

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

NELSON JUNQUEIRA DE ANDRADE

PROJETO DE DIPLOMAÇÃO

EFEITO DE CROSSTALK EM CIRCUITOS INTEGRADOS

Porto Alegre

2015

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

EFEITO DE CROSSTALK EM CIRCUITOS INTEGRADOS

e sua aplicação à linearização de um amplificador de potência

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para Graduação em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Eric Ericson Fabris

Porto Alegre

2015

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

NELSON JUNQUEIRA DE ANDRADE

EFEITO DE CROSSTALK EM CIRCUITOS INTEGRADOS
e sua aplicação à linearização de um amplificador de potência

Este projeto foi julgado adequado para fazer jus aos créditos da Disciplina de “Projeto de Diplomação”, do Departamento de Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Prof. Dr. Eric Ericson Fabris, UFRGS

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Eric Ericson Fabris, UFRGS

Prof. Dr. Hamilton Duarte Klimach, UFRGS

Prof. Dr. Roger Pizzato Nunes, UFRGS

Porto Alegre, junho de 2015.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho a minha mãe, minha eterna professora e também sempre modelo de dedicação e apoio.

AGRADECIMENTOS

À Universidade, pela formação acadêmica e demais recursos necessários para os estudos.

Ao NSCAD Microeletrônica, por proporcionar todas as condições para a realização deste trabalho. Em especial ao prof. Eric e ao Diogo, por proporcionarem a oportunidade desse desenvolvimento, pelas orientações e paciência.

A toda minha família, pelo suporte em todos os momentos, desde muito antes do ingresso na universidade até o presente instante, não importando a distância.

Aos “Eletroloucos”, muito mais que colegas, pelo seu auxílio e apoio tanto nas tarefas acadêmicas (algumas das quais teriam sido impossíveis sem essa ajuda) quanto em qualquer problema pessoal do dia-a-dia, além da grande companhia para todas boas horas.

A todos os demais colegas de curso, que de alguma forma ou outra contribuíram para o progresso na vida acadêmica e participaram do meu dia-a-dia nos últimos anos.

Aos amigos de colégio e agregados que se tornaram tão próximos, pela compreensão do afastamento para o estudo e por todas as conversas e conselhos nas mais diversas ocasiões e também por todos bons momentos, que apesar de não serem diretamente ligados à formação acadêmica, foram fundamentais para o bom andamento no curso.

Ao meu tio Dennis, que sempre foi muito mais irmão e melhor amigo do que tio, pela amizade, por vários momentos de descontração, por tantas conversas inspiradoras, pelo exemplo de ser humano e profissional e pelo constante incentivo acadêmico.

A minha mãe, que sempre esteve ao meu lado e que é a base de todas as minhas conquistas. Seu esforço e de senso de justiça, juntamente com os constantes incentivos a aprender, desde criança, servem de exemplo e guia para todas as atitudes, pessoais, acadêmicas e profissionais. Agradeço por todos os pequenos sacrifícios para minha formação, e principalmente pelo companheirismo e amizade.

RESUMO

Este trabalho foi desenvolvido com o objetivo de avaliar o efeito de crosstalk em circuitos integrados frente a variações de leiaute e aplicá-lo ao projeto de um sensor de potência para a linearização de um amplificador de potência. O trabalho foi desenvolvido através de simulações eletromagnéticas de trilhas em um processo de fabricação CMOS de 0,18 μ m. Verificou-se quantitativamente fatores que melhorem o acoplamento entre duas trilhas, modeladas como linhas de transmissão (LTs), sendo os principais a distância entre elas e o comprimento que possuem em paralelo. Validou-se também um modelo elétrico para esse efeito, além de propor um método alternativo para a extração dos parâmetros do circuito. Por fim, projetou-se a utilização do efeito de crosstalk entre duas linhas para a linearização do amplificador especificado.

Palavras-chaves: Efeito de Crosstalk, Circuitos Integrados, Linhas de Transmissão, Amplificador de Potência, Linearização, Modelo Elétrico.

ABSTRACT

The work here presented aims to evaluate the crosstalk effect on integrated circuits upon layout variations and to apply it to a project of a power sensor for a power amplifier linearization. The work was developed through computer electromagnetic simulations of lines in a CMOS 0,18 μm fabrication process. Factors for a crosstalk improvement between two lines were checked, distance between them and parallel length being the main ones. An electric model for the effect was validated, and a new method of parameter extraction is proposed. Finally, the project of two lines for the use as a power sensor was made.

Keywords: Crosstalk Effect, Integrated Circuits, Transmission Lines, Power Amplifier, Linearization, Electric Model.

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	14
1.1 Apresentação do Projeto.....	14
1.2 Problema e Justificativa.....	14
1.3 Objetivos.....	15
2 REVISÃO DE LITERATURA.....	16
2.1 Transceivers e PAs.....	16
2.2 Linhas de Transmissão e Modelamento.....	17
2.3 Parâmetros S.....	20
2.4 Efeito de Crosstalk e Modelos.....	21
3 METODOLOGIA.....	24
3.1 Especificações.....	24
3.2 Configurações Avaliadas.....	24
3.3 Outras variações na Configuração Paralela.....	31
3.4 Simulações e Terminações.....	34
3.5 Modelamento Elétrico.....	36
4 RESULTADOS	38
4.1 Configurações Variadas	38
4.2 Outras variações na Configuração Paralela.....	51
4.3 Análise de Linhas e Planos de Terra	56
4.4 Modelamento Elétrico.....	58
4.5 Configuração Final Utilizada.....	62
5 CONCLUSÃO.....	66
REFERÊNCIAS.....	67

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Transceptor RF genérico.....	15
Figura 2 - Linha de transmissão uniforme com dois condutores.....	17
Figura 3 - Parâmetros distribuídos de uma LT.....	17
Figura 4 - Rede RF genérica de N portas.....	19
Figura 5 - Modelamento do efeito de crosstalk: (a) circuito com as LTs, (b) modelo do acoplamento distribuído e (c) modelo do acoplamento com parâmetros concetrados.....	21
Figura 6 - Seção transversal do substrato.....	24
Figura 7 - Configuração de linhas paralelas.....	26
Figura 8 - Configuração de linhas sobrepostas.....	27
Figura 9 - Configuração de linhas sobrepostas com afastamento.....	28
Figura 10 - Configuração de linhas paralelas com strip.....	28
Figura 11 - Configuração de linhas sobrepostas com strip.....	30
Figura 12 - Variações de formato das LTs.....	32
Figura 13 - Modelos utilizados para as linhas de terra.....	33
Figura 14 - Layout e ferramenta para simulação no ADS.....	34
Figura 15 - Circuito equivalente para o modelamento das LTs.....	35
Figura 16 - Comportamento do parâmetro S21 para uma larga banda de frequência, em magnitude (dB) e fase (°) das linhas paralelas.....	37
Figura 17 - Comportamento do parâmetro S21 para uma estreita banda de frequência, em magnitude (dB) e fase (°) das linhas paralelas.....	38
Figura 18 - Comportamento de S21(dB) em função de D (um) para linhas paralelas.....	38
Figura 19- Comportamento do parâmetro S21 para uma larga banda de frequência, em magnitude (dB) e fase (°) das linhas sobrepostas.....	40
Figura 20 - Comportamento do parâmetro S21 para uma estreita banda de frequência, em magnitude (dB) e fase (°) das linhas paralelas.....	40
Figura 21 - Comportamento do parâmetro S21 para uma larga banda de frequência, em magnitude (dB) e fase (°) das linhas sobrepostas com afastamento.....	41
Figura 22 - Comportamento do parâmetro S21 para uma estreita banda de frequência, em magnitude (dB) e fase (°) das linhas sobrepostas com afastamento.....	42
Figura 23 - Comportamento do parâmetro S21 em função de D para linhas sobrepostas com afastamento.....	42
Figura 24 - Comportamento do parâmetro S21 para uma larga banda de frequência, em magnitude (dB) e fase (°) das linhas paralelas com strip.....	44
Figura 25 - Comportamento do parâmetro S21 para uma estreita banda de frequência, em magnitude (dB) e fase (°) das linhas paralelas com strip.....	44
Figura 26 - Comportamento de S21 em função de $D=D_1=D_2$	45
Figura 27 - Comportamento de S21 em função de W_s para linhas paralelas com strip.....	46
Figura 28 - Comportamento do parâmetro S21 para uma larga banda de frequência, em magnitude (dB) e fase (°) das linhas sobrepostas com strip.....	46
Figura 29 - Comportamento do parâmetro S21 para uma estreita banda de frequência, em magnitude (dB) e fase (°) das linhas sobrepostas com strip.....	47
Figura 30 - Comportamento de S21 em função de W_s para linhas sobrepostas com strip.....	48
Figura 31 - Comportamento de S21 em função de L_{vit}	51

Figura 32 - Comportamento de S21 em função de W_{vit}	53
Figura 33 - Comportamento de S21 em função de L_{par}	54
Figura 34 - Comparação entre modelo elétrico e simulação EM para linhas paralelas.....	58
Figura 35 - Comparação entre modelo elétrico e simulação EM para linha com curva de 45°	58
Figura 36 - Capacitância C_m (pF) em função de D (um) para linhas paralelas	60
Figura 37 - Capacitância C_m (pF) em função de D (um), para diferentes comprimentos paralelos, em linhas com curva de 45°	60
Figura 38- Formato final das LTs.....	61
Figura 39 Comparação entre modelo elétrico e simulação EM para o modelo final	63

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Especificações de projeto	24
Tabela 2 - Parâmetros S21 para linhas paralelas	39
Tabela 3 - Parâmetros S21 para linhas paralelas	41
Tabela 4 - Parâmetros S21 para linhas sobrepostas com afastamento	43
Tabela 5 - Parâmetros S21 para linhas paralelas com strip	45
Tabela 6 - Parâmetros S21 para linhas sobrepostas com strip.....	47
Tabela 7 - Parâmetros S21 para variação de comprimento	51
Tabela 8 - Parâmetros S21 para a variação de largura	52
Tabela 9- Parâmetros S21 para LTs com linhas de terra.....	56
Tabela 10 - Parâmetros S21 para LTs com plano de terra	56
Tabela 11 - Resultados obtidos para o modelo final	64

LISTA DE ABREVIATURAS

ADS: Advanced Design System (software)

CI: Circuito integrado

GND: Terra do circuito, do inglês “Ground”

EM: Eletromagnético(a)

LT: Linha de transmissão

PCI: Placa de circuito impresso

RF: Radiofrequência

1 INTRODUÇÃO

1.1 Apresentação do Projeto

Este trabalho consiste no estudo de acoplamento eletromagnético de linhas de transmissão internas a circuitos integrados, com foco na sua utilização para linearização de amplificadores de potência. Foi desenvolvido como parte de uma bolsa de pesquisa junto ao NSCAD Microeletrônica, para utilização no amplificador de potência de um projeto de um transponder (do inglês transmitter-responder) dispositivo de utilizado para comunicação sem fio em determinada frequência.

Através de simulações eletromagnéticas com a utilização do software Advanced Design System versão 2012, da Agilent, pretendeu-se encontrar a melhor alternativa dentre diferentes configurações de layout relacionando uma linha de transmissão à outra, para a implementação de um detector de potência/corrente. Foram então selecionadas duas das alternativas propostas, que atendem às especificações estabelecidas, para então realizar sua caracterização elétrica e modelamento, procurando-se considerar também efeitos secundários como temperatura de operação e variabilidade no processo de fabricação.

Por fim, uma das configurações testadas foi incorporada ao projeto do CI enviado para fabricação. Pretende-se então validar os resultados obtidos em simulação com medições feitas no chip.

1.2 Problema e Justificativas

O problema a ser estudado é o modelamento do efeito de Crosstalk entre linhas de transmissão em circuitos integrados e a sua aplicação na linearização de amplificadores de potência. Esse fenômeno é de particular interesse para sistemas de alta frequência, onde é mais evidente. Seu emprego para linearização de amplificadores de potência permite o desempenho desejado pelos sistemas de comunicação modernos com eficiência. Além disso, o modelamento também pode ser aplicado para considerações de ruído em circuitos integrados, tendo então diversas aplicações.

1.3 Objetivos

O objetivo principal do trabalho é o estudo do efeito de crosstalk entre duas trilhas de um circuito integrado RF, diante de variações de leiaute. Além disso, pretende-se propor uma configuração de linhas de transmissão integradas para sua utilização como sensor de potência, atendendo especificações de projeto propostas. Juntamente com isso, deseja-se obter seu respectivo modelo elétrico de uma forma simplificada, para usos diversos e também avaliar sua aplicação na linearização de um amplificador de potência.

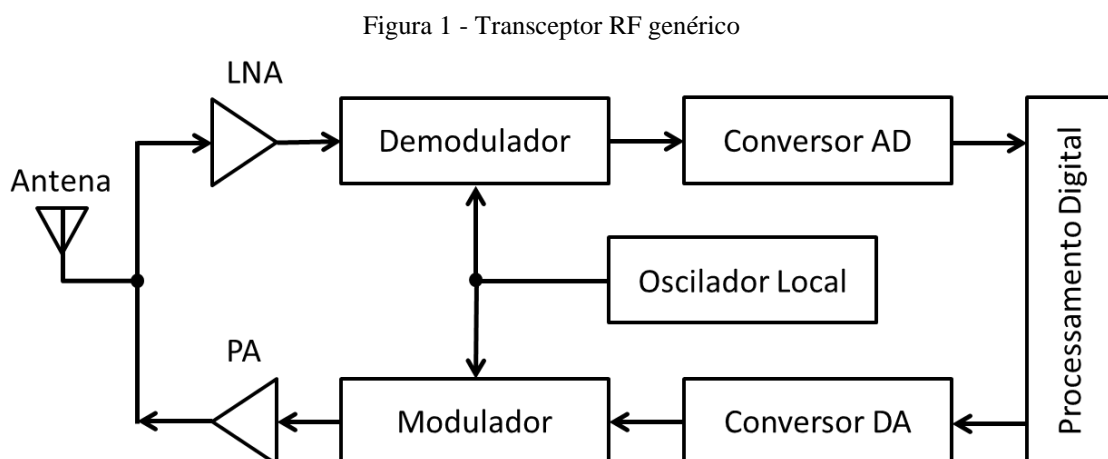
2 REVISÃO DE LITERATURA

Neste capítulo, será apresentada uma revisão de literatura para uma melhor contextualização do trabalho.

2.1 Transceivers e PAs

Segundo Razavi (2012), os sistemas e circuitos de RF se desenvolveram de maneira muito acelerada nas duas últimas décadas, devido à crescente demanda por sistemas de comunicação sem fio. Esses sistemas tornaram-se parte do cotidiano, através de serviços de telefonia, internet wi-fi, bluetooth, por exemplo. Aliada a um alto nível de integração, a performance desses circuitos é fundamental para a movimentação desses diversos mercados.

Todo sistema de comunicação RF possui como base um transceptor para troca de informações entre suas partes. Em algumas aplicações, somente um receptor ou um transmissor é necessário, porém a representação do transceptor completo é mais abrangente. A Figura 1 mostra a arquitetura de um transceptor genérico. Nela, o ramo superior (composto pela antena, e pelos blocos de LNA, demodulação e conversão AD, além do oscilador local) caracteriza o receptor, e o ramo inferior (conversor DA, modulador, PA e antena) corresponde ao transmissor.



Dois elementos chave desta arquitetura são os amplificadores ligados à antena. Na parte receptora, há um amplificador de baixo ruído (LNA, do inglês Low Noise Amplifier), para a amplificação dos sinais de interesse, normalmente de muito baixa potência. Na parte transmissora, antes da antena, tem-se um amplificador de potência (PA, do inglês Power

Amplifier), que deve fornecer ao sinal a ser transmitido a potência necessária para sua propagação.

Os amplificadores de potência são, em geral, o bloco construtivo que consome maior potência de um transceptor, fazendo que sua eficiência seja de fundamental importância no projeto, em que normalmente se visa mobilidade e baixo consumo de energia. Porém, eles apresentam uma forte relação de compromisso entre eficiência e linearidade, consistindo assim um desafio de design. A significativa não-linearidade dos PAs compromete seu uso em processos de modulação modernos, altamente lineares, como modulação QPSK, OFDM e 16QAM.

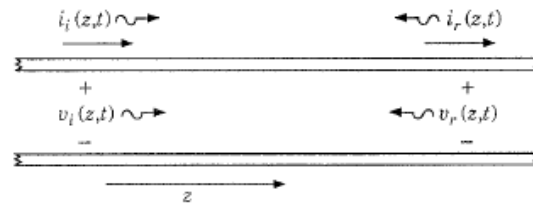
Dessa forma, é de grande interesse encontrar uma forma eficiente de linearização dos amplificadores de potência, para sua melhor utilização nos sistemas de comunicação. Na última década, intensificou-se o uso de amplificadores de potência de classes chaveadas. Especialmente aqueles operando em classe E, haja vista sua eficiência ideal de 100%. Porém, estes amplificadores não possuem sensibilidade a variação de amplitude, o que faz surgir a necessidade de arquiteturas mais complexas como a modulação polar vista em Walling (2010), introduzindo um caminho para modulação de amplitude e outro de fase. Estas arquiteturas acabam por introduzir distorções, dada as diferenças topológicas das modulações de fase e amplitude. A fim de reduzir estas distorções, uma das técnicas introduzidas e apresentadas em Cerasani (2009) é o uso de pré-distorção, onde o uso de um sensor de potência é de fundamental importância para possibilitar o eficiente controle das não-linearidades do transmissor.

2.2 Linhas de Transmissão e Modelamento

A alta taxa de integração e velocidade dos circuitos de comunicação requer um modelamento diferente para a interconexão entre componentes dos circuitos, mesmo para aqueles integrados. Devido à alta frequência de operação dos circuitos de comunicação, seus condutores mais longos (como os utilizados na saída dos CIs) devem ser analisados como linhas de transmissão, ao invés de simples condutores pela teoria de circuitos. Esse modelo leva em consideração o comportamento ondulatório do sinal, ou seja, que este não se propaga de forma instantânea pelo condutor.

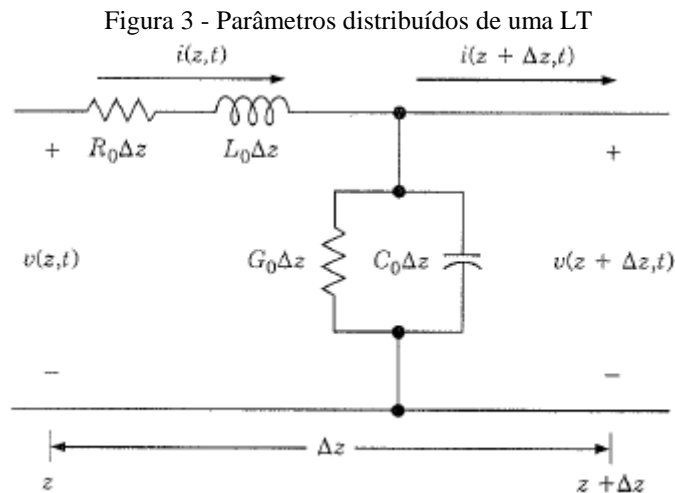
A Figura 2 mostra uma seção de uma linha de transmissão uniforme, composta por dois condutores ao longo do eixo z:

Figura 2 - Linha de transmissão uniforme com dois condutores



Fonte: Pozar, 2012

Uma forma de proceder para descrever a propagação de ondas eletromagnéticas nestas estruturas é estender a teoria de circuitos a parâmetros concentrados para parâmetros distribuídos. Nesta situação, é conveniente subdividir a LT em pequenos elementos Δz e a este atribuir um circuito. Uma topologia de circuito que contém toda a fenomenologia associada a cada elemento Δz da linha é apresentada na Figura 3, em que R_0 é a resistência distribuída da linha, em Ω/m , L_0 é sua indutância distribuída, em H/m , C_0 é a capacitância shunt distribuída, em F/m , e finalmente G_0 é a condutância distribuída, em S/m .



Fonte: Pozar, 2012

Com Δz tendendo a zero, a linha formada por parâmetros discretos assume então as características de uma linha distribuída. Para LTs uniformes, R_0 , L_0 , C_0 e G_0 são constantes ao longo de todo o comprimento z .

