



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
UNIDADE ACADÊMICA DE ENGENHARIA ELÉTRICA



Trabalho de Conclusão de Curso:

Interconexões RF para o empilhamento 3D

Luana de Vasconcelos Gomes

Aluna

Professor Dr. Raimundo C. Silvério Freire

Orientador

Campina Grande, Abril de 2010.

LUANA DE VASCONCELOS GOMES

Interconexões RF para o empilhamento 3D

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, em cumprimento parcial às exigências para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.



Orientador: Prof. Dr. Raimundo C. Silvério Freire
Universidade Federal de Campina Grande

Campina Grande, Abril de 2010.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus por ter me dado a oportunidade e forças para seguir em busca de meus objetivos.

Agradeço aos meus pais Ana Lucia de Vasconcelos Gomes e Antonio Soares Gomes, como também aos meus irmãos Luciana e José Paulo por seu apoio incondicional.

Ao meu namorado, Janmil Nóbrega Jr que sempre esteve ao meu lado nesta jornada me doando seu carinho, incentivo, amizade e amor.

Agradeço ao professores: Tan-Phu Voung, Fabien Ndagijimana, Raimundo Freire e Glauco Fontgalland pela orientação e pela confiança depositada em mim para a realização deste trabalho.

A todos os amigos e colegas de curso que sempre me ajudaram nas horas de duvidas.

Obrigada a todos os professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica, por todos os ensinamentos e esforços dispensados aos alunos.

Encomendas ao Senhor tuas obras e teus projetos realizar-se-ão.

Sumário

Agradecimentos.....	3
Lista de Figuras	5
Lista de Tabelas.....	9
Resumo.....	10
Introdução.....	11
Capítulo 1: As interconexões, suas limitações e inovações.	13
1.2 As interconexões e suas limitações	14
1.3 Soluções inovadoras	16
1.3.1 Interconexões 3D.....	16
1.3.2 Interconexões em Radio Freqüência (RF).....	17
1.4 Antenas Integradas sobre o silício.....	19
1.4 Antenas Integradas sobre o silício.....	19
1.4.1 Antena Loop.....	19
Capítulo 2: Modelagem eletromagnética do sistema	20
2.1 Validações dos programas de simulação eletromagnética	21
2.2 Estudos das antenas integradas sobre o silício	23
2.2.1 Influência da espessura do silício.....	24
2.2.2 Influência da resistividade do silício.....	25
2.2.3 Influência do dielétrico.....	26
2.2.4 Efeito de acoplamento.....	29
2.2.5 Transmissão de um sinal quadrado	32
2.2.6 Impacto dos níveis metálicos	35
2.3 Configuração Back to Face	40
2.3.1 Influência da espessura da segunda camada de silício.....	41
2.3.2 Influência da resistividade.....	43
2.3.3 Efeitos de acoplamento	46
Capítulo 3: Validação Experimental	50
3.1 Sistema Experimental.....	50
3.1.1 Influência da permissividade do dielétrico.....	51
3.1.2 Influência da resistividade do silício.....	55
3.2 Configuração Back to Face	60
Conclusão	62
Referências Bibliográficas	64

Lista de Figuras

Figura 1 – Ilustração da Lei de Moore para microprocessadores Intel (eixo vertical à direita), acompanhada da tendência de redução na espessura do dielétrico de porta (eixo vertical à esquerda), em função do tempo.....	13
Figura 2 – Ilustração das interconexões, fonte [3].	14
Figura 3 – Ilustração dos vários níveis das interconexões.	15
Figura 4 – Esquema do princípio da integração 3D.	17
Figura 5 – Esquema equivalente à distribuição sem fio do sinal de <i>clock</i> utilizando antenas dipolos, fonte [4].	18
Figura 6 – Representação de antena <i>loop</i> circular e quadrada.	19
Figura 7 – Visualização em 3D das antenas integradas.....	20
Figura 8 – Dimensões das antenas integradas.....	21
Figura 9 – Corte da vista frontal das antenas integradas.....	21
Figura 10 – Comparação dos coeficientes de reflexão (S11) das medições realizadas em trabalhos anteriores e das simulações executadas pelos programas ADS-Momentum e CST-MWS.	22
Figura 11 – Comparação dos coeficientes de transmissão (S12) das medições realizadas em trabalhos anteriores e das simulações executadas pelos programas ADS-Momentum e CST-MWS.	22
Figura 12 – Esquema representativo de duas antenas <i>loop</i> 's separadas por um substrato multicamadas (SiO ₂ + Si + SiO ₂).	23
Figura 13 – Dimensões das antenas <i>loop</i> 's.	24
Figura 14 – Comparação dos módulos dos coeficientes de reflexão para diversos valores de espessura da camada de silício.	24
Figura 15 – Comparação dos módulos dos coeficientes de reflexão para diversos valores de espessura da camada de silício.	25
Figura 16 – Coeficientes de reflexão para diversos valores de resistividade do silício considerando as perdas do cobre ($\sigma = 5 \cdot 10^7$).	25
Figura 17 – Coeficientes de transmissão para diversos valores de resistividade do silício considerando as perdas do cobre ($\sigma = 5 \cdot 10^7$).	26
Figura 18 – Coeficientes de reflexão para diversos valores de permissividade do dielétrico..	27

Figura 19 – Coeficientes de transmissão para diversos valores de permissividade do dielétrico.	27
Figura 20 – Coeficientes de reflexão para diversos valores de espessura da camada dielétrica.	28
Figura 21 – Coeficientes de reflexão para diversos valores de espessura da camada dielétrica.	28
Figura 22 – Representação das posições relativas das antenas: Direta, Inversa e Cruz.....	29
Figura 23 – Comparações dos coeficientes de reflexão das três diferentes posições estudadas, simuladas no ADS-Momentum.	30
Figura 24 – Comparação dos coeficientes de transmissão das três diferentes posições estudadas, simuladas no ADS-Momentum.	30
Figura 25 – Comparação dos coeficientes de reflexão das três diferentes posições estudadas, simuladas no CST-MWS.....	31
Figura 26 – Comparação dos coeficientes de transmissão das três diferentes posições estudadas, simuladas no CST-MWS.	31
Figura 27 – Esquema representativo (conversão do programa CST-MWS)	32
Figura 28 – Representação dos sinais de entrada e saída do sistema para a frequência de 1GHz.	33
Figura 29 – Representação dos sinais de entrada e de saídas antes e após a filtragem do sistema através do filtro passa-faixa para a frequência de 1GHz.....	33
Figura 30 – Representação dos sinais de entrada e saída do sistema para a frequência de 16GHz.	33
Figura 31 - Representação dos sinais de entrada e de saídas antes e após a filtragem do sistema através do filtro passa-faixa para a frequência de 16GHz.....	34
Figura 32 – Representação dos sinais de entrada e de saída do sistema para a frequência de 19GHz.	34
Figura 33 – Representação dos sinais de entrada e de saídas antes e após a filtragem do sistema através do filtro passa-faixa para a frequência de 19 GHz.....	34
Figura 34 – Esquema representativo dos níveis metálicos repletos de "dummies".....	36
Figura 35 – Esquema do novo modelo de sistema (inserção de uma camada metálica, representado os "dummies", abaixo das antenas).	36
Figura 36 – Comparação dos coeficientes de reflexão e de transmissão do sistema formado por um par de antenas na posição de estudo direta, antes e após a inserção das camadas metálicas.....	37

Figura 37 – Comparação dos coeficientes de reflexão e de transmissão do sistema formado por um par de antenas na posição de estudo inversa, antes e após a inserção das camadas metálicas.....	37
Figura 38 – Comparação dos coeficientes de reflexão e de transmissão do sistema formado por um par de antenas na posição de estudo cruz, antes e após a inserção das camadas metálicas.....	38
Figura 39 – Representação dos sinais de entrada e saída do sistema após a inserção da camada metálica simulados na frequência de 32 GHz .	39
Figura 40 – Representação dos sinais de entrada e saída do sistema após a inserção da camada metálica, antes e após o tratamento de sinal utilizando um filtro passa-faixa simulado na frequência de 32 GHz.....	39
Figura 41 – Esquema representativo da configuração Back to face.....	41
Figura 42 – Coeficientes de reflexão para diversos valores de espessura da 2º camada de silício, simulados pelo ADS-Momentum.	41
Figura 43 – Coeficientes de transmissão para diversos valores de espessura da 2º camada de silício, simulados pelo ADS-Momentum.	42
Figura 44 – Coeficientes de reflexão para diversos valores de espessura da 2º camada de silício, simulados pelo CST-MWS.....	42
Figura 45 – Coeficientes de transmissão para diversos valores de espessura da 2º camada de silício, simulados pelo CST-MWS.....	43
Figura 46 – Coeficientes de reflexão para diversos valores de resistividade do silício considerando as perdas o cobre ($\sigma = 5.10^7$ S/m), simulados pelo CST-MWS.....	44
Figura 47 – Coeficientes de transmissão para diversos valores de resistividade do silício considerando as perdas o cobre ($\sigma = 5.10^7$ S/m), simulados pelo CST-MWS.....	44
Figura 48 – Coeficientes de reflexão para diversos valores de resistividade do silício considerando as perdas o cobre ($\sigma = 5.10^7$ S/m), simulados pelo ADS-Momentum.	45
Figura 49 – Coeficientes de transmissão para diversos valores de resistividade do silício considerando as perdas o cobre ($\sigma = 5.10^7$ S/m), simulados pelo ADS-Momentum.	45
Figura 50 – Esquema representativo da configuração back to face com a presença das camadas metálicas.	46
Figura 51 – Parâmetros S da configuração back to face com a presença das camadas metálicas simuladas pelo CST-MWS na posição direta.....	46
Figura 52 – Parâmetros S da configuração back to face com a presença das camadas metálicas simuladas pelo CST-MWS na posição inversa.	47

Figura 53 – Parâmetros S da configuração back to face com a presença das camadas metálicas simuladas pelo CST-MWS na posição cruz.	47
Figura 54 – Representação dos sinais de entrada e saída da configuração back to face com a presença das camadas metálicas simulados na frequência de 32 GHz.	48
Figura 55 – Representação dos sinais de entrada e de saídas da configuração back to face com a presença das camadas metálicas antes e após o tratamento realizado por um filtro passa-faixa,.....	48
Figura 56 – Dimensões das antenas <i>loop's</i> . Figura 57 – Representação real de uma antena <i>loop</i>	50
Figura 58 – Representação da configuração formada por duas antenas <i>loop's</i> separadas por duas camadas dielétricas.	51
Figura 59 – Comparação entre os coeficientes de reflexão medidos e os simulados utilizando o substrato Fr4.....	52
Figura 60 – Comparação entre os coeficientes de transmissão medidos e os simulados utilizando o substrato Fr4.....	52
Figura 61 – Comparação entre os coeficientes de reflexão medidos e os simulados utilizando o substrato Roger 4003.....	53
Figura 62 – Comparação entre os coeficientes de transmissão medidos e os simulados utilizando o substrato Roger 4003.....	53
Figura 63 – Comparação dos coeficientes de reflexão medidos para diferentes tipos de substratos: Fr4 e Roger 4003.....	54
Figura 64 – Comparação dos coeficientes de transmissão medidos para diferentes tipos de substratos: Fr4 e Roger 4003.....	54
Figura 65 – Representação da configuração formada por duas antenas <i>loop's</i> separadas pelo substrato (Fr4 + Silicium + Fr4).....	55
Figura 66 – Comparação entre os coeficientes de reflexão medidos e os simulados para o substrato com a camada de silício com resistividade de 0,2 Ω .cm.	56
Figura 67 – Comparação entre os coeficientes de transmissão medidos e os simulados para o substrato com a camada de silício com resistividade de 0,2 Ω .cm.	56
Figura 68 – Comparação entre os coeficientes de reflexão medidos e os simulados para o substrato com a camada de silício com resistividade de 1 Ω .cm.	57
Figura 69 – Comparação entre os coeficientes de transmissão medidos e os simulados para o substrato com a camada de silício com resistividade de 1 Ω .cm.	57

Figura 70 – Comparação entre os coeficientes de reflexão medidos e os simulados para o substrato com a camada de silício com resistividade de 4 Ω .cm.	58
Figura 71 – Comparação entre os coeficientes de transmissão medidos e os simulados para o substrato com a camada de silício com resistividade de 4 Ω .cm.	58
Figura 72 – Comparação dos coeficientes de reflexão medidos para o substrato para camada de silício com diferentes valores de resistividade.	59
Figura 73 – Comparação dos coeficientes de transmissão medidos para o substrato para camada de silício com diferentes valores de resistividade.	59
Figura 74 – Representação da configuração back to face.	60
Figura 75 – Comparação entre os coeficientes de reflexão medidos e os simulados para a configuração back to face.	61
Figure 76 – Comparação entre os coeficientes de transmissão medidos e os simulados para a configuração back to face.	61

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Evolução das dimensões das interconexões, fonte (IRTS 2007) [2].	14
Tabela 2 – Comparação dos valores de coeficientes de reflexão e de transmissão, assim como as amplitudes dos sinais de saída após a filtragem referente às três frequências analisadas. ..	35
Tabela 3 – Comparação dos valores dos coeficientes de reflexão e de transmissão, assim com da amplitude do sinal de saída após o tratamento contra ruído, antes e após a inserção das camadas metálicas.	40
Tabela 4 – Resumo dos parametros da configuração Back to Face.	43
Tabela 5 – Comparação dos coeficientes de reflexão e de transmissão, assim como a amplitude dos sinais de saída após a filtragem, para o sistema com e sem a presença 2 ^o camada de silício.	49

Resumo

Palavras Chaves:

Interconexões 3D, Interconexões RF sem fio, Antenas Integradas.

O desempenho das próximas gerações dos circuitos integrados (tecnologias 45 nm, 32 nm e 22 nm) será em grande parte limitada pelas performances elétricas das redes de interconexões. Estas interconexões introduzem nos circuitos integrados problemas como a diafonia e o atraso na transmissão dos sinais, que se agravam à medida que a densidade de integração dos componentes dos circuitos aumenta.

A integração em três dimensões (3D) é uma solução alternativa para limitar as inconveniências associadas às interconexões convencionais. E sob estas condições busca-se realizar o empilhamento de múltiplos chips de área reduzida interconectados entre si através de via. Outra solução inovadora proposta para responder a estes problemas consiste nas interconexões de rádio frequência (RF) sem fio.

Estes estudos consistem em estudar a utilização de antenas integradas para estabelecer uma transmissão sem fio inter-chip para o empilhamento 3D. Focaliza-se principalmente sobre a transmissão dos sinais de *clock*.

Keywords:

Interconnections 3D, Wireless Interconnections RF, Integrated Antennas

Abstract:

The performances of the next generations of CMOS integrated circuits (technology 45 nm then 32 nm even 22 nm) will be mainly limited by the electric performances of the networks of interconnections. These interconnections introduce in a combined way some problems of delay and crosstalk during the transmission of the signals, and all the more than the density of integration of the components increases. Integration in three dimensions (3D) is a solution planned to limit the inconvenience associated to the traditional interconnections. It is under these conditions to achieve a stacking of multiple chips interconnected surface reduced it by vias. One of the other innovative solutions proposed to answer these problems consists in the wireless interconnections radio frequency (RF).

This study consists to use integrated antennas to establish a wireless transmission inter chip in 3D stacking, and is focused mainly on the transmission of clock signals.

Introdução

Atualmente as interconexões desempenham um papel preponderante no desempenho dos circuitos integrados, pois são responsáveis por mais de 40% do tempo de funcionamento nos circuitos mais avançados. Esta preponderância manifesta-se com a tendência dos componentes ativos dos circuitos integrados tornarem-se mais eficientes com a diminuição das dimensões dos transistores nas tecnologias 65 nm, 45 nm, 32 nm e 22 nm. A incessante busca por elevadas frequências de *clock* bem além do GHz e por uma forte integração obriga a construção de redes de interconexões cada vez mais densas e organizadas em vários níveis. O objetivo de todos os sistemas de interconexões é de assegurar uma ligação confiável minimizando os ruídos, as interferências, a potência consumida e a área ocupada.

Por consequência do aumento do comprimento das ligações e dos espectros dos sinais propagantes, as interconexões devem ser tratadas como uma rede de ‘guias de ondas’ complexas sujeita a grande efeito de acoplamento e a fortes perdas metálicas. Para minimizar os efeitos parasitas ligadas a propagação dos sinais e à diafonia sobre estas redes de interconexões são propostas novas tecnologias como as interconexões 3D e as interconexões RF (Radio Frequência).

Este trabalho de conclusão de curso tem como objetivo estudar a utilização das antenas integradas para estabelecer a transmissão sem fio inter chip para o empilhamento 3D, no qual o foco principal está na transmissão do sinal de *clock*.

O trabalho está organizado basicamente em três etapas onde cada etapa equivale a um capítulo. No primeiro capítulo apresenta-se a necessidade da implementação de sistemas de interconexões inovantes expondo as limitações impostas sobre o desempenho dos circuitos integrados pela evolução da tecnologia. Uma das principais motivações para a implementação de novos sistemas é o aumento do tempo de retardo na transmissão dos sinais presentes nas interconexões convencionais. O foco do estudo são as interconexões RF sem fio que consistem na transmissão de ondas eletromagnéticas a fim de realizar ligações inter chips, conclui-se este capítulo realizando um breve estudo sobre as antenas integradas sobre o silício e as antenas *loop*'s.

O assunto abordado pelo capítulo 2 consiste no modelamento eletromagnético das antenas integradas sobre o silício. As simulações realizaram-se através dos programas Advanced Design System (ADS – Momentum) e do CST-Microwave Studio (CST-MWS) com o intuito de descobrir o programa que melhor se adapta às características do projeto. No primeiro instante deste capítulo estuda-se o impacto dos parâmetros tecnológicos do substrato

como espessura, permissividade e resistividade sobre o desempenho das antenas integradas. Em seguida analisa-se a influencia dos efeitos de acoplamento sobre o sistema, como também o comportamento do sistema ao transmitir um sinal quadrado, simulando um sinal de *clock*, e o impacto dos níveis metálicos sobre o desempenho de transmissão das antenas. Por fim avalia-se a viabilidade do sistema aplicada á configuração Back to Face que é um tipo de empilhamento 3D formado por varias camadas de circuitos ativos sobrepostas.

No terceiro capítulo foi desenvolvido um protótipo do sistema a fim de verificar a fiabilidade dos programas utilizados na simulação (ADS-Momentum e CST-MWS). Em razão das dificuldades ligadas aos estudos de novas tecnologias e da curta duração do projeto não foi possível realizar a validação completa do sistema então se propõe um sistema simplificado no qual as dimensões foram aumentadas tornando-se possível à fabricação de um protótipo do sistema.

Este trabalho de conclusão de curso é fruto do programa de intercambio BRAFITEC-CAPES e da colaboração entre a empresa STMicroelectronics e do laboratório IMEP-LAHC (Institut de Microélectronique et Photonique–Laboratoire d’Hyperfréquences et de Caractérisation) no programa titulado “Nano 2012” .

Capítulo 1: As interconexões, suas limitações e inovações.

A evolução da microeletrônica evidencia que o aumento da funcionalidade e do desempenho dos equipamentos eletrônicos está diretamente relacionado à miniaturização dos transistores, que pode ser representada pela chamada “Lei de Moore”, que prediz que o número de transistores por circuito integrado (ou em outras palavras, capacidade e velocidade de processamento) dobra a cada 18 meses.

Desta forma, circuitos integrados atuais alcançam espessuras de dielétrico de porta em escala nanométrica. A Figura 1 ilustra a lei de Moore representada aqui através do número de transistores em microprocessadores Intel (eixo vertical à direita), acompanhada da tendência à diminuição das dimensões do dispositivo, ilustrada pela redução da espessura do dielétrico de porta (eixo vertical à esquerda), em função do tempo.

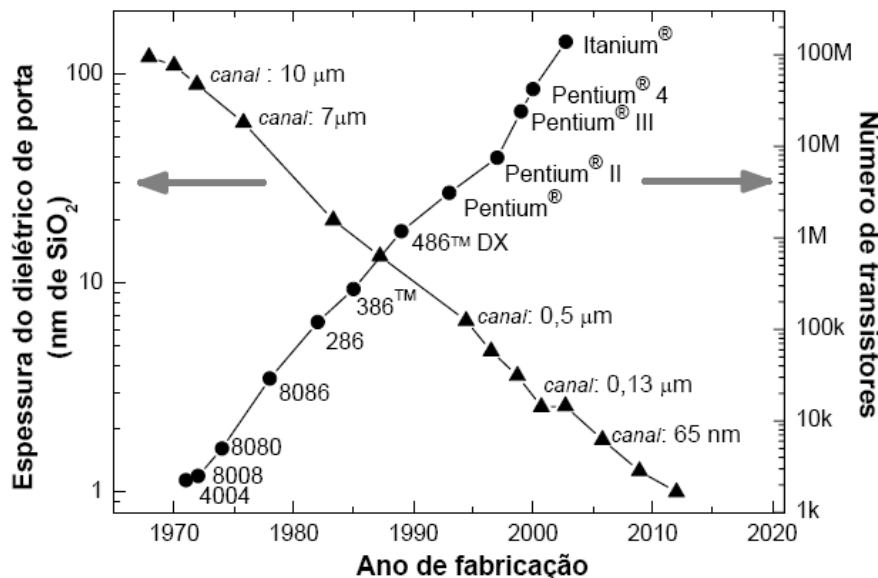


Figura 1 – Ilustração da Lei de Moore para microprocessadores Intel (eixo vertical à direita), acompanhada da tendência de redução na espessura do dielétrico de porta (eixo vertical à esquerda), em função do tempo, fonte [15].

Uma geração tecnológica que é caracterizada principalmente pelo menor valor da largura do canal dos transistores, também pode ser representada pelas dimensões e pelos materiais utilizados pelas interconexões. Estas características são baseadas em recomendações fornecidas pelo *International Technology Roadmap for Semiconductors* (ITRS), que é uma agência de cooperação entre as organizações da indústria, governo e universidades cujo objetivo é de definir e direcionar os investimentos em pesquisa e desenvolvimento em semicondutores [1].

Mostra-se na tabela 1 a evolução das dimensões e dos parâmetros físicos das interconexões em função das gerações tecnológicas organizadas cronologicamente, estas informações estão prescritas no ITRS 2007. O *pitch* representa a soma da largura de uma interconexão com a distância de separação entre duas interconexões.

Ano de produção	2007	2010	2013	2016
Geração tecnológica (ou Nó tecnológico) (nm)	65	45	32	22
<i>Pitch</i> linhas (trilhas) locais (nm)	152	108	76	54
Resistividade do condutor – nível local (μ Ohm.cm)	3,22	3,62	4,14	4,88
<i>Pitch</i> linhas (trilhas) intermediárias (nm)	195	135	95	65
Resistividade do condutor – nível intermediário (μ Ohm.cm)	2,92	3,19	3,58	4,17
<i>Pitch</i> linhas (trilhas) globais (nm)	290	205	140	100
Resistividade do condutor – nível global (μ Ohm.cm)	2,57	2,74	3,04	3,37
Permissividade dielétrica efetiva	2,7-3,0	2,3-2,6	2,0-2,4	<2

Tabela 1 – Evolução das dimensões das interconexões, fonte (IRTS 2007) [2].

