



TRABALHO DE GRADUAÇÃO

ANÁLISE DE SISTEMAS MULTI-ANTENAS QUE ESTÃO SOB INFLUÊNCIA DO ACOPLAMENTO MÚTUO

**Leonardo Alves do Prado Reis
Marcos Patrício dos Santos Júnior**

Brasília, agosto de 2010

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
Faculdade de Tecnologia

TRABALHO DE GRADUAÇÃO

**ANÁLISE DE SISTEMAS MULTI-ANTENAS QUE
ESTÃO SOB INFLUÊNCIA DO EFEITO DO
ACOPLAMENTO MÚTUO**

**Leonardo Alves do Prado Reais
Marcos Patrício dos Santos Júnior**

Relatório submetido como requisito parcial para obtenção
do grau de Engenheiro Eletricista

Banca Examinadora

Prof. Judson Braga, UnB/ ENE (Orientador)

Prof. Paulo Henrique Portela , UnB/ ENE

Prof. Ugo Silva Dias, UnB/ ENE

Dedicatória(s)

Dedico a realização desse trabalho a DEUS, Senhor da minha vida. Meus pais e minha irmã Fernanda que me coloram no caminho nesse caminho reto, me permitindo hoje estar aqui. A Bruna, que esteve ao meu lado me dando força para sempre seguir em frente.

Marcos Patricio dos Santos Júnior.

Dedico este trabalho aos meus pais, que sempre se esforçaram ao máximo para que eu pudesse um dia chegar aonde cheguei, dedico também à minha companheira, melhor amiga, e futura esposa Gleyce, que sempre esteve me incentivando e motivando a continuar a minha caminhada dentro da Engenharia Elétrica.

Leonardo Alves do Prado Reis

Agradecimentos

Primeiramente gostaria de agradecer a Deus por ter chegado até aqui, pois sem Ele, nenhuma porta teria sido aberta, e com certeza não estaria me formando em Engenharia Elétrica em um centro de Excelência chamado UnB. Agradeço à minha melhor amiga e companheira Gleyce, que sempre esteve ao meu lado, me motivando, me dando idéias, conselhos. Gostaria também de agradecer aos meus familiares que sempre estiveram presentes em tudo o que fiz. Agradeço também aos meus colegas e companheiros de curso, estivemos juntos nessa jornada louca da Engenharia. Gostaria de agradecer também ao professor Paulo Henrique Portela de Carvalho, que nos aceitou como seus orientandos, no início do desenvolvimento deste trabalho, suas orientações foram muito válidas e utilizadas por mim. Agradeço também ao professor Judson Braga, que nos acolheu no meio do desenvolvimento do trabalho, o seu empenho em nos ajudar a desenvolver um trabalho de boa qualidade foi imenso. Em especial gostaria de agradecer ao meu amigo Marcos Patrício, que me ajudou nos momentos mais complicados do período de desenvolvimento deste trabalho.

Leonardo Alves do Prado Reis

Antes de tudo, gostaria de agradecer a DEUS, Ele é o princípio de todas as coisas, sempre esteve ao meu lado nas horas mais difíceis me ajudando a enfrentar cada desafio que surgiu em minha vida.

Ao Professor Paulo Henrique Portela e ao Professor Judson Braga, pela sua ajuda e orientação durante o desenvolvimento deste trabalho, nos ajudando em nossa pesquisa.

Ao meu amigo Leonardo, que dividiu comigo todo esse trabalho.

Meus Pais, Marcos e Naide, e Minha Irmã, Fernanda, por terem me ensinado os simples valores da vida cristã com muito amor e muito carinho, que me guiaram por um caminho reto e construíram a pessoa que hoje sou.

À Bruna, minha namorada e maior amiga que sempre está ao meu, sabe com amor me compreender e me trazer à sanidade em meus momentos de desespero, sempre me motivando a avançar na vida, caminhado ao meu lado em direção ao Sonho de DEUS em nossas vidas.

Marcos Patricio dos Santos Júnior

RESUMO

O presente texto apresenta um estudo acerca da influência do acoplamento mútuo sobre o desempenho de um sistema de comunicação sem fio que utiliza múltiplas antenas para transmitir e para receber um sinal. Para tal, foram usados modelos teóricos, a fim de se obter o efeito do acoplamento mútuo em cenários de interesse e resultados obtidos por meio de simulações, a fim de se validarem os modelos de acoplamento mútuo usados. Por último, foram usadas métricas de desempenho como capacidade e probabilidade de *outage* - probabilidade de que o sinal recebido pelo arranjo de antenas tenha uma relação sinal ruído inferior a um valor limiar previamente definido - para se avaliar o seu efeito sobre o desempenho do sistema.

Para a análise do efeito de acoplamento mútuo, foram usados dois cenários distintos, o primeiro em que os elementos de um arranjo de antenas possuem uma alta correlação espacial, o segundo no qual os mesmos possuem baixa correlação. Para cada cenário, foram usadas antenas fictícias, que possuíssem impedância mútua igual à do dipolo de meio comprimento de onda, quando dispostos lado a lado. Para cada caso, foi avaliada a influência do acoplamento mútuo no desempenho do sistema.

ABSTRACT

This work presents a study about the influence of mutual coupling on the performance of a wireless communication system that uses multiple antennas to transmit and to receive a signal. For this, were used theoretical models in order to achieve the effect of mutual coupling in artificial scenarios, and results obtained through simulations in order to validate the models of mutual coupling used. Finally were used as performance metrics, capacity and outage probability, the probability that the signal received by antenna array has an inferior SNR than threshold value, to evaluate its effect on system performance.

For analysis of mutual coupling effect, two different scenarios were used, the first where the elements of an antenna array have a high spatial correlation, the second where they have low correlation. For each scenario were used fictitious antennas, which possess mutual impedance equal to the dipole half wavelength when placed side by side. For each case was evaluated the influence of mutual coupling on system performance.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
2	REVISÃO TEÓRICA.....	3
2.1	ANTENAS.....	3
2.1.1	CAMPOS DE IRRADIAÇÃO E PROPAGAÇÃO	3
2.1.2	PARÂMETROS RELACIONADOS A UM ARRANJO DE ANTENAS.....	4
2.1.2.1	DIAGRAMA DE RADIAÇÃO.....	4
2.1.2.2	PARÂMETROS DE ESPALHAMENTO	6
2.1.2.3	IMPEDÂNCIA PRÓPRIA	7
2.1.2.4	ACOPLAMENTO MÚTUO	7
2.1.2.5	DIPOLO DE MEIO COMPRIMENTO DE ONDA.....	8
2.1.2.5.1	IMPEDÂNCIA PRÓPRIA	9
2.1.2.7	IMPEDÂNCIA MÚTUA.....	11
2.2	SISTEMAS MIMO	13
2.2.1	SINAL MIMO	14
2.2.2	DETERMINAÇÃO DO CANAL.....	15
2.2.2.1	PARALELIZAÇÃO DOS CANAIS	16
2.2.2.2	NORMALIZAÇÃO DO CANAL.....	18
2.2.3	CAPACIDADE DO CANAL.....	19
2.2.3.1	GRAU DE LIBERDADE EFETIVO (EDOF).....	21
2.2.4	CORRELAÇÃO ESPACIAL.....	21
2.2.4.1	MODELO DE CLARKE.....	22
2.2.4.2	MODELO DO CÁLCULO DA CORRELAÇÃO USANDO DIAGRAMA DE RADIAÇÃO.....	24
2.2.4.3	MODELO PARÂMETROS-S	24
2.2.4.4	MODELO TS - DIAGRAMA DE RADIAÇÃO.....	25
2.2.4.5	MODELO TRANSFERÊNCIA DE IMPEDÂNCIA	26
2.2.5	CLASSIFICAÇÃO DE TÉCNICAS MIMO	29
2.2.5.1	MULTIPLEXAÇÃO ESPACIAL.....	31
2.2.5.2	DIVERSIDADE	32
2.2.5.3	GANHO DE DIVERSIDADE	33
3	SIMULAÇÕES E RESULTADOS.....	36
3.1	DESCRIÇÃO DO PROBLEMA	36
3.2	O ACOPLAMENTO MÚTUO.....	36
3.2.1	DIPOLO ISOLADO	37
3.2.2	ARRANJO DE DOIS DIPOLOS	39
3.3	DETERMINAÇÃO DA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA	44
3.4	VALIDAÇÃO DO MODELO DE CÁLCULO DA CORRELAÇÃO ESPACIAL A PARTIR DO DIAGRAMA DE RADIAÇÃO	45
3.5	CÁLCULOS DAS CORRELAÇÕES ESPACIAIS A PARTIR DE DIFERENTES MODELOS	47
3.5.1	CÁLCULO DA CORRELAÇÃO ESPACIAL A PARTIR DO MODELO DE DIAGRAMA DE RADIAÇÃO MEDIDO NO SIMULADOR DE ANTENAS.....	47
3.5.2	CÁLCULO DA CORRELAÇÃO ESPACIAL A PARTIR DO MODELO PROPOSTO POR T SVANLESSON – DIAGRAMA DE RADIAÇÃO.....	48
3.5.4	CÁLCULO DA CORRELAÇÃO ESPACIAL A PARTIR DO MODELO DE TRANSFERÊNCIA DE IMPEDÂNCIA	50
3.5.4	ANÁLISE CONJUNTA DOS MODELOS.....	52

3.6	ANÁLISE DO SISTEMA SOB INFLUÊNCIA DO ACOPLAMENTO MÚTUO	53
3.6.1	CAPACIDADE	54
3.6.2	PROBABILIDADE DE OUTAGE.....	58
4	CONCLUSÃO.....	61
5	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	65

LISTA DE FIGURAS

2.1	Diagrama de radiação de um dipolo de meio comprimento de onda isolado. b. Diagrama de radiação de arranjo linear de dois dipolos modificado devido ao acoplamento mútuo.	5
2.2	Definição de um circuito linear de N portas.	6
2.3	Dipolo de Comprimento Finito.....	9
2.4	Reatância do dipolo linear com distribuição de corrente senoidal para diferentes espessuras do condutor.....	10
2.5	Cenários para cálculo do acoplamento mútuo entre dois dipolos idênticos.	11
2.6	Representação Matricial do Sistema MIMO	14
2.7	Ambiente de propagação modelo de Rayleigh	15
2.8	Representação da Paralelização de um canal MIMO com CSIT.....	17
2.9	Correlação espacial em função da distância entre as antenas, plotado a partir do modelo de Clark.....	23
2.10	Arranjo de dipolo	25
2.11	Circuito equivalente para um arranjo de antenas.....	27
2.12	Mecanismos propagação básicos de um sistema de comunicação sem fio.	29
2.13	Esquema MIMO de Multiplexação Espacial.....	31
2.14	Envoltória do desvanecimento para uma recepção em diversidade 1x2	33
2.15	Probabilidade para diferente número de pares de canais receptor-transmissor independentes	34
3.1	Dipolo no FDTD Studio	38
3.2	Impedância própria do dipolo x Freqüência	39
3.3	Cenários para cálculo do acoplamento mútuo entre dois dipolos idênticos.....	41
3.4	Gráfico da Impedância mútua x d/λ	42
3.5a	Gráfico Resistência mútua x d/λ	43
3.5b	Gráfico Reatância mútua x d/λ	43
3.6	Gráfico do parâmetro S_{11} para um dipolo no Espaço Livre (medida da freqüência de ressonância)	44
3.7	Comparação entre correlação espacial teórica (Clarke) e correlações medidas no processo de inclusão do deslocamento teórico.....	46
3.8	Arranjo de dois dipolos.....	47
3.9	Gráfico das correlações espaciais do diagrama de radiação modificado no simulador de antenas.....	48
3.10	Impedância mútua do dipolo no arranjo (real e imaginário).....	49
3.11	Impedância mútua do dipolo no arranjo (amplitude e fase).....	49
3.12	Comparação entre o gráfico das correlações espaciais para o modelo TS	50
3.13	Gráfico das correlações para o modelo de transferência de impedância	51
3.14	Gráficos das correlações espaciais para os :Modelos de Clarke, T.S., Transferência de Impedância e Diagrama de Radiação simulado	52
3.15	Fluxograma para a análise de capacidade	55
3.16	Comparação entre os gráficos da capacidade do sistema com antenas fictícias sob forte influência da correlação espacial calculada a partir do modelo de T Svanlesson e do modelo de Clarke.....	56

3.17	Comparação entre os gráficos da capacidade do sistema com antenas fictícias sob fraca influência da correlação espacial calculada a partir do modelo de T Svanlesson e do modelo de Clarke.....	57
3.18	Probabilidade que o sinal recebido esteja abaixo de um determinado valor limiar, e ganho de diversidade para cenário de alta correlação entre elementos de um arranjo de antenas e outro cenário para baixa correlação entre os mesmo.	58
3.19	Comparação entre o gráfico do valor limiar para o modelo proposto por T Svanlesson sob alta influência da correlação espacial e o gráfico do valor limiar para o modelo de Clarke considerando a probabilidade de outage = 10^{-4}	59
3.20	Comparação entre o gráfico do valor limiar para o modelo proposto por T Svanlesson sob fraca influência da correlação espacial e o gráfico do valor limiar para o modelo de Clarke considerando a probabilidade de outage = 10^{-4}	60
4.1	Comparação entre antena isolada e dentro de arranjo de 2 antenas.....	63

LISTA DE TABELAS

2.1	Normalizações para um canal MIMO.....	19
-----	---------------------------------------	----

1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta considerações gerais sobre o trabalho desenvolvido, apresentando de forma sucinta o conteúdo dos capítulos seguintes.

Na última década, houve grande interesse no estudo de técnicas de multi-antenas em transmissão e/ou recepção. Essas técnicas de camada física podem trazer melhorias em termos de taxa de transmissão e qualidade de enlace. Os sistemas com múltiplas antenas de transmissão e múltiplas antenas de recepção são denominados sistemas MIMO (*Multiple Input Multiple Output*).

Para os sistemas de comunicação, a antena é um dos componentes mais críticos. Um bom projeto da antena permite que sejam relaxados os requisitos de sistema, e melhorar de forma geral seu desempenho. A área de cobertura do sistema pode ser aumentada, por exemplo, a partir de um melhor projeto da antena.

Em um sistema MIMO, o uso de múltiplas antenas permite o aumento da taxa de transmissão e maior área de cobertura do sinal, sem necessidade de se utilizar maiores banda ou potência de transmissão. Tais ganhos podem ser explicados pela natureza aleatória de canais de propagação encontrada em ambientes onde o fenômeno de multi-trajetória é comum. Neste cenário, de modo simplificado, pode-se considerar que os sinais chegam descorrelacionados no arranjo de antenas receptoras. Isso permite que o canal MIMO seja convertido em múltiplos canais SISO (*Single Input Single Output*) ortogonais. Deste modo, tem-se essas melhorias devido ao aumento do número de canais de propagação. Este ganho está diretamente relacionado com os conceitos de ganho de diversidade.

Entretanto, as propriedades de radiação da antena e perda por retorno, bem como a capacidade do canal, podem ser modificadas devido a diversos fatores, como a presença de espalhadores no espaço próximo, que podem ser as próprias antenas presentes no arranjo transmissor ou receptor e o acoplamento mútuo, dentre outros fatores.

Sabe-se que, para um espaçamento finito entre as antenas de um arranjo, a mobilidade no canal introduz uma correlação espacial entre os sinais nesses elementos. O espaçamento finito também é responsável pelo acoplamento mútuo, o qual afeta o sinal transmitido e recebido devido ao descasamento de impedância que produz.

Devido a uma demanda existente por terminais de comunicação móvel compactos, o efeito do acoplamento mútuo não pode ser negligenciado e assim deve ser levado em consideração no desempenho de um sistema MIMO. Alguns estudos mostram que o acoplamento mútuo pode melhorar a capacidade do canal MIMO.[Sibili]

Neste trabalho serão investigados os efeitos do acoplamento mútuo no desempenho de um sistema de comunicação sem fio MIMO. Para isso serão usados simuladores eletromagnéticos para se avaliarem os diferentes cenários de influência do acoplamento mútuo.

O Capítulo 2 apresenta uma revisão teórica, mostrando os principais aspectos necessários para se compreender o trabalho desenvolvido. Descrevem-se ainda os sistemas MIMO e suas principais técnicas, bem como são apresentados métricas de desempenho para se avaliar o seu desempenho. Além disso, são apresentados diferentes modelos matemáticos do efeito do acoplamento mútuo.

O Capítulo 3 apresenta a simulação para um arranjo de antenas afim de se avaliar o efeito do acoplamento mútuo. Com base no arranjo simulado, é proposto um arranjo virtual, afim de se obter um cenário onde se possa avaliar isoladamente o efeito do acoplamento mútuo analisado usando como métrica a capacidade e a probabilidade *outage*.

O Capítulo 4 apresenta a conclusão do trabalho sobre os efeitos do acoplamento mútuo nos arranjos de antenas escolhidos

2 REVISÃO TEÓRICA

Neste capítulo está incluso os conhecimentos teóricos necessários para a compreensão do trabalho desenvolvido.

2.1 ANTENAS

De acordo com o IEEE (*Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos*) define-se antena como um meio para radiação ou recebimento de ondas de rádio[1]. Em outras palavras, a antena é o meio que liga o dispositivo guia ao meio de propagação. O dispositivo guia, ou linha de transmissão, é o meio que liga a fonte à antena. Esse dispositivo guia pode ser um cabo coaxial, um par trançado de fios, entre outros meios. Ele é utilizado para transmitir a energia eletromagnética da fonte para a antena e da antena para o receptor.

Para os sistemas de comunicações, a antena é um dos componentes mais críticos. Um bom projeto da antena pode relaxar os requisitos de sistema, e melhorar de forma geral o desempenho do sistema como um todo. Um bom exemplo disso é a TV, que utiliza uma recepção *broadcast*. A área de cobertura do sistema pode ser aumentada, por exemplo, a partir de um melhor projeto da antena.

Atualmente, tem sido utilizado um arranjo composto de várias antenas no lado do transmissor e do receptor em sistema de comunicação. Apesar das interações existentes entre elas, pelo fato das antenas presente em cada um desse arranjo estarem no espaço próximo, isto é a, distância entre elas é menor do que o comprimento de onda referente a frequência de operação do sistema; o sistema com essas características apresenta ganho de desempenho.

2.1.1 CAMPOS DE IRRADIAÇÃO E PROPAGAÇÃO

Campos de irradiação e propagação são dois conceitos diferentes e complementares. O campo de irradiação está relacionado com a energia contida em uma propagação. O campo de propagação está ligado com a forma que a energia

irradiada se comporta em um meio de propagação. Um exemplo capaz de esclarecer esses dois conceitos é o efeito que uma pedra jogada na água provoca.

Ao se atirar uma pedra na água, ocorre uma perturbação. A união das linhas concêntricas que se propagam por toda a superfície da água é chamado campo de propagação. Por outro lado, a distribuição da energia (uniforme ou não) que se propaga na superfície da água é chamada de campo de irradiação.

Quando se fala em “Diagrama de Propagação” de uma antena, estamos interessados somente na forma que uma determinada frente de onda emitida por essa antena tem no espaço. Mas quando falamos em Diagrama de Irradiação, nos preocupamos com a distribuição da energia emitida pela antena.

2.1.2 PARÂMETROS RELACIONADOS A UM ARRANJO DE ANTENAS

Ao estudar antenas deve-se preocupar com alguns aspectos determinantes:

- Diagrama de Radiação;
- Parâmetros S;
- Impedância própria;
- Acoplamento mútuo.

2.1.2.1 DIAGRAMA DE RADIAÇÃO

O diagrama de radiação de uma antena é definido como uma função matemática ou uma representação gráfica do comportamento de irradiação da antena em função das coordenadas espaciais, esse é determinado em uma região de campo distante¹. As suas propriedades incluem: a densidade do fluxo de potência, intensidade de radiação, intensidade de campo, diretividade, fase e polarização.

Uma propriedade fundamental das antenas é a reciprocidade, segundo a qual o diagrama de radiação de transmissão e de recepção são idênticos

O diagrama de radiação pode ser determinado alternativamente através de um scanner de campo próximo, e então deduzido por simulações computacionais. Neste

¹ Campo distante é definido como a região onde o campo gerado pela antena tem uma distribuição angular que é essencialmente independente da distância à antena.

trabalho, os diagramas de radiação foram todos determinados por simulações computacionais.

Diagramas de radiação são observados em uma determinada frequência, para uma determinada polarização, podendo ser visto tanto em 3D, quanto em diversos planos de cortes. Os diagramas de radiação podem mudar radicalmente, dependendo da frequência analisada, do plano de corte visto, do comprimento da antena, etc., ou seja, antenas são desenvolvidas para uma determinada frequência.

Quando duas antenas se aproximam, o acoplamento mútuo entre as antenas é maior. Como resultado, o acoplamento altera a configuração da corrente, tanto em amplitude quanto em fase, ao longo das antenas. O resultado direto da nova distribuição é um novo diagrama de radiação e também uma nova diversidade espacial. Para analisar os impactos desta nova diversidade nos coeficiente de correlação devido ao acoplamento das antenas, não há uma formulação definida.

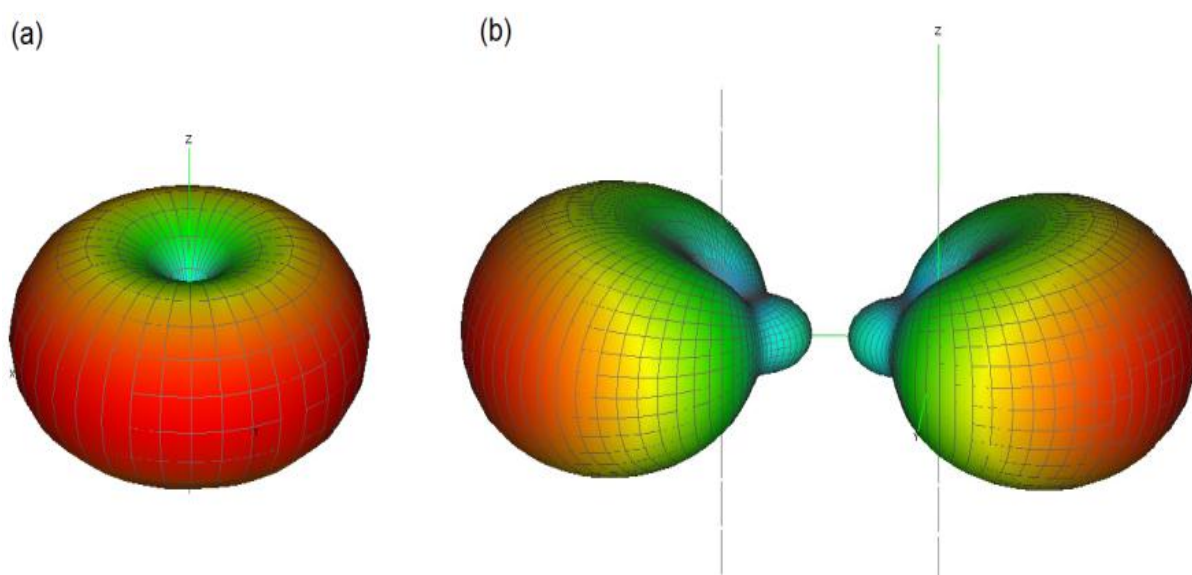


Figura 2.1.a Diagrama de radiação de um dipolo de meio comprimento de onda isolado. b. Diagrama de radiação de arranjo linear de dois dipolos modificado devido ao acoplamento mútuo.

A ilustração acima (Figura 2.1) mostra o efeito do acoplamento mútuo no diagrama de radiação, na figura 1.a temos o diagrama de radiação de um dipolo de $\lambda/2$ isolado no espaço livre, na figura 1.b temos o diagrama de radiação de um par de dipolos idênticos separados por uma distância de $\lambda/4$ no espaço livre. Pode-se verificar que a presença de uma antena no espaço próximo da outra altera significativamente o seu diagrama de radiação.

2.1.2.2 PARÂMETROS DE ESPALHAMENTO

Os parâmetros S são utilizados para caracterizar dispositivos projetados para operar em alta frequência. Eles são organizados em forma matricial e contêm informação das ondas que incidem e refletem nas portas do sistema caracterizado. Para definir os parâmetros S, deve-se lançar mão do conceito de quadripolos. Utiliza-se então o arranjo abaixo, mostrado na figura 2.2 [2]:

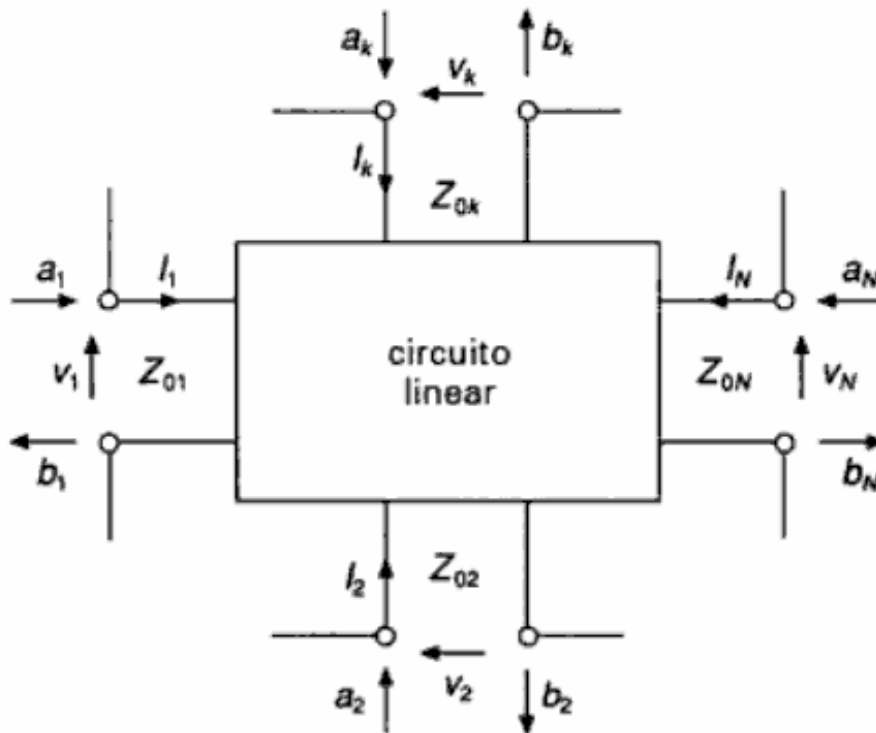


Figura 2.2 - Definição de um circuito linear de N portas.

