



**INFLUÊNCIA DO CORPO HUMANO SOBRE TERMINAIS  
DE COMUNICAÇÃO MÓVEL E ANÁLISE DO ERRO DA  
MODELAGEM DE CANAIS DE KRONECKER**

**MARCOS PATRICIO DOS SANTOS JÚNIOR**

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM ENGENHARIA  
ELÉTRICA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA**

**FACULDADE DE TECNOLOGIA**

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**INFLUÊNCIA DO CORPO HUMANO SOBRE TERMINAIS  
DE COMUNICAÇÃO MÓVEL E ANÁLISE DO ERRO DA  
MODELAGEM DE CANAIS DE KRONECKER**

**MARCOS PATRÍCIO DOS SANTOS JÚNIOR**

**ORIENTADOR: ADONIRAM JUDSON DE BARROS BRAGA**

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**PUBLICAÇÃO: PPGEE.DM – 516/2013**

**BRASÍLIA/DF: FEVEREIRO – 2013**

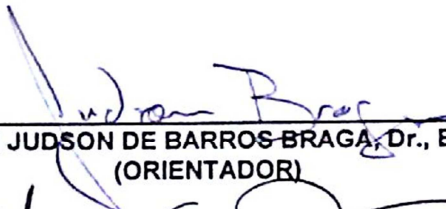
**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**


**INFLUÊNCIA DO CORPO HUMANO SOBRE TERMINAIS DE  
COMUNICAÇÃO MÓVEL E ANÁLISE DO ERRO DA MODELAGEM  
DE CANAIS DE KRONECKER**

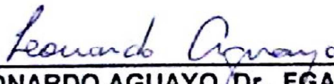
**MARCOS PATRÍCIO DOS SANTOS JUNIOR**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO ACADÊMICO SUBMETIDA AO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA FACULDADE DE TECNOLOGIA DA UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA, COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE.

APROVADA POR:

  
\_\_\_\_\_  
ADONIRAN JUDSON DE BARROS BRAGA, Dr., ENE/UNB  
(ORIENTADOR)

  
\_\_\_\_\_  
UGO SILVA DIAS, Dr., ENE/FT  
(EXAMINADOR INTERNO)

  
\_\_\_\_\_  
LEONARDO AGUAYO, Dr., FGA/UNB  
(EXAMINADOR EXTERNO)

Brasília, 27 de fevereiro de 2013.

## FICHA CATALOGRÁFICA

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Central da Universidade de Brasília. Acervo 1006023.

S237i Santos Júnior, Marcos Patricio dos.  
Influência do corpo humano sobre terminais de comunicação móvel e análise do erro da modelagem de canais de Kronecker / Marcos Patricio dos Santos Júnior. -- 2013.  
xv, 95 f. : il. ; 30 cm.

Dissertação (mestrado) - Universidade de Brasília, Faculdade de Tecnologia, 2013.

Inclui bibliografia.

Orientação: Adoniram Judson de Barros Braga.

1. Sistemas de comunicação móvel. 2. Antenas (Eletrônica).  
3. Corpo humano. I. Braga, Adoniram Judson de Barros.  
II. Título.

CDU 621.39

## REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

SANTOS JR., M. P. (2013). Influência do Corpo Humano Sobre Terminais de Comunicação Móvel e Análise do Erro da Modelagem de Canais de Kronecker. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PPGEE.DM – 516/2013 Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 95p.

## CESSÃO DE DIREITOS

AUTOR: Marcos Patricio dos Santos Júnior.

TÍTULO: Influência do Corpo Humano Sobre Terminais de Comunicação Móvel e Análise do Erro da Modelagem de Canais de Kronecker.

GRAU: Mestre ANO: 2013

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta dissertação de mestrado e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte dessa dissertação de mestrado pode ser reproduzida sem autorização por escrito do autor.

---

Marcos Patricio dos Santos Júnior  
QRS/A Casa 917, Setor Militar Urbano.  
70.630-403 Brasília – DF – Brasil.

### **Dedicatória(s)**

*Dedico este trabalho aos meus pais e à minha irmã que sempre se esforçaram muito para que pudesse chegar aonde chegue. Dedico também à minha futura esposa Bruna, que sempre esteve ao meu lado me dando força para sempre seguir em frente.*

*Marcos Patricio dos Santos Júnior*

## **AGRADECIMENTOS**

*Antes de tudo, gostaria de agradecer à 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 Judson Braga, pela sua ajuda e orientação durante o desenvolvimento deste 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 noiva, melhor amiga e meu presente de DEUS, sempre ao meu lado, soube me compreender e me trazer à sanidade em momentos de desespero, sempre me motivando a avançar e jamais desistir, caminhando ao meu lado em direção ao Sonho do Senhor para nossas vidas.*

*Marcos Patricio dos Santos Júnior*

Este trabalho foi dividido em duas partes. A primeira apresenta uma caracterização estatística do canal de comunicação sob a influência do corpo humano no terminal móvel, utilizando o conceito de super antena e modelos baseados em geometria estocástica. A influência dos perturbadores sobre o canal é percebida pela modificação dos diagramas de irradiação das antenas. Elementos PIFA, muito usados em terminais móveis por serem multi-bandas, são usados na montagem do terminal multi-antena, e a grande variação de posições e formas de segurar o terminal pelo modelo humano simulado possibilitou o estudo estatístico proposto. Concluímos neste trabalho que o corpo humano muda o canal de comunicação de uma distribuição Nakagami a uma Weibull para os cenários estudados. Além disso, a presença do corpo humano no campo próximo da antena resulta em uma pior taxa de cruzamento de nível, proporcional à distância entre o terminal e perturbadores.

A segunda parte apresenta uma análise do desempenho do modelo de Kronecker. Este é comumente utilizado no projeto e análise esquemas de transmissão para sistemas MIMO. Este modelo é importante para se obter soluções matematicamente tratáveis, porém é criticado por ser irrealista. Neste trabalho é apresentada uma solução matemática para se determinar canais cujas estatísticas sejam tão longe de Kronecker quanto possível. O objetivo disto é mensurar o preço a ser pago por se utilizar um modelo tão simples e popular na literatura. Foram feitos estudos de casos utilizando algoritmos desenvolvidos a partir do modelo de Kronecker, a fim de avaliar a sua robustez. Os resultados obtidos indicam que, para os casos onde se busca obter uma alocação ótima de potência no transmissor e no projeto de sinais pilotos a suposição de Kronecker pode ser usada no desenvolvimento do algoritmo e proporciona um desempenho que é próximo ao ideal também para canais nos quais Kronecker não possui bom ajuste. Já para o terminal na presença do corpo humano, verifica-se que o modelo de Kronecker possui pior ajuste quando comparado com o cenário em que o terminal se encontra isolado.

---

## ABSTRACT

This study was divided in two parts. The first part presents a statistical characterization of communication channel under influence of the human body on mobile terminal using the concept of super antenna and geometry-based stochastic models. The disturbances are inserted into the channel through modified radiation patterns. Multi-band PIFA elements are used in the assembly of the multi-antenna terminal. Many terminal positions are set resulting in different interactions between body, terminal and propagation channel. This large variety of positions enables the statistical study. We have concluded in this work that the human body changes the communication channel from a Nakagami to a Weibull distribution for the studied scenarios. Furthermore, its presence in antenna near field results in worse level cross rating proportional to the distance between the terminal and disturbers.

The second part presents a performance analysis of the Kronecker model. This is commonly used in the analysis and design transmission schemes for MIMO systems. This model's advantage is that mathematically tractable solutions can be obtained, but it is criticized for being unrealistic. This work presents a mathematical solution for determining channel parameters whose are as far as possible from Kronecker. The goal of this is to quantify the price to be paid for using a simple and popular model as Kronecker. Case studies are carried-out using algorithms based on the Kronecker model in order to assess their robustness. The results indicate that the Kronecker assumption can be used for obtaining a closed solution for cases where it seeks to obtain an optimal power allocation at the transmitter. Besides, this solution provides a close to ideal performance also for channels that could not be modeled by Kronecker model. Similar results are observed for a pilot signal design for channel estimation using the same assumption. Nevertheless, for the terminal in the presence of the human body, the results indicate an inefficient channel representation when the Kronecker model is used.



# SUMÁRIO

<b>1 - INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
<b>2 - O TERMINAL E O CORPO HUMANO.....</b>	<b>5</b>
<b>2.1 - MATERIAIS CONDUTORES.....</b>	<b>6</b>
<b>2.2 - CONSTANTES DIELÉTRICAS NOS TECIDOS HUMANOS. ....</b>	<b>6</b>
<b>2.3 - PROFUNDIDADE DE PENETRAÇÃO .....</b>	<b>7</b>
<b>2.4 - MODELOS ANTROPOMÓRFICOS UTILIZADOS.....</b>	<b>8</b>
<b>2.4.1 - Modelo da Cabeça .....</b>	<b>9</b>
<b>2.4.2 - Modelo da Mão .....</b>	<b>11</b>
<b>2.5 - ANTENA PARA CELULARES.....</b>	<b>12</b>
<b>2.5.1 - PIFA.....</b>	<b>13</b>
2.5.1.1 - Comportamento do Parâmetro S .....	14
2.5.1.2 - Comportamento da Impedância.....	15
2.5.1.3 - Diagrama de Irradiação .....	17
<b>2.5.2 - PIFA em Presença do Corpo Humano .....</b>	<b>17</b>
<b>2.6 - CENÁRIO SUPER ANTENAS .....</b>	<b>18</b>
<b>2.6.1 - Cenário <i>Talk</i> (telefone móvel).....</b>	<b>19</b>
<b>2.6.2 - Cenário <i>Data</i> .....</b>	<b>21</b>
<b>3 - O CANAL DE PROPAGAÇÃO .....</b>	<b>22</b>
<b>3.1 - DESVANECIMENTO EM LARGA ESCALA .....</b>	<b>22</b>
<b>3.2 - DESVANECIMENTO EM PEQUENA ESCALA .....</b>	<b>22</b>
<b>3.3 - MULTIPERCURSO.....</b>	<b>23</b>
<b>3.4 - EFEITO DOPPLER.....</b>	<b>23</b>
<b>3.5 - MODELO E SIMULAÇÃO DO CANAL .....</b>	<b>24</b>
<b>3.6 - CANAIS ESTATÍSTICOS .....</b>	<b>28</b>
<b>3.6.1 - Normal.....</b>	<b>28</b>
<b>3.6.2 - Gama.....</b>	<b>29</b>
<b>3.6.3 - Rayleigh.....</b>	<b>29</b>
<b>3.6.4 - Lognormal .....</b>	<b>29</b>

3.6.5 - Weibull .....	29
3.6.6 - Nakagami-m.....	30
3.7 - CRITÉRIO DE INFORMAÇÃO DE AKAIKE .....	30
3.8 - AJUSTE DE CENÁRIOS PARA INDUÇÃO DE MOVIMENTO LOCAL... 31	
3.8.1 - Cenário <i>Data</i> .....	33
3.8.2 - Cenário <i>Talk</i> .....	33
3.8.2.1 - <i>Orientation</i> .....	36
3.8.2.2 - <i>Rotation</i> .....	38
3.8.2.3 <i>Tilt</i> .....	41
4 - ANÁLISE DO DESEMPENHO DO CANAL DE WEIBULL.....	43
4.1 - DISTRIBUIÇÃO WEIBULL .....	43
4.2 - ESTATÍSTICA DE SEGUNDA ORDEM.....	45
4.2.1 - Taxa de Cruzamento de Nível .....	45
4.2.1.1 - LCR CENÁRIO <i>DATA</i> .....	48
4.2.1.2 - LCR para o Cenário <i>Talk</i> .....	49
4.2.2 - Duração Média do Desvanecimento .....	50
4.3 - CAPACIDADE CANAIS MIMO.....	52
4.3.1 - Capacidade para Canais Desvanescidos com Perfeito Conhecimento do Canal no Transmissor. ....	54
4.3.2 - Impacto da Distribuição Weibull sobre a Capacidade .....	56
4.3.3 - COMPARAÇÃO ENTRE RAYLEIGH E WEIBULL.....	57
5 - DISTÂNCIA MÁXIMA DE KRONECKER.....	60
5.1 - MODELO CORRELATIVO DE CANAL MIMO.....	60
5.2 - MATRIZ DO CANAL CORRELACIONADO .....	60
5.2.1 - Número de Parâmetros .....	62
5.3 - MODELO DE KRONECKER .....	62
5.4 - MODELO DE WEICHSELBERGER.....	63
5.5 - COMPARAÇÃO ENTRE OS MODELOS.....	63
5.7 - DISTÂNCIA ENTRE MODELO DE KRONECKER E GERAL .....	64
5.7.1 - <i>dmax</i> para um sistema MIMO 2x2 .....	66