1.2 As interconexões e suas limitações

O processo de miniaturização dos transistores exige uma redução progressiva nas dimensões das interconexões. As interconexões são separadas uma das outras por um material dielétrico e elas se tornam mais e mais próximas à medida que o comprimento do canal dos transistores diminui. A evolução de um nó tecnológico para outro nó de menores dimensões é acompanhada do aumento da resistência (R) das interconexões e das suas capacitâncias parasitas (C) aumentando assim o atraso RC na transmissão das informações entre as portas lógicas dentro de um circuito integrado, ou fora do circuito. Se o atraso RC é maior que o tempo de comutação (τ_D) de uma porta, as interconexões vão atuar como um funil na transferência de dados.

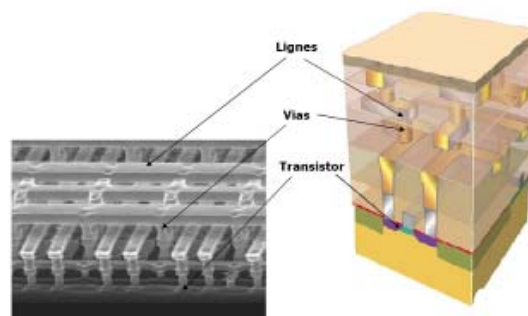


Figura 2 – Ilustração das interconexões, fonte [3].

Com o objetivo de administrar mais facilmente as limitações das interconexões, as indústrias de microeletrônica têm a tendência de aumentar o número de níveis metálico, que atualmente pode chegar a seis ou sete níveis como mostra a figura 3. Nota-se, no entanto que a tendência de aumentar os níveis metálicos adiou um pouco o tempo em que as interconexões constituiriam um grande obstáculo ao aumento da velocidade dos circuitos integrados.

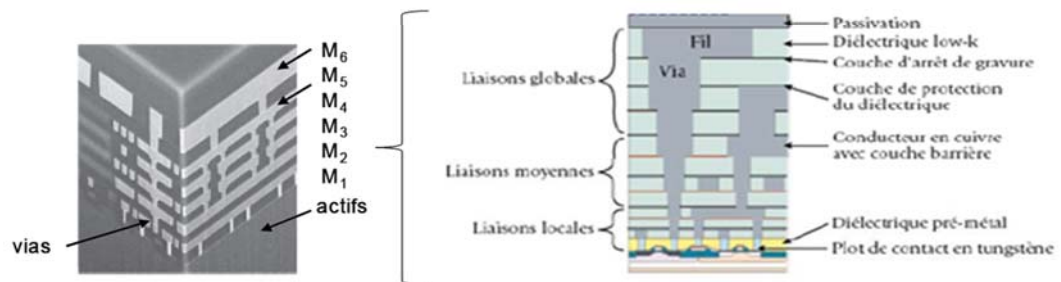


Figura 3 – Ilustração dos vários níveis das interconexões, fonte [4].

As ligações elétricas dos circuitos integrados (chip) são repartidas em função de seu comprimento classificando-se em três classes: interconexões globais, intermediárias e locais. Cada nível de interconexão possui um papel específico como distribuição do sinal de *clock*, alimentação e transferência de dados.

As interconexões locais são as mais numerosas no chip, correspondendo aos dois primeiros níveis, elas têm a função de interconectar os transistores adjacentes, como também as portas lógicas de um mesmo bloco funcional. Este tipo de interconexão apresenta um pequeno comprimento nas ligações na ordem de dez a quinze vezes o comprimento do canal dos transistores [4].

As interconexões intermediárias ocupam os níveis três a cinco [4], conectando os transistores dos diferentes blocos funcionais distribuindo entre eles o sinal de *clock*. Elas são mais largas e mais espaçadas que os níveis locais no qual seu comprimento está na ordem de alguns milímetros (mm).

As interconexões globais se situam nos últimos níveis de metalização e correspondem às ligações entre os diferentes blocos do circuito integrado [4]. Elas têm como função alimentar cada ponto do circuito, distribuir o sinal de *clock* ou transmitir sinais entre blocos distantes. O comprimento das suas trilhas é considerado os mais longos.

Os circuitos integrados trabalham á frequências cada vez mais elevadas e com isso as performances globais dos sistemas vêm a serem limitadas não mais só pelos atrasos causados

pelos componentes lógicos mas também pelas condições de sincronização do fluxo de dados. O sinal de *clock* deve ser distribuído sobre toda a superfície do circuito mantendo a sua integridade e limitando a influência do atraso diferencial (*o skew*¹), do atraso de fase e da sensibilidade das condições de propagação às variações dos parâmetros tecnológicos.

O aumento da resistividade e da capacitância das trilhas acarreta um maior consumo energético dos circuitos de interconexões, principalmente por causa do efeito Joule e o aumento da densidade das interconexões metálicas implica na ocorrência de fenômenos como a diafonia que são perturbações eletromagnéticas do sinal impostas pela proximidade entre as linhas.

As soluções propostas para combater as limitações impostas pelas tecnologias atuais como a introdução de materiais com baixa resistência (cobre), com baixa constante dielétrica (*low k* e *ultra low k*) e a adaptação da arquitetura dos circuitos integrados aumentando o tamanho das linhas condutoras superiores e reduzindo gradativamente as demais linhas inferiores são consideradas soluções intrinsecamente limitadas.

1.3 Soluções inovadoras

O desempenho das próximas gerações (tecnologia 45 nm, 32 nm, 22 nm) dos circuitos integrados, também conhecidos com chip, terá o seu desempenho em grande parte limitado pelas performances elétricas das redes de interconexões. Estas interconexões introduzem no circuito integrado problemas como a diafonia e o atraso na transmissão dos sinais que aumentam à medida que a densidade de integração dos componentes dos circuitos aumenta. Esta é uma das razões que ressalta a importância à pesquisa de novas tecnologias. Este trabalho propõe como soluções inovantes: as interconexões 3D e as interconexões RF (radio Freqüência).

1.3.1 Interconexões 3D

Uma solução que visa limitar a degradação ligada às interconexões e que consiste em reduzir as proporções de seus componentes empilhando-os de maneira a poder religá-los através de dimensões suplementares intitula-se interconexões 3D. Aderindo a estas condições será possível realizar o empilhamento de várias células de um mesmo chip reduzindo a área destas células e religando-as através de vias. Esta técnica se mostra uma promissora solução

¹ *Skew* é a variação do atraso na chegada do sinal de *clock* na entrada de uma célula (ex. flip-flop), dependendo da localização da mesma no circuito.

que pretende melhorar o desempenho das redes de interconexões reduzindo o atraso, a área do circuito integrado e o consumo de energia.

Visto que o tamanho do circuito integrado possui uma influência direta sobre o atraso na transmissão dos sinais, a criação de uma segunda camada de silício ativa reduzirá a área total de silício no chip e em consequência reduzirá também o comprimento das linhas condutoras e o atraso associado a elas. O chip é dividido em blocos funcionais, também chamado de células, e cada célula é distribuída sobre camadas distintas de silício empilhando-as umas sobre as outras. Estas camadas são conectadas através de interconexões verticais e um grande número de informações trafega entre esta grande rede que é formada pelas interconexões horizontais localizadas sobre todas as camadas e as interconexões verticais que interligam estas camadas [4].

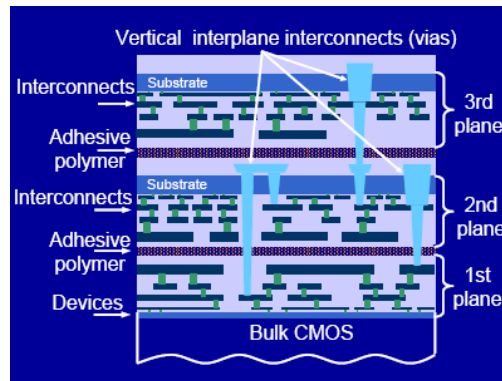


Figura 4 – Esquema do princípio da integração 3D, fonte [5].

Esta nova arquitetura possibilita trabalhar com um menor número de níveis metálicos reduzindo o caminho elétrico e também o atraso ligado as interconexões. Esta arquitetura apresenta numerosas vantagens com relação aos circuitos integrados convencionais, uma das vantagens é a diminuição da potência dissipada (-15%) no chip, pode-se ressaltar também que a passagem de uma arquitetura 2D para uma 3D apresenta uma diminuição de 30% por nível da área total (área ocupada pelo metal + área ocupada pela parte ativa) do chip. Esta tecnologia permite a criação de um chip híbrido que combina células de diferentes tecnologias (memória, sistema analógicos, sistemas ópticos, MEMS, ou RF) em um único chip [5].

1.3.2 Interconexões em Radio Freqüência (RF)

A transmissão em Radio Freqüência (RF) é uma solução alternativa para as interconexões globais dos circuitos integrados para as futuras gerações. Esta solução alternativa se focaliza principalmente na distribuição dos sinais de *clock*. Um sistema de

interconexões RF geralmente é formado por um emissor RF, que é responsável por gerar o sinal, um canal de transmissão e um receptor que realiza a conversão do sinal recebido em um sinal de *clock* convencional.

Este novo sistema de interconexão caracteriza-se por duas configurações na qual a primeira configuração baseia-se na propagação de ondas guiadas e são intituladas de interconexões RF guiadas e a segunda configuração baseia-se na propagação em espaço livre e são chamadas de interconexões RF sem fio [4].

Nas interconexões RF guiada, as micro-ondas são guiadas através do substrato de silício e dos níveis de interconexões. A transmissão destas micro-ondas é realizada por meios guiados chamados de linhas micro-fitas ou coplanares. Estes meios apresentam baixa atenuação e dispersão ao trabalhar em altas frequências [5].

O princípio das interconexões RF sem fio é a integração de uma rede de transmissores e receptores com o objetivo de estabelecer a ligação entre dois pontos do circuito integrado ou entre duas células vizinhas. Um exemplo de um sistema sem fio é apresentado pela figura 5 que tem como objetivo realizar a distribuição dos sinais de *clock* em um chip. A antena central (Tx) emite uma onda eletromagnética para todas as direções do chip e as antenas em miniaturas (Rx) integradas em cada bloco funcional (ou células) detectam esta onda.

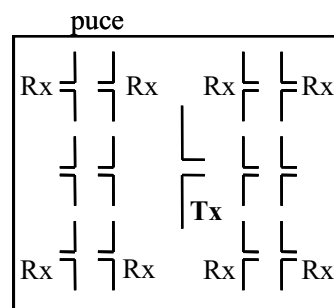


Figura 5 – Esquema equivalente à distribuição sem fio do sinal de *clock* utilizando antenas dipolos, fonte [4].

O sistema transmite as informações em torno da velocidade da luz que implica na redução do atraso de propagação do sinal e conseqüentemente na redução do atraso diferencial (o *skew*) [4]. Esta configuração pode ser facilmente aplicada nos circuitos atuais, pois com o aumento da frequência reduz-se o comprimento das antenas, ou seja, esta configuração apresenta as condições almejadas no desenvolvimento dos circuitos integrados que são: trabalhar com elevadas frequências e com antenas em miniaturas.

1.4 Antenas Integradas sobre o silício

O desenvolvimento de novos sistemas integrados exige a miniaturização dos componentes que compõem os circuitos, como por exemplo, os transistores. Recentemente, a tecnologia de silício sobre isolante (SOI) foi desenvolvida para atender a necessidade dos circuitos integrados que apresentam desempenhos elevados associados com o baixo consumo [6].

As antenas integradas sobre o substrato de silício tradicional apresentam uma eficiência de radiação reduzida que pode ser melhorada com o emprego de um substrato fortemente resistivo como o substrato de silício sobre isolante (SOI) [7]. Uma das aplicações atuais que necessitam da utilização de antenas integradas são as interconexões RF sem fio. Para a realização deste trabalho a antena *loop* foi escolhida como a antena de estudo.

1.4.1 Antena Loop

A antena *loop* é uma antena simples e que se adequa a múltiplas aplicações. Este tipo de antena pode ter várias formas como retângulo, quadrado, triângulo, elipse, círculo e outras formas. Esta antena trabalha á frequências de várias dezenas de kilohertz até frequências na banda de gigahertz e também pode ser utilizada como sondas na medição de campo em aplicações de micro-ondas. A figura 6 apresenta dois exemplos de antenas *loop's* de formas diferentes.

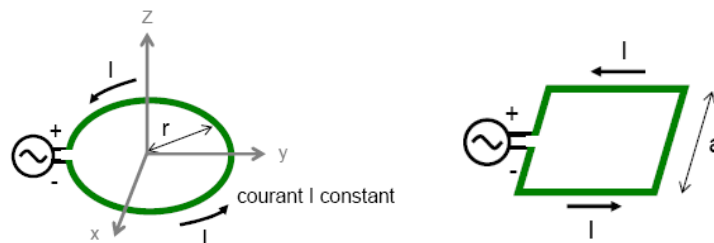


Figura 6 – Representação de antena *loop* circular e quadrada.

Este tipo de antena pode ser nomeado como antena *loop* magnético por radiar as componentes magnéticas de um campo eletromagnético, característica que se opõem às antenas comuns (por exemplo, dipolo, yagi, entre outras) que radiam principalmente a componente elétrica [9]. Em relação às antenas elétricas, as antenas magnéticas são excitadas por corrente e não por tensão como as demais antenas. Elas são menos susceptíveis as perturbações pelo efeito de acoplamento do ambiente, e por conseqüência são favorecidas para serem integradas no interior de um sistema. Apresentam uma baixa largura de banda na

freqüência de ressonância, mais possuem a vantagem de ter menos harmônicos por concentrar-se sobre o sinal de interesse, ignorando os sinais indesejáveis e as intermodulações.

Capítulo 2: Modelagem eletromagnética do sistema

As equações de Maxwell descrevem a natureza dos campos eletromagnéticos (EM) em termos de espaço e tempo. Associadas à evolução das técnicas digitais, elas tornaram possíveis as previsões dos fenômenos eletromagnéticos. Atualmente os simuladores digitais podem ser classificados segundo diferentes critérios, como por exemplo, seu domínio de aplicação (circuitos planares, estruturas lineares ou estruturas 3D); seu domínio de resolução: o temporal (método TLM – Transmissão de Matriz de Linha, FDTD – Diferenças Finitas no Domínio do Tempo) ou na freqüência (FEM – Método do Elemento Finito, MOM – Método dos Momentos). Segundo o domínio de aplicação e o método utilizado, a implementação das técnicas digitais pode ser eficaz ou não para um determinado problema. Uma boa adaptação é um fator crítico para se obter êxito na simulação eletromagnética, tendo em conta as conseqüências sobre a ocupação da memória dos computadores, a duração das simulações.

Na maioria dos programas de simulação eletromagnética uma interface gráfica de alto nível facilita a modelagem do sistema simulado. As definições das condições de excitação e dos planos de simetria eletromagnética juntamente com um bom dimensionamento da malha de simulação constituem partes importantes no pré-processamento integrado (cálculo e representação das grandezas, de campo, corrente, parâmetro S, padrões de radiação, etc.) do sistema.

As simulações desta etapa do projeto realizam-se através dos programas Advanced Design System (ADS–Momentum) e do CST-Microwave Studio (CST-MWS). O Momentum, que é um módulo do programa Advanced Design System (ADS) da Agilent Technology, é baseado no método dos momentos e domínio frequencial. Ele se adapta a topologias complexas como, por exemplo, substrato de múltiplas camadas. Além disso, fornece ferramentas para a visualização e otimização.

O programa CST Microwave Studio, que utiliza o método temporal (FIT – Técnica de Integração Finita), é bem adaptado para simular circuitos planares, integrados em uma estrutura de multicamadas. Além disso, ele permite a simulação de estruturas 3D, que é ideal para estruturas de antena e as camadas de semicondutores, metálicos e dielétricos, no qual cada camada é descrita por suas dimensões geométricas e pela sua permissividade dielétrica [1].

2.1 Validações dos programas de simulação eletromagnética

Primeiramente realizou-se a validação dos programas de simulação escolhidos para a execução deste trabalho através de resultados obtidos em trabalhos realizados anteriormente, evidenciados em [1].

A configuração proposta por [1] consiste em um par de antenas dipolos integradas sobre um substrato de silício (Si) de permissividade relativa (ϵ_r) igual a 11,7, espessura de 375 μm e resistividade (ρ) igual a 20 $\Omega\cdot\text{cm}$. As antenas apresentam as seguintes dimensões: largura do condutor de 10 μm , comprimento do braço 1980 μm e espaçamento entre os braços de 20 μm . O condutor utilizado é o cobre de espessura 0,9 μm e condutividade $\sigma = 5,0 \times 10^7$ S/m. As antenas são separadas por uma distância de 2,5 mm entre si. Além disso, uma camada de dióxido de silício (SiO_2), com permissividade (ϵ_r) igual a 4,2 e espessura de 4,37 μm , isola as antenas do substrato de silício. A camada de passivação de permissividade (ϵ_r) igual a 8,1 e espessura total de 1,35 μm esta localizada acima das antenas. As figuras a seguir (Figuras 7, 8 e 9) representam a configuração descrita acima.

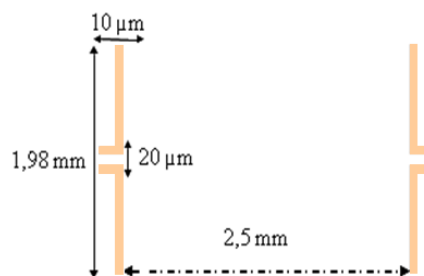
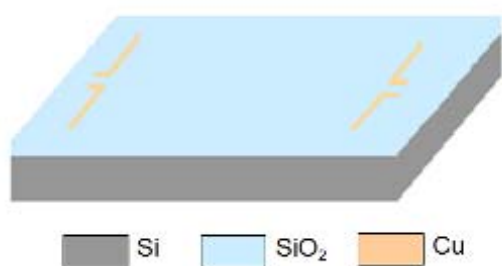


Figura 7 – Visualização em 3D das antenas integradas.

Figura 8 – Dimensões das antenas integradas.

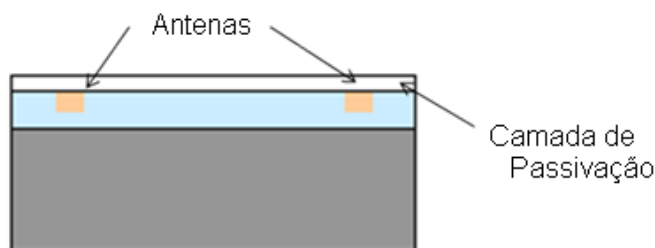


Figura 9 – Corte da vista frontal das antenas integradas.

As Figuras 10 e 11 mostram uma comparação entre os resultados obtidos em [1] e as simulações realizadas com o ADS-Momentum e o CST-MWS. Analisado a Figura 10 conclui-se que os resultados das simulações assemelham-se aos resultados das medições apresentados em [1]. No entanto, os resultados da transmissão (parâmetro S12), mostrados pela Figura 11, indicam que os resultados simulados que melhor se assemelham aos resultados medidos são os acima da frequência de 23 GHz. Pode-se considerar que estes resultados validam os programas de simulação escolhidos, pois os resultados simulados estão bem próximos dos resultados medidos.

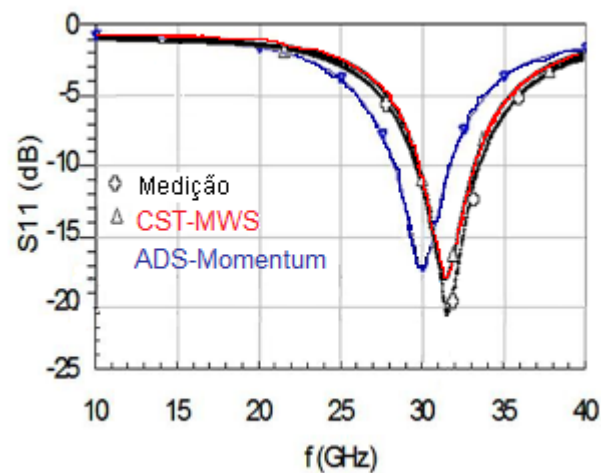


Figura 10 – Comparação dos coeficientes de reflexão (S11) das medições realizadas em trabalhos anteriores e das simulações executadas pelos programas ADS-Momentum e CST-MWS.

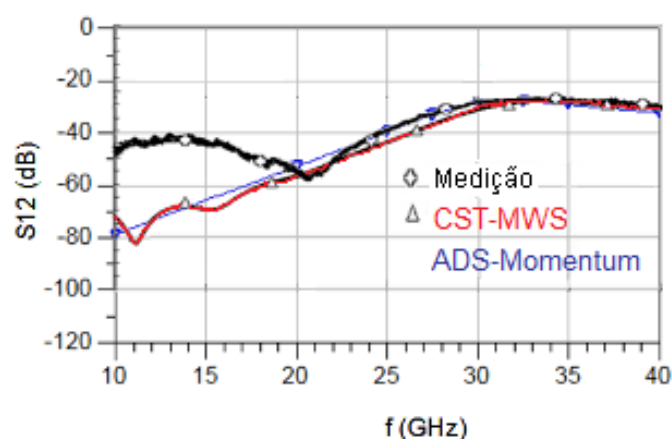


Figura 11 – Comparação dos coeficientes de transmissão (S12) das medições realizadas em trabalhos anteriores e das simulações executadas pelos programas ADS-Momentum e CST-MWS.

2.2 Estudos das antenas integradas sobre o silício

O sistema em estudo é basicamente composto por um par de antenas separadas por um substrato de múltiplas camadas, também denominado de multicamadas, composto de silício, de dielétricos e de cobre.

Os parâmetros do substrato, tais como a espessura, permissividade e resistividade, desempenhar um papel importante nas características de transmissão do sistema. O objetivo deste estudo é compreender o impacto desses parâmetros sobre o desempenho de transmissão das antenas integradas.

Inicialmente estudou-se a influência da espessura e da resistividade do silício, que é a camada mais espessa, sobre o desempenho na transmissão entre as antenas. Em seguida realizou-se o estudo do impacto da permissividade e da espessura do dielétrico sobre o sistema e a relação entre as posições relativas das duas antenas e os efeitos de acoplamento.

A primeira configuração estudada consiste em duas antenas *loop's* de mesma geometria (ver figura 13). Entre as antenas existe um substrato multicamadas formado por uma camada de dióxido de silício (SiO_2), com permissividade relativa (ϵ_r) igual a 4,2, uma camada de silício (Si) de permissividade (ϵ_r) igual a 11,9 e outra camada de dióxido de silício (SiO_2) com a mesma permissividade apresentada anteriormente. Esta configuração é mostrada na Figura 12.

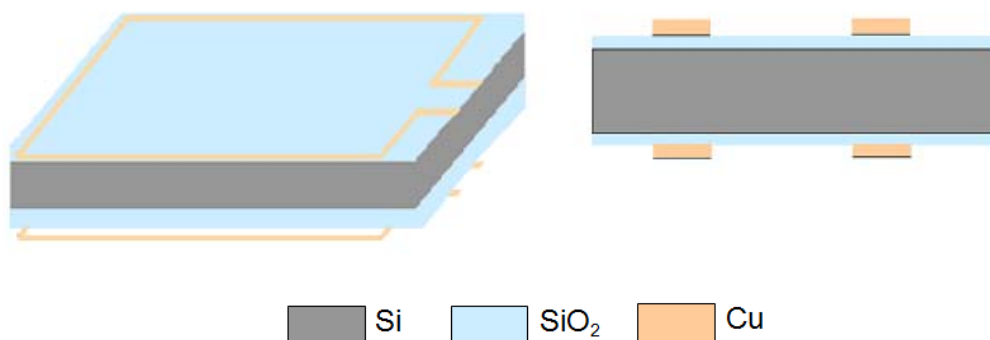


Figura 12 – Esquema representativo de duas antenas *loop's* separadas por um substrato multicamadas ($\text{SiO}_2 + \text{Si} + \text{SiO}_2$).

