportamento de um sistema. A Figura 2.4 mostra uma situação na qual um equipamento emite ondas eletromagnéticas capazes de atingir outro situado nas suas proximidades, modificando indesejavelmente seu comportamento.

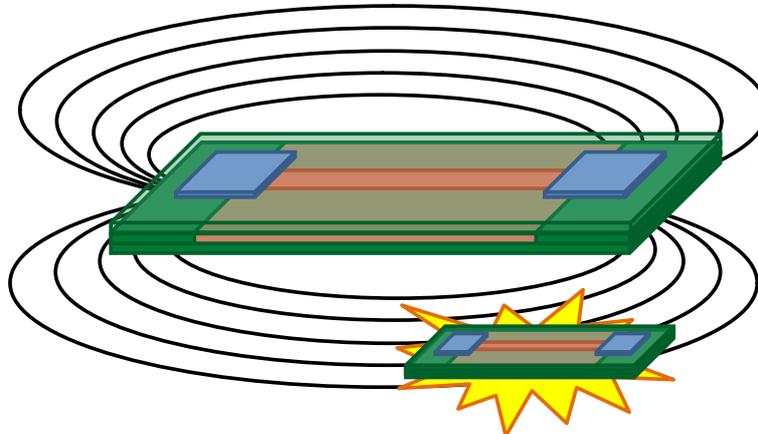


Figura 2.4: EMI

Para que se possam entender melhor estes efeitos, é necessário que, primeiro, sejam introduzidos conceitos básicos de impedância (capacitância, resistência e indutância) e de linhas de transmissão. Estas definições são apresentadas na próxima sessão e supõem

um conhecimento básico de eletrônica e eletromagnetismo por parte do leitor. Esta descrição se dará de forma incremental, aplicada a modelagem de interconexões que, como já mencionado neste texto, é o principal fator contribuinte nos problemas de integridade de sinal.

2.2. Problemas de integridade de sinal

Como já mencionado, os problemas envolvendo integridade de sinal podem ser divididos em três grandes classes. Neste trabalho, duas delas são apresentadas e subdivididas em outras quatro subclasses, nas quais todos os efeitos conhecidos podem ser enquadrados. Nesta seção, apresentam-se em maior detalhe estas subdivisões, introduzindo, quando possível, qual o estado da arte na solução dos efeitos no que diz respeito à qualidade de sinal, crosstalk, rail collapse e EMI.

2.2.1. Qualidade de sinal

Esta classe de problemas engloba todos os efeitos originados pela natureza da própria interconexão (caminho do sinal e caminho de retorno). Como descrito em Bogatin (2003), enquanto um sinal viaja através de uma interconexão, ele sente a cada instante a impedância do condutor. Se, durante esta viagem, ocorrer uma mudança nesta impedância instantânea (Figura 2.5), parte do sinal elétrico refletirá de volta à sua fonte e parte continuará seu caminho de forma distorcida. Este é o princípio que rege a maioria dos problemas de qualidade de sinal.

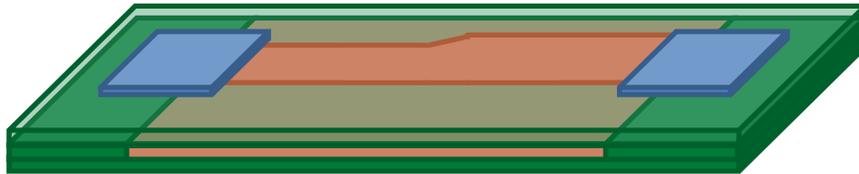


Figura 2.5: Interconexão não uniforme

Estas mudanças de impedância podem ocorrer por diversas razões: as dimensões físicas da interconexão podem sofrer uma mudança instantânea; as dimensões ou a natureza do dielétrico que separa e caminhos de transmissão e retorno são modificadas; o caminho de retorno apresenta descontinuidades; a interconexão apresenta divisões, também conhecidos como *branches* ou *stubs*; e, por fim, a trilha apresenta curvas ou joelhos mal projetados.

Para entender melhor o processo pelo qual as reflexões e distorções são geradas, primeiramente o fenômeno é analisado de forma qualitativa. Suponha uma interconexão que possui duas regiões distintas com impedâncias características diversas (Figura 2.6). Como definido nas bases do eletromagnetismo (como apresentado por Sadiku (2004)), é fisicamente impossível se obter campos elétricos ou campos magnéticos infinitos. Na prática, isto significa que descontinuidades na tensão ou corrente ao longo do condutor não são permitidas, inclusive na interface entre as duas regiões da trilha, pois isto levaria à situação comentada acima.

Entretanto, se a tensão se mantivesse a mesma emitida pela fonte por toda a interconexão, isto significaria que a corrente também deveria manter-se a mesma. Mas isto só é atingido para o caso no qual a impedância característica da linha é constante. Como a suposição inicial é de que a descontinuidades na impedância, conclui-se que a tensão não pode manter-se inalterada. Esse fato implica no surgimento de uma tensão

refletida, em direção à fonte, que compense a mudança na tensão, causada pela descontinuidade da impedância.

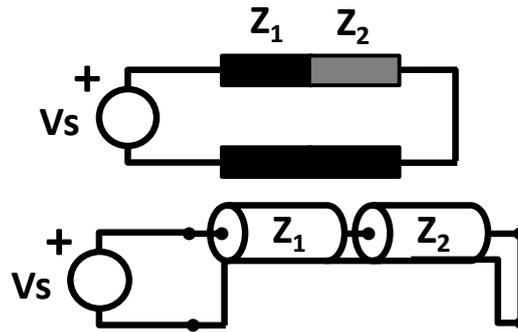


Figura 2.6: Interconexão com duas impedâncias características

A quantidade de sinal que será refletido de volta à fonte é definido como coeficiente de reflexão ρ , o qual é calculado pela equação Eq. 2.1, onde V_{refl} é a tensão refletida, V_{trans} é a tensão transferida e V_{inci} é a tensão incidente na interface entre as duas regiões.

$$\rho = \frac{V_{refl}}{V_{inci}}$$

$$V_{trans} = V_{refl} - V_{inci}$$

$$I_{inci} - I_{refl} = I_{trans}$$

$$\frac{V_{inci}}{Z_1} - \frac{V_{refl}}{Z_1} = \frac{V_{trans}}{Z_2}$$

$$\frac{V_{inci}}{Z_1} - \frac{V_{refl}}{Z_1} = \frac{V_{inci}}{Z_2} + \frac{V_{refl}}{Z_2}$$

$$\rho = \frac{V_{refl}}{V_{inci}} = \frac{(Z_2 - Z_1)}{(Z_1 + Z_2)} \tag{Eq. 2.1}$$

Com esta equação e conhecendo o atraso de cada segmento da interconexão é possível determinar, através de diagramas bounce (MOORE, 1960), o comportamento da tensão em cada instante de tempo, como apresentado na Figura 2.7.

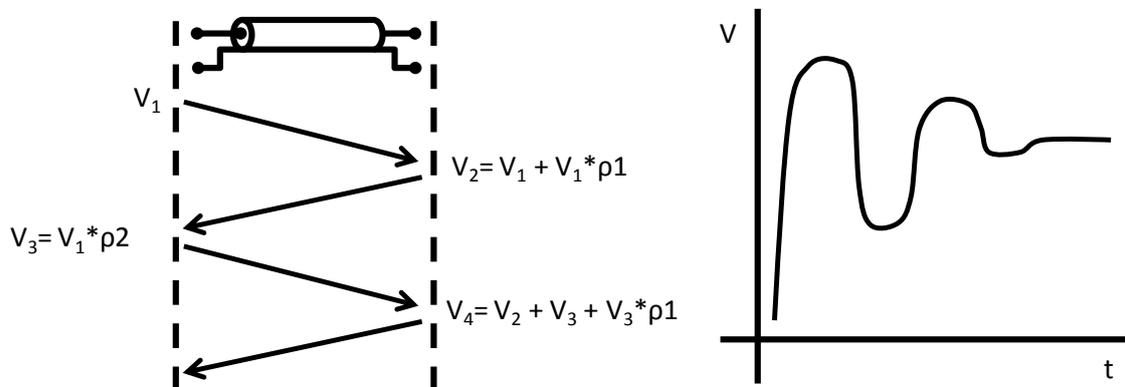


Figura 2.7: Diagrama bounce e o gráfico Tensão vs. Tempo

Existem ainda duas situações especiais para as quais a equação Eq. 2.1 pode ser aplicada. Caso a impedância de saída da fonte do sinal não for igual à impedância da linha, reflexões ocorrerão neste ponto seguindo a mesma regra já explicada. Assim também acontece para o caso da resistência de terminação da interconexão. Se a linha

de transmissão acabar em um circuito aberto ou curto circuito ($\rho=1$ ou $\rho=-1$), então haverá reflexão total do sinal.

De posse destas simples regras é possível calcular qualquer diagrama de bounce para qualquer situação que possa surgir, de modo a ser possível uma avaliação detalhada da interconexão para determinar se existem problemas de qualidade de sinal em seu projeto.

2.2.2. Crosstalk

Outra classe de problemas de integridade de sinal, o crosstalk difere da anterior por tratar de efeitos que ocorrem em uma linha de transmissão devido à interferência de uma linha vizinha. Normalmente, trata-se da interconexão fonte de ruído como a linha ativa ou agressora e, analogamente, da receptora como a linha silenciosa ou vítima. O crosstalk é um efeito que envolve todo o loop de corrente dos sinais envolvidos, incluindo seus caminhos de retorno.

Este efeito ocorre por existirem acoplamentos capacitivos e indutivos entre os sinais, causados por campos elétricos e magnéticos gerados pela linha ativa que interceptam a silenciosa e que são denominados capacitâncias mútuas e indutâncias mútuas.

O ruído entre duas linhas de transmissão adjacentes pode ser medido ou analisado utilizando uma configuração como da Figura 2.8, na qual um sinal é inserido no início da linha ativa, ou *near end* e seu final, ou *far end*, é terminado com uma impedância equivalente à impedância intrínseca da linha. Da mesma forma, tanto início quanto fim da interconexão silenciosa devem ser terminados com a impedância intrínseca correspondente. Isto garante que problemas de qualidade de sinal sejam eliminados da análise.

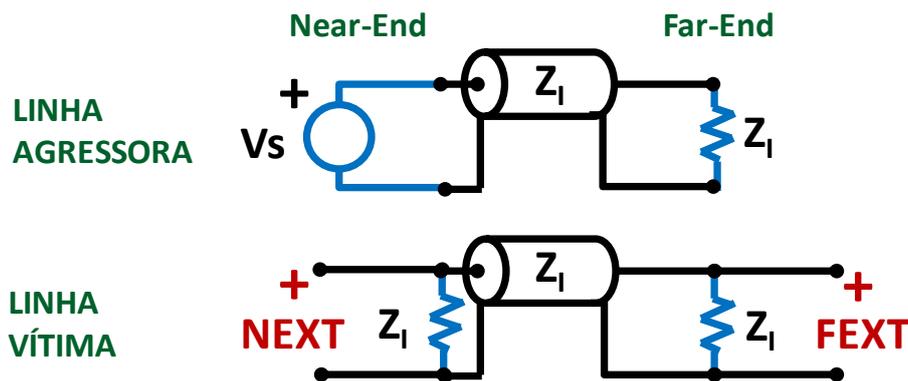


Figura 2.8: Configuração para análise de crosstalk

Os padrões de interferência no sinal que surgem nesses pontos extremos são bastante diferentes entre si e recebem denominação própria. O ruído sentido no início da linha chama-se Near-End CrossTalk (NEXT) e o que ocorre no final denomina-se Far-End CrossTalk (FEXT).

Como descrito por Wang (2011), acoplamentos indutivos entre as linhas causam o surgimento de ondas positivas no near end da linha vítima e, analogamente, o surgimento de ondas negativas no far end da mesma. Acoplamentos capacitivos, por sua vez, causam o aparecimento de interferências positiva em ambos extremos da linha vítima.

Esta diferença de comportamento se dá devido à diferença entre as interações magnética e elétrica entre os condutores. Essas interações são descritas, por suas vez como modos de transmissão e podem ser separadas em modo-comum, ou do inglês *even-mode*, e modo-diferencial, ou *odd-mode*.

Em modo-comum, duas linhas de transmissão acopladas são excitadas por fontes com mesma magnitude e em fase. Dessa forma, a capacitância efetiva da linha será diminuída pela capacitância mútua e a indutância efetiva sofrerá um aumento. A Figura 2.9 demonstra a interação entre os campos, elétrico e magnético, de condutores operando em modo-comum.

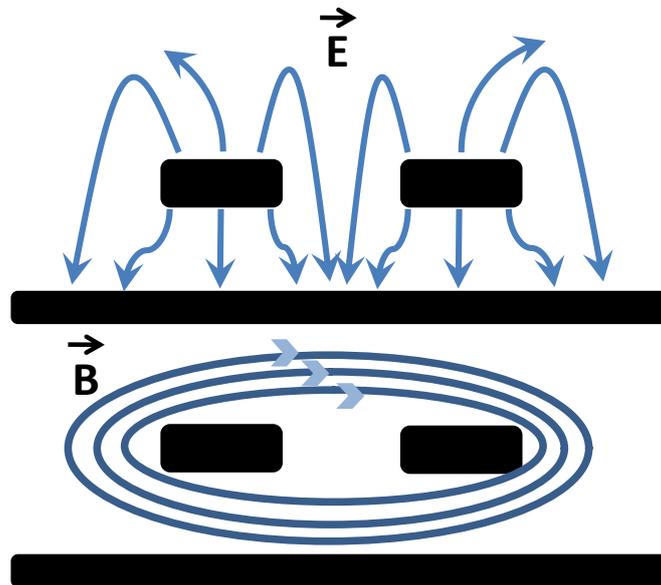


Figura 2.9: Transmissão em modo-comum

Em modo-diferencial, duas linhas de transmissão acopladas são excitadas por fontes com mesma amplitude, mas defasadas uma da outra em 180° . Devido a isso, a capacitância efetiva aumentará com a capacitância mútua e a indutância efetiva sofrerá uma diminuição. A Figura 2.10 denota os campos, elétrico e magnético, de condutores operando em modo-diferencial.

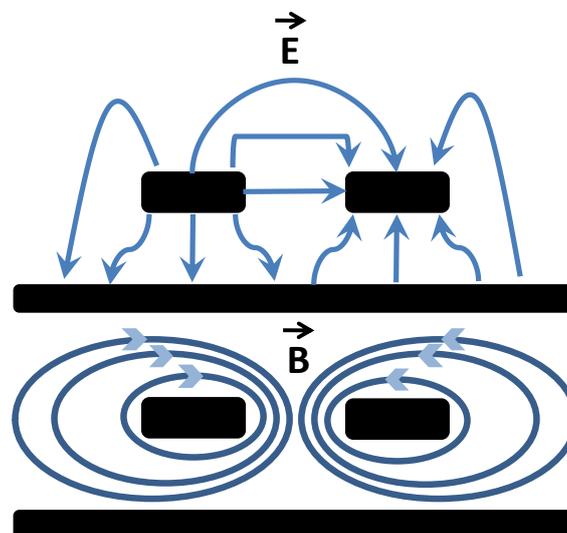
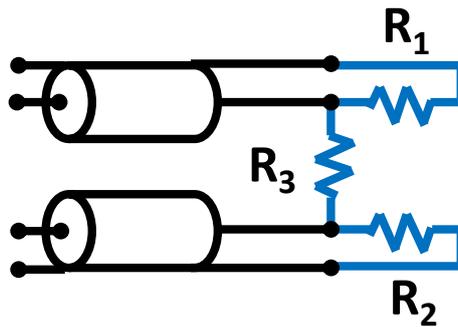


Figura 2.10: Transmissão em modo-diferencial

É importante denotar que, na prática, condutores acoplados possuem as duas formas de transmissão, pois sinais DC e sinais de dados podem ser dissociados em um somatório de ondas, estando algumas em fase e outras fora de fase com respeito a sua análoga na linha vizinha. Assim, ao se calcular a impedância de uma linha, devemos considerar essa natureza ambígua da transmissão e desmembrá-la em impedância de modo-comum (Z_{even}) e impedância de modo-diferencial (Z_{odd}).

Um das formas de se minimizar o efeito de crosstalk em linhas muito próximas é adicionar resistores de terminação entre as linhas e a referência e entre ambas as linhas. Tradicionalmente, projetos de sistemas eletrônicos utilizam duas formas de terminação.

Em terminações PI, como mostrado na Figura 2.11, são utilizados dois resistores conectados à referência e um resistor conectados entre as linhas. Este tipo de terminação previne reflexões em ambos modos de transmissão.

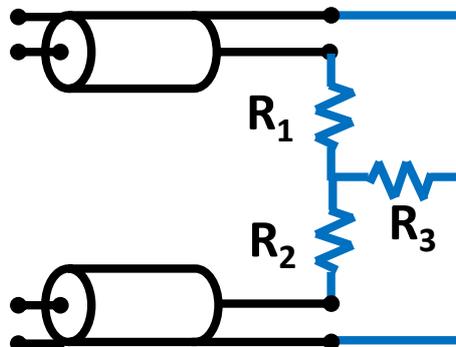


$$R_1 = R_2 = Z_{even}$$

$$R_3 = 2 \times \frac{Z_{even} \times Z_{odd}}{Z_{even} - Z_{odd}}$$

Figura 2.11: Terminação PI

Já terminações T, como denotado pela Figura 2.12, caracterizam-se pela utilização de dois resistores entre os condutores acoplados e apenas um conectado ao sinal de ground. Assim como a terminação anterior, esta configuração também apresenta uma boa prevenção de reflexão para modo-comum e modo-diferencial.



$$R_1 = R_2 = Z_{odd}$$

$$R_3 = \frac{1}{2} \times (Z_{even} - Z_{odd})$$

Figura 2.12: Terminação T

2.2.3. Outros efeitos.

Existem ainda outros efeitos relacionados à integridade de sinal, como por exemplo, Emissão e Compatibilidade Eletromagnética, mas que não serão diretamente abordados neste texto.

2.3. Ferramentas computacionais para análise eletromagnética

Conforme dito anteriormente, os projetos de circuitos eletrônicos e circuitos integrados encontram-se em um ponto no qual é necessário garantir que o projeto funcione em todos os seus aspectos ainda na fase de projeto. Só assim as empresas atingem viabilidade econômica. Mais ainda, no atual nível de integração e complexidade dos projetos, é crucial que os engenheiros tenham à sua disposição ferramentas que os auxiliem nestas etapas de verificação do projeto.

O texto a seguir apresenta as principais ferramentas utilizadas comercialmente para análise de integridade de sinal. Primeiramente introduz-se o Hyperlynx, ferramenta comercializada pela empresa Mentor Graphics. Após, um breve apanhado das principais funcionalidades do ADS, distribuído pela Agilent, é exposto, incluindo uma passo a passo para simulação de projetos com a ferramenta.