Para essa rede, podemos definir:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2 = 0} \quad (2.1)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2 = 0} \quad (2.2)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1 = 0} \quad (2.3)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1 = 0} \quad (2.4)$$

Tem-se que.

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12} + a_2 \quad (2.5)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22} + a_2 \quad (2.6)$$

Os parâmetros S de determinada porta pode ser obtido quando as demais portas do sistema se encontram casadas. Eles podem descrever a relação de entrada e saída entre duas antenas. Por exemplo, se houversse duas antenas, então S_{12} representa a potência transferida a partir da antena 2 para a antena 1. Da mesma forma, S_{21} representa a potência transferida a partir da antena 1 para a antena 2. Generalizando, S_{nm} representa a potência transferida a partir da antena m para a antena n.

2.1.2.3 IMPEDÂNCIA PRÓPRIA

A impedância própria de uma antena é a impedância vista a partir dos terminais de saída da linha de transmissão. Em termos matemáticos, tem-se que [2]:

$$Z_A = \frac{V_A}{I_A} = R_A + jX_A \quad (2.7)$$

Em que Z_A é a impedância própria da antena, V_A é a tensão observada nos terminais de saída da linha de transmissão, e I_A é a corrente entregue à antena.

2.1.2.4 ACOPLAMENTO MÚTUO

O Acoplamento mútuo refere-se à interação eletromagnética entre os elementos de um conjunto de antenas. Quando as antenas estão localizadas muito próximas uma das outras, o campo elétrico gerado por uma antena altera a distribuição de corrente das outras antenas. Como consequência, o diagrama de radiação e a impedância de cada antena presente no conjunto de antenas são perturbados devido à presença das outras antenas. Este efeito, conhecido como acoplamento mútuo, pode ser avaliado a partir da sua matriz de acoplamento.

Os impactos do acoplamento entre as antenas são facilmente percebidos:

- O ganho das antenas é modificado, o que irá afetar a eficiência de radiação [3] e consequentemente a energia recebida para uma quantidade de energia fixa que incide sobre a antena.

- O diagrama de radiação irá mudar o que mudará a correlação do canal.

Ambos os efeitos resultam em impacto no desempenho de sistema, como por exemplo, a capacidade ou taxa de erro de *bits*.

Os efeitos do acoplamento mútuo é especialmente pronunciado nos arranjos pouco espaçados. Considerando um sistema MIMO, há uma demanda para que os terminais móveis sejam tão compactos quando possível. Nesses casos, o efeito do acoplamento mútuo não pode ser negligenciado, portanto, deve-se considerá-lo ao se avaliar o desempenho de um sistema MIMO.

Recentemente, tem sido demonstrado que a presença do acoplamento mútuo pode contribuir para aumentar a capacidade do canal [4], quando o espaçamento dos elementos de antena de transmissão e recepção de antenas matriz situa-se entre $0,2-0,4 \lambda$. Isso acontece, pois o acoplamento mútuo faz com que a correlação espacial diminua e aumente o grau de liberdade efetivo (EDOF) [5] do sistema. Nesses casos a precisão da estimativa do canal é comprometida. A partir destas considerações, temos uma solução de compromisso entre a precisão da estimativa do canal e a capacidade resultante quando o sistema MIMO opera em condições de acoplamento mútuo [6-12].

2.1.2.5 DIPOLO DE MEIO COMPRIMENTO DE ONDA

Antena do tipo dipolo de meio comprimento de onda é uma das mais usadas, pois a sua resistência de radiação vale 73Ω , o que proporciona bom casamento de impedância para os valores de 50Ω e 75Ω . Ela consiste em dois condutores retilíneos ao longo do mesmo eixo separados por uma distância infinitesimal Δ . Considerando o caso do dipolo de meio comprimento de onda, cada um desses condutores terá a dimensão de $\lambda/4$. Assim teremos uma antena dipolo com alimentação central (Figura 2.3). Como esta antena possui comprimento finito a sua distribuição de corrente não será uniforme ao longo do seu comprimento.

As componentes de campo elétrico e de campo magnético para o dipolo de meio comprimento de onda são dadas pelas equações 2.8 e 2.9 respectivamente [13].

$$E_{\theta} \cong j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right] \quad (2.8)$$

e

$$H_{\phi} \cong j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right] \quad (2.9)$$

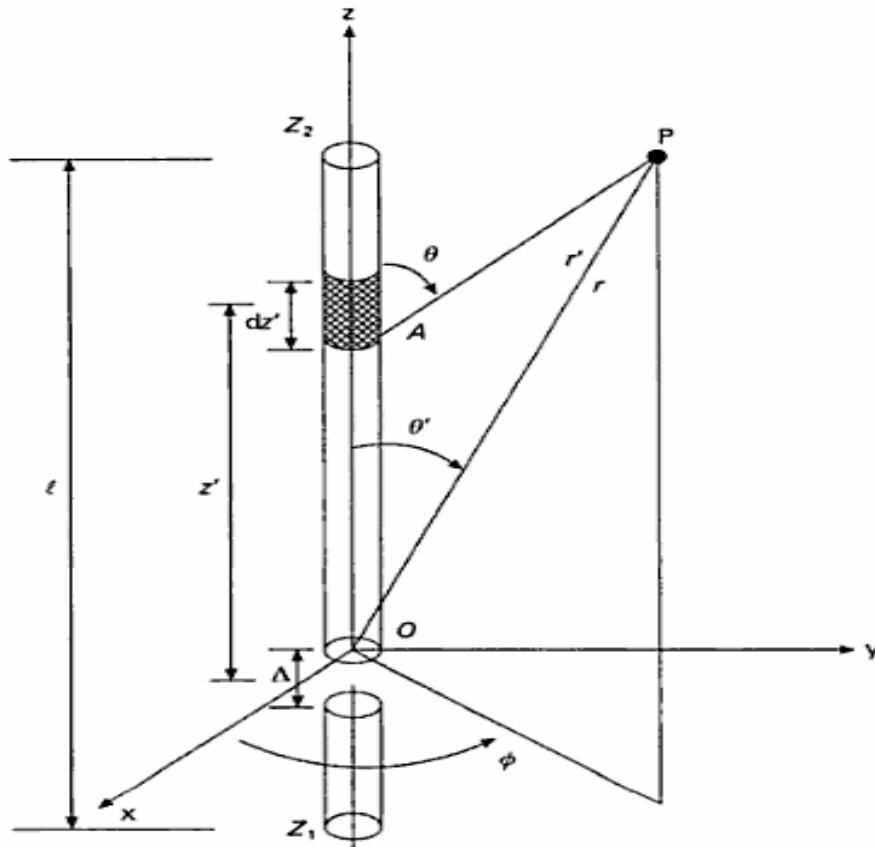


Figura 2.3 - Dipolo de Comprimento Finito[13].

Em que η é a impedância característica do espaço livre, I_0 é a distribuição de corrente ao longo dos condutores do dipolo, θ é o ângulo de azimuth, r é distância com relação ao dipolo em que os campos foram obtidos.

2.1.2.5.1 IMPEDÂNCIA PRÓPRIA

Para o caso de um dipolo de meio comprimento de onda, temo-se que a sua impedância própria será dada pela seguinte expressão [13].

$$R = \frac{\eta}{2\pi} \left\{ C + \ln(kl) - C_i(kl) + \frac{1}{2} \sin(kl) [S_i(2kl) - 2S_i(kl)] \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \cos(kl) \left[C + \ln\left(\frac{kl}{2}\right) + C_i(2kl) - 2C_i(kl) \right] \right\} \quad (2.10)$$

$$X = \frac{\eta}{4\pi} \left\{ 2S_i(kl) + \cos(kl) [2S_i(kl) - S_i(2kl)] \right. \\ \left. - \sin(kl) \left[2C_i(kl) - C_i(2kl) - C_i\left(\frac{2ka^2}{l}\right) \right] \right\} \quad (2.11)$$

Em que $S_i(*)$ e $C_i(*)$ são a integral seno e a integral cosseno respectivamente, l é o tamanho do dipolo e a é a espessura do dipolo.

Para o caso de um dipolo de meio comprimento de onda, obtém-se que a sua impedância própria é $73 + j42.5 \, \Omega$. Comumente, para zerar o valor da reatância, usam-se casadores de impedância ou se reduz o tamanho do dipolo até que sua reatância seja suficientemente baixa para aplicação desejada.

Dependendo da espessura dos condutores do dipolo, o tamanho para o dipolo com relação a sua frequência de ressonância é aproximadamente $l = 0,47\lambda$ até $0,48\lambda$. Na figura 2.4 podem-se ver de forma mais clara o efeito que a espessura do dipolo tem sobre a sua reatância.

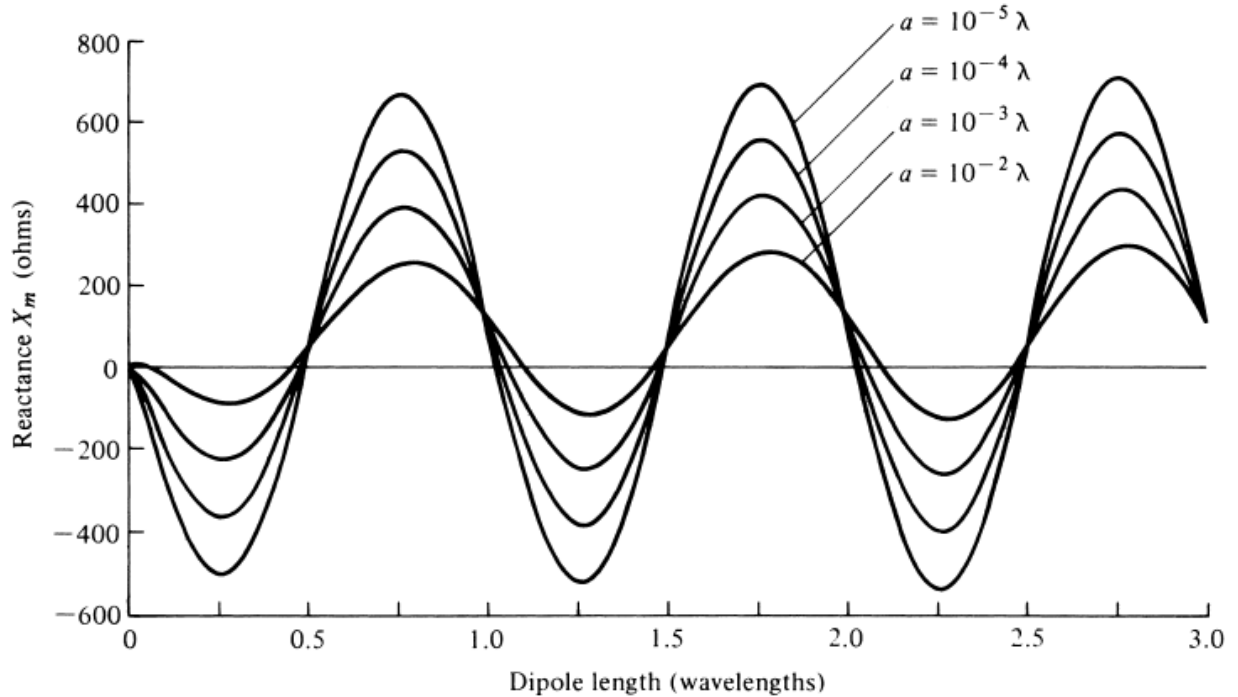


Figura 2.4 - Reatância do dipolo linear com distribuição de corrente senoidal para diferentes espessuras do condutor [13].

2.1.2.7 IMPEDÂNCIA MÚTUA

Ainda considerando o caso do dipolo de meio comprimento de onda, pode-se considerar três cenários clássicos para determinação da impedância mútua, os quais possuem solução fechada.

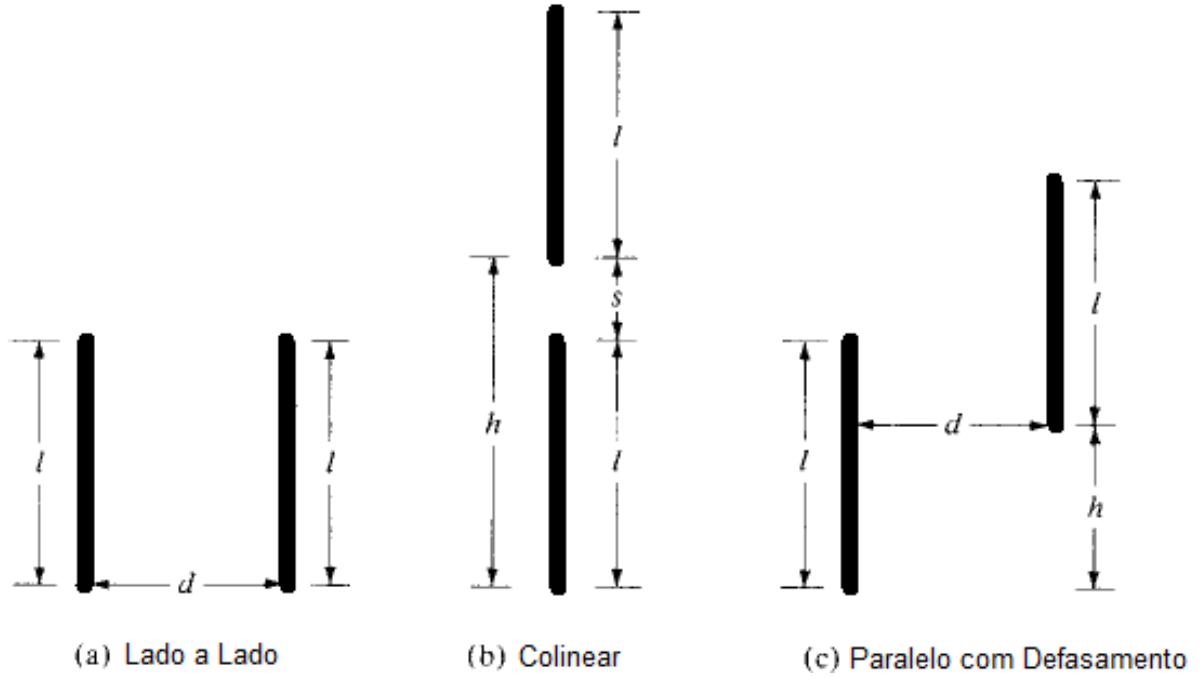


Figura 2.5 - Cenários para cálculo do acoplamento mútuo entre dois dipolos idênticos.[13]

- Lado a Lado
- Colinear
- Paralelo com deslocamento.

A figura 2.5 ilustra o posicionamento das antenas para os três cenários acima.

Para explicar os possíveis cenários se iniciará pelo cenário apresentado na figura 2.5c, paralelo com defasamento, pois esse é um caso mais genérico e englobam os outros dois cenários. Assim temos para o terceiro caso a seguinte solução referente aos valores de impedância mútua [13].

$$\begin{aligned}
 R_{21m} = & -\frac{\eta}{8\pi} \cos(w_0) \left[-2C_i(w_1) - 2C_i(w'_1) + C_i(w_2) + C_i(w'_2) + C_i(w_3) \right. \\
 & \left. + C_i(w'_3) \right] + \frac{\eta}{8\pi} \sin(w_0) \left[2S_i(w_1) - 2S_i(w'_1) - S_i(w_2) + S_i(w'_2) \right. \\
 & \left. - S_i(w_3) + S_i(w'_3) \right]
 \end{aligned} \quad (2.12a)$$

$$\begin{aligned}
X_{21m} = & -\frac{\eta}{8\pi} \cos(w_0) [2S_i(w_1) + 2S_i(w_1') - S_i(w_2) - S_i(w_2') - S_i(w_3) - C_i(w_3')] \\
& + \frac{\eta}{8\pi} \sin(w_0) [2C_i(w_1) - 2C_i(w_1') - C_i(w_2) + C_i(w_2') - C_i(w_3) \\
& + C_i(w_3')]
\end{aligned} \tag{2.12b}$$

Em que,

$$w_0 = kh \tag{2.12c}$$

$$w_1 = k \left(\sqrt{d^2 + h^2} + h \right) \tag{2.12d}$$

$$w_1' = k \left(\sqrt{d^2 + h^2} - h \right) \tag{2.12e}$$

$$w_2 = k \left[\sqrt{d^2 + (h-l)^2} + (h-l) \right] \tag{2.12f}$$

$$w_2' = k \left[\sqrt{d^2 + (h-l)^2} - (h-l) \right] \tag{2.12g}$$

$$w_3 = k \left[\sqrt{d^2 + (h+l)^2} + (h+l) \right] \tag{2.12h}$$

$$w_3' = k \left[\sqrt{d^2 + (h+l)^2} - (h+l) \right] \tag{2.12i}$$

A partir do conjunto de equação acima pode-se chegar na solução para o cenário em que as antenas estão localizadas de forma colinear. Para tal, fazemos $d = 0$. Assim, chegamos na seguinte solução:

$$\begin{aligned}
R_{21m} = & -\frac{\eta}{8\pi} \cos(v_0) [-2C_i(2v_0) + C_i(v_1) + C_i(v_2) - \ln(v_3)] \\
& + \frac{\eta}{8\pi} \sin(v_0) [2S_i(2v_0) - S_i(v_2) - S_i(v_1)]
\end{aligned} \tag{2.13a}$$

$$\begin{aligned}
X_{21m} = & -\frac{\eta}{8\pi} \cos(v_0) [+2S_i(2v_0) - S_i(v_1) - S_i(v_2)] + \frac{\eta}{8\pi} \sin(v_0) [2C_i(2v_0) \\
& - C_i(v_2) - C_i(v_1) - \ln(v_3)]
\end{aligned} \tag{2.13b}$$

Em que.

$$u_0 = kh \tag{2.13c}$$

$$u_1 = 2k(h+l) \tag{2.13d}$$

$$u_2 = 2k(h-l) \tag{2.13e}$$

$$u_3 = (h^2 - l^2)/h^2 \tag{2.13f}$$

De forma semelhante pode-se chegar na solução do cenário lado a lado, fazendo $h = 0$. Assim, tem-se o seguinte solução:

$$R_{21m} = \frac{\eta}{4\pi} \{ 2C_i(u_0) - C_i(u_1) - C_i(u_2) \} \quad (2.14a)$$

$$X_{21m} = -\frac{\eta}{4\pi} \{ 2S_i(u_0) - S_i(u_1) - S_i(u_2) \} \quad (2.14b)$$

Em que,

$$u_0 = kd \quad (2.14c)$$

$$u_1 = k(\sqrt{d^2 + l^2} + l) \quad (2.14d)$$

$$u_2 = k(\sqrt{d^2 + l^2} - l) \quad (2.14e)$$

O cenário lado a lado, por ser mais comumente encontrado em sistemas reais, será o principal cenário adotado neste trabalho.

2.2 SISTEMAS MIMO

Os sistemas que possuem múltiplas entradas e múltiplas saídas são denominados sistemas MIMO (Multiple Input Multiple Output). Considerando um sistema de comunicação sem fio, este sistema será aquele que utiliza mais de uma antena no lado do transmissor e do receptor, caracterizando um sistema que pode também utilizar a diversidade espacial [14]. Esses sistemas usam pelo menos $n_T \times n_R$, em que tais valores correspondem respectivamente ao número de antenas no lado do transmissor e ao número de antenas no lado do receptor.

Os sistemas MIMO buscam usar, em conjunto com a dimensão temporal, a dimensão espacial, que surge a partir do uso de múltiplas antenas. Os sinais transmitidos nos diversos transmissores normalmente interferem entre si, pois todos são transmitidos ao mesmo tempo e utilizam a mesma banda. Tal problema é resolvido por meio do processamento conjunto, no transmissor e no receptor, dos vários sinais que chegam ao arranjo de antenas receptoras de modo a suprimir de forma efetiva essa interferência. Esse processamento dos sinais permite que o canal MIMO seja decomposto em vários canais SISO em paralelo.

Os ganhos dos sistemas MIMO em relação aos sistemas SISO convencionais, mostrado desde os estudos teóricos iniciais [15,16] tem motivado o estudo de sua implementação em sistemas de comunicação.

2.2.1 SINAL MIMO

Para caracterizar o sinal presente nos sistemas MIMO assumiremos o modelo apresentado na figura 2.6, no qual assumimos que apresenta todos os canais são banda larga o suficiente para as nossas análises e todo o processamento do sinal será em banda base.

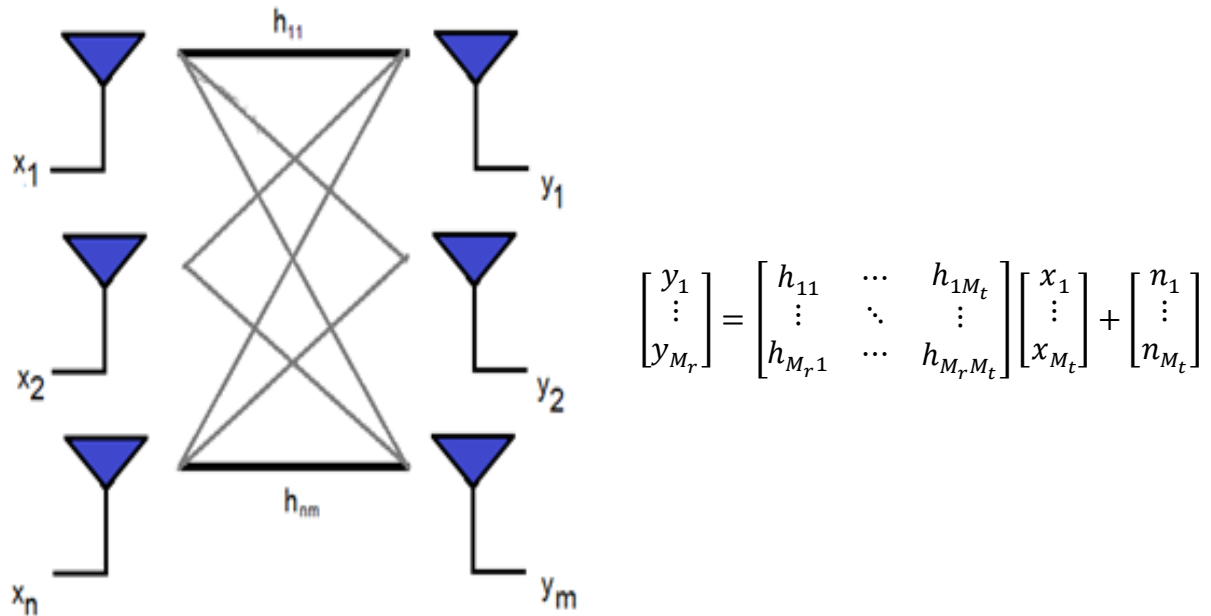


Figura 2.6 - Representação Matricial do Sistema MIMO

Em condições ideais, a partir do diagrama acima temos que o sistemas MIMO pode ser caracterizado pela seguinte equação na forma matricial.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.15)$$

Em que, \mathbf{y} é o conjunto de sinais recebidos pelo receptor, \mathbf{H} é a matriz do canal, na qual podemos identificar os diferentes caminhos de propagação criados pelas múltiplas antenas presente no sistema, \mathbf{x} é o conjunto de sinais transmitido pelo transmissor, e \mathbf{n} é o ruído, comumente considerado do tipo AWGN.

2.2.2 DETERMINAÇÃO DO CANAL

Para a modelagem do canal usaremos o modelo de Rayleigh (Figura 2.7), que foi desenvolvido tanto para a análise da correlação dos sinais quanto para a simulação de canal [13,14].

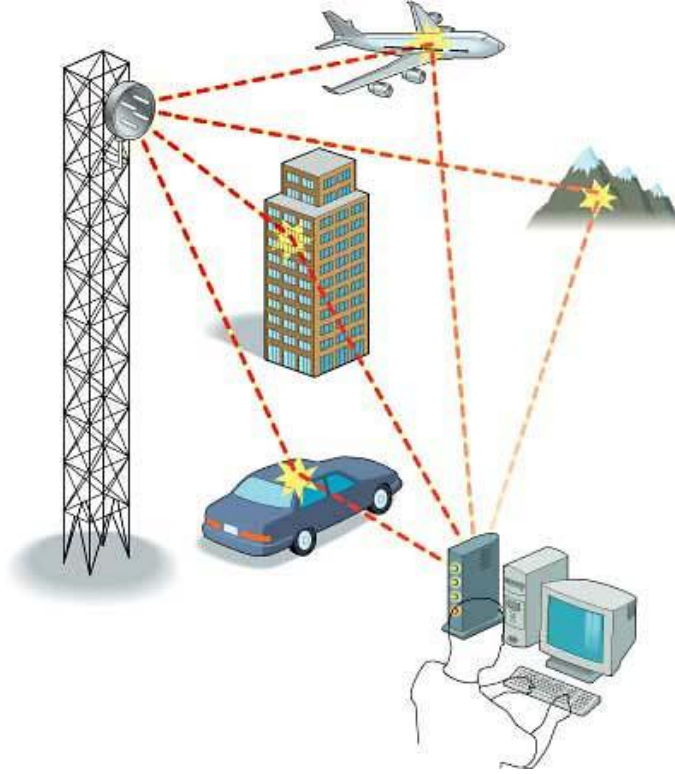


Figura 2.7: Ambiente de propagação modelo de Rayleigh.[17]

Nesse modelo, o arranjo de antenas transmissoras ficam suficientemente separadas do arranjo de antenas receptoras de modo que a correlação do sinal transmitido por elas seja praticamente nula. Para esse desenvolvimento considera-se essa correlação nula. Além disso, considera-se que todos os caminhos individuais são caracterizados pela mesma potência média. Assim temos que:

$$\text{vec}(\mathbf{H}^H) = \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} \text{vec}(\mathbf{G}_w^H) \quad (2.16)$$

Em que, o operador vetor $\text{vec}(\cdot)$ é obtido pelo empilhamento de cada coluna de uma matriz sobre outra coluna, resultando em um vetor longo composto por todas as colunas da matriz; \mathbf{H} é a matriz do canal, incluindo o desvanecimento de Rayleigh, o operador $(\cdot)^{1/2}$ refere-se a decomposição de Cholaskey, \mathbf{R} é a matriz de correlação entre elementos do lado e receptor e do transmissor e \mathbf{G}_w é uma matriz

contendo elementos gaussianos complexos independentes e identicamente distribuídos (i.i.d.) de média zero e variância unitária, escolha explicada devido ao teorema do limite central.