A figura a seguir (Figura 13) indica as dimensões das antenas *loop's* utilizadas no sistema. A antena *loop* foi escolhida como antena padrão do sistema devido a sua simplicidade construtiva e por se tratar de uma antena magnética que oferece bom desempenho em ambientes de alta permissividade.

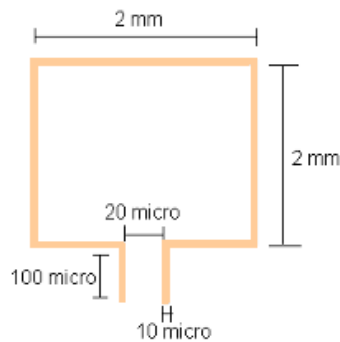


Figura 13 – Dimensões das antenas *loop's*.

2.2.1 Influência da espessura do silício

As figuras 14 e 15 apresentam respectivamente a comparação dos módulos dos coeficientes de reflexão e de transmissão das antenas *loop's*, obtidos pelas simulações realizadas no ADS-Momentum da configuração descrita anteriormente e representada pela Figura 12, no qual a espessura da camada de dióxido de silício (SiO_2) foi fixada em $3 \mu\text{m}$ e variou-se a espessura da camada de silício de $120 \mu\text{m}$ a $720 \mu\text{m}$. As perdas no cobre e a resistividade do substrato foram desconsideradas. Uma excitação diferencial foi aplicada entre os braços das antenas.

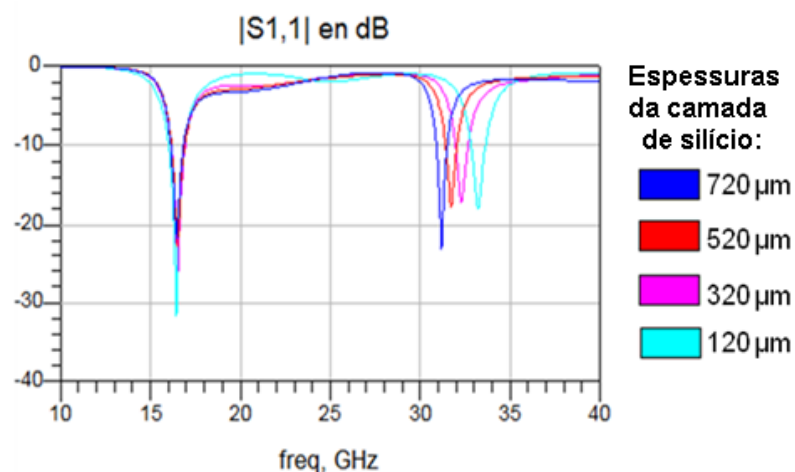


Figura 14 – Comparação dos módulos dos coeficientes de reflexão para diversos valores de espessura da camada de silício.

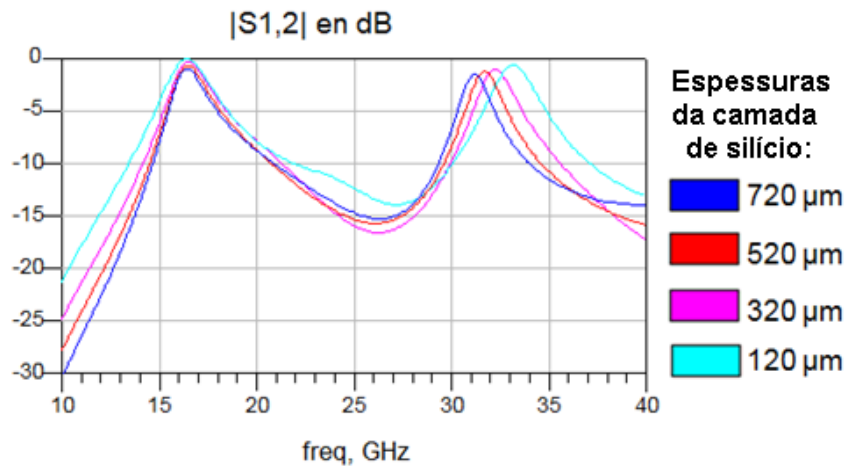


Figura 15 – Comparação dos módulos dos coeficientes de reflexão para diversos valores de espessura da camada de silício.

Observa-se nas figuras acima (Figuras 14 e 15) que o aumento da espessura de silício provoca uma diminuição no módulo do coeficiente de reflexão e do desempenho na transmissão da configuração estudada (duas antenas *loop`s* separadas por um substrato multicamadas ($\text{SiO}_2 + \text{Si} + \text{SiO}_2$)).

2.2.2 Influência da resistividade do silício

Com a finalidade de estudar o impacto das perdas do sistema, variou-se a resistividade do silício de $16 \Omega.\text{cm}$ à $1\text{k}\Omega.\text{cm}$, considerando que a condutividade do cobre é de 5.10^7 S/m , a espessura da camada de silício é de $120 \mu\text{m}$ e a espessura das camadas de dióxido de silício (SiO_2) é de $3 \mu\text{m}$. A configuração adotada para realização das simulações no ADS-Momentum apresenta-se na Figura 12 e os resultados das simulações são mostrados nas figuras 16 e 17.

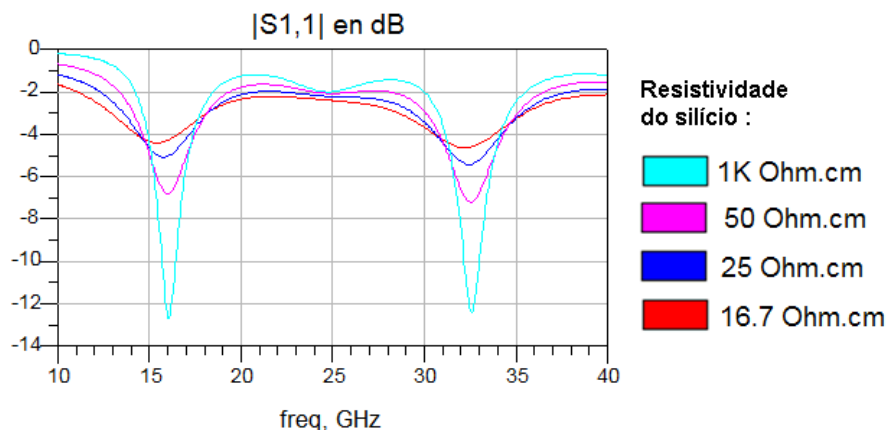


Figura 16 – Coeficientes de reflexão para diversos valores de resistividade do silício considerando as perdas do cobre ($\sigma = 5.10^7$).

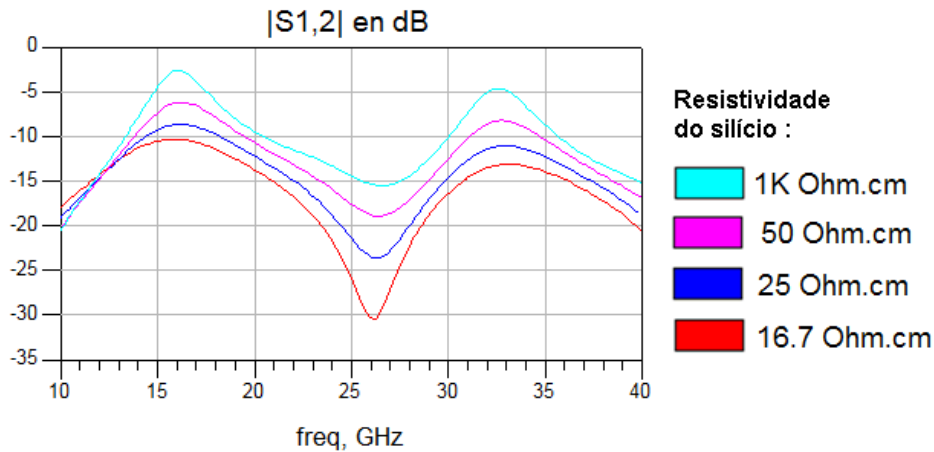


Figura 17 – Coeficientes de transmissão para diversos valores de resistividade do silício considerando as perdas do cobre ($\sigma = 5.10^7$).

Analisando as figuras 16 e 17 conclui-se que o aumento da resistividade do silício implica em um melhor desempenho na transmissão das antenas. A baixa resistividade do substrato leva ao aparecimento de correntes induzidas pelo campo magnético como em um metal de baixa qualidade, causando um aumento significativo nas perdas ôhmicas [12]. Em resumo, as antenas no substrato com alta resistividade apresentam boas características de transmissão.

2.2.3 Influência do dielétrico

As camadas dielétricas asseguram a separação elétrica entre os diversos níveis de um circuito integrado e previnem a difusão do cobre. Como elas constituem o ambiente direto das antenas integradas então a compreensão do impacto destas camadas sobre o desempenho na transmissão das antenas é um passo importante no projeto.

Esta etapa do projeto iniciou-se analisado as conseqüências da inclusão de materiais com diferentes permissividades no sistema. Para isso utilizou-se a configuração proposta pela Figura 12 nas simulações realizadas no ADS-Momentum, no qual a espessura da camada dielétrica foi fixada em 3 μm , a espessura da camada de silício foi fixada em 120 μm e variou-se a permissividade do dielétrico de 4,2 a 8,1. Os resultados destas simulações estão representados nas figuras 18 e 19.

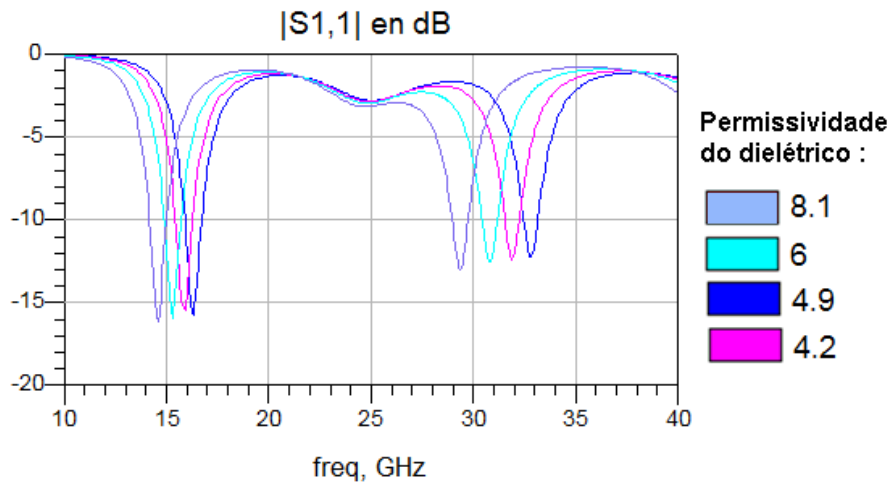


Figura 18 – Coeficientes de reflexão para diversos valores de permissividade do dielétrico.

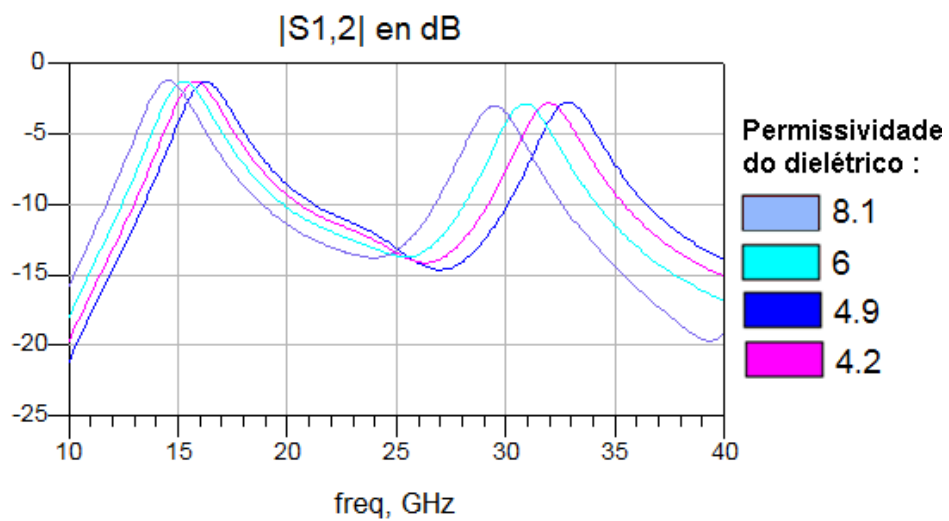


Figura 19 – Coeficientes de transmissão para diversos valores de permissividade do dielétrico.

Analisando as figuras acima (Figuras 18 e 19) observou-se que o aumento da permissividade do dielétrico ocasiona uma mudança da frequência de ressonância e uma sutil diminuição no módulo do coeficiente de reflexão das antenas.

Em seguida, estudaram-se as conseqüências que a variação da espessura da camada dielétrica traria ao sistema, utilizando da mesma configuração (ver Figura 12) apresentada anteriormente, definiu-se a permissividade (ϵ_r) do dielétrico em 4,2 e variou-se a espessura da camada dielétrica de 3 μm a 9 μm . Os resultados obtidos são apresentados nas figuras 20 e 21.

As figuras 20 e 21 indicam que o aumento da espessura do dielétrico implica no deslocamento da frequência de ressonância e um leve aumento nos módulos dos coeficientes de reflexão e transmissão das antenas.

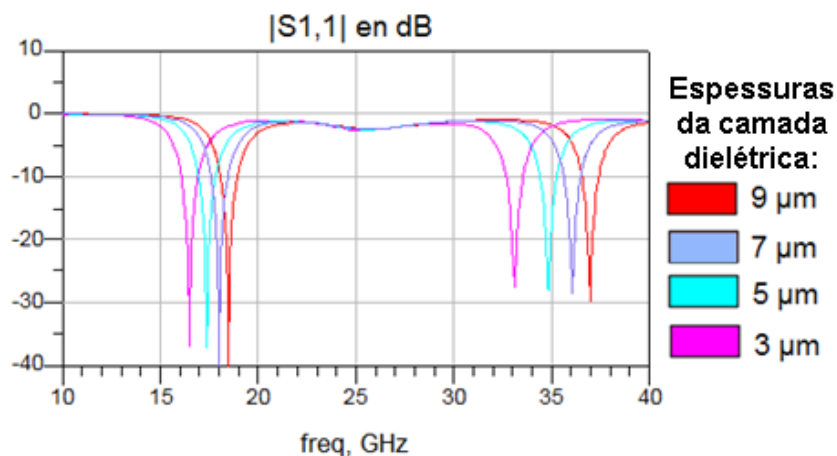


Figura 20 – Coeficientes de reflexão para diversos valores de espessura da camada dielétrica.

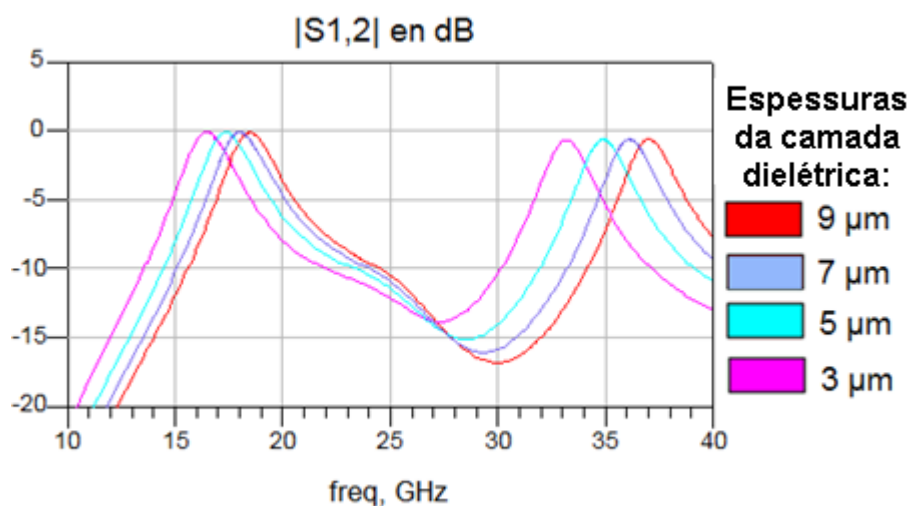


Figura 21 – Coeficientes de reflexão para diversos valores de espessura da camada dielétrica.

Em resumo, conclui-se que as camadas dielétricas desempenham um papel importante na adaptação das antenas ao sistema. No entanto para as configurações previstas no projeto o papel das camadas dielétricas é secundário em relação à potência transmitida pelas antenas visto que a espessura dielétrica é muito menor que a espessura de silício.

A partir deste momento às simulações se realizarão através dos programas ADS-Momentum e o CST Microwave Studio (CST-MWS). A adição de um novo programa de simulação, o CST-MWS, justifica-se pelo fato de que ao se trabalhar com dois programas de simulações em paralelo pode-se melhor avaliar a influência dos parâmetros da simulação sobre o sistema.

2.2.4 Efeito de acoplamento

Nesta etapa do projeto deseja-se estudar os efeitos de acoplamento existentes no sistema, principalmente aqueles relacionados com a variação das posições relativas das antenas umas em relação às outras. As três posições estudadas serão chamadas: direta, inversa e cruz. Para identificar a posição relativa das antenas, considera-se como referencia o ângulo formado entre os pontos de excitação de cada uma das antenas. Classifica-se como posição direta quando os pontos de excitação de ambas as antenas formam um ângulo de 0° , quando o ângulo formado for de 90° a posição é classificada como cruz e ao formar o ângulo de 180° classifica-se como posição inversa. A figura a seguir (Figura 22) apresenta as posições relativas das antenas: direta, inversa e cruz.

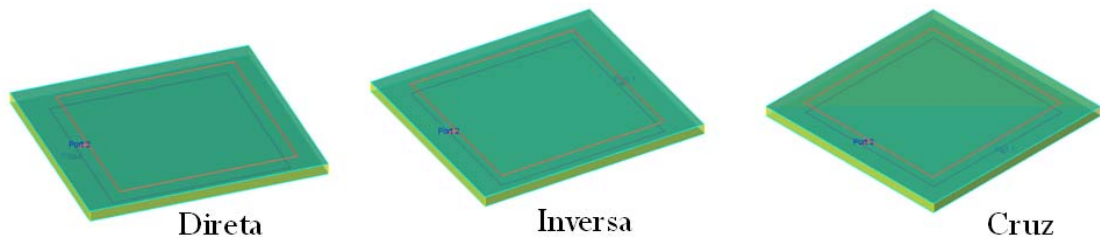


Figura 22 – Representação das posições relativas das antenas: Direta, Inversa e Cruz.

Com o objetivo de determinar qual das três posições melhor se adapta ao sistema de transmissão inter-chip, realizou-se a comparação das simulações entre as diferentes posições estudadas. A configuração adotada nas simulações, baseada nos estudos realizados anteriormente, caracteriza-se pela Figura 12 tendo o substrato multicamadas formado por duas camadas dielétricas (SiO_2) de espessura $3 \mu\text{m}$ e permissividade (ϵ_r) igual a 4,2 e uma camada de silício (Si) de permissividade (ϵ_r) igual a 11,9, resistividade (ρ) igual a $1\text{k} \Omega\cdot\text{cm}$ e espessura igual a $120 \mu\text{m}$, adotou-se também que condutividade do cobre é de $5 \cdot 10^7 \text{ S/m}$. Os resultados das simulações realizadas pelo ADS-Momentum são mostrados nas figuras 23 e 24 e as realizadas pelo CST-MWS são mostradas nas figuras 25 e 26.

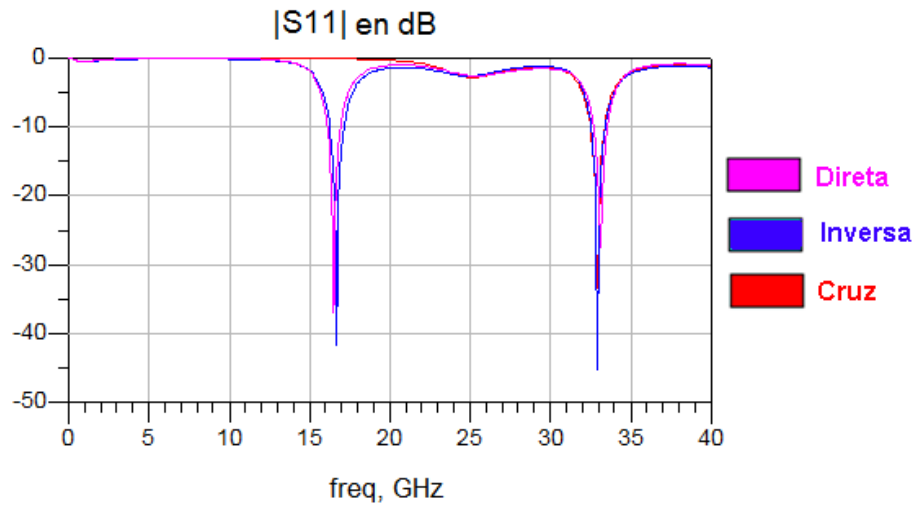


Figura 23 – Comparações dos coeficientes de reflexão das três diferentes posições estudadas, simuladas no ADS-Momentum.

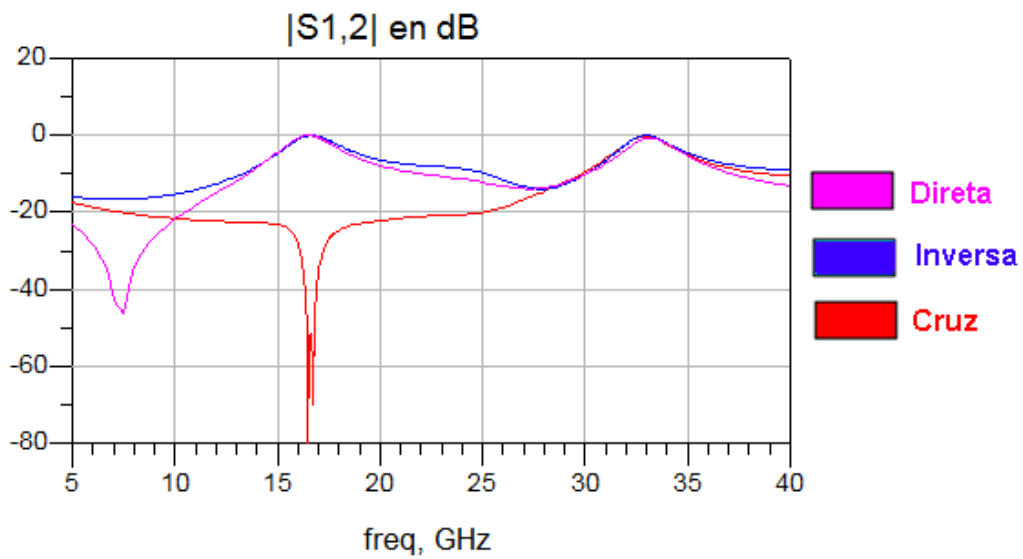


Figura 24 – Comparação dos coeficientes de transmissão das três diferentes posições estudadas, simuladas no ADS-Momentum.