2.3.1. Hyperlynx

O Hyperlynx é um conjunto de ferramentas desenvolvido e distribuído pela empresa Mentor Graphics. Ele agrega valor ao projeto de sistemas embarcados capacitando projetistas a rapidamente analisar e eliminar problemas de integridade de sinal em estágios iniciais do desenvolvimento de produto. O fabricante anuncia (MENTOR 2012) que é possível utilizá-lo em praticamente qualquer fluxo de projeto de PCB e que ele entrega ótima performance, aumentando a produtividade e reduzindo custos de projeto.

Em suas últimas versões, a ferramenta é apresentada com um conjunto de “wizards” que guiam a configuração dos parâmetros do projeto através de telas intuitivas de fácil utilização para engenheiros com qualquer nível de experiência.

Com Hyperlynx, a análise de integridade de sinal começa antes do desenvolvimento do layout propriamente dito. O editor de pré-layout (Figura 2.13) permite que cenários e configurações de Integridade de Potência sejam simulados atingindo, assim, os requisitos de velocidade do projeto para a PCB alvo.

Após a finalização do layout, pode ser executada uma simulação completa de Integridade de Potência antes de se produzir o primeiro protótipo. Desse modo, erros podem ser mitigados antes de investir recursos importantes da empresa em algo que poderia, de outro modo, falhar por erros básicos de projeto.

Com o uso extensivo de baixos níveis de tensão nos circuitos atuais, quedas e perdas nelas pelos planos e trilhas dos circuitos atuais tornaram-se críticos. Planos de alimentação descontínuos produzem correntes DC excessivas, entre outros problemas de EMI. O Hyperlynx fornece modelos de carga DC simples que são utilizados para calcular densidade de corrente (Figura 2.14). Os resultados podem ser vistos de forma gráfica e pontos críticos são identificados.

Uma das características mais importantes para este trabalho, entretanto, diz respeito à análise de desacoplamento. Capacitores de desacoplamento são normalmente

projetados utilizando regras de estimativas grosseiras que foram definidas em um período onde projetos possuíam frequências de chaveamento bem menores, assim como surto de tensões. O Hyperlynx clama permitir a determinação precisa do número, localização e valor nominal dos capacitores de desacoplamento. Ele apresenta a rede de desacoplamento completa extraída de forma gráfica como um perfil de impedância. Apresenta, também, os efeitos de perdas em planos de indutância, dielétricos, etc. através de modelos que vão desde o SPICE simples até os parâmetros S.

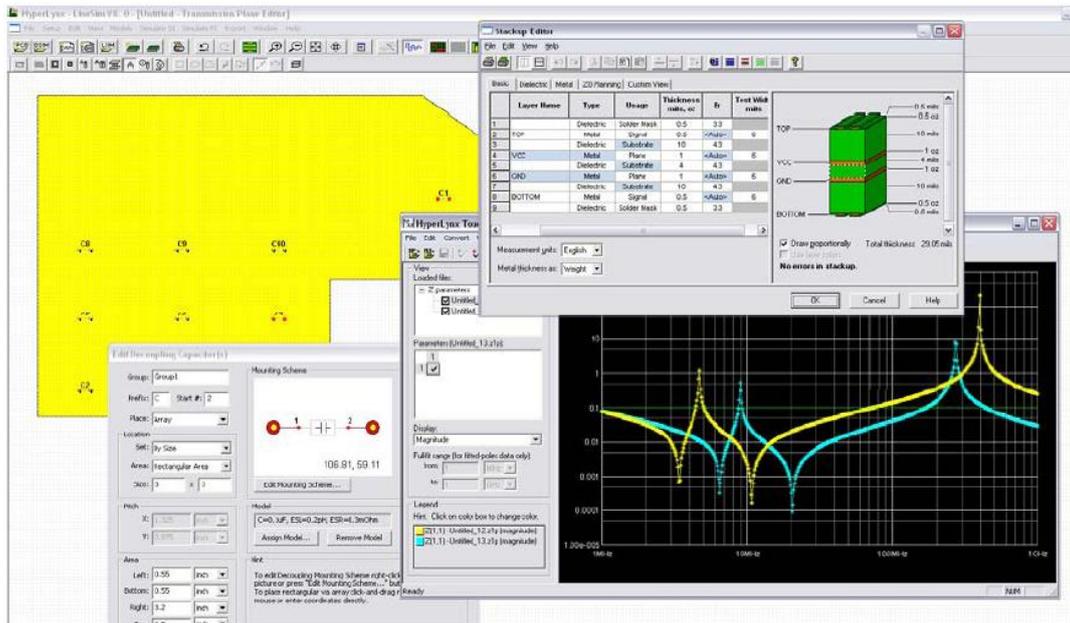


Figura 2.13: Simulações pré-layout no Hyperlynx

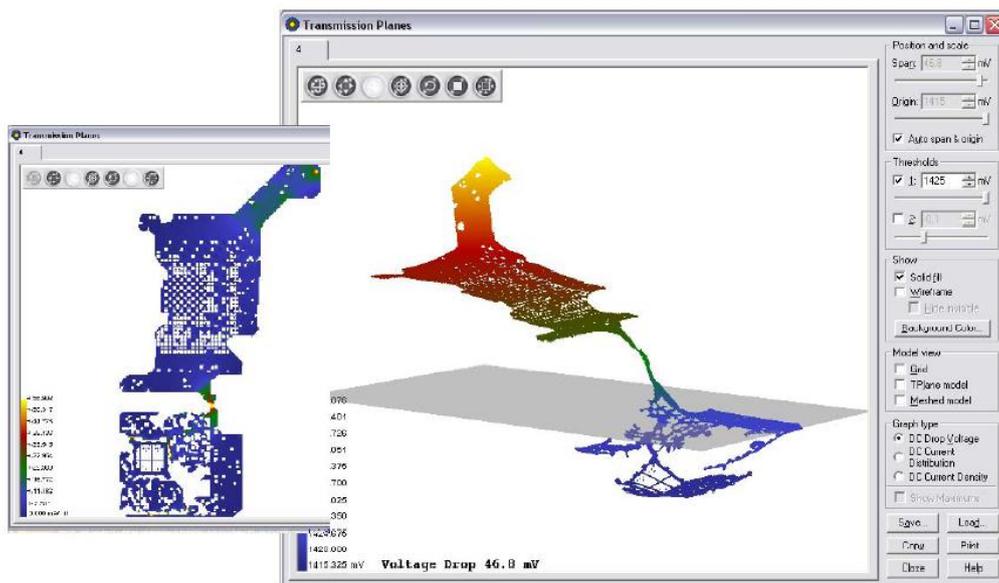


Figura 2.14: Densidade de corrente no Hyperlynx

Nesse quesito, inclusive, melhorias na modelagem dos parâmetros S incluem ajuste de pólos complexos. Isto torna os modelos mais explícitos e visíveis ao usuário. Com

sua aplicação gráfica (Figura 2.15), o Hyperlynx facilita o ajuste de passividades e simetrias, conversão de parâmetros S/Y/Z e redução de linhas com auto terminação.

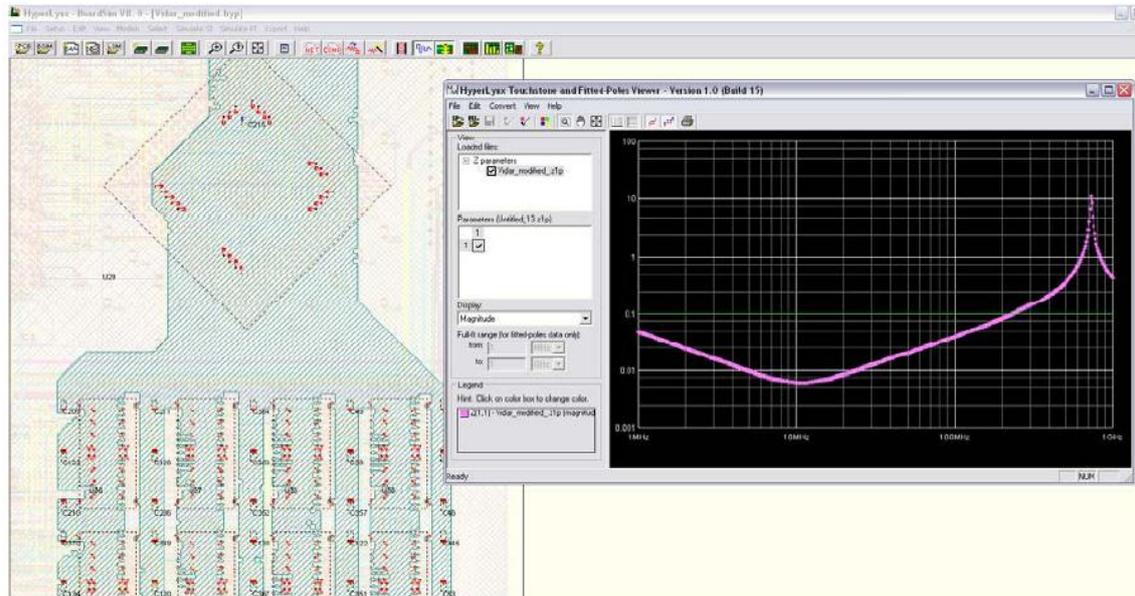


Figura 2.15: Parâmetros S no Hyperlynx

No que tange a modelagem de linhas de transmissão com perdas, o Hyperlynx baseia-se nos modelos multipolos de Debye (DEBYE, 1912). Estes fornecem grande intervalo de validade no plano frequência. Possuem o diferencial de entregar suporte a correções assintóticas de baixa frequência, o que não é oferecido pela maioria das ferramentas.

Entretanto, no contexto do presente trabalho, o Hyperlynx não é a ferramenta mais direta para utilizar. Isto, pois não há um módulo específico para a extração ou simulação dos parâmetros S. Para se obter uma estimativa dos parâmetros S, o projetista deve obter resultados intermediários que possibilitem o cálculo externo desses parâmetros. Esses passos intermediários são as relações entre reflexão na entrada e saída da linha com o sinal original, os quais são a base da definição dos próprios parâmetros S.

2.3.2. Agilent ADS

O ADS é uma suite completa para design e verificação de projetos eletrônicos, sejam em nível de PCB ou CI. Desenvolvido pela empresa Agilent Technologies (AGILENT 2012), ela clama que o ADS é a ferramenta líder de mercado em software de automação de projetos RF e digitais de alta performance. O sistema introduziu no mercado ferramentas inovadoras para o desenvolvimento no estado da arte, de modo que hoje é possível aos engenheiros obter simulações de parâmetros X e simulação de EMI 3D. Dentro do mercado de telecomunicações, o ADS fornece uma solução capaz de auxiliar no desenvolvimento de projetos WiMAX e LTE, que são as tecnologias mais importantes do ramo atualmente.

A ferramenta suporta todos os níveis de projeto (Figura 2.16), seja o desenvolvimento de esquemático elétrico ou layout, e também uma gama diversa de simulações, como por exemplo, simulações no domínio tempo, no domínio frequência e de campo eletromagnético. Isto permite aos projetistas serem mais ágeis no desenvolvimeto de sistemas, já que em nenhum momento se faz necessário o uso de

ferramentas externas ou conversores de formato de arquivo para compatibilidade entre soluções.

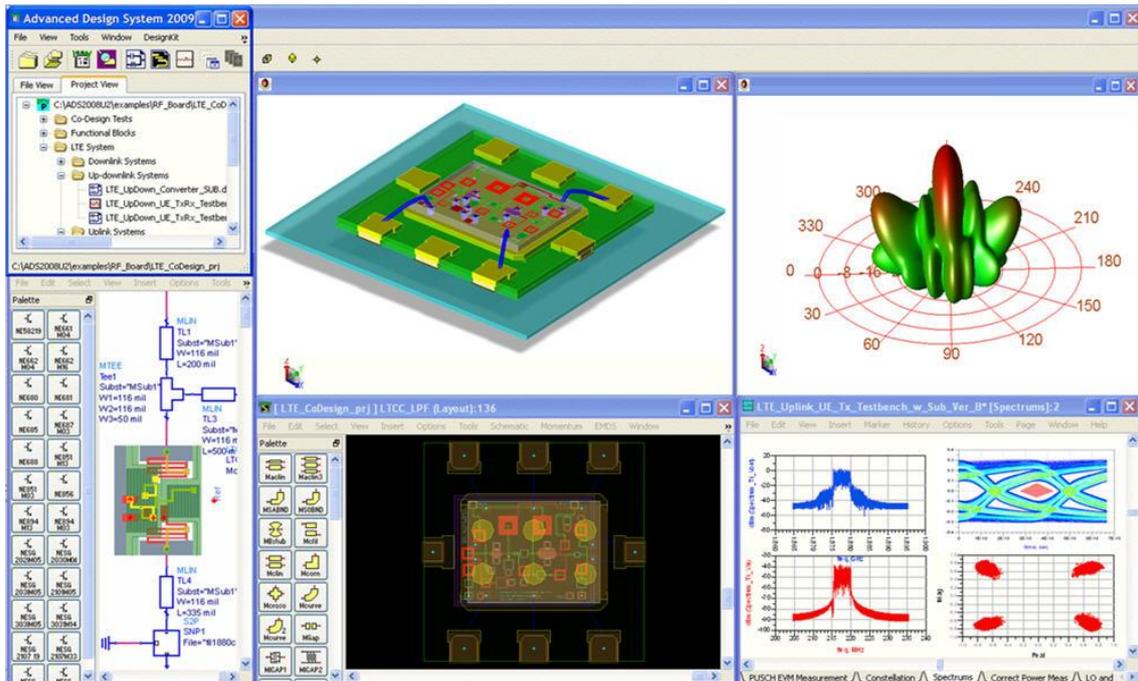


Figura 2.16: Overview do ADS

Uma das técnicas mais poderosas e versáteis, a qual garantiu ao ADS uma enorme aceitação, compreendidas na ferramenta é a extração dos chamados parâmetros S. Estes parâmetros têm ganhado cada vez mais importância no desenvolvimento de sistemas de altas frequências, pois, como denotado por Warwick (2012), sua medida é bastante simples e, embora eles representem características no domínio frequência, eles podem ser facilmente combinados com técnicas no domínio tempo utilizando métodos de IFFT.

Para entender como é simples de se obter uma simulação de parâmetros S, toma-se como exemplo um fluxo de projeto de um filtro básico. Primeiramente, é necessário criar o projeto dentro da ferramenta, conforme Figura 2.17, onde após nomeá-lo a ferramenta cria uma série de diretórios padrão automaticamente. Este diretórios conterão os arquivos de projeto .dsn bem como os arquivos de resultados de simulação .dds, utilizados para apresentação gráfica das simulações.

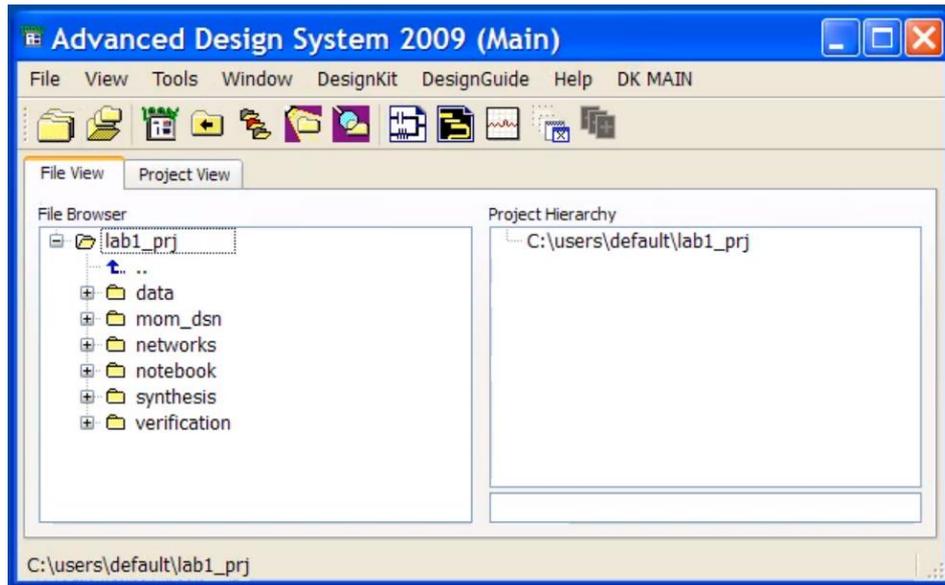


Figura 2.17: Janela principal do ADS

É a partir desta tela principal que será possível acessar todos os outros recursos disponíveis no ADS, como por exemplo, a biblioteca de projetos exemplo, a tela de desenvolvimento de esquemático (Figura 2.18), o centro de projeto de layout e resultados de simulações.

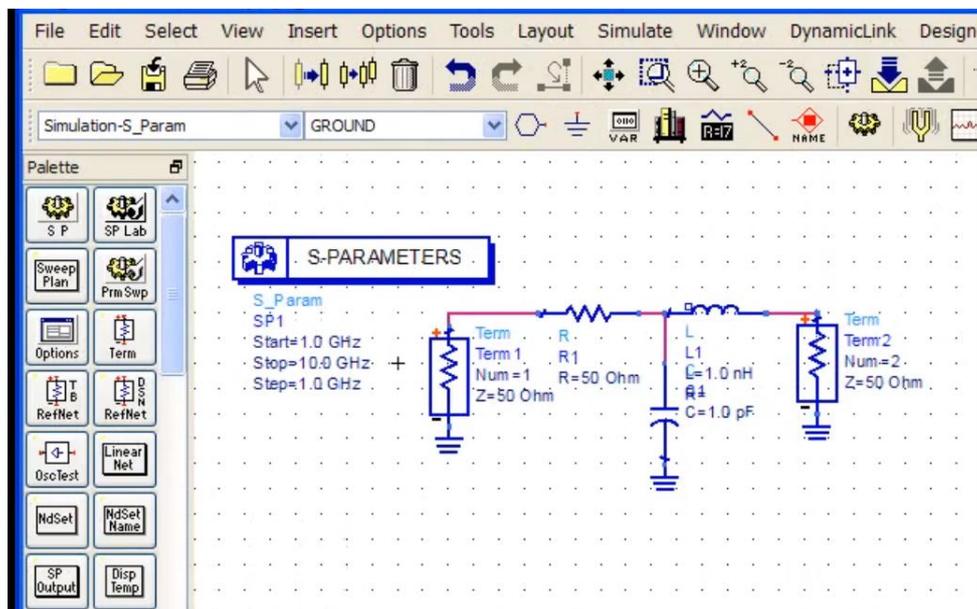


Figura 2.18: Projeto esquemático no ADS

Após construir o esqueleto base do projeto, é o momento de começar a desenvolver o esquemático. Nesta tela serão projetados os elementos do circuito. No exemplo apresentado, um circuito RLC simples é mostrado. O ADS permite desde operações básicas como edição de parâmetros dos componentes até as mais complexas como construir e configurar modelos para o circuito. Além disso, é possível inserir componentes externos que tenham sido modelados fora do projeto. Isto é particularmente útil na indústria, pois os fornecedores de componentes e circuitos geralmente permitem a simulação de soluções que utilizem seus componentes através da disponibilização de modelos IBIS ou SPICE.