No caso de um canal gaussiano MIMO, será considerado o Modelo de Kronecker, adotado pelo 3GPP (*Third Generation Partnership Project*), e desenvolvido a partir de medidas. Nesse modelo temos uma simplificação da matriz da correlação espacial do sistema, assumindo que é possível separá-la em duas novas matrizes, em que cada matriz contém a informação de correlação espacial de um lado do enlace.

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_R \otimes \mathbf{R}_T \quad (2.17)$$

Em que \mathbf{R}_R e \mathbf{R}_T são as matrizes de correlação do transmissor e do receptor, respectivamente, e \otimes é o produto de Kronecker definido como:

$$\mathbf{A}_{m \times n} \otimes \mathbf{B}_{p \times q} = \begin{bmatrix} a_{11}\mathbf{B} & \cdots & a_{1n}\mathbf{B} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{m1}\mathbf{B} & \cdots & a_{mn}\mathbf{B} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Em que \mathbf{A} e \mathbf{B} são duas matrizes quaisquer e a_{ij} são os elementos da matriz \mathbf{A} . Assim, a partir das equações 2.16 e 2.17, pode-se chegar à definição do canal Rayleigh abaixo.

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \mathbf{G}_W \mathbf{R}_T^{\frac{1}{2}} \quad (2.19)$$

2.2.2.1 PARALELIZAÇÃO DOS CANAIS

Considerando a matriz do canal \mathbf{H} para o desenvolvimento a seguir, conforme o modelo anteriormente mostrado na equação 2.15. Tal modelo pode representar um alto custo de processamento do lado do receptor. Porém, a fim de reduzir esse custo, podemos decompor a matriz do canal usando o método de composição em valores singulares. Assim, teremos a seguinte expressão [19].

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \quad (2.20)$$

Em que, \mathbf{U} e \mathbf{V} são ortogonais e $\mathbf{\Sigma}$ é diagonal. As colunas da matriz \mathbf{U} , de dimensão são n_T por n_T , os auto-vetores da matriz $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ enquanto que as colunas da matriz \mathbf{V} , de dimensão n_R por n_R , são os auto-vetores da matriz $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$, em que n_T e n_R é o número de antenas transmissoras e receptoras respectivamente. Além disso,

os chamados valores singulares que são os elementos da diagonal de $\mathbf{\Sigma}$ são as raízes quadradas dos auto-valores não nulos de $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ e de $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$.

Considerando um caso em que se tenha conhecimento perfeito do canal no transmissor (*Channel State Information at Transmitter* - CSIT), poderíamos decompor o canal MIMO, em n_x canais SISO paralelos, em que n_x é o número mínimo de valores singulares não nulos presente na matriz $\mathbf{\Sigma}$.

Para obter essa decomposição, serão adotados os seguintes passos. O sinal do lado transmissor é pré-multiplicado pela matriz \mathbf{V} , além disso pré-multiplicamos o sinal recebido pelo receptor por \mathbf{U}^H obtendo as seguintes equações:

$$\mathbf{x} = \mathbf{V}\tilde{\mathbf{x}} \quad (2.21a)$$

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^H \mathbf{y} \quad (2.21b)$$

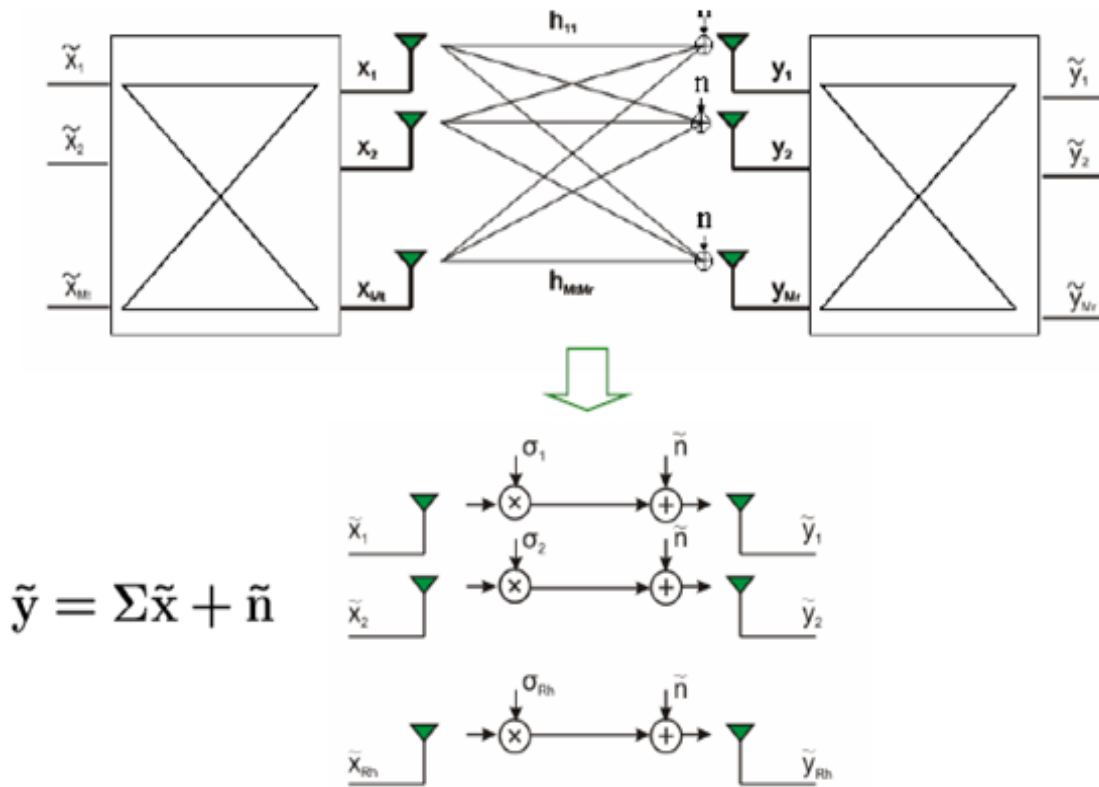


Figura 2.8 - Representação da Paralelização de um canal MIMO com CSIT

Assim, substituindo os valores nas equações 2.20, 2.21a, e 2.21b em 2.13 temos que:

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^H (\mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n}) \quad (2.20a)$$

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^H(\mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \mathbf{x} + \mathbf{n}) \quad (2.20b)$$

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^H(\mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \mathbf{V} \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{n}) \quad (2.20c)$$

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^H \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \mathbf{V} \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{U}^H \mathbf{n} \quad (2.20d)$$

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{\Sigma} \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (2.20e)$$

Como a matriz resultante $\mathbf{\Sigma}$ é diagonal, temos que cada canal é independente e não interfere com nenhum outro canal que foi paralelizado, conforme mostra a figura 2.8.

2.2.2.2 NORMALIZAÇÃO DO CANAL.

Para a normalização iremos considerar o seguinte modelo do sistema para um canal MIMO em banda base.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \mathbf{x} \quad (2.21)$$

Em que, \mathbf{x} e \mathbf{y} são vetores dos símbolos no transmissor e no receptor, e \mathbf{H} é a matriz não normalizada do canal. Neste modelo de canal não incluem as contribuições do ruído, tendo em vista que não estão inclusos nos critérios de normalização. Assim a normalização do canal pode ser expressa como.

$$\tilde{\mathbf{H}} = \frac{\mathbf{H}}{a} \quad (2.27)$$

Em que, $\tilde{\mathbf{H}}$ é matriz do canal normalizada, \mathbf{H} é a matriz do canal não normalizado e a é um fator de normalização o qual pode ser obtido a partir das propostas a seguir.

A expressão abaixo mostra o requisito para que o canal seja considerado normalizado.

$$\|\tilde{\mathbf{H}}\|^2 = n_t n_r \quad (2.22a)$$

Em que, a $\tilde{\mathbf{H}}$ é o canal normalizado, n_t e n_r são o número de antenas, e $\|\cdot\|$ é a norma de Frobenius. A fim de obter esse canal normalizado temos o seguinte fator de normalização.

$$|a|^2 = \frac{n_t n_r}{\|\mathbf{H}\|^2} \quad (2.22b)$$

Neste tipo de normalização a relação sinal ruído, normalmente refere-se à relação sinal ruído de cada um das antenas receptora levando em consideração todas a potência irradiada pelo arranjo de antenas transmissoras.

De forma análoga, podemos chegar outras possíveis normalizações. A tabela abaixo apresenta de forma resumida as possíveis normalizações.

Tabela 2.1 - Normalizações para um canal MIMO.[18]

Condição de Normalização	Fator de Normalização	Significado Físico
$\ \mathbf{H}\ ^2 = n_t n_r$	$ a ^2 = \frac{n_t n_r}{\ \mathbf{H}\ ^2}$	A relação sinal ruído, normalmente refere-se à relação sinal ruído de cada antenas receptoras levando-se em consideração todas a potência irradiada pelo arranjo de antenas transmissoras.
$\ \mathbf{H}\ ^2 = n_t$	$ a ^2 = \frac{n_t}{\ \mathbf{H}\ ^2}$	A relação sinal ruído, normalmente, refere-se à relação sinal ruído total considerando o arranjo de antenas receptoras levando em consideração toda a potência irradiada pelo arranjo de antenas transmissoras.
$\ \mathbf{H}\ ^2 = n_r$	$ a ^2 = \frac{n_r}{\ \mathbf{H}\ ^2}$	A relação sinal ruído, normalmente refere-se à relação sinal ruído de cada antenas receptora levando em consideração todas a potência irradiada pelo arranjo de antenas transmissoras.
$\ \mathbf{H}\ ^2 = 1$	$ a ^2 = \frac{1}{\ \mathbf{H}\ ^2}$	A relação sinal ruído, normalmente refere-se à relação sinal ruído total considerando o arranjo de antenas receptoras levando em consideração toda a potência irradiada pelo arranjo de antenas transmissoras.

2.2.3 CAPACIDADE DO CANAL

O aumento do interesse nos sistemas de comunicação MIMO se deve aos ganhos do sistema em relação aos sistemas SISO convencionais, um desses ganhos refere-se ao aumento da capacidade.

A capacidade do canal estabelece um limite máximo para a taxa de transmissão que o canal é capaz de suportar e que garanta uma probabilidade de erro arbitrariamente baixa na recepção [14]. Para chegar nesse limite é utilizado modelos probabilísticos, onde mensagens de natureza aleatória são transmitidas pelo canal. A

capacidade pode ser entendida como a maior informação mútua entre os sinais transmitidos e recebidos. A informação mútua entre os sinais transmitidos e recebidos é uma função da densidade de probabilidade conjunta dos dois sinais. Conhecendo-se a função densidade de probabilidade do sinal transmitido e as características do canal, pode se determinar a função densidade conjunta dos sinais transmitidos e recebidos e estabelecer um método de maximização que leve à capacidade do canal.

Considerando um sistema SISO, a capacidade do canal em um dado instante é dada por [14]

$$C(SNR) = \log(1 + SNR|h_k|^2) \quad (2.23)$$

Em que, SNR é a relação sinal ruído na antena receptora e h_k é o ganho complexo do canal em dado instante de tempo k . Neste cálculo de capacidade considera-se que o ganho complexo do canal é conhecido pelo receptor, sendo o mesmo modelado por uma variável aleatória gaussiana, de média nula e variância unitária, a fim de representar uma propagação multipercurso.

De modo semelhante, usando a representação do canal previamente mostrada, podemos modelar o canal MIMO por uma matriz \mathbf{H}_k , de dimensão n_R por n_T , composta por variáveis aleatórias independentes, gaussianas, circularmente simétricas, de média nula e variância unitária, neste caso não estamos considerando a correlação existente entre os terminais. Assim como no caso SISO, vamos supor que o arranjo de antena receptora conheça completamente as informações do canal. Deste modo temos que a capacidade do canal MIMO é dada por [14].

$$\tilde{C}(SNR) \stackrel{\text{def}}{=} \log \det \left(\mathbf{I}_{n_R} + \frac{SNR}{n_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \quad (2.24)$$

Em que, \mathbf{I}_{n_R} é uma matriz identidade ordem n_R , $\det(*)$ é o operador determinante e $(*)^H$ é o operador hermitiano. Como a matriz é composta com variáveis aleatórias, a capacidade do sistema, neste caso também será uma variável aleatória. Em geral o canal varia bastante com relação tempo, por essa razão, costumasse gerar aleatoriamente várias amostras do canal, de forma que o canal \mathbf{H} seja ergódico. Tal capacidade é mais usada na prática. A capacidade do sistema será dada por [14].

$$C(SNR) = E[J(\mathbf{H})] \quad (2.25)$$

Em que a esperança estatística é calculada em relação a distribuição de \mathbf{H} e a variável aleatória definida abaixo

$$\mathcal{I}(\mathbf{H}) \stackrel{\text{def}}{=} \log \det \left(\mathbf{I}_{n_R} + \frac{SNR}{n_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \quad (2.26)$$

Também chamada de informação mútua instantânea do canal [14]. Podemos, então, interpretar a capacidade ergódica como a taxa média suportada pelo canal.

2.2.3.1 GRAU DE LIBERDADE EFETIVO (EDOF)

O alto desempenho do sistema MIMO deve-se principalmente aos ganhos proveniente da utilização de vários elementos para transmitir e receber uma determinada informação, devido a possibilidade de transmitir diferentes sinais em canais paralelos simultaneamente. Uma maneira de se medir esse ganho é por meio da determinação do posto da matriz do canal. Essa medida, nem sempre apresenta bons resultados, pois muitos desses canais podem possuir baixo ganho, não sendo utilizados na transmissão. Por esse motivo, é necessário saber o número efetivo dos canais paralelos. Para isso defini-se o grau de liberdade efetivo do canal, dado pela equação abaixo[5].

$$EDOF \triangleq \left. \frac{dC(x)}{d(\log_2 x)} \right|_{x=SNR} \quad (2.27)$$

Esta medida quantifica o número de sub-canais que contribuem na capacidade.

A quantidade de canais paralelos independentes é um importante aspecto durante a avaliação da capacidade de um sistema.

2.2.4 CORRELAÇÃO ESPACIAL

Originalmente as técnicas em MIMO buscam explorar a dimensão espacial do sistema, grande responsável pelo desempenho dos sistemas MIMO. Por isso, dedicaremos atenção a uma forma de caracterizar as propriedades espaciais do canal multi-antena, em outras palavras a correlação espacial do canal. Considere a seguinte expressão[20]:

$$R_X(t, t', f, f', l_t, l'_t, l_r, l'_r) = E\{H_a(t, f, l_t, l_r), H_a^*(t', f', l'_t, l'_r)\} \quad (2.28)$$

A expressão acima representa a função de correlação variante no tempo para sistemas MIMO, em que t está relacionado com o tempo, f está relacionado com a frequência e l com a dimensão espacial. A fim de isolar a apenas a contribuição espacial, será considerando que o desvio no tempo e na frequência são nulos, assim para um canal MIMO com número limitado de antenas, pode-se definir a correlação espacial como.

$$\mathbf{R} = E\{\text{vec}(\mathbf{H}^H) \text{vec}(\mathbf{H}^H)^H\} \quad (2.29)$$

Em que, a matriz \mathbf{R} é n_T por n_T definida semi-positiva, e descreve a correlação entre todos pares de canais transmissor-receptor.

Costuma-se também definir as matrizes de correlação do arranjo de antenas transmissoras e do arranjo de antenas receptoras, segundo a equação abaixo.

$$\mathbf{R}_T = E\{\mathbf{H}^H \mathbf{H}\} \quad (2.30a)$$

$$\mathbf{R}_R = E\{(\mathbf{H} \mathbf{H}^H)^T\} \quad (2.30b)$$

Considerando um canal homogêneo, o coeficiente de correlação entre dois terminais está relacionado com a potência que incide no arranjo de antenas considerando a defasagem sofrida pelo sinal entre os elementos do arranjo. Assumindo um exemplo de propagação em 2-D, temos que a correlação entre duas antenas no transmissor pode ser dada como.

$$\rho = \int_0^{2\pi} e^{j\varphi(\theta_t)} P_t(\theta_t) d\theta_t \quad (2.31)$$

Em que, θ_t refere-se ao azimuth da antena e $e^{j\varphi(\theta_t)}$ contém a informação entre a defasagem sofrida pelo sinal entre os diferentes elementos de um arranjo.

2.2.4.1 MODELO DE CLARKE

Considerando um cenário 2D onde se tenha um ambiente muito rico de dispersão em torno do transmissor com uma distribuição uniforme da energia, e considerando apenas a defasagem em função da direção de chegada ou partida, decorrente da distância entre os elementos do arranjo de antenas do transmissor ou receptor. Tem-se que[20]:

$$P_t(\theta_t) = p_t \quad (2.32a)$$

$$\varphi(\theta_t) = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \theta_t \quad (2.32b)$$

Em que, d é a distância entre os dois elementos do arranjo de antenas no qual se está calculando a correlação, e p_t é uma constante determinada na seguinte condição.

$$\int_0^{2\pi} P_t(\theta_t) d\theta_t = 1 \quad (2.33)$$

Logo, temos que:

$$p_t = \frac{1}{2\pi} \quad (2.34)$$

Aplicando na equação 2.33 temos que:

$$\rho = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} \cos \theta_t} d\theta_t \quad (2.35a)$$

$$\rho = J_0\left(2\pi \frac{d}{\lambda}\right). \quad (2.35b)$$

Em que, $J_0(*)$ é a função de Bessel de ordem zero do primeiro tipo. Assim temos que a correlação espacial, dependerá somente da distância considerada entre as duas antenas. O gráfico abaixo (Figura 2.9) mostra a gráfico da envoltória da correlação ρ^2 com relação a distância entre os elementos.

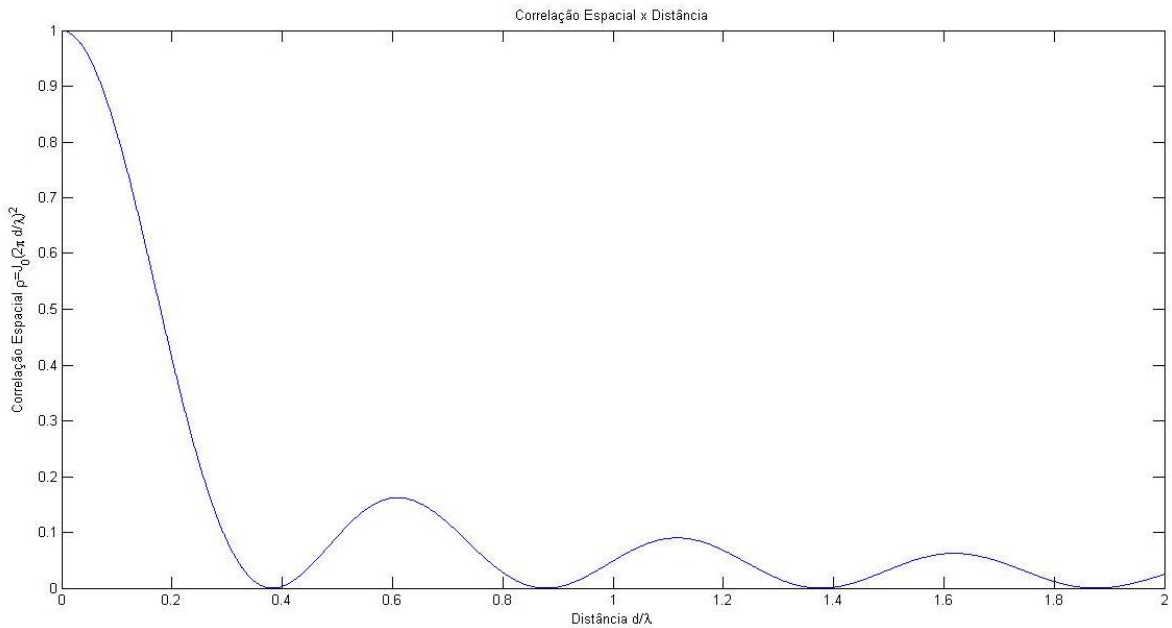


Figura 2.9 - Correlação espacial em função da distância entre as antenas, plotado a partir do modelo de Clarke

No gráfico presente na figura 2.9 podemos verificar o primeiro ponto de correlação nula para aproximadamente 0.4λ . Na prática busca-se separar as antenas por essa distância.

2.2.4.2 MODELO DO CALCULO DA CORRELAÇÃO USANDO DIAGRAMA DE RADIAÇÃO

Em um cenário mais realístico, pode-se calcular a correlação espacial a partir do diagrama de radiação complexo das antenas de interesse, a partir da equação abaixo.[22]

$$\rho_e = \frac{(\oint [XPR E_{\theta X}(\Omega) E_{\theta Y}^*(\Omega) P_{\theta}(\Omega) + E_{\phi X}(\Omega) E_{\phi Y}^*(\Omega) P_{\phi}(\Omega)] d\Omega)^2}{\oint [XPR G_{\theta X}(\Omega) P_{\theta}(\Omega) + G_{\phi X}(\Omega) P_{\phi}(\Omega)] d\Omega * \oint [XPR G_{\theta Y}(\Omega) P_{\theta}(\Omega) + G_{\phi Y}(\Omega) P_{\phi}(\Omega)] d\Omega} \quad (2.36)$$

Em que, $\Omega = (\theta, \phi)$ é o ângulo sólido, $d\Omega = \sin\theta d\theta d\phi$, $G_{\theta} = E_{\theta}(\Omega) E_{\theta}^*(\Omega)$, $E_{\theta X}(\Omega)$ e $E_{\theta Y}(\Omega)$ são o diagrama de radiação complexo para a polarização vertical das antenas X e Y respectivamente, $P_{\theta}(\Omega)$ e $P_{\phi}(\Omega)$ são as potência incidente para as polarizações vertical e horizontal respectivamente, e XPR é a média no tempo da razão entre a potência vertical e horizontal, conforme mostra a equação abaixo.

$$XPR = \frac{P_V}{P_H} \quad (2.37)$$

2.2.4.3 MODELO PARÂMETROS-S

O cálculo do coeficiente de correlação a partir do diagrama de radiação complexo das antenas pode gerar alto custo computacional, que implicará um maior consumo de tempo para obter tais valores. A fim de tornar esse processo mais rápido, pode-se calcular os valores dos coeficientes de correlação a partir dos parâmetros de espalhamento, usando a expressão abaixo.[22]

$$\rho_s = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{[1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2)][1 - (|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2)]} \quad (2.38)$$

Nessa expressão 2.38, é assumido que todos os terminais estão casados em impedância.

Podemos relacionar os coeficientes de correlação medido a partir do diagrama de radiação com o medido a partir dos parâmetros de espalhamento com a seguinte expressão.

$$\rho_S = |\rho_e|^2 \quad (2.39)$$

2.2.4.4 MODELO TS - DIAGRAMA DE RADIAÇÃO.

Considere uma onda plana incidente em um arranjo de n dipolos espaçados por uma distância d , como mostrado na figura 2.10.

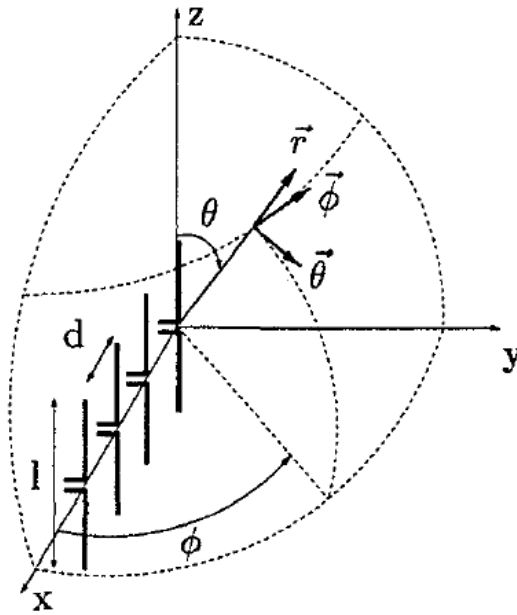


Figura 2.10 - Arranjo de dipolo [22].

A fim de incluir o efeito do acoplamento mútuo temos que [22].

$$\begin{bmatrix} E_{1mc}(\theta_1, \phi_1) \\ E_{2mc}(\theta_2, \phi_2) \\ \dots \\ E_{kmc}(\theta_k, \phi_k) \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} 1 \\ a(d_k, \theta_2, \phi_2) \\ \dots \\ a(d_k, \theta_k, \phi_k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} |E_1| \\ |E_2| \\ \dots \\ |E_K| \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Em que, E_{kmc} é o campo elétrico da k -ésima antena modificado devido ao efeito do acoplamento mútuo, θ_k é o ângulo de elevação para a k -ésima antena, ϕ_k é o ângulo de azimute para a k -ésima antena, E é o campo elétrico sem considerar

o efeito do acoplamento mútuo, $a(d_k, \theta_k, \phi_k)$ é defasagem entre o sinal que chega na k -ésima antena com relação a antena de referência, e

$$C = (Z_A + Z_T)(Z + Z_T I_N)^{-1} \quad (2.41)$$

Em que, Z_A é a impedância própria da antena, Z_T é a impedância da fonte, escolhida como o conjugado complexo de Z_A a fim de obter a máxima transferência de impedância, e I_N é uma matriz identidade, e Z é a matriz de impedância mútua dada por.

$$Z = \begin{pmatrix} Z_A + Z_T & Z_{12} & \dots & Z_{1n} \\ Z_{21} & Z_A + Z_T & \dots & Z_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{n1} & Z_{n2} & \dots & Z_A + Z_T \end{pmatrix} \quad (2.42)$$

Em que, Z_{nm} é a impedância mútua entre as antenas n e m .