Através da análise desse circuito, agora possível através das Leis de Kirchhoff, é possível determinar uma expressão para a impedância característica da LT, Z_C , conforme a Equação 1. É importante notar que essa impedância característica Z_C não é um parâmetro distribuído.

$$Z_c = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}} \quad (1)$$

Em uma linha de transmissão com terminação em uma impedância de carga Z_T , é possível definir um coeficiente de reflexão ρ_T como a razão entre a parcela de sinal refletida pela presença da impedância Z_T e a parcela de sinal transmitida à carga. É possível demonstrar que esse coeficiente é dado pela Equação 2.

$$\rho_T = \frac{Z_T - Z_c}{Z_T + Z_c} \quad (2)$$

Para que a reflexão do sinal seja nula, e que a transferência de potência para a carga seja máxima, deve-se então satisfazer a condição estabelecida na Equação 3.

$$Z_T = Z_c \quad (3)$$

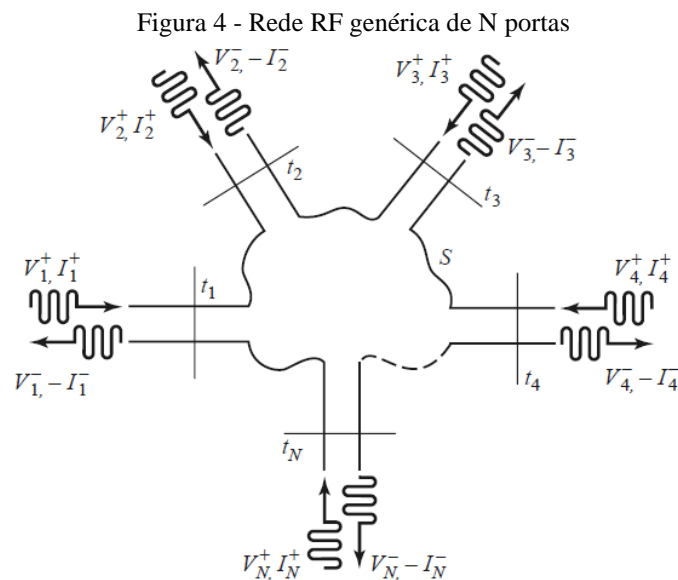
Usualmente, no entanto, as cargas possuem impedâncias distintas das pertencentes às linhas de transmissão. Procura-se, no contexto de antenas e propagação, projetar tanto linhas de transmissão cuja impedância característica e antenas cuja impedância sejam ambas de 50Ω , um valor de referência comumente utilizado, de forma a haver o casamento de impedância. Porém, muitas vezes isso não é possível, sendo necessária uma rede de casamento. Essa rede pode ser uma LT convenientemente ajustada ou até mesmo uma associação de elementos discretos ligados entre a linha e a sua carga.

Há algumas maneiras de se determinar os parâmetros da rede para realizar esse casamento, sendo a mais usual a utilização da Carta de Smith, uma ferramenta gráfica para operações com números complexos. O software utilizado para a realização deste trabalho possui uma ferramenta de casamento de impedância que permite a manipulação computacional da Carta de Smith. Uma rede de casamento de impedância se faz necessária para o teste físico sobre o circuito protótipo produzido.

2.3 Parâmetros S

Circuitos elétricos podem ser analisados sem o detalhamentos de todos os seus componentes internos, e sim, através de medições em terminais específicos. Isso é útil, em particular, quando um sinal é fornecido a um ou mais par(es) de terminais e então o resultado de seu processamento pelo sistema em questão é extraído em outro(s) par(es) de terminais. Esse pares de terminais de aplicação e avaliação de sinais são denominados portas do sistema.

Essa ferramenta da teoria de circuitos traz conceitos que podem ser estendidos a sistemas de RF, mesmo que esses não se comportem de forma idêntica a circuitos eletricamente curtos. Os objetivos principais de sua utilização são a simplicidade de solução de problemas e o uso de parâmetros descritivos para os sistemas. Um esquema de uma rede RF de N portas é mostrado na Figura 4.



Fonte: Rosenstark, 1994

Tais redes são caracterizadas por conjuntos de parâmetros, que são definidos por relações de tensão e corrente medidas em suas portas. Os parâmetros mais diretos de descrição são os parâmetros Z de impedância e os parâmetros Y de admitância entre todas as suas portas. Uma representação mais de acordo com medições diretas e com ideias de ondas incidentes, refletidas e transmitidas, é dada pela matriz de dispersão.

Os parâmetros de dispersão ou parâmetros S (do inglês, scattering parameters), assim como os de impedância e admitância fornecem uma descrição completa do sistema de N portas. Segundo Pozar (2012, p.178), “Enquanto as matrizes de impedância e admitância

relacionam as tensões e correntes totais nas portas, a matriz de dispersão relaciona as ondas de tensão incidentes nas portas àquelas refletidas das portas.” Tais ondas de tensão podem ser diretamente medidas nos sistemas. Uma vez obtidos, é possível a conversão dos parâmetros S para outros parâmetros de circuito.

Considerando a rede mostrada na Figura 4, a matriz de dispersão ou matriz [S], é definida pela relação entre as amplitudes das tensões incidentes, dadas por V_i^+ , e as amplitudes das tensões refletidas, dadas por V_i^- , de cada porta i , como mostra as Equações 4 e 5.

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$[V^-] = [S] [V^+] \quad (5)$$

Cada elemento S_{ij} é então dado pela expressão definida pela Equação 6:

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ para } k \neq j} \quad (6)$$

Ou seja, S_{ij} é obtido incidindo-se uma onda na porta j de amplitude V_j^+ e medindo-se na porta i a amplitude da onda de tensão refletida V_i^- .

Por ser a caracterização mais comum ao se tratar de sistemas RF, os parâmetros S são diretamente obtidos como resultado de simulação eletromagnética no software ADS, como função da frequência. Além disso, sua forma é de particular interesse para este trabalho, pois fornece o ganho (ou perda) em tensão entre as portas das linhas avaliadas, que é o dado mais relevante para a elaboração de um sensor de potência.

2.4 O Efeito de Crosstalk e Modelos

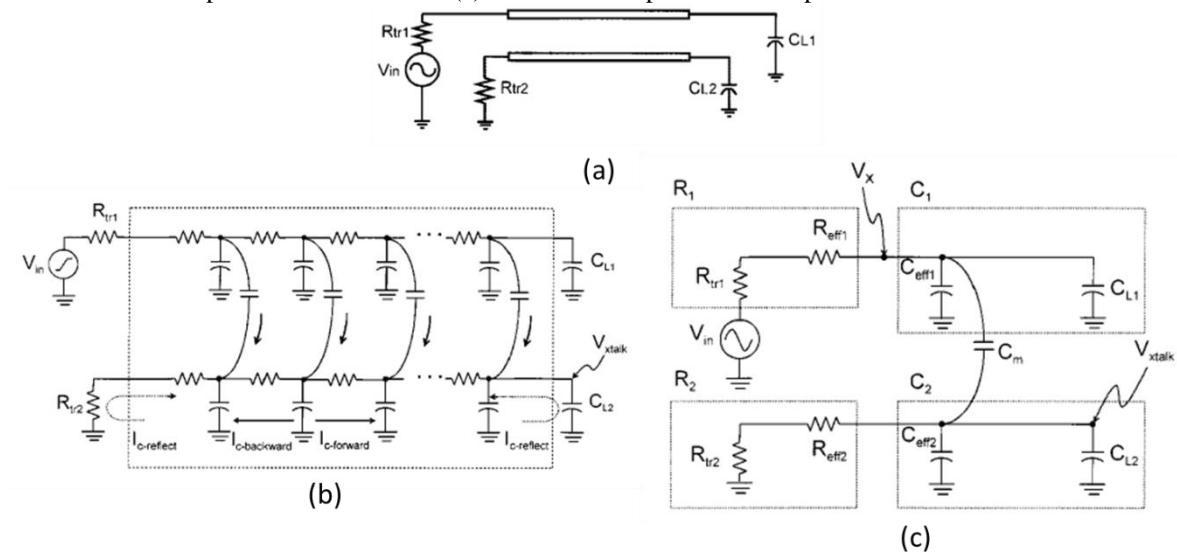
Um efeito que é evidenciado pelo tratamento dos sinais como ondas eletromagnéticas é o de Crosstalk. Segundo Rosenstark (1994, p.113):

Crosstalk é o termo utilizado para sinais acoplados de uma linha de transmissão para outra para sinais variantes no tempo. O acoplamento, que é tanto capacitivo quanto indutivo, ocorre geralmente em função da proximidade de duas linhas.

Este fenômeno é muito comum em placas de circuito impresso (PCIs), em cabos e em circuitos integrados, devido à proximidade das LTs nesses casos, bem como à presença de diferentes camadas de condutores, ocasionando o aparecimento de capacitâncias parasitas com terminais comuns. Normalmente, provoca consequências indesejadas no desempenho dos circuitos, como interferência e degradação de sinal. Por esse motivo, a nomenclatura para as linhas envolvidas é o par linha agressora e linha vítima, que correspondem, respectivamente, à LT percorrida pelo sinal original analisado e à LT na qual é percebido o efeito desse sinal.

Há uma grande variedade de modelos e de extração de parâmetros para o efeito de Crosstalk entre linhas de transmissão, conforme pode ser visto em Rosenstark (1994), Eo (2000), Sung (2000) e Nakagawa (1998). O modelo proposto por Eo (2000) possui um circuito equivalente relativamente simples, em que somente é considerada a capacitância entre as linhas, conforme apresentado na Figura 5.

Figura 5 - Modelamento do efeito de crosstalk: (a) circuito com as LTs, (b) modelo do acoplamento distribuído e (c) modelo do acoplamento com parâmetros concentrados



Fonte: Eo, 2000

Nota-se que, neste modelo proposto, a linha vítima possui terminações de carga em ambos terminais, propostos pelo autor.

Uma análise mais completa, em que é considerado o acoplamento magnético entre os indutores em série no modelo da LT (conforme a Figura 3) é feita por Rosenstark (1994). Porém, segundo Eo (2000), o modelo apresentado, em que somente são consideradas as capacitâncias entre as duas linhas é suficiente para descrever este fenômeno em circuitos integrados, dado que a curta distância entre elas, suas próprias dimensões e a presença de um óxido isolante ao redor de toda a estrutura caracteriza um efeito capacitivo muito mais evidente do que a indutância das trilhas.

Através de sua análise, Rosenstark (1994) mostra que o efeito Crosstalk é mais acentuado em linhas que possuem maior comprimento em que são paralelas entre si e aumenta com a proximidade entre a linha agressora e a linha vítima. Além disso, por ser um efeito para sinais variantes no tempo, ele é tão mais forte quanto mais alta a frequência do sinal em questão. Para a redução do fenômeno, deve-se inserir um condutor entre as duas LTs, com ambos terminais conectados ao terra.

3 METODOLOGIA

3.1 Especificações

Como o objetivo do estudo do efeito de crosstalk entre as linhas de transmissão é sua aplicação a um amplificador de potência desenvolvido pelo NSCAD, estas foram submetidas a algumas especificações devido ao projeto mais amplo. Após a obtenção dos resultados e modelos para essas especificações, foram avaliadas também as consequências de variações nessas características, a fim de se expandir as conclusões para entradas mais genéricas. Além disso, o modelo enviado para fabricação (e conseqüentemente o modelo a ser testado) diferiu das especificações iniciais, por requisições de projeto. Esse modelo foi baseado nos resultados obtidos a partir das características definidas previamente. Ele também foi então posteriormente simulado, para efetivação de seu modelo elétrico, a ser utilizado para os testes físicos.

O formato das linhas de transmissão no layout do circuito foi estipulado como uma placa de $500\mu\text{m}$ de comprimento por $40\mu\text{m}$ de largura, devido ao espaço disponível entre a saída do circuito e os pads de contato do circuito integrado. Foi considerado o mesmo tamanho tanto para a linha agressora quanto para a linha vítima, para facilidade de replicação e projeto. O efeito de variação de tamanho de somente uma das linhas foi posteriormente avaliado.

A potência do sinal de saída do amplificador de potência foi definida como 22dBm , sendo esse o sinal a ser enviado para a antena. Foi proposto um intervalo para parâmetro de dispersão S_{21} , ou ganho de tensão reversa, que caracteriza a isolação reversa, ou seja, o quanto do sinal de saída é refletido para a porta de entrada, que é justamente o efeito a ser observado. Como a intenção é conectar a LT vítima a um bloco com sensibilidade suposta de até -80dB , foi solicitado que o projeto atendesse o intervalo de -40dB a -80dB .

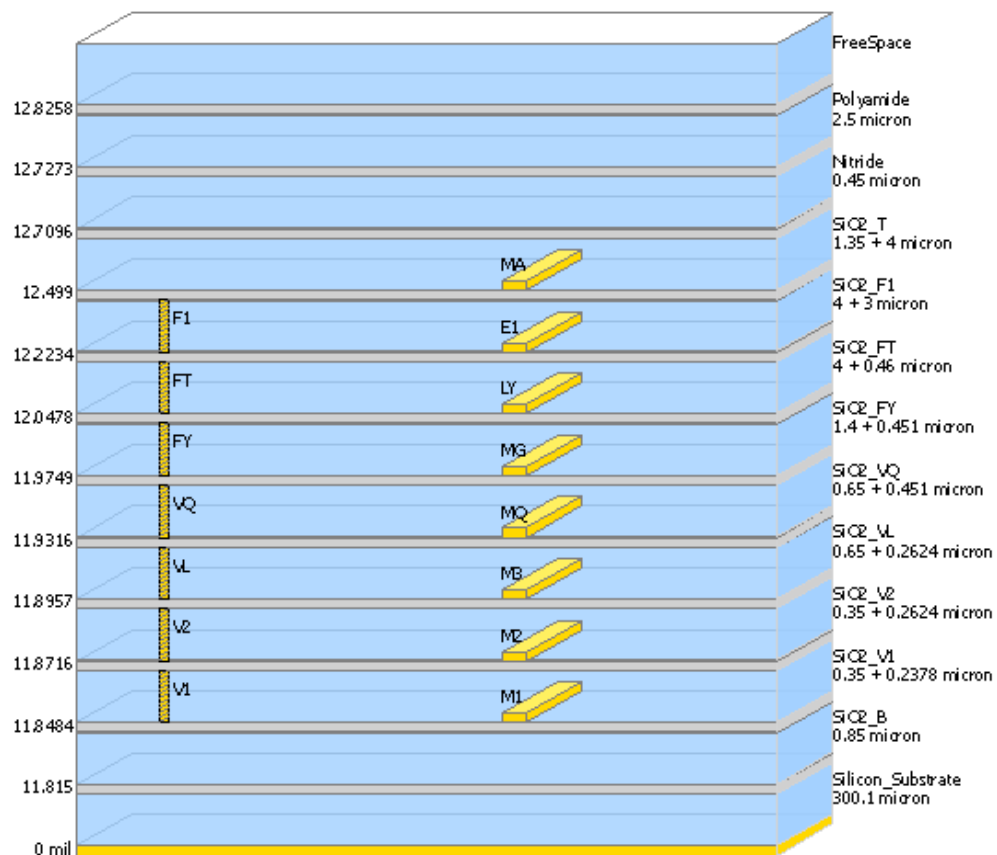
A frequência de operação do transceptor, de $2,26\text{GHz}$ definiu a frequência de interesse de simulação das linhas. Arbitrou-se então um intervalo de simulação entre $2,00\text{GHz}$ e $2,50\text{GHz}$, aproximadamente simétrico em relação ao ponto de interesse. Esse intervalo de 500MHz foi escolhido para que se possa observar o efeito da frequência sobre o efeito de crosstalk, porém observou-se que as demais especificações fossem cumpridas com uma tolerância de 5% em relação a frequência de operação desejada, ou seja, de $2,15\text{GHz}$ até $2,37\text{GHz}$. A Tabela 1 apresenta as especificações de projeto de forma resumida.

Tabela 1 - Especificações de projeto

Parâmetro	Valor Mínimo	Valor Desejado	Valor Máximo
Comprimento das Linhas	-	40 μm	-
Largura das Linhas	-	500 μm	-
Potência do Sinal de Saída	-	22 dBm	-
Ganho Reverso (S_21)	-40 dB	-	-80 dB
Frequência	2,15 Ghz	2,26 GHz	2,37 GHz
Frequência de Simulação	2,00 GHz	2,26 GHz	2,50 GHz

Além das especificações de projeto citadas, outra característica importante para os experimentos realizados é o substrato (termo aqui usado para designar todas as camadas que constituem o wafer, e não somente a base de silício, conforme tratado pelo software ADS) utilizado para simulação. Este foi definido pelo processo de fabricação, XFAB 180 μm relacionado à empresa foundry para a qual foi enviado o circuito a ser produzido. A Figura 6 apresenta a seção transversal do substrato.

Figura 6 - Seção transversal do substrato



Na Figura 6, é possível notar que o substrato possui 5 camadas distintas de metal, separadas entre si por camadas de óxido de silício de espessura variável. Por orientações do projeto, as três últimas camadas de metal (MA, E1 e LY) são as disponíveis para as linhas de transmissão, sendo preferível a utilização da camada superior, MA. As espessuras de MA, E1 e LY são, respectivamente, $4 \mu m$, $3 \mu m$ e $0,46 \mu m$. O metal MA apresenta uma condutividade elétrica de $3,571 \cdot 10^7 S/m$, o metal E1, $5,555 \cdot 10^7 S/m$ e o metal LY, $2,443 \cdot 10^7 S/m$. A permissividade elétrica relativa varia entre as camadas de dielétrico. No entanto, as camadas dielétricas entre as camadas de metal de interesse, apresentam o mesmo valor para essa grandeza, de $4,12$. A permeabilidade magnética relativa de todas as camadas de óxido de silício é unitária.

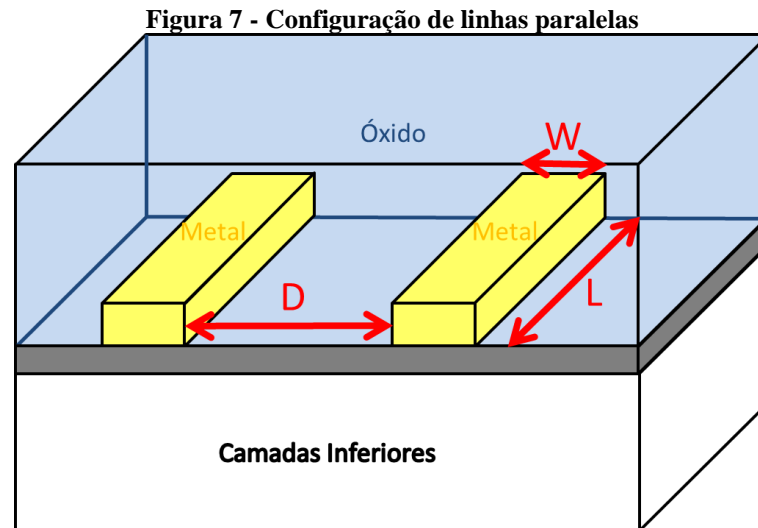
A definição do substrato influencia diretamente os efeitos de Crosstalk, por determinarem os valores de resistência elétrica, indutância e capacitância entre as diferentes camadas do leiaute. Porém, os resultados obtidos podem ser estendidos a outros substratos, devido a grande similaridade entre processos.

3.2 Configurações Avaliadas

Definidas as especificações de projeto, resta determinar as configurações de layout entre as LTs que serão avaliadas para comparação, a fim de se escolher a que corresponde às metas desejadas. Foram definidas seis diferentes configurações. As próximas subseções apresentam cada uma delas, justificando sua escolha, os parâmetros a serem variados em cada uma e sua respectiva forma no layout, em formato de esboço e a representação do arquivo de simulação.

3.2.1 Linhas Paralelas

Conforme visto na seção 2.3, Rosenstark (1994) mostra que o efeito de Crosstalk é tanto maior quanto maior for o comprimento em que as linhas de transmissão envolvidas forem paralelas entre si. Logo, a configuração mais óbvia a ser explorada é aquela em que as LTs situam-se na mesma camada de condutor e são paralelas entre si. Um esboço dessa configuração é apresentado na Figura 7.



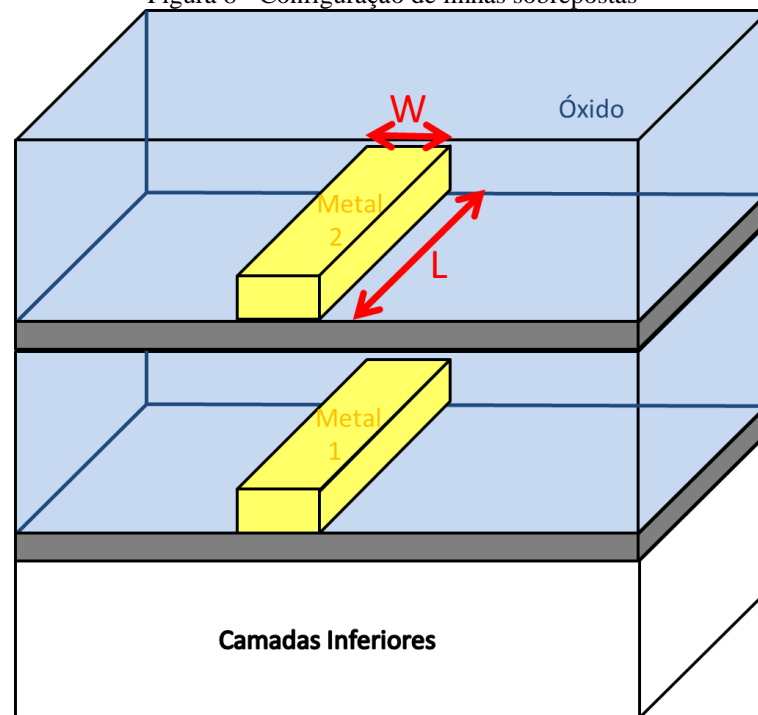
Os parâmetros a serem variados nessa configuração são a distância D entre as linhas de transmissão, conforme mostrado, e a camada de metal utilizada. As dimensões W e L são consideradas especificações de projeto e foram mantidas constantes em todas as configurações estudadas, até para que a comparação entre elas seja facilitada. Foram testados cinco diferentes valores para D : $10\ \mu m$; $20\ \mu m$; $0,40\ \mu m$; $60\ \mu m$; e $80\ \mu m$. Os layers utilizados foram os de metal MA, E1 e LY.

3.2.2 Linhas Sobrepostas

Outro modo de fazer com que as linhas fiquem paralelas por todo o seu comprimento é através da utilização de dois layers de metal diferentes. Nesse formato, a distância entre as linhas é dada somente pela espessura da camada de óxido, e é de 3 a 20 vezes menor do que as utilizadas na configuração anterior e dependem mais ainda do processo de fabricação. O esboço desse formato é mostrado na Figura 8.