Além do circuito, também nesta tela que serão colocadas as informações relativas às simulações que se desejam executar. No exemplo da Figura 2.19, é possível observar um componente de simulação de parâmetros S posicionado no circuito como se fosse mais um componente, isto é, possui uma descrição e parâmetros de configuração. Todos os componentes são inseridos através de diferentes “palets” que possuem bibliotecas padrão de componentes.

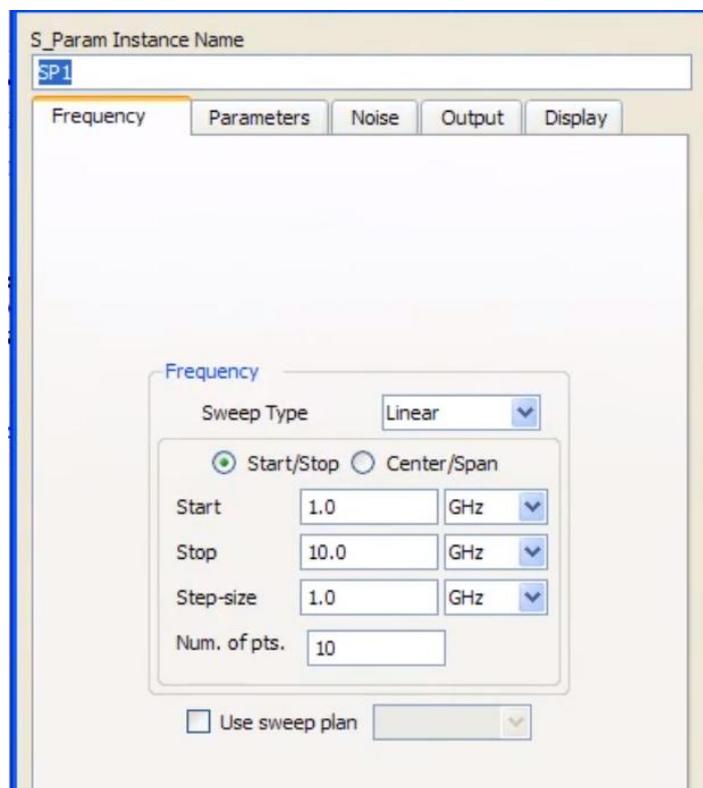


Figura 2.19: Configuração da simulação de parâmetros S no ADS

O último passo antes de se executar a simulação é configurar os parâmetros da “gear” de simulação (Figura 2.20). Com um duplo clique sobre o componente, será apresentada a tela de configuração. No caso dos parâmetros S, é possível estipular um intervalo de frequências nas quais a simulação será executada e um passo de iteração sobre elas. Caso seja conveniente, é possível até mesmo determinar o tipo de escala que será apresentada nos resultados.

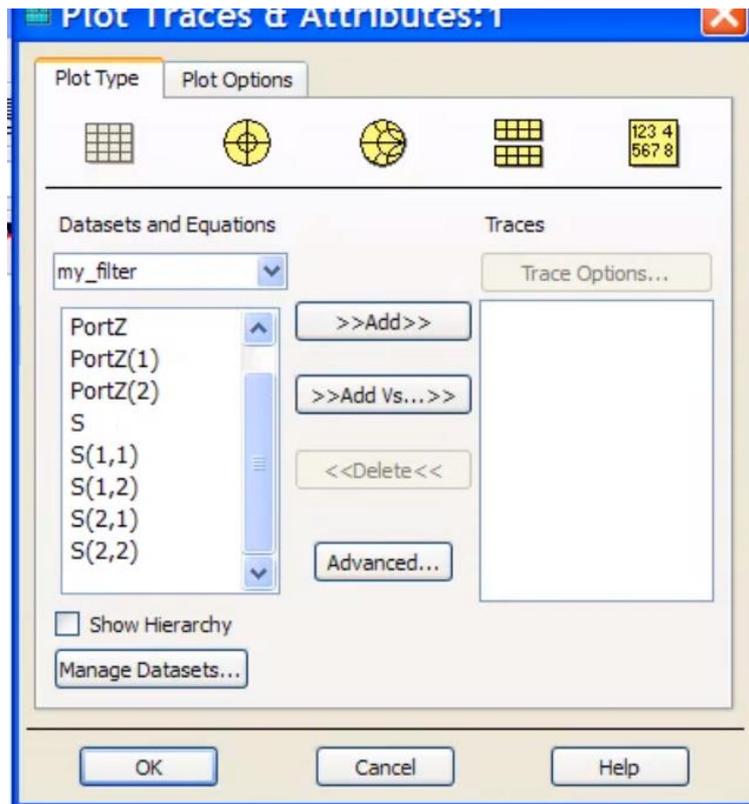


Figura 2.20: Seleção de curvas para apresentação no ADS

Efetuada a simulação através da guia de simulação, os resultados podem ser visualizados na tela de “display” de dados. Ali é possível mostrar os mais diversos resultados da maneira mais conveniente para o usuário. Opções incluem a apresentação de todos os sinais em gráficos separados ou em um gráfico único. Os estilos de apresentação também variam entre modos retangulares lineares até diagramas de Smith, nos quais é possível expor os valores em dB, valores reais ou imaginários, fase e magnitude. Tudo isto é automaticamente calculado pelo ADS sem que o usuário precise ingressar qualquer fórmula.

Configuradas as características de saída desejadas pelo usuário, obtém-se o resultado final, conforme apresentado na Figura 2.21. Neste fluxo exemplo, é bastante simples para qualquer usuário, mesmo sem experiência, obter facilmente um estado do seu projeto a qualquer momento, podendo avaliar necessidade de mudanças no mesmo já em estágio iniciais do trabalho.

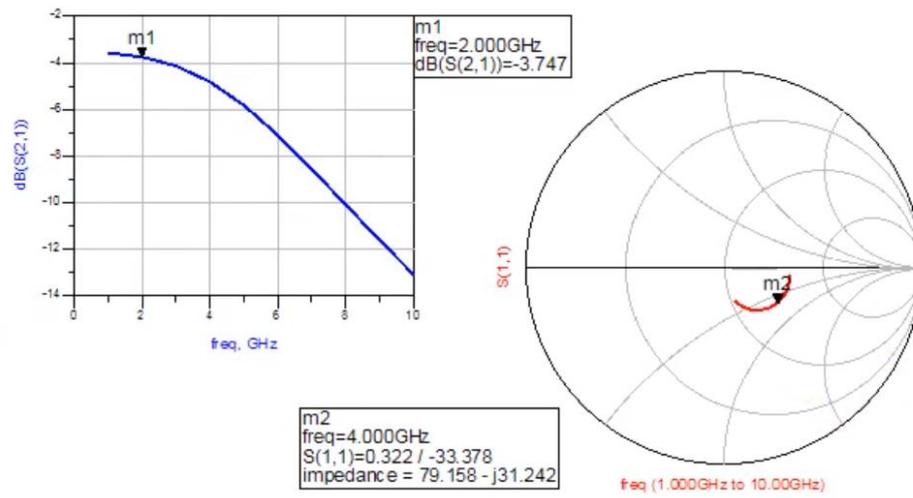


Figura 2.21: Apresentação gráfica de resultados no ADS

3. MODELANDO INTERCONEXÕES

Como em qualquer área da física ou engenharia, para que um fenômeno ou comportamento possa ser realmente entendido, é necessário que se construa um modelo matemático baseado em elementos ideais de comportamento bem definido e conhecido. Todo modelo representa um compromisso entre a precisão de descrição do comportamento e o custo para que ele seja aplicado com sucesso.

Isso quer dizer que efeitos que produzem variações desprezíveis no comportamento real do sistema, ou que só podem ser percebidos fora dos intervalos de análise, podem ser removidos do modelo, simplificando sua descrição e entendimento.

Assim, aqui também será tomado um modelo de descrição de interconexões que possibilitem cálculo manual e/ou simulação computacional dos efeitos indesejáveis descritos na sessão anterior. Este modelo foi sugerido por Bogatin (2003), por isso, todo o desenvolvimento dele pode ser encontrado nesta referência com maior detalhamento. A escolha deste livro se deve ao fato de boa parte da pesquisa que se realiza na área, hoje (JIN et. al. 2006, RAHMAN et. al. 2010), tomá-lo como livro básico de leitura.

3.1. Componentes Ideais do Modelo

O modelo proposto por Bogatin (2003) é composto por quatro componentes ideais que são descritos no domínio tempo e frequência, a citar o resistor, o capacitor, o indutor e um novo elemento chamado linha de transmissão. Este último é composto, também, pelos outros três componentes básicos, mas com regras próprias de disposição que garantem uma aproximação muito boa do efeito real.

O objetivo final destes componentes é descrever a impedância de uma interconexão que é, em última instância, a responsável pelo aparecimento de efeitos indesejáveis no sistema. Ela não é constante, mas varia conforme a frequência de operação do circuito, pelo acoplamento com impedâncias de interconexões vizinhas, ou por deformidades e divisões na sua extensão.

3.1.1. Impedância

Até este ponto, muito se falou sobre como a impedância influencia a transmissão de um sinal por uma interconexão. Entretanto, ainda não foi fornecida uma definição consistente desta grandeza. O termo Impedância leva a uma definição intuitiva de que se trata de uma grandeza que representa uma "força" agindo contra o fluxo natural do sistema. No caso de um circuito eletrônico, fica subentendido que se trata de um fenômeno que impede, com uma determinada magnitude, que um sinal elétrico seja transmitido idealmente pelo circuito.

Embora esta definição intuitiva seja útil para a compreensão do fenômeno, ela pouco ajuda na modelagem matemática do problema. Para este fim, utiliza-se a definição da equação Eq. 3.1. Ela é válida para qualquer dispositivo de dois terminais, não importa a sua forma ou a natureza da tensão ou corrente aplicadas a ele.

$$Z = \frac{V}{I} \quad (\text{Eq. 3.1})$$

Embora Eq. 3.1 seja aplicada apenas a dispositivos de dois terminais, conforme Bogatin (2003) descreve, a impedância possui uma definição precisa, a qual pode ser aplicada a qualquer tipo de dispositivo, baseada na relação que existe entre a corrente que atravessa o componente e a tensão que surge sobre ele. A única diferença é que, para dispositivos com mais de dois terminais, a modelagem destes torna-se mais complexa.

3.1.2. O Resistor

O resistor (símbolo é mostrado na Figura 3.1) é um componente que, idealmente, determina uma relação direta entre tensão e corrente, independente de qualquer natureza ou características desses sinais. Esta relação, conforme definido na equação Eq. 3.2 depende apenas da forma do material (largura L e área A da seção ortogonal) e das propriedades elétricas intrínsecas, ou resistividade ρ , do mesmo.



Figura 3.1: Símbolo do resistor

Substituindo-se Eq. 3.1 em Eq. 3.2, chega-se a definição de que a impedância para um resistor ideal é igual à sua resistência (Eq. 3.3). Em componentes reais, existem efeitos de segunda ordem que tornam o dispositivo dependente de frequência. Estes podem ser modelados, por sua vez, através de capacitâncias e indutâncias ideais, que são tratadas a seguir.

$$\frac{V}{I} = r = \rho * \frac{L}{A} \quad (\text{Eq. 3.2})$$

$$Z = R \quad (\text{Eq. 3.3})$$

3.1.3. O Capacitor

O capacitor (Figura 3.2) é um elemento que estabelece uma relação entre a carga armazenada nele (Q) e a tensão (V) que surge entre seus terminais. Esta relação, chamada de capacitância, é definida na equação Eq. 3.4.

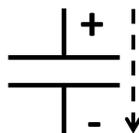


Figura 3.2: Símbolo do capacitor

Para que a impedância do capacitor possa ser determinada, é necessário estabelecer uma relação entre tensão e a corrente que atravessa o dispositivo. Entretanto, capacitores são construídos de modo que praticamente nenhuma corrente, de fato, atravesse sua estrutura. O que existe, é uma corrente aparente que ocorre devido à

repulsão e atração de elétrons para as placas do capacitor. Em outras palavras, o valor da corrente depende da variação de carga em um instante de tempo e não do valor de carga em si (Eq. 3.5).

$$C = \frac{Q}{V} \quad (\text{Eq. 3.4})$$

$$I = \frac{dQ}{dt} \quad (\text{Eq. 3.5})$$

Se as equações Eq. 3.4 e Eq. 3.5 forem mescladas, chega-se a uma expressão de relação entre a corrente e a tensão no capacitor. Esta definição é apresentada na Eq. 3.6.

$$I = C \frac{dV}{dt} \quad (\text{Eq. 3.6})$$

Por fim, substituindo-se Eq. 3.6 em Eq. 3.1, chega-se a definição de impedância para um capacitor ideal no domínio tempo e ela é apresentada na equação Eq. 3.7.

$$Z = \frac{V}{C \frac{dV}{dt}} \quad (\text{Eq. 3.7})$$

Essa equação mostra que a impedância de um capacitor depende não apenas do valor da tensão sobre ele, mas também da variação desta tensão em um instante de tempo. De um modo mais amplo, nota-se uma dependência com a frequência de operação do circuito, pois ela significa justamente que a tensão sobre o capacitor sofre uma variação com o tempo. Em última análise, a equação Eq. 3.7 trata de uma função complicada de ser utilizada no domínio tempo e, por isso, muitas vezes o circuito deve ser analisado no domínio frequência. Para isso, supõe-se que uma tensão do tipo senoidal e aplica-se à equação Eq. 3.7, de forma que:

$$\begin{aligned} V &= V_0 \sin(\omega t) \\ \frac{dV}{dt} &= V_0 \omega \cos(\omega t) \\ Z &= \frac{1}{\omega C} \frac{\sin(\omega t)}{\cos(\omega t)} \end{aligned} \quad (\text{Eq.3.8})$$

E que resulta na equação Eq. 3.8. Esta equação mostra que, embora a capacitância seja constante, o valor da impedância diminui com o aumento da frequência. Para finalizar, transforma-se a expressão da impedância para sua forma complexa e se obtém a equação clássica da impedância do capacitor (Eq. 3.9).

$$Z = \frac{1}{j\omega C} \quad (\text{Eq.3.9})$$

3.1.4. O Indutor

O indutor (Figura 3.3) é um elemento que armazena energia em campos magnéticos gerados pela corrente que atravessa sua estrutura. A esta corrente corresponde um fluxo magnético proporcional à magnitude da primeira. Esta proporção é conhecida como indutância e, em termos de fluxo magnético (ψ) e corrente elétrica (I), pode ser expressa de acordo com a equação Eq. 3.10, onde N é o número de loops que a corrente executa.



Figura 3.3: Símbolo do indutor

Da mesma forma que para o capacitor, para se determinar a impedância de um indutor é necessário determinar uma relação entre corrente e tensão. A partir da lei de Faraday (Eq. 3.11), estabelece-se que a variação deste fluxo magnético no tempo induz uma força eletromotriz, ou tensão, contrária a esta variação.

$$L = \frac{N\psi}{I} \quad (\text{Eq. 3.10})$$

$$V = -N \frac{d\psi}{dt} \quad (\text{Eq. 3.11})$$

Com alguma manipulação algébrica simples na equação Eq. 3.10, chega-se a uma expressão que pode ser substituída na Eq. 3.11, estabelecendo uma relação entre tensão e a variação da corrente (Eq. 3.12).

$$V = -L \frac{dI}{dt} \quad (\text{Eq. 3.12})$$

Novamente para esta expressão, o sinal negativo indica que a tensão que surge se opõe à variação de corrente. Para o caso onde o sistema aplica uma tensão sobre o indutor, esse sinal é eliminado. Deste modo, substituindo Eq. 3.12 em Eq. 3.1 e desconsiderando o sinal, chega-se à equação Eq. 3.13.

$$Z = \frac{L \frac{dI}{dt}}{I} \quad (\text{Eq. 3.13})$$

Analogamente à dependência da tensão na impedância do capacitor, a impedância do indutor também depende de ambas magnitude e variação no tempo da corrente que o atravessa. Essa dependência da frequência de operação do circuito se mostra complicada de analisar no domínio tempo e, por isso, geralmente ela é analisada em domínio frequência. A fim de se obter essa expressão, supõe-se que a corrente assuma uma forma senoidal e substitui-se na equação Eq. 3.13, de forma que:

$$I = I_0 \sin(\omega t)$$

$$\frac{dI}{dt} = I_0 \omega \cos(\omega t)$$

$$Z = \omega L \frac{\cos(\omega t)}{\sin(\omega t)} \quad (\text{Eq. 3.14})$$

E o resultado é apresentado na equação Eq. 3.14 e nota-se que a impedância de um indutor cresce juntamente com a frequência. Transformado esta expressão para sua forma complexa, obtém-se a equação clássica da impedância para o indutor no domínio frequência (Eq. 3.15).

$$Z = j\omega L \quad (\text{Eq. 3.15})$$

Embora o estudo tradicional de indutâncias se dê através do conceito de fluxo magnético gerado por correntes elétricas em espiras condutoras, a verdade é que mesmo interconexões lineares possuem indutâncias associadas. Essas indutâncias podem advir de diversas fontes, como por exemplo, de interconexões próximas.

De maneira mais simples, supondo uma interconexão reta que transmite certa corrente, existem campos magnéticos que circundam este “fio” por toda a sua extensão, como apresentado na Figura 3.4. Estas “linhas” de campo magnético diminuem de concentração à medida que a distância entre elas e o condutor aumenta.

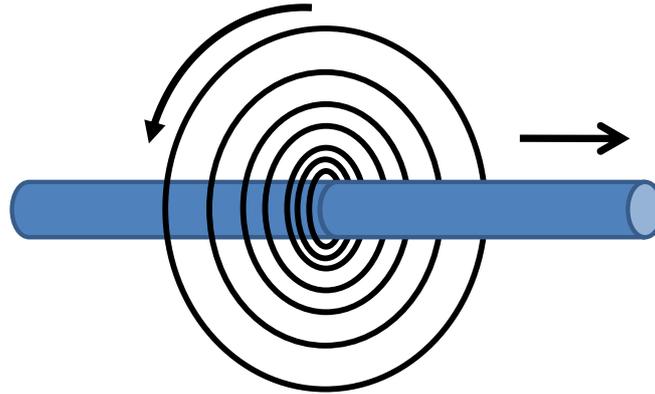


Figura 3.4: Campos magnéticos em um condutor linear

Existem vários fatores, conforme descrito por Bogatim (2003), que podem influenciar o número de linhas de campo magnético que circundam um condutor. Citam-se fatores como a quantidade de corrente que o condutor em si transmite, o comprimento dele ou sua seção transversal e, muito importante, a presença de outras correntes próximas à interconexão. Note que alguns desses fatores não influenciam a quantidade de linhas em toda a extensão da interconexão, mas, sim, apenas localmente.