Para um caso de propagação em 2-D tomando uma elevação fixa, temos que a defasagem entre dois pontos de dois diagramas de radiação é dada por.

$$a(d_k, \theta_k) = e^{j2\pi \frac{d_k}{\lambda} \cos \theta_k} \quad (2.43)$$

Assim temos o seguinte diagrama de radiação modificado.

$$\begin{bmatrix} E_{1mc}(\theta_1) \\ E_{2mc}(\theta_2) \\ \dots \\ E_{kmc}(\theta_k) \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j2\pi \frac{d_2}{\lambda} \cos \theta_2} \\ \dots \\ e^{j2\pi \frac{d_k}{\lambda} \cos \theta_k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} |E_1| \\ |E_2| \\ \dots \\ |E_K| \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

De posse desse diagrama de radiação podemos calcular a correlação espacial a partir da expressão 2.38.

2.2.4.5 MODELO TRANSFERÊNCIA DE IMPEDÂNCIA

Na Figura 2.11, temos o modelo de acoplamento de um arranjo de antenas.

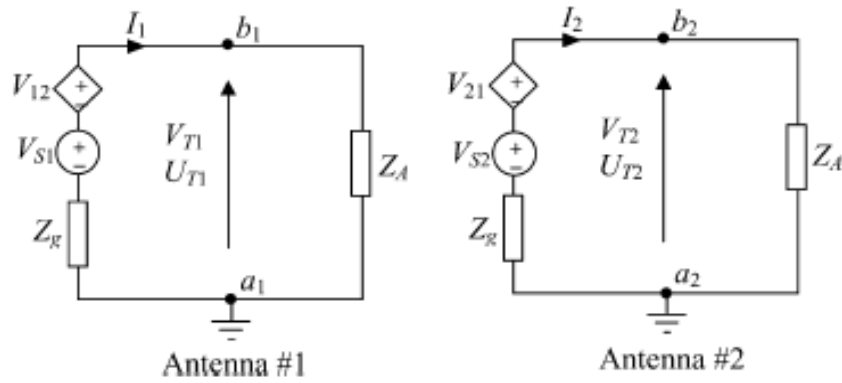


Figura 2.11 - Circuito equivalente para um arranjo de antenas [24]

A partir desse modelo, pode-se verificar que um sistema sem considerar o acoplamento mútuo no conjunto de antenas receptoras e transmissoras é dado por:

$$U_{Tn} = I_n Z_A \quad (2.45)$$

Em que, U_{Tn} é a tensão nos terminais da n-ésima antena, I_n é a corrente que circula no laço que representa a n-ésima antena. Em ambos os casos é desconsiderado a existência de acoplamento mútuo entre as antenas do conjunto transmissor ou receptor ($V_{12} = 0V$). Z_A é a impedância da antena em questão.

Da análise do circuito presente na figura 2.11 temos que:

$$I_n = \frac{V_{S1}}{Z_G + Z_A} \quad (2.46)$$

Em que, Z_G é a impedância da fonte que alimenta a antena. Substituindo (2.51) em (2.50) temos que:

$$U_{Tn} = \frac{V_{S1} Z_A}{Z_G + Z_A} \quad (2.47)$$

A partir do desenvolvimento podemos considerar o caso com o acoplamento, em que, V_{Tn} é a tensão na n-ésima antena. I_n é a corrente que circula no laço que representa a n-ésima antena. Em ambos os casos é considerado a existência de acoplamento mútuo entre as antenas do conjunto transmissor ou receptor.

$$V_{Tn} = I_n Z_A \quad (2.48)$$

Em que [23]

$$I_n = \frac{V_{Sn} + \sum_{m=1}^k V_{nm}}{Z_A + Z_g}, \quad \forall m \neq n \quad (2.49)$$

Em que, V_{Sn} é a tensão aplicada na antena n, e V_{NM} é a tensão gerada na antena N produzida pela corrente que circula na antena M, que é expressa pela equação abaixo[23].

$$V_{nm} = \frac{I_m Z_{nm}^T}{Z_A} (Z_A + Z_g) \quad (2.50)$$

Em que, Z_{nm}^T é a impedância mútua entre as antenas n e m, expressa na equação abaixo[23].

$$Z_{nm}^T = \left. \frac{V_{Tn}}{I_m} \right|_{V_{Sn}=0} = \left. \frac{I_n Z_A}{I_m} \right|_{V_{Sn}=0} \quad (2.51)$$

Diferentemente do método convencional onde a tensão induzida é a tensão de circuito aberto, neste modelo a tensão induzida é a tensão $V_{Tn}|_{V_{S1}=0}$.

Substituindo (2.55) em (2.54) temos:

$$I_n = \frac{V_{Sn} + \sum_{m=1}^k \frac{I_m Z_{nm}^T}{Z_A} (Z_A + Z_g)}{Z_A + Z_g} \quad (2.52)$$

Substituindo (2.57) em (2.53) temos:

$$V_{Tn} = \frac{V_{Sn} Z_A + \sum_{m=1}^k I_m Z_{nm}^T (Z_A + Z_g)}{(Z_A + Z_g)} \quad (2.53a)$$

$$V_{Tn} = \frac{V_{Sn} Z_A}{(Z_A + Z_g)} + \sum_{m=1}^k I_m Z_{nm}^T \quad (2.53b)$$

$$V_{Tn} = \frac{V_{Sn} Z_A}{(Z_A + Z_g)} + \sum_{m=1}^k I_m Z_{nm}^T \frac{Z_A}{Z_A} \quad (2.53c)$$

$$V_{Tn} = U_{Tn} + \sum_{m=1}^k V_{Tm} \frac{Z_{nm}^T}{Z_A} \quad (2.53d)$$

$$U_{Tn} = V_{Tn} - \sum_{m=1}^k V_{Tm} \frac{Z_{nm}^T}{Z_A}, \forall m \neq n \quad (2.53e)$$

Em termos Matriciais:

$$\begin{bmatrix} U_{T1} \\ U_{T2} \\ \vdots \\ U_{TK} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{Z_{12}^T}{Z_A} & \dots & -\frac{Z_{1K}^T}{Z_A} \\ -\frac{Z_{21}^T}{Z_A} & 1 & \dots & -\frac{Z_{2K}^T}{Z_A} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\frac{Z_{K1}^T}{Z_A} & -\frac{Z_{K2}^T}{Z_A} & \dots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{T1} \\ V_{T2} \\ \vdots \\ V_{TK} \end{bmatrix} \quad (2.54a)$$

$$\mathbf{U}_T = \mathbf{Z}_T \mathbf{V}_T \quad (2.54b)$$

$$\mathbf{V}_T = \mathbf{Z}_T^{-1} \mathbf{U}_T \quad (2.54c)$$

Assim, tem-se as seguintes matrizes de correlação considerando o efeito do acoplamento mútuo nos arranjos de antenas, no qual \mathbf{R}_T refere-se ao transmissor e \mathbf{R}_R refere-se ao receptor [23].

$$\mathbf{R}_T = \langle \mathbf{V}_T \mathbf{V}_T^H \rangle = \mathbf{Z}_T^{-1} \langle \mathbf{U}_T \mathbf{U}_T^H \rangle (\mathbf{Z}_T^{-1})^H \quad (2.55a)$$

$$\mathbf{R}_R = \langle \mathbf{V}_R \mathbf{V}_R^H \rangle = \mathbf{Z}_R^{-1} \langle \mathbf{U}_R \mathbf{U}_R^H \rangle (\mathbf{Z}_R^{-1})^H \quad (2.55b)$$

2.2.5 CLASSIFICAÇÃO DE TÉCNICAS MIMO

Devido aos fenômenos de reflexão, difração e espalhamento, o sinal transmitido pode se propagar por vários trajetos diferentes, conforme mostra a figura 2.12 [25,26]. O sinal captado pelo receptor corresponde, portanto, a soma dos sinais vindos de cada trajeto. Como cada um destes trajetos introduz atenuação e atraso, a superposição dos sinais no receptor pode ser destrutiva, impossibilitando a recuperação da informação. Ao se empregar um arranjo de antenas no receptor, cada elemento deste arranjo capta sinais provenientes de trajetos possivelmente diferentes e independentes. Combinando apropriadamente os sinais em cada antena receptora, tem-se um aumento da confiabilidade da transmissão [24-25].

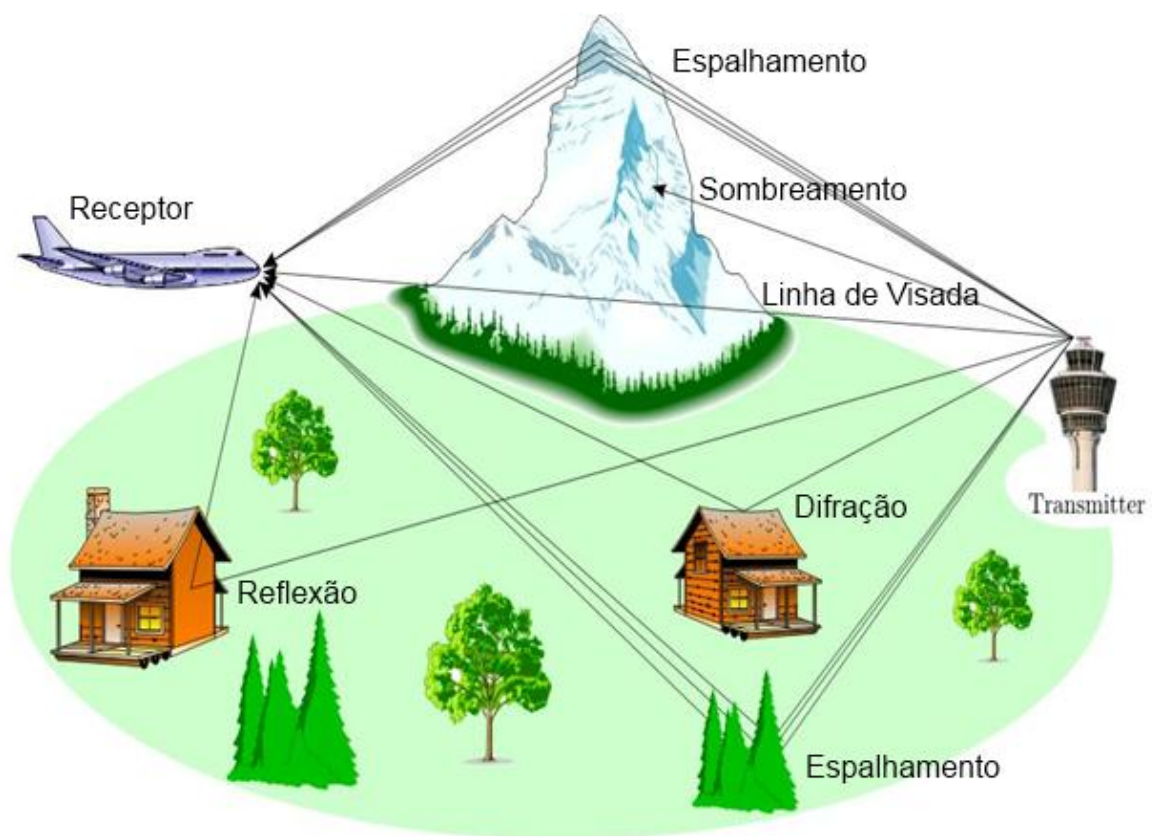


Figura 2.12 - Mecanismos propagação básicos de um sistema de comunicação sem fio[26].

Entre os sistemas de comunicação sem fio do tipo MIMO existem duas classes bastante usadas.

- **Diversidade Espacial:** Baseasse na idéia de que um canal MIMO pode ser decomposto em N canais do tipo SISO paralelos, onde todos são usados para melhorar o desempenho do sistema, transmitindo em todas as antenas a mesma informação.

O ganho de diversidade é normalmente utilizado para designar o aumento da confiabilidade da transmissão.

- **Multiplexação Espacial:** Baseasse na idéia de que um canal MIMO pode ser decomposto em N canais do tipo SISO paralelos, onde todos são usados para melhorar o desempenho do sistema, transmitindo em todas as antenas informação diferentes ao mesmo tempo.

O ganho de multiplexação é normalmente utilizado para designar o aumento da taxa da transmissão.

Apesar de estarmos apresentando separadamente as duas técnicas, na prática elas podem ser usadas em conjunto, como exemplo podemos citar os códigos de bloco espaço-tempo que fazem uso das duas técnicas simultaneamente.

2.2.5.1 MULTIPLEXAÇÃO ESPACIAL

As técnicas de Multiplexação espacial (SM) no sistema MIMO oferecem um aumento linear na taxa de transmissão. Tais técnicas buscam utilizar ao máximo a capacidade do arranjo de antenas no transmissor de forma que não seja enviada informações redundantes em todas as antenas, mas diferentes dados em cada uma delas. As técnicas de SM permitem, com a mesma banda, transmitir e receber mais informação, pois as múltiplas antenas presentes no sistema proporcionam diferentes canais de propagação, os quais podem ser usados em paralelo.

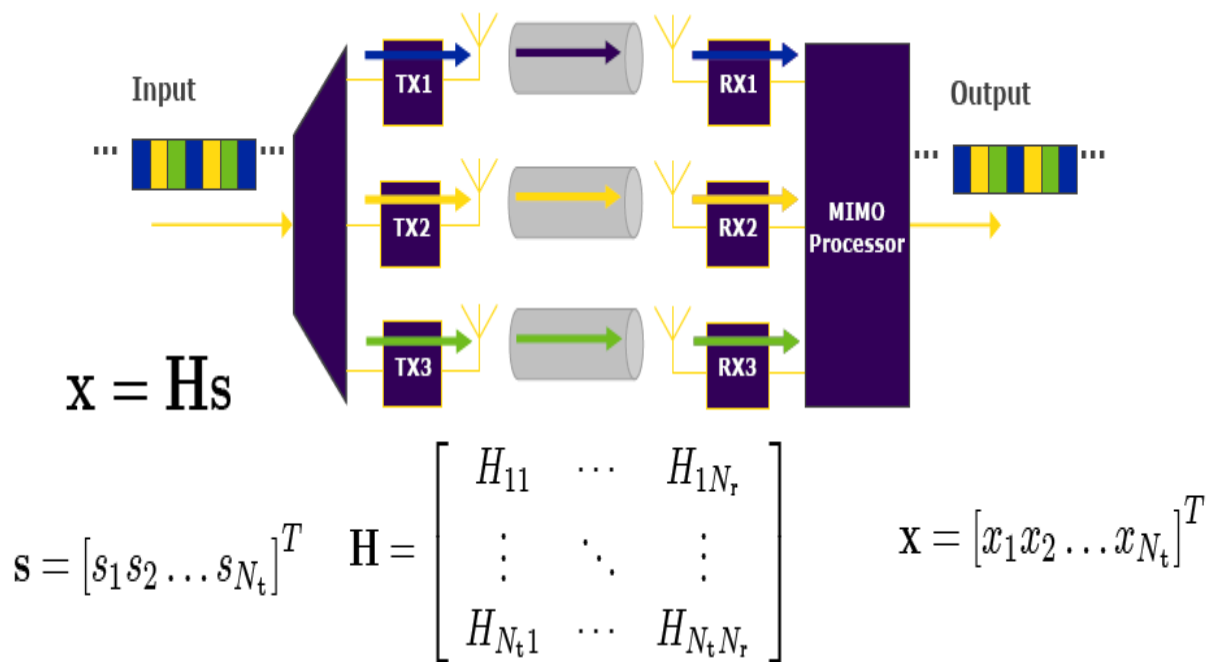


Figura 2.13 - Esquema MIMO de Multiplexação Espacial.

Por exemplo, em um sistema MIMO 2x2, o fluxo de bits a ser transmitido é desmultiplexado em dois sub-streams de metade da taxa de transmissão, modulados e transmitidos simultaneamente em cada antena de transmissão. Uma vez que os dois símbolos diferentes são transmitidos nas duas antenas em um período de símbolo, a taxa de transmissão é dobrada, em comparação com o sistema SISO. Multiplexação

espacial é particularmente útil em implantações urbanas onde o longo alcance é menos importante do que a taxa de dados no dispositivo do usuário final.

Na Figura 2.13 temos o modelo matemático para sistemas MIMO que usam as técnicas de SM. Tal modelo corresponde ao mesmo anteriormente apresentando.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.56)$$

2.2.5.2 DIVERSIDADE

Em sistemas de comunicação sem fio, o sinal captado pelo receptor pode sofrer flutuações aleatórias no tempo, na frequência e/ou no espaço. Esta flutuação do sinal recebido, denominada desvanecimento, e ocasionada pela propagação em múltiplos trajetos influencia diretamente o desempenho dos sistemas de comunicação digital.

Uma forma de mitigar o desvanecimento e aumentar a confiabilidade dos sistemas de comunicação é utilizar técnicas de diversidade [29].

As técnicas de diversidade procuram melhorar a confiabilidade de um sistema de comunicação explorando a natureza aleatória dos canais de propagação, onde cada um experimenta diferentes níveis de desvanecimento e de interferência, fornecendo ao receptor replicas de um mesmo símbolo de informação. Assim, quanto maior o numero de replicas, maior a probabilidade de pelo menos uma delas ser recebida corretamente.

Tais técnicas possuem um papel importante no combate aos efeitos de desvanecimento e interferência do sistema. As técnicas de diversidade podem explorar a propagação por multipercurso para obter ganho de diversidade, medido freqüentemente em decibéis.

A fim de obter ganho com o uso dessa técnica os sistemas de comunicação sem fio contam com os seguintes tipos de diversidade:

- Diversidade de Tempo
- Diversidade de Frequência
- Diversidade Espacial
- Diversidade de Polarização.

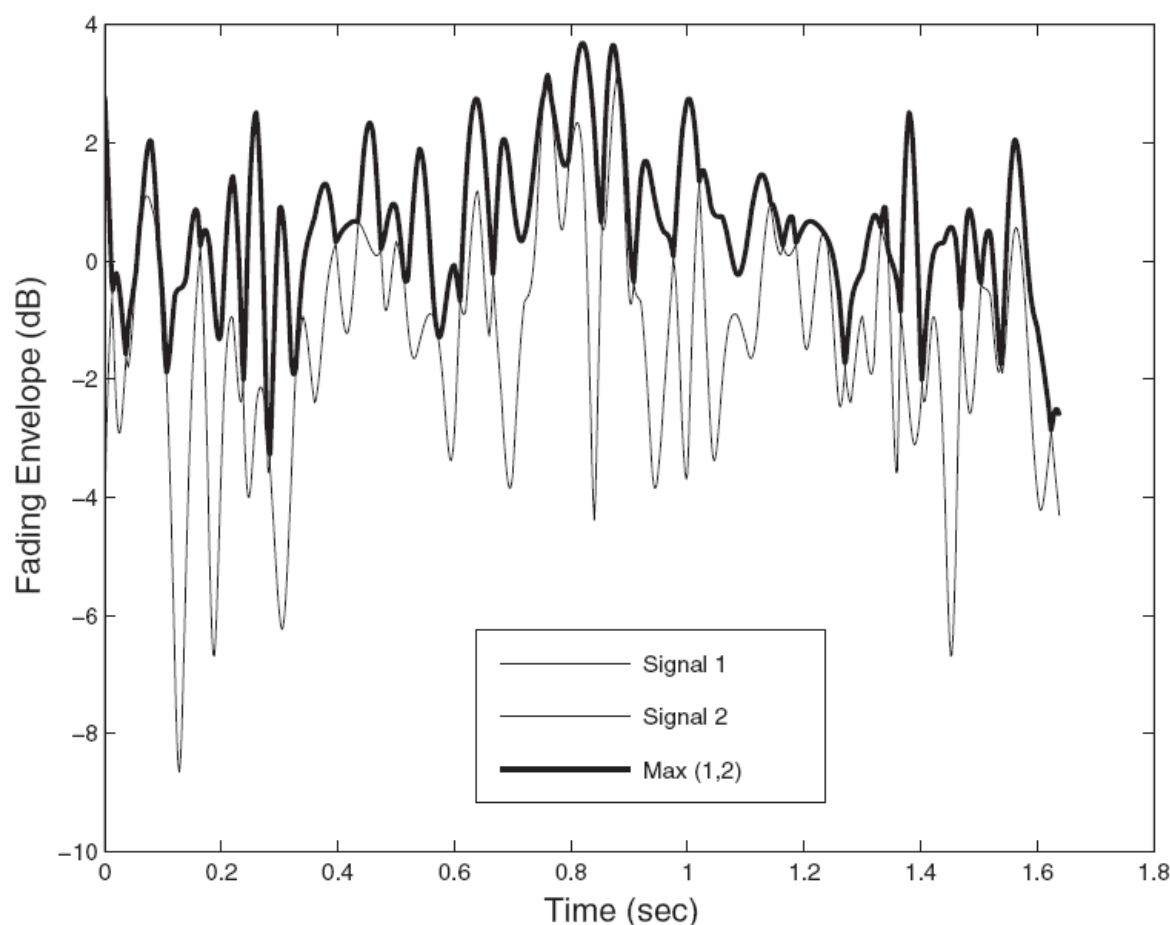


Figura 2.14: Envoltória do desvanecimento para uma recepção em diversidade 1x2 [30]

Cada uma das técnicas busca explorar um recurso diferente para o sistema de comunicação sem fio. O uso de vários canais de tempo leva ao aumento da diversidade de tempo; o uso de vários canais de frequência significa um aumento da diversidade de frequência. Nos sistemas MIMO, a existência de múltiplas antenas também permite a obtenção de diversidade espacial. Ao se enviar um mesmo símbolo apropriadamente através de varias antenas, obtém-se diversidade espacial de transmissão.

Na figura 2.14 vemos a envoltória do desvanecimento de um sistema SIMO contendo duas antenas no receptor e uma no transmissor. Percebemos uma melhoria no sinal resultante quando utilizada a técnica de seleção. Como base nisso vemos que a diversidade espacial é uma poderosa técnica para resolver o problema do desvanecimento.

2.2.5.3 GANHO DE DIVERSIDADE

Conforme já mencionado em secções anteriores, o ganho de diversidade nós dá a informação de quanto o sistema é mais robusto com a utilização de técnicas de diversidade. Tal ganho pode ser matematicamente expresso por [21].

$$DG = \left[\frac{\gamma_c}{\Gamma_c} - \frac{\gamma_1}{\Gamma_1} \right]_{P(\gamma_c < \frac{\gamma_s}{\Gamma})} [dB] \quad (2.57)$$

Em que, DG é o ganho de diversidade, γ_c é a relação sinal ruído instantânea para o sinal que utiliza a técnica de diversidade, Γ_c é a relação sinal ruído média para o sinal que utiliza a técnica de diversidade, γ_1 e Γ_1 refere-se ao caso que utiliza apenas uma antena, e γ_s/Γ é o valor de limiar para o qual será calculada a probabilidade P .

Definimos P segundo a expressão 2.62 , para a qual assumimos que os sinais são totalmente decorrelacionados e seguem um distribuição do tipo Rayleigh, e todos os sub-canais apresentam o mesmo ruído [21].

$$P\left(\gamma_c < \frac{\gamma_s}{\Gamma}\right) = \left(1 - \exp\left(-\frac{\gamma_s}{\Gamma}\right)\right)^M \quad (2.58)$$

A figura 2.15 mostra de forma gráfica as informações contidas na expressão 2.58.

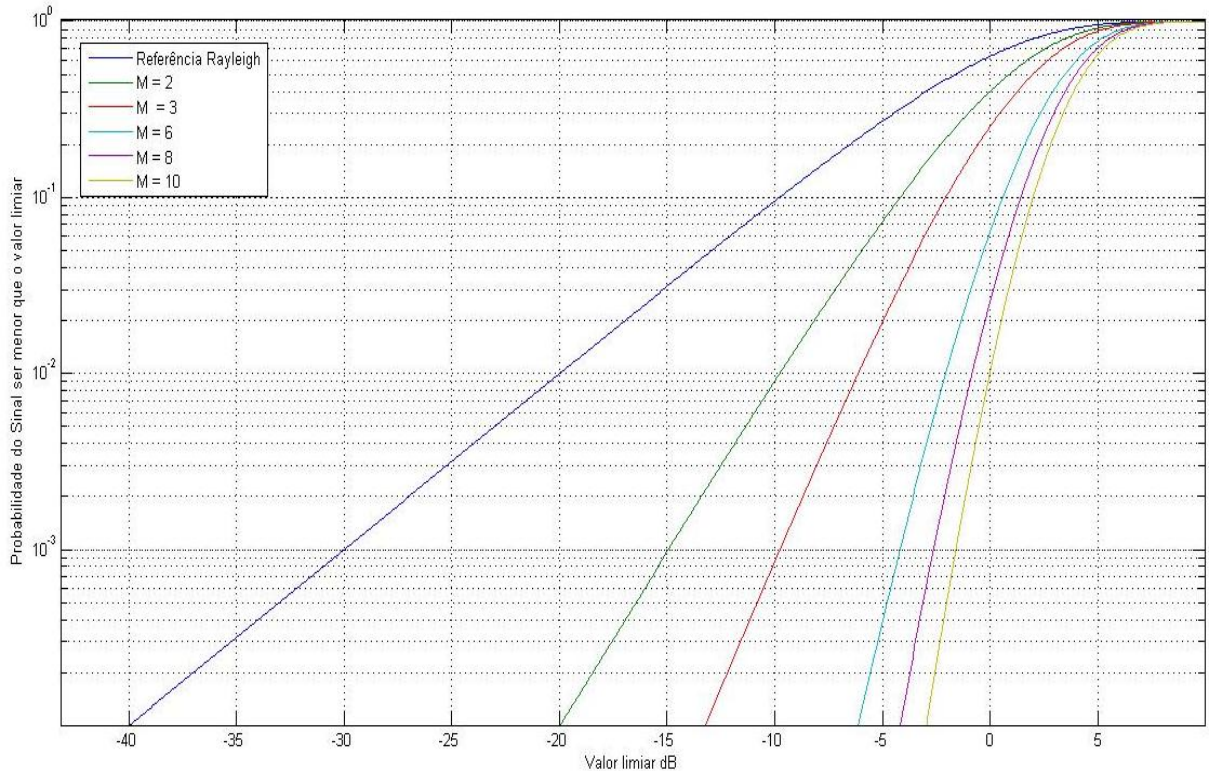


Figura 2.15 - Probabilidade para diferente número de pares de canais receptor-transmissor independentes.