Como a distância entre as LTs não é controlada pelo projetista, os únicos parâmetros que foram variados nesta configuração são as diferentes combinações entre camadas de condutor. Foram testadas as três combinações possíveis para duas linhas, dentro da possibilidade das três camadas de metal. Primeiramente, foram utilizados os layers MA e E1, depois MA e LY e, por fim, a combinação E1 e LY.

Figura 8 - Configuração de linhas sobrepostas

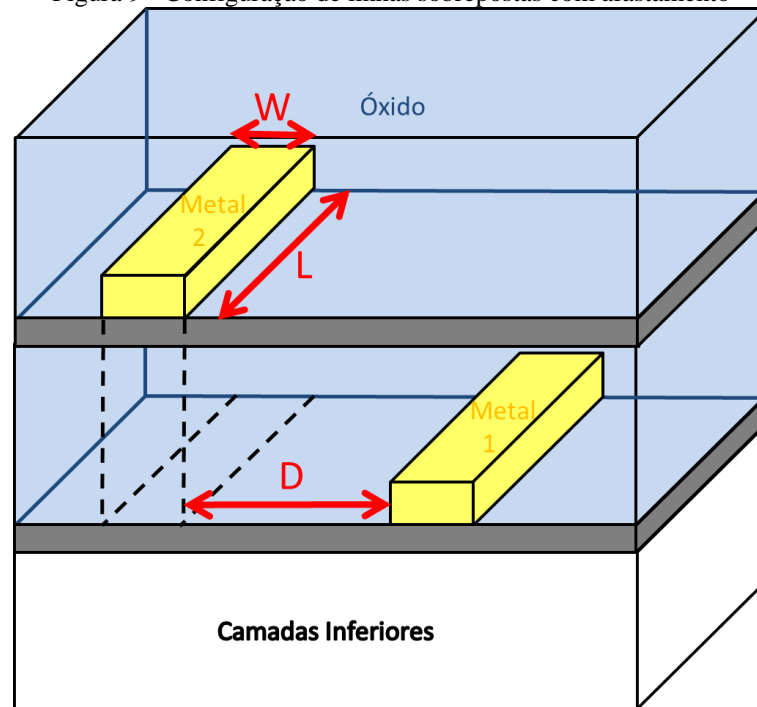


3.2.3 Linhas Sobrepostas com Afastamento

Por fim, ainda com a ideia de manter o layout simples e fazer com que as linhas estejam paralelas entre si, a terceira configuração abordada é uma combinação das duas anteriores. Desse modo, é possível utilizar camadas de metal diferentes para cada LT (oferecendo vantagens de design) e ainda assim obter um controle melhor sobre a distância entre elas. Seu esboço é apresentado na Figura 9.

Unindo as duas abordagens anteriores, os parâmetros a serem variados apresentam também uma combinação das duas últimas alternativas. Simulou-se esta forma de layout alterando-se as camadas de metal utilizadas para cada LT, bem como variando-se a distância D . As combinações de layers foram as mesmas descritas anteriormente (MA com E1, MA com LY e E1 com LY). Para cada combinação de camadas de metal, a separação entre as linhas foi alterada de forma idêntica a feita na subseção 3.2.1 ($10\ \mu\text{m}$; $20\ \mu\text{m}$; $0,40\ \mu\text{m}$; $60\ \mu\text{m}$; e $80\ \mu\text{m}$).

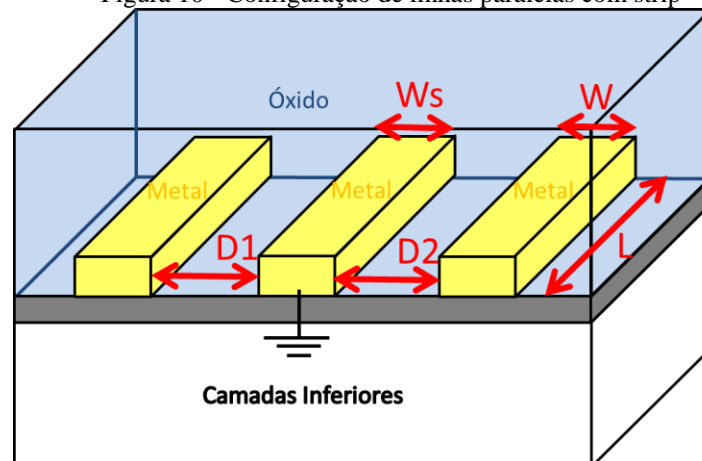
Figura 9 - Configuração de linhas sobrepostas com afastamento



3.2.4 Linhas Paralelas com Strip

Rosenstark (1994) afirma que a inserção de um condutor, com ambos terminais conectados ao terra, entre a linha agressora e a linha vítima reduz o efeito de crosstalk. A fim de investigar como esse fenômeno se manifesta, foi testada uma configuração semelhante à primeira, porém com um condutor aterrado (denominado strip) posicionado entre as LTs. O esboço correspondente é mostrado na Figura 10.

Figura 10 - Configuração de linhas paralelas com strip



Neste modo, há quatro parâmetros variáveis: o afastamento entre a linha agressora e o strip (D_1), o afastamento entre o strip e a linha vítima (D_2), a largura do strip (W_S) e os layers utilizados. Para evitar um número excessivo de combinações, devido ao número de variáveis, foram fixados determinados valores para cada uma, e variou-se somente um parâmetro por vez. Os valores escolhidos foram: $D_1 = 30\mu m$, $D_2 = 30\mu m$, $W_S = 40\mu m$, no layer MA.

Primeiramente, então, variou-se a posição relativa do strip, modificando-se D_1 (e D_2) para $10\mu m$ ($50\mu m$); $20\mu m$ ($40\mu m$); $40\mu m$ ($20\mu m$); e $50\mu m$ ($10\mu m$). Em seguida, modificou-se a largura W_S do strip, mantendo-o centralizado entre as duas LTs. Assumiu-se, para W_S , $10\mu m$; $20\mu m$; $30\mu m$; $50\mu m$; $60\mu m$; e $70\mu m$. Por fim, com os valores iniciais, variou-se o layer em que as linhas foram projetadas, utilizando as camadas E1 e LY.

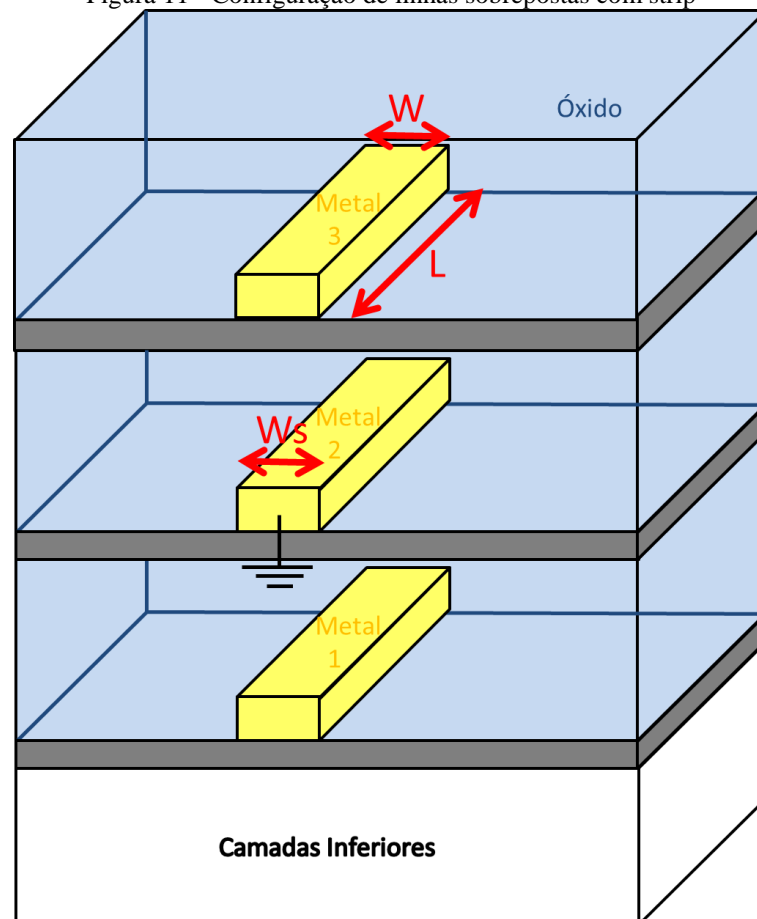
3.2.5 Linhas Sobrepostas com Strip

De forma análoga a anterior, essa configuração busca investigar o efeito de um condutor com extremidades aterradas entre as linhas de transmissão. Resolveu-se verificar o efeito de um strip inserido entre duas LTs sobrepostas, modificando-se a estrutura vista na subseção 3.2.2. A Figura 11 mostra o esboço da forma simulada.

Como são necessárias três camadas de metal nesta configuração, e de acordo com as restrições de projeto, há também somente três camadas com uso permitido, o único parâmetro variável é a largura do strip, W_S . Foram utilizados então os valores de $20\mu m$; $30\mu m$; $40\mu m$; $50\mu m$; e $60\mu m$.

Optou-se por não avaliar o uso de strip na estrutura sobreposta com afastamento, já que ela é uma composição das configurações sobreposta e paralela, e seus efeitos foram avaliados separadamente.

Figura 11 - Configuração de linhas sobrepostas com strip



3.3 Outras Variações na Configuração Paralela

Conforme será visto no capítulo 4, a configuração mais interessante para a utilização das linhas de transmissão com o intuito de se construir um sensor de potência é a de linhas paralelas, por apresentar melhor relação de acoplamento e facilidade de leiaute.. Dentre as camadas de metal disponíveis, os melhores resultados de acoplamento foram para o metal MA, por ser mais espesso.

Por isso, as demais avaliações a serem estudadas sobre o comportamento do efeito de crosstalk foram realizadas para duas LTs paralelas na camada de metal MA. Estudou-se o impacto do tamanho das trilhas (comprimento e largura), de seu formato (em que variou-se o comprimento em que elas são paralelas) e, por fim, da presença de planos de terra ou linhas de terra, ao invés da condição ideal de ligações de terra somente nos terminais.

As variáveis que foram controladas, citadas nas sub-seções seguintes são referentes ao esquema já apresentado na Figura 7. As simulações eletromagnéticas dessa seção apresentam as mesmas características daquelas da seção anterior quanto às frequências e terminações.

3.3.1 Comprimento

Para se avaliar o efeito do comprimento das LTs, a largura W foi mantida em $40 \mu m$ e o afastamento D entre elas em $20 \mu m$. Então, variou-se o comprimento L_{vit} da linha vítima, no intervalo de $100 \mu m$ até $600 \mu m$ com incrementos de $100 \mu m$ e um último comprimento de $750 \mu m$. Esse conjunto de medidas foi repetido para três diferentes comprimentos L_{agr} da linha agressora, $250 \mu m$, $500 \mu m$ e $750 \mu m$.

Optou-se por variar de forma mais acentuada o tamanho da linha agressora do que da linha vítima, pois, para a aplicação no sensor de potência, é entendido que esse último parâmetro é fornecido como especificação de projeto, por se tratar de uma linha pertencente a um bloco funcional do circuito. Variar a linha vítima é de maior interesse para o objetivo do projeto. No entanto, ainda assim, é relevante notar qual a consequência da alteração do comprimento da primeira linha.

3.3.2 Largura

De forma análoga a anterior, para se estudar a influência da largura das LTs, o comprimento L foi mantido fixo em $500 \mu m$ e o afastamento D novamente em $20 \mu m$. Variou-se a largura W_{vit} da linha vítima, a intervalos de $10 \mu m$, de um valor inicial de $10 \mu m$ até um valor final de $80 \mu m$. Este conjunto também foi repetido para três diferentes larguras W_{agr} : $20 \mu m$, $40 \mu m$ e $60 \mu m$.

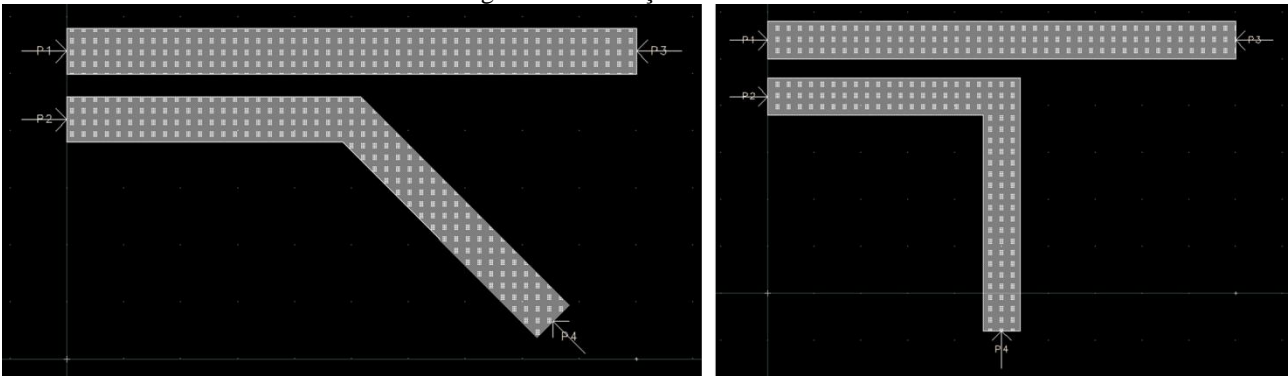
Da mesma maneira do comprimento, a variação da linha vítima foi mais acentuada, pelas mesmas razões já mencionadas.

3.3.3 Formato (Comprimento Paralelo)

Prevedo que nem sempre é viável o posicionamento das LTs como duas trilhas retangulares paralelas, desejou-se também estudar o efeito da variação de formato. Porém, manteve-se o foco em duas linhas paralelas. Para isso, foram avaliadas configurações em que as trilhas possuem um determinado comprimento paralelo entre si, verificando também a afirmação de Rosenstark (1994), de que o efeito de crosstalk é tão maior quanto maior for o comprimento paralelo entre as duas linhas.

Foram estudadas duas configurações, assumindo-se a linha agressora sempre reta, e a linha vítima com uma curva. Como é usual em projetos de circuitos integrados que as trilhas apresentem curvas de 45° ou de 90° , esses dois ângulos foram então utilizados para a curva da linha vítima. Essas duas formas são mostradas na Figura 12.

Figura 12 - Variações de formato das LTs



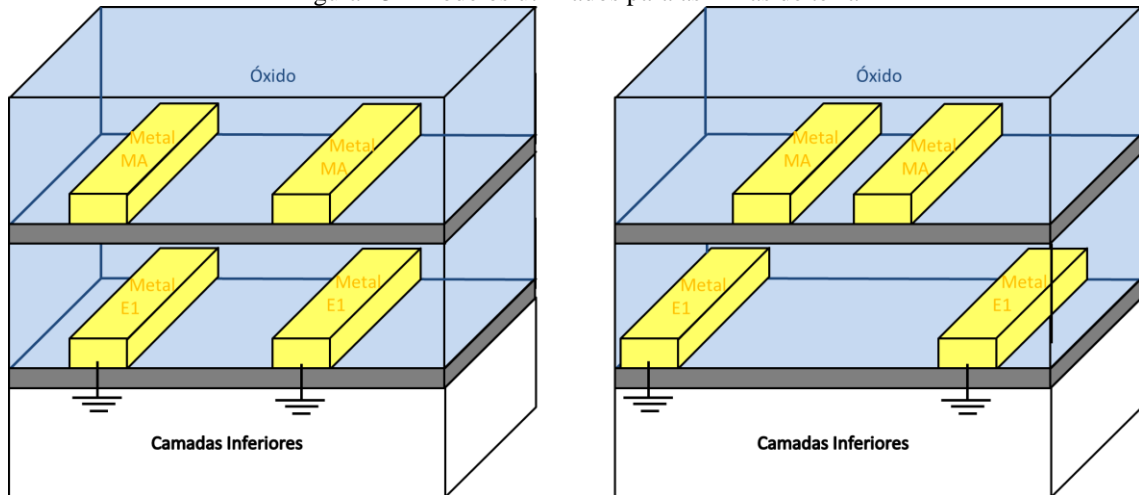
O tamanho total de ambas as linhas, no entanto, foi mantido igual ao caso avaliado anteriormente, com $500 \mu\text{m}$ de comprimento e $40 \mu\text{m}$ de largura, para que o impacto do formato das LTs possa ser isoladamente percebido e comparado com os resultados anteriores. Dentro de cada configuração da Figura 12, variou-se então o comprimento paralelo L_{par} entre as linhas, em incrementos de $50 \mu\text{m}$, desde $50 \mu\text{m}$ até $450 \mu\text{m}$.

3.3.4 Linhas de Terra e Plano de Terra

Para avaliar os efeitos de linhas e planos de terra ao invés das conexões ideais, aplicou-se essas variações à configuração paralela simples, para facilitar a comparação com os demais resultados obtidos.

Para se estudar o impacto de linhas de terra, foram simuladas duas condições para cada uma das configurações de LT: linha sobreposta à linha de terra, e linhas de terra defasadas para fora. Um esquema representativo das camadas de metal para essas três avaliações é mostrado na Figura 13. As linhas de terra também foram variadas entre os metais E1 e LY para cada caso. O tamanho das linhas foi mantido conforme as especificações iniciais. As distâncias entre as linhas vítima e agressora no metal MA e a distância entre as linhas de terra foi variada entre $D = 20 \mu\text{m}$, $D = 40 \mu\text{m}$ e $D = 60 \mu\text{m}$, para que se possa comparar com os resultados anteriormente obtidos sem as linhas de terra. Para o caso de linhas defasadas para fora, avaliou-se distâncias de $10 \mu\text{m}$, $20 \mu\text{m}$ e $40 \mu\text{m}$.

Figura 13 - Modelos utilizados para as linhas de terra



Para o estudo sobre o impacto do plano de terra sobre as linhas paralelas, considerou-se um plano em uma camada de metal abaixo do metal MA, no qual o sinal GND é aplicado. Novamente, avaliou-se a aplicação do plano de terra para linhas paralelas com afastamentos de $D = 20 \mu m$, $D = 40 \mu m$ e $D = 60 \mu m$. O plano de terra foi empregado tanto na camada de metal E1 quanto na camada LY, para as três distâncias. Estipulou-se uma margem de $40 \mu m$ na qual o plano é maior do que as LTs, para se minimizar efeitos de borda.

3.4 Simulações e Terminações

Para todos os testes das configurações de linhas de transmissão avaliadas, foram utilizados terminais de 50Ω , disponíveis na biblioteca do ADS.

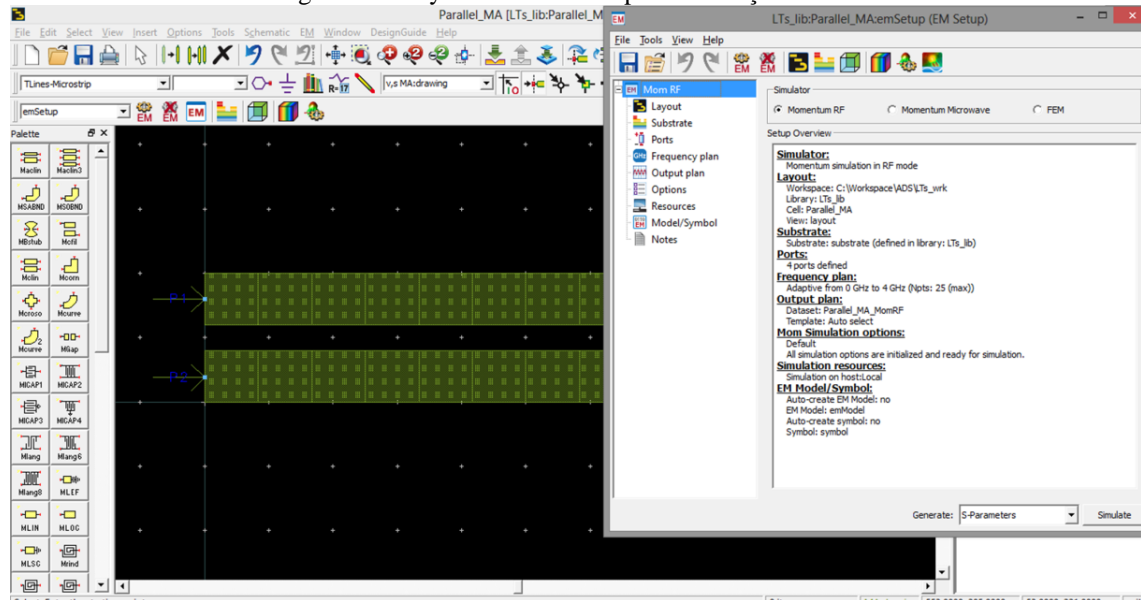
O valor de 50Ω foi escolhido por ser tido como padrão para ponteiras, antenas, entre outros. Dessa forma, o casamento de impedância necessário para a realização de testes fica facilitado. Para o caso do projeto final das LTs, na terminação da linha vítima pode ser então empregado um resistor de mesma resistência que os terminais de teste.

Para todas as estruturas citadas na seção 3.2, utilizou-se a ferramenta de simulação eletromagnética EM do ADS.