5.7.2 - Distribuição da distância de Kronecker para um sistema MIMO 2x2..	68
5.7.3 - $d_{max}$ para um sistema MIMO $NR \times NT$ .....	70
5.8 - ANÁLISE DE DESEMPENHO .....	74
5.8.1 - <i>Space-Time CodeBlock</i> .....	74
5.8.2 - Erro de estimativa de canal usando MSE .....	81
5.9 - PDF DA DISTÂNCIA MÁXIMA .....	84
5.9.1 - Distribuição de Weibull .....	87
CONCLUSÃO.....	89
BIBLIOGRAFIA .....	92

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Constante Dielétrica de Alguns Tecidos Humanos .....	7
Figura2 - SAM da Cabeça Humana.....	10
Figura 3 - Constante Dielétrica da Cabeça .....	11
Figura 4 - SAM da Mão Humana .....	11
Figura 5 - Constante Dielétrica da Mão Humana .....	12
Figura 6 - Antena PIFA .....	13
Figura 7 - Terminal PIFA .....	14
Figura 8 - Parâmetros de Espalhamento para Terminal PIFA Isolado .....	15
Figura 9 - Reatância (Própria e Mútua) para o terminal PIFA Isolado .....	15
Figura 10 - Resistência (Própria e Mútua) para terminal PIFA isolado .....	16
Figura 11 - Diagrama de irradiação do Terminal PIFA Isolado para $f = 2.44$ GHz... 16	
Figura 12 - Terminal PIFA em presença da mão Humana .....	17
Figura 13 - Diagrama de irradiação de antena PIFA sob a influência do utilizador .....	17
Figura 14 - Introdução da Influência do Usuário .....	18
Figura 15 - Fluxograma do <i>Script</i> implementado no CST .....	19
Figura 16 - Cenário Talk no CST MWS na Posição Zero.....	20
Figura 17 - Eixo de Rotação do Parâmetro <i>Orientation</i> .....	20
Figura 18 - Eixo de Rotação do Parâmetro <i>Tilt</i> .....	20
Figura 19 - Eixo de Rotação do Parâmetro <i>Rotation</i> .....	21
Figura 20 - Cenário Data no CST MWS na Posição Zero .....	21
Figura 21 - Geometria para o cálculo do efeito Doppler.....	23
Figura 22 - Descrição básica do Canal Simulado.....	25
Figura 23- Descrição Geométrica do Canal [23] .....	25
Figura 24 - Descrição do Movimento local induzido .....	32
Figura 25 - PDF da envoltória do sinal recebido por PIFA 1 a uma frequência de 3.5 GHz para diferentes valores de $t$ .....	35
Figura 26 - Análise de Primeira ordem / cenário <i>Orientation</i> = 0° .....	36
Figura 27 - Análise de Primeira ordem / cenário <i>Orientation</i> = 10° .....	37
Figura 28 - Análise de Primeira ordem / cenário <i>Orientation</i> = 20° .....	37
Figura 29-Análise de Primeira ordem / cenário <i>Orientation</i> = 30° .....	38

Figura 30 - Análise de Primeira ordem / cenário $Rotation = 0^\circ$ .....	39
Figura 31 - Análise de Primeira ordem / cenário $Rotation = 10^\circ$ .....	39
Figura 32 - Análise de Primeira ordem / cenário $Rotation = 20^\circ$ .....	40
Figura 33 - Análise de Primeira ordem / cenário $Rotation = 30^\circ$ .....	40
Figura 34-Análise de Primeira ordem / cenário $Tilt = 10^\circ$ .....	41
Figura 35 - Análise de Primeira ordem / cenário $Tilt = 30^\circ$ .....	42
Figura 36 - PDF Marginal da Distribuição Weibull.....	43
Figura 37 - Taxa de Cruzamento de Nível .....	46
Figura 38-Taxa de Cruzamento de Nível de um canal com desvanecimento Weibull, para diferentes valores de $\beta$ .....	47
Figura 39 - LCR para diferentes valores de $Orientation$ para o cenário Data.....	48
Figura 40 - LCR para diferentes valores de $Spacing$ para o cenário Data.....	48
Figura 41 - LCR para diferentes valores de $Orientation$ para o cenário Talk.....	49
Figura 42 - LCR para diferentes valores de $Rotation$ para o cenário Talk.....	50
Figura 43 - LCR para diferentes valores de $Tilt$ para o cenário Talk .....	50
Figura 44 - Duração Média do desvanecimento de um canal com desvanecimento Weibull, para diferentes valores de $\beta$ . .....	52
Figura 45 - $C_{gain}$ em função de $\beta$ para um cenário SM MIMO I 2x2.....	58
Figura 46 - $C_{gain}$ em função de $\beta$ para um cenário SM MIMO $\hat{I}$ 2x2.....	59
Figura 47 - $C_{gain}$ em função de $\beta$ para um cenário OSTBC MIMO 2x2. ....	59
Figura 48 - Ilustração do Modelo dois anéis .....	63
Figura 49 - $d_{max}$ para um sistema MIMO 2x2.....	68
Figura 50 - Distribuição do Erro Associado ao Modelo de Kronecker.....	71
Figura 51 - Distância Máxima de Kronecker para diferentes valores de Correlação no Transmissor e Receptor. ....	72
Figura 52- Distância Máxima de Kronecker para um sistema MIMO 4x4.....	74
Figura 53- Encoder Alamouti .....	75
Figura 54 - Sistema MIMO com codificação Alamouti .....	75
Figura 55 - BER de um sistema MIMO 2x2 em função do fator de erro de Kronecker para diferentes SNR.....	76
Figura 56 - Sistema MIMO com codificação Alamouti e Pré-codificação do canal.....	78

Figura 57 - BER de um sistema MIMO 2x2, com Alamouti e alocação ótima de potência em função do fator de erro para diferentes SNR. ....	78
Figura 58 - BER de um sistema MIMO 2x2, com Alamouti e alocação ótima de potência em função do fator de erro para diferentes SNR. ....	80
Figura 59 - BER para sistema MIMO 2x2 com Alamouti com alocação ótima de potência .....	81
Figura 60 - MSE em função do fator de erro para diferente SIR. ....	84
Figura 61 - Fluxograma para obtenção da PDF da distância de Kronecker .....	85
Figura 62 - PDF da distância de Kronecker para diferentes valores de $\rho_{AoA, AoD}$ .....	87
Figura 63 - PDF da distância de Kronecker para diferentes valores da correlação do receptor ( $r$ ) .....	87
Figura 64 - PDF da distância de Kronecker para um canal Weibull para diferentes valores de $\beta$ e alta correlação entre AoD eAoA .....	88

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Parâmetros Eletromagnéticos para Diferentes Tipos de Tecido .....	8
Tabela 2 - Parâmetros para diferentes tipos de cenários do canal [10] .....	27
Tabela 3 - Coeficientes da PDF para o Cenário <i>Data</i> .....	33
Tabela 4 - Coeficientes da PDF para Cenário <i>Talk</i> .....	34
Tabela 5 - Parâmetros dos ajustes das distribuições para o cenário <i>Talk</i> ( <i>Orientation</i> =0°)	36
Tabela 6 - Parâmetros dos ajustes das distribuições para o cenário <i>Talk</i> ( <i>Orientation</i> =10°) .....	37
Tabela 7 - Parâmetros dos ajustes das distribuições para o cenário <i>Talk</i> ( <i>Orientation</i> =20°) .....	38
Tabela 8 - Parâmetros dos ajustes das distribuições para o cenário <i>Talk</i> ( <i>Orientation</i> =30°) .....	38
Tabela 9 - Parâmetros dos ajustes das distribuições para o cenário <i>talk</i> ( <i>Rotation</i> =0°) .	39
Tabela 10 - Parâmetros dos ajustes das distribuições para o cenário <i>Talk</i> ( <i>Rotation</i> =10°)	40
Tabela 11 - Parâmetros dos ajustes das distribuições para o cenário <i>Talk</i> ( <i>Rotation</i> =20°)	41
Tabela 12 - Parâmetros dos ajustes das distribuições para o cenário <i>Talk</i> ( <i>Rotation</i> =30°)	41
Tabela 14 - Parâmetros dos ajustes das distribuições para o cenário <i>Talk</i> ( <i>Tilt</i> =30°) ....	42
Tabela 15 - Número de Parâmetros Necessários para Síntese da Matriz do Canal [35]	64
Tabela 16 - Classificação da Correlação .....	71

# 1 - INTRODUÇÃO

O projeto de terminais móveis multi-antenas é um grande desafio devido às restrições do espaço físico que forçam suas antenas a estarem mais próximas. Esta restrição pode afetar o desempenho do sistema devido à degradação da eficiência das antenas e da descorrelação espacial dos seus sinais [1] [2]. Além disso, outros elementos do espaço próximo das antenas em dispositivos móveis (Ex. a sua carcaça [3]) possuem forte impacto sobre o seu diagrama de irradiação provocando alterações no canal de comunicação móvel. Para quantificar fenômenos como o deslocamento da frequência de ressonância, a mudança das direções de chegada e de partida das componentes de multipercurso [4], a degradação no isolamento das antenas, dentre outros, é fundamental saber como o terminal interage com os objetos próximos (espalhadores), sobretudo o corpo humano [2].

Existem vários estudos sobre os efeitos do corpo humano sobre as antenas do terminal. Alguns desses estudos buscam modelar esses efeitos utilizando circuitos equivalentes sem considerar os canais [4], outros introduzem esses efeitos no canal móvel [3]. No entanto, os modelos de canal que incorporam a interação do usuário de uma forma realista são raros [3]. Além disso, a utilização de medidas de antena na presença de seres humanos é normalmente restrita à caracterização de parâmetros relacionados a eficiência de irradiação, taxa de absorção, ganho médio eficaz (MEG), entre outros [3]. Diferentemente, este estudo busca investigar o impacto da presença do corpo humano dentro campo próximo da antena nos canais de comunicação. As análises são baseadas em estatísticas de primeira e segunda ordem em ambientes *outdoor*. Há estudos similares que utilizam as mesmas ferramentas estatísticas para observar estes impactos, mas eles estão restritos a BAN (*Body Area Network*) em ambientes internos.

A modelagem estatística é considerada como menos dependente do cenário e mais eficiente em comparação com métodos determinísticos e puramente empíricos [5]. O objetivo deste trabalho é caracterizar, utilizando ferramentas estatísticas, o comportamento do canal de comunicação em ambiente *outdoor* em que o terminal móvel esteja sob a



influência do corpo do humano. Todos os dados utilizados são extraídos a partir de simulações numéricas com auxílio dos *softwares* MatLab e CST MWS.

Para estes estudos, é escolhido como irradiador não isotrópico um terminal multi-antena composto por elementos PIFA (*Planar Inverted-F Antenna*) nas bandas WLAN (2,5 / 5,2 / 5,8 GHz) e WiMAX (2,5 / 3,5 / 5,5 GHz). Este terminal possui dimensões médias de um *smartphone* comercial. A cabeça e a mão humana são utilizados como perturbadores do canal. Esses manequins, conhecidos como SAM (*Specific Anthropomorphic Mannequin*), são modelados em CAD pelo CST MWS e tem suas propriedades dielétricas e magnéticas inseridas.

Os sistemas MIMO (Multiple Input Multiple Output) possuem o potencial de atender as demandas por maiores taxas de transmissão, melhor eficiência espectral e melhor qualidade de serviço em sistemas sem fio. A capacidade média do canal cresce linearmente com o número de antenas que integram estes sistemas quando o desvanecimento da envoltória do sinal entre seus canais SISO (*Single Input Single Output*) são independentes e identicamente distribuídos (*iid*) com distribuição estatística Rayleigh. Contudo, o canal MIMO pode se desviar significativamente do modelo *iid* pressuposto, ou seja, os canais podem ser correlacionados.

A avaliação correta destes sistemas e o ganho potencial no desempenho são altamente dependentes de uma precisa caracterização do canal de propagação. Por isso, a utilização de modelos precisos de canais MIMO é necessária, não só para as simulações numéricas, mas também para o desenvolvimento e análise de sistemas. Embora a precisão seja um fator importante na modelagem do canal, a simplicidade também possui um papel significativo no tempo e na complexidade da simulação.