A relação entre a correlação o ganho de diversidade pode ser obtida por meio da expressão 2.59, a partir da qual somos capazes de obter a probabilidade de funcionamento de um sistema para uma determinada relação sinal ruído limiar. [31]:

$$P(\gamma_c < x) = 1 - \exp\left(-\frac{x}{\Gamma_1}\right) Q\left(\sqrt{\frac{2x}{\Gamma_2(1-|\rho_s|^2)}}, |\rho_s| \sqrt{\frac{2x}{\Gamma_1(1-|\rho_s|^2)}}\right) - \exp\left(-\frac{x}{\Gamma_2}\right) \left[1 - Q\left(|\rho_s| \sqrt{\frac{2x}{\Gamma_2(1-|\rho_s|^2)}}, \sqrt{\frac{2x}{\Gamma_1(1-|\rho_s|^2)}}\right)\right] \quad (2.59)$$

Em que, x é o limiar, Γ_1 e Γ_2 são a relação sinal ruído para antenas 1 e 2 respectivamente, e a função Q é a função de Marcum.

3 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

Com a finalidade de se estudar o efeito do acoplamento mútuo no desempenho de um sistema MIMO 2x2 foram propostas simulações de capacidade e probabilidade de outage (limiar). Este capítulo contém os resultados encontrados nessas simulações, bem como algumas análises.

3.1 DESCRIÇÃO DO PROBLEMA

Neste trabalho, será estudado o desempenho de um sistema de comunicação sem fio do tipo MIMO sob influência do efeito do acoplamento mútuo. Como o objetivo deste trabalho não é buscar geometrias de antenas que possibilitem a minimização do acoplamento, foi proposta a utilização de antenas do tipo dipolo de meio comprimento de onda. O dipolo é um tipo de antena que possibilitou a redução do tempo de simulação, bem como um melhor entendimento do efeito, devido ao fato de existir soluções matemáticas fechadas, para as características estudadas, conforme descrito no capítulo 2.

Como primeira etapa, será estudado o modelo de acoplamento mútuo, para que, a partir desse, se possa introduzir o efeito nas métricas. Afim de se estudar a sua influência no desempenho do sistema MIMO. Propusemos então a utilização das seguintes métricas:

- Capacidade;
- Probabilidade de *outage* (limiar).

As métricas propostas devem ser capazes de ilustrar o ganho do desempenho para o sistema MIMO, sob influência do acoplamento mútuo. Também foi proposta uma análise com a utilização de cenários não reais, com a finalidade de se isolar a influência do efeito do acoplamento mútuo na capacidade e no limiar da probabilidade de *outage*.

3.2 O ACOPLAMENTO MÚTUO

3.2.1 DIPOLO ISOLADO

Assim como foi descrito acima, propusemos a simulação de arranjos de antenas do tipo dipolo, visto que o objetivo não era o estudo de sistemas complexos, mas sim o estudo do efeito do acoplamento mútuo.

Utilizando o simulador FDTD Studio, propusemos simulações de uma única antena, a fim de se determinar suas características sem influência de nenhuma outra antena. Nessas simulações nos preocupamos em obter duas informações específicas: a frequência de ressonância da antena, e também a impedância própria da antena.

Quando se trata de dipolo, temos que a potência máxima irradiada é dada por:

$$P_{rad} = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi} C_{in}(2\pi) \quad (3.1)$$

Em que, η é a impedância característica do espaço livre, I_0 é a corrente máxima que corre no dipolo, e $C_{in}(2\pi)$ pode ser obtido a partir de tabelas específicas [13].

$$C_{in}(2\pi) = 0.5772 + \ln(2\pi) - C_i(2\pi) = 0.5772 + 1.838 - (-0.02) \cong 1.643 \quad (3.2)$$

Essa potência máxima irradiada acontece quando o dipolo está em ressonância. Quando isso acontece, a resistência irradiada (relacionada com a potência irradiada) é dada por:

$$R_r = \frac{2P_{rad}}{|I_0|^2} = \frac{\eta}{4\pi} C_{in}(2\pi) = 30(2.435) \cong 73\Omega \quad (3.3)$$

Então, a máxima potência irradiada acontece quando a resistência irradiada tem o valor de 73Ω . Apesar de a frequência de ressonância ocorrer quando a reatância da antena é nula, sabe-se que esta grandeza é muito sensível a pequenas variações na espessura do fio utilizado no dipolo. Entretanto, sabe-se que esse ponto onde a reatância se anula ocorre, para o dipolo de meio comprimento de onda, no mesmo ponto que a resistência da antena atinge o valor de 73Ω . Como não se consegue simular uma antena suficientemente fina - com a espessura infinitesimal -, utiliza-se

este valor para a resistência de 73Ω . Portanto utilizamos uma aproximação inicial para a frequência de ressonância do dipolo em questão. Objetiva-se com esse valor de impedância própria calcular a impedância mútua de um arranjo de antenas.

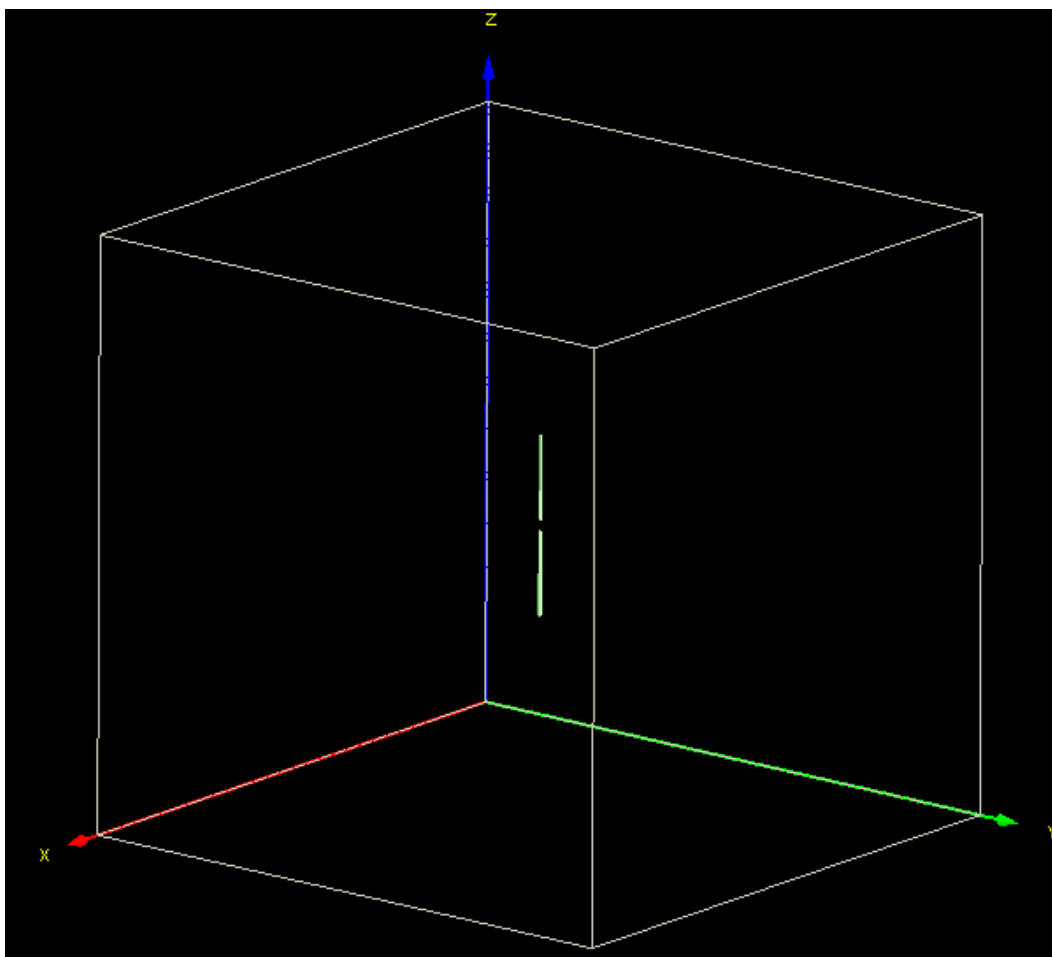


Figura 3.1 – Dipolo no FDTD Studio.

Para essa simulação, utilizamos os seguintes parâmetros:

- Antena excitada com um pulso gaussiano com largura de banda de 2 GHz, centrada na mesma.
- Tamanho do dipolo: aproximadamente 7,5 cm (meio comprimento de onda).
- Espessura do dipolo: aproximadamente 0.0002λ

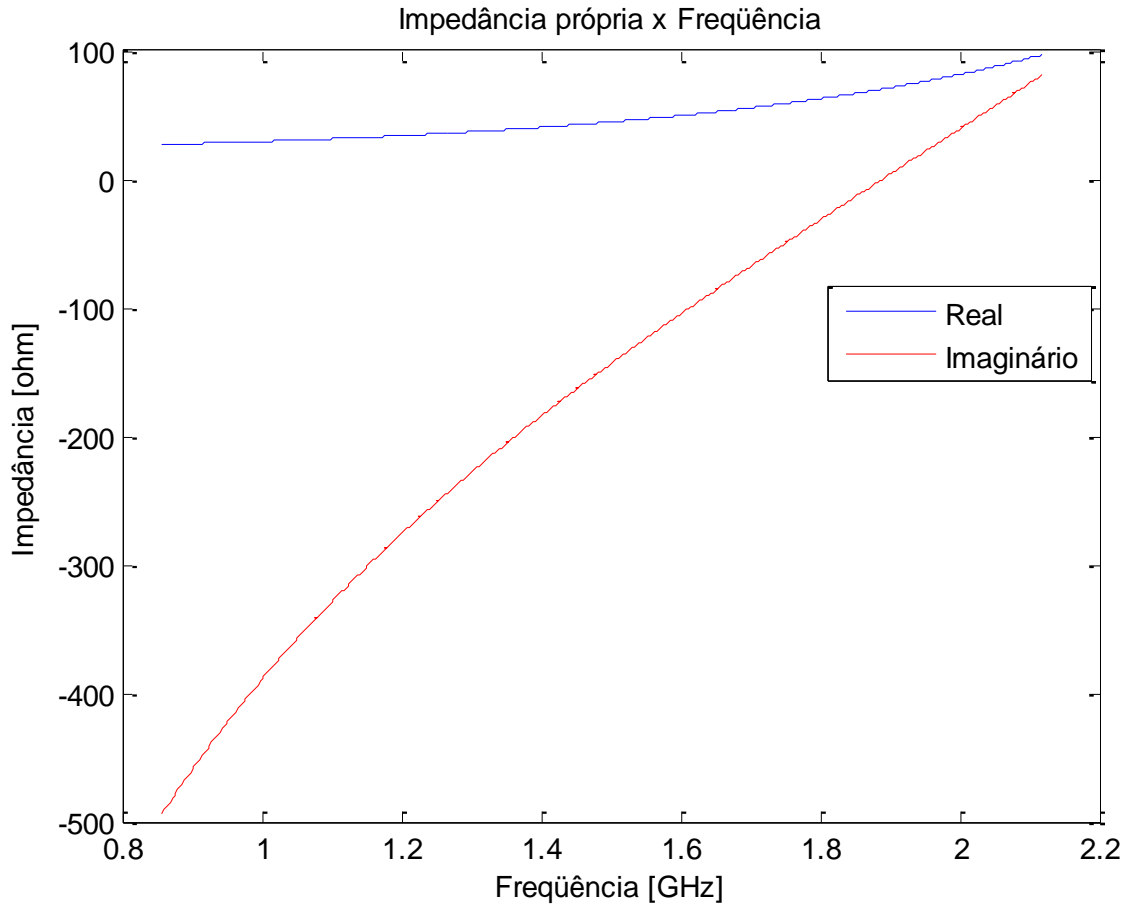


Figura 3.2 – Impedância própria do dipolo x Frequência.

Com essa simulação obtivemos uma frequência de ressonância 1,917142857 GHz. Para essa frequência obtivemos o valor de impedância própria $(72,97543 + j10,02307) \Omega$.

3.2.2 ARRANJO DE DOIS DIPOLOS

Dadas duas antenas operando no espaço livre, considerando o acoplamento mútuo entre elas, podemos chegar a seguinte expressão:

$$\begin{cases} V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{cases} \quad (3.4)$$

Em que, Z_{12} é a impedância mútua entre as antenas 1 e 2 (influência da antena 2 na antena 1), e Z_{21} é a impedância mútua entre as antenas 2 e 1 (influência da antena 1 na antena 2 – numericamente igual à Z_{12} , isso acontece devido ao teorema da reciprocidade, no qual se considera que as duas antenas são exatamente

iguais e são excitadas com a mesma fonte, fazendo com que as análises feitas para a primeira antena sejam idênticas às análises feitas para a segunda), e ainda:

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad (3.5)$$

Quando $I_2 = 0$, ou seja, tal condição é satisfeita fisicamente, fazendo as medidas da antena isolada.

Utilizando o sistema de equações 3.4, podemos dividir a primeira equação por I_1 , e a segunda equação por I_2 . Ao fazermos isso, estamos simplesmente encontrando o sistema de equações em termos de impedâncias. Então chegamos às seguintes equações:

$$\begin{cases} Z_1 = Z_{11} + Z_{12} \frac{I_2}{I_1} \\ Z_2 = Z_{21} \frac{I_1}{I_2} + Z_{22} \end{cases} \quad (3.6)$$

Considerando, para fins de simplificação que as correntes I_1 e I_2 sejam iguais, chegamos as equações (3.7). Tal simplificação é válida para as simulações que serão realizadas, tendo em vista que estamos usando um arranjo composto por duas antenas idênticas, alimentas por fontes iguais, logo devido ao teorema da reciprocidade as corrente e tensões induzidas serão as mesma, como a alimentação e as impedâncias própria das antenas são iguais, as correntes que flui em cada antena será igual.

$$\begin{cases} Z_1 = Z_{11} + Z_{12} \\ Z_2 = Z_{21} + Z_{22} \end{cases} \quad (3.7)$$

E então podemos chegar a uma forma de medir a impedância mútua entre duas antenas:

$$\begin{cases} Z_{12} = Z_1 - Z_{11} \\ Z_{21} = Z_2 - Z_{22} \end{cases} \quad (3.8)$$

Com esse simples desenvolvimento, podemos deduzir um método de se medir a impedância mútua entre duas antenas. Basta medirmos a impedância da antena no espaço livre, sem nenhuma influência externa (Z_{ii}). Mede-se então a impedância que a antena em questão apresenta sob influência de uma outra antena j (Z_i). Com isso, a impedância mútua pode ser facilmente encontrada através da equação acima. Vale lembrar que isso somente é possível devido ao fato de garantirmos que as duas

antenas são idênticas, e estão trabalhando sob condições idênticas: mesma alimentação, mesma orientação, etc.

De posse desse método, devemos então validá-lo. A alternativa encontrada foi a utilização de um software simulador de antenas, o FDTD Studio.

Aplicamos exatamente o método para alguns arranjos simples de antenas do tipo dipolo, os quais os modelos de impedância mútua puderam ser encontrados em [13].

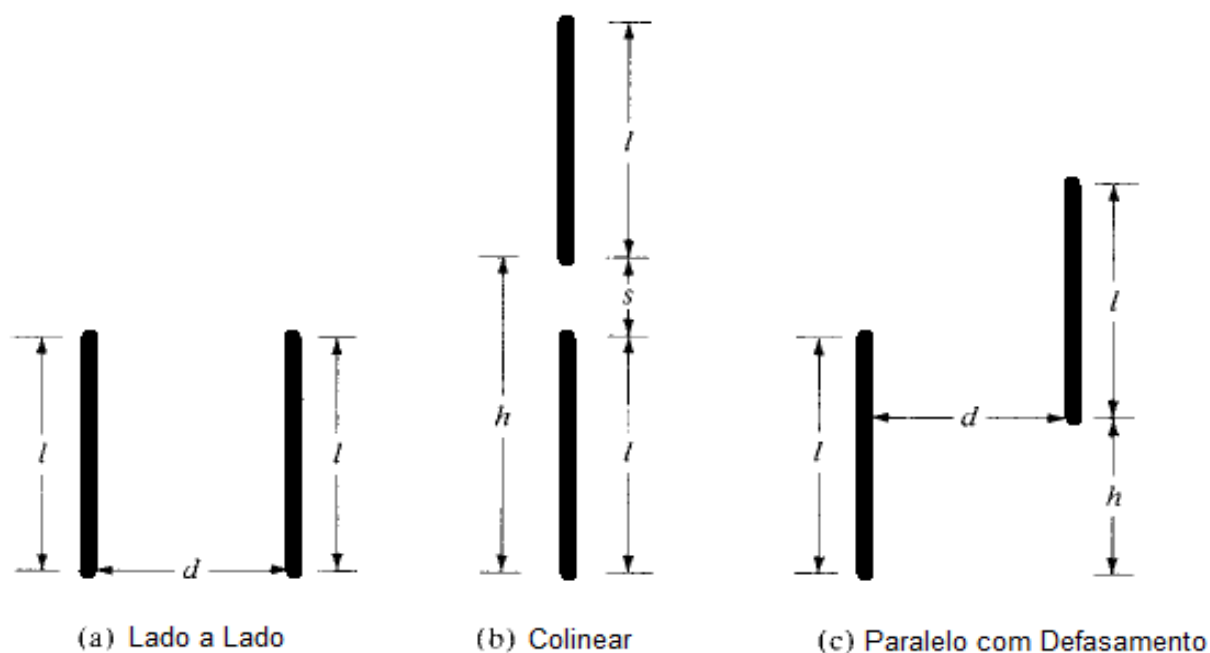


Figura 3.3 - Cenários para cálculo do acoplamento mútuo entre dois dipolos idênticos.[13]

As soluções matemáticas mostradas no capítulo 2 do presente trabalho consideram que a espessura do dipolo de meio comprimento de onda é infinitesimal, ao introduzirmos o modelo da no simulador estamos também introduzindo uma espessura não desprezível conseqüentemente adicionando ao problema o efeito das bordas do dipolo, não previsto no equacionamento da referência [13] o que faz com que tamanho elétrico das antenas simuladas seja maior do que o seu tamanho físico. Para que o conjunto de equações permaneça válido iremos trabalhar com a frequência de ressonância. Para o caso descrito verificou-se em qual ponto específico essa possuía impedância própria igual a 73 Ohms, tal valor foi assumido levando em consideração que o valor da parte real da impedância própria da antena do tipo dipolo no espaço livre. A partir da frequência obtida as simulações foram realizadas.

As antenas do tipo dipolo de meio comprimento de onda foram simuladas sobre dois cenários lado a lado e colinear. Tais cenários foram descritos no capítulo dois.

Utilizando o software FDTD Studio, e o método proposto, chegamos aos seguintes resultados:

a) Lado a lado:

Os valores do modelo foram simulados no MATLAB, utilizando um função que implementa a solução analítica para esse cenário. Com essa simulação foi obtido o gráfico presente na figura 3.4, o qual apresenta uma comparação entre os valores simulados e os valores obtidos a partir do conjunto de soluções para o cenário lado a lado, cabe ressaltar que tais valores teóricos foram obtidos levando em consideração a frequência de ressonância do dipolo previamente determinada, para o cenário onde o mesmo se encontra isolado.

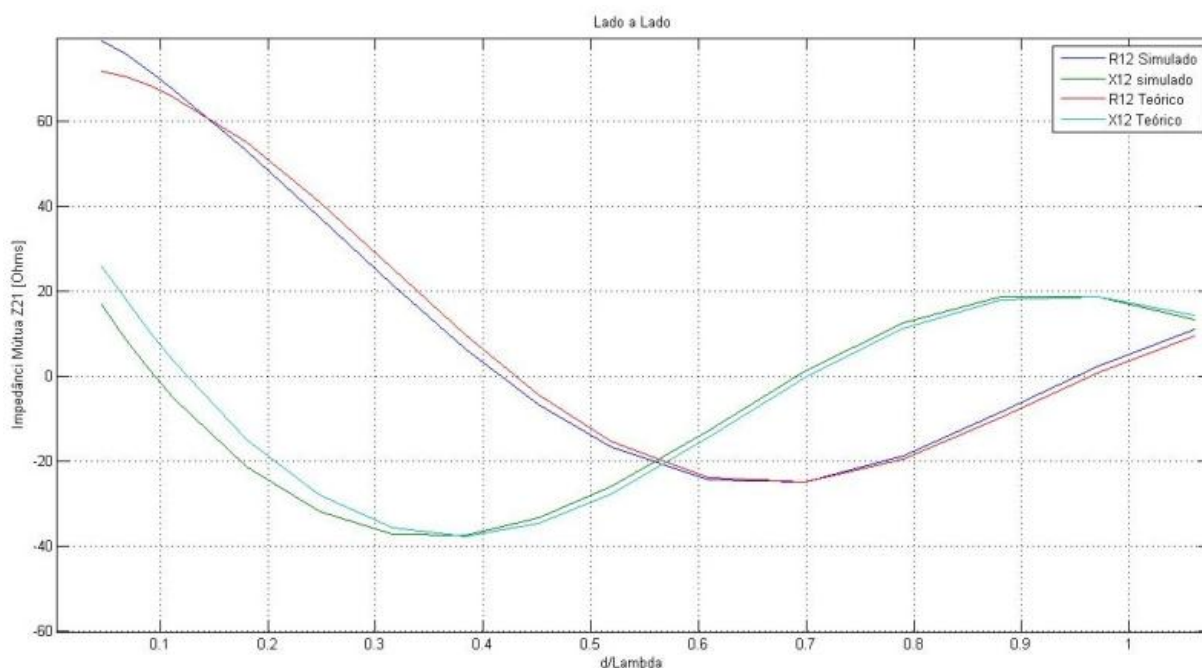


Figura 3.4 – Gráfico da Impedância mútua x d/λ .

No gráfico apresentando na figura 3.4, X_{12} refere-se a reatância mutua da antenas e R_{12} a resistência mutua da mesma.

b) Colinear:

A figura 3.5a apresenta o gráfico para o cenário colinear, sobre as mesmas condições para o cenário previamente descrito. O s refere-se a distância entre as antenas conforme mostra a figura 3.5b.

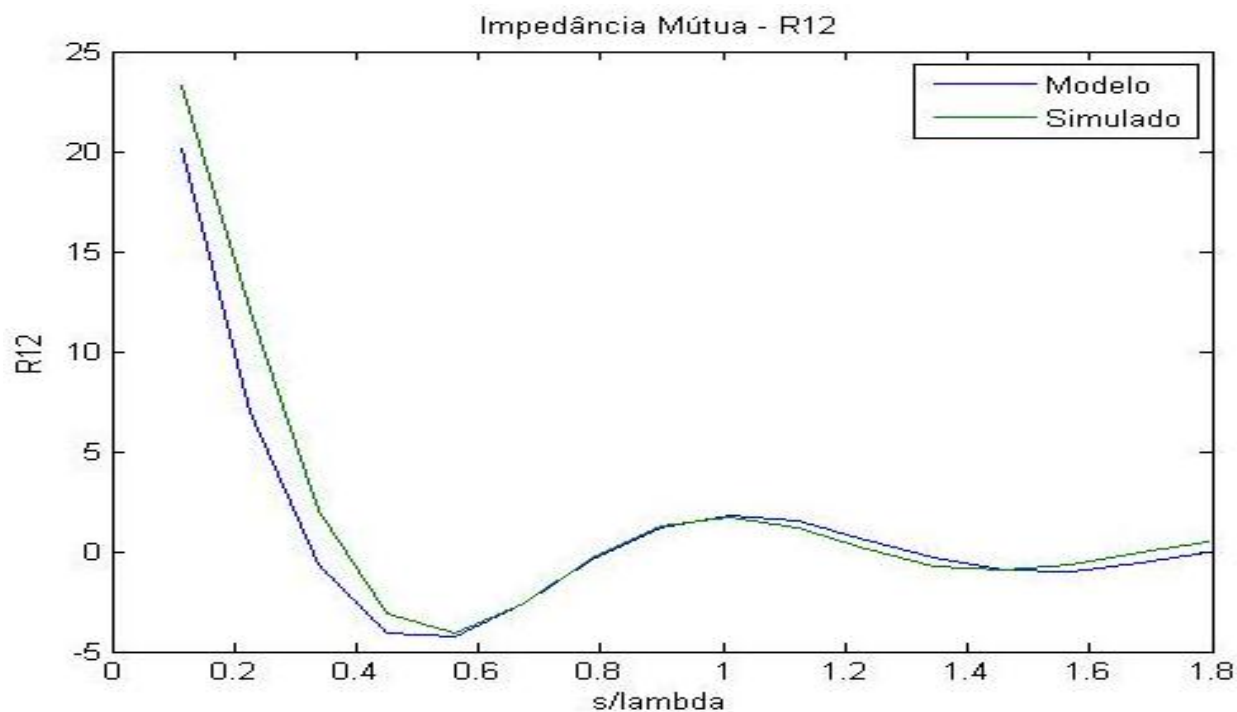


Figura 3.4a – Gráfico Resistência mútua $\times d/\lambda$.