O substrato utilizado para a simulação é o mesmo apresentado na Figura 6, determinado pelo processo de fabricação escolhido. O modo de simulação escolhido foi o “Momentum RF”. As portas foram definidas como as terminações das linhas de transmissão avaliadas. O plano de frequências é definido de $2,00GHz$ a $2,50GHz$. A saída dessas simulações foram escolhidas como os parâmetros de espalhamento, que são apresentados em

gráficos em função da frequência, a fim de ver se correspondem às especificações de projeto. Os resultados serão discutidos no próximo capítulo. A Figura 14 mostra um layout correspondente à configuração paralela, juntamente com o setup de simulação da ferramenta.

Figura 14 - Layout e ferramenta para simulação no ADS



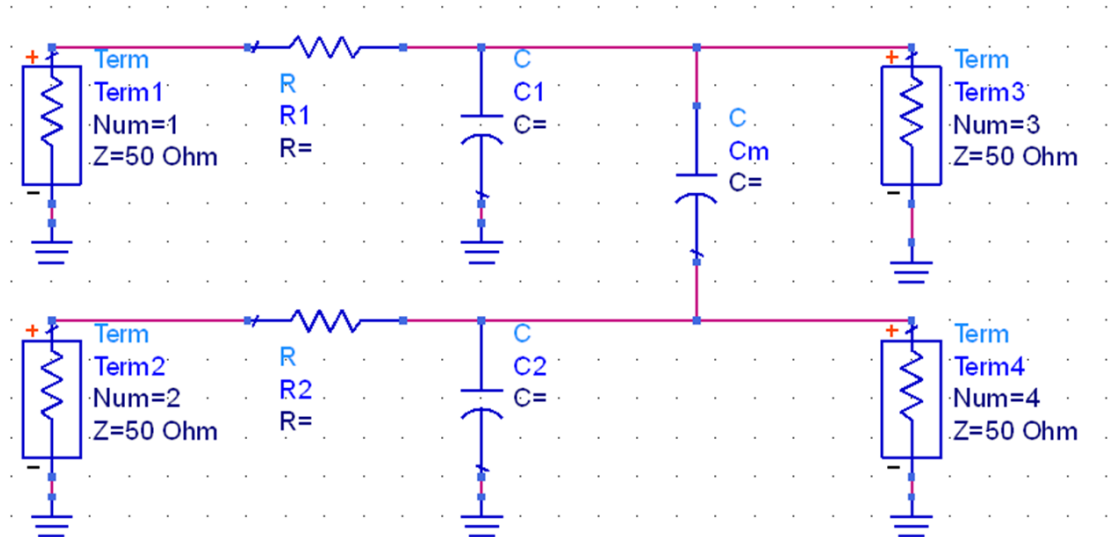
Finalmente, a estrutura final, enviada para fabricação e projetada em outro software de leiaute de CIs, foi novamente exportada para um layout no ADS, a fim de ser testada para a elaboração de seu modelo elétrico. Conforme será discutido no capítulo 4, a estrutura final difere de todas aquelas testadas anteriormente, por necessidades de projeto. No entanto, a obtenção de resultados de simulação semelhantes aos estudados anteriormente é de grande interesse, pois serão estes os comparados com medições realizadas no circuito físico.

3.5 Modelamento Elétrico

Por fim, desejou-se obter um modelamento elétrico para as LTs acopladas. Um modelo completo como o apresentado na Figura 3, em que cada LT é modelada com os parâmetros distribuídos R_0 , L_0 , C_0 e G_0 , além de elementos passivos de acoplamento L_m e C_m entre seus terminais, descreveria de maneira precisa o comportamento das linhas. Porém, desejou-se utilizar o modelo elétrico proposto por Eo (2000) a parâmetros concentrados, mostrado na Figura 5(c). Essa escolha foi feita pelos parâmetros serem de mais simples obtenção e por, segundo o autor, o modelo representar uma boa aproximação para o acoplamento entre linhas de transmissão em CIs.

Desconsiderando os componentes de carga apresentados na imagem anterior, pois estes foram substituídos pelos terminais com impedância igual a 50Ω , o circuito equivalente que modela as LTs é apresentado na Figura 15.

Figura 15 - Circuito equivalente para o modelamento das LTs



Investigou-se o comportamento dos componentes do circuito para linhas paralelas em metal MA e também para a variação de formato de linhas paralelas com curva de 45° , além do modelamento elétrico das LTs finais utilizadas.

A obtenção dos valores para os componentes em questão foi realizada através dos parâmetros Y, que podem ser diretamente obtido através da função *stoy(S)* nos resultados de simulação EM do ADS. Considerou-se um cálculo simplificado, em que os componentes R_1 , R_2 , C_1 e C_2 são características independentes de cada linha, sendo o acoplamento entre elas dado pelo capacitor C_m .

Por essa simplificação, os valores de R_1 , R_2 , C_1 e C_2 foram obtidos através da simulação eletromagnética de cada linha isoladamente e foram mantidos fixos para os demais procedimentos. A capacitância C_m foi obtida para cada variação executada. As equações utilizadas para seu cálculo, a partir dos parâmetros Y, são dadas pelas Equações 6 a 10, em que as operações *real* e *imag* retornam respectivamente a parcela real e imaginária das expressões dentro dos parênteses, e f é a frequência de operação do circuito, de 2,26GHz.

$$R_1 = \text{real}\left(\frac{1}{Y_{33}}\right) \quad (6)$$

$$R_2 = \text{real}\left(\frac{1}{Y_{44}}\right) \quad (7)$$

$$C_1 = \frac{\text{imag}(Y_{33})}{2 \cdot \pi \cdot f} \quad (8)$$

$$C_1 = \frac{\text{imag}(Y_{44})}{2 \cdot \pi \cdot f} \quad (9)$$

$$C_1 = \frac{\text{imag}(Y_{34})}{2 \cdot \pi \cdot f} \quad (10)$$

Avaliou-se a variação da capacitância de acoplamento, para diferentes afastamentos de linhas paralelas e comprimentos paralelos da linhas com curva de 45°, e do comportamento dos parâmetros S21 e S31 para ambas configurações, de 1GHz até 10GHz, para validação do modelo. Finalmente, obteve-se os valores dos componentes correspondentes ao modelo final utilizado no projeto.

4 RESULTADOS

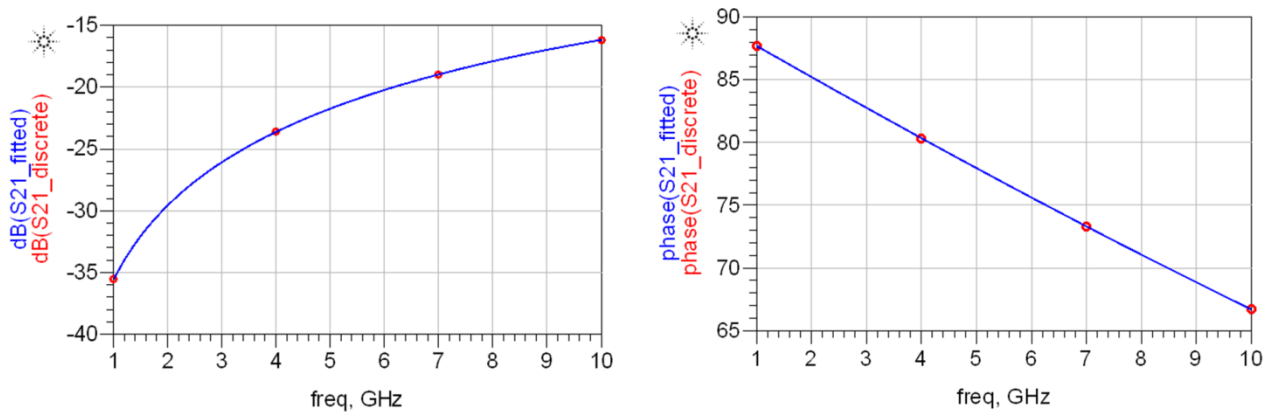
4.1 Configurações Variadas

Através da simulação das configurações para serem previamente avaliadas, foram obtidos os parâmetros S21 de cada uma, em função da frequência e das variáveis definidas no capítulo 3. Esta seção mostra os valores obtidos, e sua relação com as variáveis de ajuste.

4.1.1 Linhas Paralelas

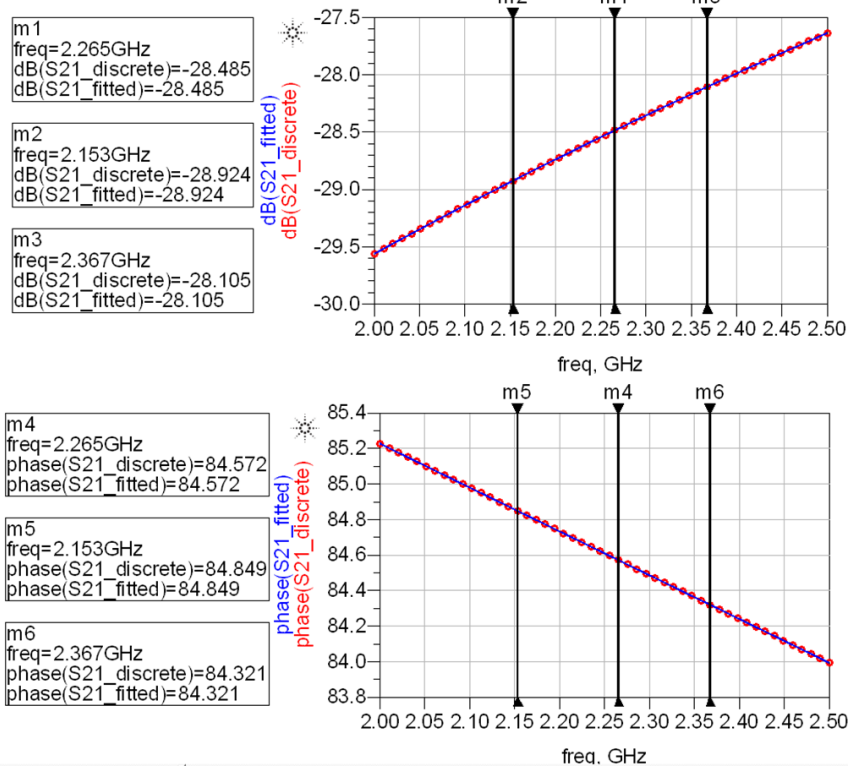
Primeiramente, realizou-se uma simulação da configuração de linhas paralelas para se ter uma noção qualitativa do comportamento do parâmetro S_{21} em função da frequência de operação. Analisou-se brevemente três variações do espaçamento D ($20\mu m$, $40\mu m$ e $60\mu m$) para uma faixa bem mais abrangente de frequência do que a especificada no capítulo 3 e utilizada para as demais simulações e avaliação do efeito de interesse. A Figura 16 mostra o comportamento do parâmetro S_{21} para frequências de 1GHz até 10GHz.

Figura 16 - Comportamento do parâmetro S21 para uma larga banda de frequência, em magnitude (dB) e fase ($^{\circ}$) das linhas paralelas



As demais simulações foram realizadas na faixa de frequências já especificada, para melhor precisão e melhor visualização do comportamento em torno da frequência de interesse. A Figura 17 mostra os gráficos obtidos como resultados dessas simulações no software ADS. Ambos os resultados ilustrados são para o metal MA com $20\mu m$ de afastamento, mas o comportamento dos demais avaliados se mostrou similar.

Figura 17 – Comportamento do parâmetro S21 para uma estreita banda de frequência, em magnitude (dB) e fase (°) das linhas paralelas



Foram medidos os valores de fase e magnitude para todas as distâncias e layers testados, na frequência de interesse e nas frequências de tolerância. Esses resultados são apresentados na Tabela 2. Esses dados foram inseridos no MATLAB, para a construção de um gráfico indicando a dependência de S_{21} em função das características variadas, mostrado na Figura 18.

Figura 18 - Comportamento de S21(dB) em função de D (um) para linhas paralelas

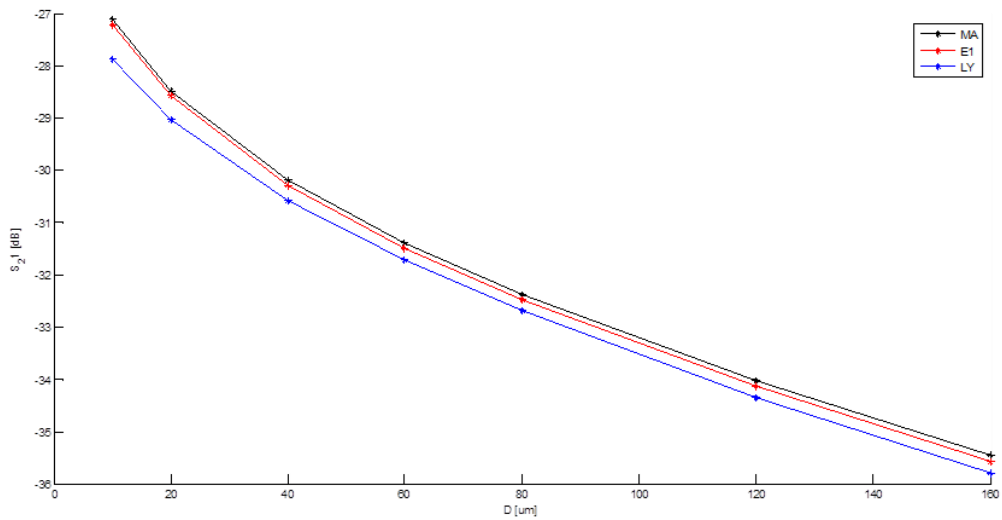


Tabela 2 - Parâmetros S21 para linhas paralelas

Layer	D [um]	2,26 GHz			2,15 GHz			2,37 GHz		
		S21 (dB, °)		S21 (V/V)	S21 (dB, °)		S21 (V/V)	S21 (dB, °)		S21 (V/V)
		Magnitude	Fase		Magnitude	Fase		Magnitude	Fase	
MA	10	-27,103	84,780	0,0441	-27,542	85,054	0,0420	-27,723	84,531	0,0411
	20	-28,485	84,572	0,0376	-28,924	84,849	0,0358	-28,105	84,321	0,0393
	40	-30,188	84,422	0,0309	-30,627	84,702	0,0294	-29,808	84,168	0,0323
	60	-31,388	84,350	0,0270	-31,827	84,631	0,0256	-31,008	84,094	0,0282
	80	-32,369	84,297	0,0241	-32,808	84,581	0,0229	-31,989	84,040	0,0252
	120	-34,017	84,215	0,0199	-34,456	84,502	0,0189	-33,637	83,955	0,0208
	160	-35,446	84,149	0,0169	-35,884	84,438	0,0161	-35,065	83,885	0,0177
E1	10	-27,208	85,241	0,0436	-27,648	85,493	0,0415	-26,826	85,011	0,0456
	20	-28,569	85,251	0,0373	-29,009	85,497	0,0354	-28,187	85,028	0,0390
	40	-30,278	85,284	0,0306	-30,719	85,524	0,0291	-29,896	85,066	0,0320
	60	-31,484	85,258	0,0267	-31,925	85,497	0,0253	-31,101	85,040	0,0279
	80	-32,470	85,205	0,0238	-32,911	85,446	0,0226	-32,088	84,985	0,0249
	120	-34,131	85,080	0,0197	-34,572	85,326	0,0187	-33,749	84,855	0,0205
	160	-35,575	84,958	0,0166	-36,016	85,210	0,0158	-35,192	84,729	0,0174
LY	10	-27,882	86,478	0,0404	-28,328	86,663	0,0383	-27,495	86,309	0,0422
	20	-29,027	86,877	0,0354	-29,475	87,045	0,0336	-28,638	86,722	0,0370
	40	-30,571	87,145	0,0296	-31,021	87,302	0,0281	-30,181	86,999	0,0310
	60	-31,719	87,151	0,0259	-32,169	87,309	0,0246	-31,329	87,005	0,0271
	80	-32,685	87,073	0,0232	-33,135	87,235	0,0220	-32,295	86,923	0,0243
	120	-34,342	86,848	0,0192	-34,792	87,021	0,0182	-33,952	86,688	0,0201
	160	-35,796	86,607	0,0162	-36,246	86,792	0,0154	-35,406	86,438	0,0170

4.1.2 Linhas Sobrepostas

De forma análoga a anterior, realizou-se uma simulação da configuração de linhas sobrepostas para se ter uma noção qualitativa do comportamento do parâmetro S_{21} em função da frequência de operação. Analisou-se o comportamento com os layers MA e E1 para uma faixa bem mais abrangente de frequência, de 1GHz até 10GHz. A Figura 19 mostra o comportamento do parâmetro S_{21} para essas frequências.

As demais simulações foram realizadas na faixa de frequências já especificada, para melhor precisão e melhor visualização do comportamento em torno da frequência de interesse. A Figura 20 mostra os gráficos obtidos como resultados dessas simulações no software ADS. Ambos os resultados ilustrados são para os metais MA e E1, mas o comportamento dos demais avaliados se mostrou similar.

Figura 19- Comportamento do parâmetro S21 para uma larga banda de frequência, em magnitude (dB) e fase (°) das linhas sobrepostas

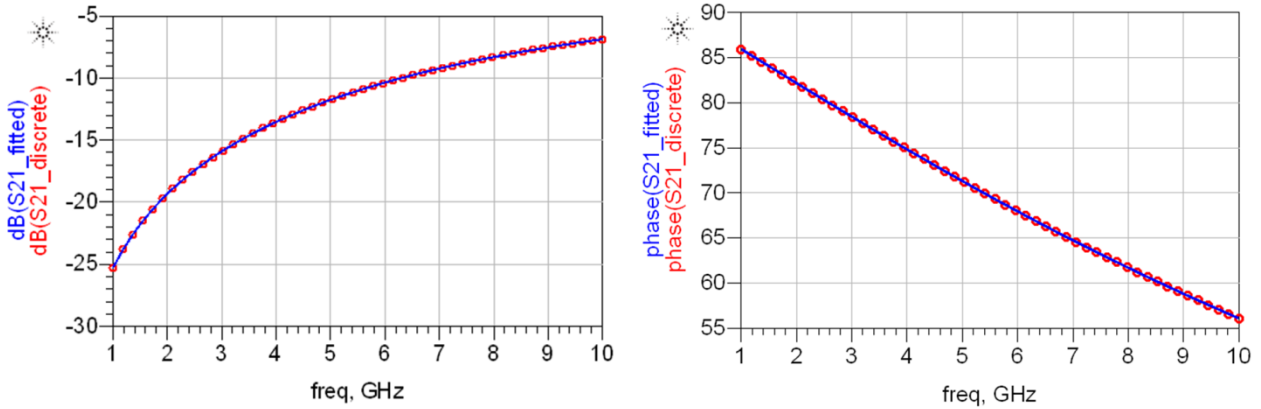
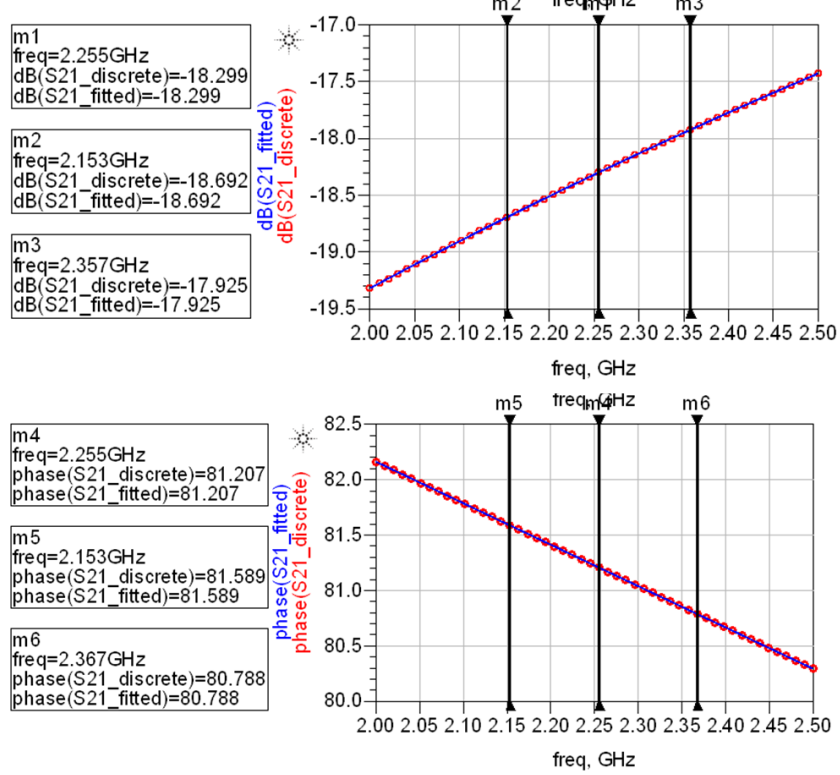


Figura 20 - Comportamento do parâmetro S21 para uma estreita banda de frequência, em magnitude (dB) e fase (°) das linhas paralelas



Foram medidos os valores de fase e magnitude para todas as combinações de layers testados, na frequência de interesse e nas frequências de tolerância. Esses resultados são apresentados na Tabela 3. Diferentemente dos resultados da subseção anterior, esses não foram construídos na forma de gráfico, por serem somente três variações avaliadas.