Vários modelos analíticos têm sido propostos para os canais MIMO [6] - [8]. Há excelentes levantamentos dos métodos de modelagem destes canais na literatura [9]. Em [10], os autores investigam e comparam a qualidade do ajuste de modelos analíticos de canais MIMO utilizando resultados de campanhas de medidas. Um dos modelos de canal MIMO mais popular e simples é o modelo de Kronecker [6], [11], [12], que restringe a sua aplicação a cenários em que as correlações no lado do transmissor sejam independentes das correlações no lado do receptor.

Este modelo tem sido criticado por não ser representativo das condições do mundo real e por fornecer estimativas imprecisas da capacidade do canal [8], [13], [14]. Os autores em [15] também comparam o modelo de Kronecker com modelos estatísticos de canais baseados em modelos geométricos. Apesar disso, o modelo de Kronecker é comumente utilizado em análise e desenvolvimento de algoritmos [6] [16]-[18], uma vez que fornece soluções analíticas para problemas que de outra forma seriam matematicamente intratáveis.

Uma abordagem de engenharia é, então, aplicar o algoritmo resultante também em cenários onde as hipóteses de Kronecker são violadas. De modo geral, poucos resultados têm sido publicados sobre o desempenho de tal estratégia. A fim de tornar essa abordagem confiável, é interessante encontrar exemplos de canais que são tão diferentes quanto possível dos canais de Kronecker.

Este trabalho apresenta um método geral para encontrar uma matriz de correlação completa de um canal MIMO 2x2 a maior distância euclidiana possível em relação a uma dada estrutura de Kronecker. Como estudo de caso, apresenta-se uma análise do desempenho numérico dos algoritmos concebidos com base no modelo de Kronecker. O primeiro algoritmo refere-se à alocação ótima de potência do lado do transmissor, e o segundo refere-se ao projeto de um sinal piloto ótimo para se obter o melhor desempenho da estimação do canal.

O Capítulo 2 apresenta os cenários estudados em função da posição do terminal e do corpo humano, da descrição dos modelos (corpo humano e do terminal utilizados), e do estudo inicial da influência do corpo humano sobre as características importantes no desenvolvimento de antenas para terminais móveis.

Os resultados de primeira ordem da influência do corpo humano sobre os canais de comunicação são estudados no Capítulo 3, onde se busca determinar a distribuição estatística que melhor modele estes canais na presença do corpo humano

Já o Capítulo 4, com base nos resultados apresentados principalmente no capítulo 3, apresenta uma análise do desempenho de canais com desvanecimentos do tipo Weibull, e estatísticas de segunda ordem para canais na presença do corpo humano e a capacidade do sistema.

Finalmente, o Capítulo 5 apresenta uma solução para se encontrar a matriz de correlação completa o mais distante possível de uma dada estrutura de Kronecker e a comparação entre seus desempenhos para diferentes métricas.

## 2 - O TERMINAL E O CORPO HUMANO

Para análise da influência do corpo humano sobre os terminais de comunicação móvel se faz necessária sua caracterização eletromagnética. Nessa seção será realizada esta caracterização, abordando inicialmente a caracterização de um material qualquer.

Devido ao comportamento linear no domínio da frequência, o parâmetro dielétrico do material determina a relação entre o campo elétrico e a densidade de fluxo elétrico. Já o parâmetro magnético determina a relação entre o campo magnético e a sua densidade de fluxo, conforme apresentam as equações 1 e 2 [19]:

$$\vec{D}(\vec{r}, \omega) = \varepsilon(\vec{r}, \omega)\vec{E}(\vec{r}, \omega) \quad (1)$$

$$\vec{B}(\vec{r}, \omega) = \mu(\vec{r}, \omega)\vec{H}(\vec{r}, \omega) \quad (2)$$

Onde,  $\vec{D}$  é a densidade de fluxo elétrico,  $\vec{E}$  é o campo elétrico,  $\varepsilon$  é a permissividade elétrica,  $\vec{B}$  é a densidade de fluxo magnético,  $\vec{H}$  é o campo magnético e  $\mu$  é a permeabilidade magnética. Os materiais podem ser classificados como isotrópicos ou anisotrópicos. Em materiais anisotrópicos, os parâmetros dielétricos e magnéticos apresentam variações para diferentes direções do campo elétrico e magnético. Em materiais isotrópicos, os parâmetros dielétricos e magnéticos são constantes para qualquer direção do campo elétrico e magnético no material ( $\varepsilon(\vec{r}, \omega) = \varepsilon(\omega)$  e  $\mu(\vec{r}, \omega) = \mu(\omega)$ ). Para esses materiais, as equações 1 e 2 podem ser reescrita como [19]:

$$\vec{D}(\vec{r}, \omega) = \varepsilon(\omega)\vec{E}(\vec{r}, \omega) \quad (3)$$

$$\vec{B}(\vec{r}, \omega) = \mu(\omega)\vec{H}(\vec{r}, \omega) \quad (4)$$

Esta condição de isotropia é aceita em nossos estudos para cada material em questão, diminuindo a complexidade sem prejuízos na precisão dos resultados.

## 2.1 - MATERIAIS CONDUTORES

Os materiais condutores introduzem perdas que são apresentadas nos termos imaginários das constantes complexas de permissividade e permeabilidade. Estes são dependentes da frequência e suas perdas são especificadas pelo ângulo de perda dielétrica/magnética ou pelos valores das tangentes correspondentes, conforme apresentam as equações 5 e 6 [19].

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon'(\omega) - i \varepsilon''(\omega) = \varepsilon'(\omega)[1 - i \tan(\delta_e(\omega))] \quad (5)$$

$$\mu(\omega) = \mu'(\omega) - i \mu''(\omega) = \mu'(\omega)[1 - i \tan(\delta_m(\omega))] \quad (6)$$

Assim, os valores das tangentes dos ângulos de perdas elétrica ( $\delta_e$ ) e magnética ( $\delta_m$ ) são dados pelas equações 7 e 8, respectivamente.

$$\tan(\delta_e(\omega)) = \frac{\varepsilon''(\omega)}{\varepsilon'(\omega)} = -\frac{\Im\{\varepsilon(\omega)\}}{\Re\{\varepsilon(\omega)\}} \quad (7)$$

$$\tan(\delta_m(\omega)) = \frac{\mu''(\omega)}{\mu'(\omega)} = -\frac{\Im\{\mu(\omega)\}}{\Re\{\mu(\omega)\}} \quad (8)$$

## 2.2 - CONSTANTES DIELÉTRICAS NOS TECIDOS HUMANOS.

O valor das constantes dielétricas dos diferentes tecidos que constituem o ser vivo depende das características intrínsecas de cada tecido que podem variar em função da frequência e, em caso de moléculas polares, também em função da temperatura. Porém, o comportamento dielétrico em tecidos *in-vivo* não é previsível devido à variação da concentração de água. No caso da água, que é uma molécula polar, a constante dielétrica relativa é  $\varepsilon_r = 81$  para baixas frequências e cai com o aumento da frequência, devido à inércia rotacional dos dipolos elétricos com o campo externo [20].

**NOS TECIDOS GORDUROSOS A CONSTANTE DIELÉTRICA É BEM MENOR DO QUE DA ÁGUA. ASSIM, POR EXEMPLO, A 900 MHZ UM TECIDO ADIPOSEO COM 10% DE ÁGUA POSSUI  $\epsilon_r = 4$ , ENQUANTO QUE O MESMO TECIDO COM 50% DE ÁGUA POSSUI  $\epsilon_r = 12$  [21]. DEVIDO À FORTE DEPENDÊNCIA ENTRE A CONCENTRAÇÃO DE ÁGUA E A PERMEABILIDADE, OS ESTUDOS TRAÇAM O COMPORTAMENTO DOS TECIDOS COM UMA CONCENTRAÇÃO DE 50% DE ÁGUA. A 2.4 - MODELOS ANTROPOMÓRFICOS UTILIZADOS**

Este estudo usa apenas a cabeça e a mão do usuário como fonte de perturbação no campo próximo das antenas a fim de verificar sua influência no canal de comunicação. Por isso, os tópicos abaixo irão delimitar os parâmetros eletromagnéticos destes órgãos separadamente.

Tabela 1 apresenta as constantes dielétricas para diferentes tipos de tecidos humanos para a faixa de frequência de 2 a 7 GHz. A Figura 1 apresenta a permeabilidade relativa complexa para diferentes tipos de tecidos para a faixa de frequência de 2 a 7 GHz [20].

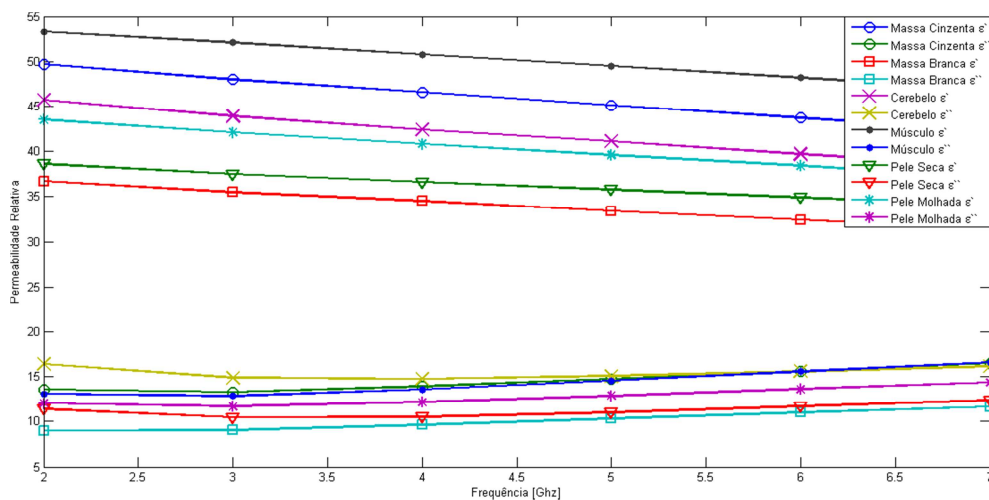


Figura 1 - Constante Dielétrica de Alguns Tecidos Humanos

### 2.3 - PROFUNDIDADE DE PENETRAÇÃO

A profundidade é definida como a quantidade que um campo eletromagnético penetra em uma determinada substância. Esta quantidade é mensurada pela redução da amplitude do campo incidente a um fator de  $1/e$ , aproximadamente 37%, ou seja, a densidade de potência decai a um fator de  $1/e^2$ , aproximadamente 13,5%. A profundidade é função da frequência da irradiação incidente, da condutividade e da permeabilidade magnética, conforme apresenta a equação 9:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{f\pi\mu\sigma}} \quad (9)$$

**EM QUE  $\sigma$  É A CONDUTIVIDADE DO MATERIAL, EM S/M; E  $f$  É A FREQUÊNCIA EM MHZ. ASSIM, UMA ONDA ELETROMAGNÉTICA EM ALTA FREQUÊNCIA ATENUA RAPIDAMENTE, COMO SE PODE VER NA 2.4 - MODELOS ANTROPOMÓRFICOS UTILIZADOS**

Este estudo usa apenas a cabeça e a mão do usuário como fonte de perturbação no campo próximo das antenas a fim de verificar sua influência no canal de comunicação. Por isso, os tópicos abaixo irão delimitar os parâmetros eletromagnéticos destes órgãos separadamente.

Tabela 1, que apresenta as profundidades para diferentes tipos de tecidos humanos em uma faixa de frequência de 2 a 7 GHz.

## 2.4 - MODELOS ANTROPOMÓRFICOS UTILIZADOS

Este estudo usa apenas a cabeça e a mão do usuário como fonte de perturbação no campo próximo das antenas a fim de verificar sua influência no canal de comunicação. Por isso, os tópicos abaixo irão delimitar os parâmetros eletromagnéticos destes órgãos separadamente.