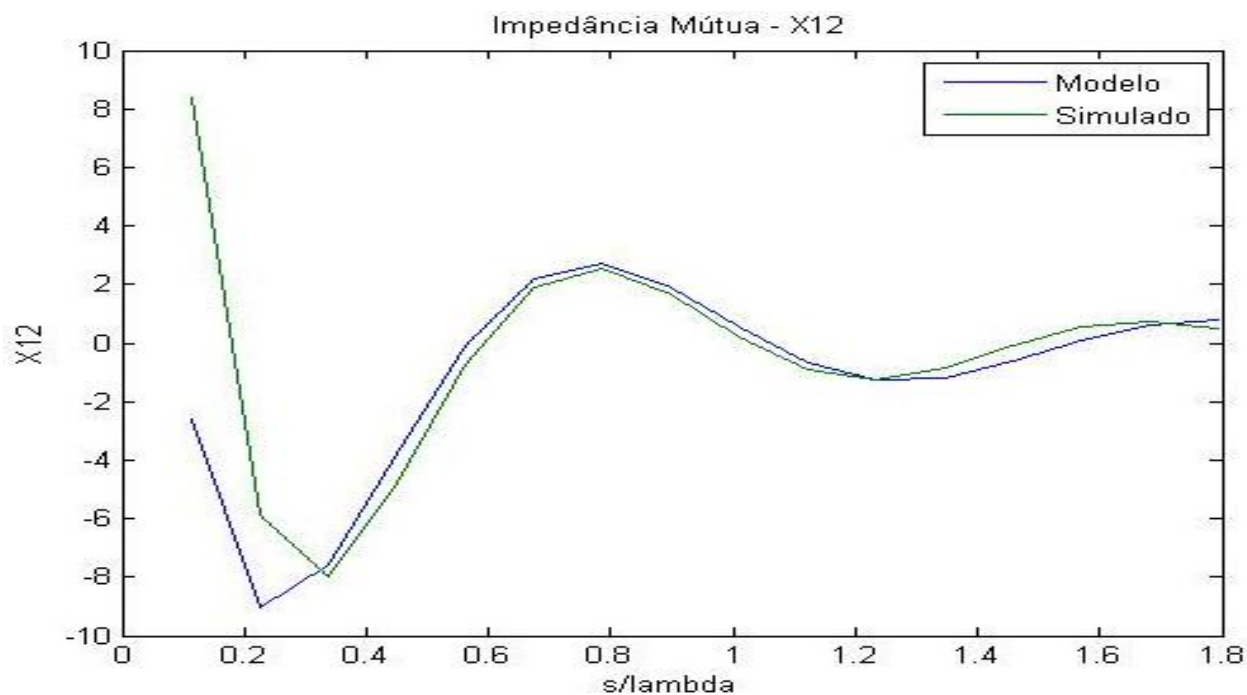


Figura 3.4b – Gráfico Reatância mútua $\times d/\lambda$.

Como se pode ver, os valores medidos no software foram muito próximos dos valores de referência. Com isso podemos validar o processo de medida da impedância mútua de antenas, utilizando o software FDTD Studio. Além disso, como a frequência usada para as análises acima não é a frequência relacionado tamanho físico da antena, mas sim a relacionada ao tamanho elétrico, validamos a nossa escolha da frequência de ressonância.

3.3 DETERMINAÇÃO DA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA

Com a finalidade de se refinar as medidas de campo elétrico do arranjo de antenas, é preciso conhecer a frequência de ressonância das antenas. Essa frequência é diferente da frequência relacionada ao tamanho físico da antena (que para o nosso caso foi escolhida como 2 GHz) devido ao efeito de borda que surge no dipolo pelo fato deste possuir dimensões finitas. Como sabemos espessuras infinitesimais são impraticáveis, então não podemos simplesmente considerar a frequência de ressonância para o tamanho físico da antena, mas sim precisamos realizar as medidas de interesse na frequência relacionada com o tamanho elétrico das antenas. Para isso, foi necessário refinar o método de medida da frequência de ressonância. Simulamos então uma antena isolada no espaço livre alimentada por um pulso gaussiano cuja a banda de frequência de 2 GHz, a qual está localizada entre 1,5 e 3,5 GHz.

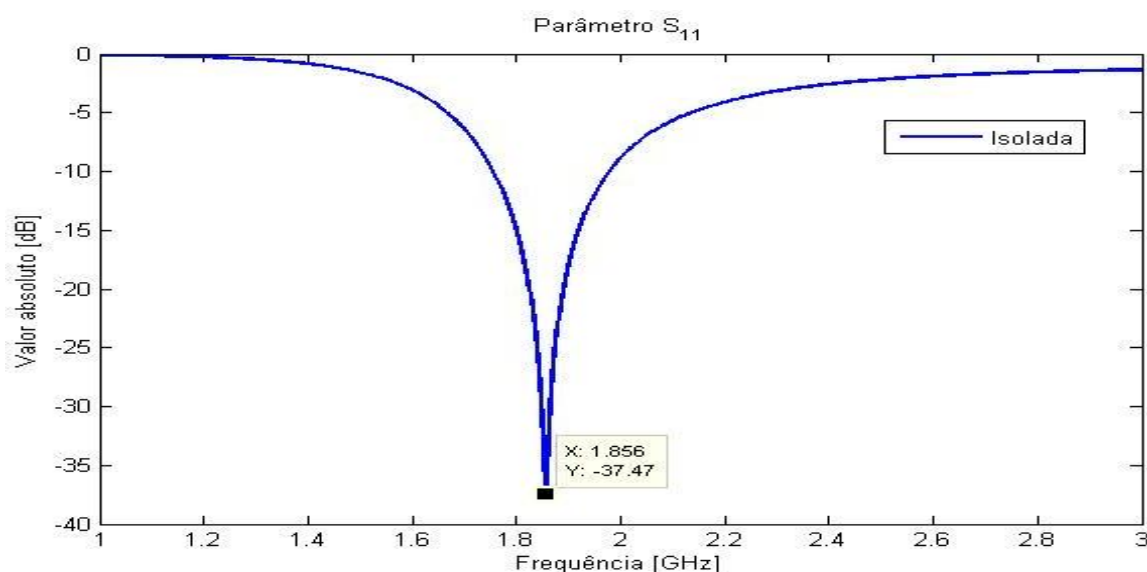


Figura 3.6 – Gráfico do parâmetro S_{11} para um dipolo no Espaço Livre (medida da frequência de ressonância)

Nessa simulação, medimos os valores de S_{11} , em função da frequência. O gráfico apresenta um vale para um valor de frequência. Essa frequência é a frequência de ressonância relacionada com o tamanho elétrico da antena. Utilizamos a frequência de operação da antena em 2 GHz. Usamos um dipolo de meio comprimento de onda. O gráfico do parâmetro S_{11} é dado presente na figura 3.6:

A partir do gráfico presente na figura 3.6, chegamos à frequência de ressonância de 1.856 GHz. Essa frequência deve ser utilizada para se fazer as medidas propostas no trabalho (Diagrama de Radiação, Impedância própria e mútua da antena, etc.).

3.4 VALIDAÇÃO DO MODELO DE CÁLCULO DA CORRELAÇÃO ESPACIAL A PARTIR DO DIAGRAMA DE RADIAÇÃO

Utilizando um simulador de antenas, simulamos um dipolo de meio comprimento de onda isolado, e realizamos medidas do diagrama de radiação complexo para a frequência de ressonância determinada no passo anterior. Propõe-se então um método de se encontrar um arranjo de duas antenas separadas no espaço livre. No MATLAB, criamos um ambiente no qual temos duas antenas: uma com o diagrama de radiação obtido na seção 3.3, e outra que possui o diagrama de radiação idêntico ao da antena anterior com um determinado incremento de fase (um deslocamento teórico é introduzido na antena). Esse deslocamento teórico é dado pela equação a seguir:

$$E_2(\theta) = E_1(\theta)e^{j2\pi\frac{d}{\lambda}\cos\theta} \quad (3.9)$$

Em que, E é o campo elétrico das antenas, θ é o ângulo de azimute, d é a distância entre as antenas no arranjo e λ é comprimento de onda com relação a frequência a qual se está obtendo o diagrama de radiação. Cabe lembrar que essa defasagem introduzida é válida para um caso de propagação 2-D.

Como o objetivo aqui é simplesmente montar o arranjo de duas antenas, desconsidera-se os efeitos produzidos pelo acoplamento mútuo das antenas. Esse efeito será introduzido no sistema nos próximos tópicos. Determinamos então o gráfico das correlações espaciais para este arranjo em função da distância entre dos seus elementos.

Com a finalidade de se validar este método de montagem do arranjo, construímos então o gráfico das correlações espaciais do modelo teórico proposto por Clarke para este arranjo de duas antenas. O modelo de Clarke é dado pela seguinte função de Bessel de ordem zero do primeiro tipo:

$$\rho = J_0 \left(2\pi \frac{d}{\lambda} \right) \quad (3.10)$$

Esse modelo é válido para um canal de propagação móvel sem linha de visada com espalhamento Doppler clássico, considerando apenas o plano azimutal.

Temos então os dois gráficos obtidos:

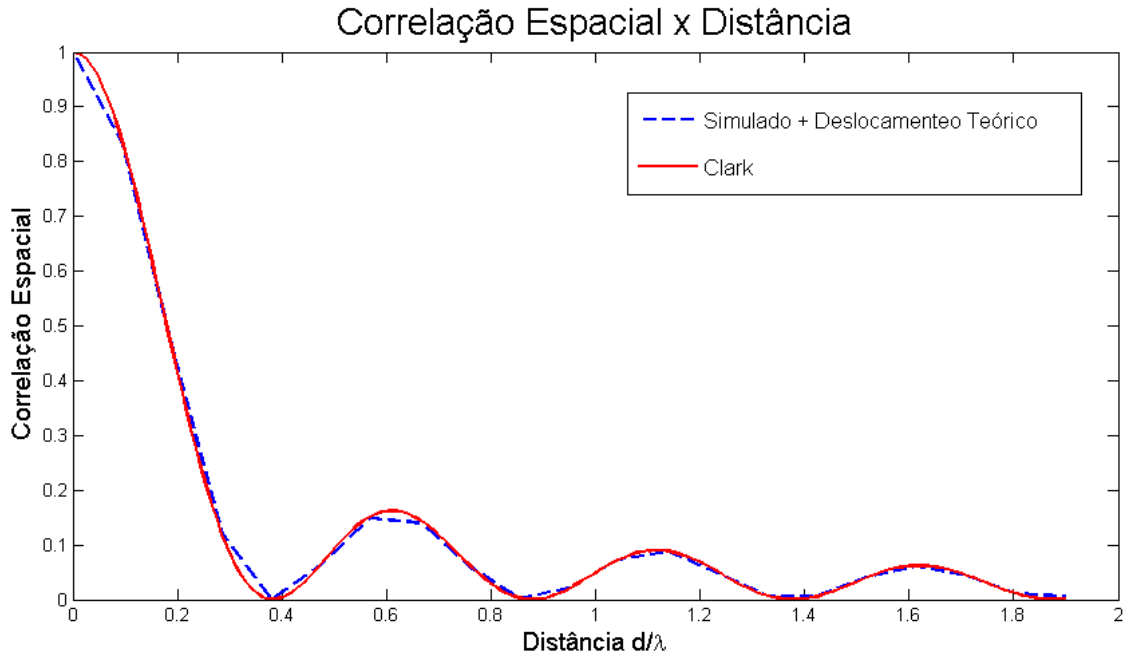


Figura 3.7 – Comparação entre correlação espacial teórica (Clarke) e correlações medidas no processo de inclusão do deslocamento teórico.

Observando-se as duas curvas produzidas, pode-se chegar à conclusão que este método de se introduzir o deslocamento de uma das antenas é válido, pois as correlações espaciais encontradas a partir dele, foram suficientemente próximas do modelo de Clarke. Este método será usado para se calcular a correlação entre as antenas a partir de um diagrama de radiação. Este diagrama de radiação que será modificado para introduzir o efeito do acoplamento mútuo segundo o modelo proposto por T Svanlesson.

3.5 CÁLCULOS DAS CORRELAÇÕES ESPACIAIS A PARTIR DE DIFERENTES MODELOS

Com finalidade de se entender melhor o efeito do acoplamento mútuo, procuramos calcular as correlações espaciais a partir de diferentes modelos. Para este trabalho, nos propusemos a analisar a partir dos seguintes modelos:

- Modelo de Diagrama de radiação modificado pela presença do acoplamento mútuo;
- Modelo de Diagrama de radiação proposto por T.S;
- Modelo de Transferência de impedância.

O modelo de Clarke será a nossa referência para os modelos, sem a influência do acoplamento mútuo.

3.5.1 CÁLCULO DA CORRELAÇÃO ESPACIAL A PARTIR DO MODELO DE DIAGRAMA DE RADIAÇÃO MEDIDO NO SIMULADOR DE ANTENAS

Começamos nossas simulações com um arranjo de duas antenas, separadas por uma distância d . Utilizando um simulador de antenas, montamos esse arranjo. O simulador utilizado é capaz de nos fornecer os valores de diagrama de radiação complexo.

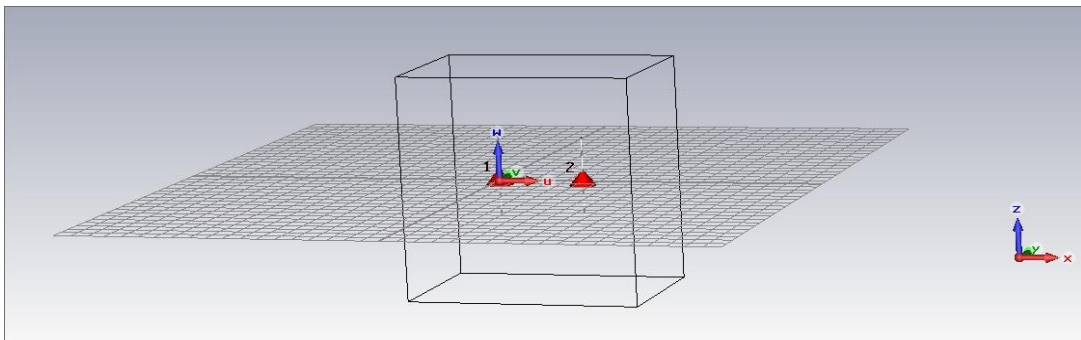


Figura 3.8 – Arranjo de dois dipolos

Nesse caso, estamos simulando o arranjo de duas antenas, por isso os valores do diagrama de radiação já incluem o efeito do acoplamento mútuo das duas antenas. De posse dos dados do diagrama de radiação complexo, deve-se então determinar as correlações espaciais deste modelo. Através de um código do MATLAB, calculamos as correlações. Constrói-se então o gráfico das correlações espaciais:

Correlações Espaciais para os modelos de Clarke e Diagrama de Radiação

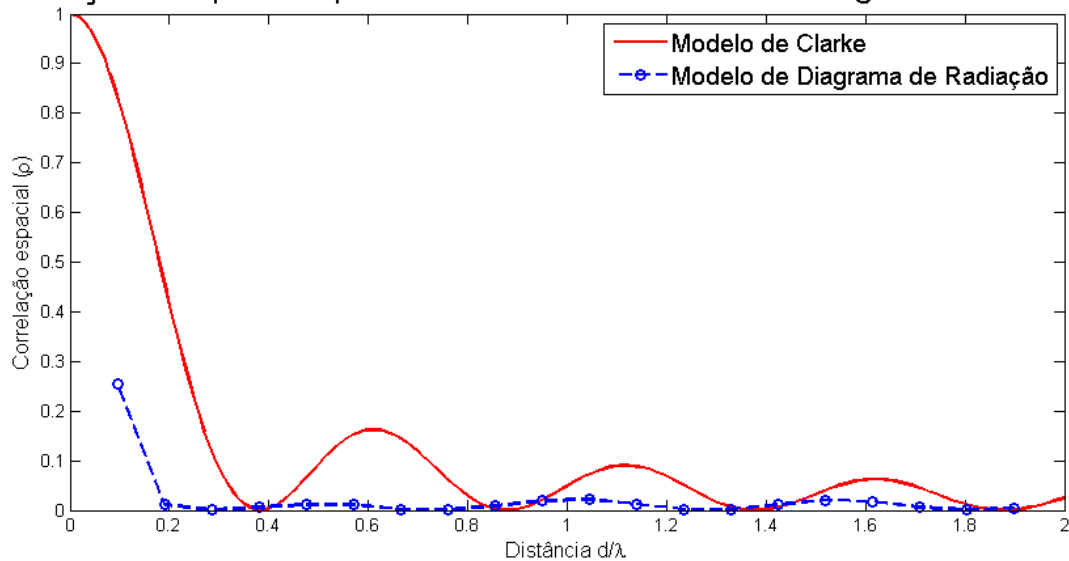


Figura 3.9 – Gráfico das correlações espaciais do diagrama de radiação modificado no simulador de antenas.

Nesse caso, estamos simulando o arranjo de duas antenas, por isso os valores do diagrama de radiação já incluem o efeito do acoplamento mútuo das duas antenas. De posse dos dados do diagrama de radiação complexo, deve-se então determinar as correlações espaciais deste modelo. Através de um código do MATLAB, é possível calcular as correlações espaciais.

3.5.2 CÁLCULO DA CORRELAÇÃO ESPACIAL A PARTIR DO MODELO PROPOSTO POR T SVANLESSON – DIAGRAMA DE RADIAÇÃO

Para este modelo, devemos obter o diagrama de radiação para o caso onde temos uma antena isolada. Portanto, utilizando um simulador de antenas, obtivemos este diagrama de radiação complexo. Lembrando que neste caso o diagrama não contém as informações referentes ao acoplamento mútuo. Desta forma, utilizando o deslocamento introduzido no MATLAB (como descrito na Seção 3.4), obtivemos um arranjo de duas antenas desconsiderando o efeito do acoplamento mútuo.

Variando a distância entre as antenas do arranjo, calculamos os valores da impedância mútua, usando um rotina em MatLab. Os valores de impedância mútua estão mostrados nos seguintes gráficos:

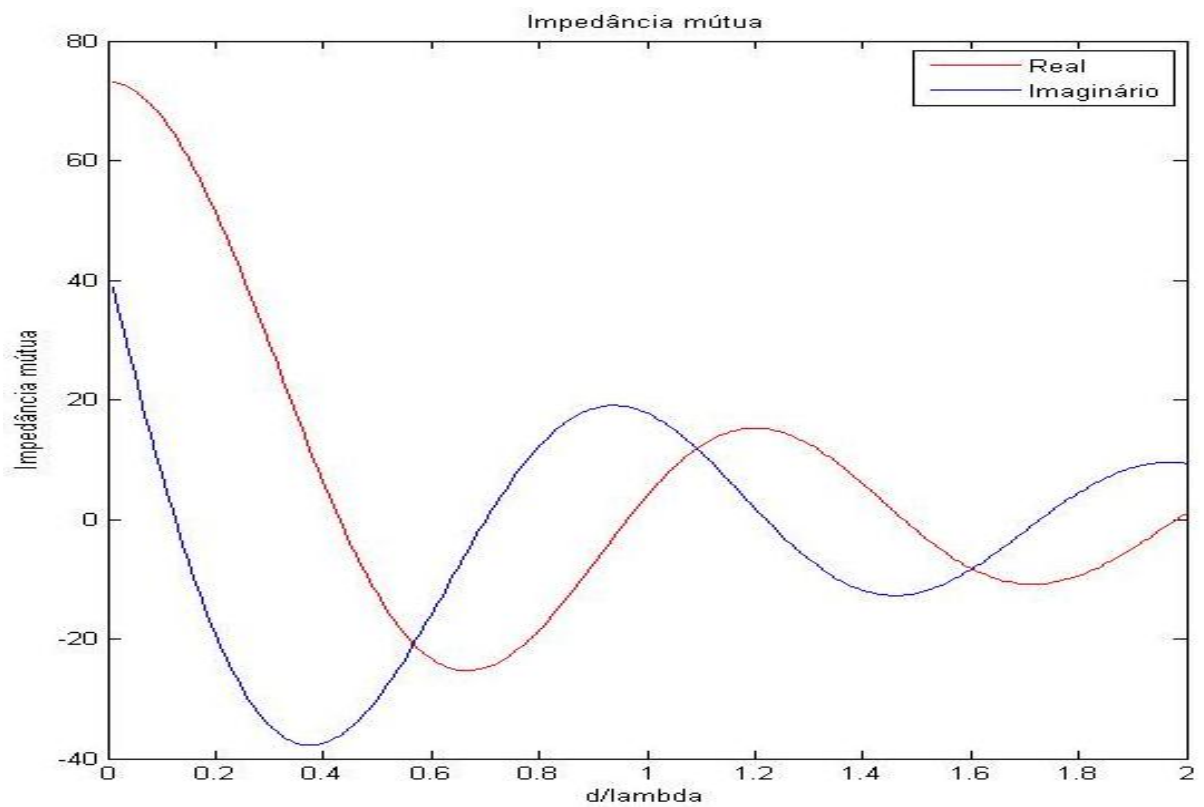


Figura 3.10 – Impedância mútua do dipolo no arranjo (real e imaginário).

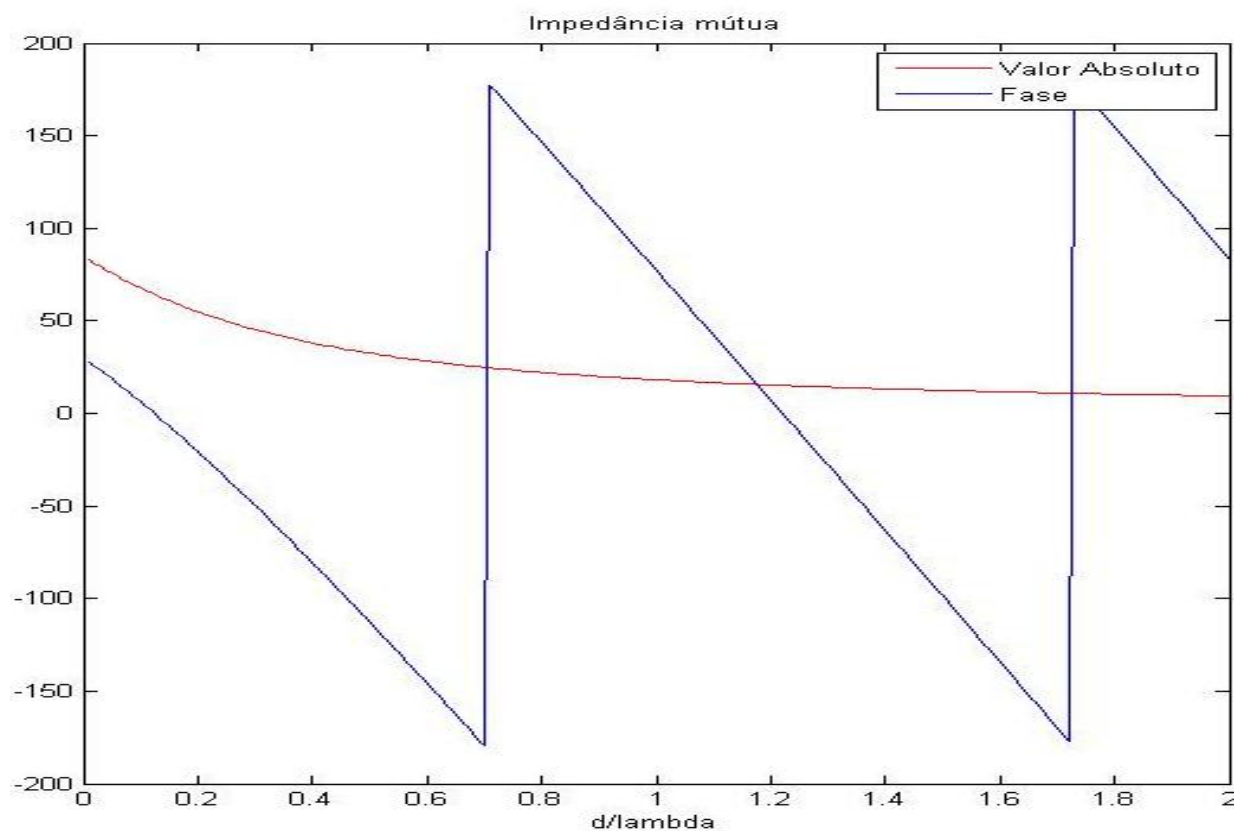


Figura 3.11 – Impedância mútua do dipolo no arranjo (amplitude e fase).

Na seção 3.2.2 determinamos essas mesmas grandezas a partir de simulações utilizando o simulador de antenas. Como o objetivo do trabalho era analisar o efeito do acoplamento mútuo na capacidade do sistema, e como os valores simulados foram muito próximos dos valores medidos, foi decidido, de comum acordo, que seria mais interessante se utilizar o modelo teórico. Por isso, nessa seção nos propomos a determinar o maior número de pontos possível, visando a qualidade dos resultados finais, bem como uma melhor visualização dos dados em gráficos.

Após simularmos o efeito do acoplamento mútuo, devemos então encontrar a correlação espacial do sistema sendo estudado. Este modelo propõe uma matriz de acoplamento C , como é dado pela equação 2.46. Foi implementado usando MatLab um código responsável pela inserção do efeito do acoplamento no diagrama de radiação do arranjo. Utilizando este código, é possível obter o gráfico para as correlações espaciais:

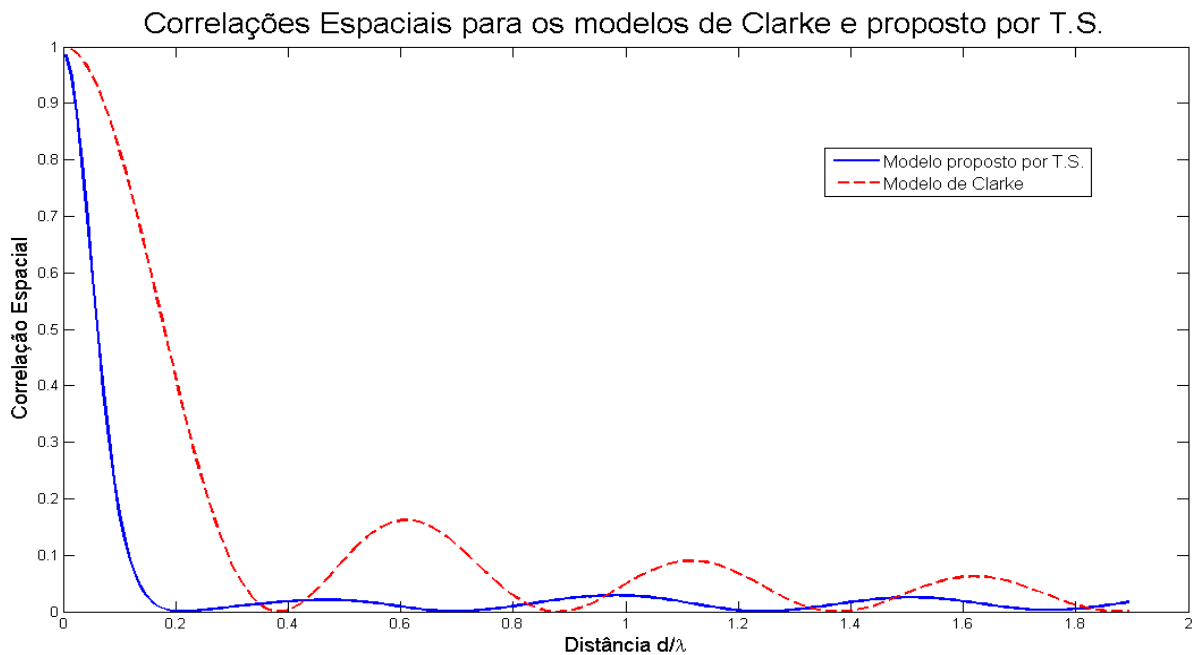


Figura 3.12 – Comparação entre o gráfico das correlações espaciais para o modelo TS.