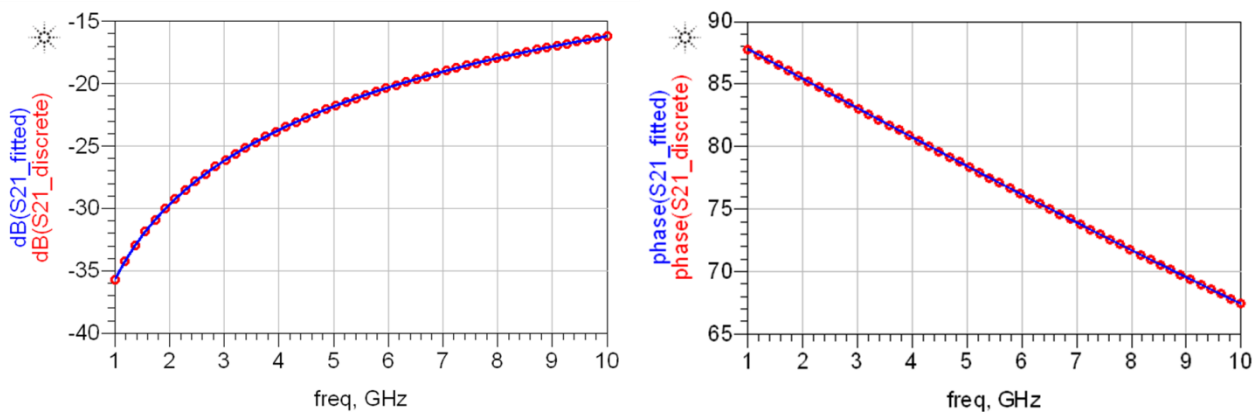
Tabela 3 - Parâmetros S21 para linhas paralelas

Layers	2,26 GHz			2,15 GHz			2,37 GHz		
	S21 (dB)		S21 (V/V)	S21 (dB)		S21 (V/V)	S21 (dB)		S21 (V/V)
	Magnitude	Fase		Magnitude	Fase		Magnitude	Fase	
MA/E1	-18,299	81,169	0,122	-18,692	81,589	0,116	-17,925	80,788	0,127
MA/LY	-22,709	83,658	0,073	-23,106	83,933	0,070	-22,293	83,355	0,077
E1/LY	-18,363	80,803	0,121	-18,793	81,240	0,115	-17,992	80,406	0,126

4.1.3 Linhas Sobrepostas com Afastamento

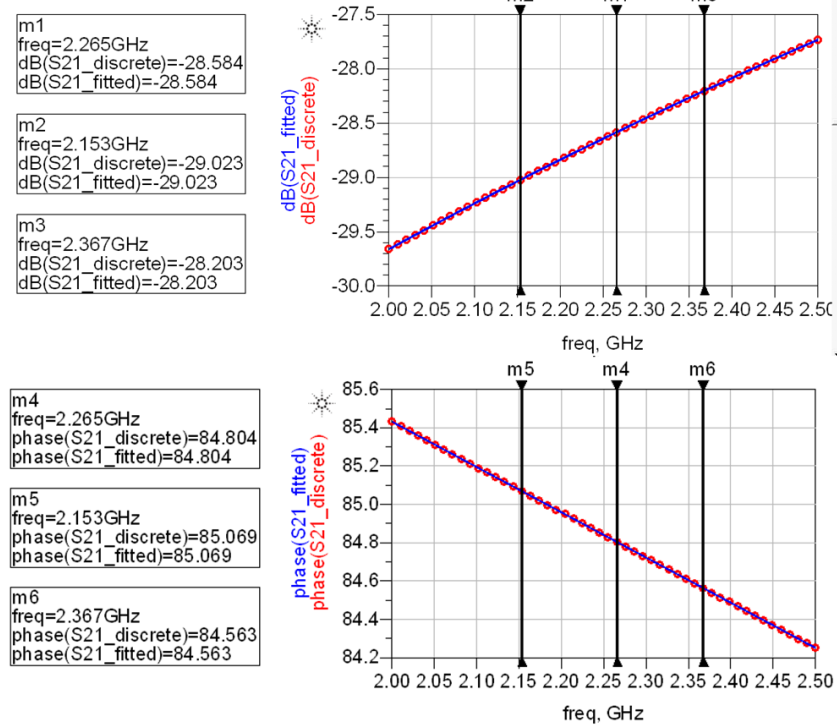
Assim como nos casos anteriores, realizou-se uma simulação da configuração de linhas paralelas para uma noção qualitativa do comportamento do parâmetro S_{21} em função da frequência de operação. Analisou-se brevemente três variações do espaçamento D ($20\mu\text{m}$, $40\mu\text{m}$ e $60\mu\text{m}$) para uma faixa bem mais abrangente de frequência do que a especificada no capítulo 3 e utilizada para as demais simulações e avaliação do efeito de interesse. A Figura 21 mostra o comportamento do parâmetro S_{21} para frequências de 1GHz até 10GHz.

Figura 21 - Comportamento do parâmetro S21 para uma larga banda de frequência, em magnitude (dB) e fase ($^{\circ}$) das linhas sobrepostas com afastamento



As demais simulações foram realizadas na faixa de frequências já especificada, para melhor precisão e melhor visualização do comportamento em torno da frequência de interesse. A Figura 22 mostra os gráficos obtidos como resultados dessas simulações no software ADS. Ambos os resultados ilustrados são para os metais MA e E1 com $20\mu\text{m}$ de afastamento, mas o comportamento dos demais avaliados se mostrou similar.

Figura 22 - Comportamento do parâmetro S21 para uma estreita banda de frequência, em magnitude (dB) e fase (°) das linhas sobrepostas com afastamento



Assim como na análise da configuração de linhas paralelas, foram medidos os valores de fase e magnitude para todas as distâncias e combinações layers testados.. Esses resultados são apresentados na Tabela 4. Esses dados foram inseridos no MATLAB, para a construção de um gráfico (Figura 23) indicando a dependência de S_{21} em função das características variadas.

Figura 23 - Comportamento do parâmetro S21 em função de D para linhas sobrepostas com afastamento

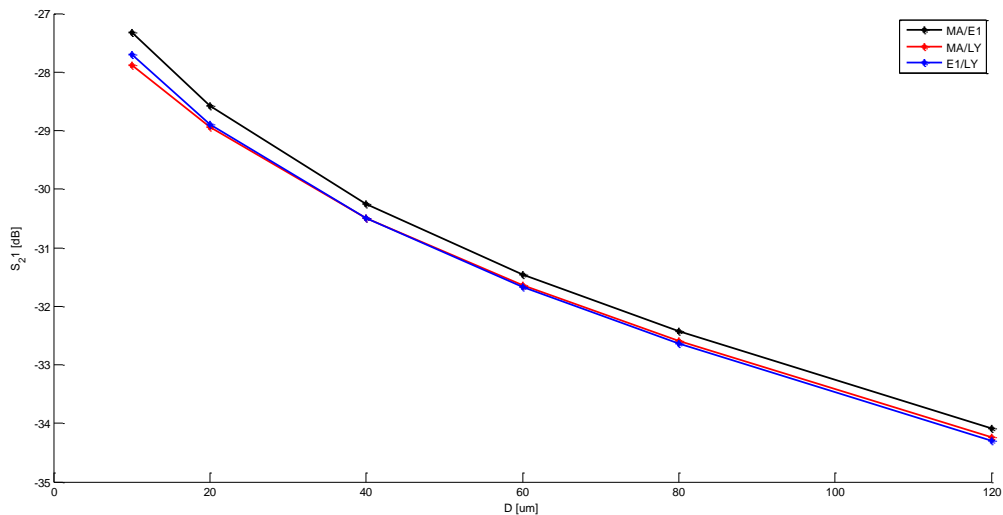


Tabela 4 - Parâmetros S_{21} para linhas sobrepostas com afastamento

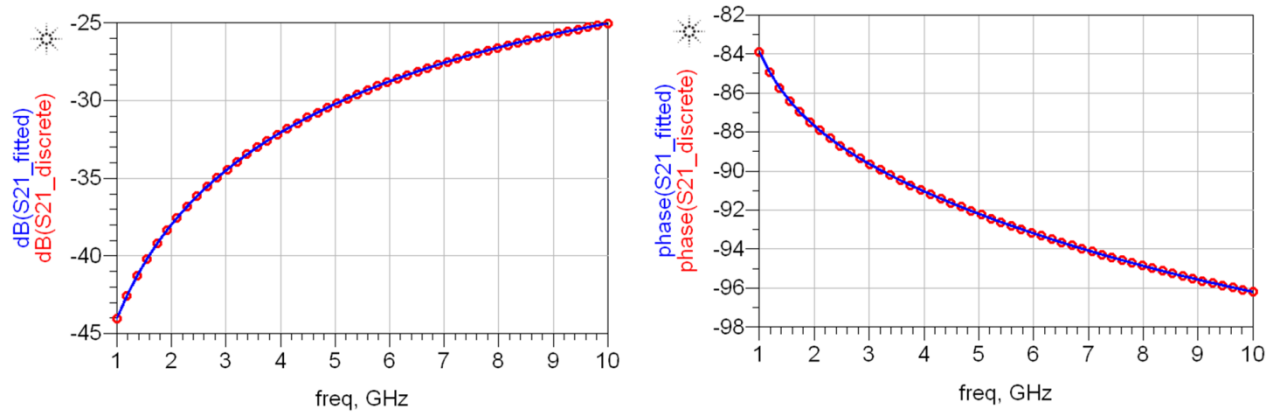
Layers	D [um]	2,26 GHz			2,15 GHz			2,37 GHz		
		S21 (dB)		S21 (V/V)	S21 (dB)		S21 (V/V)	S21 (dB)		S21 (V/V)
		Magnitude	Fase		Magnitude	Fase		Magnitude	Fase	
MA/E1	10	-27,327	84,858	0,0430	-27,766	85,125	0,0409	-26,947	84,616	0,0449
	20	-28,584	84,804	0,0372	-29,023	85,069	0,0354	-28,203	84,563	0,0389
	40	-30,259	84,757	0,0307	-30,698	85,020	0,0292	-29,878	84,517	0,0321
	60	-31,454	84,711	0,0267	-31,893	84,975	0,0254	-31,073	84,470	0,0279
	80	-32,433	84,661	0,0239	-32,873	84,927	0,0227	-32,053	84,419	0,0250
	120	-34,084	84,563	0,0198	-34,523	84,834	0,0188	-33,703	84,318	0,0206
	1/2	-20,546	83,067	0,0939	-20,981	83,404	0,0893	-20,169	82,761	0,0981
MA/LY	10	-27,890	84,938	0,0403	-28,330	85,193	0,0383	-27,509	84,707	0,0421
	20	-28,944	85,071	0,0357	-29,384	85,319	0,0339	-28,562	84,846	0,0373
	40	-30,487	85,180	0,0299	-30,928	85,422	0,0284	-30,105	84,959	0,0312
	60	-31,636	85,176	0,0262	-32,077	85,419	0,0249	-31,253	84,956	0,0274
	80	-32,596	85,133	0,0235	-33,037	85,377	0,0223	-32,213	84,911	0,0245
	120	-34,234	85,017	0,0194	-34,675	85,267	0,0185	-33,851	84,790	0,0203
	1/2	-23,956	84,070	0,0634	-24,393	84,357	0,0603	-23,577	83,808	0,0662
E1/LY	10	-27,698	85,567	0,0412	-28,100	85,794	0,0394	-27,276	85,359	0,0433
	20	-28,892	85,810	0,0359	-29,296	86,025	0,0343	-28,469	85,613	0,0377
	40	-30,497	85,995	0,0299	-30,902	86,201	0,0285	-30,073	85,807	0,0314
	60	-31,667	86,000	0,0261	-32,071	86,205	0,0249	-31,242	85,812	0,0274
	80	-32,639	85,943	0,0233	-33,044	86,151	0,0223	-32,214	85,753	0,0245
	120	-34,294	85,782	0,0193	-34,699	85,998	0,0184	-33,870	85,858	0,0203
	1/2	-20,741	82,815	0,0918	-21,137	83,163	0,0877	-20,326	82,499	0,0963

Nota-se a grande semelhança entre esses resultados e aqueles obtidos na subseção 4.1, para a configuração de linhas paralelas. Tal semelhança será discutida no final desta seção.

4.1.4 Linhas Paralelas com Strip

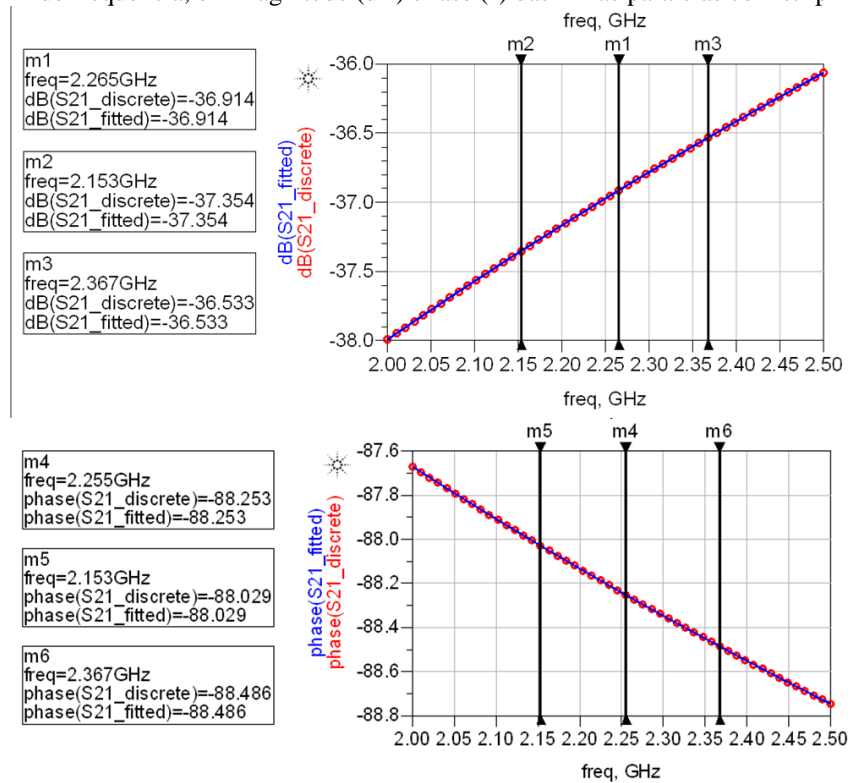
Repetindo o procedimento adotado para as outras configurações, realizou-se uma simulação da configuração de linhas paralelas com strip para se ter uma noção qualitativa do comportamento do parâmetro S_{21} em função da frequência de operação. Analisou-se brevemente três variações do espaçamento D ($10\mu m$, $20\mu m$ e $40\mu m$) para uma faixa bem mais abrangente de frequência do que a especificada no capítulo 3 e utilizada para as demais simulações e avaliação do efeito de interesse. A Figura 24 mostra o comportamento do parâmetro S_{21} para frequências de 1GHz até 10GHz.

Figura 24 - Comportamento do parâmetro S21 para uma larga banda de frequência, em magnitude (dB) e fase (°) das linhas paralelas com strip



As demais simulações foram realizadas na faixa de frequências já especificada, para melhor precisão e melhor visualização do comportamento em torno da frequência de interesse. A Figura 25 mostra os gráficos obtidos como resultados dessas simulações no software ADS. Ambos os resultados ilustrados são para $20\mu\text{m}$ de afastamento e $40\mu\text{m}$ de largura do strip, mas o comportamento dos demais avaliados se mostrou similar.

Figura 25 - Comportamento do parâmetro S21 para uma estreita banda de frequência, em magnitude (dB) e fase (°) das linhas paralelas com strip



Foram medidos os valores de fase e magnitude para todas as distâncias e larguras de strip testados, na frequência de interesse e nas frequências de tolerância. Esses resultados são apresentados na Tabela 5. Esses dados foram inseridos no MATLAB, para a construção de dois gráficos, indicando a dependência de S_{21} em função de cada uma das características variadas, mostrado nas Figura 26 e 27.

Tabela 5 - Parâmetros S21 para linhas paralelas com strip

Layer	Ws	D [um]	2,26 GHz			2,15 GHz			2,37 GHz		
			S21 (dB)		S21 (V/V)	S21 (dB)		S21 (V/V)	S21 (dB)		S21 (V/V)
			Magnitude	Fase		Magnitude	Fase		Magnitude	Fase	
MA	10	10	-43,340	-71,825	0,0068	-43,752	-70,848	0,0065	-42,981	-72,823	0,0071
		20	-47,969	-67,142	0,0040	-48,340	-65,840	0,0038	-47,645	-68,484	0,0041
		40	-55,676	-47,362	0,0016	-55,858	-45,515	0,0016	-55,513	-49,325	0,0017
		60	-60,714	-5,739	0,0009	-60,620	-5,262	0,0009	-60,809	-6,222	0,0009
	20	10	-40,541	-83,543	0,0094	-40,979	-83,071	0,0089	-40,162	-84,029	0,0098
		20	-47,015	75,418	0,0045	-47,414	74,830	0,0043	-46,666	76,020	0,0046
		40	-43,940	80,892	0,0064	-44,366	80,641	0,0060	-43,570	81,140	0,0066
		60	-53,375	-79,850	0,0021	-53,775	-78,762	0,0020	-53,028	-80,983	0,0022
	40	10	-36,914	-88,253	0,0143	-37,354	-88,029	0,0136	-36,533	-88,486	0,0149
		20	-38,831	-89,244	0,0114	-39,268	-88,967	0,0109	-38,452	-89,536	0,0120
		40	-41,801	-90,200	0,0081	-42,236	-89,848	0,0077	-41,424	-90,573	0,0085
		60	-44,231	-90,615	0,0061	-44,665	-90,211	0,0058	-43,855	-91,044	0,0064
	60	10	-35,652	-89,414	0,0165	-36,090	-89,255	0,0157	-35,272	-89,582	0,0172
		20	-37,175	-90,371	0,0138	-37,612	-90,166	0,0132	-36,797	-90,588	0,0145
		40	-39,596	-91,361	0,0105	-40,031	-91,097	0,0100	-39,219	-91,644	0,0109
		60	-41,606	-91,888	0,0083	-42,040	-91,584	0,0079	-41,230	-92,213	0,0087

Figura 26 - Comportamento de S21 em função de D=D1=D2

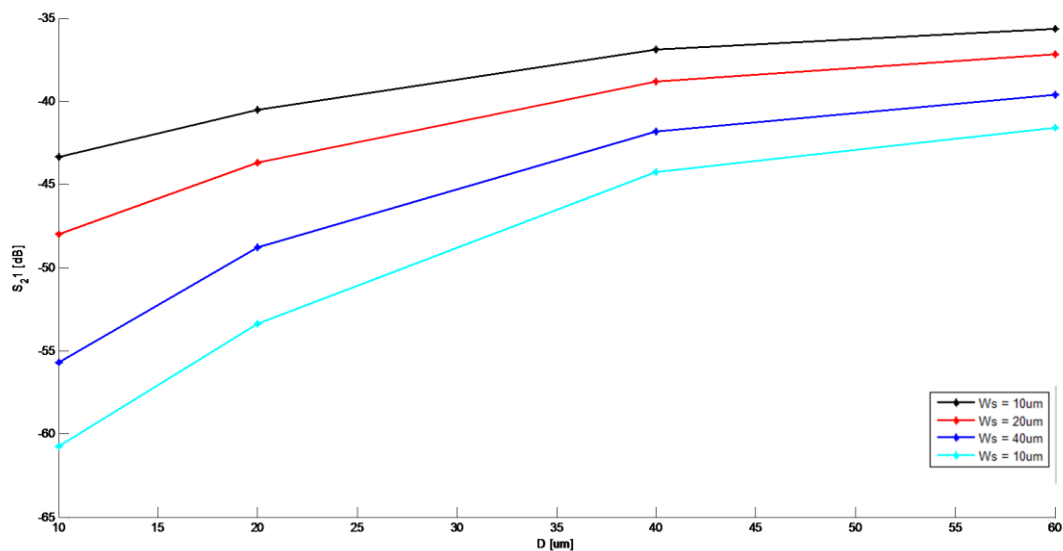
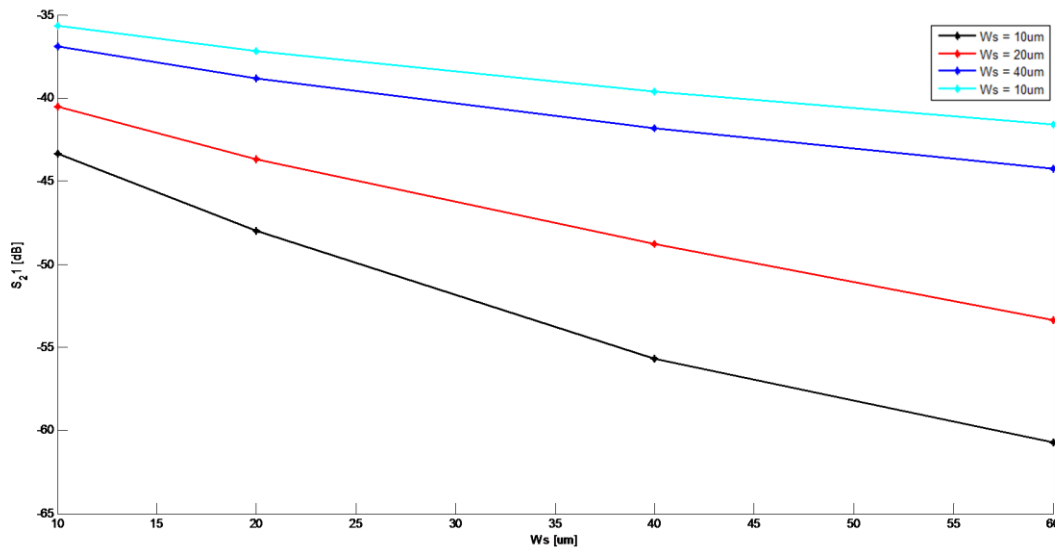