Tabela 1 - Parâmetros Eletromagnéticos para Diferentes Tipos de Tecido

Tecido	Freq. [GHz]	Condutividade [S/m]	Permissividade Relativa	Tangente do ângulo de Perda elétrica	Profundidade da Penetração [m]
Espaço Livre	2	0	1	0	0,032
	3	0	1	0	0,022
	4	0	1	0	0,016
	5	0	1	0	0,013
	6	0	1	0	0,011
	7	0	1	0	0,009
Massa cinzenta cerebral	2	15,1	49,7	0,273	0,025
	3	22,2	48,0	0,277	0,017
	4	30,9	46,6	0,298	0,012
	5	41,0	45,1	0,326	0,009
	6	52,2	43,7	0,358	0,007
	7	64,2	42,3	0,390	0,005
Massa	2	10,0	36,7	0,245	0,032

branca cerebral	3	15,1	35,5	0,255	0,021
	4	21,4	34,5	0,278	0,015
	5	28,6	33,4	0,307	0,011
	6	36,6	32,4	0,338	0,008
	7	4,5	31,4	0,370	0,007
Cerebelo	2	1,8	45,7	0,359	0,020
	3	24,8	43,9	0,339	0,014
	4	32,8	42,4	0,347	0,011
	5	41,9	41,1	0,367	0,008
	6	52,0	39,7	0,393	0,007
	7	62,8	38,4	0,420	0,005
Músculo	2	14,5	53,3	0,245	0,027
	3	21,4	52,1	0,247	0,018
	4	30,2	50,8	0,267	0,013
	5	40,4	49,5	0,294	0,009
	6	52,0	48,2	0,323	0,007
	7	64,6	46,9	0,354	0,006
pele seca	2	12,7	38,6	0,295	0,026
	3	17,4	37,5	0,278	0,019
	4	23,4	36,6	0,287	0,014
	5	30,6	35,8	0,308	0,010
	6	38,9	34,9	0,334	0,008
	7	48,2	34,1	0,363	0,007
pele molhada	2	13,4	43,5	0,276	0,026
	3	19,5	42,1	0,277	0,018
	4	27,0	40,8	0,297	0,013
	5	35,7	39,6	0,324	0,009
	6	45,4	38,4	0,355	0,007
	7	55,8	37,1	0,386	0,006

#### 2.4.1 - Modelo da Cabeça

As primeiras estruturas encontradas na cabeça são a pele e os músculos, que nesta parte do corpo são mais finos que nas demais.

O tecido do sistema nervoso central (SNC) é muito delicado. Por esse motivo, ele apresenta um elaborado sistema de proteção que consiste de quatro estruturas: crânio, meninges, líquido cérebro-espinhal (líquor) e barreira hematoencefálica [22] [23].

No SNC, existem as chamadas substâncias cinzenta e branca. A substância cinzenta é formada pelos corpos dos neurônios e a branca, por seus prolongamentos. Com exceção do bulbo e da medula, a substância cinzenta ocorre mais externamente e a substância branca, mais internamente [22] [23].



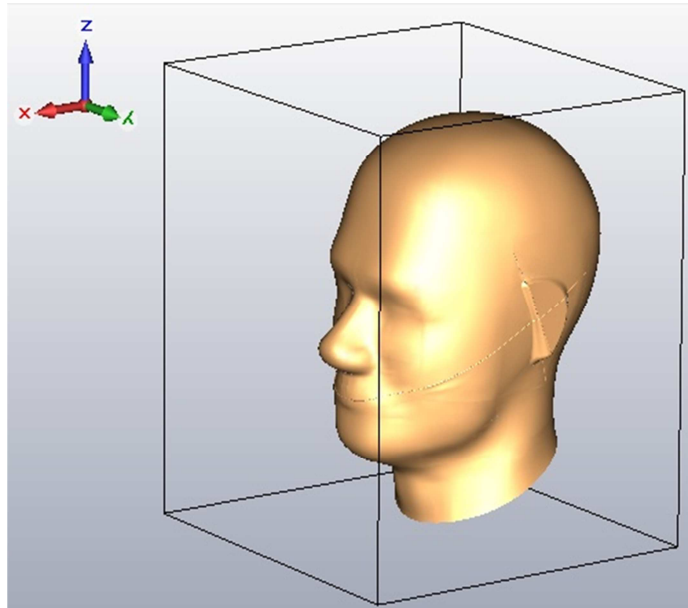


Figura2 - SAM da Cabeça Humana

A Figura 4 apresenta o modelo da cabeça usado nas simulações realizadas. Ela foi considerada composta de duas partes isotrópicas, as quais são preenchidas por substâncias que possuem características eletromagnéticas semelhantes ao da cabeça humana. A primeira, mais externa, possui permeabilidade relativa de 3,2 e permissividade relativa de 1, independente da frequência. A segunda parte, mais interna, apresenta característica semelhante ao material condutor com perdas elétricas, permissividade relativa unitária e permeabilidade relativa complexa dependente da frequência, conforme apresentado no gráfico da Figura 3. A escolha desta curva de permissividade relativa busca simular o líquido *CTIA Liquid 835 -- 1900 MHz*, criado para modelar as características eletromagnéticas dos tecidos humanos muito usados em testes de compatibilidade eletromagnética. A partir dos dados fornecidos pelo fabricante, valores de  $\epsilon''$  e  $\epsilon'$  são estimados via modelo de segunda ordem. Ao se comparar o gráfico da Figura 1 com o da Figura 3, verifica-se que os valores da permeabilidade do modelo simulado se aproximam dos valores dos tecidos que compõem a cabeça humana, e que o músculo é o tecido que mais se aproxima em consequência da maior dissipação de energia neste tecido.

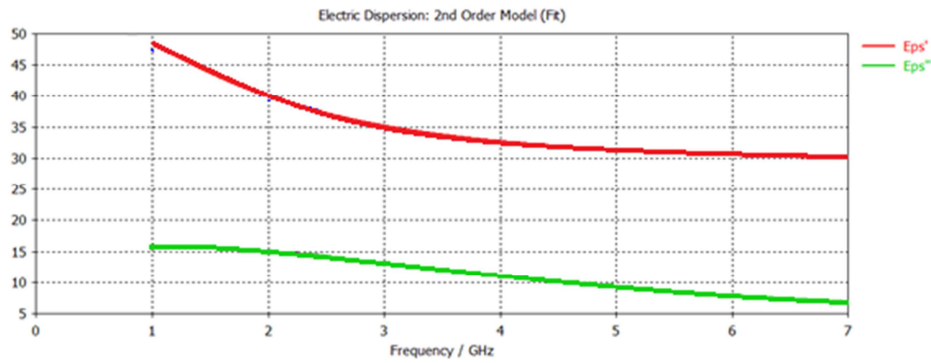


Figura 3 - Constante Dielétrica da Cabeça

#### 2.4.2 - Modelo da Mão

As camadas que compõem a anatomia da mão são a pele, 27 músculos e tendões que têm a função de ligar estes músculos à estrutura óssea e cartilagem [22] [23].

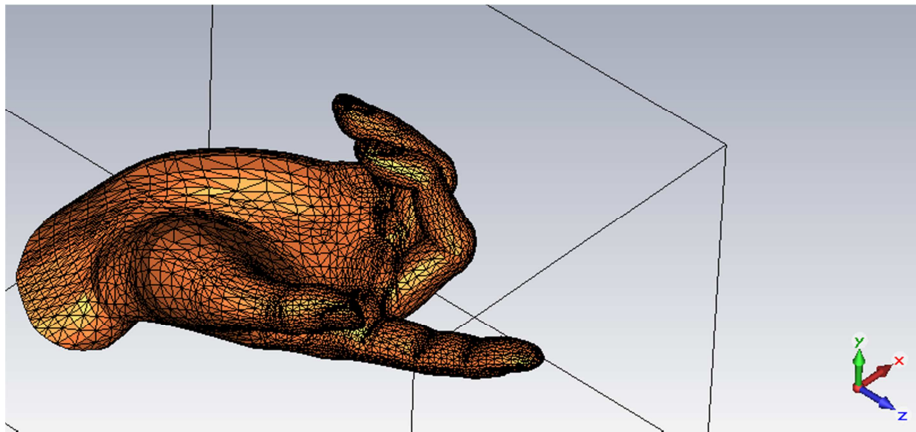


Figura 4 - SAM da Mão Humana

A Figura 4 apresenta o modelo da mão usado nas simulações realizadas. Ela foi considerada composta de uma única parte isotrópica que apresenta característica semelhante ao material condutor com perdas elétricas, permissividade relativa unitária e permeabilidade relativa complexa dependente da frequência, conforme apresentado no gráfico da Figura 5. Ao se comparar o gráfico da Figura 1 com o da Figura 5, verifica-se que os valores da permeabilidade do modelo simulado se aproximam dos valores dos tecidos que compõem a mão humana, e que a pele é o tecido que mais se aproxima. Isso ocorre pois a pele da mão, sobre tudo na palma da mão, é mais grossa e, conseqüentemente, responsável pela dissipação da maior parte da energia.

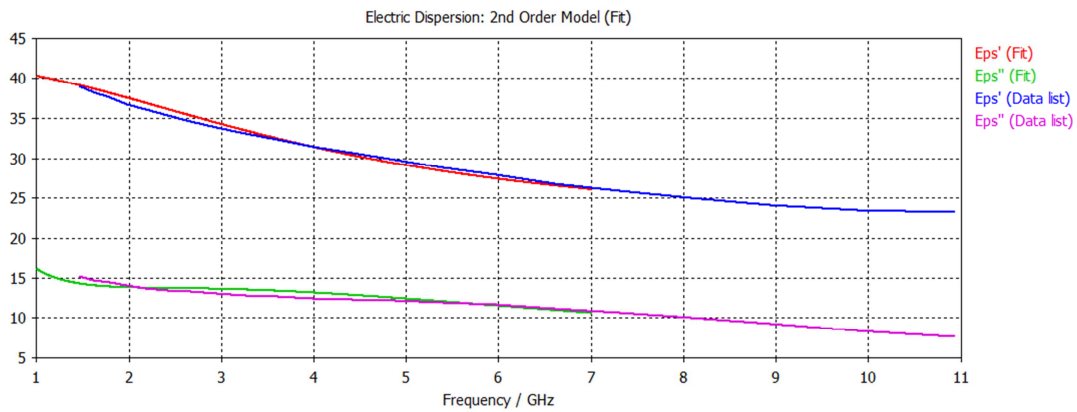


Figura 5 - Constante Dielétrica da Mão Humana

## 2.5 - ANTENA PARA CELULARES

As antenas de terminais móveis podem ser entendidas não apenas como as presentes em aparelhos celulares e *smartphones*, mas também como as presentes em *laptops*, *tablets*, dentre outros dispositivos. Esses tipos de antenas estão expostas a uma grande gama de variações de cenários. Suas condições de propagação podem variar desde cenários com multipercursos fortemente dispersos à até ambientes com linha de visada dominante. Elas têm que ser capazes de operar com a presença do corpo humano e outras estruturas em seus campos próximos. Os desafios para a produção desse tipo de antena podem ser resumidos nos seguintes itens [24].

- Diagrama de irradiação: Aproximadamente omnidirecional em azimute e com uma boa abertura de 3 dB em elevação.
- Impedância de Entrada: Deve ser estável o suficiente e possuir razoável casamento de impedância com a fonte em toda a faixa de operação.
- Eficiência: A antena deve possuir boa eficiência.
- Isolamento: Características que reduzam a distância para o campo distante, aumentando o isolamento contra objetos próximos.
- Reprodutibilidade: Deve ser capaz de ser produzida em altas quantidades.
- Tamanho: em geral deve possuir dimensões pequenas, para poderem ser utilizadas em dispositivos móveis como celulares, *smartphones*, *tablets*, dentre outros.

Para uma antena ser considerada eletricamente pequena ela deve possuir uma estrutura pequena o suficiente para estar circunscrita em uma esfera de raio  $r$  tal que,  $rk < 1$ ; em que  $k$  é o número de onda [24]. Nesta condição, a antena PIFA, a ser apresentada na próxima seção, pode ser considerada eletricamente pequena, quando isolada para frequências abaixo de 6 GHz, aproximadamente.

### 2.5.1 - PIFA

Um modelo de antena popularmente utilizada em dispositivos móveis é a antena do tipo PIFA (*Planar Inverted-F Antenna*). A estrutura básica de uma antena PIFA é apresentada na Figura 6 [25].