3.5.4 CÁLCULO DA CORRELAÇÃO ESPACIAL A PARTIR DO MODELO DE TRANSFERÊNCIA DE IMPEDÂNCIA

Neste modelo, utiliza-se os valores das impedâncias mútuas para se encontrar as correlações espaciais do sistema. Os dados de impedância mútua já foram

simulados anteriormente para se determinar o modelo proposto por T Svanlesson. Como foi mostrado anteriormente, o modelo de transferência de impedância utiliza uma simplificação das antenas por circuitos elétricos simples. De posse desses circuitos, propõe-se que o acoplamento seja representado por fontes de corrente controladas, para que desse modo, a influência de uma antena i em outra antena j seja representada por essa parcela da corrente que flui no circuito da antena j devido à fonte de corrente controlada. O modelo está melhor explicado na seção 2.2.4.4.

O modelo exige que as impedâncias mútuas sejam previamente medidas. Como já foi mostrado anteriormente na seção 3.2.2, esses valores já foram calculados. Para conhecermos os valores das correlações espaciais, basta então implementarmos as seguintes equações:

$$\mathbf{R}_T = \langle \mathbf{V}_T \mathbf{V}_T^H \rangle = \mathbf{Z}_T^{-1} \langle \mathbf{U}_T \mathbf{U}_T^H \rangle (\mathbf{Z}_T^{-1})^H \quad (3.11a)$$

$$\mathbf{R}_R = \langle \mathbf{V}_R \mathbf{V}_R^H \rangle = \mathbf{Z}_R^{-1} \langle \mathbf{U}_R \mathbf{U}_R^H \rangle (\mathbf{Z}_R^{-1})^H \quad (3.11b)$$

Em que, \mathbf{R}_R e \mathbf{R}_T são as matrizes de correlação espacial, referente ao receptor e ao transmissor respectivamente.

Obtivemos então o gráfico das correlações espaciais para o modelo de transferência de impedância:

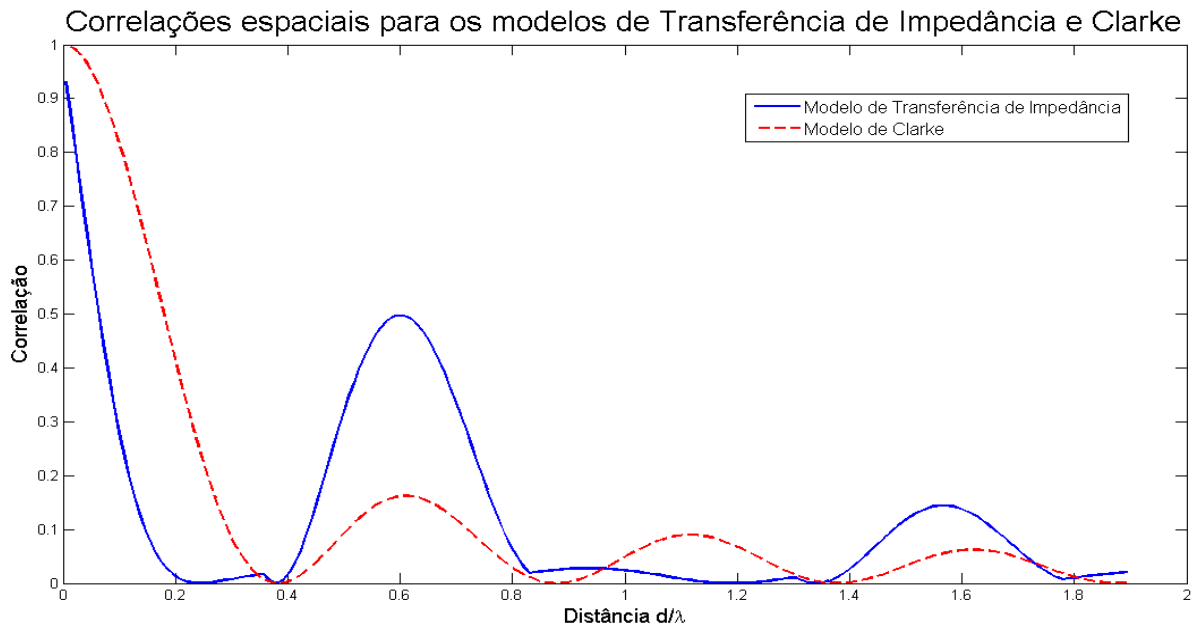


Figura 3.13 – Gráfico das correlações para o modelo de transferência de impedância.

3.5.4 ANÁLISE CONJUNTA DOS MODELOS

Depois de simular todos os modelos, surge uma análise muito pertinente: decidir qual modelo melhor se comportou para o intervalo de distância (d/λ) de interesse. Como procuramos uma análise do sistema para este intervalo que vai de $d/\lambda=0$ a $d/\lambda=2$, é plausível que escolhamos o melhor modelo para este intervalo.

Com essa finalidade, foi construído um gráfico que contém todos os modelos, inclusive o de referência (modelo de Clarke):

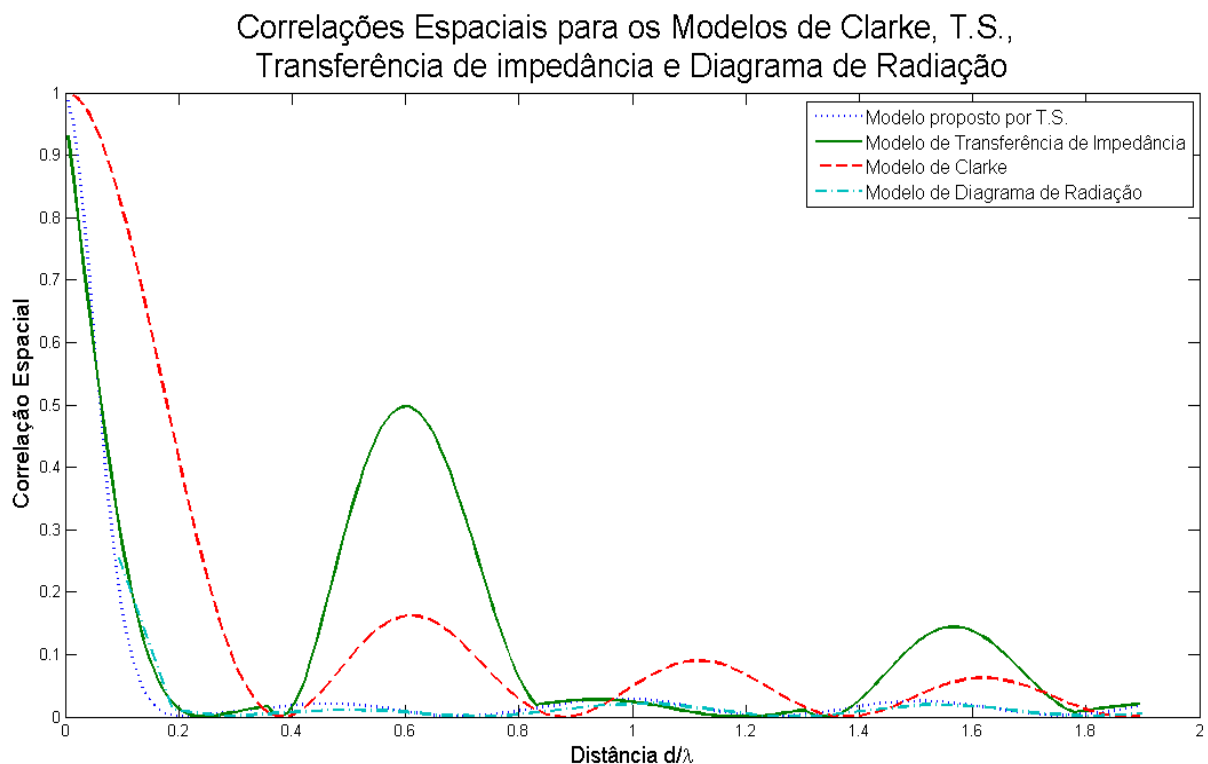


Figura 3.14 – Gráficos das correlações espaciais para os Modelos de Clarke, T.S., Transferência de Impedância e Diagrama de Radiação simulado.

Analisando este gráfico, percebe-se que o modelo de transferência de impedância visivelmente não se comportou como o esperado para distâncias d/λ maiores do que 0,2. Com isso, descarta-se este modelo para continuar as análises de desempenho do sistema.

Deve-se então decidir entre os modelos de diagrama de radiação e proposto por T.S., para continuar a análise de desempenho do sistema. Analisando o ponto em que $d/\lambda \approx 0,1$, é possível ver que o gráfico para o modelo de diagrama de radiação tem uma leve tendência para o valor de correlação espacial para $d/\lambda=0$ se aproximar de

0,3. Enquanto isso, o modelo proposto por T.S. tem o valor da correlação espacial para $d/\lambda=0$ sendo próximo de 0,9.

Portanto, quando compara-se os modelos simulados, pode-se ver que o modelo que melhor acompanha a nossa referência (modelo de Clarke) é o modelo proposto por T.S. A partir de agora, utilizaremos este modelo para que as análises propostas para o desempenho do sistema sejam feitas.

3.6 ANÁLISE DO SISTEMA SOB INFLUÊNCIA DO ACOPLAMENTO MÚTUO

Até o presente momento, temos em mãos os modelos escolhidos para se analisar o acoplamento mútuo e as correlações espaciais dos mesmos. A partir de agora, objetiva-se encontrar o efeito do acoplamento mútuo na capacidade do sistema. Como se sabe, o acoplamento mútuo é um efeito que reduz a diversidade do sistema. Os sistemas MIMO exploram a diversidade de canais, para que em cada canal seja possível transmitir uma parte diferente da informação a ser transmitida. Com isso o sistema tem uma melhora significativa em seu desempenho.

A partir de agora, procuramos enfim estudar a capacidade do sistema, quando analisado sob os diferentes modelos propostos. Para se estudar o efeito do acoplamento mútuo e suas consequências, simulamos a correlação espacial do sistema MIMO para os seguintes modelos:

- Modelo proposto por T Svanlesson;
- Modelo de Diagrama de Radiação;
- Modelo de Transferência de Impedância.

Na Revisão Teórica (Cap.2) deste trabalho foram apresentados os modelos e seus respectivos desenvolvimentos. A seguir, neste capítulo, foram propostas simulações para que fosse possível encontrar as correlações espaciais do sistema MIMO sob influência do acoplamento mútuo. Procurando analisar o desempenho do sistema, foram propostas duas métricas:

- Capacidade;
- Probabilidade de outage (limiar).

Na procura do melhor modelo de cálculo das correlações espaciais muitas simulações foram realizadas. Após as simulações das correlações espaciais serem concluídas, foi possível concluir que o modelo que forneceu os melhores dados foi o modelo proposto por T Svalesson. Neste modelo utilizamos o diagrama de radiação de uma antena isolada. Após isso montamos o arranjo de antenas utilizando dois diagramas de radiação idênticos, mas defasados entre si de acordo com a equação 3.9. Portanto, procura-se fazer a análise para este modelo.

3.6.1 CAPACIDADE

A capacidade do sistema mostra, basicamente, o quanto é possível transmitir (bits) durante um intervalo de tempo (segundos), utilizando uma determinada faixa de frequência do espectro (Hz).

Primeiramente, considera-se que o arranjo de antenas seja composto de antenas fictícias com características bem peculiares:

- A antena apresenta o diagrama de radiação de um dipolo que esteja em um cenário no qual as antenas estejam correlacionadas (sob alta ou baixa correlação);

A antena apresenta a mesma impedância mútua de um dipolo que esteja em um arranjo disposto lado a lado, conforme mostra a figura 3.3.

A partir dessa consideração, deseja-se analisar a capacidade sob dois cenários diferentes: um no qual o diagrama de radiação utilizado para a antena fictícia tem alta correlação espacial, e outro no qual o diagrama de radiação utilizado para a antena fictícia possui baixa correlação espacial entre os elementos do arranjo. Após isso, constrói-se um arranjo de duas antenas fictícias separadas por uma distância fictícia (d_e). Tal distância de fato refere-se a distância para a qual impedância mútua foi calculada. A figura 3.15 mostra de forma simplificada o processo implementado para o cálculo da capacidade.

Com essa análise, pretende-se separar a influência na capacidade devido ao acoplamento mútuo das antenas (transmissoras ou receptoras) da influência existente devido à correlação espacial (relacionada com o efeito Doppler).

De fato, o que se faz é utilizar o diagrama de radiação de um arranjo de antenas, sem considerarmos o acoplamento mútuo, cujas distâncias (d_i) ofereçam

correlação espacial forte ou fraca. A partir deste diagrama de radiação, inserimos a influência do efeito do acoplamento mútuo em função de uma separação fictícia dos elementos (d_e).

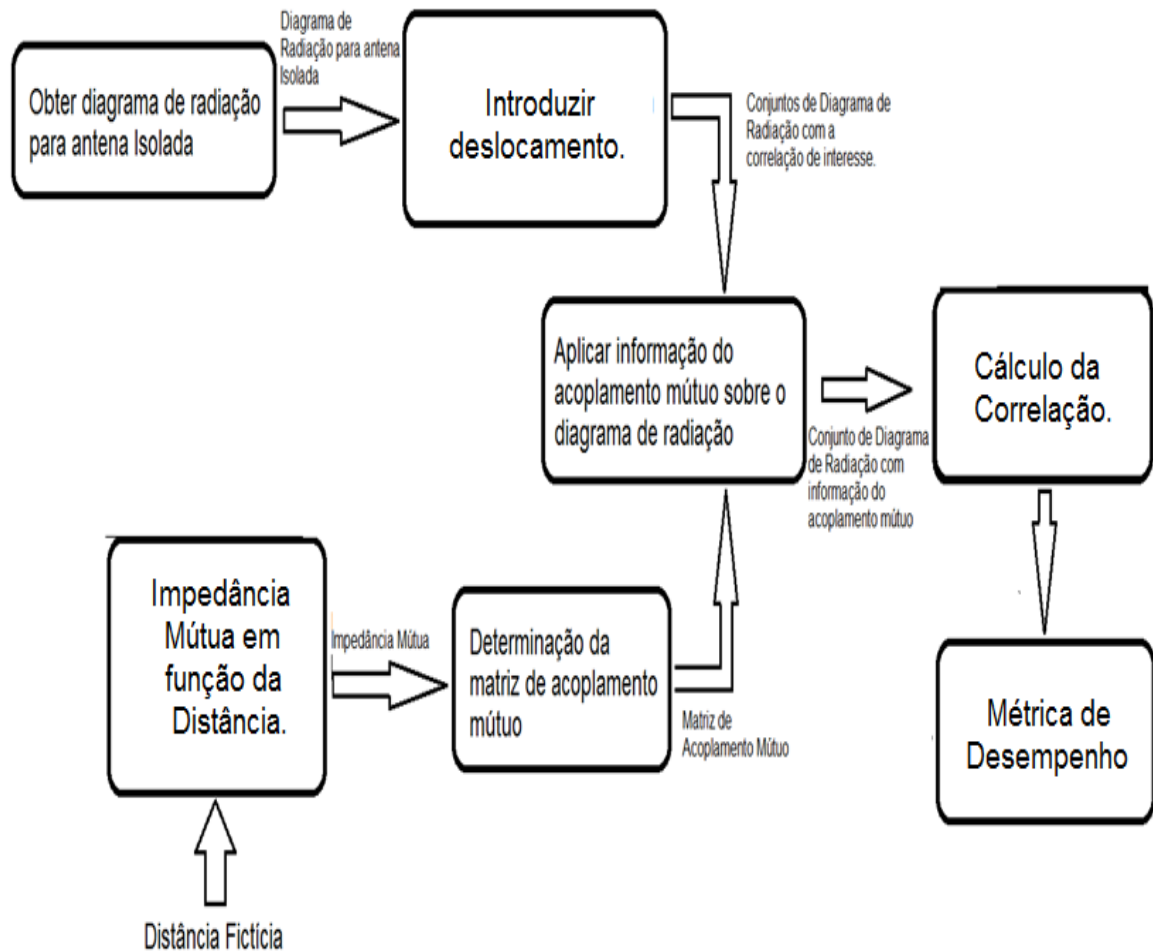


Figura 3.15 – Fluxograma para a análise de capacidade.

A partir do gráfico das correlações espaciais obtidos a partir do modelo de Clarke, sabe-se que para uma distância entre as antenas de um mesmo arranjo (d_i) de aproximadamente $0,4\lambda$, o acoplamento influenciando muito pouco o sistema, e para uma distância (d_i) de $0,1\lambda$ o acoplamento mútuo está influenciando muito o sistema. Para realizarmos a comparação dos gráficos obtidos nesta simulação, obtivemos a capacidade ergótica do sistema, utilizando 10000 amostras do canal.

Primeiramente simulamos o ambiente no qual as antenas fictícias estão sob alta correlação espacial ($d_i = 0,1\lambda$). Foi implementado uma rotina usando MatLab para se realizar essa simulação. Então obtivemos o seguinte gráfico presente na figura 3.16, o qual também mostra uma curva de referência baseada no modelo de Clarke com a

capacidade para um ambiente com alta correlação espacial sem a influencia do acoplamento mútuo:

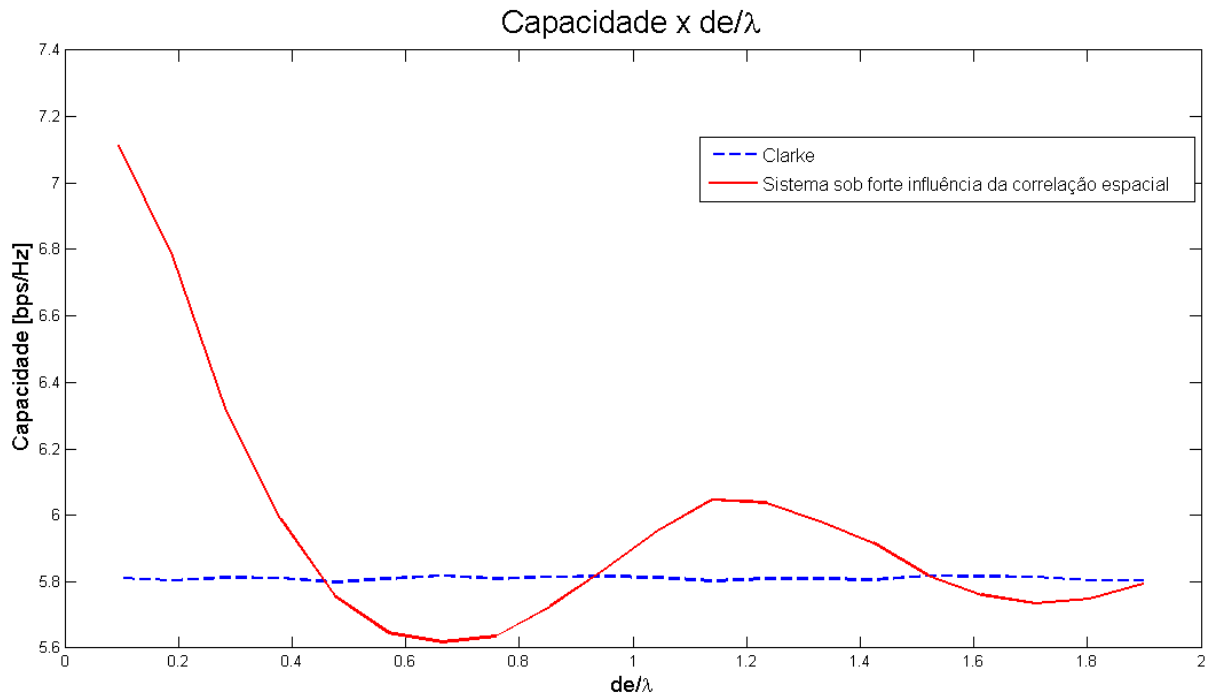


Figura 3.16 – Comparação entre os gráficos da capacidade do sistema com antenas fictícias sob forte influência da correlação espacial calculada a partir do modelo de T Svanlesson e do modelo de Clarke.

Com o gráfico da figura 3.16 é possível ver que para alguns intervalos de distância entre as antenas que estão dentro de um mesmo arranjo (transmissor ou receptor), a capacidade encontrada para o modelo de Clarke esteve abaixo do modelo no qual se considerava o acoplamento mútuo (modelo proposto por T Svanlesson).

Fica claro também que o valor da capacidade para o sistema em estudo (proposto por T Svanlesson), oscila em torno da capacidade de Clarke. Isso nos leva a crer que para certos intervalos de distância entre as antenas, o efeito do acoplamento mútuo foi benéfico. Isso é uma observação surpreendente, pois sempre se espera de um sistema MIMO cujas antenas estão fortemente acopladas que a sua capacidade seja menor do que em sua operação normal.

Isto ocorre, pois quando temos d_e/λ pequeno, o valor da impedância mútua das antenas é muito significativa na impedância da antena, com isso o acoplamento mútuo é muito forte, e isto levou a um descorrelacionamento das antenas. Entretanto, quando tivemos d_e/λ grande, o valor da impedância mútua foi diminuindo, com isso, o acoplamento mútuo foi diminuindo a sua influência no sistema, e portanto, deixando

de causar interferência no sinal que está fortemente correlacionado. As variações de capacidade coincidem com a parte real da impedância mútua conforme mostra a figura 3.11.

Desejamos agora simular um ambiente no qual as antenas fictícias não sofram tanta influência da correlação espacial ($d_i = 0,4\lambda$), esse valor corresponde a uma baixa correlação espacial pois é um zero da função de Bessel. Para isso gerou-se um código para a simulação. Com essa simulação obtivemos o seguinte gráfico da figura 3.17.

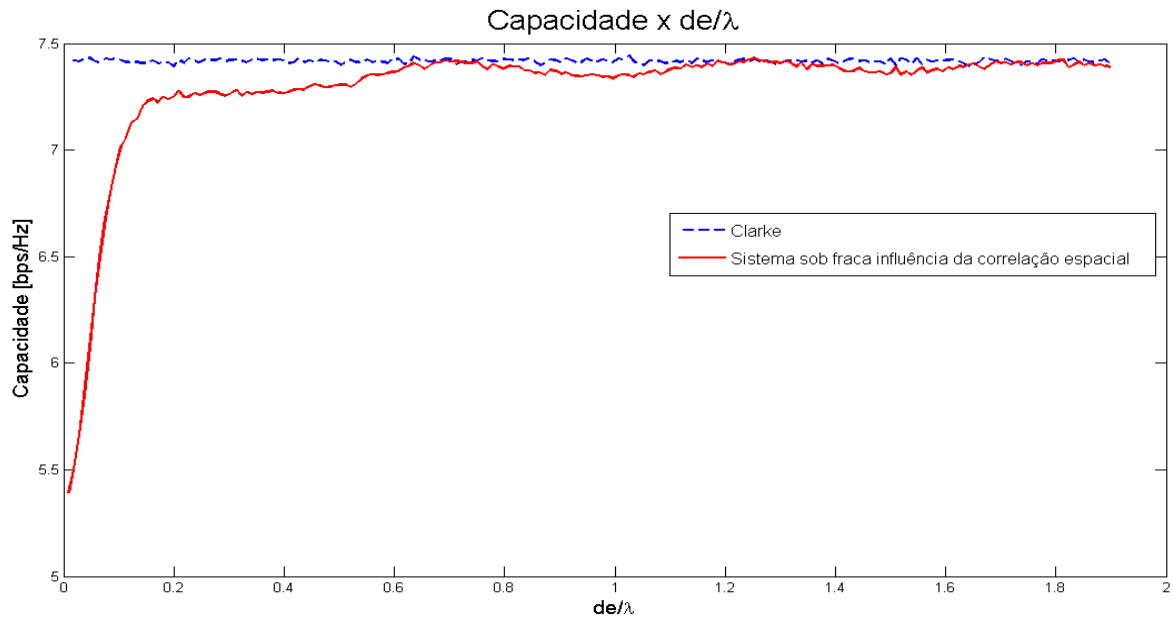


Figura 3.17 – Comparação entre os gráficos da capacidade do sistema com antenas fictícias sob fraca influência da correlação espacial calculada a partir do modelo de T Svanlleson e do modelo de Clarke.

Para esse gráfico (figura 3.18), pode-se ver que existem intervalos nos quais a capacidade do sistema que considera o acoplamento mútuo chega a tocar a curva para o modelo de Clarke. Isso também traz uma observação importante: quando o sistema MIMO operar sob condições ideais nas quais a correlação espacial do sistema esteja bem próxima de 0, o acoplamento mútuo pode até permitir que os canais de comunicação forneçam capacidade igual ao sistema de referência. As análises para este cenário são muito parecidas com as análises feitas para $d_i = 0,1\lambda$.

Neste novo cenário, ficou claro que o acoplamento mútuo não foi tão benéfico quanto no cenário anterior. Agora, como considerou-se $d_i = 0,4\lambda$, isso significou que o arranjo de antenas utilizado não tinha tanta correlação espacial. Quando a correlação espacial pode ser desconsiderada, o acoplamento mútuo diminui a capacidade do

sistema MIMO, ao contrário do acréscimo mostrado anteriormente. As regiões onde o desempenho do sistema foi pior coincidiu com as regiões onde a impedância mútua é um número real.