Sob outra perspectiva, a indutância também pode ser derivada destas linhas de campo magnético que englobam a corrente. A unidade de medida destes *loops* de campo magnético é conhecida com Weber e a indutância é o número de Webers que cada ampère de corrente gera ao atravessar o condutor. Isto mostra que a indutância não conta absolutamente o valor de campo magnético. A esta nova unidade de medida, isto é, Webers/Ampère, é dado o nome de Henri e, na prática, a indutância de interconexões é de apenas alguns nano Henris.

Conforme discutido anteriormente, a quantidade de linhas de campo magnético pode apresentar variações locais e, em determinadas aplicações, apenas se quer conhecer a indutância nesta seção do condutor. Já em outras, outras formas de indutâncias devem ser consideradas. Esse fato dá margem para que o termo indutância seja ambíguo, de modo que novas definições são necessárias para o correto entendimento do problema. Estas definições, propostas por Bogatim (2003), são apresentadas a seguir para melhor clareza de termos:

3.1.4.1. Indutância

Indutância é o número de linhas de campo magnético, que circundam um condutor, geradas por cada ampère de corrente que atravessá-lo.

3.1.4.2. Indutância Própria

Indutância própria é o número de linhas de campo magnético, que circundam um condutor, geradas por cada ampère de corrente que atravessa o próprio condutor. Em outras palavras, é a indutância de uma interconexão, que surge pelo efeito da corrente que atravessa esta mesma interconexão.

3.1.4.3. Indutância Mútua

Indutância mútua é o número de linhas de campo magnético, que circundam um condutor, geradas por cada ampère de corrente que atravessa outro condutor. Em outras

palavras, é a indutância de uma interconexão, que surge pelo efeito da corrente que atravessa outra interconexão.

3.1.4.4. Indutância de Loop

Indutância de loop é o número de linhas de campo magnético que circundam o condutor pelo caminho fechado, ou loop, percorrido pela corrente, geradas por cada ampère de corrente.

3.1.4.5. Indutância Própria de Loop

Indutância própria de loop é o número de linhas de campo magnético, que circundam o condutor por todo o caminho, ou loop, percorrido pela corrente, geradas por cada ampère dessa mesma corrente. Em outras palavras, é a indutância de uma interconexão, existente no caminho fechado executado pela corrente nesta interconexão (incluindo caminho do sinal e caminho de retorno), a qual surge pelo efeito dessa mesma corrente.

3.1.4.6. Indutância Mútua de Loop

Indutância mútua de loop é o número de linhas de campo magnético, que circundam o condutor por todo o caminho, ou loop, percorrido pela corrente, geradas por cada ampère de corrente que atravessa outro. Em outras palavras, é a indutância de uma interconexão, existente no caminho fechado executado pela corrente nesta interconexão (incluindo caminho do sinal e caminho de retorno), a qual surge pelo efeito de outra corrente em outra interconexão.

3.1.4.7. Indutância Parcial

Indutância parcial é o número de linhas de campo magnético, que circundam um segmento de um condutor, quando não há outras correntes a serem consideradas no sistema.

3.1.4.8. Indutância Própria Parcial

Indutância própria parcial é o número de linhas de campo magnético, que circundam um segmento de um condutor, geradas por cada ampère de corrente que atravessá-lo quando não houver nenhuma outra corrente no sistema. Em outras palavras, é a indutância em uma parte da interconexão, que surge pelo efeito da corrente e apenas da corrente que atravessa esse mesmo segmento de interconexão.

3.1.4.9. Indutância Mútua Parcial

Indutância mútua parcial é o número de linhas de campo magnético, que circundam um segmento de um condutor, geradas por cada ampère de corrente em um segmento de outro condutor, quando não houver nenhuma outra corrente no sistema. Em outras palavras, é a indutância em uma parte da interconexão, que surge pelo efeito de uma corrente e apenas uma que atravessa outro segmento de outra interconexão.

3.1.4.10. Indutância Efetiva, Líquida ou Total

Indutância líquida é o número de linhas de campo magnético que circundam um segmento de um condutor em todo o caminho da corrente, levando em conta a presença de linhas de campo vindas de todas as correntes do loop.

3.1.4.11. Indutância Equivalente

Indutância equivalente corresponde a resumir à uma única indutância todas as indutâncias da interconexão (sejam elas mútuas ou próprias), modeladas como indutores em série e paralelo

3.1.5. A Linha de Transmissão

Embora os componentes apresentados até este ponto do texto sejam capazes de descrever a maioria dos circuitos elétricos, são necessários arranjos específicos deles para que se obtenha um modelo satisfatório de alguns fenômenos observados em circuitos. Tais arranjos são de tal forma recorrentes que, quando se trata de modelar uma interconexão, eles dão origem a um novo tipo de componente: a linha de transmissão.

Na prática, a linha de transmissão (Figura 3.5) é sempre composta por quaisquer dois condutores que possuem um comprimento. O primeiro condutor é responsável por transmitir a corrente de sua fonte para seu destino, sendo por isso denominado *caminho do sinal* ou, *signal path*. Devido à ação de indutâncias mútuas que o caminho do sinal compartilha com a segunda interconexão, sobre esta surge uma corrente de retorno do sinal e, por isso, ela é denominada como *caminho de retorno* ou, como adotado aqui, *return path*.

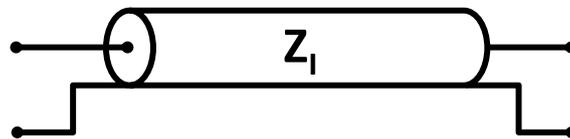


Figura 3.5: Símbolo da linha de transmissão

É comum na indústria chamar este segundo caminho de referência ou *ground*, pois normalmente o projeto do circuito supõe que as correntes retornarão pelos planos ou trilhas que possuam a tensão de referência, chamados de *ground*. Isso, entretanto, não é necessariamente verdade, já que qualquer condutor próximo ao caminho do sinal é um caminho de retorno em potencial. A idéia uma referência remete à noção de um “sorvedouro” de corrente universal para onde todas as correntes dirigem-se. Na realidade, a corrente de retorno segue a corrente de sinal proximamente e, por isso, o termo referência ou *ground* deve ser evitado a todo o custo.

Linhas de transmissão possuem duas propriedades muito importantes: uma impedância intrínseca e um atraso ou *time delay*. Além disso, linhas de transmissão podem ser arranjadas de diversas formas e, para cada uma delas, há um nome associado, conforme descrito a seguir:

Pares trançados ou *Twisted pair* (Figura 3.6) são linhas de transmissão cujas interconexões são idênticas na forma e estão separadas por uma distância constante por toda sua extensão. O nome é uma referência a cabos de transmissão onde pares de fios são torcidos e entrelaçados entre si para aumentar a imunidade a EMI.

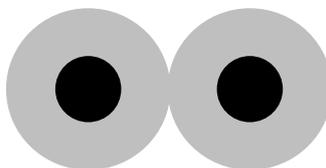


Figura 3.6: Twisted pair

Linhas de transmissão *Coaxiais* (Figura 3.7) são aquelas nas quais o caminho de retorno envolve completamente o caminho do sinal na forma de dois cilindros concêntricos.

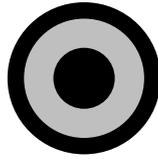


Figura 3.7: Par Coaxial

Microstrip (Figura 3.8) são aquelas nas quais o caminho do sinal e caminho de retorno são formados, respectivamente, por uma trilha de dimensões mínimas e um plano.



Figura 3.8: Microstrip

As *striplines* (Figura 3.9), por sua vez, diferenciam-se das microstrips por apresentar um segundo plano de retorno posicionado, em relação ao caminho do sinal, simetricamente ao primeiro.



Figura 3.9: Stripline

Outras classificações utilizadas dizem respeito à simetria e uniformidade das interconexões. Quando caminhos de sinal e de retorno possuem a mesma seção transversal por toda a extensão da interconexão, diz-se que a linha de transmissão é *uniforme*. Analogamente, quando a seção transversal de uma trilha for igual à seção de seu par, diz-se que a linha de transmissão é *balanceada*.

Como será mostrado, um sinal que se propaga pela linha de transmissão utiliza simultaneamente caminhos de sinal e retorno. Isto se dá, pois conforme um sinal se propaga pela interconexão é possível medir a tensão elétrica entre dois pontos dela. Devido à impedância característica das linhas, é possível calcular a corrente que “passa” de uma trilha para a outra. O que ocorre na verdade é um efeito semelhante ao que ocorre no capacitor.

Além disso, o fato do sinal possuir uma velocidade de propagação reflete na outra propriedade das linhas de transmissão. O tempo de propagação ou *time delay*. Após um sinal ser inserido na interconexão, ele demora alguns instantes para atingir seu destino e, no ponto onde a tensão muda do valor inicial para o final, cria-se uma região onde os campos elétrico e magnético entre as trilhas variam chamada aqui de *leading edge* (Figura 3.10).

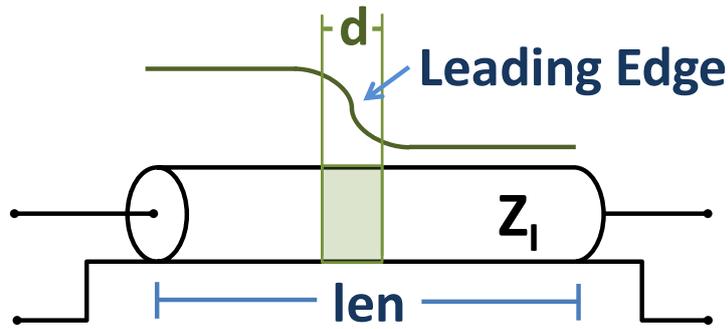


Figura 3.10: Leading Edge

Para fins de modelo elétrico da linha de transmissão, algumas definições necessárias são apresentadas abaixo e sua origem supõe-se que seja de conhecimento do leitor. De qualquer modo, maiores informações podem ser encontrados nos trabalhos de Sadiku (2004).

3.1.5.1. Velocidade de propagação do sinal

Como já definido em seções anteriores, a informação que trafega pela interconexão nada mais é do que um sinal eletromagnético e, portanto, propaga-se por ela na velocidade de propagação da luz no material da qual ela é feita. Esta grandeza é definida conforme a equação Eq. 3.16, onde μ_0 , μ_r , ϵ_0 e ϵ_r são, respectivamente, as permeabilidades eletromagnéticas absoluta e relativa e as permissividades absoluta e relativa do material em questão.

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \mu_r \epsilon_0 \epsilon_r}} \quad (\text{Eq. 3.16})$$

3.1.5.2. Tempo de propagação do sinal

O tempo que leva para o sinal cruzar toda a extensão da interconexão é conhecido como tempo de propagação do sinal (t_d , do inglês *time delay*) e pode ser calculado pela Eq. 3.17, onde len é o comprimento da linha de transmissão (do inglês *length*).

$$t_d = \frac{len}{v} \quad (\text{Eq. 3.17})$$

3.1.5.3. Tempo de subida e extensão espacial leading edge

Como já explicado anteriormente, durante a propagação de um sinal por uma interconexão, surge uma região conhecida como leading edge na qual a tensão entre o caminho do sinal e o caminho de retorno varia entre os valores de excursão do sinal. O tempo necessário para que esta mudança ocorra é conhecido como tempo de subida (t_r , do inglês *rise time*). Ele é medido a partir do momento em que o sinal passa de 10% do valor final até que atinja 90% do mesmo. Na verdade, supõe-se que este tempo seja igual tanto para a variação positiva quanto para a variação negativa do sinal e, por isso, o nome é utilizado para ambas. O t_r é fruto da capacidade de corrente do amplificador de saída do circuito. Como a análise mais profunda disto está fora do escopo deste texto, admite-se que o t_r é uma característica do sinal.

$$d = \frac{t_r}{v} \quad (\text{Eq. 3.18})$$

A excursão do sinal não ocorre em um ponto infinitesimal do condutor, mas sim em uma região espacial que possui uma extensão. Esta pode ser calculada em termos do tempo de subida e da velocidade de propagação do sinal de acordo com a equação Eq. 3.18. Este parâmetro será utilizado posteriormente neste capítulo para calcular a quantidade de circuitos RLC necessários para modelar a linha de transmissão.

3.1.5.4. Impedância intrínseca da linha de transmissão

Muito embora ao analisar uma interconexão como um todo seja possível calcular uma impedância total, ao se estudar localmente a linha de transmissão, isto é, em passos discretos de comprimento, é possível se obter um novo valor de impedância. Este novo valor pode variar conforme o ponto analisado se a interconexão não for uniforme. É justamente esta variação local que dá origem aos mais variados problemas de integridade de sinal. A este valor local dá-se o nome de impedância intrínseca da linha de transmissão, representado por Z_L , e o principal objetivo é mantê-lo único e constante em toda a linha de transmissão.

3.1.5.5. Modelo de primeira ordem da linha de transmissão

Como descrito em Bogatin (2003) e resumido até este ponto, uma linha de transmissão ideal é um elemento que possui duas propriedades importantes: um atraso e uma impedância intrínseca e instantânea. Isto significa que este componente não pode ser descrito com um conjunto de equações aplicadas a um ponto infinitesimal do circuito, mas sim através de propriedades distribuídas ao longo do comprimento da interconexão.

O modelo de primeira ordem a ser descrito aqui e que pode ser encontrado em Bogatin (2003) aproxima a linha de transmissão real descrevendo múltiplas seções de caminho do sinal e caminho de retorno como indutâncias de loop. Este circuito simples modela uma linha de transmissão sem perdas e é apresentado na Figura 3.11, sendo composto por uma série de capacitores (C_L) em paralelo separados por indutores (L_L) em série com o caminho do sinal.

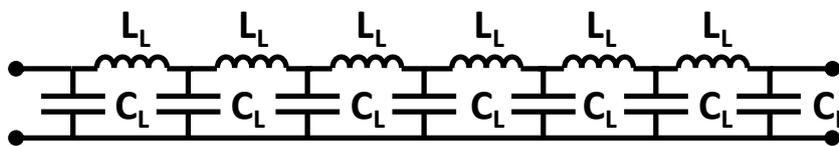


Figura 3.11: Modelo de primeira ordem para a linha de transmissão

Cada segmento do caminho do sinal e do caminho de retorno do modelo possui uma indutância própria parcial associada, bem como uma indutância parcial mútua advinda, respectivamente, do caminho de retorno e do caminho do sinal. Entretanto, do ponto de vista do sinal que percorre esta interconexão, estas indutâncias podem ser resumidas a uma única indutância parcial de loop.

$$C_{tot} = C_L len \quad (\text{Eq. 3.19})$$

Para o caso onde se tem infinitos circuitos LC, isto é, cada segmento do modelo abrange uma porção infinitesimal da extensão da interconexão, a capacitância total e a indutância total podem ser calculadas, respectivamente, pelas equações Eq. 3.19 e Eq. 3.20, onde len representa o comprimento da interconexão, C_L a capacitância por unidade de comprimento e L_L a indutância por unidade de comprimento.

De posse dessas informações, o objetivo passa a ser obter uma expressão final para os parâmetros fundamentais da linha de transmissão para o modelo proposto. Primeiramente, analisa-se um segmento isolado, a fim de calcular a impedância característica da linha de transmissão. Este segmento é um circuito LC clássico (Figura 3.12) e abaixo é mostrada a dedução da impedância característica, com base em teoria de redes.

$$L_{tot} = L_L len \quad (\text{Eq. 3.20})$$

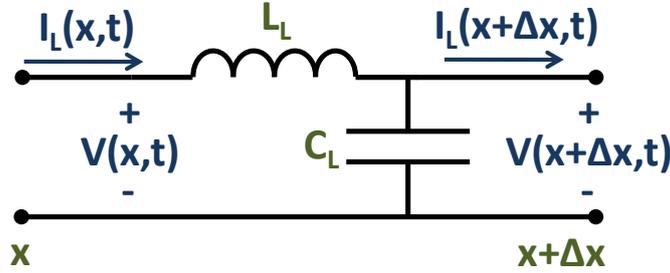


Figura 3.12: Segmento básico da linha de transmissão

$$\begin{aligned} V(x, t) - V(x + \Delta x, t) &= V_L(x, t) \\ -(V(x + \Delta x, t) - V(x, t)) &= L_L \Delta x \frac{\partial I_L}{\partial t} \\ \frac{-(V(x + \Delta x, t) - V(x, t))}{\Delta x} &= L_L \frac{\partial I_L}{\partial t} \quad \text{Para } \Delta x \rightarrow dx \\ -\frac{\partial V(x, t)}{\partial x} &= L_L \frac{\partial I_L(x, t)}{\partial t} \quad (\text{Eq. 3.21}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I(x, t) - I(x + \Delta x, t) &= I_C(x, t) \\ -(I(x + \Delta x, t) - I(x, t)) &= C_L \Delta x \frac{\partial V}{\partial t} \\ \frac{-(I(x + \Delta x, t) - I(x, t))}{\Delta x} &= C_L \frac{\partial V}{\partial t} \quad \text{Para } \Delta x \rightarrow dx \\ -\frac{\partial I_L(x, t)}{\partial x} &= C_L \frac{\partial V(x, t)}{\partial t} \quad (\text{Eq. 3.22}) \end{aligned}$$

Transformando Eq. 3.21 e Eq. 3.22 para o domínio frequência, temos

$$-\frac{dV(x)}{dx} = j\omega L_L I(x) \quad (\text{Eq. 3.23})$$

$$-\frac{dI(x)}{dx} = j\omega C_L V(x) \quad (\text{Eq. 3.24})$$

Com alguma manipulação algébrica em Eq. 3.23 e Eq.3.24, é possível se obter a constante de propagação do circuito (Eq. 3.25) (BOGATIN, 2003).

$$\begin{aligned} \frac{d^2 V(x)}{dx^2} &= \gamma^2 V(x) \\ \frac{d^2 I(x)}{dx^2} &= \gamma^2 I(x) \quad \text{onde,} \\ \gamma &= \sqrt{(j\omega L_L)(j\omega C_L)} \quad (\text{Eq. 3.25}) \end{aligned}$$

Solucionando as equações diferenciais de segunda ordem, são obtidas equações para $V(z)$ e $I(z)$. Como a impedância característica supõe uma linha de transmissão infinitamente longa e sem reflexões, podem-se tomar somente os sinais que viajam no

sentido positivo de “x”, de modo que a equação para a impedância característica de uma linha de transmissão sem perdas seja expressa na forma de Eq. 3.26, na qual V_0^+ e I_0^+ referem-se aos sinais transmitidos no sentido positivo de x e V_0^- e I_0^- referem-se aos sinais refletidos de volta à fonte.

$$\begin{aligned} V(x) &= V_0^+ e^{-\gamma x} - V_0^- e^{\gamma x} \\ I(x) &= I_0^+ e^{-\gamma x} - I_0^- e^{\gamma x} \\ Z_c &= \frac{V_0^+}{I_0^+} = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} \end{aligned} \quad (\text{Eq. 3.26})$$

Quanto ao número de segmentos necessários para se modelar adequadamente a interconexão, isso depende de alguns fatores. De acordo com a frequência máxima de operação do circuito, o atraso da interconexão e/ou tempo de subida do sinal, o número de segmentos necessários para a modelagem correta varia. Bogatim (2003) propõe as equações Eq. 3.27 e Eq. 3.28 com base em análise de simulações Spice, onde n é o número de segmentos e f é a frequência máxima de operação do circuito. Estas serão as expressões adotadas neste texto.

$$n \geq 10ft_d \quad (\text{Eq. 3.27})$$

$$n > 3,5 \frac{t_d}{t_r} \quad (\text{Eq. 3.28})$$

3.1.5.6. Modelo de segunda ordem da linha de transmissão

Muito embora o modelo de primeira ordem reproduza de forma satisfatória o comportamento de uma interconexão, conforme a frequência de operação do circuito aumenta, surgem também efeitos elétricos que até então eram desprezíveis. Eles consistem em perdas que ocorrem na linha que são dependentes também de frequência.