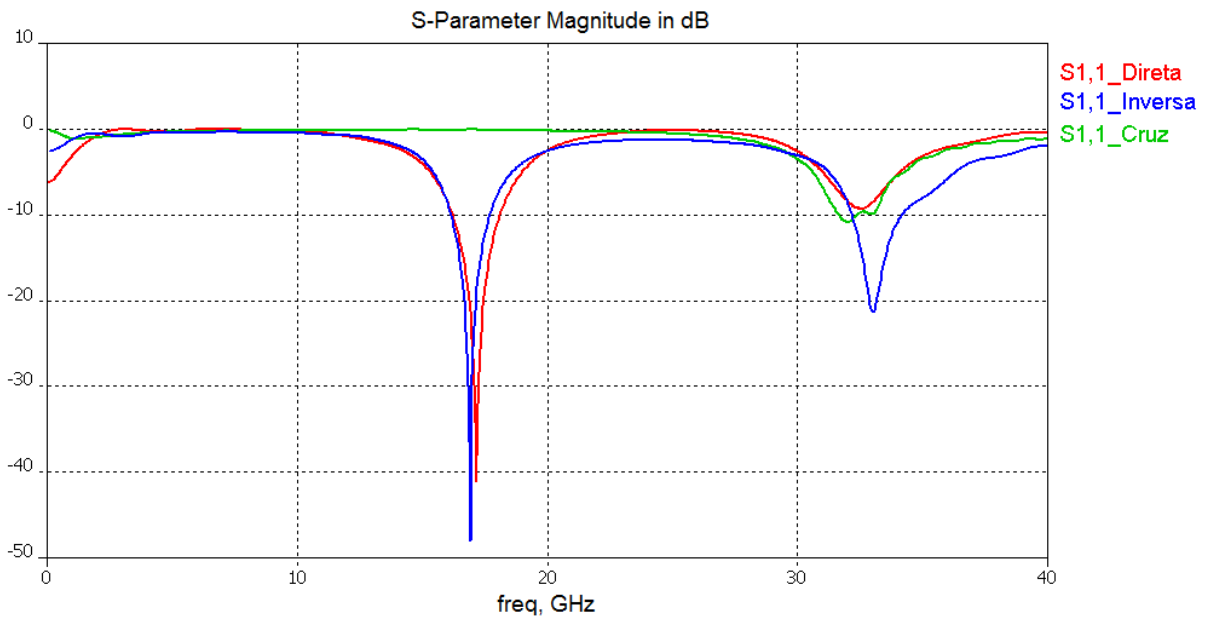


Figura 25 – Comparação dos coeficientes de reflexão das três diferentes posições estudadas, simuladas no CST-MWS.

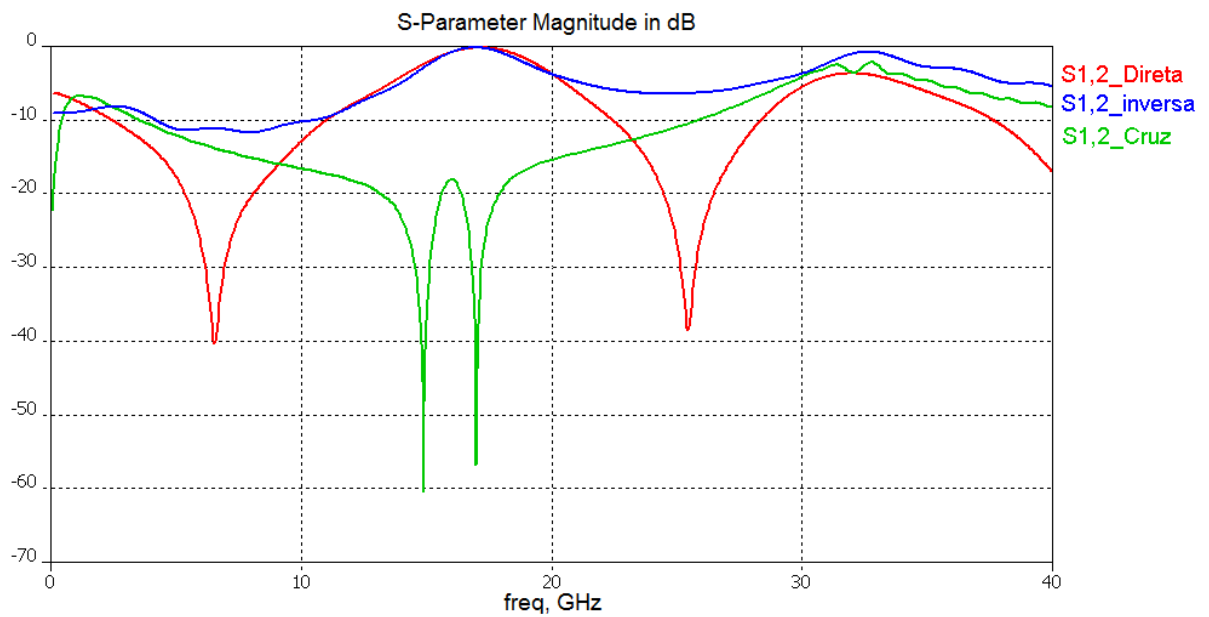


Figura 26 – Comparação dos coeficientes de transmissão das três diferentes posições estudadas, simuladas no CST-MWS.

Após análise dos resultados apresentados pelas figuras acima (Figuras 23, 24, 25 e 26), concluiu-se que a posição inversa é a que melhor se adapta ao sistema inter-chip, pois na posição inversa as antenas apresentaram o melhor desempenho na transmissão tanto nas simulações realizadas no ADS-Momentum como no CST-MWS.

2.2.5 Transmissão de um sinal quadrado

Nesta seção, buscou-se entender o comportamento do sistema durante a transmissão de uma onda quadrada visto que o objetivo do projeto é estudar a utilização das antenas integradas para estabelecer a transmissão do sinal de *clock* através do substrato multicamadas.

Nos estudos realizados anteriormente definiu-se a configuração do sistema, como por exemplo, que para o sistema representado pela Figura 12 a posição inversa é a que permite uma melhor transmissão, então utilizado as ferramentas computacionais do CST-MWS montou-se o esquema representado pela Figura 27, no qual o sistema estudado esta representado pelo bloco central do esquema representativo, os blocos amarelos 1 e 2 representam respectivamente a entrada das antenas 1 e 2 e os pontos de medição que foram colocados na entrada de cada antena estão representados pelos triângulos titulados de P1 e P2.

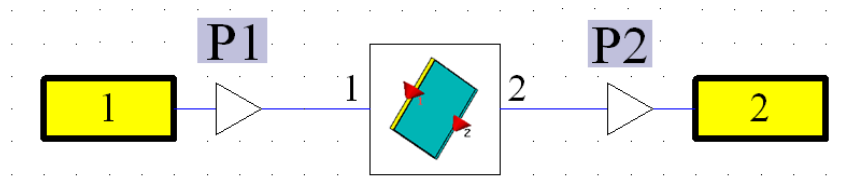


Figura 27 – Esquema representativo (conversão do programa CST-MWS).

Analisando as figura 24 e 26 que comparam os coeficientes de transmissão das três diferentes posições estudadas anteriormente, optou-se por estudar o nível de potência e as perdas sofridas pelo sistema durante a transmissão de três frequências específicas, no qual cada frequência correspondendo a um comportamento diferente do sistema:

- $f_1 = 1$ GHz, no qual o coeficiente de transmissão S_{12} é relativamente baixo;
- $f_2 = 16$ GHz, a frequência de ressonância de antenas, com S_{12} sendo máximo;
- $f_3 = 19$ GHz, no qual o coeficiente de transmissão S_{12} tem um valor intermediário entre os obtidos com a frequência f_1 e f_2 ;

Os resultados das simulações apresentam-se abaixo. Para cada frequência de simulação, compara-se a tensão do sinal de entrada (sinal quadrado) e a do sinal de saída do sistema (figuras 28, 30 e 32). No entanto, devido às perdas ligadas ao cobre e a passagem pela camada de silício, o sinal de saída apresentou-se muito ruidoso, então se realizou a filtragem do sinal de saída através de um filtro passa-faixa utilizando o programa Origin. O sinal de saída filtrado é mostrado nas figuras (Figuras 29, 31, 33).

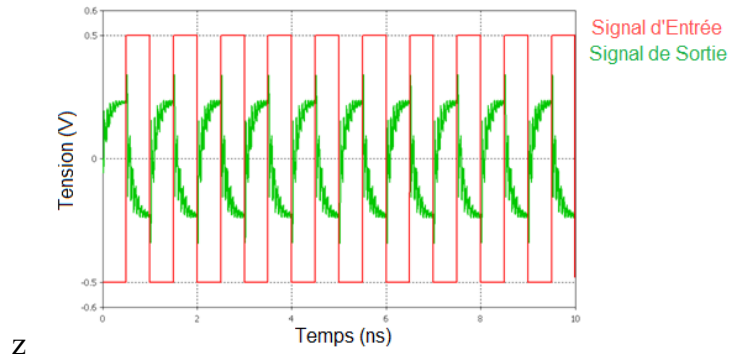


Figura 28 – Representação dos sinais de entrada e saída do sistema para a frequência de 1GHz.

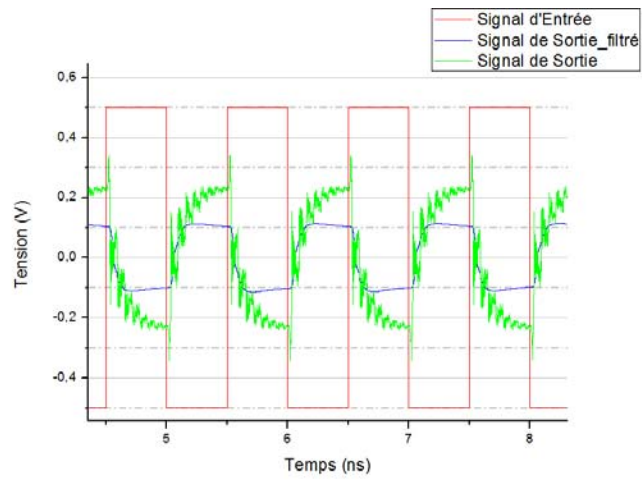


Figura 29 – Representação dos sinais de entrada e de saídas antes e após a filtragem do sistema através do filtro passa-faixa para a frequência de 1GHz.

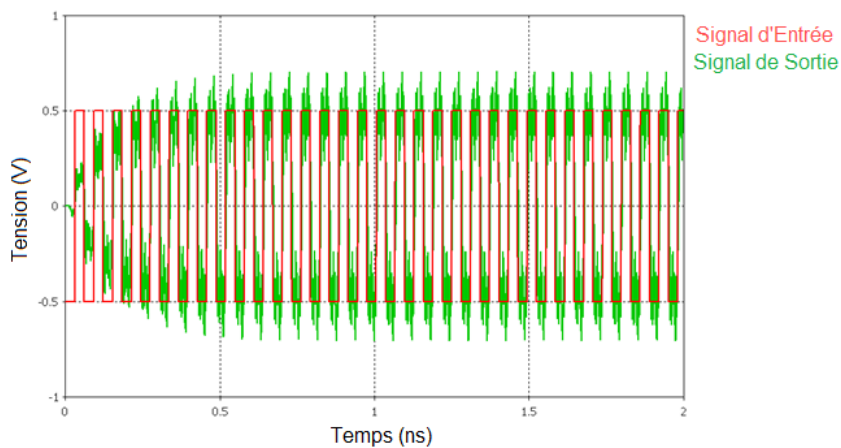


Figura 30 – Representação dos sinais de entrada e saída do sistema para a frequência de 16GHz.

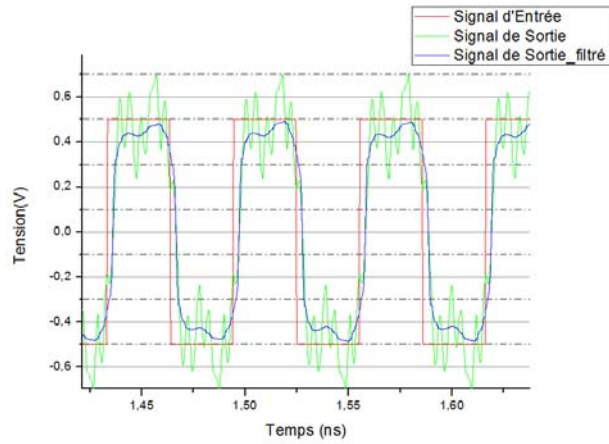


Figura 31 - Representação dos sinais de entrada e de saídas antes e após a filtragem do sistema através do filtro passa-faixa para a frequência de 16GHz.

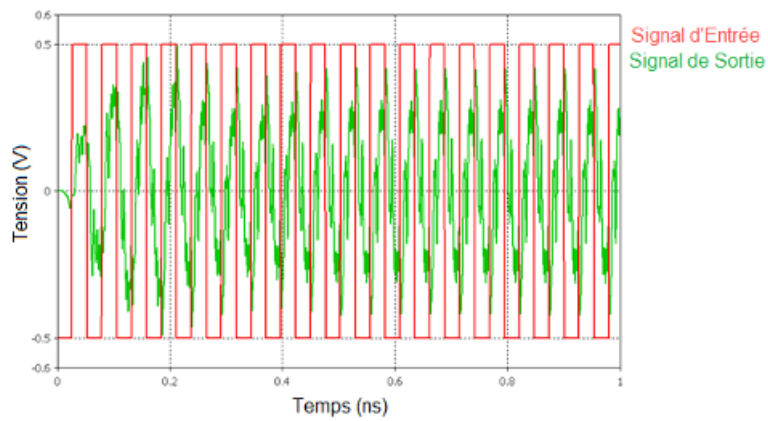


Figura 32 – Representação dos sinais de entrada e de saída do sistema para a frequência de 19GHz.

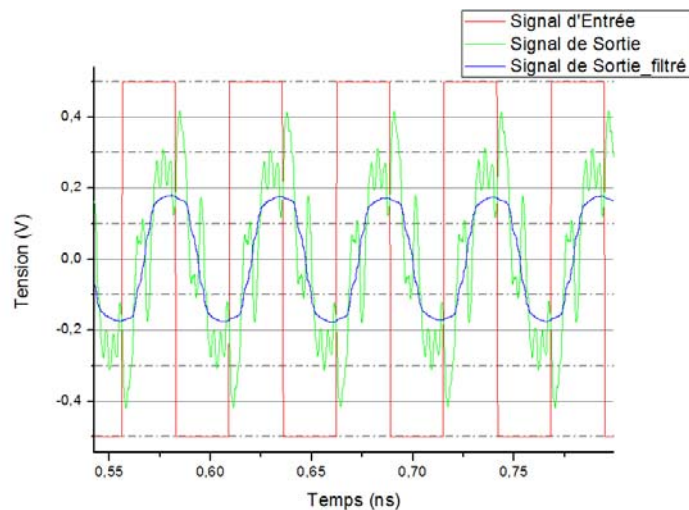


Figura 33 – Representação dos sinais de entrada e de saídas antes e após a filtragem do sistema através do filtro passa-faixa para a frequência de 19 GHz.

Os valores dos coeficientes de reflexão e transmissão e das amplitudes dos sinais de saídas após a filtragem, referentes às frequências 1 GHz, 16 GHz e 19 GHz, são mostrados na Tabela 2 abaixo. Para todas as frequências simuladas, a amplitude do sinal de entrada é de 0,5 V.

Frequência	S11 (dB)	S12 (dB)	Amplitude do sinal de saída (V)
$f_1 = 1$ GHz	-3,36	-7,64	0,118
$f_2 = 16$ GHz	-26,43	-0,34	0,470
$f_3 = 19$ GHz	-3,1	-3,6	0,180

Tabela 2 – Comparação dos valores de coeficientes de reflexão e de transmissão, assim como as amplitudes dos sinais de saída após a filtragem referente às três frequências analisadas.

Os resultados obtidos mostraram que as antenas ao transmitirem na frequência de ressonância, que apresentam os maiores valores de coeficientes de transmissão do sistema, as perdas existentes na transmissão do sinal são quase insignificantes considerando o ambiente em que as antenas estão inseridas (0,029 V de amplitude de perda durante a transmissão, para uma amplitude de entrada de 0,5 V), mais é importante notar que mesmo as antenas transmitindo em frequências que apresentam baixos valores de coeficientes de transmissão ainda foi possível estabelecer uma transmissão do sinal.

2.2.6 Impacto dos níveis metálicos

Nos estudos realizados nas etapas anteriores do projeto, estudou-se o impacto do ambiente tecnológico sobre os desempenhos de transmissão das antenas integradas considerando uma configuração do sistema quase ideal: uma camada de silício e duas camadas dielétricas homogêneas considerando as antenas *loop's* praticamente isoladas. Esta primeira aproximação foi importante para que se compreendesse a influência dos parâmetros das matérias sobre o sistema inter-chip.

No entanto, para um caso real, as antenas *loop's* vão coexistir nos circuitos integrados com outros componentes, passivos e ativos, e o substrato é heterogêneo. Por exemplo, para o caso da tecnologia CMOS SOI, a camada dielétrica é composta por seis níveis metálicos e cada nível está repleto de blocos metálicos de dimensões nanométricas, chamados de "dummies". Uma ilustração destes componentes apresenta-se na Figura 34. .

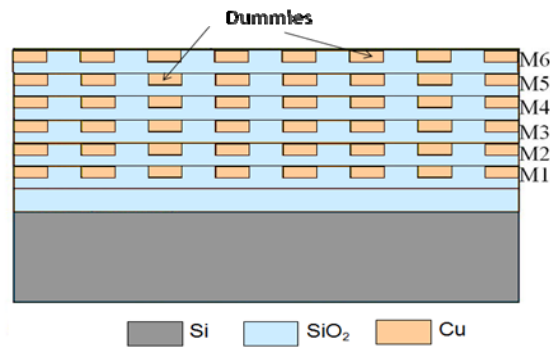


Figura 34 – Esquema representativo dos níveis metálicos repletos de "dummies".

A realização da simulação dos "dummies" através de simuladores eletromagnéticos em 3D não foi possível devido as suas pequenas dimensões, então se obteve uma aproximação deste novo ambiente considerando os "dummies" como uma camada metálica de espessura igual a 2 μm , de condutividade $\sigma = 5.96 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ e de dimensões laterais finitas de aproximadamente 2 mm. Esta camada metálica localiza-se abaixo de cada antena. Este novo modelo de sistema esta representado pela Figura 35.

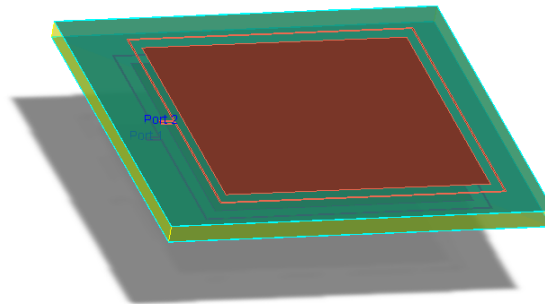


Figura 35 – Esquema do novo modelo de sistema (inserção de uma camada metálica, representado os "dummies", abaixo das antenas).

Apresenta-se a seguir a comparação dos coeficientes de reflexão e de transmissão simulados pelo CST-MWS para um par de antenas *loop's*, antes e após da inserção da camada metálica no sistema considerando as três posições estudadas anteriormente: direta (Figura 36), inversa (Figura 37) e cruz (Figura 38).

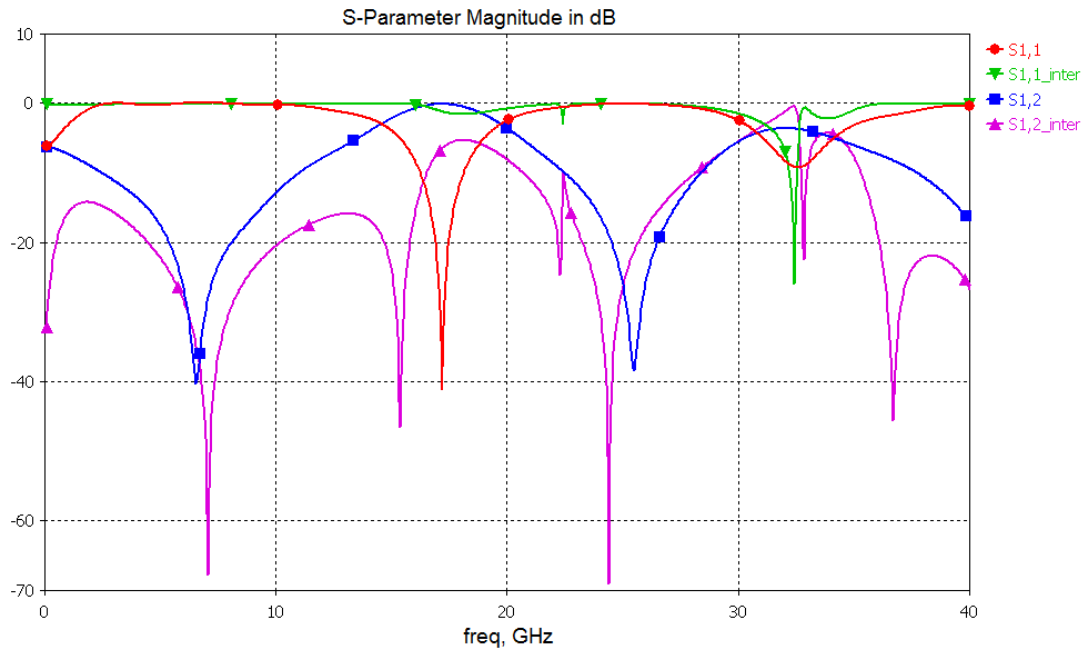


Figura 36 – Comparação dos coeficientes de reflexão e de transmissão do sistema formado por um par de antenas na posição de estudo direta, antes e após a inserção das camadas metálicas.

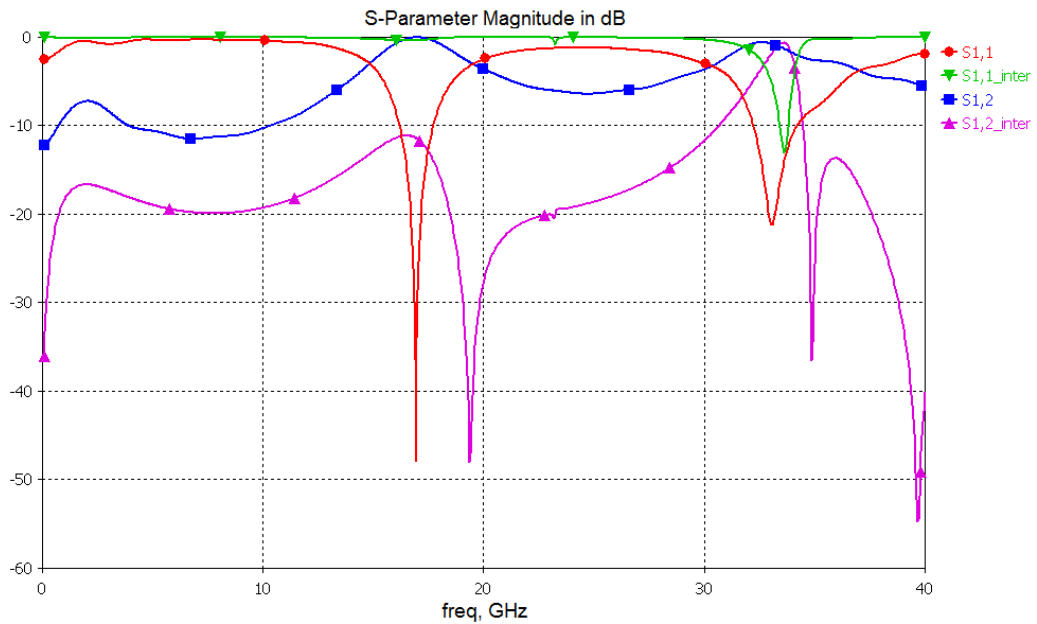


Figura 37 – Comparação dos coeficientes de reflexão e de transmissão do sistema formado por um par de antenas na posição de estudo inversa, antes e após a inserção das camadas metálicas.