Como ficou claro, para valores de d_e/λ maiores, a capacidade foi se aproximando da capacidade ergótica (utilizadas 10000 amostras do canal MIMO do tipo Rayleigh) calculada como referência.

Percebemos assim que o acoplamento mútuo pode ajudar o desempenho do sistema com alta correlação espacial entre os elementos presente no arranjo de antenas transmissor ou receptor, diminuindo essa correlação espacial.

3.6.2 PROBABILIDADE DE OUTAGE

Dada uma probabilidade de outage, podemos encontrar um limiar para o qual o sistema deve ou não transmitir a informação. Utilizando códigos desenvolvidos para o MATLAB, pudemos encontrar gráficos que ilustram o comportamento da probabilidade de outage do sistema sob influência do acoplamento mútuo.

Na figura 3.19 temos a probabilidade que o sinal recebido seja inferior a um dado limiar para um sistema com alta correlação e um sistema com baixa correlação espacial entre os elementos do arranjo, além disso, temos também os limites teóricos para uma antena e para duas antenas.

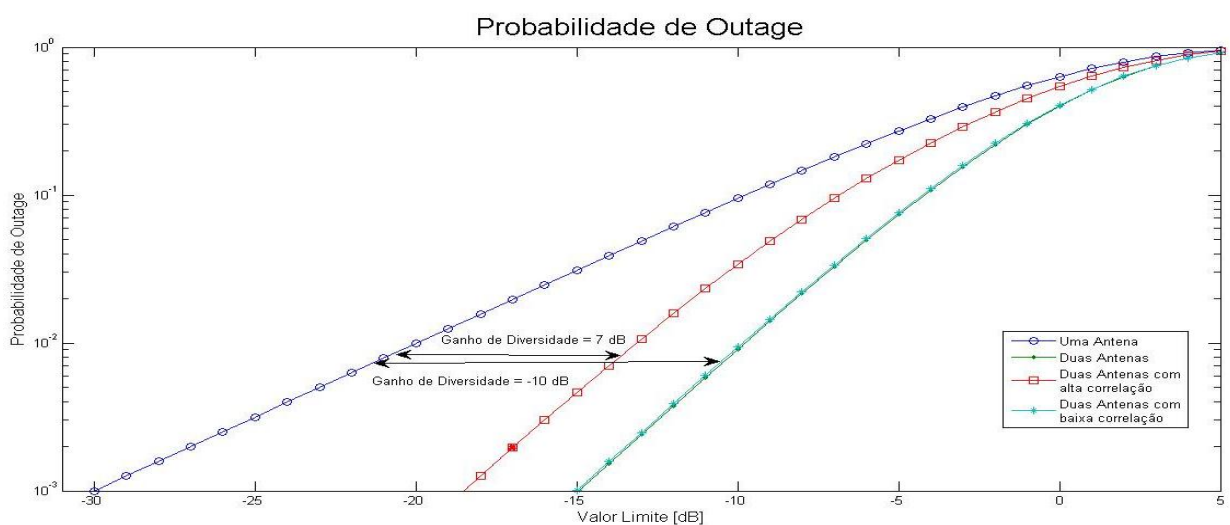


Figura 3.18 - Probabilidade que o sinal recebido esteja abaixo de um determinado valor limiar, e ganho de diversidade para cenário de alta correlação entre elementos de um arranjo de antenas e outro cenário para baixa correlação entre os mesmos.

Como esperado, o sistema com maior correlação espacial apresentou menor ganho de diversidade, enquanto que para o sistema com correlação espacial praticamente nula, tivemos a curva muito próxima ao limite teórico para dois terminais, além de um maior ganho de diversidade.

Seguindo os cenários propostos para a análise da capacidade, tendo como base um cenário onde as antenas estão altamente correlacionadas, $d = 0,1\lambda$, introduziremos o efeito do acoplamento mútuo, e iremos variar uma distância virtual ao variarmos as impedâncias mútuas, de forma semelhante a descrita na figura 3.16, a qual difere somente pela métrica de desempenho usada. A figura 3.20 apresenta a influência do acoplamento sobre o limiar de outage, onde d é uma distância virtual que indica a mudança da impedância mutua seguindo as soluções analíticas para a antena do tipo dipolo dispostas lado a lado.

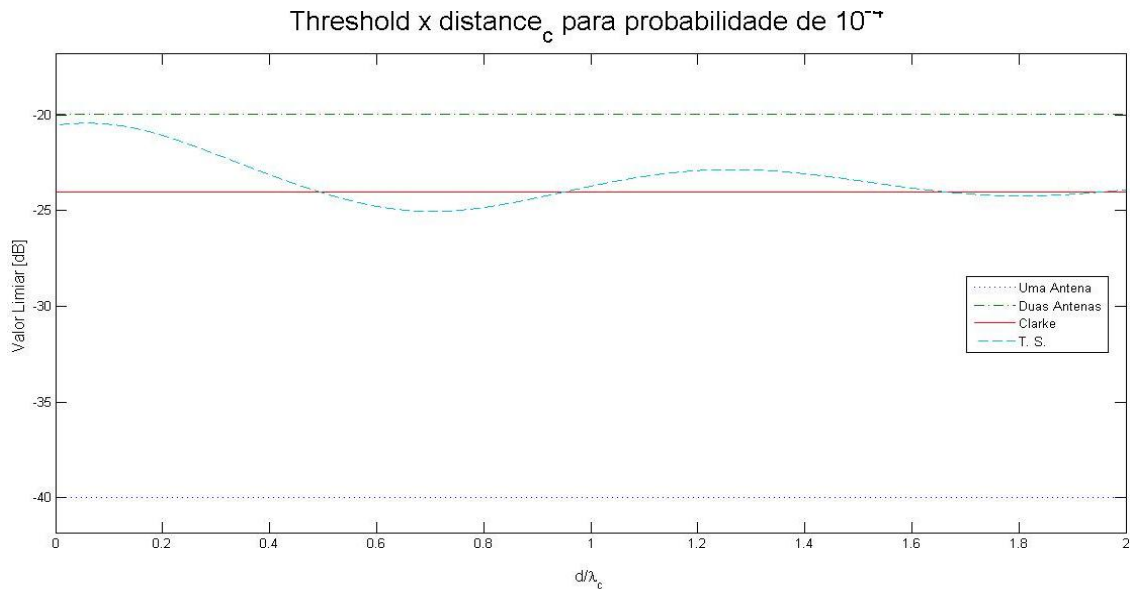


Figura 3.19 – Comparação entre o gráfico do valor limiar para o modelo proposto por T Svanlesson sob alta influência da correlação espacial e o gráfico do valor limiar para o modelo de Clarke considerando a probabilidade de outage = 10^{-4} .

Assim como na análise da capacidade para o cenário com alta correlação entre os elementos do arranjo, verificamos que o acoplamento mútuo pode melhorar o desempenho do sistema. Fica claro também que o valor limiar para o sistema em estudo oscila em torno dos valores obtidos a partir do modelo de Clarke. O que nos mostra que para certos valores de acoplamento o efeito do acoplamento mútuo foi benéfico.

Supondo agora um cenário onde a correlação é baixa $d = 0,4\lambda$, e introduzindo o efeito do acoplamento mútuo, a fim de analisar o efeito do acoplamento mútuo sobre um

sistema onde a correlação entre os elementos de um arranjo de antenas. A figura 3.21 apresenta a influência do acoplamento sobre o limiar de outage, onde d é uma distância virtual que indica a mudança da impedância mutua seguindo as soluções analíticas para a antena do tipo dipolo dispostas lado a lado.

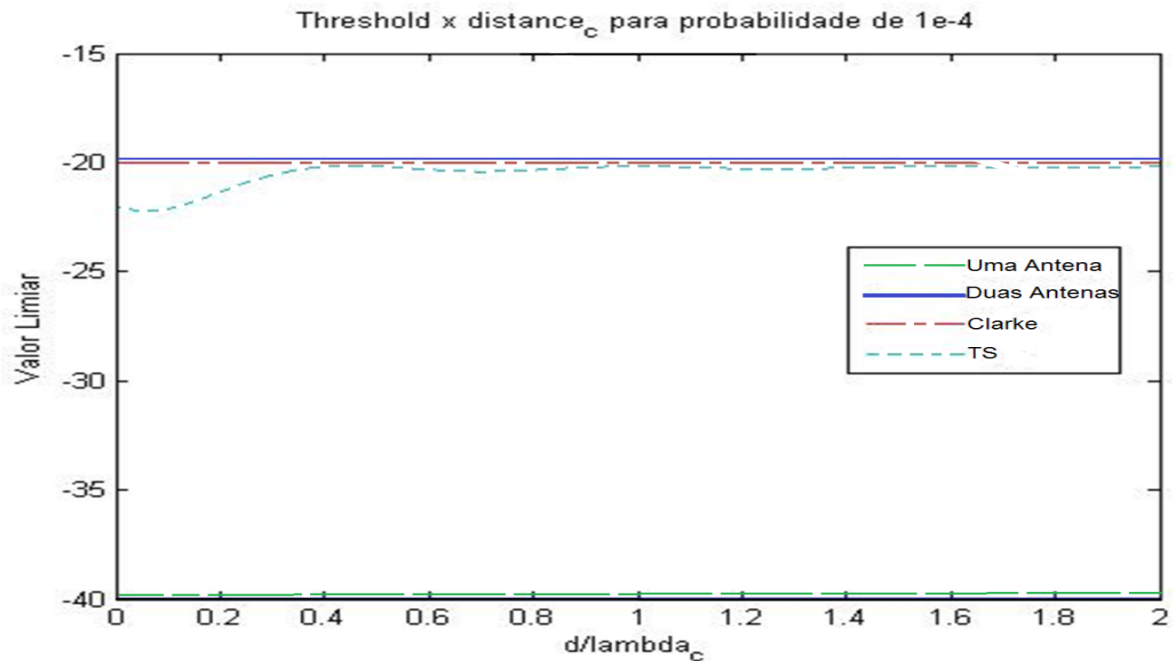


Figura 3.20 – Comparação entre o gráfico do valor limiar para o modelo proposto por T Svanlesson sob fraca influência da correlação espacial e o gráfico do valor limiar para o modelo de Clarke considerando a probabilidade de outage = $1e-4$.

Para o gráfico apresentado na figura 3.21, verificamos que em um ambiente onde a correlação espacial entre os elementos do arranjo de antena é desprezível, o acoplamento mútuo piorar o desempenho do sistema.

Com esses gráficos podemos reforçar a teoria de que o acoplamento mútuo pode ser benéfico em certas condições. As duas métricas utilizadas (capacidade e probabilidade de outage) forneceram resultados muito parecidos. A coerência entre as duas baterias de resultados possibilita a todos nós concluirmos que o sistema MIMO que sofre influência das correlações espaciais (antena fictícia) pode aumentar o desempenho do sistema.

4 CONCLUSÃO

Este capítulo sintetiza as conclusões e análises deste trabalho, bem como apresenta propostas para novas idéias que a partir dele possam ser desenvolvidas.

Com o término deste trabalho de conclusão de curso, chegamos num ponto em que muitas discussões são inevitáveis, e algumas conclusões (algumas já esperadas, outras surpreendentes) foram obtidas. Muitos foram os obstáculos para a obtenção de dados, mas ainda assim foi possível chegar a algumas conclusões bem interessantes.

Dentre as novas técnicas de comunicação de dados que objetivam o aumento da taxa de transmissão, é dada uma posição de destaque aos sistemas MIMO. Estes sistemas, que utilizam técnicas multi-antenas, estão em grande estudo nos dias de hoje. Certamente que esses sistemas estão sob grande influência de efeitos diversos, sendo um deles o acoplamento mútuo. Após várias simulações; vários modos de se calcular as correlações espaciais (alguns bem sucedidos, outros não); várias referências estudadas, foi possível dizer que o acoplamento mútuo merece grande atenção no contexto de comunicações multi-antenas.

Sendo este estudo baseado em antenas dipolo, a parte inicial do mesmo se destinou a escolher a frequência de ressonância mais adequada, dado como fixo o comprimento do dipolo. Portanto, simulou-se um cenário no qual se tinha apenas uma antena e foram propostos dois métodos de medida dessa frequência de ressonância, sendo o primeiro baseado na condição de impedância real pura igual a 73Ω para esta frequência, e o segundo baseado no valor de frequência que minimiza a curva de reflexão (S_{11}).

A primeira conclusão que se tem é que o segundo método é o mais confiável. Devido à espessura do fio do dipolo, o valor de reatância da antena tem uma variação muito sensível podendo causar imprecisão na medida da frequência pelo primeiro método. Utilizando o segundo método, de certa forma, a grande quantidade de amostras utilizadas no domínio da frequência nos facilita a tarefa de busca da frequência de ressonância, podendo eliminar algumas possíveis fontes de erro da medida.

Por outro lado, o simulador utilizado para se obter os valores de impedância mútua forneceu dados confiáveis, como ficou claro nos gráficos obtidos (figuras 3.3, 3.4 e 3.5).

Em seguida, foi simulado o diagrama de radiação complexo de um dipolo isolado, operando na frequência de ressonância estabelecida no passo anterior. O diagrama de um segundo dipolo foi produzido a partir deste apenas introduzindo uma defasagem em função do ângulo de observação em campo distante e a distância entre elementos. A partir desses dois diagramas, foram obtidas as correlações espaciais deste sistema sem a influência do acoplamento mútuo. Com a finalidade de se validar essa forma de produzir a curva de correlação, a mesma foi comparada com o modelo de Clarke. No gráfico obtido (figura 3.8) ficou visível que esta forma de se obter o arranjo de antenas é válida.

Posteriormente foram utilizadas diferentes formas de se obter as correlações espaciais do sistema MIMO 2X2, cujas antenas eram dipolos de meio comprimento de onda. As correlações foram obtidas de três formas: A partir dos diagramas de radiação simulados (seção 3.5.1); a partir do modelo proposto por T. Svanlesson (seção 3.5.2); e através do modelo de transferência de impedância (seção 3.5.3).

De posse das correlações espaciais para os diferentes modelos, pudemos chegar à conclusão de que o modelo mais confiável foi aquele proposto por T. Svanlesson. Isso aconteceu porque, nos outros modelos, diversos efeitos que não estavam previstos foram simulados nos simuladores de antenas utilizados. Por outro lado, o modelo proposto por T. Svanlesson permitiu que esses efeitos não estivessem presentes no resultado final. Ou seja, foi possível controlar a forma de se obter as correlações espaciais. Por isso, para se calcular a capacidade do sistema, bem como o limiar da probabilidade de *outage*, foi utilizado somente o modelo proposto por T. Svanlesson.

A partir deste momento, foram efetuadas diversas simulações no MATLAB para se obter o valor limiar para determinada probabilidade de *outage*, e a capacidade de transmissão.

Sibile propôs uma análise com o uso de antenas irrealizáveis, denominadas "antenas fictícias", nas quais o efeito da correlação espacial de interesse está presente. Dentro deste contexto, a influência da impedância mútua em função da distância entre elementos é inserida por meio de modelos teóricos.

Essa análise possibilitou a obtenção de dados com informações relevantes sobre o acoplamento mútuo e seus efeitos. O processo dessa análise está descrito na seção 3.6.1.

Além disso, com a finalidade de se estudar com profundidade o efeito do acoplamento mútuo e suas consequências, foram realizadas simulações similares para a probabilidade de *outage*. As conclusões obtidas a partir desta análise foram similares às conclusões obtidas

para as simulações de capacidade, pois apesar de serem frutos de aplicações diferentes, as duas métricas (capacidade e limiar) possuem comportamentos influenciados pelos mesmos fenômenos físicos.

Com isso, é possível concluir que o acoplamento mútuo é um efeito que sozinho degrada o sinal, pois faz com que as múltiplas antenas estejam mais correlacionadas. Exceto para o caso onde o efeito da correlação espacial já é dominante (curtíssimas distâncias entre elementos). Portanto, a influência negativa ou positiva do acoplamento mútuo sobre o desempenho do sistema pode variar em função desse espaçamento.

Como última análise, notemos o caso onde a correlação espacial é dominante com espaçamento entre elementos de um décimo do comprimento de onda. Objetiva-se verificar se existe um deslocamento na frequência de ressonância da antena, e analisar possível desperdício de energia transmitida. Veja o resultado na Fig. 4.1.

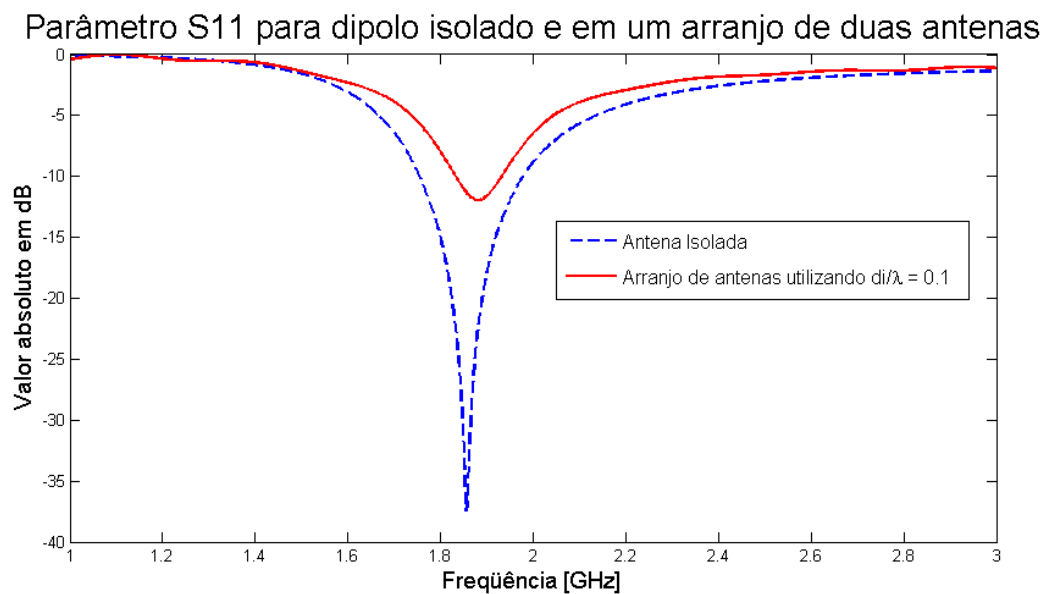


Figura 4.1 – Comparação entre dipolo isolado e dipolo sob influência do arranjo.

Como se pode ver, a antena que está incluída neste arranjo de duas antenas possui uma frequência de ressonância de 1882 MHz, sendo que quando analisada isoladamente, ela tinha uma frequência de ressonância igual a 1856 MHz. Esta antena teve um desvio da frequência de ressonância de cerca de 1,40%. Considerando-se a frequência de ressonância do dipolo isolado, o valor absoluto em dB do Parâmetro S_{11} foi de -37,47. Isso significa que para o

dipolo isolado, apenas 0,0179% da energia é refletida e retorna a fonte, o que corresponde a um valor inexpressivo.

Analisando a curva que representa o dipolo sob influência do arranjo para forte correlação espacial ($d_i/\lambda=0,1$), vemos que existe um desvio na frequência de ressonância do dipolo. Este desvio é consequência do acoplamento mútuo e da presença da segunda antena como um espalhador em campo próximo. A tensão induzida por um dipolo sobre o outro modifica a impedância de entrada, assim como a reflexão do sinal radiado sobre o outro elemento retornando parte da energia, também causa o deslocamento desta impedância.

Nesta configuração, verificamos uma relação entre a energia retornada à fonte e a energia total enviada pela fonte de cerca de 5%. Esta perda de potência pode ser principalmente explicada pelo fato de o dipolo não estar isolado. Desta forma, ele recebe uma parcela da potência radiada proveniente da outra antena dando a impressão de menor casamento de impedância entre a fonte e a antena comparada a frequência de ressonância do dipolo isolado.

Portanto, o acoplamento mútuo para este caso específico não resultou em uma variação significativa na potência do sistema em termos de perda de retorno (S_{11}), apesar de causar perda de energia das ondas acopladas representadas pelo parâmetro S_{21} . Esta perda de energia, no entanto, não inviabiliza o método que mostrou em resultados uma melhoria de desempenho do sistema.

Com a finalidade de estudar e explorar outras características do acoplamento mútuo, novos estudos devem ser propostos. Uma possibilidade seria de se utilizar outras métricas de análise do desempenho do sistema.

Dependendo das conclusões que estas análises possibilitarem, um modelo para o efeito do acoplamento mútuo poderá ser proposto. Simulações onde que levem em consideração objetos espalhadores em campo próximo e distante podem ser propostas, com a finalidade de estudar a forma que estes espalhadores podem influenciar no acoplamento mútuo e, portanto, no desempenho do sistema.

Apesar de muitos estudos defenderem a idéia de que o acoplamento mútuo não é bom para o desempenho do sistema, o fato é que ele é um efeito intrínseco dos sistemas MIMO. O que é possível fazer é controlar este efeito, de forma que seja possível melhorar o desempenho do sistema.

5 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] INSTITUTO DE ENGENHEIROS ELETRICISTAS E ELETRÔNICOS. IEEE Std 145 : IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas. Nova Iorque, 1983
- [2] VINCENT F. FUSCO, *Teoria e Técnicas de Antenas - Princípios e Prática*, Bookman Companhia Ed, 2006.
- [3] K. ROSENGREN AND P.-S. KILDAL. The effect of source and load impedance on radiation efficiency and diversity gain of two parallel dipoles. *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium*, Washington, D.C., 2005.
- [4] XIA LIU AND MAREK E. BIALKOWSKI. Effect of Antenna Mutual Coupling on MIMO Channel Estimation and Capacity. *IEEE International Journal of Antennas and Propagation*. 2010.
- [5] SHIU, D.; FOSCHINI, G. J.; GANS, M. J.; KAHM, J. M. Fading correlation and its effect on the capacity of multi-antenna systems. *IEEE Trans. Commum.* 2000.
- [6] T. SVANTESSON AND A. RANHEIM. Mutual coupling effects on the capacity of multi-element antenna systems. *Proceedings of the Acoustics, Speech, and Signal Processing*. 2001.
- [7] J. WALLACE AND M. JENSEN. The capacity of MIMO wireless systems with mutual coupling. *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference*. 2002.
- [8] J. WALLACE AND M. JENSEN. Mutual coupling in MIMO wireless systems: a rigorous network theory analysis. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2004.
- [9] P. N. FLETCHER, M. DEAN, AND A. R. NIX. Mutual coupling in multielement array antennas and its influence on MIMO channel capacity. *IEEE Electronics Letters*, 2003.
- [10] S. LU, H. T. HUI, M. E. BIALKOWSKI, AND X. LIU. Optimizing signal transmission in a MIMO system influenced by antenna mutual coupling. *The ECTI Transactions on Electrical Engineering, Electronics, and Communications*. 2008.
- [11] S. LU, H. T. HUI, M. E. BIALKOWSKI, N. SEMAN, AND H. Y. ZHANG, Power allocation strategy for compact MIMO transmitters with uniform circular arrays under the influence of antenna mutual coupling,” *Priceedings of the asia-pacific microwave conference proceedings*. 2007.
- [12] S. LU, H. T. HUI, M. E. BIALKOWSKI, AND X. LIU. Optimizing transmission strategy in single-user MIMO systems under the influence of antenna mutual coupling. *Proceedings of the International Symposium on Communications and Information Technologies*. 2007.
- [13] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, third edition, John Wiley & Sons, Inc., New York, 2005.
- [14] H. BOCSKEI AND A. J. PAULRAJ, *Multiple-input multiple-output (MIMO) wireless systems*, Cambridge University Press, 2003.
- [15] I. E. TELATAR. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. *European Trans. Telecommun.* 1999.
- [16] G. J. FOSCHINI. On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas. *Wireless Personal Commun.* 1998.
- [17] Disponível em: <<http://www.cs.nccu.edu.tw/~lien/NIIslide/WirelessTech/hardcopy.htm>>. Acesso em: 20 ago. 2010.
- [18] SERGEY LOYKA, AND GEORGY LEVIN. On Physically-Based Normalization of MIMO Channel Matrices. *IEEE Transactions On Wireless Communications*. 2009.

- [19] VIEIRA . R. D. *Medidas do Canal MIMO Indoor: Análise da Capacidade e dos Parâmetros do Canal*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Departamento de Engenharia Elétrica. Pontifícia Universidade Católica de Rio de Janeiro, Rio de Janeiro. 2005
- [20] OESTGES, C. AND CLERCKX, B. *MIMO Wireless Communications: From Real-World Propagation to Space-Time Code Design* - Academic Press, 2007.
- [21] PLICANIC, V. *Antenna Diversity Studies and Evaluation*. 2004. 130 f. Tese (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Departmen of Electrosience, Lund University, Carolina. 2004.
- [22] Effect of Mutal Coupling on the Interference Rejection Capabilities of Linear and Circular Arrays in CDMA Systems
- [23] SHIYANG LU, H. T. HUI, AND M. BIALKOWSKI, Optimizing MIMO Channel Capacities Under the Influence of Antenna Mutual Coupling, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2008
- [24] D. TSE E P. VISWANATH. *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, 2004.
- [25] T. M. DUMAN E A. GHRAYEB, *Coding for MIMO Communication Systems*. John Wiley and Sons, 2007.
- [26] Disponível em: <<http://www.cs.nccu.edu.tw/~lien/NIIslide/WirelessTech/hardcopy.htm>>. Acesso em: 26 ago. 2010.
- [27] T. LEE, *MIMO Techniques for Wireless Communications*, Department of communication Engineering National Chiao Tung University.
- [28] ANDREWS, J G., GHOSH A. e MUHAMED, R., *Fundamentals of Wimax*, Prentice Hall. 2007.
- [29] VANDERLEI A. SILVA, TAUFIK ABRÃO, AND PAUL JEAN E. JESZENSKY. Statistically Correct Simulation Models for the Generation of Multiple Uncorrelated Rayleigh Fading Waveforms. *ISSSTA2004*, 2004
- [30] T. S. RAPPAPORT, *Wireless Communications: Principles and Practice*, Prentice Hall, 2002.
- [31] SCHWARTZ M., BENNET W.R., STEIN, S., *Communication Systems and Techniques*, Vol.4, McGraw-Hill Book Company, US 1966.