Essas perdas são, conforme mostrado na Figura 3.13, a resistência inerente aos condutores, tratada aqui como uma resistência em série no caminho do sinal e a resistência de shunt existente no dielétrico entre o caminho do sinal e o caminho de retorno, modelada como uma resistência em paralelo com o capacitor C_L . Entretanto, esta resistência, para fins de modelo, será tratada como uma condutância. A razão para isto é de ordem prática. Quando se dobra o comprimento de uma linha de transmissão, a capacitância total, a indutância total e a resistência em série total dobram. Por outro lado, a resistência de shunt cai pela metade, ou de outra forma, a condutância de shunt também dobra.

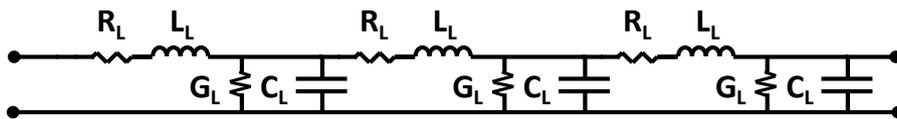


Figura 3.13: Modelo de segunda ordem para a linha de transmissão

Para o cálculo da impedância característica, será utilizado um modelo básico de segmento como apresentado na Figura 3.14 e a resolução do circuito se dará pelo mesmo método utilizado na seção anterior. Por isso, o cálculo e a dedução da impedância serão omitidos e a expressão para a constante de propagação e para a impedância característica do segmento são apresentados, respectivamente, na equação Eq. 3.29 e Eq. 3.30.

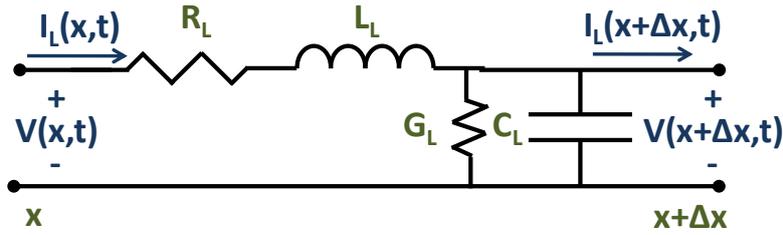


Figura 3.14: Segmento básico da linha de transmissão com perdas

$$\gamma = \sqrt{(R_L + j\omega L_L)(G_L + j\omega C_L)} \quad (\text{Eq. 3.29})$$

$$Z_C = \frac{V_0^+}{I_0^+} = \sqrt{\frac{R_L + j\omega L_L}{G_L + j\omega C_L}} \quad (\text{Eq. 3.30})$$

3.2. Extração dos parâmetros RLCCG

Eudes e Ravelo (2011) apresentam de forma bastante simples um método de extração dos parâmetros RLCCG do modelo de segunda ordem recém apresentado. Novamente, supõe-se uma interconexão de seção transversal retangular, de comprimento len , largura W , e altura a . Supõe-se, também, que esta interconexão esteja separada do seu caminho de retorno por um dielétrico de altura h e que este possua uma permissividade relativa ϵ_r e uma constante de perda $\tan(\delta)$, como apresentado na Figura 3.15.

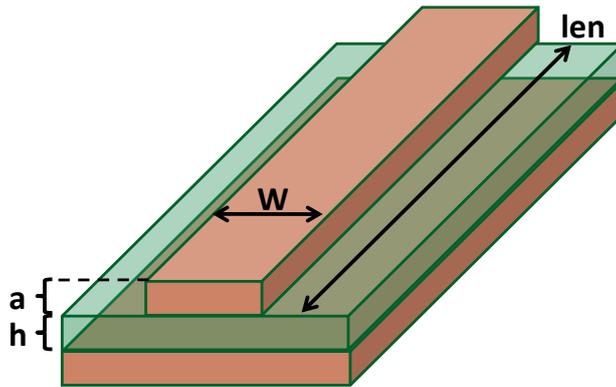


Figura 3.15: Propriedades da linha de transmissão

Eudes e Ravelo (2011) utilizam trabalhos apresentados por Hammerstad (1975, 1980) e por Pucel (1968) para deduzirem que a impedância intrínseca e a constante de propagação da linha de transmissão podem ser descritas, respectivamente, conforme as equações Eq. 3.31 e Eq. 3.32, onde η_0 é a impedância intrínseca do ar (ou 376,73 Ohms).

$$Z_I = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left[\frac{h\varphi_1(W/h)}{W} + \sqrt{1 + \frac{4h^2}{W^2}} \right], \text{ onde} \quad (\text{Eq. 3.31})$$

$$\varphi_1(W/h) = 6 + (2\pi - 6)e^{-\left(\frac{30,66h}{W}\right)^{0,7528}}$$

Quanto à constante de propagação, tem-se que:

$$\gamma(\omega) = \varphi_2(\omega) + \varphi_3(\omega) + j\frac{\omega}{c}\sqrt{\epsilon_r(\omega)}, \text{ onde} \quad (\text{Eq. 3.32})$$

$$\varphi_2(\omega) = 1,38 \cdot \left\{ 1 + \frac{h}{W_{eff}} \left[1 + \frac{1}{\pi} \ln \left(\frac{2h}{a} \right) \right] \right\} \frac{R_s(\omega)}{h \cdot Z_c} \frac{32 - \left(\frac{W}{h}\right)^2}{32 + \left(\frac{W}{h}\right)^2},$$

$$\varphi_3(\omega) = 27,3 \frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_r - 1} \frac{\varepsilon_{eff} - 1}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{\tan(\delta)}{\omega/c},$$

$$R_s(\omega) = \sqrt{\mu_0 \cdot \rho \cdot \frac{\omega}{2}},$$

$$W_{eff} = \begin{cases} W + \frac{1,25}{\pi} \left[1 + \ln \left(\frac{2h}{a} \right) \right], & \text{se } \frac{W}{h} < \frac{1}{2\pi} \\ W + \frac{1,25}{\pi} \left[1 + \ln \left(\frac{4\pi W}{a} \right) \right], & \text{se } \frac{W}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \end{cases}$$

Nos trabalhos supracitados, a partir das equações apresentadas, os autores deduzem que os parâmetros RLCG da interconexão podem ser obtidos, respectivamente, através das equações Eq. 3.33, Eq. 3.34 Eq. 3.35 e Eq. 3.36, nas quais $\mathcal{R}(x)$ representa a parte real de x e $\mathcal{J}(x)$ representa a parte imaginária de x .

$$R_L = \mathcal{R}(\gamma(\omega) \cdot Z_I) = \frac{\sqrt{\mu_0 \cdot \rho \cdot \frac{\omega}{2}}}{W} \quad (\text{Eq. 3.33})$$

$$L_L = \frac{\mathcal{J}(\gamma(\omega) \cdot Z_I)}{\omega} = \frac{Z_I}{c} \sqrt{\varepsilon_{eff}} \quad (\text{Eq. 3.34})$$

$$C_L = \frac{\mathcal{J}(\gamma(\omega)/Z_I)}{\omega} = \frac{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}{c Z_I} \quad (\text{Eq. 3.35})$$

$$G_L = \mathcal{R}(\gamma(\omega)/Z_I) = \tan(\delta) \omega C_L \quad (\text{Eq. 3.36})$$

3.3. A função de transferência de uma linha de transmissão

Seguindo os trabalhos de Eudes et al. (2011), é então definida, com base nos parâmetros calculados, a função de transferência de uma linha de transmissão. Define-se Função de Transferência $H(s)$ como sendo a relação entre a saída $V_o(s)$ e a entrada $V_s(s)$ de um sistema linear invariante no tempo. Esta relação é apresentada de forma geral na equação Eq. 3.37.

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_s(s)} \quad (\text{Eq. 3.37})$$

Como é definido por Haykin (2007) e utilizado por Eudes et al. (2011), a matriz de transferência de uma linha de transmissão pode ser calculada através da matriz Eq. 3.38. Esta matriz é também conhecida como matriz ABCD e descreve de modo geral como um sinal é transmitidos entre as portas de uma rede de circuitos.

$$[T_{TL}] = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma \cdot len) & Z_c \sinh(\gamma \cdot len) \\ \frac{\sinh(\gamma \cdot len)}{Z_c} & \cosh(\gamma \cdot len) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 3.38})$$

Aplicar as equações Eq. 3.31 e as Eq. 3.32 em Eq 3.34 seria extremamente custoso devido à complexidade das expressões envolvidas. Para contornar este problema, uma aproximação pode ser tomada. A escolhida pelos autores supracitados e que foi seguida neste trabalho para que as comparações entre os resultados obtidos fossem válidas foi tomar a expansão de MacLaurin de segunda ordem em cada elemento da matriz

expressa na equação Eq. 3.38. Dessa forma, a matriz reduz-se à equação Eq. 3.39 e esta pode ser utilizada para se obter a função de transferência de qualquer linha de transmissão.

$$[T_{TL}] = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z(s)Y(s)}{2} & Z(s) \\ Y(s) & 1 + \frac{Z(s)Y(s)}{2} \end{bmatrix}, \text{ onde} \quad (\text{Eq. 3.39})$$

$$Z(s) = R + L \cdot s$$

$$Y(s) = G + C \cdot s$$

De modo geral, a uma linha de transmissão é aplicado um sinal $V_s(s)$ que possui uma impedância de saída Z_s . Analogamente, esta linha de transmissão será terminada com uma impedância de carga Z_L , conforme apresentado na Figura 3.16.

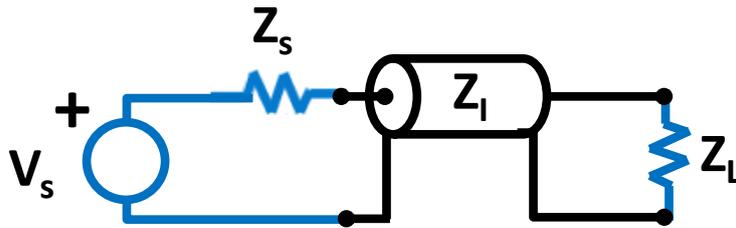


Figura 3.16: Configuração geral para cálculo da função de transferência

Ainda utilizando os estudos vistos em Haykin (2007), tem-se que os componentes de entrada e saída do sistema são modelados, respectivamente, como as matrizes Eq. 3.40 e Eq. 3.41.

$$[T_s] = \begin{bmatrix} 1 & Z_s \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 3.40})$$

$$[T_L] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_L} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 3.41})$$

Com essas informações em mente tem-se que a matriz de transferência do sistema analisado é obtida como:

$$[T](s) = [T_s] \cdot [T_{TL}] \cdot [T_L] \quad (\text{Eq. 3.42})$$

Finalmente, Eudes et al. (2011) propõem, com base nos estudos acima reproduzidos, que a função de transferência de uma linha de transmissão pode ser expressa através do inverso do primeiro elemento da matriz de transferência, conforme apresentado pela Eq. 3.43.

$$H(s) = \frac{1}{[T]_{11}(s)} = \frac{1}{a_0(s) + a_1(s)s + a_2(s)s^2}, \text{ onde} \quad (\text{Eq. 3.43})$$

$$a_0(s) = \frac{(2+RG+2GZ_s)}{2} Z_L + \frac{(2+RG)}{2} Z_s + R$$

$$a_1(s) = \frac{(RC+LG+2CZ_s)}{2} Z_L + \frac{(RC+LG)}{2} Z_s + L$$

$$a_2(s) = \frac{LC}{2} (Z_L + Z_s)$$

O trabalho, aqui apresentado, fará uso destas conclusões como forma de extrapolar os modelos para situações onde existe a presença de várias linhas simultaneamente. Em

última análise, o que se quer é uma comparação válida entre as diferentes situações e não se questionar o modelo em si.

3.4. Parâmetros Lineares

Na seção anterior deste trabalho, uma interconexão foi descrita e modelada através de uma série de combinações de elementos básicos. Outra forma de observar um circuito eletrônico, e em particular uma interconexão, é imaginá-lo como uma caixa preta de N portas. Para se obter informações a cerca do interior desta caixa, deve-se estimular uma dessas portas e observar as conseqüências em todas as N portas, inclusive na que sofreu o estímulo. Estabelecendo-se relações entre estímulos e comportamentos observados, é possível se extrair parâmetros que identifiquem e modelem o comportamento do circuito.

Esses parâmetros são parâmetros lineares de circuitos. Muitos estão disponíveis para nosso uso, hoje, a citar os parâmetros Y , H , Z , S , $ABCD$, entre outros (POZAR, 2005). Contudo, dentro do escopo deste trabalho, os mais importantes são os parâmetros de espalhamento (S) e os parâmetros de impedância (Z). Como será visto mais adiante, uma forma simples de obtê-los é utilizar transformações lineares sobre os parâmetros de transferência ($ABCD$). Entretanto, nesta seção, eles serão introduzidos através de seus conceitos padrão, para que o leitor possa compreender quais os efeitos que cada um mapeia.

3.4.1. Parâmetros de espalhamento

Os parâmetros de espalhamento, também conhecidos como parâmetros S (do inglês *scattering*), representam relações de dispersão, distorção e reflexão entre sinais de entrada e saída de circuitos vistos como caixas-pretas (POZAR, 2005).

Assim como ondas sonoras, ou ondas de choque, são refletidas em certo nível, quando as características do meio, no qual são propagadas, mudam, isso também ocorre com ondas eletromagnéticas, em particular sinais elétricos. No caso de circuitos eletrônicos, o meio de propagação dos sinais são as interconexões e trilhas metálicas. Mudanças nesse meio podem ser exemplificadas por vias, discontinuidades, ou mudanças de orientação.

$$S_M = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 3.44})$$

Os parâmetros S têm a função de mensurar a magnitude dessas reflexões ou espalhamentos, bem como desvios em fase. Eles são representados através de uma matriz de espalhamento, ou matriz S , e podem descrever circuitos com qualquer número de portas, conforme apresentados na equação Eq. 3.44. Cada elemento da matriz representa a potência percebida em uma porta devido a inserção de sinal em outra. Por exemplo, o elemento S_{12} representa a influência que um sinal na porta 2 tem sobre a porta 1.

Eles têm especial importância, devido à sua facilidade de obtenção através de medidas para altas frequências. Outros parâmetros dependem de curtos circuitos ou circuitos abertos, os quais possuem efeitos parasitas para sinais em altas frequências. Já os de espalhamento são obtidos inserindo resistências controladas no circuito de teste. Para cada frequência de teste, cada parâmetro S é representado como um número

complexo sem unidade. Sua magnitude, normalmente dada em forma logarítmica, representa a quantidade de espalhamento e o seu ângulo, o desvio em fase.

Para o caso particular de um circuito de duas portas, cada um dos parâmetros pode ser facilmente obtido experimentalmente, conforme a configuração da Figura 3.17, através das equações Eq. 3.45 a Eq. 3.48, desde que seja conhecida a impedância intrínseca do circuito (MAVADDAT, 1996). O objetivo de se utilizar a impedância intrínseca do circuito com resistor de terminação é impedir que reflexões no sinal aconteçam por causa da terminação utilizada. Além disso, por ser a configuração mais simples, cada parâmetro possui significado físico: S_{11} representa o coeficiente de reflexão da tensão de entrada; S_{12} representa o ganho reverso de tensão; S_{21} representa o ganho direto de tensão; S_{22} representa o coeficiente de reflexão da tensão de saída.

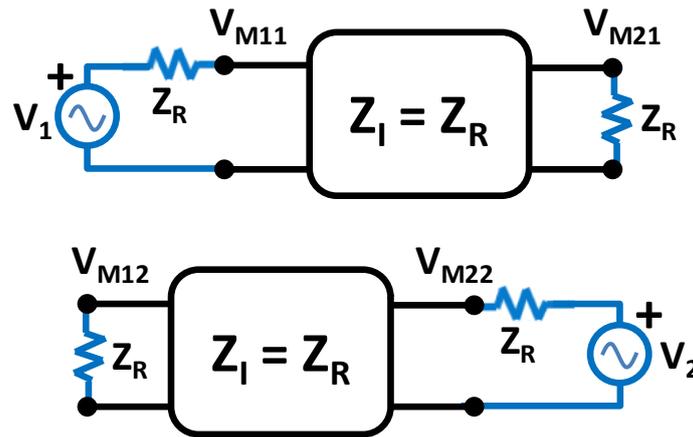


Figura 3.17: Configuração para medição dos parâmetros S.

$$S_{11} = \frac{2V_{M11}}{V_1 - 1} \quad (\text{Eq. 3.45})$$

$$S_{12} = \frac{2V_{M12}}{V_1} \quad (\text{Eq. 3.46})$$

$$S_{21} = \frac{2V_{M21}}{V_2} \quad (\text{Eq. 3.47})$$

$$S_{22} = \frac{2V_{M22}}{V_2 - 1} \quad (\text{Eq. 3.48})$$

3.4.2. Parâmetros de impedância

Parâmetros de impedância, ou parâmetros Z, descrevem o comportamento das correntes medidas em uma porta devido à aplicação de tensões em outra. Em última instância, pode-se relacioná-los a Lei de Ohm aplicada do contexto de matrizes, conforme a equação Eq. 3.49 (POZAR, 2005), de modo que as relações de cada parâmetros são diretas.

$$V_M = Z_M \cdot I_M$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & \cdots & Z_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N1} & \cdots & Z_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 3.49})$$

Sua medição é relativamente simples de ser feita, conforme pode ser visto na Figura 3.18. Contudo, existem problemas relacionados a ela. Normalmente, em PCBs, trabalhar com circuitos abertos significa deixar algum componente ausente na placa. Isso

significa que é comum esses terminais abertos estarem relativamente próximos uns dos outros. Com isso, na verdade, ao invés de circuitos verdadeiramente abertos, teremos o aparecimento de pequenas capacitâncias parasitas e, embora elas não sejam notadas para Sinais de baixa frequência, a medida dos parâmetros sofre influências que não podem ser desprezadas em altas frequências. Por causa disso, é muito comum se obter os parâmetros Z através de transformações sobre as matrizes ABCD ou S , como será visto mais adiante.