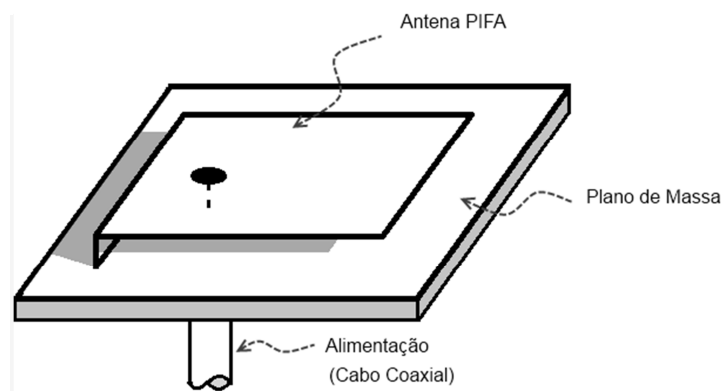


Figura 6 - Antena PIFA

A antena IFA (*Inverted-F Antenna*), base para a construção de PIFAs, busca minimizar a necessidade de um grande plano de massa necessário para utilização de monopolos. Considerando a sua imagem refletida no plano de massa, a antena IFA pode ser considerada composta por dois fios, com bom casamento de impedância devido ao curto-circuito e a correta escolha do ponto de alimentação. A antena PIFA, substitui os fios por placas paralelas, conforme apresentado na Figura 6, fazendo com que se tenha um comportamento similar a um guia de onda entre a placa paralela e o plano de massa. O campo elétrico no guia de onda possui comportamento senoidal, assim como nas antenas do tipo dipolo, o que gera diagramas de irradiações semelhantes. Em geral, o espaço entre a antena e o plano de massa é preenchido por algum material dielétrico, a fim de reduzir as suas dimensões. Apesar das antenas do tipo PIFA não possuírem dimensões tão reduzidas, a sua baixa espessura faz com que elas sejam compactas o suficiente para sua utilização em terminais móveis.

Todos os terminais estudados nesta pesquisa têm as mesmas dimensões ( $114 \times 64 \text{ mm}^2$ ). A distância entre as antenas adjacentes é menor do que  $\lambda/2$  para frequências abaixo de 3 GHz em todos os terminais.

O terminal PIFA utilizado (ver Figura 7) é composto por dois elementos irradiantes e idêntico ao descrito em [26]. A antena PIFA não possui características banda ultra larga (UWB) e suas frequências de ressonância dependem do formato e comprimento dos irradiadores metálicos. O plano de massa encobre o contato dos irradiadores à metade do espaço de irradiação, caracterizando o terminal como *end-fire* [24]. Esta característica favorece a eficiência de irradiação do terminal quando em contato com o corpo humano em seu lado oposto ao dos elementos.

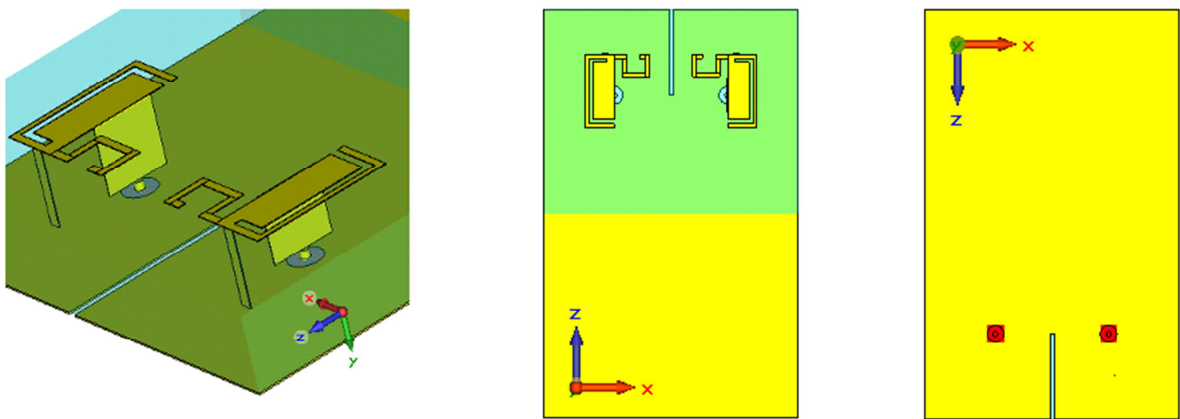


Figura 7 - Terminal PIFA

#### 2.5.1.1 - Comportamento do Parâmetro S

Os parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{12}$  são apresentados na Figura 8 para o terminal PIFA isolado. Conforme pode ser observado, o terminal foi projetado para operar nas frequências de 2.44, 3.55 e 5.2 GHz e possui uma banda aproximada de 126 MHz, 351 MHz e 1.5 GHz nas frequências descritas. Tais bandas são obtidas contabilizando as regiões em que o valor de  $S_{11}$  é inferior à -10 dB. Na segunda banda de operação, o terminal apresenta o pior acoplamento.

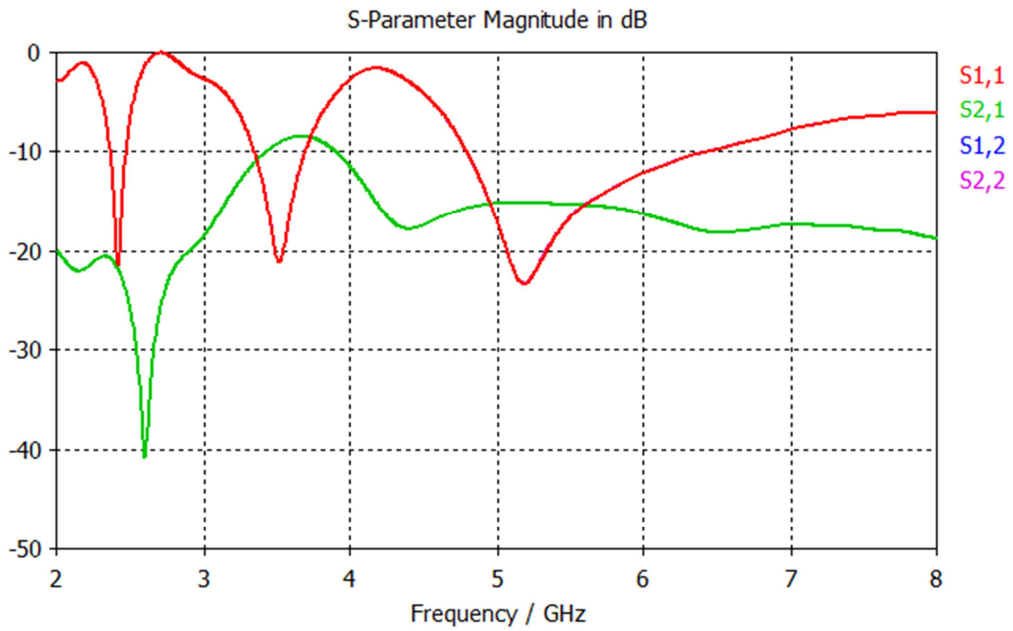


Figura 8 - Parâmetros de Espalhamento para Terminal PIFA Isolado

### 2.5.1.2 - Comportamento da Impedância

A impedância própria e mútua do terminal descrito pode ser verificada nas Figura 9 e Figura 10, respectivamente. A primeira refere-se à parte real e à segunda à parte imaginária. Observa-se que a resistência de entrada possui valores entre 50 à 73  $\Omega$ , ao passo que a sua reatância é próxima de zero. Tais valores são típicos da impedância própria de cabos coaxiais.

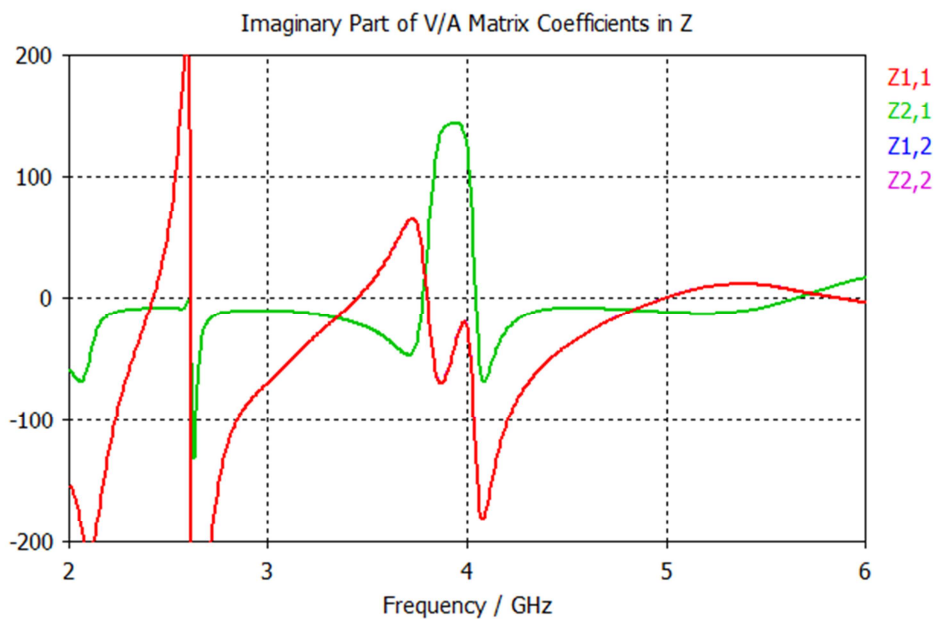


Figura 9 - Reatância (Própria e Mútua) para o terminal PIFA Isolado

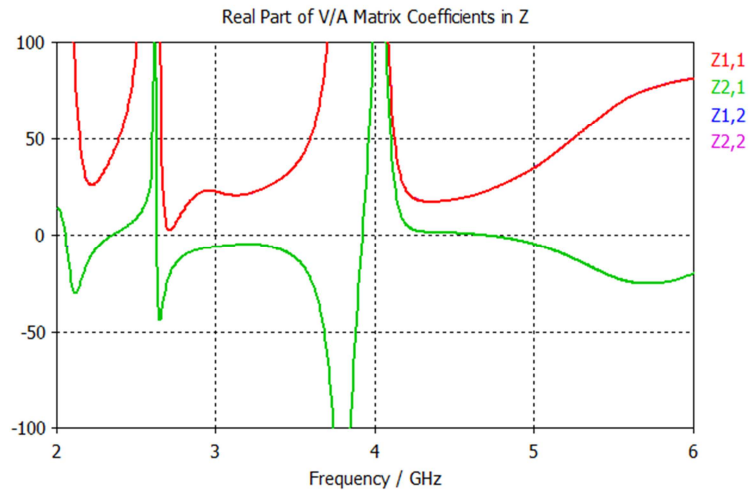


Figura 10 - Resistência (Própria e Mútua) para terminal PIFA isolado

Dentro das faixas de frequência de operação, o terminal também sofre influência do acoplamento mútuo, devido à proximidade das antenas que o constituem. O valor da resistência mútua varia entre  $-10$  a  $10 \Omega$  e da reatância mútua entre  $-30$  a  $7 \Omega$ . A maior influência do acoplamento mútuo é observada na segunda banda do terminal como esperado após as observações da Figura 8.

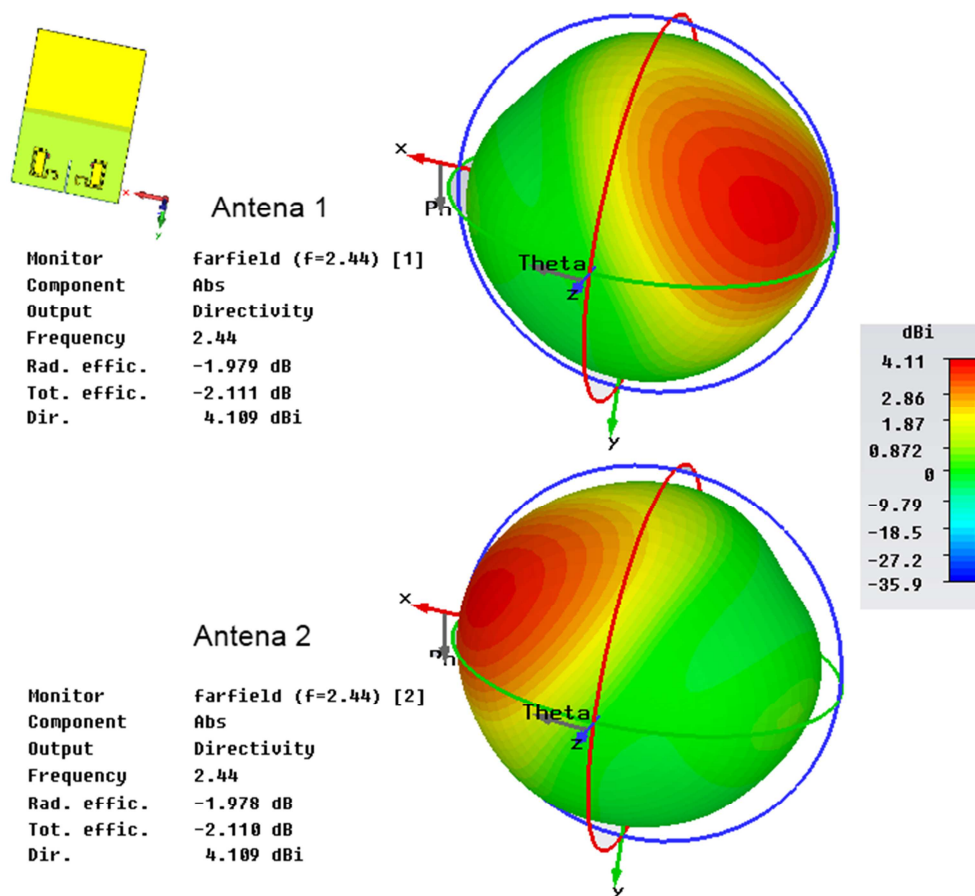


Figura 11 - Diagrama de irradiação do Terminal PIFA Isolado para  $f = 2.44$  GHz.