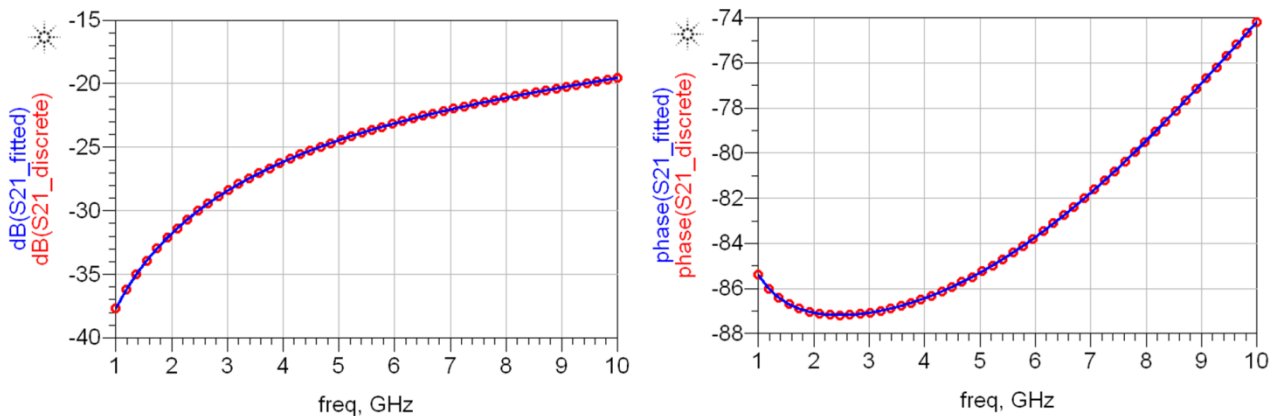
Figura 27 - Comportamento de S21 em função de Ws para linhas paralelas com strip



4.1.5 Linhas Sobrepostas com Strip

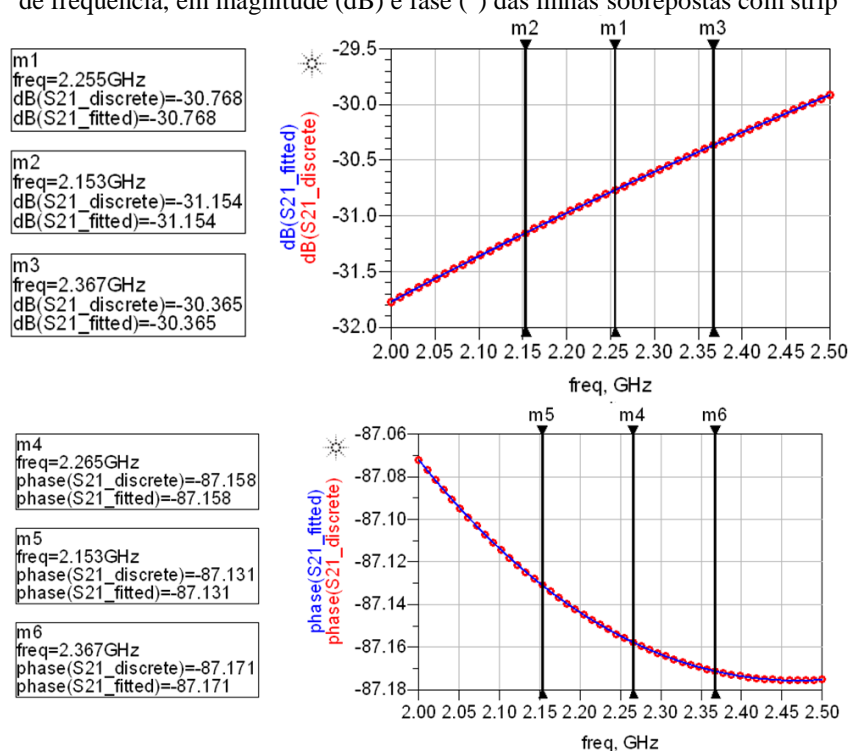
Por fim, para a última configuração avaliada, o procedimento de simulações também foi o mesmo das anteriores. Realizou-se uma simulação da configuração de linhas sobrepostas com strip para se ter uma noção qualitativa do comportamento do parâmetro S_{21} em função da frequência de operação. Analisou-se brevemente três variações da largura W_s ($10\mu m$, $20\mu m$ e $40\mu m$) para uma faixa bem mais abrangente de frequência do que a especificada no capítulo 3 e utilizada para as demais simulações e avaliação do efeito de interesse. A Figura 28 mostra o comportamento do parâmetro S_{21} para frequências de 1GHz até 10GHz.

Figura 28 - Comportamento do parâmetro S21 para uma larga banda de frequência, em magnitude (dB) e fase (°) das linhas sobrepostas com strip



As demais simulações foram realizadas na faixa de frequências já especificada, para melhor precisão e melhor visualização do comportamento em torno da frequência de interesse. A Figura 29 mostra os gráficos obtidos como resultados dessas simulações no software ADS. Ambos os resultados ilustrados são para 40 μm de largura do strip, mas o comportamento dos demais avaliados se mostrou similar.

Figura 29 - Comportamento do parâmetro S21 para uma estreita banda de frequência, em magnitude (dB) e fase (°) das linhas sobrepostas com strip

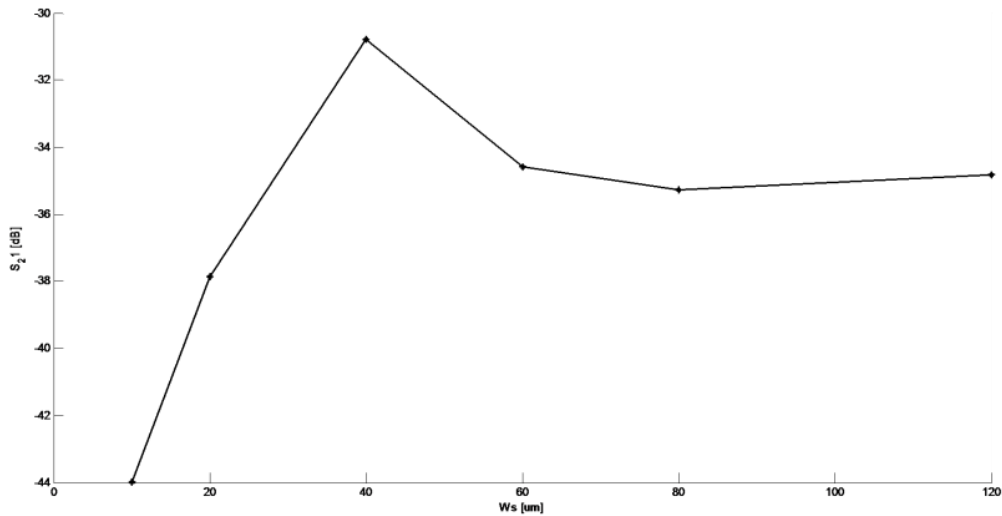


Foram medidos os valores de fase e magnitude para todas as distâncias e larguras de strip testados, na frequência de interesse e nas frequências de tolerância. Esses resultados são apresentados na Tabela 6. Esses dados foram inseridos no MATLAB, para a construção de um gráfico, indicando a dependência de S_{21} em função da característica variada para este formato, dado pela Figuras 30.

Tabela 6 - Parâmetros S21 para linhas sobrepostas com strip

Layers	Ws	2,26 GHz			2,15 GHz			2,37 GHz		
		S21 (dB)		S21 (V/V)	S21 (dB)		S21 (V/V)	S21 (dB)		S21 (V/V)
		Magnitude	Fase		Magnitude	Fase		Magnitude	Fase	
MA/E1/LY	20	-37,868	-74,474	0,013	-38,267	-74,209	0,012	-37,448	-74,301	0,013
	40	-30,768	-87,158	0,029	-31,154	-87,131	0,028	-30,365	-87,171	0,030
	60	-34,572	-83,564	0,019	-34,96	-83,294	0,018	-34,168	-83,785	0,020
	80	-35,274	-81,782	0,017	-35,666	-81,666	0,016	-34,864	-81,865	0,018
	120	-34,827	-85,147	0,018	-35,213	-85,132	0,017	-34,425	-85,148	0,019

Figura 30 - Comportamento de S21 em função de Ws para linhas sobrepostas com strip



4.1.6 Discussões dos Resultados das Configurações Avaliadas

Os resultados de simulação nas quais foram avaliados os parâmetros S21 das configurações de LTs estudadas foram mostrados até aqui. Nesta subseção, é feita a avaliação desses dados.

Primeiramente, considera-se a magnitude de S21 de todos os formatos na frequência central de interesse. Para as Linhas Paralelas, ela variou de -27,103dB até -35,796dB, sendo que esses valores, para os valores intermediários das variáveis de controle, ficaram um pouco abaixo da faixa de -30dB. Para as linhas sobrepostas, os limites desse intervalo de variação foram de -18,299dB e -22,709dB. Na configuração sobreposta com afastamento, a maior magnitude é de -27,327dB e a menor, de -34,294dB. Nas linhas paralelas com strip, a variação foi de -35,914dB até -60,714dB. Finalmente, os limites para a configuração sobreposta com strip são -30,768dB e -37,868dB.

Observa-se que, para a maioria dos casos avaliados, é possível manter o parâmetro S21 próximo da faixa especificada pelas definições de projeto, porém um pouco acima do desejado, sendo que em todas elas, ele fica próximo ao limite superior, sendo de maior interesse, devido a maior relação tensão/tensão.

Ainda neste quesito, é interessante comparar as duas últimas configurações, que utilizam o strip com ambas as extremidades conectadas ao terra, com suas variações

correspondentes sem essa linha adicional. Nota-se, como previsto teoricamente, que o acoplamento entre as linhas é reduzida com a sua inserção. No melhor caso de redução do efeito de crosstalk, percebe-se um decaimento de -34dB para -60,714dB para linhas ocupando a mesma área total de layout. Isso representa uma redução de 95,4% do efeito de acoplamento, considerando-se o ganho em tensão entre os terminais de interesse. Considerando-se menor influência do strip, o decaimento de S21 foi de -32,369 dB para -35,652dB, representando uma queda de apenas 38,9% do efeito de acoplamento. Mesmo sendo bastante reduzido, percebe-se que a presença de uma linha conectada ao terra nem sempre garante uma grande redução do efeito de crosstalk, dependendo de suas características geométricas. Tais considerações são feitas ao avaliar-se o efeito provocado pela variação dos parâmetros D e Ws.

O outro ponto de grande interesse de avaliação dos resultados obtidos é justamente o efeito exercido pela variação dos parâmetros de cada configuração no acoplamento total. No gráfico mostrado na Figura 18, nota-se o efeito do afastamento D para linhas no mesmo plano, em que é possível notar um bom controle de S21 através da variação de D para as linhas paralelas. Tal controle já não é possível para as linhas sobrepostas sem afastamento. No entanto, considerando-se as linhas sobrepostas com afastamento, observa-se o mesmo padrão de influência do afastamento D sobre o acoplamento entre as duas linhas. Com a presença do strip conectado ao terra, percebe-se uma inversão na relação do afastamento sobre o ganho reverso de tensão, que aumenta com o aumento da distância, e percebe-se a maior influência da Largura de Strip Ws, considerando-se um afastamento fixo entre as linhas. Comparando-se os gráficos das Figuras 18, 27 e 30, nota-se que o controle do efeito de crosstalk possui um padrão melhor definido com a utilização de linhas paralelas do que de linhas sobrepostas, mesmo através da largura de strip.

4.1.7 Escolha da Configuração Paralela

Devido a essas considerações feitas sobre cada configuração avaliada, foi escolhida uma para que fosse utilizada para o projeto final no bloco do PA, bem como fosse foco de um estudo mais aprofundado, variando-se outras características além das previamente vistas, conforme descrito na seção 3.3.

As duas configurações que permitem um melhor controle do parâmetro S21 apenas com variações de geometria do layout são a de linhas paralelas e a de linhas sobrepostas com afastamento. Nesta última, ainda percebe-se um efeito muito mais significativo do

afastamento D entre as LTs do que o provocado pela variação da distância vertical entre elas, expresso pela variação das camadas de metal utilizadas.

Além disso, deve-se levar em conta questões de facilidade de leiaute. O uso de duas camadas de metal para o mesmo propósito pode provocar algumas dificuldades no projeto do circuito, como a inviabilização de um dos layers para outras funções, como alimentação.

Por essas razões, a configuração paralela foi escolhida para o modelo final. Foi também preferida a utilização da camada de metal MA, por ser aquele em que há menos perdas diretas do sinal de saída, bem como a que apresenta os valores mais elevados de ganho reverso, conforme visto no gráfico da Figura 18.

4.2 Outras Variações na Configuração Paralela

Após analisadas as diferentes configurações iniciais, verificou-se o impacto sobre o efeito de crosstalk das variações de tamanho e formato de trilhas paralelas na camada de metal MA, conforme determinado no capítulo 3. Esta seção apresenta os resultados obtidos, e a relação entre eles e as variáveis controladas.

4.2.1 Comprimento

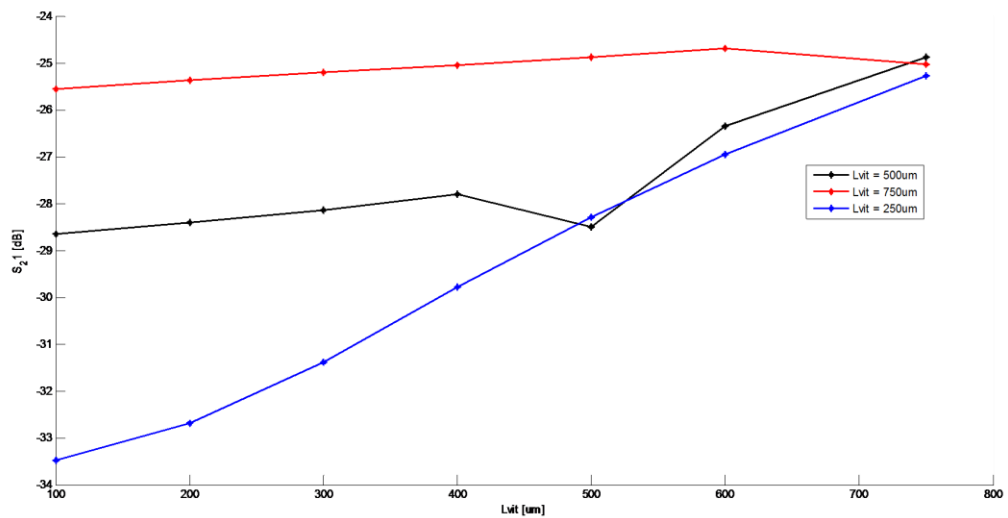
De forma análoga a empregada com as configurações iniciais, foi feita uma simulação inicial para uma noção qualitativa do comportamento do parâmetro S_{21} em função da frequência de operação. Analisou-se três variações de comprimento L ($200\mu m$, $300\mu m$ e $400\mu m$) para uma faixa mais abrangente de frequência do que a especificada, de 1GHz até 10GHz. As demais simulações descritas no capítulo 3 foram realizadas na faixa de frequências anteriormente especificada. Os gráficos obtidos foram omitidos, por se traterem dos mesmos casos apresentados nas Figuras 16 e 17.

Foram medidos os valores de fase e magnitude para todos os comprimentos testados, na frequência de interesse e nas frequências de tolerância. Esses resultados são apresentados na Tabela 7. Esses dados foram inseridos no MATLAB, para a construção de um gráfico indicando a dependência de S_{21} em função das características variadas, dado pela Figura 31.

Tabela 7 - Parâmetros S21 para variação de comprimento

Lagr	Lvic [um]	2,26 GHz			2,15 GHz			2,37 GHz		
		S21 (dB, °)		S21 (V/V)	S21 (dB, °)		S21 (V/V)	S21 (dB, °)		S21 (V/V)
		Magnitude	Fase		Magnitude	Fase		Magnitude	Fase	
500	100	-28,652	85,364	0,0369	-29,083	85,592	0,0351	-28,242	85,135	0,0387
	200	-28,414	85,012	0,0380	-28,845	85,258	0,0361	-28,005	84,765	0,0398
	300	-28,145	84,649	0,0392	-28,575	84,914	0,0373	-28,735	84,384	0,0366
	400	-27,793	84,254	0,0408	-28,223	84,539	0,0388	-27,383	83,969	0,0427
	500	-28,505	84,585	0,0376	-28,936	84,857	0,0357	-28,096	84,314	0,0394
	600	-26,341	83,076	0,0482	-26,770	83,418	0,0459	-25,933	82,735	0,0505
	750	-24,883	81,880	0,0570	-25,310	82,277	0,0543	-24,477	81,483	0,0597
750	100	-25,549	83,311	0,0528	-25,977	83,637	0,0503	-25,143	82,985	0,0553
	200	-25,361	82,941	0,0539	-25,789	83,286	0,0514	-24,955	82,597	0,0565
	300	-25,201	82,586	0,0549	-25,628	82,948	0,0523	-24,795	82,224	0,0576
	400	-25,049	82,234	0,0559	-25,476	82,614	0,0532	-24,643	81,855	0,0586
	500	-24,883	81,880	0,0570	-25,310	82,277	0,0543	-24,477	81,483	0,0597
	600	-24,681	81,502	0,0583	-25,107	81,918	0,0555	-24,276	81,087	0,0611
	750	-25,031	81,542	0,0560	-25,457	81,958	0,0534	-24,626	81,127	0,0587
250	100	-33,480	87,263	0,0212	-33,912	87,400	0,0202	-33,068	87,126	0,0222
	200	-32,687	86,869	0,0232	-33,120	87,028	0,0221	-32,276	86,711	0,0243
	300	-31,385	86,326	0,0270	-31,817	86,511	0,0257	-30,974	86,141	0,0283
	400	-29,782	85,615	0,0324	-30,213	85,834	0,0309	-29,371	85,397	0,0340
	500	-28,286	84,833	0,0385	-28,716	85,089	0,0367	-27,876	84,577	0,0404
	600	-26,962	84,014	0,0449	-27,391	84,309	0,0427	-26,553	83,720	0,0470
	750	-25,279	82,762	0,0545	-25,707	83,115	0,0518	-24,873	82,409	0,0571

Figura 31 - Comportamento de S21 em função de Lvit



4.2.2 Largura

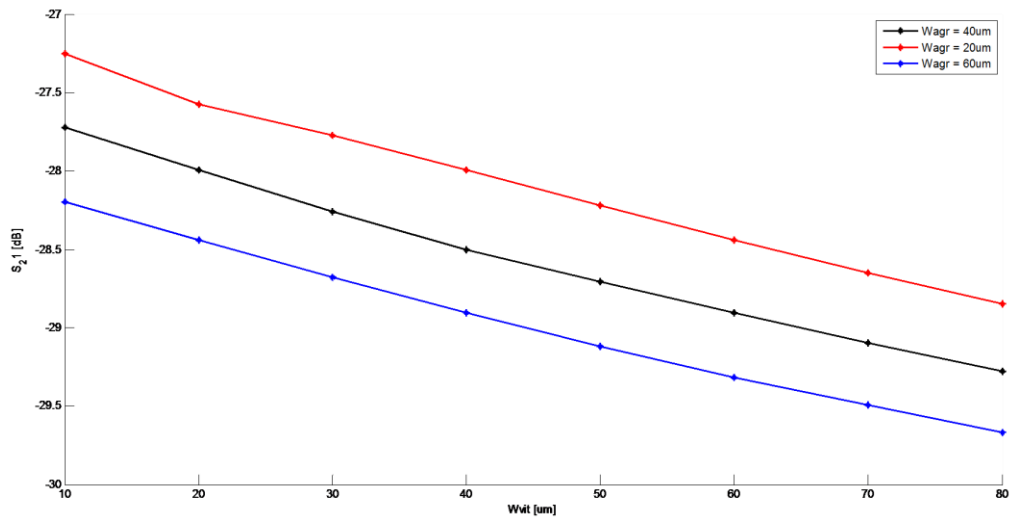
Repetindo o método utilizado até então, foi feita uma simulação inicial para uma noção qualitativa do comportamento do parâmetro S_{21} em função da frequência de operação.

Analisou-se três variações de largura W ($20\mu m$, $30\mu m$ e $40\mu m$) para uma faixa mais abrangente de frequência do que a especificada, de 1GHz até 10GHz. As outras simulações para variação de largura descritas no capítulo 3 foram realizadas na faixa de frequências anteriormente especificada. Novamente, os resultados gráficos obtidos foram omitidos, pela similaridade com os apresentados nas Figuras 16 e 17.

Foram medidos os valores de fase e magnitude para todas as larguras testadas, na frequência de interesse e nas frequências de tolerância. Esses resultados são apresentados na Tabela 8. Esses dados foram inseridos no MATLAB, para a construção de um gráfico indicando a dependência de S_{21} em função das características variadas (Figura 32).