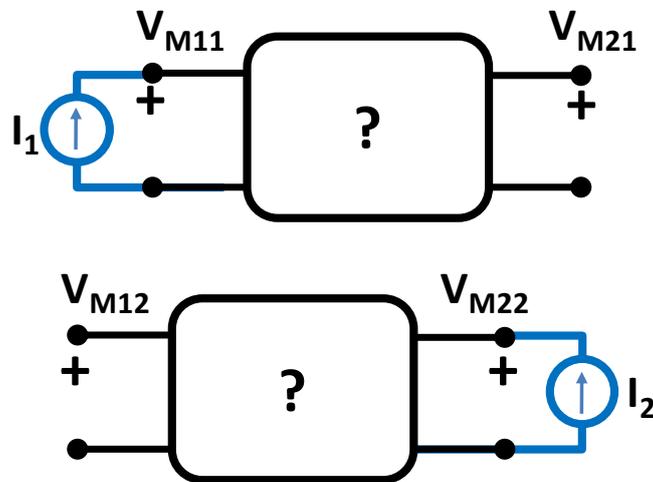


Figura 3.18: Configuração para medida dos parâmetros Z

3.5. Validações em interconexões isoladas

Tendo desenvolvido o ferramental matemático para a extração dos parâmetros das linhas de transmissão, bem como a caracterização da função de transferência de uma interconexão, o próximo passo é sua aplicação.

Eudes et. al. (2012) tomaram como estudo de caso o projeto de uma única trilha em diferentes configurações, conforme apresentado na Figura 3.19, extraída diretamente do trabalho citado. Eles utilizaram a matriz ABCD para a linha de transmissão, conforme já apresentado na equação Eq. 3.38, juntamente com os trabalhos de Mathaei et. al. (1980), para obter a matriz de transferência do circuito em termos de $\gamma(s)$ e $Z_c(s)$. Este resultado é reproduzido na equação Eq. 3.50.

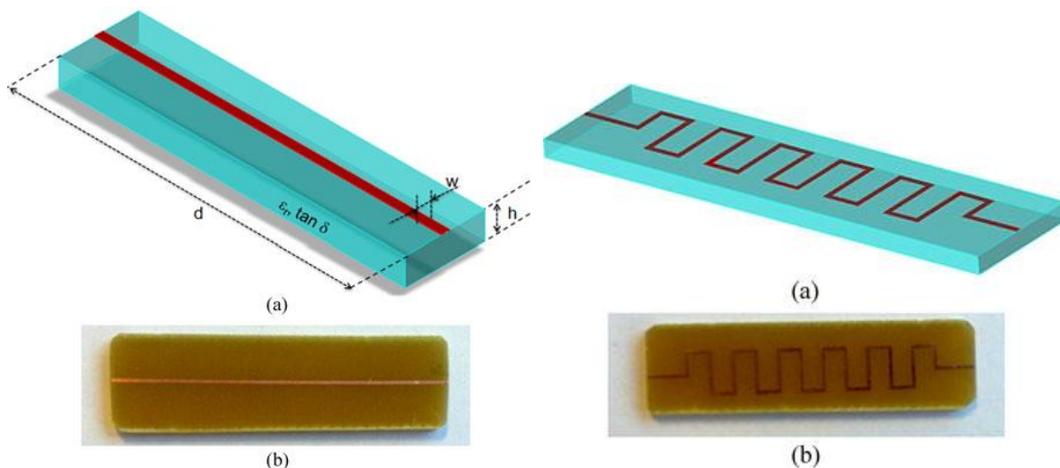


Figura 3.19: Circuitos de trilhas únicas (EUDES et. al., 2012).

$$M_{RLCG}(s) = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma(s) * Z_c(s)) & Z_c(s) \cdot \sinh(\gamma(s) * Z_c(s)) \\ \frac{\sinh(\gamma(s) * Z_c(s))}{Z_c(s)} & \cosh(\gamma(s) * Z_c(s)) \end{bmatrix}, \text{ onde (Eq. 3.50)}$$

A partir desta nova matriz, uma nova função de transferência é obtida, ainda com base no inverso do primeiro elemento da primeira, resultado este que é apresentado na equação Eq. 3.51. Nesta, também são levadas em consideração, as impedâncias de carga e fonte do circuito.

$$H(s) = \left[\left(\frac{Z_c(s)}{Z_L(s)} + \frac{Z_s(s)}{Z_c(s)} \right) \sinh(\gamma(s) * \text{len}) + \left(1 + \frac{Z_s(s)}{Z_L(s)} \right) \cosh(\gamma(s) * \text{len}) \right]^{-1} \quad (\text{Eq. 3.51})$$

Através da teoria de circuitos e sistemas, os pesquisadores ainda lançam mão das transformações de matrizes ABCD propostas por Mathaei et. al. (1980), Pozar (2005) e Wadell (2001) para obter os parâmetros S do circuito. Entretanto eles tomam o estudo desconsiderando as impedâncias de carga e da fonte, em nome da simplicidade da análise. Nas equações Eq. 3.52 e Eq. 3.53, onde Z_0 é a impedância de referência, são descritos os parâmetros S para a linha de transmissão. Nota-se que, pela simetria existente, os elementos da diagonal principal matriz S são equivalentes, bem como os da diagonal oposta.

$$S_{11}(s) = S_{22}(s) = \frac{(Z_c^2(s) - Z_0^2) \sinh(\gamma(s) * \text{len})}{2Z_c(s)Z_0 \cosh(\gamma(s) * \text{len}) + (Z_c^2(s) + Z_0^2) \sinh(\gamma(s) * \text{len})} \quad (\text{Eq. 3.52})$$

$$S_{12}(s) = S_{21}(s) = \frac{2Z_0(s)Z_R}{2Z_c(s)Z_0 \cosh(\gamma(s) * \text{len}) + (Z_c^2(s) + Z_0^2) \sinh(\gamma(s) * \text{len})} \quad (\text{Eq. 3.53})$$

Nesse estudo, há um último item que foi obtido para se descrever o sistema em todos os seus aspectos. Este item é a matriz Z, a qual determina as impedâncias de entrada e saída do circuito com respeito a estímulos que ocorram tanto na entrada quanto na saída do sistema. Abaixo, através das equações Eq. 3.54 a Eq. 3.56, os elementos da matriz Z são apresentados.

$$Z_{12}(s) = Z_{21}(s) = \frac{Z_c(s)Z_L(s)}{Z_L(s) \sinh(\gamma(s) * \text{len}) + Z_c(s) \cosh(\gamma(s) * \text{len})} \quad (\text{Eq. 3.54})$$

$$Z_{11}(s) = \frac{(Z_c^2(s) + Z_L(s)Z_s(s)) \sinh(\gamma(s) * \text{len}) + Z_c(s)(Z_L(s) + Z_s(s)) \cosh(\gamma(s) * \text{len})}{Z_L(s) \sinh(\gamma(s) * \text{len}) + Z_c(s) \cosh(\gamma(s) * \text{len})} \quad (\text{Eq. 3.55})$$

$$Z_{22}(s) = \frac{Z_L(s)Z_s(s) \cosh(\gamma(s) * \text{len})}{Z_L(s) \sinh(\gamma(s) * \text{len}) + Z_c(s) \cosh(\gamma(s) * \text{len})} \quad (\text{Eq. 3.56})$$

Resumindo, Eudes et. al. (2012) modelaram uma única trilha, conforme já mencionado, a partir de um projeto real também desenvolvido com o objetivo de validar o método que propuseram. Para isso, eles utilizaram um fluxo que consiste em alguns passos bastante simples, tendo em vista todo o ferramental já desenvolvido.

Primeiramente eles extraíram do circuito os parâmetros de descrição física, como por exemplo, largura do condutor, espessura do dielétrico, comprimento da interconexão, etc. Após, de posse dessas grandezas, foram calculados os parâmetros do modelo de segunda ordem apresentado na Figura 3.14 a citar, resistências, capacitâncias, indutâncias e condutâncias por unidade de comprimento, conforme descrito pelas equações Eq. 3.33, Eq. 3.34, Eq. 3.35 e Eq. 3.36. A partir disso, o cálculo da impedância característica e da constante de propagação de acordo com as equações Eq. 3.29 e Eq. 3.30 tornam-se diretas. O próximo passo é, então, obter as expressões relativas à matrix ABCD do sistema e à função de transferência das tensões do mesmo.

Prossegue-se ao cálculo das matrizes S e Z, das quais se extraem as características de reflexão, transmissão e transferência de impedâncias.

Assim, está finalizada toda a modelagem da interconexão e, determinando-se os estímulos do circuito, é possível obter pela aplicação de algoritmos FFT as respostas transientes do circuito, bem como o comportamento dos parâmetros S para o intervalo de frequências considerado.

3.5.1. Resultados experimentais

Conforme Eudes et. al. (2012) descrevem, para um sistema simples, composto por uma única interconexão, os resultados experimentais obtidos com o modelo proposto são suficientemente precisos quando comparados com medidas efetuadas. Outro ponto que nota-se, através da Figura 3.20 e da Figura 3.21, também extraídas diretamente do trabalho citado, é que o modelo é visivelmente mais preciso do que os modelos encontrados no ADS, que hoje é o que é utilizado como estado da arte na indústria.

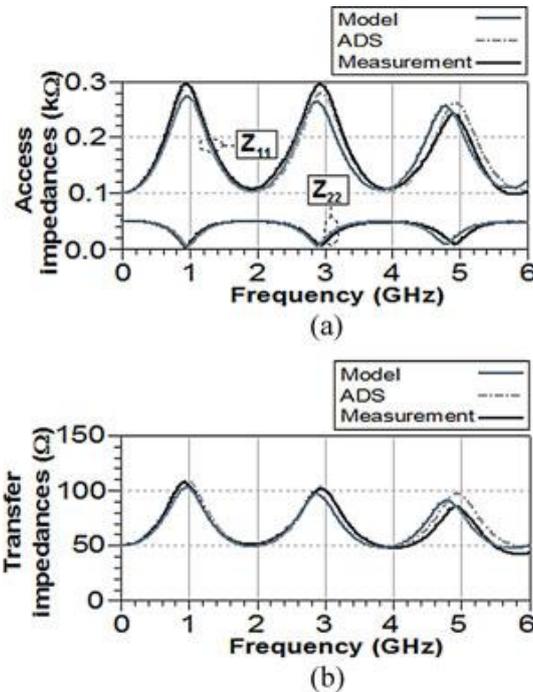


Figura 3.20: Parâmetros Z para interconexões simples (EUDES et. al., 2012)

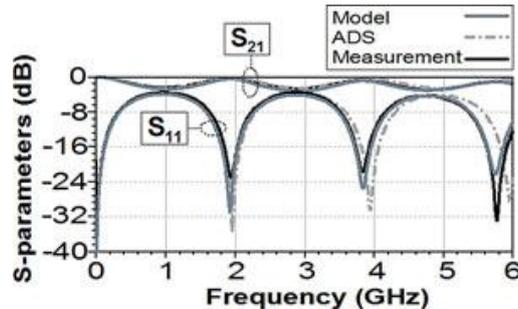


Figura 3.21: Parâmetros S para interconexões simples (EUDES et. al., 2012)

Embora os resultados não tenham sido tabulados, Eudes et. al. (2012) estimaram que o máximo erro que se obteve para as simulações foi de 0,4dB para os parâmetros S e cerca de 7% para os parâmetros Z.

4. VALIDAÇÕES EM INTERCONEXÕES MÚLTIPLAS

Eudes et. al. (2012) apresentaram um trabalho que, em suma, melhora os resultados de Integridade de Sinal obtidos através de simulação. O método apresentado consome menos recursos computacionais, sejam eles tempo de computação, poder de processamento ou memória necessária. Além disso, comparativamente com ferramentas comerciais consagradas, como o ADS, os resultados obtidos são qualitativamente melhores quando confrontados com medidas reais.

Contudo, estes resultados dizem respeito a uma linha isolada de outras perturbações, como a presença de outras linhas em sua vizinhança. Como já dito durante as seções anteriores deste trabalho, os sistemas computacionais atuais constituem-se de uma vasta gama de interconexões e componentes que interagem e interferem uns com os outros. Do ponto de vista de indústria, se a técnica apresentada for válida para este tipo de situação, então terá um alto valor e certamente representará uma ótima inovação tecnológica. Caso contrário, serão necessários mais estudos para que os modelos englobem estas características.

A partir deste panorama, o objetivo do presente trabalho revela-se como sendo avaliar quão próximo ao comportamento observado em circuitos reais são os resultados do modelo apresentado por Eudes et. al. (2011, 2012), quando este é aplicado a circuitos compostos por múltiplas trilhas em PCBs densas em interconexões. Para tanto será utilizado o circuito apresentado a seguir, o qual é empregado em aplicações de transmissão de voz e dados a taxas de gigabit por segundo.

No decorrer desta seção será apresentada a aplicação do modelo descrito nas seções anteriores em um caso de estudo comercial. Serão apresentados, também, os resultados experimentais obtidos e, por fim, as contraposições entre modelo, ferramentas comerciais e experimentos.

4.1. Adaptações para múltiplas trilhas

Antes, porém, de prosseguir com a apresentação dos experimentos, faz-se necessária uma extensão ao modelo para projetos que envolvam várias trilhas interagindo entre si. Normalmente, estudos envolvendo múltiplas trilhas são focados nos efeitos conhecidos como *crosstalk* (WANG, 2011), isto é, são enfocados a partir da perspectiva da linha vítima, na qual ruído é percebido. Entretanto, se este ruído aparece em uma trilha, isto acontece porque um sinal em outra trilha, a agressora, de alguma forma conseguiu transferir energia para ela.

4.1.1. Indutâncias e capacitâncias mútuas

De acordo com Bogatin (2003), quando dois condutores estão suficientemente perto um do outro, um torna-se o *return path* do outro. Isto significa que eles compartilham uma capacitância mútua, dadas as propriedades do dielétrico entre eles. Da mesma forma, graças ao fato de que o campo magnético de um condutor engloba o outro, eles também compartilham parcela de indutância, conforme já salientado em seções anteriores do texto.

Isto é algo que o modelo proposto por Eudes et. al. (2011) não considera. Isto não significa que ele deva ser desconsiderado, pelo contrário: é necessário extê-lo e reavaliá-lo. A Figura 4.1 demonstra como o modelo RLCG seria quando indutâncias e capacitâncias mútuas são adicionadas ao circuito equivalente de duas linhas de transmissão acopladas. Deve-se entender M_L como o valor da indutância mútua e C_{ML} como o valor da capacitância mútua.

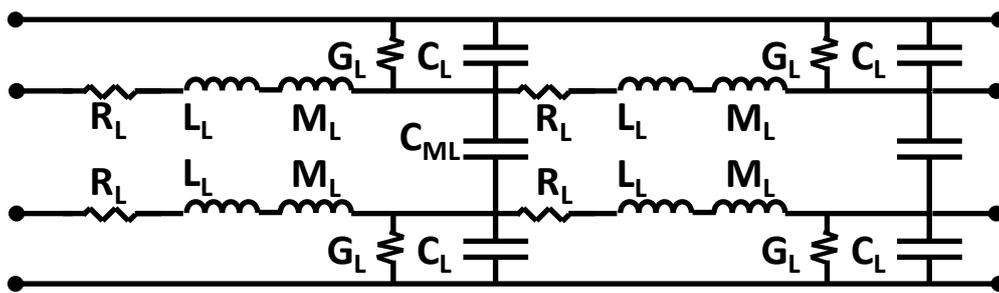


Figura 4.1: Modelo RLCG expandido

$$L'_L = L_L + M_L \quad (\text{Eq. 4.1})$$

$$C'_L = C_L + C_{ML} \quad (\text{Eq. 4.2})$$

A forma de adicioná-los às expressões já apresentadas ao longo deste trabalho é simples e direta. Os valores totais dos componentes em questão são obtidos através de somas diretas, conforme descrito nas equações Eq. 4.1 e Eq. 4.2, pois, por um lado, as capacitâncias mútuas estão em paralelo com as capacitâncias próprias, do ponto de vista da linha de transmissão e, por outro lado, as indutâncias mútuas estão em série com as indutâncias próprias do modelo.

Para a modelagem destes novos componentes foram utilizadas abordagens conhecidas discutidas tanto por Bogatin (2003), quanto por Johnson et. al. (1993). A escolha por não desenvolver novas abordagens se dá, pois o objetivo deste trabalho é apenas avaliar a capacidade de uso do modelo alvo sem, no entanto, procurar a máxima otimização do mesmo para a situação proposta.

4.1.2. Considerações sobre parâmetros lineares

Além de alterar o comportamento e caracterização básicos da linha de transmissão, esta mudança de cenário tem desdobramentos extras sobre os parâmetros lineares do circuito. A partir do momento que uma segunda interconexão é adicionada à equação, mais parâmetros aparecem. O sistema deixa de ser um circuito de duas portas e passa a ser um de quatro portas. Desta forma, as matrizes de parâmetros tornam-se matrizes 4x4, como mostrado na equação Eq. 4.3. Caso mais interconexões sejam adicionadas ao circuito, mais parâmetros surgem e as matrizes passam a ser realmente complexas.

$$P_M = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & P_{13} & P_{14} \\ P_{21} & P_{22} & P_{23} & P_{24} \\ P_{31} & P_{32} & P_{33} & P_{34} \\ P_{41} & P_{42} & P_{43} & P_{44} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 4.3})$$

Mas graças a linearidade dos parâmetros, o modelo em discussão neste trabalho ainda é válido para oito dos dezesseis parâmetros: S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} , S_{33} , S_{34} , S_{43} , e S_{44} . Isto porque eles ainda representam as relações entre diferentes portas da mesma interconexão, que vêm a serem exatamente as mesmas descritas pelas expressões obtidas através do modelo. Esses parâmetros ainda sofrem influências da outra interconexão, mas isto é contabilizado através da modelagem dos componentes mútuos do circuito equivalente.

Contudo, o modelo apresentado não cobre os parâmetros S_{13} , S_{14} , S_{23} , S_{24} , S_{31} , S_{32} , S_{41} , e S_{42} . Estes parâmetros representam relações agressora-vítimas entre as interconexões, também conhecidas como os efeitos de *crosstalk* chamados NEXT e FEXT, conforme já descrito neste trabalho. Embora o estudo deles seja essencial para se obter um projeto de alta confiabilidade, estes parâmetros estão fora do escopo deste trabalho, por ser necessário o uso de outros modelos para estes parâmetros.

4.2. O backplane para transmissão de dados

Em nosso dia a dia, é comum interagirmos com diversos aparelhos com a finalidade de transmitir e receber informação: telefonemas, faxes, conteúdo de televisão via cabo, acessos a internet para leitura de e-mails, notícias, trabalho, etc. A cada momento, centenas de milhões de pessoas conectam-se com o mundo através de algum meio eletrônico, totalizando por volta de 50 petabytes por mês (WIKIPEDIA, 2012). Toda esta informação fluindo de dezenas de lares ou escritórios pela vizinhança e, então, de dezenas delas pelas cidades, e assim sucessivamente, precisa ser agregada em fluxos maiores para ser processada como fluxos únicos pelos provedores de telefonia, internet e televisão. Equipamentos, como *switches*, *media gateways* e roteadores, exemplificados na Figura 4.2, são responsáveis por essa tarefa.