### 2.5.1.3 - Diagrama de Irradiação

O diagrama de irradiação para as antenas do terminal PIFA isolado é visto na Figura 11, conforme a orientação presente nesta mesma figura. Verifica-se que as antenas possuem diagramas de irradiação simétricos entre si, com ganho máximo 4.11 dBi. Simulações realizadas com terminal PIFA composto de um único elemento indicam alta diretividade. No entanto, o resultado de simulações do terminal PIFA de dois elementos, apresentados na Figura 11, indicam baixa diretividade e menos imunidade ao acoplamento mútuo.

### 2.5.2 - PIFA em Presença do Corpo Humano

Nesta seção será apresentado o comportamento do terminal PIFA em presença do corpo humano. Nesta caracterização será utilizada somente o SAM da mão humana, conforme apresenta a Figura 12.

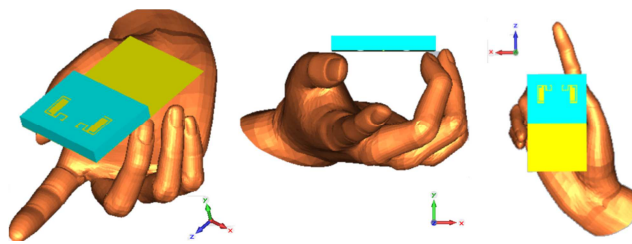


Figura 12 - Terminal PIFA em presença da mão Humana

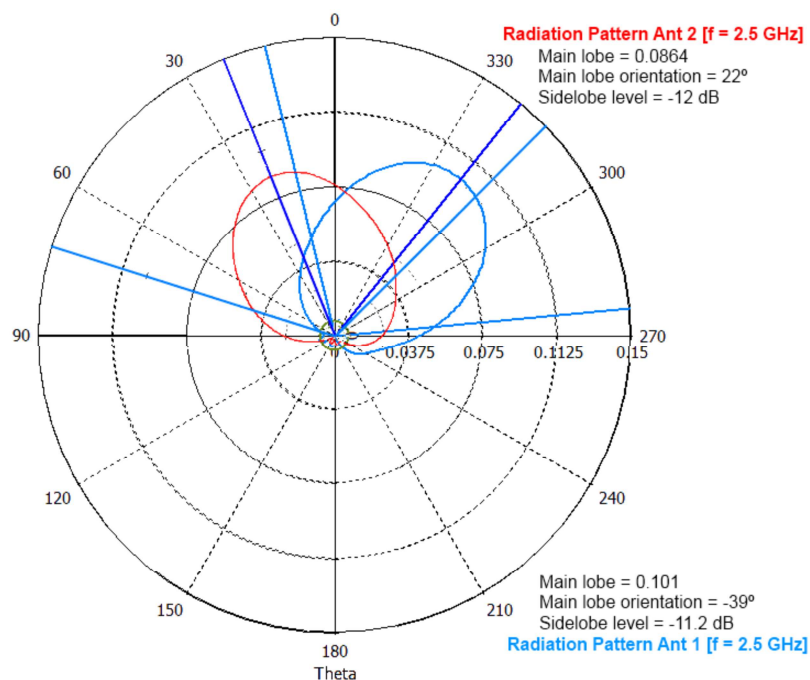


Figura 13 - Diagrama de irradiação de antena PIFA sob a influência do utilizador



A Figura 13 mostra um corte do diagrama de irradiação no plano  $xy$  (ver Figura 12) do diagrama de irradiação para o terminal na presença da mão humana. Quando comparado com os resultados na Figura 11, observa-se que ocorre uma redução no ganho e uma modificação da direção do lóbulo principal para o terminal na presença da mão humana. A modificação da direção do lóbulo principal é observada pelo fato dos diagramas de irradiação das antenas 1 e 2 deixarem de serem simétricos, como se observava para o terminal isolado (ver Figura 11).

O comportamento de irradiação e parâmetros  $S$  em presença da cabeça humana para o terminal PIFA em questão e outros tipos de antenas (monopólo circular e *slot*) são apresentados em artigo publicado pelo autor em [27].

## 2.6 - CENÁRIO SUPER ANTENAS

A fim de se obter um modelo de canal mais realista introduz-se a influência do usuário. Ela pode ser feita de dois modos, conforme apresenta a Figura 14. O primeiro consiste em incluir a influência na caracterização do canal. Tal modo é contraproducente, pois seria necessário realizar novas medidas do canal para cada usuário. O segundo modo consiste em introduzir a influência do usuário na antena. Nesse caso, o usuário e a antena são considerados uma unidade irradiante única denominada super antena [28]. Assim, a partir do diagrama de irradiação da "super-antenna" é possível utilizar o método apresentado na equação 15, que será apresentado no Capítulo 3.

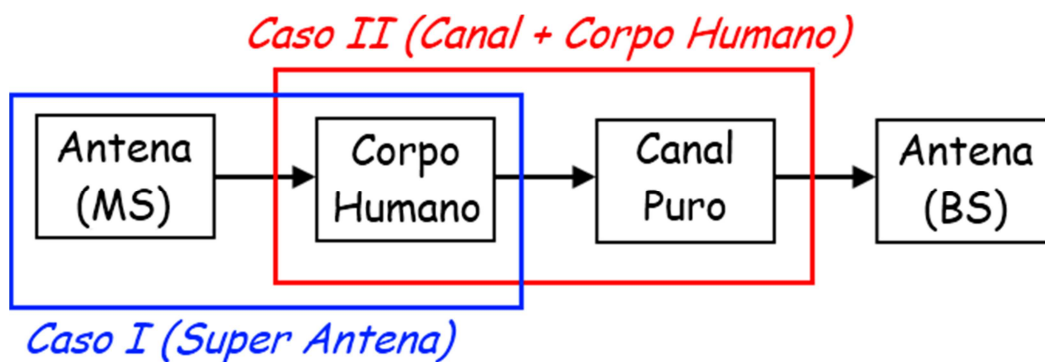


Figura 14 - Introdução da Influência do Usuário

Para obter os diagramas de irradiação das super antenas foram realizadas simulações utilizando um programa de simulação eletromagnética: o *CST Microwave Studio*. Os espalhadores empregados foram os modelos de SAM descritos no capítulo II. Os modelos

consistem na cabeça e mão do usuário. Tais modelos são comumente utilizados para testes de desempenho de dispositivos portáteis.

Para caracterizar os terminais na presença dos espalhadores, foram definidos dois cenários distintos, *Talk* e *Data*. No primeiro, são simuladas possíveis posições relativas entre o terminal e o corpo humano durante uma ligação telefônica. No segundo, são simuladas possíveis posições entre o terminal e o corpo humano durante o envio de uma mensagem de texto ou o acesso à internet.

A simulação permitiu o cálculo de diagramas de irradiação tridimensionais. Um *script* foi utilizado durante a simulação para automatizar a configuração dos cenários no CST. Este foi responsável por posicionar os elementos do cenário (os SAMs e o terminal), iniciar a simulação, armazenar os resultados e repetir o processo para cada variação dos parâmetros nos dois cenários (*Talk* e *Data*). A Figura 15 apresenta o fluxograma do *script* implementado considerando os parâmetros do cenário *Talk*, definido a abaixo.

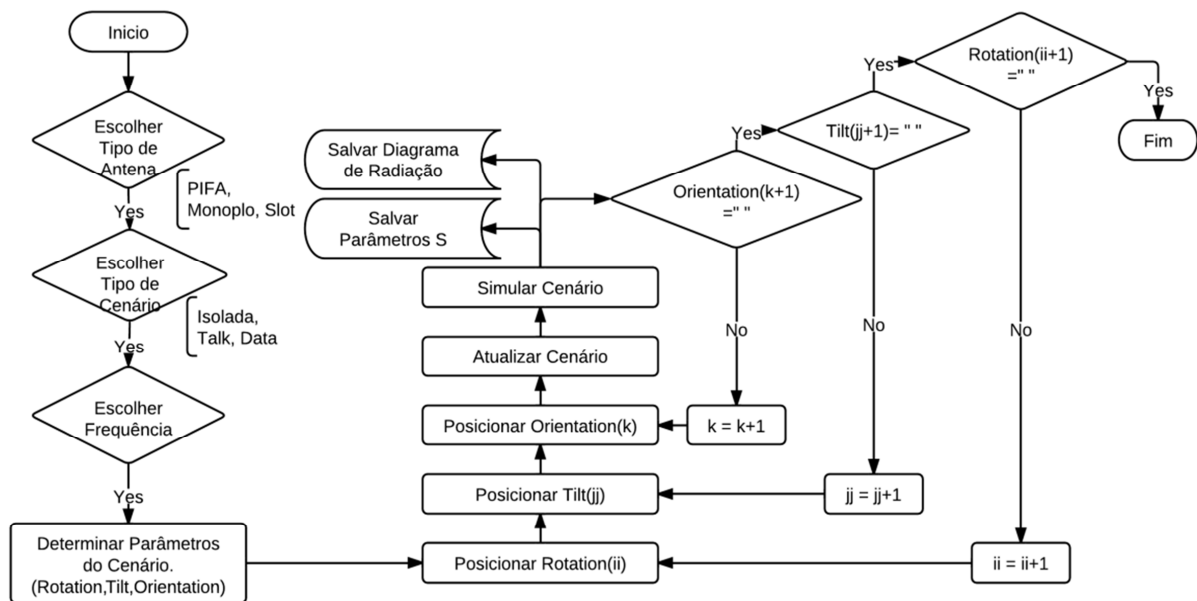


Figura 15 - Fluxograma do *Script* implementado no CST

### 2.6.1 - Cenário *Talk* (telefone móvel)

No cenário *Talk* será simulado o uso do terminal durante uma ligação telefônica. o terminal, na posição zero, está posicionado verticalmente, paralelo ao eixo y do sistema de coordenadas, segurado pela mão contra a orelha do SAM, conforme mostra Figura 16, e a face está voltada para o sentido positivo do eixo x.

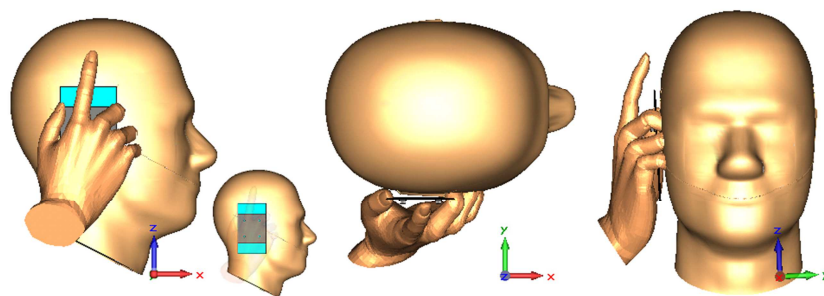


Figura 16 - Cenário Talk no CST MWS na Posição Zero

O cenário varia segundo os parâmetros a seguir, determinados na seguinte ordem:

- *Orientation*: rotação do terminal e da mão sobre o plano  $xz$  segundo o eixo  $y$  que passa pelo centro do terminal na posição zero conforme mostra a Figura 17.