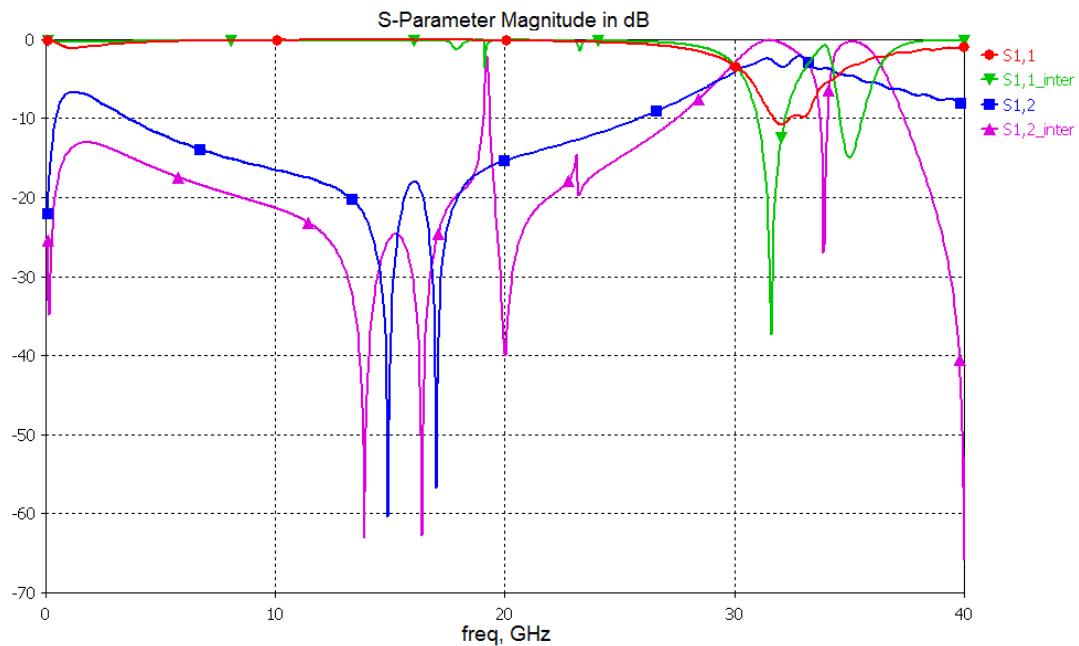


Figura 38 – Comparação dos coeficientes de reflexão e de transmissão do sistema formado por um par de antenas na posição de estudo cruz, antes e após a inserção das camadas metálicas.

Dentre os resultados apresentados acima (figuras 36, 37 e 38), observa-se que as antenas sofreram os efeitos de desadaptação e que as frequências de ressonâncias foram deslocadas com a adição das camadas metálicas ao sistema. Estes efeitos eram esperados, pois os campos eletromagnéticos das antenas *loop's* passam pelo interior das antenas e a presença da camada de metal interfere diretamente no comportamento dos campos. No entanto, nota-se que mesmo na presença destas interferências eletromagnéticas no ambiente de estudo, a transmissão do sistema inter-chip é realizável e que no caso da posição cruz os efeitos causados pela presença das camadas metálicas foram benéficos, pois ajudaram na adaptação das antenas.

Considerando estes novos parâmetros no sistema de estudo, escolhe-se a posição cruz por apresentar o melhor coeficiente de transmissão dentre as três posições estudadas após a inserção da camada metálica. Em seguida realizou-se a transmissão do sinal quadrado na frequência 32 GHz a fim de analisar as perdas existentes no sistema. O esquema representativo deste sistema é apresentado pela figura 27, à figura 39 mostra os resultados obtidos na simulação desta nova configuração a figura 40 representa os resultados simulados do sistema após o tratamento de sinal utilizado para eliminar os ruídos.

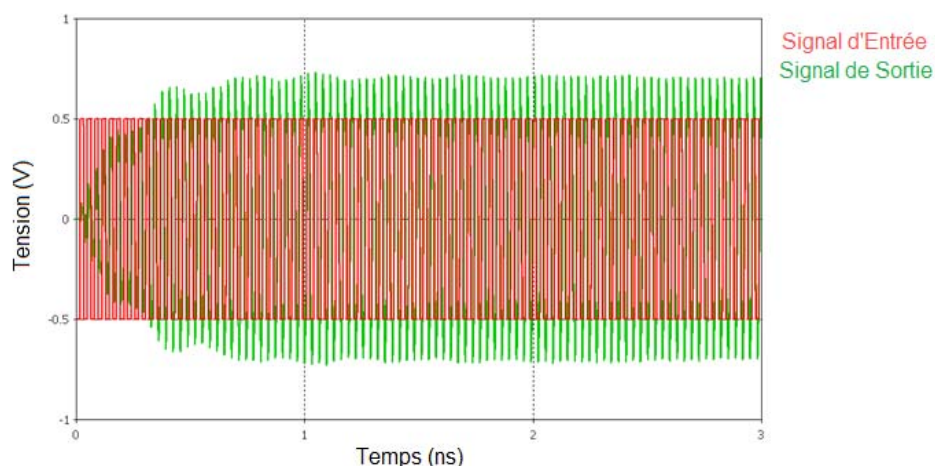


Figura 39 – Representação dos sinais de entrada e saída do sistema após a inserção da camada metálica simulados na frequência de 32 GHz .

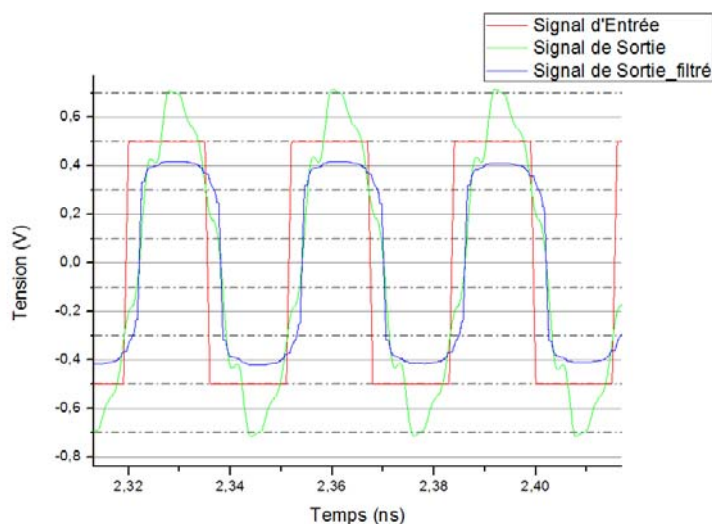


Figura 40 – Representação dos sinais de entrada e saída do sistema após a inserção da camada metálica, antes e após o tratamento de sinal utilizando um filtro passa-faixa simulado na frequência de 32 GHz.

Realizou-se a comparação entre os resultados obtidos pela transmissão de um sinal quadrado na frequência de 16 GHz simulado anteriormente para o sistema na posição inversa sem a presença das camadas metálicas e os resultados simulados recentemente (Figura 40) do sistema com a presença das camadas metálicas.

Os dados relativos aos valores dos coeficientes de reflexão e de transmissão, assim com a amplitude dos sinais de saída após o tratamento contra ruído do sistema antes e após a inserção das camadas metálicas, estão organizados na tabela 3. A amplitude dos sinais de entrada do sistema é de 0,5 V.

	Sistema sem a presença da camada metálica	Sistema com a presença da camada metálica
Frequência	16 GHz	32 GHz
S11	-26,43 dB	-38,2 dB
S12	-0,34 dB	-0,18 dB
Amplitude do sinal de saída	0,470 V	0,410 V

Tabela 3 – Comparação dos valores dos coeficientes de reflexão e de transmissão, assim com da amplitude do sinal de saída após o tratamento contra ruído, antes e após a inserção das camadas metálicas.

Analisando os resultados organizados na tabela 3, observou-se que o sistema com a presença das camadas metálicas apresentou a frequência de ressonância aproximadamente duas vezes maior que a frequência de ressonância do sistema sem a presença das camadas metálicas e que a presença destas camadas no sistema aumentaram as perdas na transmissão do sistema inter-puta (0,090 V de perdas para o sistema com as camadas metálicas, contra 0,030 V de perdas para o sistema sem as camadas metálicas).

2.3 Configuração Back to Face

A integração em três dimensões (3D) é uma tecnologia emergente que permite o desenvolvimento de sistemas altamente integrados por empilhamento, conectando diferentes materiais, tecnologias e componentes funcionais.

O empilhamento 3D pode ser visto com uma técnica inovadora criada no intuito de minimizar as limitações impostas pelas interconexões convencionais, o substrato tipo SOI já faz uso desta tecnologia. Essa técnica permite realizar empilhamentos complexos com várias camadas de circuitos ativos superpostos. A partir desse momento, vamos estudar o impacto do empilhamento 3D tipo back to face no sistema inter-chip.

A configuração back to face é constituída de duas antenas *loop's* com as mesmas dimensões (ver figura 17); abaixo da primeira antena *loop* existe um substrato formado por uma camada dielétrica (SiO_2) com espessura de 3 μm e permissividade (ϵ_r) igual a 4,2, uma camada de silício (Si) com permissividade (ϵ_r) igual a 11,9 e uma segunda camada dielétrica (SiO_2) com espessura 6 μm e permissividade (ϵ_r) igual a 4,2. No interior da segunda camada dielétrica está localizada a segunda antena *loop* e abaixo desta camada encontra-se uma segunda camada de silício (Si). A figura 41 mostra essa configuração.

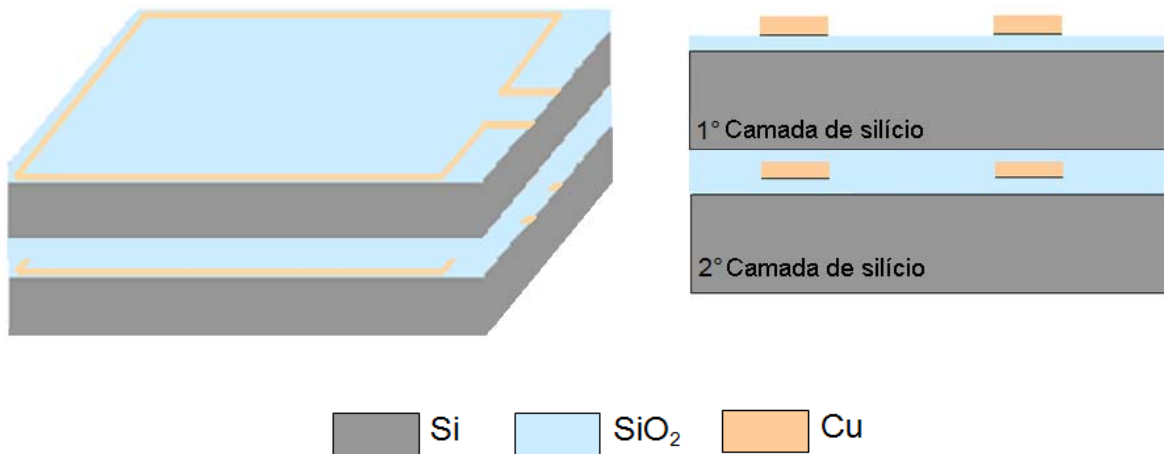


Figura 41 – Esquema representativo da configuração Back to face.

2.3.1 Influência da espessura da segunda camada de silício

Primeiramente estudou-se a influência da espessura da segunda camada de silício na configuração back to face. A espessura da primeira camada de silício foi fixada em 120 μm e variou-se a espessura da segunda camada de silício de 80 μm a 520 μm . Os resultados das simulações realizadas pelo ADS-Momentum são apresentadas nas figuras 42 e 43 e as realizadas pelo CST-MWS são apresentadas nas figuras 44 e 45.

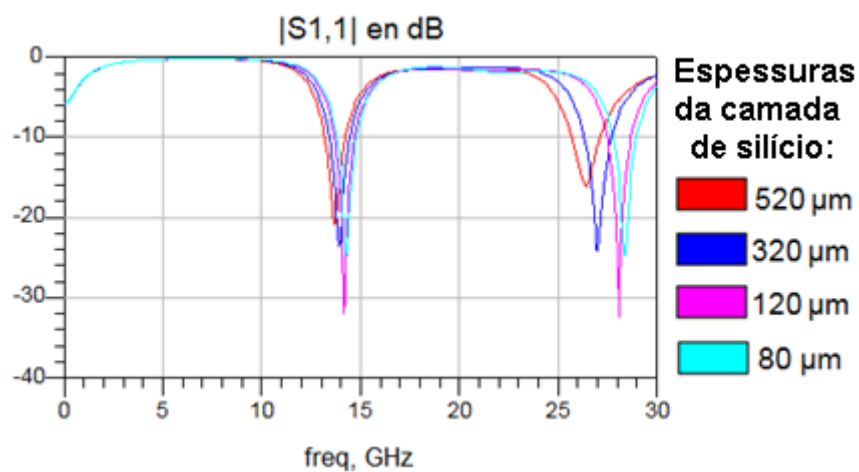


Figura 42 – Coeficientes de reflexão para diversos valores de espessura da 2ª camada de silício, simulados pelo ADS-Momentum.

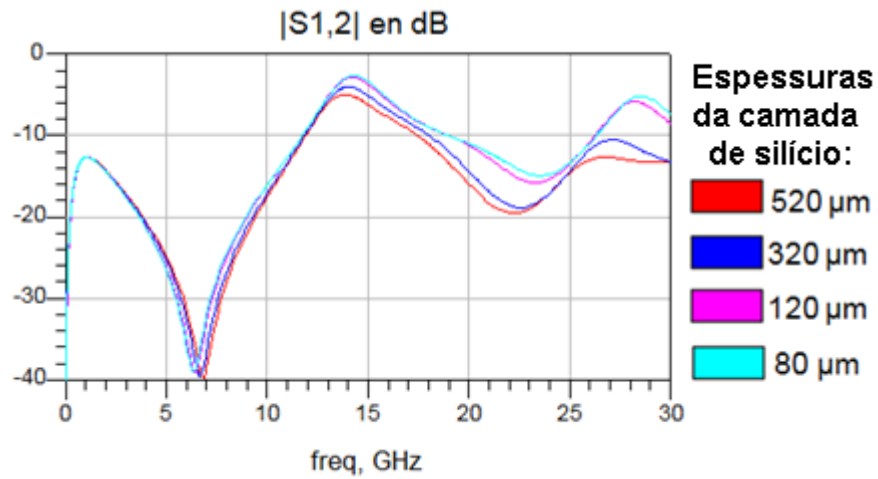


Figura 43 – Coeficientes de transmissão para diversos valores de espessura da 2ª camada de silício, simulados pelo ADS-Momentum.

Analisando as curvas das figuras 42 e 43, pode-se observar que o melhor coeficiente de reflexão da antena é obtido quando a espessura da segunda camada de silício é de 120 μm, e que o aumento da espessura resulta na diminuição do coeficiente de transmissão.

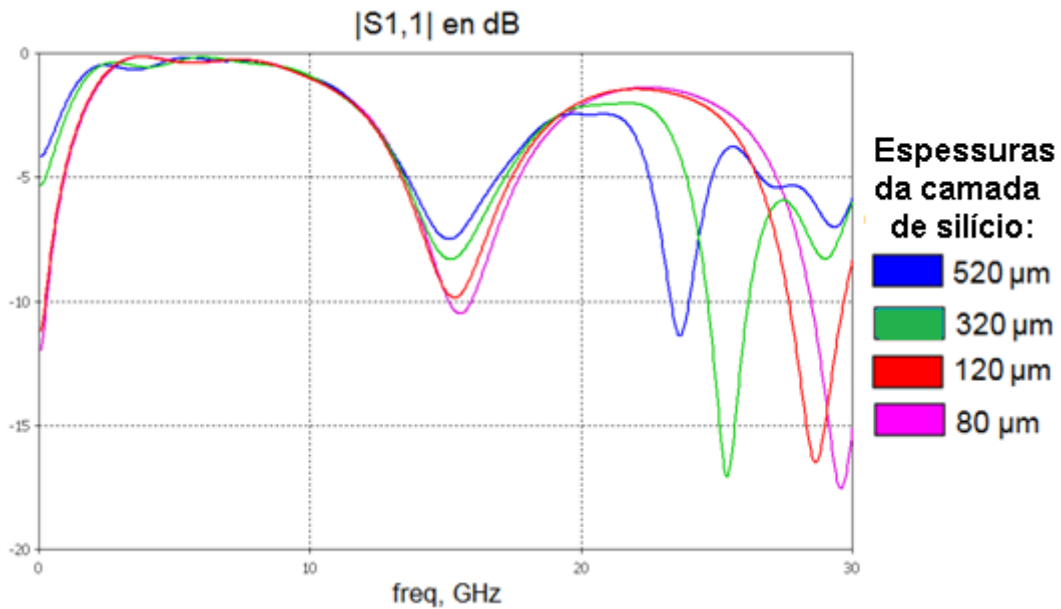


Figura 44 – Coeficientes de reflexão para diversos valores de espessura da 2ª camada de silício, simulados pelo CST-MWS.

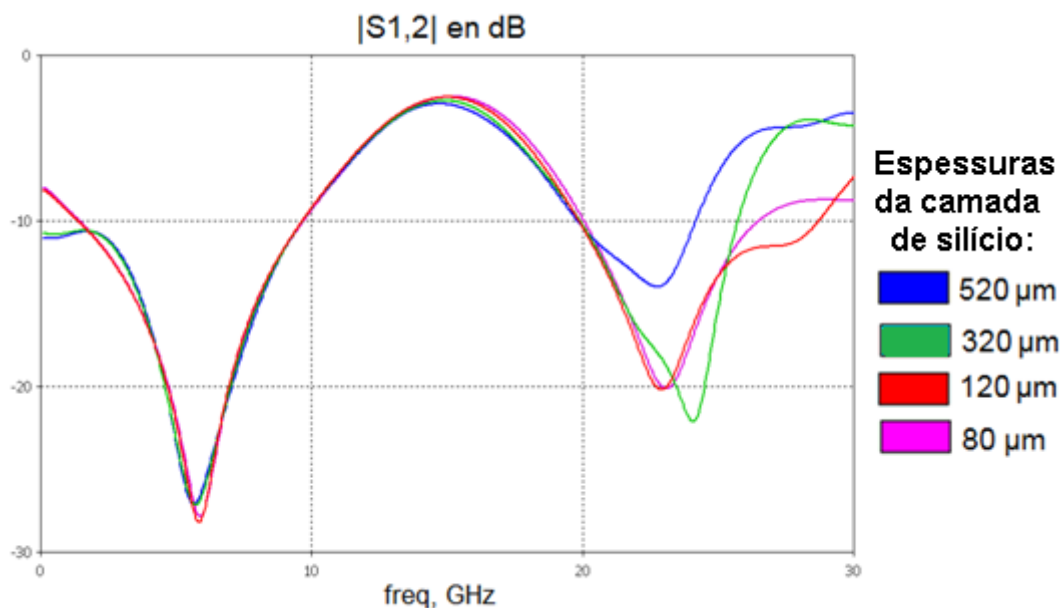


Figura 45 – Coeficientes de transmissão para diversos valores de espessura da 2ª camada de silício, simulados pelo CST-MWS.

Observa-se nas figuras 44 e 45 que o aumento da espessura da segunda camada de silício resulta na diminuição dos coeficientes de reflexão e transmissão. Após análise destes resultados, fixou-se a espessura da segunda camada de silício em 120 μm , pois é com essa espessura que o sistema apresenta o melhor desempenho nos dois programas de simulação.

2.3.2 Influência da resistividade

Em seguida, buscou-se entender a influência da resistividade do silício na configuração back to face. Variou-se então a resistividade das duas camadas de silício de 10 $\Omega\cdot\text{cm}$ à 1k $\Omega\cdot\text{cm}$; considerou-se também a perda do cobre atribuindo-lhe um valor de condutividade 5.10^7 S/m. A tabela 4 mostra um resumo dos parâmetros do sistema.

	ϵ_r	σ (S/m)	ρ ($\Omega\cdot\text{cm}$)	Espessura (μm)
Cu	-	5×10^7	-	1
SiO ₂	4.2	-	-	3
Si	11.9	-	10 - 1k	120

Tabela 4 – Resumo dos parâmetros da configuração Back to Face.

As curvas das figuras 46 e 47 mostram os resultados dos coeficientes de reflexão e de transmissão para diferentes valores de resistividade, simuladas no CST-MWS.

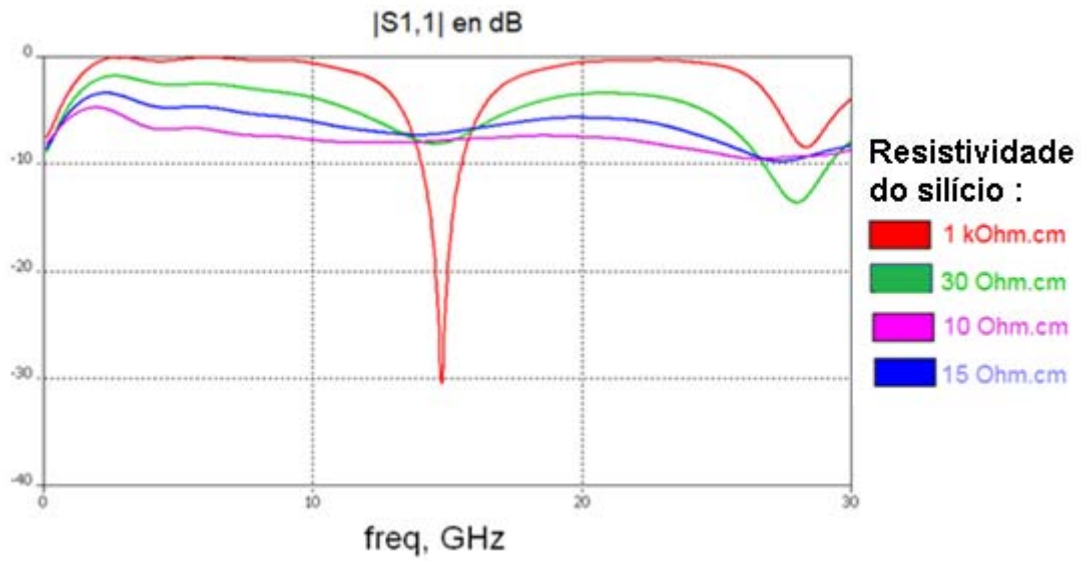


Figura 46 – Coeficientes de reflexão para diversos valores de resistividade do silício considerando as perdas o cobre ($\sigma = 5.10^7$ S/m), simulados pelo CST-MWS.