Estes equipamentos, por sua vez, são compostos por diversos circuitos eletrônicos que implementam muitos protocolos de comunicação. Devido à variedade de propósitos e complexidade de combinações, esses circuitos precisam ser distribuídos em diversas placas. Ironicamente, isto faz com que os tráfegos das placas que concentram o tráfego no equipamento, ou placas tributárias, necessitem de uma placa concentradora interna que possibilite o envio de dados pelo *uplink*. Esta placa recebe o nome especial de *backplane* e seu uso pode ser observado na Figura 4.3.



Figura 4.2: Exemplos de equipamentos concentradores de dados

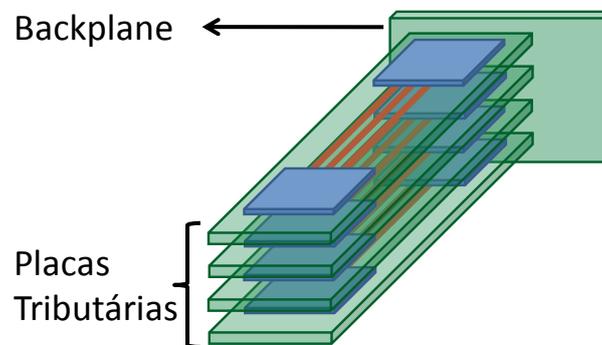


Figura 4.3: Uso de backplane em equipamento concentrador de dados

O backplane em geral não possui circuitos ativos, sendo composto apenas por um emaranhado de interconexões que interligam os tributários. Devido a essas características, esta aplicação se configura como um excelente caso de estudo para este trabalho: não existindo circuitos ativos, impedâncias de entrada e saída podem ser bastante controladas, o que evita reflexões não previstas nas medidas; cada interconexão é diretamente acessível através de um conector, evitando inserção de incertezas nas medidas devido a modificações não previstas no circuito; finalmente, as taxas de transmissão envolvidas tornam a integridade de sinal crítica nesse tipo de aplicação.

A Figura 4.4 apresenta, acima, uma foto do backplane conectado ao testbench onde os experimentos foram realizados e, abaixo, uma imagem do projeto de layout das trilhas, com a identificação das trilhas que foram testadas. A aplicação alvo é composta por uma placa de oito camadas de metalização, feitas com cobre, separadas por dielétrico conhecido com FR-4. Este é o principal material utilizado em projetos de PCBs, atualmente.

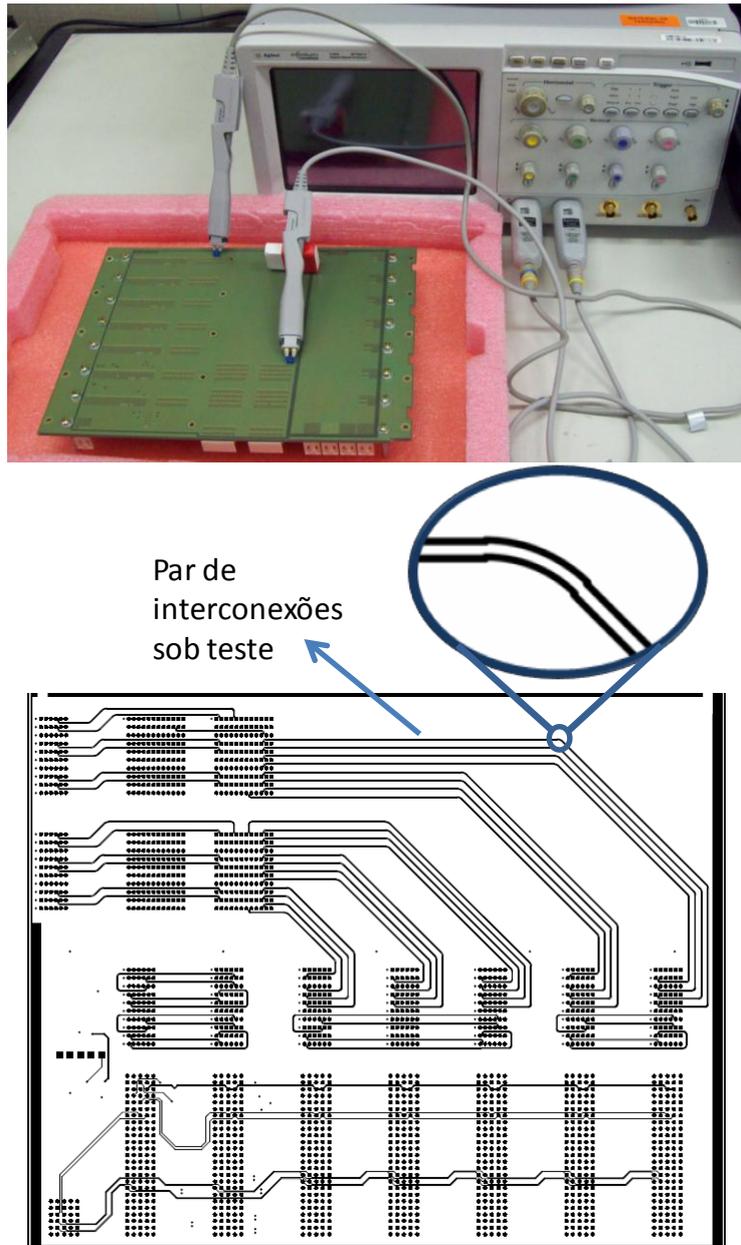


Figura 4.4: Backplane no testbench e projeto de layout das trilhas

4.3. Resultados experimentais

Os testes de validação do modelo abrangeram três diferentes etapas. Antes disso, porém, o backplane foi projetado através do uso da ferramenta Altium Designer. Esta ferramenta tem a proposta de ser o estado da arte no desenvolvimento de circuitos em PCB, sendo capaz de unificar todos os processos envolvidos no projeto de PCBs. Ela é capaz de executar rotinas que vão desde o projeto do esquemático de circuitos extremamente complexos, até o processo de *layout* e *stack up* da placa. Possui, também, ferramentas de análise de integridade de potência e sinal, embora estas sendo apenas análises superficiais. Após o projeto ter sido prototipado, as etapas de testes tomaram lugar. Tanto medidas quanto simulações foram executadas considerando um intervalo de frequência que variou de praticamente 0GHz até 10GHz.

Primeiramente, medidas experimentais foram realizadas. Nesta etapa, o backplane foi acomodado sobre uma bancada eletricamente isolada (Figura 4.4). Conforme já apresentado, a aplicação é composta apenas por interconexões onde não há elementos ativos. Sendo assim, não houve necessidade de alimentação direta do circuito. Então foi conectado ao sistema o osciloscópio Agilent Infiniium DS091204A. Este equipamento é capaz de medir sinais que vão até 12GHz de frequência, sendo capaz de extrair qualquer tipo de medida sem provocar interferências perceptíveis nos resultados. Para a extração dos parâmetros S e Z, o osciloscópio inseriu um sinal elétrico senoidal em uma das terminações de uma das interconexões, enquanto mediu o efeito deste sinal nas outras terminações. O equipamento é capaz de variar a frequência da tensão aplicada automaticamente, sem interferência do operador, aumentando a velocidade do teste enormemente. Feitas as medidas, os dados foram salvos em formato de planilha numérica na memória do osciloscópio e foram posteriormente transferidas para uma estação de trabalho para análise.

A segunda etapa envolveu a simulação do projeto com o uso da ferramenta Agilent ADS. Para que isso fosse possível, o projeto criado em formato utilizado pela ferramenta Altium Designer foi exportado para um formato de banco de dados aberto ODB++. Os arquivos foram então incorporados em um projeto ADS. Neste projeto foram adicionados elementos de testes para parâmetros S e Z e a configuração da simulação seguiu o mesmo fluxo de desenvolvimento discutido na seção 2.3.2. O ADS provê inúmeros parâmetros de configuração e variação para que o usuário possa fazer qualquer ajuste fino que se faça necessário em suas simulações. Neste trabalho, estes parâmetros foram mantidos em seu valor padrão sugerido pela ferramenta, com exceção do intervalo de frequência, que foi alterado para ser adequado à proposta da dissertação.

Por fim, todos os parâmetros físicos e elétricos da aplicação, necessários para simulação do modelo alvo deste estudo, foram extraídos também a partir do projeto em Altium Designer. Dadas as características da aplicação já discutidas neste texto e os dados obtidos a partir do projeto, temos que o backplane apresenta como características elétricas permissividade relativa $\epsilon_{rel}=4,3$, tangente de perdas $\tan(\delta)=0,008$, espessura de dielétrico entre a camada onde estão as trilhas e o caminho de retorno $h=260\mu\text{m}$. Quanto às trilhas que a serem testadas, a partir de agora elas serão nomeadas I_1 e I_2 . Quanto às suas características, elas possuem, respectivamente, comprimento $len_1=112\text{mm}$ e $len_2=99\text{mm}$, espessura $W=127\mu\text{m}$, resistividade $\rho=17,2\text{n}\Omega\text{m}$ e impedância de referência $Z_R=100\Omega$ (impedância típica utilizada em pares diferenciais). A partir deste ponto, o modelo já discutido em seções anteriores deste texto foi descrito em MATLAB e, após ter sido alimentado com a caracterização elétrica do projeto, simulações e cálculos dos parâmetros S e Z do circuito foram executadas e os resultados foram armazenados em planilhas de cálculo. Dentro da faixa de operação projetada para o circuito, isto é, 1GHZ, extraíram-se os parâmetros RLCG como sendo a resistência $R_L=64,88\Omega/\text{m}$, a indutância $L_L=560\text{nH}/\text{m}$, a capacitância $C_L=52,6\text{pF}/\text{m}$ e a condutância $G_L=2,6\text{mS}/\text{m}$.

Esta metodologia de testes maximiza a confiança nos resultados obtidos, uma vez que o mesmo projeto base foi utilizado em cada etapa dos experimentos. Graças a isso, garantiu-se que todas as comparações feitas tenham a menor interferência possível, advinda das ferramentas utilizadas. Desvios conhecidos são exemplificados por pequenos defeitos e imperfeições existentes no processo de manufatura do backplane e manipulações algébricas dos dados contidos nos arquivos ODB++.

A seguir, todos os parâmetros analisados são apresentados.

4.3.1. Parâmetros S de ganho

Os parâmetros S de ganho das interconexões I_1 e I_2 , isto é, aqueles que representam a transmissão de potência pelas interconexões, são apresentados respectivamente na Figura 4.5 e na Figura 4.6. Através delas é possível observar que todos os testes apresentaram resultados muito semelhantes. De fato, tanto as simulações utilizando ADS quanto o modelo sob avaliação variaram menos de 1% em relação à medida executada.

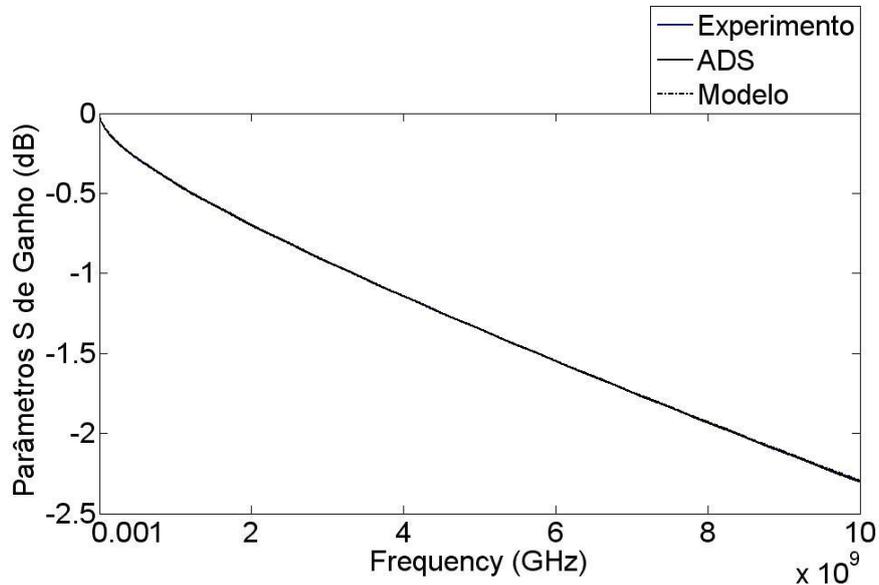


Figura 4.5: Parâmetros S de ganho da interconexão I_1

Observa-se, também, que as interconexões projetadas possuem pouca perda de potência para baixas frequências, mas que elas vão gradativamente aumentando. Em 10GHz as perdas já ultrapassam 2dB em ambas interconexões. Isto significa que este projeto já não seria adequado para estas frequências e, fosse o caso, novos ciclos de desenvolvimento seriam necessários.

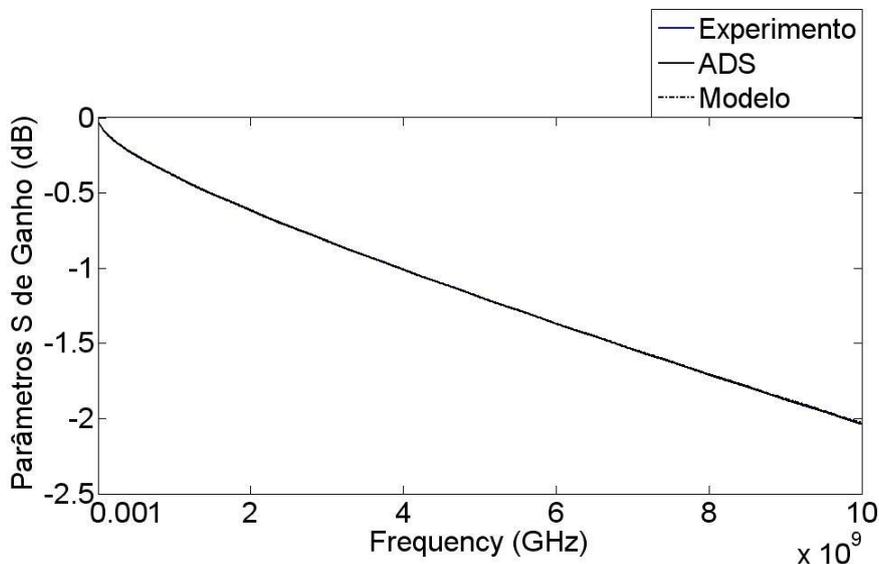


Figura 4.6: Parâmetros S de ganho da interconexão I_2

4.3.2. Parâmetro S de reflexão

A Figura 4.7 e a Figura 4.8 apresentam os resultados obtidos para os parâmetros S de reflexão, que são aqueles que representam a porção de potência devolvida à fonte da mesma. Observa-se que as simulações apresentam uma boa correlação com as medidas efetuadas para frequências de até 4GHz, tendo isto sido comprovado por desvios menores que 10% entre simulações e medida.

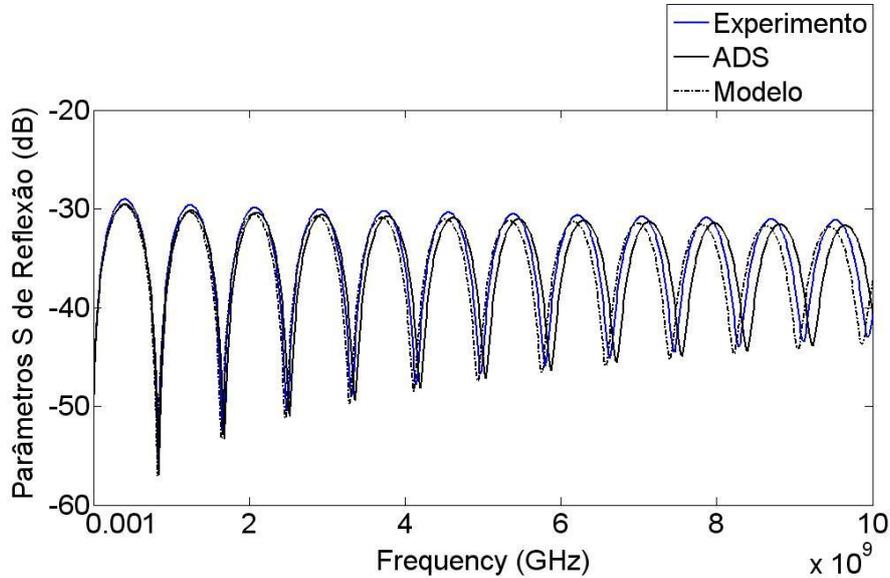


Figura 4.7: Parâmetros S de reflexão da interconexão I_1

A partir daí, tanto o modelo sob avaliação quanto a simulação em ADS apresentam desvios maiores que 10%, o que afeta consideravelmente sua confiabilidade para esta faixa de frequências. Algo que também é digno de nota é o fato de que por todo o espectro simulado, as medidas efetuadas sobre o circuito real sempre apresentaram uma maior quantidade de potência sendo refletida em comparação com o modelo sob avaliação.

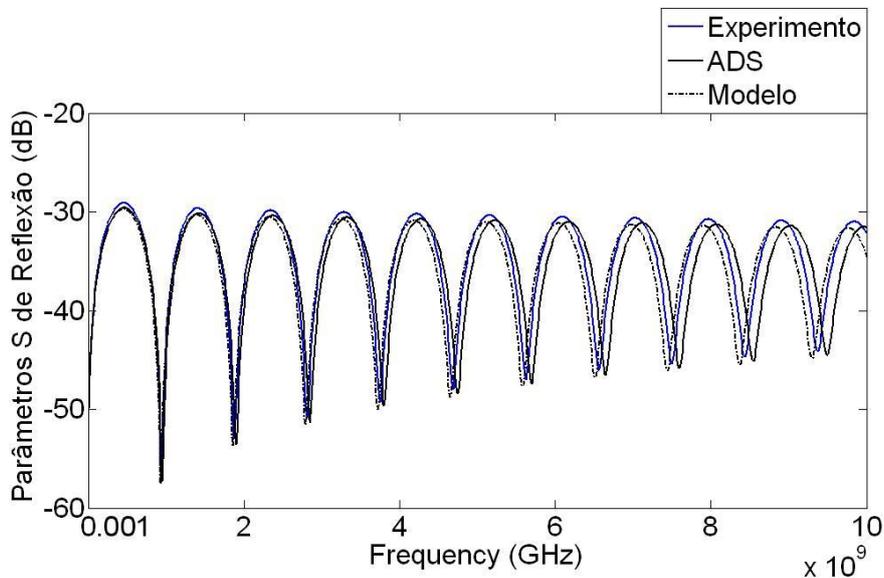


Figura 4.8: Parâmetros S de reflexão da interconexão I_2

4.3.3. Parâmetros de impedância de acesso

Os últimos parâmetros analisados são os parâmetros de acesso da interconexão. A Figura 4.9 e a Figura 4.10 expõem os resultados obtidos para esses parâmetros. Novamente aqui, os resultados das simulações estão muito próximos das medidas efetuadas até frequências de 4GHz, apresentando um desvio menor que 5%. Entretanto, conforme a frequência aumenta o erro também cresce, chegando a 48% de desvio em frequências mais altas.