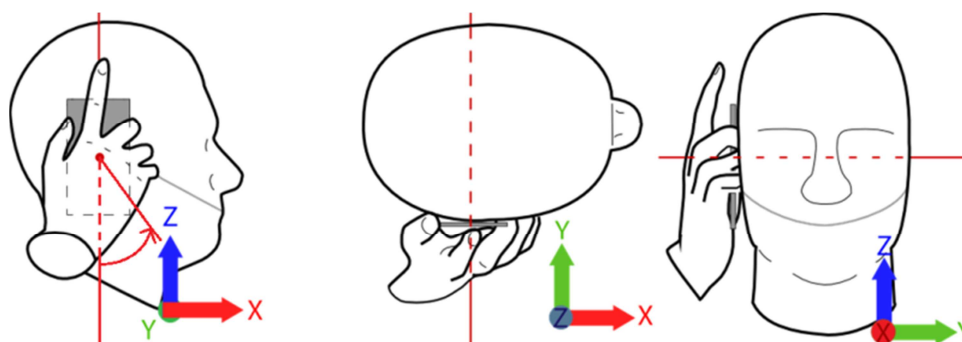


Figura 17 - Eixo de Rotação do Parâmetro *Orientation*

- *Tilt*: rotação do terminal e da mão sobre o plano  $yz$  segundo o eixo vertical que contém horizontal superior do terminal na posição zero, conforme mostra a Figura 18

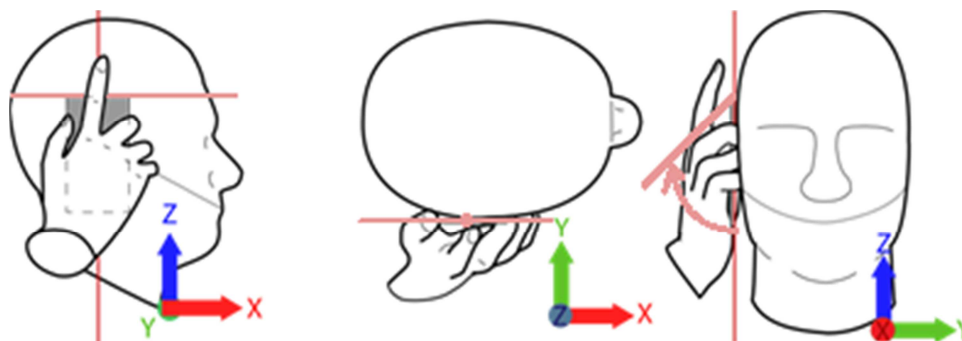


Figura 18 - Eixo de Rotação do Parâmetro *Tilt*

- *Rotation*: rotação do cenário completo sobre o plano  $xy$  segundo o eixo  $z$  paralelo ao plano do terminal conforme apresenta a Figura 19.

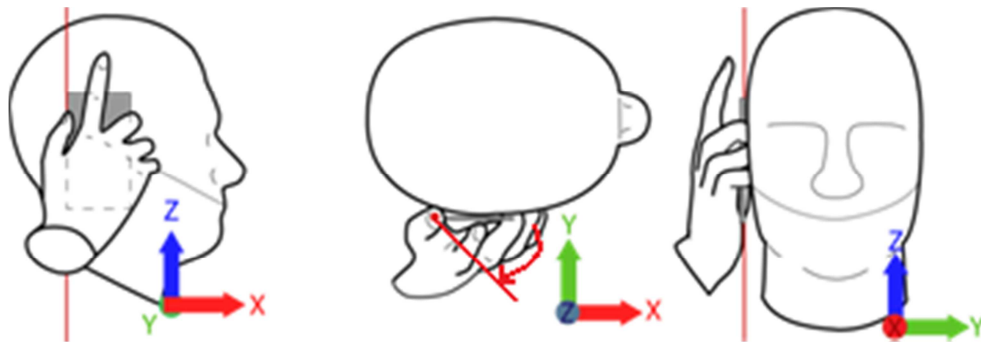


Figura 19 - Eixo de Rotação do Parâmetro *Rotation*

### 2.6.2 - Cenário Data

No cenário *Data* será simulado o uso do terminal durante uma aplicação de dados. Neste cenário somente o SAM da mão está presente, conforme apresenta a Figura 20. O cenário varia de acordo com dois parâmetros, como descrito abaixo.

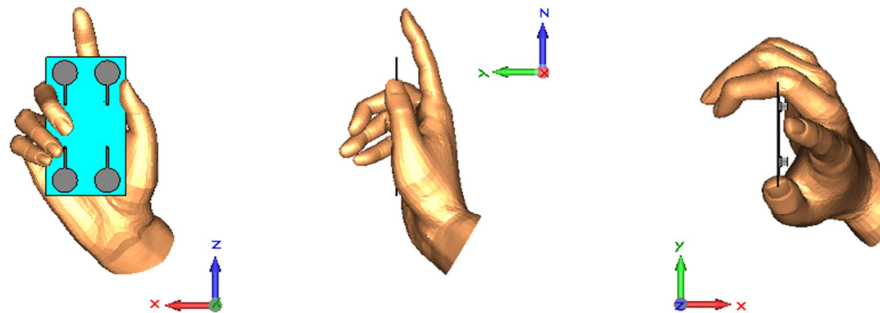


Figura 20 - Cenário Data no CST MWS na Posição Zero

Os parâmetros deste cenário são:

- *Orientation*: rotação do terminal e da mão sobre o plano  $xy$  segundo o eixo  $z$  que contém a borda vertical do terminal.
- *Spacing*: Diferença entre a distância média entre o terminal e a palma da mão do usuário e a distância média na posição zero (aproximadamente 3 cm)

## **3 - O CANAL DE PROPAGAÇÃO**

Nos sistemas de comunicações móveis, o sinal transmitido em um canal interage com o ambiente de forma complexa. Fenômenos como a reflexão em grandes objetos, o sombreamento e o espalhamento estão usualmente presentes. Um dos resultados dessas interações é a criação de vários componentes de um mesmo sinal que chegam a um receptor, chamados de multipercursos. Outra propriedade dos canais móveis é a presença do efeito Doppler, causado pelo deslocamento do receptor, do transmissor, e/ou de qualquer outro objeto no ambiente [29].

O sucesso no desenvolvimento de um sistema de comunicação sem fio está fortemente correlacionado com o conhecimento do engenheiro sobre o canal de transmissão em questão. Quando não há um bom nível de conhecimento sobre o comportamento do canal, o trabalho e os resultados obtidos ficam comprometidos.

### **3.1 - DESVANECIMENTO EM LARGA ESCALA**

O desvanecimento em larga escala está relacionado às características de propagação que manifestam seus efeitos no sinal ao longo de médias e grandes distâncias, comparadas com o comprimento de onda. Esse tipo de desvanecimento é também conhecido por sombreamento. Isso por que ele ocorre quando o terminal móvel fica em uma região de sombra eletromagnética devido às obstruções naturais e às construções, como casas e edifícios. Quando é obstruído, o sinal chega ao receptor basicamente através de difração e espalhamento, e a amplitude do sinal assim recebido segue uma função de densidade de probabilidade (PDF) Normal (ou log-normal, em dB), ou Gaussiana [29].

### **3.2 - DESVANECIMENTO EM PEQUENA ESCALA**

O desvanecimento em pequena escala é causado pelo comportamento aleatório das componentes que chegam ao receptor a curtas distâncias ou pequenos intervalos de tempo. Tal comportamento é fruto da multiplicidade de percursos percorridos pelas várias componentes, que chegam ao receptor com diferentes amplitudes e defasagens entre si. A

queda no nível do sinal recebido devido ao multipercurso é conhecida por desvanecimento em pequena escala. O desvanecimento em pequena escala pode ser compreendido tanto espacialmente como temporalmente, analisando-se espaço (ou tempo) entre desvanecimentos sucessivos em um terminal em movimento ou mesmo em repouso (neste último caso outras componentes do canal podem estar em movimento) [29].

### 3.3 - MULTIPERCURSO

Em sistemas de comunicações móveis celulares, a faixa de frequência empregada, o ambiente onde as comunicações ocorrem e a mobilidade fazem com que o sinal resultante no receptor seja fruto da composição de ondas eletromagnéticas que percorreram diversos percursos entre transmissor e receptor por meio dos diferentes mecanismos de propagação. No receptor, os campos associados aos diferentes percursos somam-se vetorialmente e produzem um campo resultante variante no tempo. A distribuição Rayleigh é apropriada para os casos em que o terminal móvel apenas recebe os componentes através de multipercurso, de forma que não haja nenhum componente dominante. Quando o móvel recebe também uma componente dominante, a distribuição Rayleigh não mais descreve adequadamente o envelope do sinal recebido [29].

### 3.4 - EFEITO DOPPLER

Sempre que há deslocamento relativo entre transmissor e receptor ocorre um deslocamento em frequência do sinal recebido, denominado efeito Doppler. Esse fenômeno pode ser compreendido a partir da Figura 21.

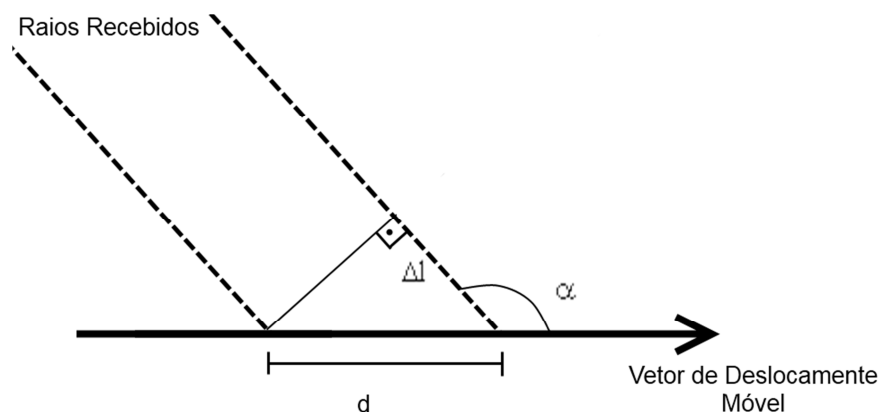


Figura 21 - Geometria para o cálculo do efeito Doppler.

A diferença de fase entre o campo de ambos os raios é dada por  $\Delta\phi = 2\pi\Delta l/\lambda$ . Considerando o triângulo retângulo formado, tem-se que  $\Delta l = d \cos \alpha$ . Além disso, tem-se que  $d = v\Delta t$ . Então:

$$\Delta\phi \approx \frac{2\pi}{\lambda} v\Delta t \cos \alpha \quad (10)$$

Por outro lado, a variação de frequência percebida pelo receptor é dada por:

$$\Delta f = \frac{\Delta Ciclos}{\Delta t} = \frac{\Delta\phi}{2\pi} \frac{1}{\Delta t} \quad (11)$$

Com base nas equações 10 e 11, tem-se que:

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha \quad (12)$$

em que  $f_d$  é o desvio Doppler. Quando o móvel se desloca em direção à fonte da onda, o desvio Doppler é positivo, isto é, a frequência recebida aumenta. Caso o móvel se desloque de forma a se afastar da fonte, o desvio Doppler será negativo, isto é, a frequência aparente na recepção diminuirá.

### 3.5 - MODELO E SIMULAÇÃO DO CANAL

Nesta seção é especificado um canal cujos parâmetros e métodos associados a sua modelagem atendem às necessidades das organizações 3GPP e 3GPP2 [30]. Sob a ótica do nível sistêmico, este canal possui as seguintes especificações:

- a) Parâmetros físicos (perfis de potência de atraso, espalhamentos angulares, dependências entre os parâmetros, etc.)
- b) Metodologia de avaliação do sistema.
- c) Disposições de antena, casos de referência e definição de requisitos mínimos.

A descrição do canal é feita no contexto de enlace direto (*downlink*) em que a estação base (BS, do inglês *Base Station*) transmite para uma estação móvel (MS, do inglês *Mobile Station*). No entanto, esta descrição pode ser aplicada diretamente para o enlace reverso (*uplink*). O procedimento geral para a geração dos ganhos de canal consiste em três passos básicos: a escolha do cenário, a escolha dos parâmetros do usuário e a produção dos coeficientes do canal, conforme a Figura 22.

O sinal recebido na MS consiste em N cópias do sinal transmitido ponderado pelo atraso e potência associada a cada percurso no qual o sinal se propaga. Conforme apresentado na

Figura 23, cada percurso é subdividido em M subpercurso. A Figura 23 mostra os parâmetros angulares utilizados no modelo do canal.