Tabela 8 - Parâmetros S21 para a variação de largura

Wagr	Wvit [um]	2,26 GHz			2,15 GHz			2,37 GHz		
		S21 (dB, °)		S21 (V/V)	S21 (dB, °)		S21 (V/V)	S21 (dB, °)		S21 (V/V)
		Magnitude	Fase		Magnitude	Fase		Magnitude	Fase	
40	10	-27,722	83,438	0,0411	-28,151	83,760	0,0391	-27,314	83,116	0,0431
	20	-27,996	83,931	0,0398	-28,426	84,231	0,0379	-27,587	83,632	0,0417
	30	-28,260	84,293	0,0386	-28,690	84,577	0,0368	-27,850	84,009	0,0405
	40	-28,505	84,585	0,0376	-28,936	84,857	0,0357	-28,096	84,314	0,0394
	50	-28,705	84,817	0,0367	-29,136	85,079	0,0349	-28,295	84,555	0,0385
	60	-28,906	85,027	0,0359	-29,338	85,281	0,0341	-28,495	84,774	0,0376
	70	-29,097	85,216	0,0351	-29,529	85,462	0,0334	-28,686	84,970	0,0368
	80	-29,28	85,386	0,0344	-29,712	85,626	0,0327	-28,868	85,147	0,0360
20	10	-27,254	82,888	0,0434	-27,682	83,233	0,0413	-26,847	82,544	0,0455
	20	-27,575	83,378	0,0418	-28,003	83,701	0,0398	-27,167	83,056	0,0438
	30	-27,772	83,675	0,0409	-28,201	83,985	0,0389	-27,363	83,365	0,0428
	40	-27,996	83,931	0,0398	-28,426	84,231	0,0379	-27,587	83,632	0,0417
	50	-28,220	84,153	0,0388	-28,649	84,444	0,0369	-27,810	83,863	0,0407
	60	-28,440	84,354	0,0378	-28,870	84,638	0,0360	-28,031	84,071	0,0397
	70	-28,649	84,532	0,0369	-29,080	84,809	0,0352	-28,239	84,256	0,0387
	80	-28,847	84,692	0,0361	-29,278	84,963	0,0344	-28,437	84,422	0,0379
60	10	-28,195	83,854	0,0389	-28,624	84,160	0,0371	-27,786	83,547	0,0408
	20	-28,440	84,354	0,0378	-28,870	84,638	0,0360	-28,031	84,071	0,0397
	30	-28,680	84,725	0,0368	-29,111	84,992	0,0350	-28,270	84,459	0,0386
	40	-28,906	85,027	0,0359	-29,338	85,281	0,0341	-28,495	84,774	0,0376
	50	-29,118	85,287	0,0350	-29,550	85,529	0,0333	-28,707	85,044	0,0367
	60	-29,318	85,516	0,0342	-29,750	85,749	0,0325	-28,906	85,283	0,0359
	70	-29,496	85,715	0,0335	-29,929	85,941	0,0319	-29,084	85,491	0,0351
	80	-29,667	85,898	0,0329	-30,101	86,116	0,0313	-29,254	85,68	0,0345

Figura 32 - Comportamento de S_{21} em função de W_{vit} 

4.2.3 Formato (Comprimento Paralelo)

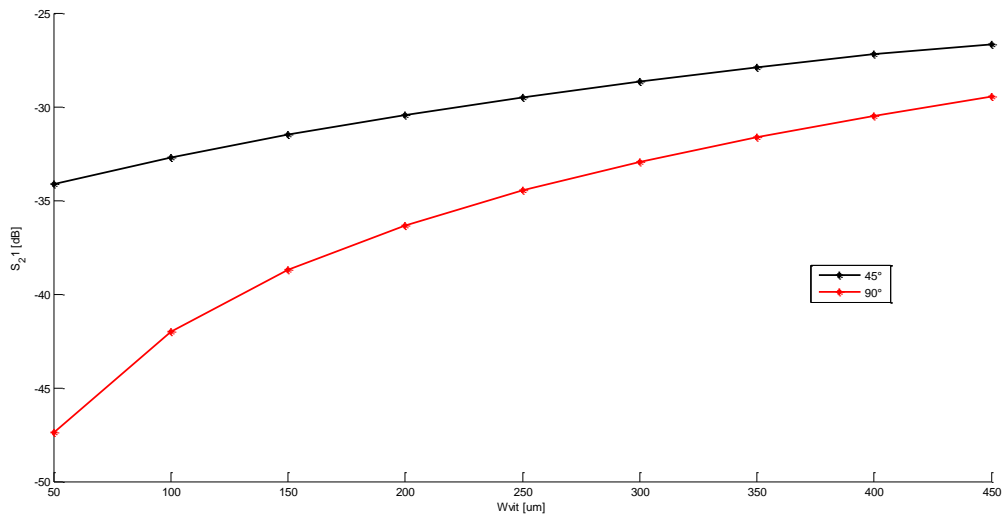
Assim como nos demais casos, foi feita uma simulação inicial para uma noção qualitativa do comportamento do parâmetro S_{21} em função da frequência de operação. Analisou-se três variações de comprimento paralelo L_{par} (100 μm , 250 μm e 400 μm) para uma faixa de 1GHz até 10GHz. As demais simulações de variação no formato foram realizadas na faixa de frequências anteriormente especificada. Novamente os resultados se mostraram como os das Figuras 16 e 17.

Foram medidos os valores de fase e magnitude para todos os comprimentos testados, na frequência de interesse e nas frequências de tolerância. Esses resultados são apresentados na Tabela 9. Esses dados foram inseridos no MATLAB, para a construção de um gráfico indicando a dependência de S_{21} em função das características variadas, mostrado na Figura 34.

Tabela 9 - Parâmetros S21 para a variação de formato (comprimento paralelo)

Ângulo de Separação	L// [um]	2,26 GHz			2,15 GHz			2,37 GHz		
		S21 (dB, °)		S21 (V/V)	S21 (dB, °)		S21 (V/V)	S21 (dB, °)		S21 (V/V)
		Magnitude	Fase		Magnitude	Fase		Magnitude	Fase	
45°	50	-34,116	83,502	0,0197	-34,545	83,814	0,0187	-33,708	83,191	0,0206
	100	-32,701	83,630	0,0232	-33,130	83,937	0,0221	-32,293	83,324	0,0243
	150	-31,492	83,696	0,0266	-31,921	84,001	0,0253	-31,084	83,392	0,0279
	200	-30,429	83,695	0,0301	-30,858	84,000	0,0286	-30,021	83,390	0,0315
	250	-29,495	83,654	0,0335	-29,924	83,962	0,0319	-29,087	83,346	0,0351
	300	-28,641	83,615	0,0370	-29,070	83,925	0,0352	-28,233	83,306	0,0388
	350	-27,882	83,510	0,0404	-28,311	83,826	0,0384	-27,474	83,195	0,0423
	400	-27,175	83,354	0,0438	-27,604	83,677	0,0417	-26,767	83,031	0,0459
450	-26,654	83,24	0,0465	-26,973	83,569	0,0448	-26,137	82,912	0,0493	
90°	50	-47,360	85,904	0,0043	-47,791	86,074	0,0041	-46,949	85,733	0,0045
	100	-42,018	86,455	0,0079	-42,449	86,609	0,0075	-41,607	86,300	0,0083
	150	-38,712	86,462	0,0116	-39,143	86,619	0,0110	-38,301	86,304	0,0122
	200	-36,343	86,367	0,0152	-36,775	86,533	0,0145	-35,932	86,201	0,0160
	250	-34,478	86,199	0,0189	-34,910	86,375	0,0180	-34,067	86,022	0,0198
	300	-32,930	85,986	0,0226	-33,361	86,174	0,0215	-32,519	85,797	0,0237
	350	-31,641	85,791	0,0262	-32,072	85,992	0,0249	-31,230	85,590	0,0274
	400	-30,485	85,535	0,0299	-30,916	85,748	0,0285	-30,074	85,322	0,0314
450	-29,481	85,302	0,0336	-29,912	85,528	0,0319	-29,07	85,076	0,0352	

Figura 33 - Comportamento de S21 em função de Lpar



4.2.4 Discussões sobre as Variações da Configuração Paralela

Primeiramente, destaca-se o comportamento linear com relação à frequência dentro do intervalo simulado. Ou seja, as conclusões aqui obtidas podem ser estendidas para outras frequências dentro da banda de 2GHz até 2,5 GHz de maneira linear. No entanto, os comentários aqui feitos são baseados no valor de interesse, de 2,26GHz.

Nota-se, a partir da Tabela 7, a influência do comprimento de ambas as linhas no acoplamento entre elas. Percebe-se, como esperado, um melhor acoplamento para

comprimentos maiores, sendo essa diferença mais pronunciada quando o comprimento fixo da linha agressora é menor. Ou seja, para um melhor acoplamento, é interessante que a linha agressora tenha o maior comprimento possível, assim como a linha vítima. Da mesma forma, se deseja-se reduzir o acoplamento, a escolha de trilhas curtas deve ser priorizada.

Percebeu-se também uma variação no acoplamento ao variar-se a largura das trilhas, porém menos intenso. Essa variação ocorre devido ao efeito capacitivo que ocorre entre as interfaces superior e inferior das linhas. Ou seja, variando-se a largura W , altera-se a capacitância entre elas.

O estudo realizado sobre o formato das linhas e o comprimento paralelo também mostra resultados mais interessantes quanto ao acoplamento. Como esperado, quanto maior o comprimento paralelo entre as linhas, maior o efeito de crosstalk, podendo, dependendo do tamanho das linhas, variar 17dB, dentro dos casos estudados. Notou-se, entretanto, que não é somente o comprimento paralelo por si só que tem grande impacto sobre o acoplamento. A maneira como a parte não paralela das linhas é posicionada também é de grande importância. Ao variar a curva de 45° para 90° , percebe-se, para um mesmo comprimento paralelo, variações de até 11dB. Essa diferença é menor quanto maior o comprimento paralelo, pela menor diferença proporcionada. Porém, esta análise mostra que, quando comparada com as linhas paralelas sem curva, o efeito de crosstalk pode ser bastante reduzido, na ordem de 10dB, apenas variando-se o formato das trilhas, se parte delas necessariamente precisam estar próximas e em paralelo.

4.3 Análise de Linhas e Planos de Terra

A inserção de linhas de terra e análise das LTs com o sinal de terra não ideal não mostrou alterações na linearidade observada anteriormente, se tratando da dependência em relação à frequência, sendo similar aqueles apresentados na Figura 16. Assim, os gráficos obtidos na simulação eletromagnética do ADS serão omitidos nesta sub-seção. Os resultados de interesse são apresentados na Tabela 10.

Tabela 10- Parâmetros S21 para LTs com linhas de terra

Configuração	Layer GND	D [um]	2,26 GHz			2,15 GHz			2,37 GHz		
			S21 (dB)		S21 (V/V)	S21 (dB)		S21 (V/V)	S21 (dB)		S21 (V/V)
			Magnitude	Fase		Magnitude	Fase		Magnitude	Fase	
Sobrepostas	E1	20	-56,300	80,247	0,0015	-56,722	80,611	0,0015	-55,899	79,880	0,0016
		40	-64,014	80,054	0,0006	-64,434	80,407	0,0006	-63,614	79,697	0,0007
		60	-69,825	79,961	0,0003	-70,244	80,298	0,0003	-69,427	79,620	0,0003
	Ly	20	-50,967	85,611	0,0028	-51,397	85,780	0,0027	-50,558	85,441	0,0030
		40	-58,502	85,506	0,0012	-58,931	85,664	0,0011	-58,094	85,346	0,0012
		60	-64,247	85,481	0,0006	-64,675	85,628	0,0006	-63,839	85,333	0,0006
Defasadas p/ fora 20um	E1	20	-45,741	82,728	0,0052	-46,161	82,861	0,0049	-45,341	82,589	0,0054
		40	-50,060	82,185	0,0031	-50,476	82,311	0,0030	-49,662	82,053	0,0033
		60	-53,185	81,887	0,0022	-53,601	82,011	0,0021	-52,789	81,757	0,0023
	Ly	20	-44,519	83,815	0,0059	-44,945	84,005	0,0057	-44,113	83,621	0,0062
		40	-48,961	83,530	0,0036	-49,386	83,718	0,0034	-48,556	83,339	0,0037
		60	-52,141	83,386	0,0025	-52,566	83,575	0,0024	-51,737	83,194	0,0026
Defasadas p/ fora 40um	E1	20	-43,108	83,105	0,0070	-43,532	83,325	0,0067	-42,703	82,883	0,0073
		40	-46,824	82,715	0,0046	-47,247	82,936	0,0043	-46,421	82,491	0,0048
		60	-49,560	82,520	0,0033	-49,982	82,744	0,0032	-49,157	82,293	0,0035
	Ly	20	-42,390	83,546	0,0076	-42,818	83,793	0,0072	-41,983	83,297	0,0080
		40	-46,257	83,272	0,0049	-46,684	83,522	0,0046	-45,851	83,020	0,0051
		60	-49,058	83,137	0,0035	-49,484	83,391	0,0034	-48,652	82,881	0,0037
Defasadas p/ fora 60um	E1	20	-41,256	82,937	0,0087	-41,682	83,210	0,0082	-40,850	82,663	0,0091
		40	-44,602	82,589	0,0059	-45,027	82,868	0,0056	-44,196	82,309	0,0062
		60	-47,083	82,435	0,0044	-47,508	82,716	0,0042	-46,678	82,152	0,0046
	Ly	20	-40,770	83,174	0,0092	-41,198	83,463	0,0087	-40,363	82,883	0,0096
		40	-44,264	82,889	0,0061	-44,692	83,184	0,0058	-43,858	82,593	0,0064
		60	-46,807	82,770	0,0046	-47,234	83,069	0,0043	-46,400	82,470	0,0048

Como também o principal interesse deste caso é a sua comparação com as variações similares anteriores, e não propriamente a dependência do parâmetro S21 das variáveis de controle, também não foi gerado um gráfico similar aos das sub-seções anteriores.

O mesmo processo foi adotado para a inserção do plano de terra. Os gráficos gerados para as outras sub-seções não são utilizados aqui, pelos mesmos motivos. Os resultados de interesse encontram-se na Tabela 11.

Tabela 11 - Parâmetros S21 para LTs com plano de terra

Layer GND	D [um]	2,26 GHz			2,15 GHz			2,37 GHz		
		S21 (dB)		S21 (V/V)	S21 (dB)		S21 (V/V)	S21 (dB)		S21 (V/V)
		Magnitude	Fase		Magnitude	Fase		Magnitude	Fase	
E1	20	-56,105	78,083	0,0016	-56,524	78,310	0,0015	-55,706	77,844	0,0016
	40	-77,566	-82,546	0,0001	-77,972	-80,869	0,0001	-77,176	-84,153	0,0001
	60	-67,559	-96,221	0,0004	-67,991	-95,603	0,0004	-67,149	-96,827	0,0004
Ly	20	-56,105	78,083	0,0016	-56,524	78,310	0,0015	-55,706	77,844	0,0016
	40	-77,566	-82,546	0,0001	-77,972	-80,869	0,0001	-77,176	-84,153	0,0001
	60	-67,559	-96,221	0,0004	-67,991	-95,603	0,0004	-67,149	-96,827	0,0004

Com a inserção de linhas de terra, ao invés de se considerar um terra ideal com potencial igual por toda a extensão do circuito, observa-se uma redução nos valores encontrados até então para o parâmetro S21, sem considerar essa não idealidade.

Comparando-se os dois conjuntos de resultados, percebe-se uma redução em torno de 50% do parâmetro S21, independentemente do afastamento entre as LTs (mais especificamente, 50,3%, 47,2% e 45,6%) e para o metal E1 e em torno de (44%, 48,3% e 50% para as distâncias avaliadas.) No entanto, percebe-se que esse acoplamento não é tão reduzido quando as linhas de terra são defasadas em relação as linhas de sinal, reduzindo então a capacitância com o gnd e prevalecendo a capacitância entre ambas. Observa-se também a tendência de o valor de S21 se aproximar do previamente visto, com o aumento da distância de afastamento das linhas de terra, em uma situação ideal de se igualar quando essa distância fosse infinita.

O plano de terra funciona de maneira similar, aumentando a capacitância entre as linhas e o terra de maneira ainda mais acentuada, Percebeu.se, para a distância de 40um uma redução de S21 para -77,566 dB, 2,56 vezes menor do que sem o plano. Nota-se que não há alteração entre a utilização da camada E1 ou da camada LY para o plano.

Em circuitos em que se deseja a minimização do acoplamento entre duas linhas adjacentes, o posicionamento de uma trilha ou um plano de terra logo abaixo das trilhas de interesse é uma estratégia eficaz. No entanto, como o objetivo do estudo do corsstalk nesse trabalho é o de aproveitar esse acoplamento entre ambas, sugere-se que, se necessário, as linhas de terra estejam afastadas das linhas de sinal, e não posicionadas diretamente abaixo.

4.4 Modelamento Elétrico

Os resultados obtidos para o modelamento elétrico proposto na seção 3.5 são apresentados nesta seção. Através da obtenção dos parâmetros dos componentes concentrados do modelo utilizado, realizou-se as simulações de parâmetros S somente do circuito elétrico e comparadas com aquelas realizadas através da simulação EM. As Figuras 35 e 36 mostram os esses resultados em gráficos superpostos, respectivamente para linhas paralelas e para a linhas com curva.

Figura 34 - Comparação entre modelo elétrico (vermelho) e simulação EM (azul) para linhas paralelas

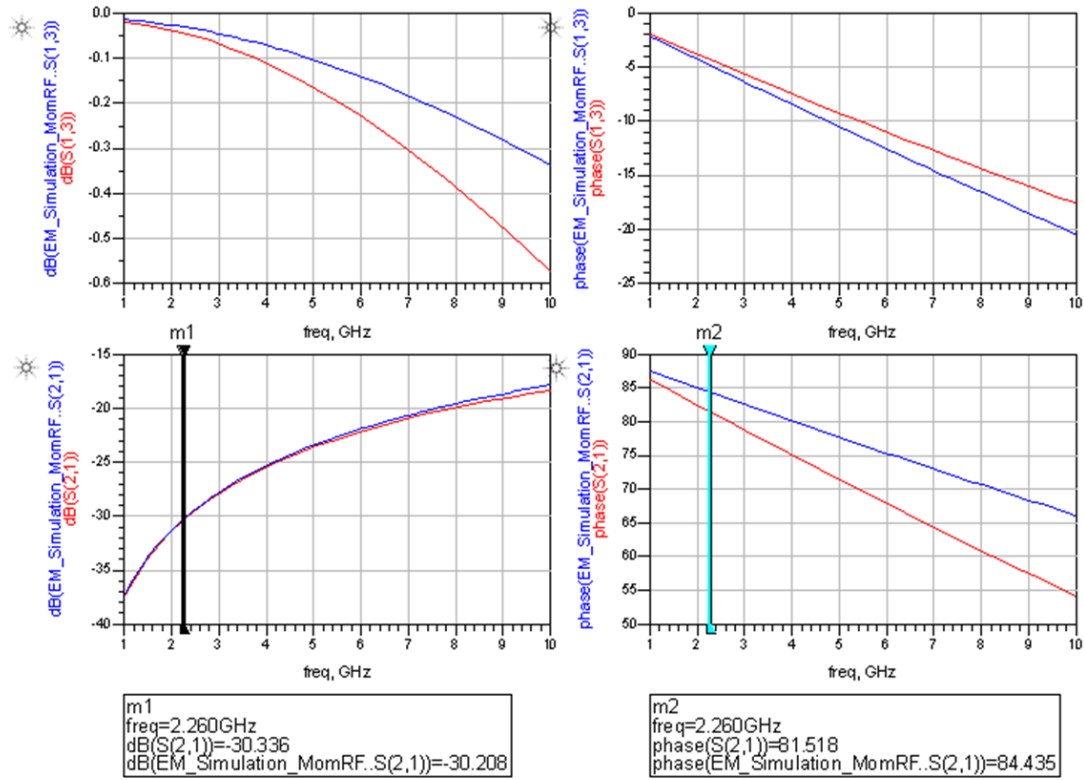
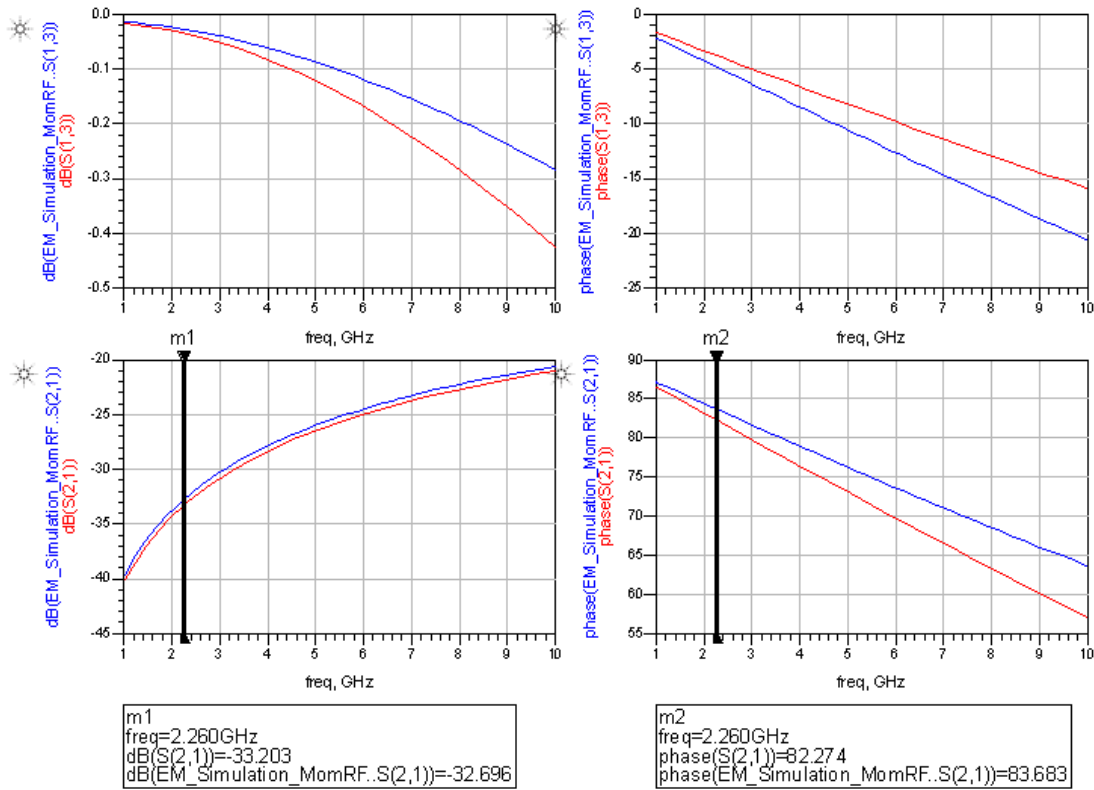


Figura 35 - Comparação entre modelo elétrico e simulação EM para linha com curva de 45°



Ambas as simulações foram realizadas para uma distância D de $40\mu m$, sendo o comprimento paralelo correspondente ao gráfico aqui apresentado igual a $200\mu m$. As linhas azuis representam o resultado de simulação eletromagnética, e as linhas vermelhas, o de simulação elétrica. Os demais resultados se mostraram semelhantes, e os resultados são apresentados na Tabela.12.