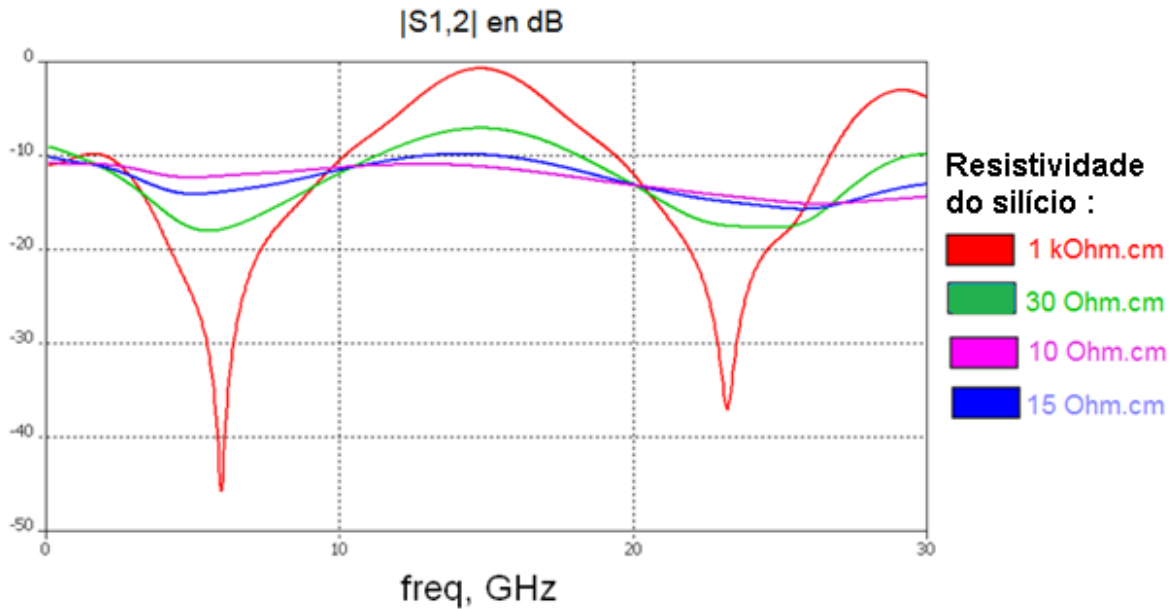


Figura 47 – Coeficientes de transmissão para diversos valores de resistividade do silício considerando as perdas o cobre ($\sigma = 5.10^7$ S/m), simulados pelo CST-MWS.

As curvas das figuras 48 e 49 mostram os resultados dos coeficientes de reflexão e de transmissão para diferentes valores de resistividade, simulada no ADS-Momentum.

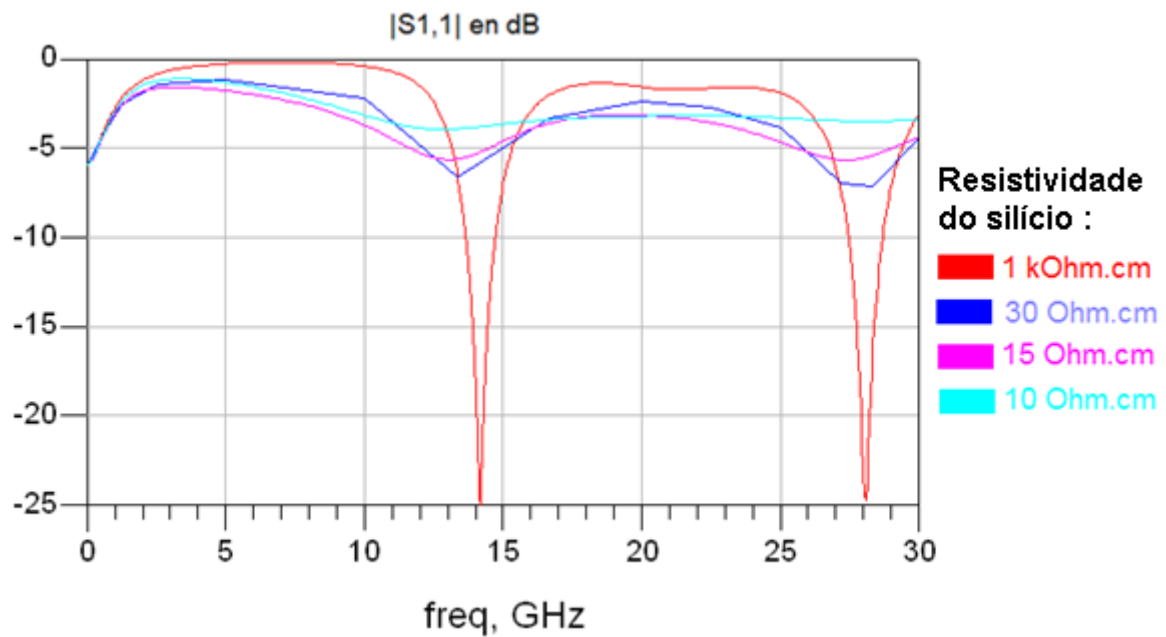


Figura 48 – Coeficientes de reflexão para diversos valores de resistividade do silício considerando as perdas o cobre ($\sigma = 5.10^7$ S/m), simulados pelo ADS-Momentum.

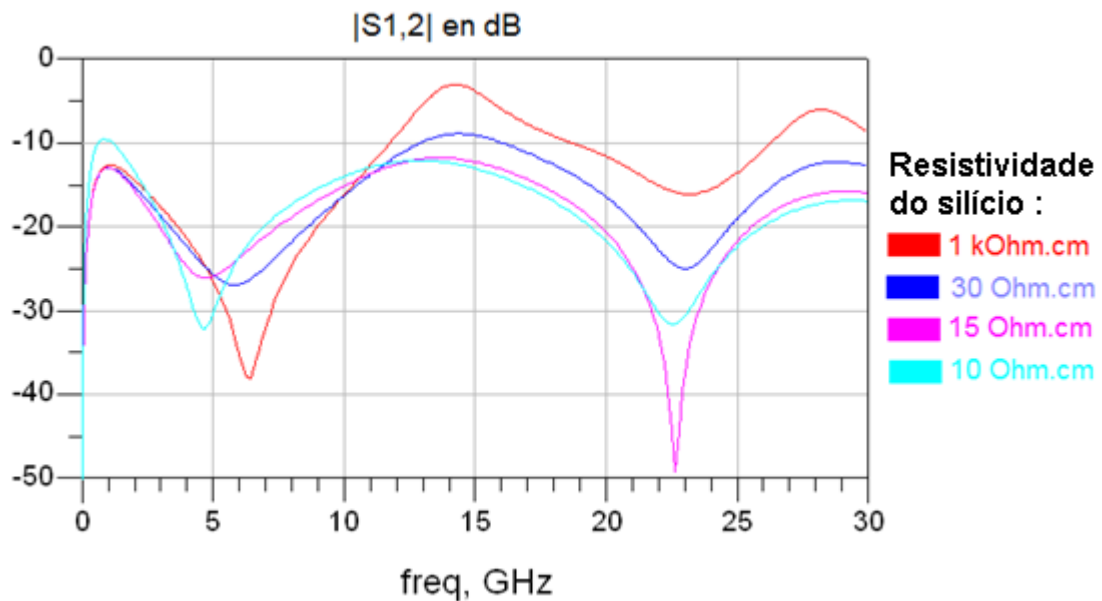


Figura 49 – Coeficientes de transmissão para diversos valores de resistividade do silício considerando as perdas o cobre ($\sigma = 5.10^7$ S/m), simulados pelo ADS-Momentum.

Observa-se nas figuras acima (Figuras 46, 47, 48 e 49) que o aumento da resistividade do silício resulta em um melhor desempenho na transmissão das antenas sobre silício.

Após análise dos estudos realizados anteriormente, pode-se deduzir que a camada de silício é a camada que mais influencia o desempenho da transmissão no sistema inter-puce. A diminuição da sua espessura e o aumento da resistividade resulta no aumento da potência transmitida.

2.3.3 Efeitos de acoplamento

O estudo dos efeitos de acoplamento para a configuração back to face foi realizado considerando todos os parâmetros estudados anteriormente: as espessuras das camadas de silício foram fixadas em 120 μm e sua resistividade em 1 $\text{k}\Omega\cdot\text{cm}$. Considerou-se também a inserção das camadas metálicas com espessura de 2 μm , condutividade $\sigma = 5,96 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ e dimensões laterais finitas de aproximadamente 2 mm, que estão localizadas abaixo de cada antena. Esta configuração é mostrada na figura 50.

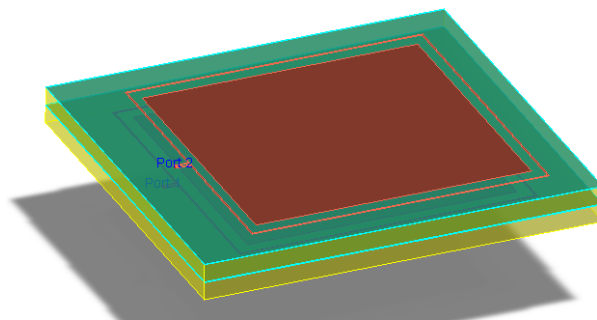


Figura 50 – Esquema representativo da configuração back to face com a presença das camadas metálicas.

Primeiramente realizaram-se as simulações da configuração representada pela Figura 50 nas três posições estudadas: direta, inversa e cruz. Os resultados das simulações realizadas pelo CST-MWS nas posições direta, inversa e cruz são mostradas respectivamente pelas figuras 51, 52 e 53.

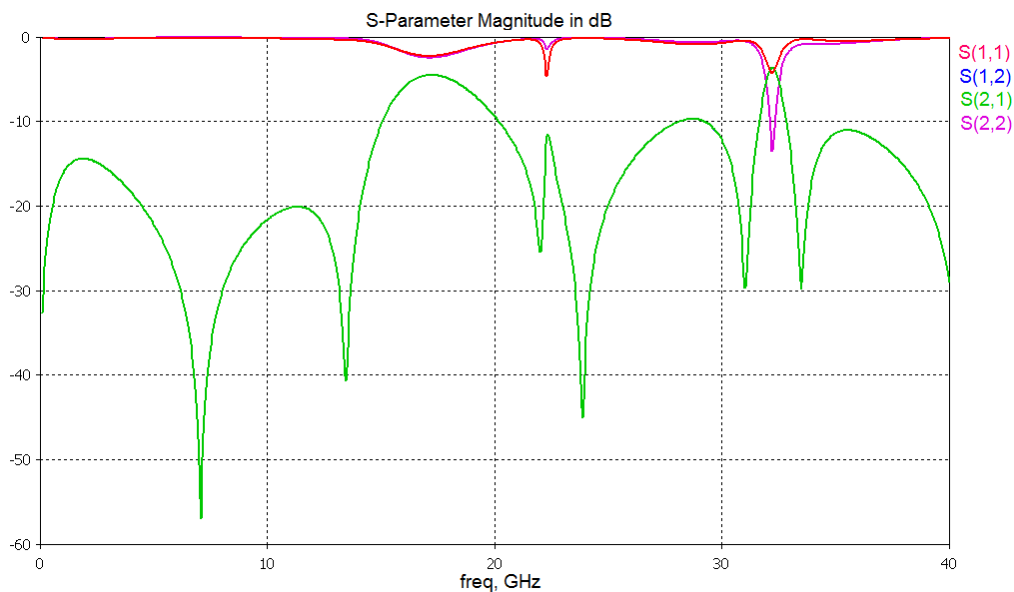


Figura 51 – Parâmetros S da configuração back to face com a presença das camadas metálicas simuladas pelo CST-MWS na posição direta.

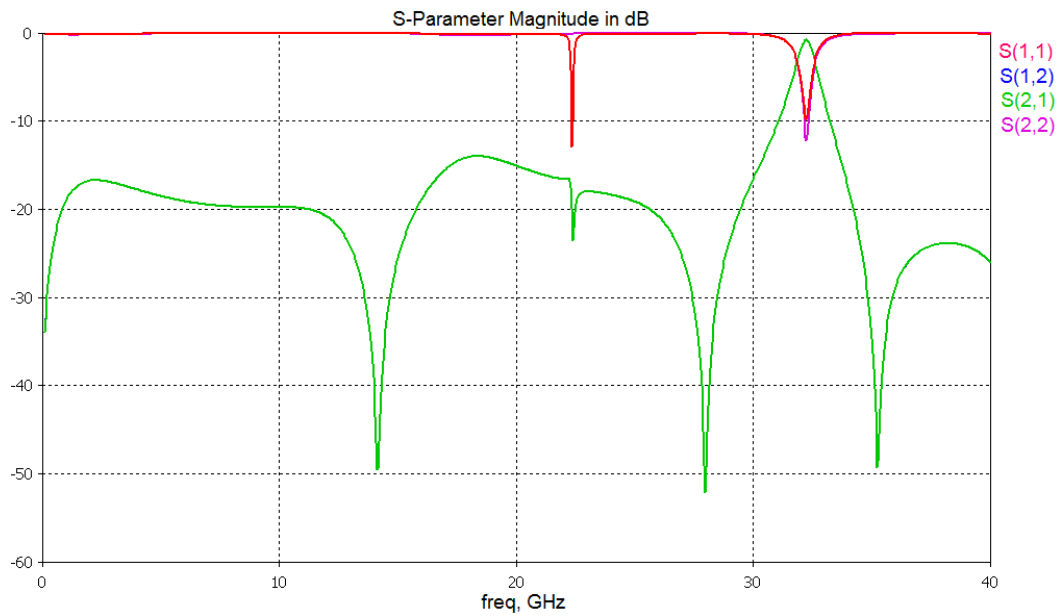


Figura 52 – Parâmetros S da configuração back to face com a presença das camadas metálicas simuladas pelo CST-MWS na posição inversa.

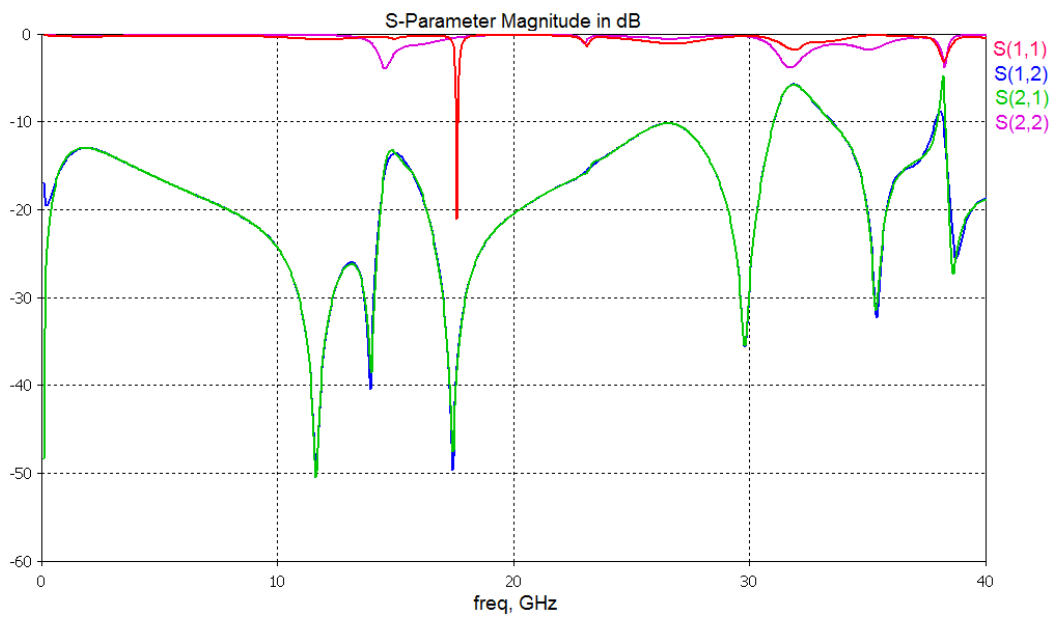


Figura 53 – Parâmetros S da configuração back to face com a presença das camadas metálicas simuladas pelo CST-MWS na posição cruz.

Observa-se nas figuras acima (Figuras 51, 52 e 53) que as antenas apresentam coeficientes de reflexão diferentes (o parâmetro S_{11} difere do parâmetro S_{22}). Esta diferença pode ser justificada pelo fato das antenas estarem localizadas em ambientes diferentes, uma antena está situada no interior de uma camada dielétrica (SiO_2) e a outra está localizada entre

uma camada dielétrica e o ar. A posição em que o parâmetro S11 está mais próximo do parâmetro S22 e também apresenta o melhor coeficiente de transmissão é a inversa.

Em seguida estudou-se o comportamento da configuração back to face ao transmitir um sinal quadrado; escolheu-se a posição que apresentou o melhor coeficiente de transmissão (a inversa). Utilizou-se o mesmo princípio apresentado anteriormente e mostrado pela figura 27, o sinal quadrado foi enviado na frequência de ressonância do sistema (32 GHz). A figura 54 apresenta os resultados simulados pelo CST-MWS após o tratamento de sinal utilizado para eliminar os ruídos.

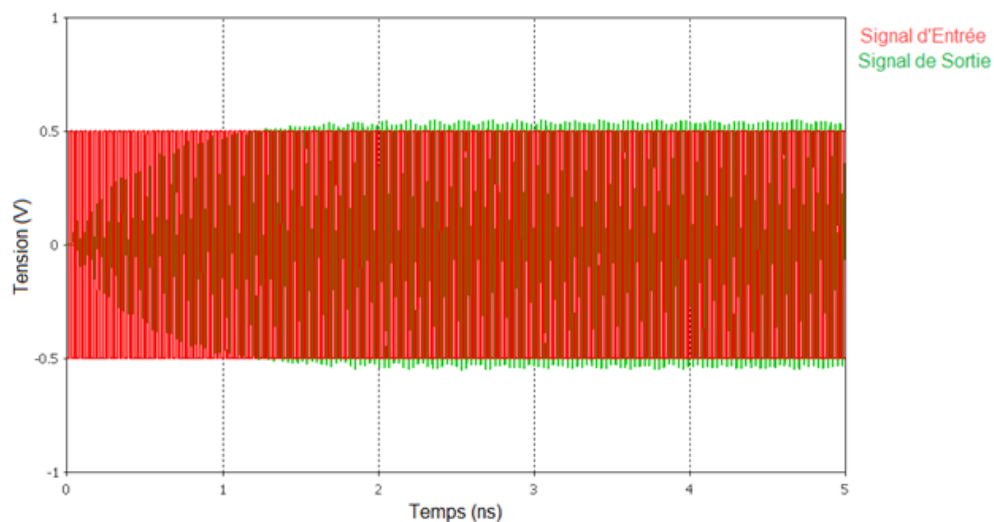


Figura 54 – Representação dos sinais de entrada e saída da configuração back to face com a presença das camadas metálicas simulados na frequência de 32 GHz.

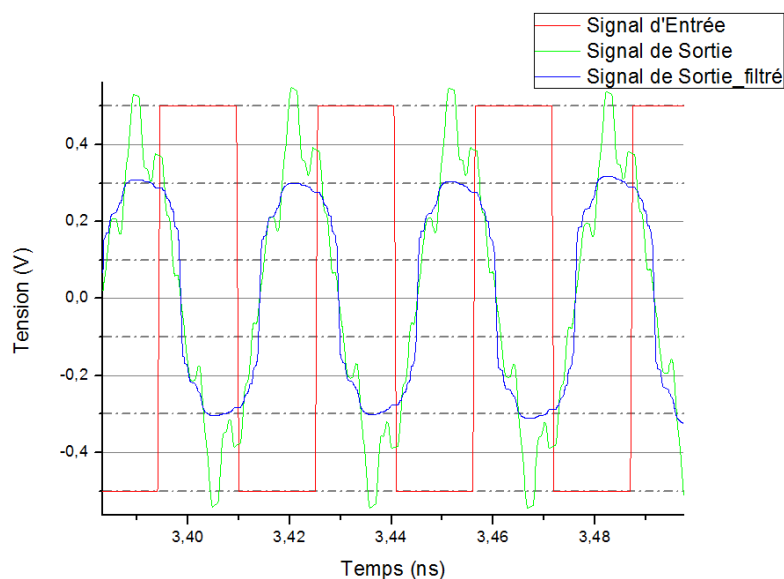


Figura 55 – Representação dos sinais de entrada e de saídas da configuração back to face com a presença das camadas metálicas antes e após o tratamento realizado por um filtro passa-faixa,.

As diferenças da configuração back to face apresentada pela Figura 50 em relação à configuração representada pela Figura 35, são a presença de uma segunda camada de silício e o fato da segunda antena *loop* (localiza-se no interior da camada dielétrica) está inserida no ambiente diferente da primeira antena *loop* (localiza-se entre a camada dielétrica e o ar).

No intuito de analisar o impacto da inserção de uma segunda camada de silício no desempenho da transmissão do sistema, compararam-se os resultados obtidos para a transmissão do sinal quadrado na frequência de 32 GHz simulados anteriormente para a configuração representada pela Figura 35 e os resultados simulados recentemente que caracterizam a configuração back to face mostrada pela Figura 50.

Os dados relativos aos valores dos coeficientes de reflexão e de transmissão, assim como a amplitude dos sinais de saída após a filtragem, para o sistema com e sem a presença da segunda camada de silício, estão organizados na tabela 5. Para todas as frequências simuladas, a amplitude do sinal de entrada foi de 0,5 V.

	Sistema sem a presença da 2ª camada de silício	Sistema com a presença da 2ª camada de silício (configuração back to face)
Frequência	32 GHz	32 GHz
S11	-38,2 dB	-10 dB
S12	-0,18 dB	- 2,1
S22	-38,2 dB	- 12 dB
Amplitude do sinal de saída	0,410 V	0,310 V

Tabela 5 – Comparação dos coeficientes de reflexão e de transmissão, assim como a amplitude dos sinais de saída após a filtragem, para o sistema com e sem a presença 2ª camada de silício.

Analisando os resultados representados na tabela 5, nota-se que a inserção da segunda camada de silício ao sistema resulta na desadaptação das antenas diminuindo os coeficientes de reflexão e aumentando das perdas na transmissão. Entretanto, observa-se que mesmo com o aumento das perdas na transmissão, o sinal recebido apresentou mais que a metade do sinal emitido.

Capítulo 3: Validação Experimental

A comparação entre as simulações eletromagnéticas e as medições constitui uma etapa natural para este estudo. Este último capítulo foi elaborado com o objetivo de verificar a fiabilidade dos softwares ADS-Momentum e CST-MWS.

Devido às dificuldades existentes nos estudos de novas tecnologias e da curta duração do projeto não foi possível realizar a validação completa do sistema, então foi proposto que as medições fossem realizadas em uma versão simplificada do sistema, na qual as dimensões do sistema foram aumentadas tornando-se possível a fabricação de um protótipo do sistema.

Primeiramente, o estudo experimental iniciou-se pela descrição da versão simplificada do sistema. Em seguida estudou-se a influência que a permissividade e a resistividade do substrato exercem sobre o desempenho na transmissibilidade do sistema.