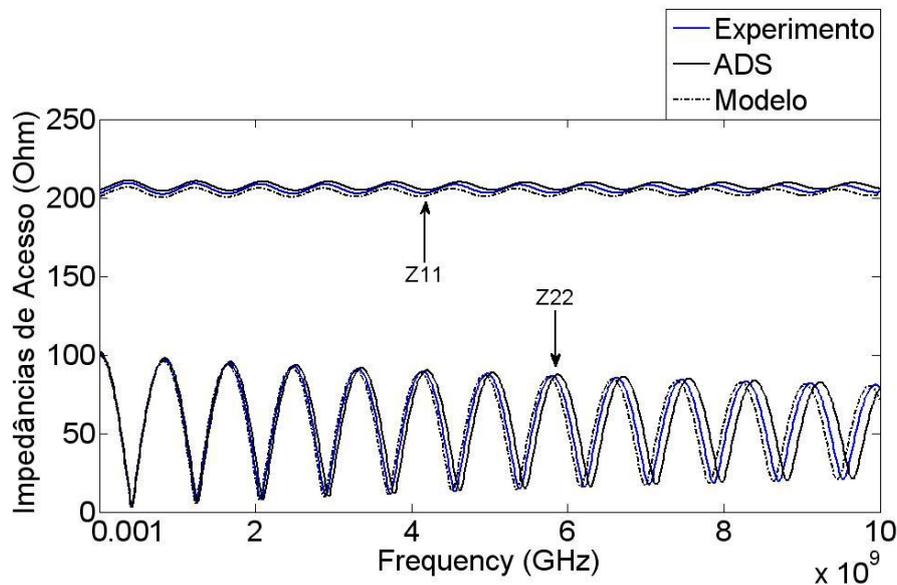


Figura 4.9: Impedâncias de acesso da interconexão I_1

Desvios desta ordem seriam desastrosos em aplicações comerciais, pois o casamento de impedâncias seria erroneamente projetado. As consequências disso podem variar de efeitos de EMI elevados até diminuição considerável do desempenho do circuito, chegando ao mau funcionamento do mesmo.

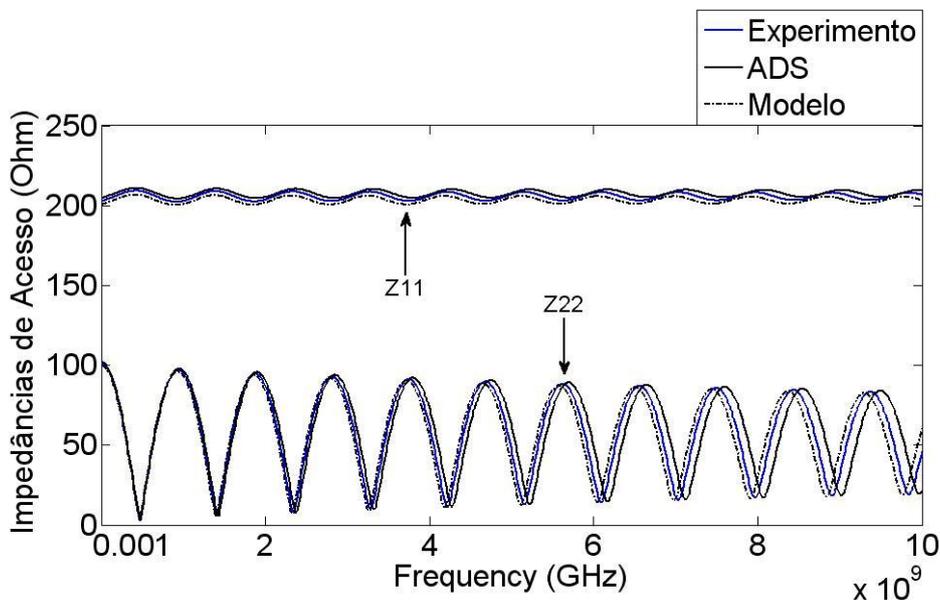


Figura 4.10: Impedâncias de acesso da interconexão I_2

4.3.4. Estudo de impacto de erro

A fim de fornecer um estudo quantitativo do impacto dos desvios no projeto do circuito, será feito um estudo acerca do que acontece com o backplane em algumas frequências chave. Embora este projeto não tivesse esse objetivo inicial, é interessante ver o que aconteceria caso fosse.

Primeiramente, toma-se a impedância de saída da trilha I_2 (Z_{22}). Quando um sinal de aproximadamente 7.9GHz foi aplicado ao circuito, obteve-se uma impedância de saída de módulo equivalente a 18,4 ohms. Contudo, o valor calculado pelo modelo para a mesma frequência foi de 26 ohms. Neste caso, o erro associado ao modelo em relação à medida foi de 41%. Caso essa trilha fosse utilizada na transmissão de um sinal de relógio, isso significaria um completo desbalanceamento de impedâncias, uma vez que redes de relógio necessitam impedâncias extremamente controladas. O efeito seria um sinal de relógio que não atenderia aos tempos e variações pico a pico projetadas. Entretanto, tomando os valores obtidos para 2GHz, obtém-se através de medida um valor de 8,8 ohms, enquanto através do modelo obtém-se 8 ohms. Neste caso o erro não é de 10% e o impacto disso está dentro do limite aceitável.

Além do desbalanceamento, tem-se um consumo de potência aproximadamente 30% maior, uma vez que a potência depende do inverso da impedância. Se a própria durabilidade do circuito for analisada, nota-se que as correntes envolvidas serão aproximadamente 30% maiores do que as esperadas. Isto poderia ocasionar queima prematura de componentes ou efeito de eletromigração acentuados.

4.3.5. Análise dos resultados

É interessante notar que erros na previsão do comportamento periódico dos parâmetros analisados contabilizam a maior parte dos desvios encontrados. A partir dos trabalhos de Pozar (2005) e Sadiku (2004), é possível se reproduzir erros semelhantes aos dos experimentos executados se as indutâncias e capacitâncias mútuas tiverem seus valores alterados, conforme exposto na Figura 4.11. Para o estudo apresentado nela, a capacitância mútua foi diminuída em 2% e a indutância mútua foi aumentada em 0,5% apenas, através de iterações de tentativa e erro. Estes resultados revelam a importância da correta modelagem dos componentes mútuos, pois mesmo pequenos desvios geram grandes impactos em altas frequências.

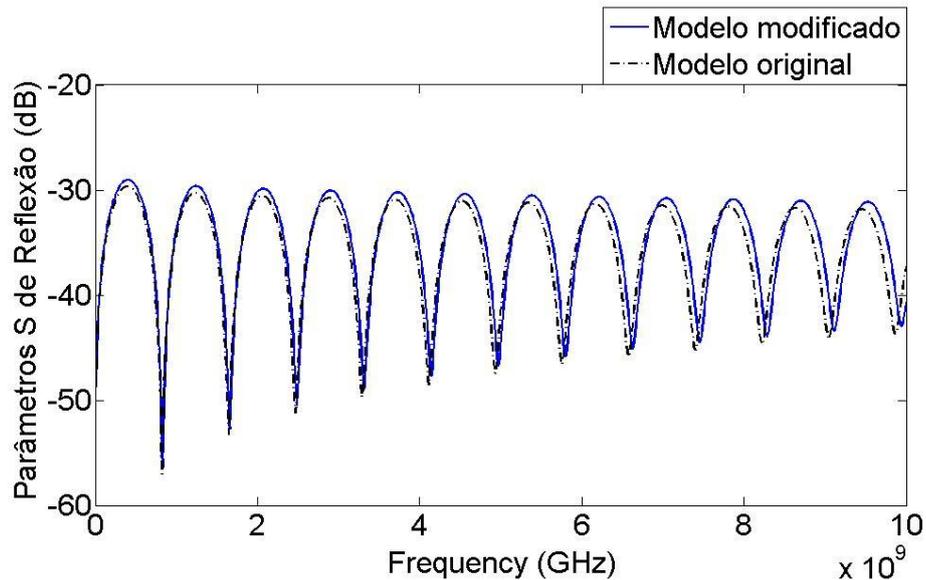


Figura 4.11: Estudo de interferência dos componentes mútuos

Com tudo isso em mente, é possível empiricamente inferir que uma das possíveis explicações para os erros encontrados é que o ADS superestime indutâncias mútuas enquanto subestima as capacitâncias mútuas. Por isso, os parâmetros calculados variam mais lentamente do que as medidas de acordo com o aumento da frequência. Já o modelo sob avaliação comporta-se exatamente ao contrário, subestimando indutâncias mútuas e superestimando as capacitâncias mútuas. Assim, os parâmetros visivelmente variam mais rapidamente do que as medidas com o aumento da frequência.

Outras possíveis causas para os desvios verificados poderiam ser variações na permissividade elétricas verificadas com a variação da frequência, ou variações de outros componentes com a temperatura. Durante os testes deste trabalho, embora eles tenham sido executados em um ambiente controlado, não houve registro da temperatura e os modelos não foram alimentados com esta informação.

Com os resultados obtidos, é possível concluir que o modelo sob avaliação apresenta um resultado de alta confiabilidade para frequências relativamente baixas. Conforme as frequências ultrapassaram 4GHz, entretanto, desvios, possivelmente produzidos por pequenas variações nos valores calculados para indutâncias e capacitâncias mútuas, afetam significativamente a qualidade e veracidade do cálculo. Com a indústria de eletrônicos rapidamente avançando para frequências de operação e transmissão de dados que atingem dezenas de gigahertz, o modelo conforme utilizado no decorrer deste trabalho perderá confiabilidade rapidamente.

Por isso, é de suma importância que trabalhos futuros procurem confirmar as causas dos erros observados. Caso os componentes mútuos tenham papel significativo, conforme empiricamente observado por este trabalho, novos modelos para eles devem ser desenvolvidos a fim de se garantir a qualidade necessária de equipamentos estado da arte. Outros trabalhos que poderão ser desenvolvidos tangem o desenvolvimento de modelos para os parâmetros de *crosstalk*, os quais não são abrangidos pelo modelo avaliado neste trabalho. Estes modelos visariam manter a confiabilidade de resultados enquanto aumentando o desempenho e *throughput* das simulações.

5. CONCLUSÃO

Uma das características mais marcantes das gerações atuais é a necessidade por armazenar e acessar cada vez mais informação em dispositivos cada vez menores. Hoje, o desenvolvimento de equipamentos eletrônicos possui desafios que flertam a todo o instante com os limites da física. Um deles diz respeito a uma área conhecida como Integridade de Sinais. Esta área existe desde os primórdios da eletrônica (BOGAR et. al. 1979) e vem ganhando cada vez mais importância (SUNG et. al. 2010) a cada dia.

O crescimento atual em importância se deve ao aumento vertiginoso do nível de integração de componentes e dispositivos eletrônicos e microeletrônicos. Entretanto, conforme os circuitos eletrônicos se desenvolveram, a necessidade de diminuição no seu tamanho impediu que a interferência entre barramentos pudesse ser evitada pelo mero afastamento dos mesmos. Hoje, trabalhos de pesquisadores como Eudes et. al. (2011), buscam diminuir as exigências computacionais sem, no entanto, diminuir significativamente a qualidade ou confiabilidade dos resultados obtidos. O modelo já havia sido avaliado para interconexões simples, onde os resultados apresentados mostraram alta confiabilidade de resultados. Entretanto, devido à natureza de projetos eletrônicos atualmente, o referido modelo apenas seria absorvido largamente pela indústria se ele continuar válido quando mais conexões forem adicionadas ao projeto.

Assim, este trabalho apresentou uma breve introdução aos conceitos da Integridade de Sinal juntamente com uma avaliação do modelo RLCG de interconexões apresentado com Eudes et. al. (2011, 2012) em uma aplicação comercial composta por diversas trilhas bastante próximas entre si. Inicialmente, foram estabelecidos conceitos necessários ao desenvolvimento de modelos de interconexões. Após, a modelagem clássica foi apresentada, sendo seguida pela introdução ao modelo sugerido por Eudes et. al. Quando da introdução à aplicação comercial que seria utilizada nos testes, expansões ao modelo de interconexões simples que se fazem necessárias em ambientes de múltiplas linhas de transmissão foi exposto.

Finalmente, análises de integridade de sinal foram feitas em um par diferencial de interconexões. Sua resposta foi analisada em um espectro de frequência que variou de aproximadamente 0GHz até 10GHz. Para efeitos de comparação, juntamente com as medidas efetuadas em uma placa prototipada e as simulações obtidas com a aplicação do modelo alvo, também foram feitos testes utilizando o ADS, uma ferramenta largamente utilizada no estudo de integridade de sinal de projetos eletrônicos.

Conforme dito na análise dos resultados, é possível concluir que o modelo sob avaliação apresenta um resultado de alta confiabilidade para frequências relativamente baixas. Conforme as frequências ultrapassaram 4GHz, entretanto, desvios, possivelmente produzidos por pequenas variações nos valores calculados para

indutâncias e capacitâncias mútuas, ou em parâmetros dependentes de temperatura, afetam significativamente a qualidade e veracidade do cálculo.

Por isso, é de suma importância que trabalhos futuros procurem confirmar as causas dos erros observados. Caso os componentes mútuos tenham papel significativo, conforme empiricamente observado por este trabalho, novos modelos para eles devem ser desenvolvidos a fim de se garantir a qualidade necessária de equipamentos estado da arte. Outros trabalhos que poderão ser desenvolvidos tangem o desenvolvimento de modelos para os parâmetros de *crosstalk*, os quais não são abrangidos pelo modelo avaliado neste trabalho. Estes modelos visariam manter a confiabilidade de resultados enquanto aumentando o desempenho e *throughput* das simulações.

REFERÊNCIAS

- ABUELMA'ATTI, M.T. Harmonic and intermodulation performance of differential source-coupled pair using scaled MOS transistors. **IEEE Proceedings of Circuits, Devices and Systems**, v.136, no.2, p. 95-98, 1989.
- AGILENT, **Advanced Design System**, S.l.:s.n. Disponível em <www.agilent.com/find/eesof-ads>. Acesso em: ago 2012.
- BHAT, B.; KOUL, S.K. Unified Approach to Solve a Class of Strip and Microstrip-Like Transmission Lines. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v.30, no.5, p. 679-686, 1982.
- BENNETT, J.C.; CHAMBERS, B. Identification of unwanted scatterers on a free-field EMI test range. **IEEE Proceedings of Communications, Radar and Signal Processing**, v.130, no.6, p. 548-556, 1983.
- BOGAR, J. H.; REYNER, E. M. Miniature Low Pass EMI Filter. **Proceedings of IEEE**, v.9, no.1, 1979.
- BOGATIN, E. **Signal Integrity Simplified**. 1.ed. Prentice Hall, 2003. 608 p.
- DEBYE, P.; HÜCKEL, E. The theory of electrolites. **Physikalische Zeitschrift**. S.l.;s.n. p. 185-206, 1923.
- EUDES, T.; RAVELO, B.; LOUIS, A. Transient response characterization of the high-speed interconnection rlcg-model for the signal integrity analysis. **Progress In Electromagnetics Research**, v.112, p. 183-197, 2011.
- EUDES, T.; RAVELO, B.; LOUIS, A. Experimental Validations of a Simple PCB Interconnect Model for High-Rate Signal Integrity. **Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on**. v.54, no.2, p. 397-404, 2012.
- GRISWOLD, A. H.; MASTICK, R. W. Inductive Interference as a Practical Problem. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, v.XXXV, no.2, p. 1051-1094, 1916.
- HAMMERSTAD, E.; JENSEN, O. Accurate models for microstrip computer aided design. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, p. 407-409, 1980.
- HAMMERSTAD, E. O. Equations for microstrip circuit design, **Proceeding of 5th EuMC**, p. 268-272, 1975.
- HAYKIN, S.; VAN VEEN, B. **Signals and Systems**, 2 ed., Wiley India Pvt. Limited, 2007

- JIN, C.; CHOW, C.; LI, D.; CHUANG, T. Improving Signal Integrity by Optimal Design of Power/Ground Plane Stack-up Structure. **Electronics Packaging Technology Conference**. Singapore, p. 853-859, 2006.
- JOHSON, H. W.; GRAHAM, M. **High Speed Digital Designs: A Handbook of Black Magic**, 2 ed., Prentice Hall, 1993.
- MATTHAEI, G. L.; YOUNG, L.; JONES, E. M. T. Microwave filters, impedance matching and coupling structures. **Artech House Microwave Library**. Norwood, 1980.
- MAVADDAT, R. Network Scattering Parameters. **Advanced Series on Circuits and Systems**, Singapura, v.2, 1996.
- MENTOR, G. **Hyperlynx Signal Integrity**, S.l.:s.n. Disponível em < <http://www.mentor.com/products/pcb-system-design/circuit-simulation/hyperlynx-signal-integrity/>>. Acesso em: ago 2012.
- MOORE, R. K. **Traveling Wave Engineering**. 1ed. Nova Iorque: McGrawHill, 1960.
- POZAR, D. M. **Microwave Engineering**. 3.ed. Hoboken: Wiley, 2005.
- PUCEL, R. A.; MASSÉ D. J.; HARTWING C. Losses in microstrip, **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v.16, no.6, p. 342-350, 1968.
- RAHMAN, T.; ZHAOWEN, Y; ABUBAKAR, I. Signal Integrity for High Speed Digital Design. **9th Symposium Antennas and Propagation and EM Theory**. Guangzhou, p. 1113-1115, 2010.
- SADIKU, M. N. O. **Elementos do Eletromagnetismo**. 3.ed. Porto Alegre: Bookman, 2004.
- SHARMA, R.; CHAKRAVARTY, T.; BHATTACHARYYA, A.B. Analytical Model for Optimum Signal Integrity in PCB Interconnects Using Ground Tracks. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, v.51, no.1, p. 67-77, 2009.
- SUNG, R.; CHIANG, K.; LEE, D.; CHEN, C. EMI Improvement Study on Advanced Package Design. **Microsystems Package Assembly and Circuit Technology Conference**. Taipei, p. 1-4, 2010.
- WADELL, B. **Transmission Line Design Handbook**. 1.ed. Norwood: Artech House, 2001.
- WANG, J.; MA, M. Crosstalk analysis in Signal Integrity. **International Conference on Multimedia Technology (ICMT)**. p. 261-264, 2011.
- WARWICK, C. **The Power of S-parameters for High Speed Digital Design**, S.l.:s.n. Disponível em < http://signal-integrity.tm.agilent.com/?utm_source=agilent&utm_medium=jumpstation&utm_campaign=2009-10-find-signal-integrity>. Acessado em: ago 2012.
- WIKIPEDIA. **Internet Traffic**, S.l.:s.n. Disponível em < http://en.wikipedia.org/wiki/Internet_traffic>. Acessado em: out 2012.