Tabela 12 - Parâmetros obtidos para o modelo elétrico

Configuração	Lpar [um]	D [um]	C1 [pF]	C2 [pF]	R1 [ohm]	R2 [ohm]	Cm [pF]
Paralelas	-	20	0,1220	0,1220	0,1410	0,1410	0,1151
		30					0,0983
		40					0,0868
		60					0,07139
Curva 45°	100	20	0,1220	0,1335	0,1410	0,1290	0,0623
		40					0,0542
		60					0,0485
	200	20	0,1220	0,1322	0,1410	0,1320	0,0905
		40					0,0819
		60					0,0699
	300	20	0,1220	0,1322	0,1410	0,1330	0,1345
		40					0,1166
		60					0,0945

O valor de interesse para o efeito de crosstalk é dado pela capacitância de acoplamento C_m . Os resultados das simulações do ADS foram inseridos em um código de MATLAB para a construção de dois gráficos denotando sua dependência com as variáveis de projeto de leiaute utilizadas, e são mostrados nas Figuras 37 e 38, respectivamente para a configuração paralela e para a configuração com curva.

Nota-se, pelos dados obtidos, a dependência de C_m com a distância entre as linhas, bem como com o comprimento paralelo entre elas. Esse efeito se dá justamente pela geometria associada à expressão da capacitância, que depende da área entre os condutores (dada pela espessura das trilhas e pelo comprimento paralelo), e da distância do dielétrico, diretamente dada por D . Dadas as dimensões estudadas, ercebeu-se uma maior influência do comprimento paralelo sobre o valor de capacitância do que propriamente a distância D .

Figura 36 - Capacitância C_m (pF) em função de D (μm) para linhas paralelas

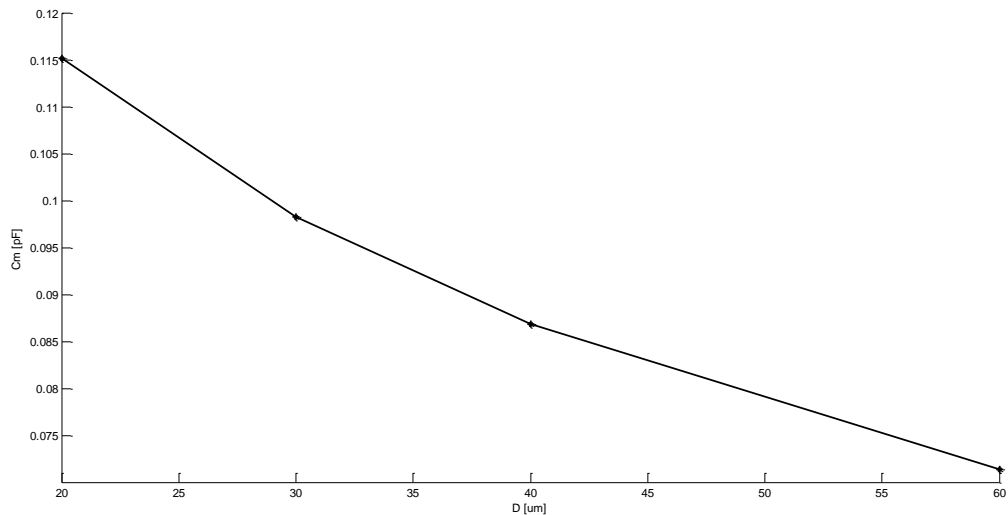
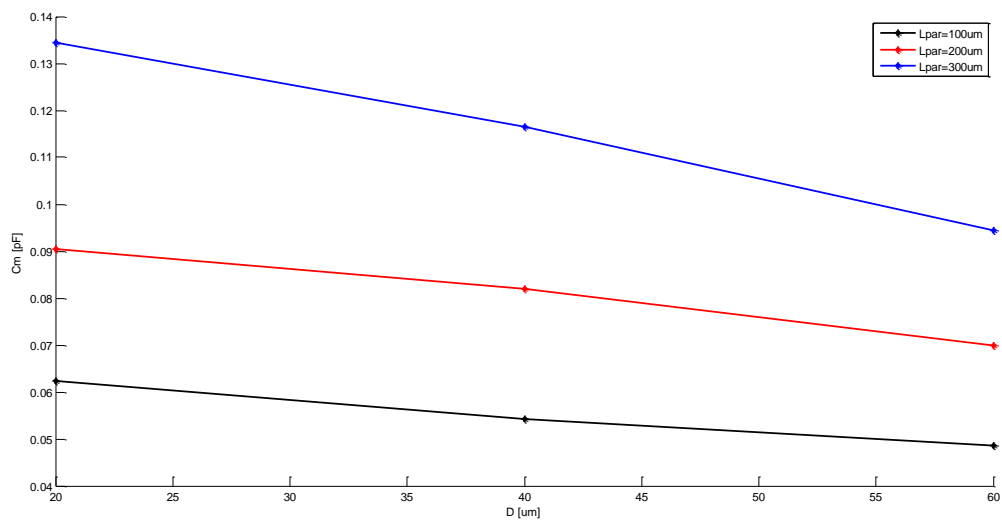


Figura 37 - Capacitância C_m (pF) em função de D (μm), para diferentes comprimentos paralelos, em linhas com curva de 45°



As Figuras 35 e 36 ilustram a validação do modelo proposto para o circuito elétrico, de parâmetros concentrados, bem como do método utilizado para a extração dos valores das impedâncias de seus componentes, considerando-se a magnitude dos parâmetros S. A proposta apresenta uma diferença máxima de 2,3dB na frequência de interesse, para o caso de linha com curva e comprimento paralelo de $300\mu\text{m}$ e $D=20\mu\text{m}$, porém se mantém abaixo de 1,4dB para os demais casos. A diferença entre as duas maneiras de simulação para a transmissão direta, dada pelo parâmetro S13, se manteve abaixo de 0,1dB para a frequência

de interesse, apesar de essa distância aumentar significativamente para frequências muito mais altas, devido à utilização de 2,26 GHz para a determinação das impedâncias do circuito.

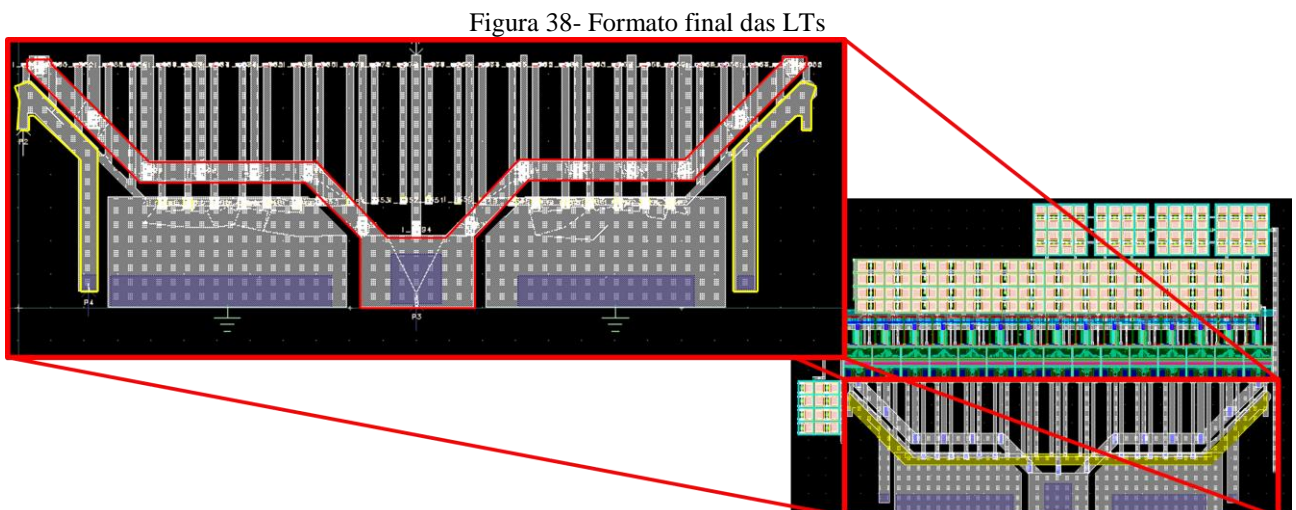
O circuito equivalente também fornece uma representação adequada das fases dos parâmetros S. Apesar da diferença gráfica notável nas Figuras 35 e 36, devido à escala usada automaticamente pelo software, a diferença máxima obtida entre os dois modelos foi de $3,6^\circ$ na frequência de interesse, também aumentando para frequências muito maiores.

No entanto, considera-se que os resultados obtidos validam a utilização dos métodos de modelamento e extração, por apresentarem erros pequenos. Além disso, fornece um meio de extração dos valores efetivos mais rápido que o proposto por Eo (2005), quando utilizado para duas linhas.

4.5 Configuração Final Utilizada

Devido aos resultados obtidos anteriormente, foi realizada a escolha da configuração utilizada para envio para fabricação do sensor de potência no bloco do PA. Conforme as discussões apresentadas na seção 5.2 deste relatório, a opção preferida foi a de Linhas Paralelas.

O espaçamento e o formato das linhas agressora e vítima foram definidos por questões de projeto do PA, bem como de espaço disponível. Seu design final é mostrado na Figura 38, junto com o restante do bloco, como também com foco somente nas LTs em questão (também são mostradas as trilhas de GND).



As LTs foram projetadas no layer MA, por ser o nível de metal mais interessante para o uso no sinal de saída do bloco, por sua espessura e conectividade. As trilhas de GND estão no layer E1. O formato “em V” da LT agressora foi escolhido para minimizar os efeitos de atraso de cada sub-bloco que contribui para a formação do sinal total de saída do PA.

Na Figura 38, são destacadas as linhas agressora, em vermelho, e a linha vítima, em amarelo, para facilitar a visualização. Porém, as trilhas mais estreitas verticais vistas na imagem também fazem parte das linhas, sendo as centrais parte da linha agressora e as simétricas a essas, parte da trilha de GND ligadas entre si logo abaixo por uma outra trilha, todas em metal E1.

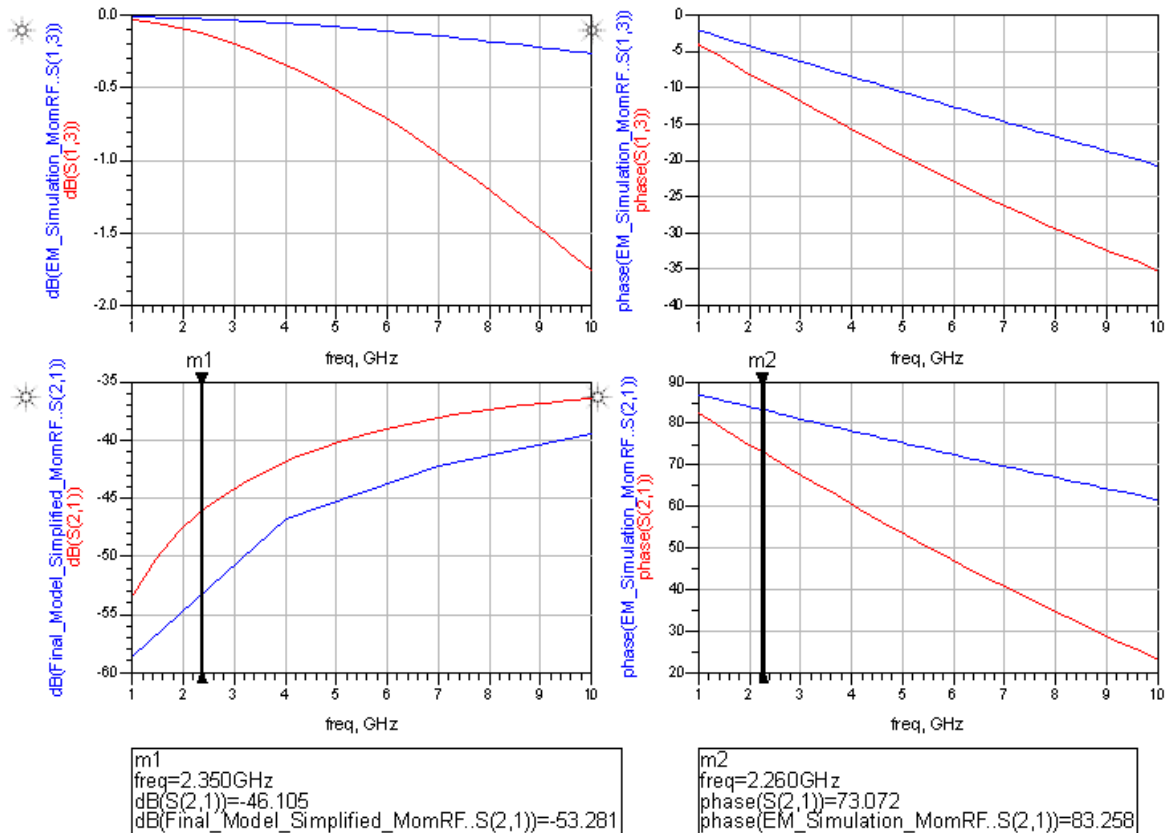
Devido ao pouco comprimento paralelo disponível para o posicionamento da linha vítima, quando comparado com os testados anteriormente (cerca de $100\mu m$), e à presença das linhas de terra ao redor, optou-se por sua colocação a um pequeno afastamento D , também comparado aos testados, visando então um maior acomplamento entre as LTs. Esse afastamento escolhido foi de $D=10\mu m$.

Apesar da extração com sucesso do leiaute para o ADS, a simulação eletromagnética direta foi inviável, por consumir muito tempo de processamento, além de problemas com o posicionamento dos pinos. Foi usada então um leiaute simplificado, em que se reconstruiu a todos os formatos utilizados, porém eliminando pequenas sobressalências, construindo tudo com retângulos, facilitando o processamento. Dessa forma, foi viável realizar os testes de interesse. Acredita-se que a simplificação feita não produza diferenças significativas de resultados finais, pois manteve-se as diferenças entre o leiaute original e o simplificado pequenas. Tal afirmação poderá ser confirmada com um futuro teste físico do circuito integrado.

Para as simulações EM, foram utilizadas portas formadas simultaneamente por diversos pinos inseridos no leiaute, cada um posicionado em uma trilha terminal. Foram associadas, obviamente, aquelas trilhas que compartilham a entrada ou saída de um mesmo sinal. Inverteu-se também a numeração das portas, trocando-se 1 por 3 e 2 por 4, em relação às simulações anteriores. Isso foi feito para que seja possível a realização dos testes sobre o circuito, devido à disponibilidade de terminais, sem perda de informação. Foram analisados com especial interesse os parâmetros S_{21} , que dá o acoplamento entre as linhas e S_{13} , que dá a perda direta da linha agressora, e que deve ser mínima, por ser a saída do bloco amplificador.

Os parâmetros concentrados do circuito equivalente foram extraídos da mesma forma descrita anteriormente, e então comparou-se as duas maneiras de simulação, conforme apresentado na Figura 40.

Figura 39 Comparação entre modelo elétrico e simulação EM para o modelo final



Percebe-se que o modelo utilizado não é adequado para a representação do modelo final, pois apresenta um erro de 13,1dB na magnitude e de 10,2° na fase para o parâmetro S21, cerca de 10 vezes maior do que os encontrados anteriormente. Assim, constata-se que o modelo proposto é adequado somente para modelos mais simples de LTs, sendo necessária uma outra abordagem para casos mais complexos como o apresentado no modelo final.

As características obtidas desse leiaute final são resumidas na Tabela 13, considerando-se a frequência de operação de 2,26GHz.

Tabela 13 - Resultados obtidos para o modelo final

Parâmetro		Resultado Obtido
S21	Magnitude	-51,79 dB
	Fase	76,48 °
S13	Magnitude	-0,046 dB
	Fase	-6,66°
Modelo Elétrico	R1	0,089 ohm
	R2	0,145 ohm
	C1	0,4342 pF
	C2	0,3759 pF
	Cm	0,0138 pF

5 CONCLUSÕES FINAIS

Através da realização deste trabalho, foi possível o cumprimento dos objetivos inicialmente propostos, que eram o estudo do efeito de crosstalk frente a variações de leiaute entre duas trilhas do CI, a obtenção de um modelo elétrico e a aplicação desses resultados a um sensor de potência mediante especificações fornecidas.

Os primeiros resultados apresentados fornecem uma ideia geral do acoplamento magnético entre condutores de um circuito integrado. Confirmou-se quantitativamente os fundamentos apresentados na revisão teórica, de que o acoplamento entre as LTs aumenta com a diminuição da distância entre elas. Mostrou-se também como se dá essa variação com os diferentes posicionamentos avaliados.

Depois disso, avaliou-se melhor a situação de duas linhas paralelas no mesmo nível de metal, situação comum em projetos de CIs. Constatou-se o maior acoplamento para maiores comprimentos paralelos entre ambas, aliando-se ao afastamento como os dois principais influenciadores do efeito de crosstalk, sendo a largura das trilhas menos eficiente como ferramenta de projeto.

Validou-se um modelamento elétrico simples para os efeitos estudados eletromagneticamente, para casos de linhas com formatos básicos. Além disso, validou-se também a proposta de um método alternativo para os parâmetros desse circuito. O método proposto parte dos parâmetros Y , que são facilmente derivados dos parâmetros S , e determina as impedâncias relevantes com um conjunto de equações diretas. Não foi possível porém a aplicação de tal modelo para a situação em que as LTs se mostraram mais complexas, como mostrado no leiaute final do sensor de potência. Este sensor também foi projetado com êxito, satisfazendo as especificações propostas inicialmente.

Deixa-se como sugestões para trabalhos futuros a investigação da expansão do método para obtenção do modelo elétrico para casos mais abrangentes, bem como examinar a razão de sua ineficácia para o último caso. Além disso, outra continuidade a ser mencionada é a validação física dos dados resultados de simulação. Não foi possível realizá-la neste trabalho, pois o protótipo do circuito ainda não havia ficado pronto na sua data de conclusão. Porém, pretende-se realizar esses testes com o CI, de forma a comprovar experimentalmente os resultados simulados computacionalmente.

REFERÊNCIAS

- RAZAVI, Behzad. **RF Microelectronics**. 2nd ed. New York: Pearson Education, 2012.
- ROSENSTARK, Sol. **Transmission Lines in Computer Engineering**. New York: McGraw-Hill, 1994.
- POZAR, David M. **Microwave Engineering**. 4th ed. New York: John Wiley & Sons, 2012.
- ALLEN, Phillip E.; HOLBERG, Douglas R. **CMOS Analog Circuit Design**. 3rd ed. New York: Oxford University Press, 2012.
- SEDRA, Adel S.; SMITH, Kenneth C. **Microeletrônica**. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2007.
- WALLING, Jeffrey S.; ALLSTOT, David J. Linearizing CMOS Switching Power Amplifiers Using Supply Regulators. **IEEE Transactions on Circuits and Systems – II**. Vol. 57, No. 7, p. 497 – 501, July 2010.
- CERASANI U.; LE MOULLEC, Y.; TONG T. A Practical FPGA-Based LUT-Predistortion Technology For Switch-Mode Power Amplifier Linearization, 2009.
- EO, Yungseon; EISENSTADT, William R.; JEONG, Ju Young; KWON, Oh-Kyong. A New On-Chip Interconnect Crosstalk Model and Experimental Verification for CMOS VLSI Circuit Design. **IEEE Transactions on Electron Devices**. Vol. 47, No. 1, p. 129 – 140, January 2000.
- SUNG, Myunghee; RYU, Woonghwan; KIM, Hyungsoo; KIM, Jonghoon; KIM, Joungho. An Efficient Crosstalk Parameter Extraction Method for High-Speed Interconnection Lines. **IEEE Transactions on Advanced Packaging**. Vol. 23, No. 2, p. 148 – 155, May 2000.
- NAKAGAWA, Samuel O.; SYLVESTER, Dennis M.; MCBRIDE, John G.; OH, Soo-Young. On-Chip Cross Talk Noise Model for Deep-Submicrometer ULSI Interconnect. *The Hewlett-Packard Journal*. Article 4, p. 39 – 45, August 1998