3.1 Sistema Experimental

O sistema experimental estudado consiste basicamente em duas antenas *loop's* de mesmas dimensões, representadas pela Figura 56. As antenas são separadas uma da outra por um substrato multicamada composto de uma camada de silício de permissividade $\epsilon_r = 11.9$ e espessura de $300 \mu\text{m}$ e uma camada dielétrica com espessura de $800 \mu\text{m}$. As antenas foram gravadas sobre a camada dielétrica. O sistema descrito está representado na Figura 57.

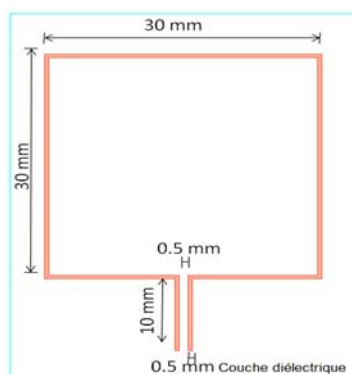


Figura 56 – Dimensões das antenas *loop's*.

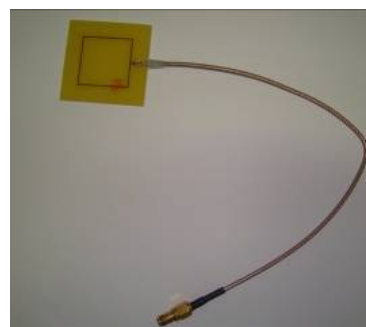


Figura 57 – Representação real de uma antena *loop*.

3.1.1 Influência da permissividade do dielétrico

Com o objetivo de estudar a influencia que a permissividade do dielétrico exerce sobre os desempenhos de transmissão do sistema, as antenas foram gravadas em dois tipos diferente de substrato: o substrato Fr4 de permissividade $\epsilon_r = 4.2$ e tangente de perdas de 0.025 e o substrato Roger 4003 de permissividade $\epsilon_r = 3.55$ e tangente de perdas de 0.0027. A primeira configuração estudada é composta por duas antenas *loop's* separadas uma da outra por duas camadas dielétricas como representado na Figura 58.

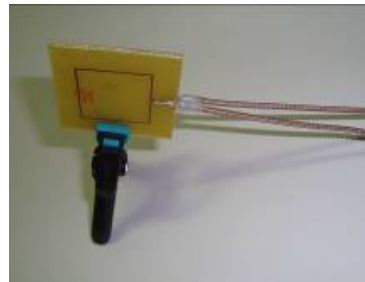


Figura 58 – Representação da configuração formada por duas antenas *loop's* separadas por duas camadas dielétricas.

As medições dos parâmetros S das antenas apresentadas neste capítulo foram realizadas na sala de manipulações do laboratório IMEP-LAHC através do equipamento VNA (Vector NetWork Analyser) 8510 – HP e as simulações foram realizadas fazendo uso dos softwares ADS-Momentum e CST-MWS.

Primeiramente, efetuou-se a comparação dos resultados medidos com os resultados simulados pelos softwares ADS-Momentum e CST-MWS utilizando o substrato Fr4. As figuras abaixo (Figura 59 e Figura 60) representam estes resultados.

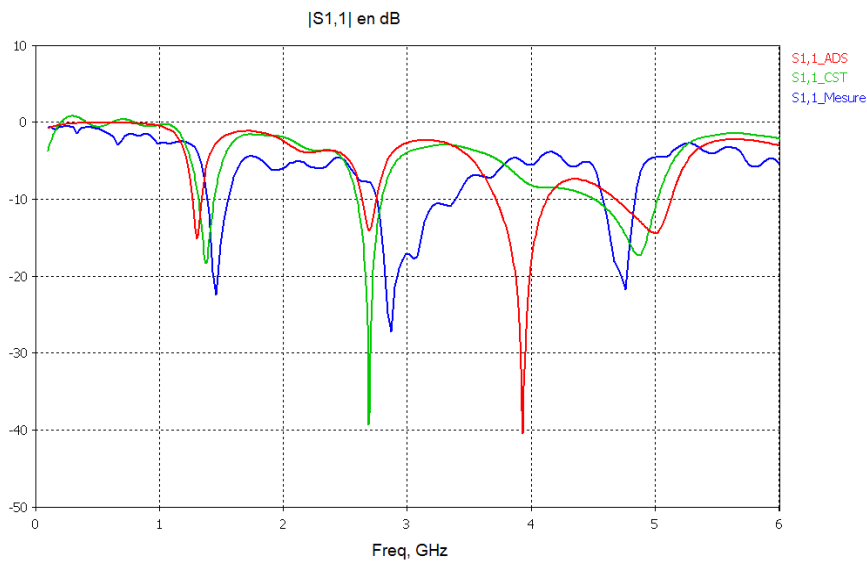


Figura 59 – Comparação entre os coeficientes de reflexão medidos e os simulados utilizando o substrato Fr4.

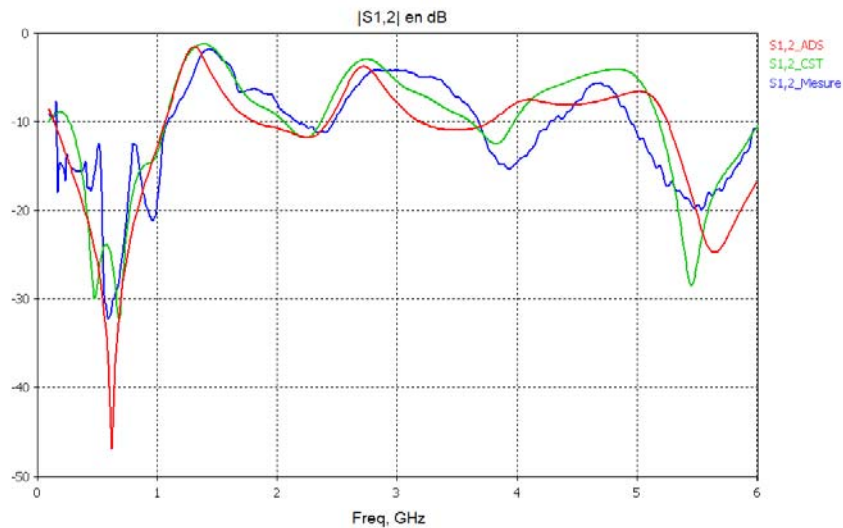


Figura 60 – Comparação entre os coeficientes de transmissão medidos e os simulados utilizando o substrato Fr4.

Em seguida mudou-se o substrato para o Roger 4003 e realizou-se a mesma comparação entre os resultados medidos e os simulados. As figuras a seguir (Figura 61 e Figura 62) apresentam estas comparações.

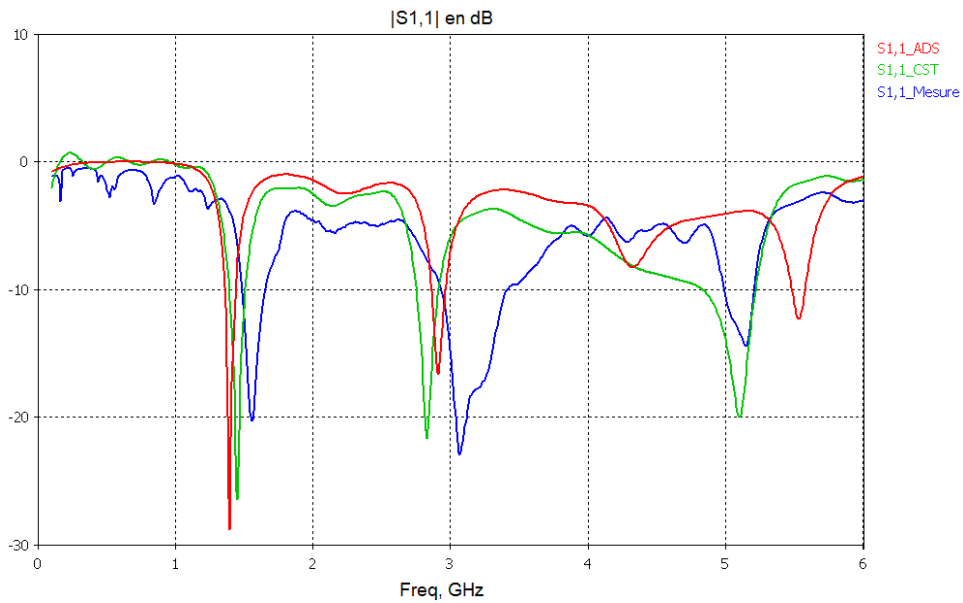


Figura 61 – Comparação entre os coeficientes de reflexão medidos e os simulados utilizando o substrato Roger 4003.

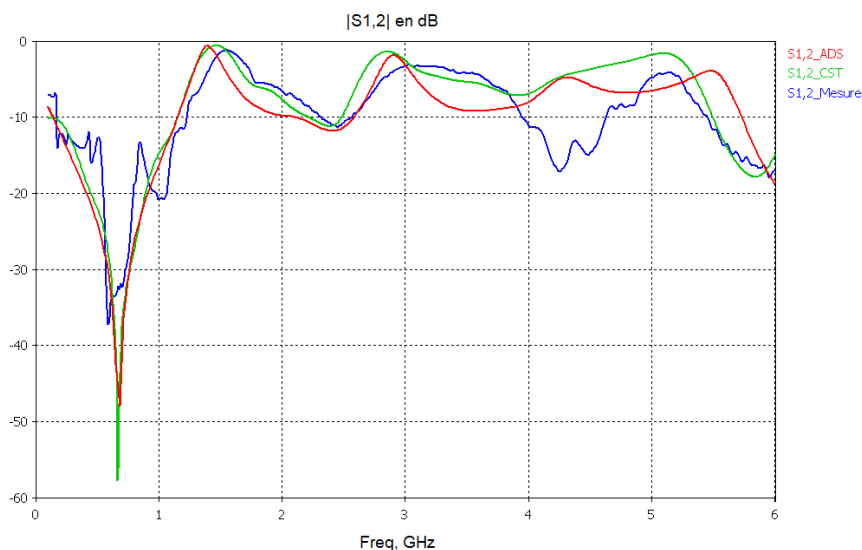


Figura 62 – Comparação entre os coeficientes de transmissão medidos e os simulados utilizando o substrato Roger 4003.

Analisando as comparações apresentadas anteriormente (Figuras 59, 60, 61 e 62) observa-se que há um defasamento na frequência de ressonância das antenas dos resultados medidos com relação aos resultados simulados e que este defasamento é maior para as simulações realiza pelo ADS-Momentum do que as simulações realiza por CST-MWS. As simulações realizadas pelo ADS-Momentum também apresentam uma frequência de ressonância a mais que as simulações realizadas pelo CST-MWS e que os resultados medidos.

Referindo-se ao coeficiente de transmissão, as comparações entre os resultados medidos e os simulados apresentam um comportamento semelhante em quase toda a faixa de frequência.

Com o objetivo de estudar o impacto dos materiais com diferentes permissividades sobre o sistema e analisar se os resultados medidos apresentam o mesmo comportamento que os resultados simulados no Capítulo 2 comparou-se os resultados medidos dos dois tipos de substratos. Esta comparação esta representada pelas Figuras 63 e 64.

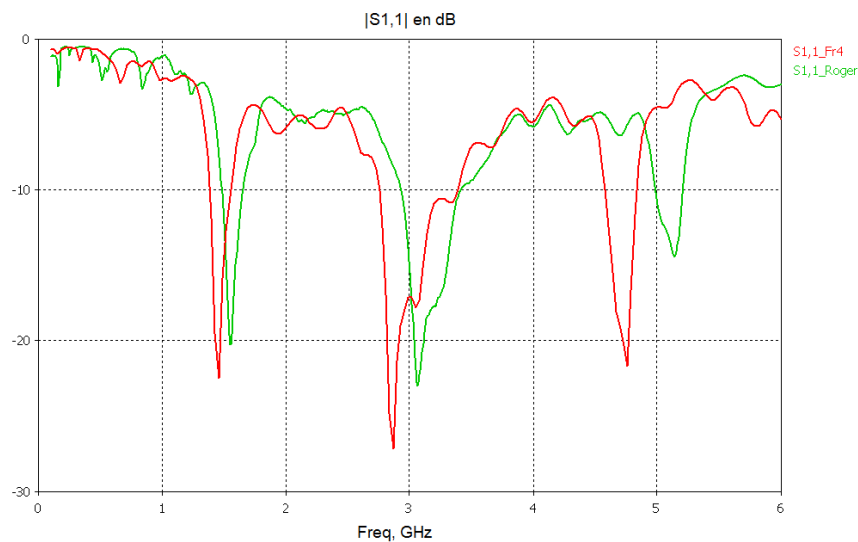


Figura 63 – Comparação dos coeficientes de reflexão medidos para diferentes tipos de substratos: Fr4 e Roger 4003.

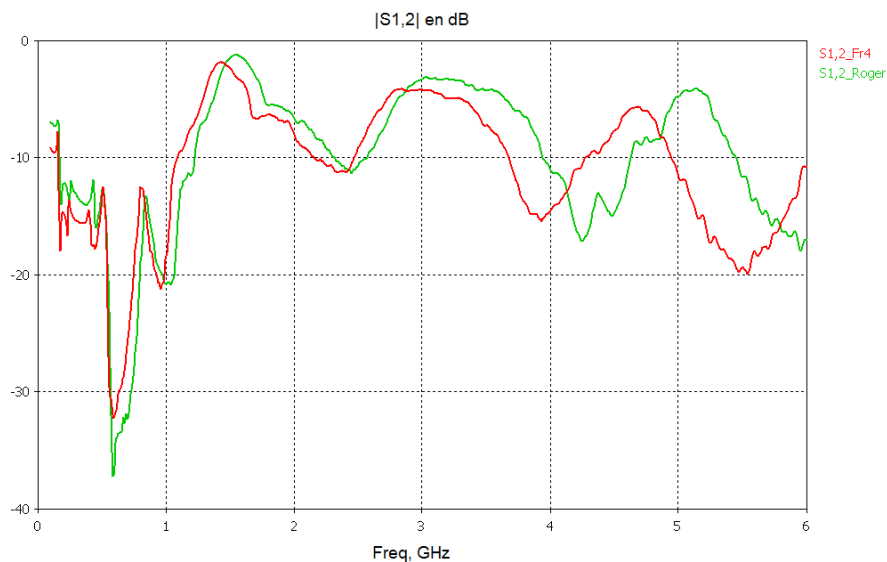


Figura 64 – Comparação dos coeficientes de transmissão medidos para diferentes tipos de substratos: Fr4 e Roger 4003.

Analisando as figuras acima (figuras 63 e 64), observa-se que o sistema com o substrato Fr4 de permissividade (ϵ_r) 4.2 apresenta maior coeficiente de reflexão que o sistema com o substrato Roger 4003 de permissividade (ϵ_r) 3.55. No entanto, o sistema com o

substrato Roger 4003 apresenta um melhor coeficiente de transmissão. Este resultado poder ser justificado pelo fato da tangente de perdas do Roger 4003 ser menor que a tangente de perdas do Fr4. Fixa-se o substrato Fr4 como o substrato padrão do sistema para análise das futuras configurações estudadas neste capítulo, pois o Fr4 ($\epsilon_r = 4.2$) apresenta uma melhor abordagem do sistema real.

3.1.2 Influência da resistividade do silício

O efeito da resistividade sobre o sistema é estudada em termo de dopagem do silício. O aumento da dopagem do silício implica no aumento de sua condutividade que por conseqüência reduz a sua resistividade, pois a resistividade dada em $\Omega.cm$ é inversamente proporcional a condutividade (S/m, por Siemens par metros) $\rho = 1 / \sigma$, então um substrato de alta resistividade, por exemplo 1 k $\Omega.cm$, equivale a um substrato de baixa condutividade (0.1 S/m).

Com o intuito de estudar o impacto da resistividade sobre o sistema, varia-se a resistividade do silício de 0,2 $\Omega.cm$ à 4 $\Omega.cm$ e utiliza-se da configuração descrita pela Figura 65 que é composta por duas antenas *loop's* separadas por diferentes camadas (Fr4+silício+Fr4).

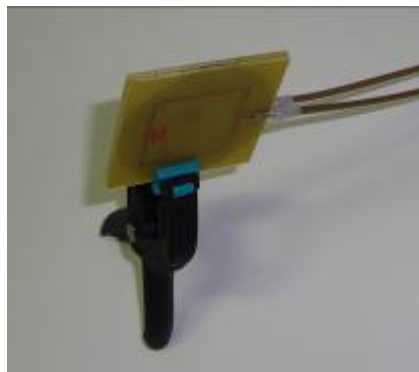


Figura 65 – Representação da configuração formada por duas antenas *loop's* separadas pelo substrato (Fr4 + Silício + Fr4).

A comparação entre os resultados medidos e os simulados com relação às antenas *loop's* sobre o substrato Fr4 em que se variaram os valores de resistividade da camada de silício está representada pelas Figuras a seguir.

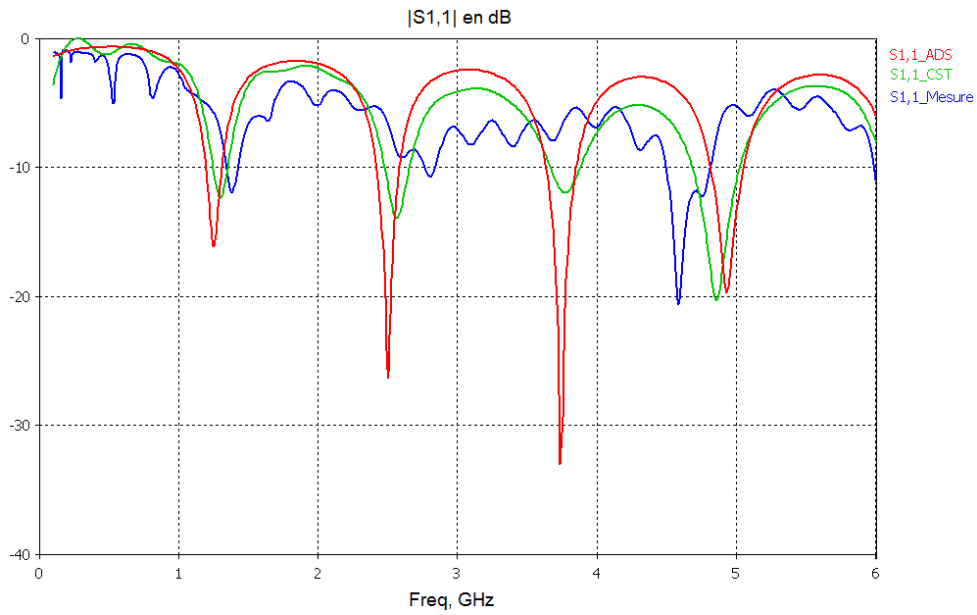


Figura 66 – Comparação entre os coeficientes de reflexão medidos e os simulados para o substrato com a camada de silício com resistividade de 0,2 Ω .cm.

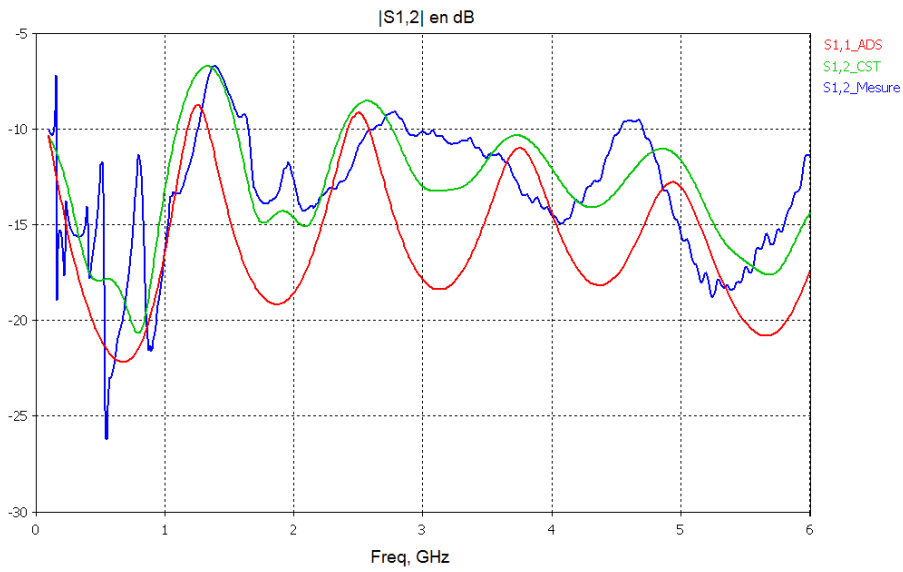


Figura 67 – Comparação entre os coeficientes de transmissão medidos e os simulados para o substrato com a camada de silício com resistividade de 0,2 Ω .cm.

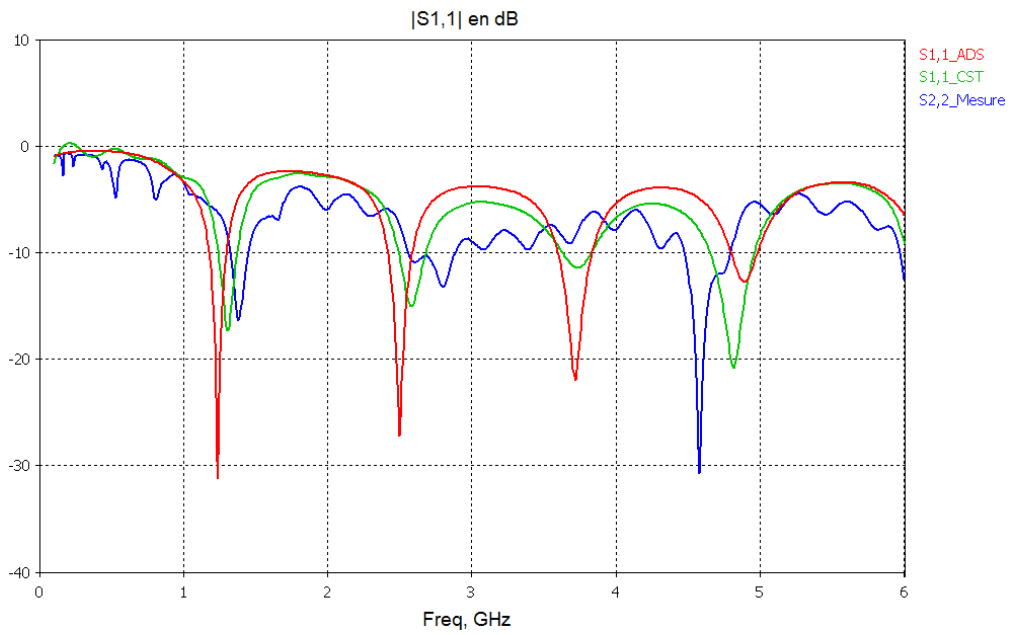


Figura 68 – Comparação entre os coeficientes de reflexão medidos e os simulados para o substrato com a camada de silício com resistividade de $1 \Omega \cdot \text{cm}$.

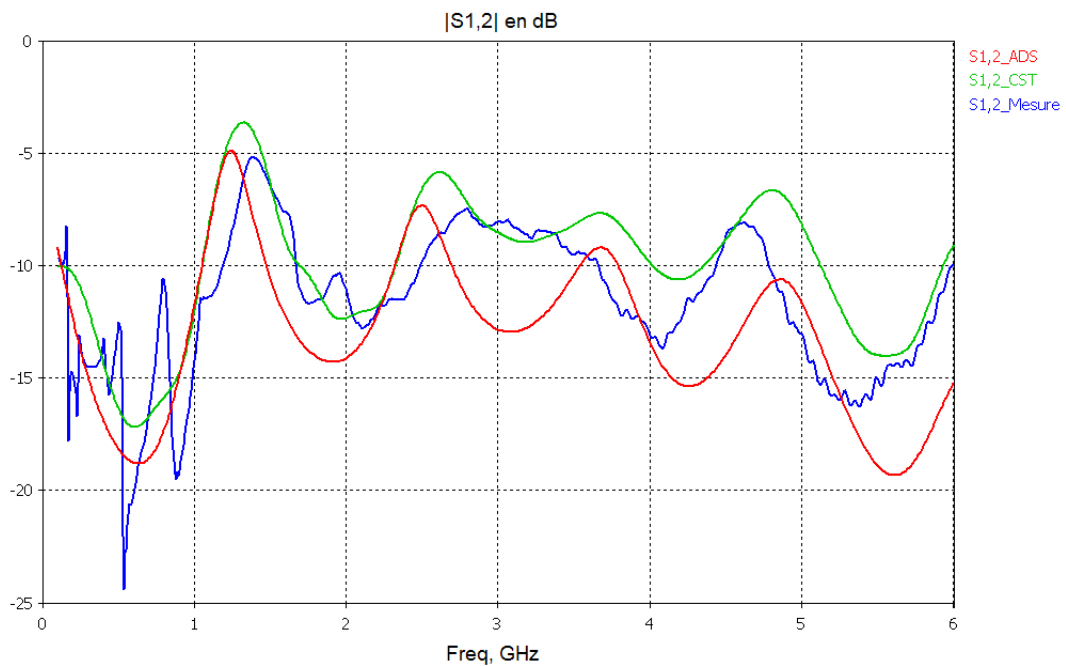


Figura 69 – Comparação entre os coeficientes de transmissão medidos e os simulados para o substrato com a camada de silício com resistividade de $1 \Omega \cdot \text{cm}$.

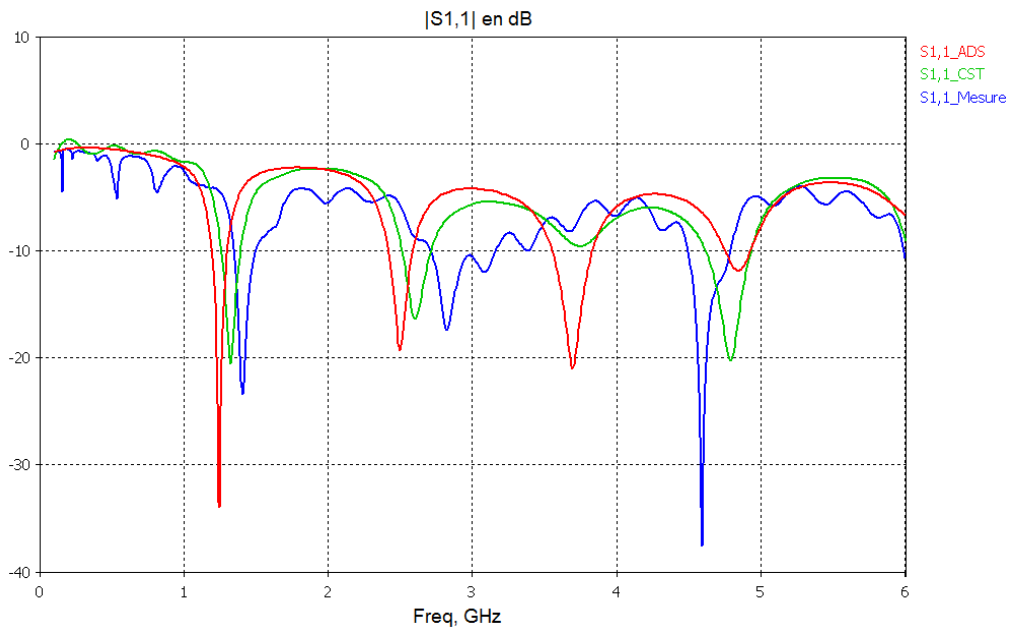


Figura 70 – Comparação entre os coeficientes de reflexão medidos e os simulados para o substrato com a camada de silício com resistividade de 4 Ω .cm.

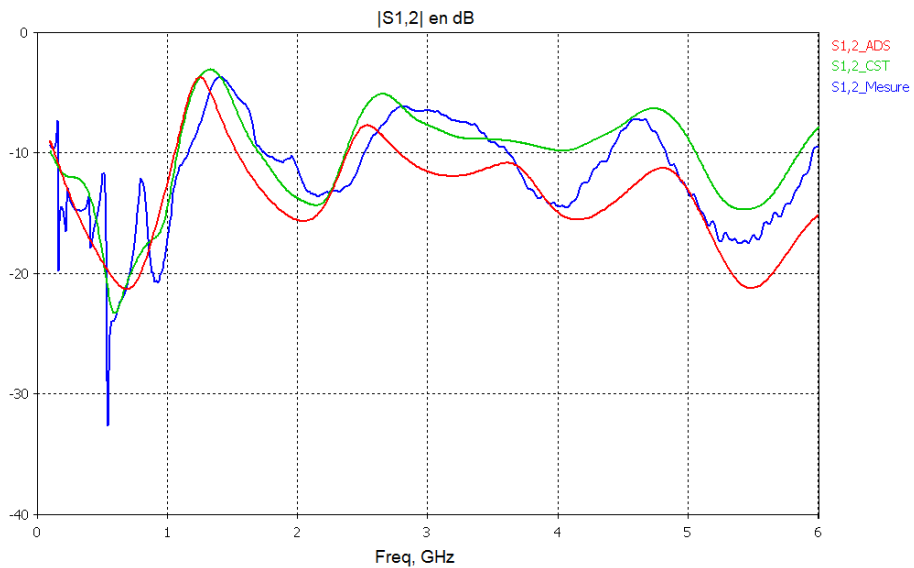


Figura 71 – Comparação entre os coeficientes de transmissão medidos e os simulados para o substrato com a camada de silício com resistividade de 4 Ω .cm.

Observando as figuras acima (figuras 66, 67, 68, 69, 70 e 71) constatou-se que existe uma defasagem da frequência de ressonância das antenas comparando os resultados medidos com os simulados e que os resultados apresentados na simulação com o CST-MWS são os que mais se assemelham dos resultados medidos.

Em seguida compararam-se os coeficientes de reflexão e de transmissão medidos dos substratos de silício de diferentes resistividades com o objetivo de analisar se os resultados medidos apresentam o mesmo comportamento que os resultados simulados no capítulo 2. Estes resultados estão representados pelas Figuras 72 e 73.

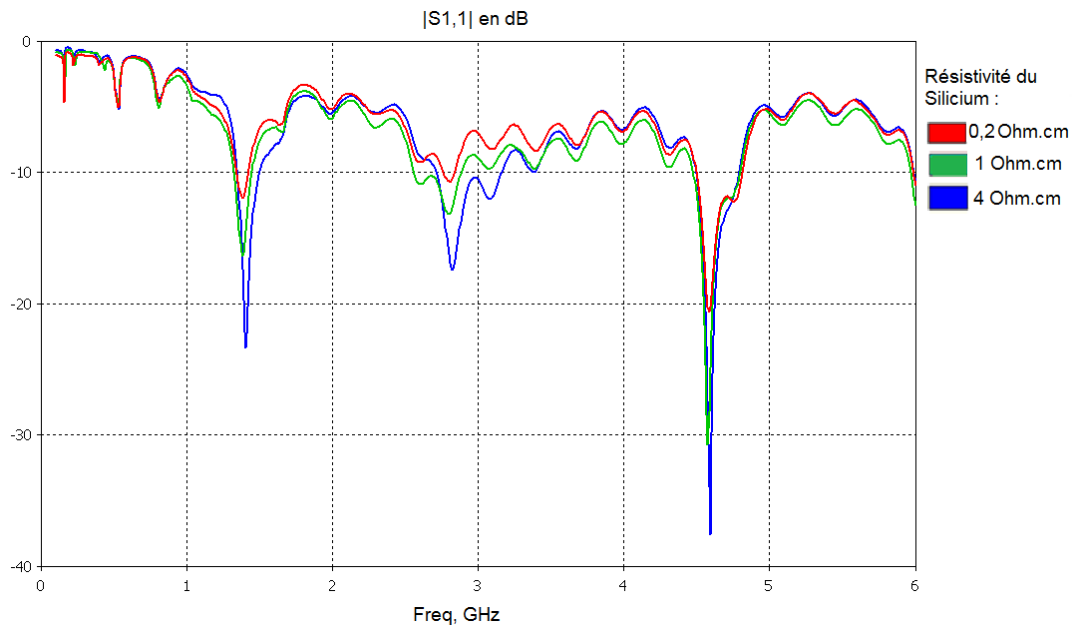


Figura 72 – Comparação dos coeficientes de reflexão medidos para o substrato para camada de silício com diferentes valores de resistividade.

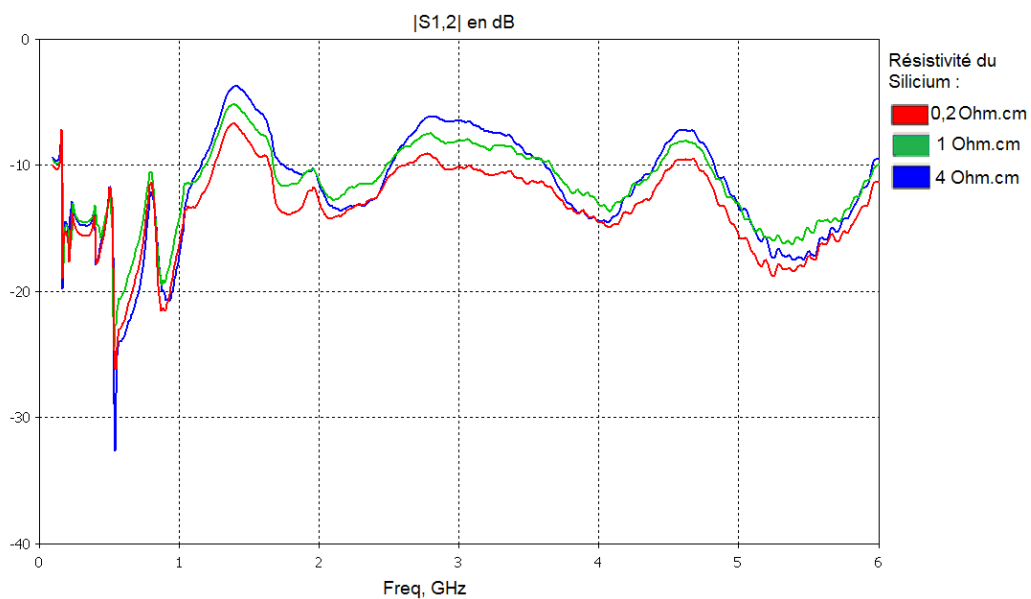


Figura 73 – Comparação dos coeficientes de transmissão medidos para o substrato para camada de silício com diferentes valores de resistividade.

As figuras acima (figuras 72 e 73) indicam que o aumento da resistividade do silício implica num melhor desempenho de transmissão das antenas sobre o substrato de silício. Este resultado foi evidenciado nas simulações realizadas no capítulo 2.

3.2 Configuração Back to Face

Para finalizar o estudo analisou-se o desempenho de transmissão das antenas *loop's* para a configuração back to face. A configuração back to face é formada por duas antenas *loop's* de mesmas dimensões (ver as Figuras 56 e 57), entre as antenas existe um substrato composto de uma camada dielétrica (Fr4) de espessura 800 μm e permissividade $\epsilon_r= 4.2$, de uma camada de silício (Si) de espessura 300 μm , permissividade $\epsilon_r= 11.9$ e resistividade 4 $\Omega\cdot\text{cm}$ e outra camada dielétrica (Fr4). Em baixo da segunda antena existe outra camada dielétrica (Fr4) e outra camada de silício com as mesmas características descritas anteriormente. A Figura 74 apresenta esta configuração.



Figura 74 – Representação da configuração back to face.

As figuras 75 e 76 apresentam a comparação dos resultados medidos com os resultados simulados para a configuração back to face.

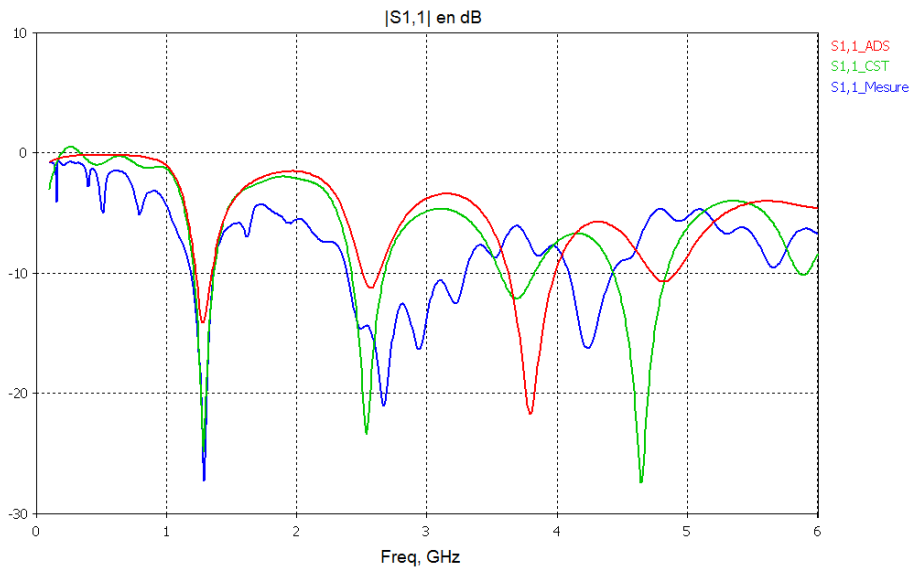


Figura 75 – Comparação entre os coeficientes de reflexão medidos e os simulados para a configuração back to face.

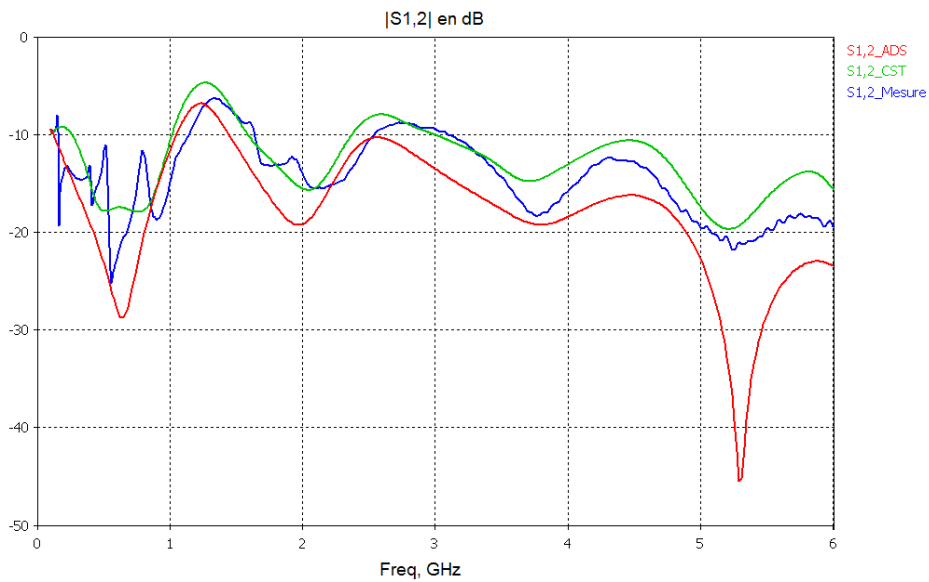


Figure 76 – Comparação entre os coeficientes de transmissão medidos e os simulados para a configuração back to face.

Analisando as comparações apresentadas anteriormente (Figuras 75 e 76) conclui-se que os resultados das medições apresentam uma boa semelhança com os resultados simulados.

Conclusão

Durante este trabalho de conclusão de curso, avaliou-se as potencialidades da utilização das antenas integradas para estabelecer uma transmissão sem fios inter-chip como solução alternativa às interconexões tradicionais.

No primeiro capítulo, discutiu-se que a redução das dimensões dos componentes dos circuitos integrados implica na redução dos custos ao seu fabrico, no aumento do número de funcionalidades sobre um mesmo chip e no aumento da velocidade de funcionamento dos transistores. Em contrapartida, os desempenhos das interconexões degradam-se devido à interferência e o atraso RC ligados à propagação do sinal e o aumento do consumo energético do circuito. Perante estas limitações, é necessário implementar soluções alternativas, tais como as interconexões 3D e as interconexões RF sem fio.

As interconexões 3D são propostas como solução inovadora dado que a inovação desta abordagem prove a divisão dos chips em blocos funcionais que são distribuídos sobre camadas distintas de silício empilhadas umas sobre as outras. Estas camadas são vinculadas através de interconexões curtas e verticais. Esta abordagem permitirá reduzir o atraso que está relacionado ao comprimento das interconexões, mas os problemas que provêm da dissipação de calor das camadas superiores permanecem.

O principal interesse deste estudo é as interconexões RF sem fio, no qual se buscou estudar a utilização das antenas integradas para estabelecer a transmissão sem fio inter-chip, o foco principal está sobre a transmissão do sinal de *clock*. As interconexões RF sem fio são consideradas como umas das soluções inovadoras que poderá substituir as vias do tipo TSV (Through-Silicon Via) existentes nos empilhamentos 3D.

O segundo capítulo iniciou-se pela análise do impacto que os parâmetros tecnológicos (resistividade e espessura do silício, e permissividade e espessura do dielétrico) exercem sobre o desempenho das antenas integradas. Demonstrou-se que o aumento da resistividade e a diminuição da espessura do silício provocam uma melhoria no desempenho de transmissão das antenas. No que se refere ao dielétrico, a sua influência se evidencia sobre os aspectos de dimensão e adaptação das antenas, e ratifica-se que a camada de silício desempenha um papel predominante no sistema de transmissão inter-chip.

Em seguida, analisou-se a influência dos efeitos de acoplamento sobre o sistema inter-chip, e constatou-se que a posição inversa é a que melhor se adapta ao sistema, pois nesta posição, as antenas apresentaram os melhores coeficientes de reflexão e transmissão em relação às outras posições (direta e cruz). Em menção ao estudo realizado no intuito de

analisar o comportamento do sistema inter-chip a transmitir um sinal quadrado, simulando um sinal de *clock*, conclui-se que as perdas de transmissão são menores do que o esperado; contudo, é interessante notar que mesmo com um coeficiente de transmissão de baixo valor, ainda foi possível estabelecer a transmissão do sinal.

Tentou-se abordar uma condição real, no qual as antenas irão coexistir nos circuitos integrados com outros componentes. Para isso, inseriu-se uma camada metálica abaixo de cada antena, representando os blocos metálicos nomeados de “dummies” que existem nos níveis de interconexões que há nos circuitos integrados atuais. A inserção desta camada provocou uma desadaptação das antenas em relação às posições direta e inversa. Em contrapartida, para a posição cruz, os efeitos capacitivos provocados pela presença da camada metálica auxiliaram na adaptação das antenas. No entanto, observou-se que mesmo existindo estas interferências eletromagnéticas no ambiente de estudo, a transmissão do sistema inter-chip é possível.

Concluiu-se o segundo capítulo estudando a configuração Back to Face que é um tipo empilhamento 3D com várias camadas de circuitos ativos sobrepostos. Verificou-se que a inserção da segunda camada de silício no sistema provocou uma desadaptação das antenas que implicou redução dos módulos dos coeficientes de reflexão e transmissão e no aumento das perdas de transmissão do sinal quadrado. Contudo, observou-se que mesmo com o aumento das perdas de transmissão, o sinal recebido por uma das antenas apresentou mais da metade da potência do sinal enviado pela outra antena.

No último capítulo, os resultados apresentados pelos programas de simulações eletromagnéticas, ADS-Momentum e CST-MWS, apresentaram uma boa correspondência em relação aos valores medidos. O programa CST-MWS mostrou-se melhor adaptado para a realização deste projeto por dispor de ferramentas computacionais a mais que o programa ADS-Momentum, como por exemplo, o CST-MWS dispõe de uma ambiente capaz de simular a transmissão de um sinal quadrado. No que concerne ao defasamento da frequência de ressonância das antenas nos resultados medidos com relação aos resultados simulados. Este defasamento pode ser justificado pelas seguintes razões: os conectores representam um ponto de descontinuidade e de perdas no sistema, as diferenças de dimensões entre o protótipo de simulação e o protótipo físico, e também pelo fato que o ponto de excitação não é exatamente o mesmo que utilizado nas medições.

Referências Bibliográficas

[1] S.Chhun, Dispositifs de l'Électronique Intégrée, "Etude des propriétés et de l'intégration de barrières auto-positionnées sur cuivre formées par des procédés de siliciuration et de dépôts auto-catalytiques dans les interconnexions des circuits intégrés microélectroniques des générations 45 nm", thèse, novembre 2006.

[2] http://www.itrs.net/Links/2007ITRS/2007_Chapters/2007_Interconnect.pdf.

[3] P.H Haumesser, " Applications de l'électrochimie à la microélectronique", 2008.

[4] A. Triantafyllou, Micro et Nano électronique, "Etude, réalisation et caractérisation d'interconnexions radiofréquences pour les circuits intégrés silicium des générations à venir", thèse, Mai 2006.

[5] A. W. Topol and al : "Three-dimensional integrated circuits", IBM Journal of Research and development vol. 50 no. 4/5 July/September 2006.

[6] N. Segura et al , "On-wafer radiation pattern measurements of integrated antennas on standard BiCMOS and Glass processes for 40-80 GHz application". IEEE Int. Conference on Microelectronic Test Structures, Vol.18, April 2005.

[7] M. Barakat, C. Delaveaud, F. Ndagijimana, " Antenne millimétrique F inversée (IFA) en technologie SOI". Journées Nationales Microondes, Mai 2007.

[9] http://www.wimo.de/cgi-bin/verteiler.pl?url=antenne-boucle-magnetique_f.html

[10] Antenna Theory - Analysis and Design (2nd Ed), Constantine A. Balanis, John Wiley, 1997

[11] ARRL Antenna Book, 18th Edition. Ouvrage collectif publié par l'American Radio Relay League.

[12] M.H. Barakat, Optique et Radiofréquence, "Dispositif radiofréquence millimétrique pour objets communicants de type smart dust", thèse, janvier 2008.

[13] "Intégration d'antennes miniatures en guise d'interconnexions RF" A. Triantafyllou, Journées Nationales du Réseau Doctoral de Microélectronique, Paris, Mai 2005.

[14] "High transmission gain Integrated Antennas on SOI substrate for VLSI wireless interconnect" A. Triantafyllou, A. Farcy, Ph. Benech, F. Ndagijimana, O. Exshaw, J. Torres, C. Tinella, C. Raynaud in the 1st workshop of EUROSOI, Granada, 19-21 January 2005, Spain.

[15] KRUG, C. Filmes finos dielétricos para dispositivos microeletrônicos avançados. Porto Alegre: Curso de Pós-Graduação em Física . UFRGS, 2003. Tese.