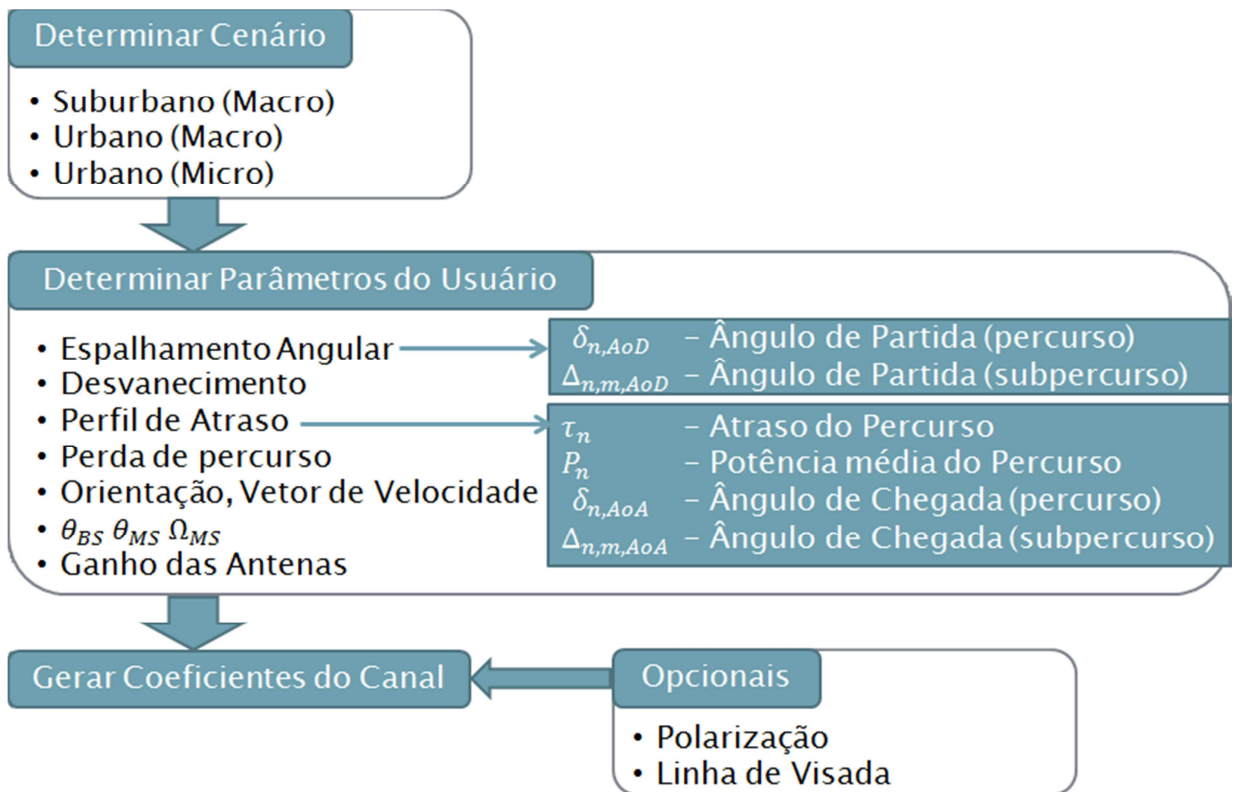


Figura 22 - Descrição básica do Canal Simulado

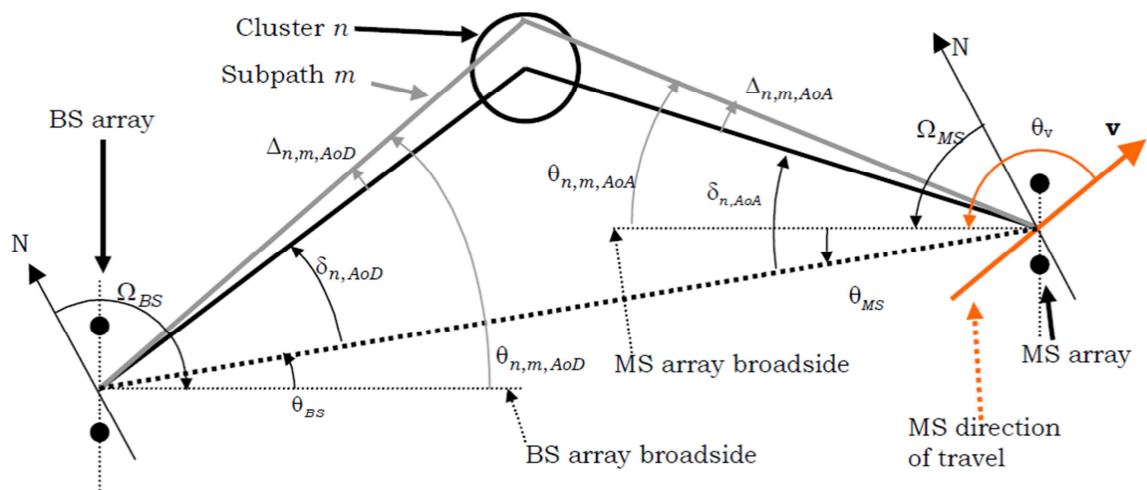


Figura 23– Descrição Geométrica do Canal [30]

O parâmetro  $\Omega_{BS}$  é a orientação do arranjo de antenas da BS, definida como a diferença entre a borda do arranjo e uma dada direção de referência, norte absoluto. O  $\theta_{BS}$  é a direção do ângulo de partida (AoD, do inglês *Angle of Departure*) da linha de visada (LOS,



do inglês *Line of Sight*) entre a BS e a MS, com relação a borda do arranjo presente na BS. O  $\delta_{n,AoD}$  é o AoD para o n-ésimo percurso ( $n = 1 \dots N$ ) com relação a LOS.  $\Delta_{n,m,AoD}$  é o *offset* para o m-ésimo ( $m = 1 \dots M$ ) subpercurso do n-ésimo percurso com respeito à  $\delta_{n,AoD}$ . O  $\theta_{n,m,AoD}$  é o valor absoluto do AoD para o m-ésimo subpercurso do n-ésimo percurso da BS com relação à borda do arranjo presente na BS.

O parâmetro  $\Omega_{MS}$  é a orientação do arranjo de antena MS, definida como a diferença entre a borda do arranjo e o norte absoluto. O  $\theta_{MS}$  é o ângulo entre BS-MS LOS e a borda do arranjo presente na MS. O  $\delta_{n,AoA}$  é o ângulo de chegada (AoA, do inglês *Angle of Arrival*) para o n-ésimo percurso com respeito à AoA da LOS. O  $\Delta_{n,m,AoA}$  é o *offset* para o m-ésimo subpercurso do n-ésimo percurso com respeito à  $\delta_{n,AoA}$ . O  $\theta_{n,m,AoA}$  é o valor absoluto do AoA para o m-ésimo subpercurso do n-ésimo percurso.  $v$  é o vetor de velocidade da estação móvel, e  $\theta_v$  é o ângulo do vetor de velocidade com relação à borda do arranjo presente na MS.

O modelo descrito pode ser usado em cenários em que o comprimento de onda da frequência de interesse é muito menor que as dimensões do ambiente. Os raios, ou os conjuntos de raios não resolvíveis, partem do transmissor com uma potência predeterminada e um dado AoD e chegam ao receptor em um determinado AoA. Durante os percursos transmissor/receptor, o raio pode se propagar passando por diferentes mecanismos: reflexão, difração, dispersão, ou um conjunto destes. A partir das equações de Maxwell, temos que os raios associados a uma onda plana local podem ser representados por [31][32]:

$$\nabla^2 \psi + k^2 n^2 \psi = 0 \quad (13)$$

Em que  $\psi$  é a função da forma de onda que determina a propagação da onda eletromagnética correspondente,  $n$  é o índice de refração do meio e  $k$  é o número de onda. Uma solução para equação acima é apresentada em [31][32]:

$$\psi = A e^{-jkS} \quad (14)$$

em que  $A$  é uma função que determina a amplitude da onda, enquanto  $S$  determina a sua fase e direção de propagação. Usando as equações 13 e 14, tem-se que, se  $\frac{\nabla^2 A}{A k^2} \ll n^2$ , a

solução da equação 13 será independente da frequência e, assim, o modelo adotado poderá ser utilizado.

Conforme apresentado na Figura 22, o modelo de canal utilizado sugere três tipos de cenários distintos [30].

- a) Suburbano macro célula (aproximadamente 3 km de distância entre duas estações rádio base (ERBs) adjacentes)
- b) Urbano macro célula (aproximadamente 3 km de distância entre duas ERBs adjacentes)
- c) Urbano micro célula (menos de um quilômetro de distância entre duas ERBs adjacentes)

Tabela 2 - Parâmetros para diferentes tipos de cenários do canal [30]

Cenário	Suburbano (Macro)	Urbano (Macro)	Urbano (Micro)
Número de Percurso(N)	6	6	6
Número de Subpercurso (M)	20	20	20
Espalhamento Angular médio na BS ( $\sigma_{AS}$ )	5°	8°,15°	19°
Distribuição do AoD no BS	$N(0, \sigma_{AoD}^2)$ $\sigma_{AoD} = 1.2 * \sigma_{AS}$	$N(0, \sigma_{AoD}^2)$ $\sigma_{AoD} = 1.3 * \sigma_{AS}$	$U(-40°, 40°)$
Espalhamento Angular médio na MS ( $\sigma_{AoA}$ )	35°	35°	35°
Distribuição do AoA no MS	$N(0, \sigma_{AoA}^2)$	$N(0, \sigma_{AoA}^2)$	$N(0, \sigma_{AoA}^2)$
Desvio padrão do sinal desvanecido ( $\sigma_{SF}$ )	8dB	8 dB	NLOS: 10 dB LOS: 4 dB

A Tabela 2 descreve os parâmetros usados em cada um dos cenários citados. Para um determinado cenário um conjunto de parâmetros é selecionado de acordo com as informações presentes em uma das colunas desta tabela. Esses parâmetros são usados para escolher aleatoriamente os valores a serem utilizados na equação 15 [30].

$$h_{u,s,n}(t) = \sqrt{\frac{P_n \sigma_{SF}}{M}} \quad (15)$$

$$\sum_{m=1}^M \left( \begin{array}{c} \left[ \chi_{BS}^{(v)}(\theta_{n,m,AoD}) \right]^T \\ \left[ \chi_{BS}^{(h)}(\theta_{n,m,AoD}) \right]^T \\ \exp(jkd_s \sin(\theta_{n,m,AoD})) \end{array} \right)^T \begin{array}{cc} \exp(j\Phi_{n,m}^{(v,v)}) & \sqrt{r_{n1}} \exp(j\Phi_{n,m}^{(v,h)}) \\ \sqrt{r_{n2}} \exp(j\Phi_{n,m}^{(h,v)}) & \exp(j\Phi_{n,m}^{(h,h)}) \end{array} \left[ \begin{array}{c} \chi_{MS}^{(v)}(\theta_{n,m,AoA}) \\ \chi_{MS}^{(h)}(\theta_{n,m,AoA}) \end{array} \right]^* \exp(jk\|v\| \cos(\theta_{n,m,AoA} - \theta_v)t) \end{array} \right)$$

Em que  $P_n$  é a potência do n-ésimo percurso;  $\sigma_{SF}$  é o desvio padrão do sinal desvanecido;  $M$  é o número de subpercurso por percurso;  $\theta_{n,m,AoD}$  e  $\theta_{n,m,AoA}$  são, respectivamente, o ângulo de chegada e de partida do m-ésimo subpercurso do n-ésimo percurso;  $\chi_{BS}^{(v)}$  e  $\chi_{BS}^{(h)}$  são, respectivamente, o ganho complexo na polarização vertical e horizontal das antenas da ERB;  $\chi_{MS}^{(v)}$  e  $\chi_{MS}^{(h)}$  são os ganhos complexos das antenas da MS nas suas respectivas polarizações;  $k$  é o número de onda;  $d_s$  e  $d_u$  são as distâncias entre os elementos da ERB e do MS, respectivamente;  $r_{n1}$  e  $r_{n2}$  são variáveis aleatórias que representam a despolarização vertical e horizontal do sinal transmitido, respectivamente;  $\|v\|$  é a magnitude do vetor de velocidade do terminal móvel e  $\theta_v$  é o ângulo do vetor velocidade.

### 3.6 - CANAIS ESTATÍSTICOS

A onda eletromagnética que chega ao receptor é constituída por várias componentes. Como a propagação de ondas eletromagnéticas está associada às diversas propriedades do meio que não seguem leis determinísticas, é necessária a análise da propagação como um fenômeno estatístico. Na maioria dos casos é possível descrever as variações dos parâmetros de propagação no tempo e no espaço quando as correspondentes funções de distribuição são conhecidas.

O desempenho do canal sem fio é fortemente afetado pelos fenômenos de desvanecimento e multipercurso. Para minimizar este efeito, é imprescindível o conhecimento de suas características. O tratamento determinístico deste sinal estaria reduzindo o problema a um modelo simplificado demais. Então, pode-se tratar o sinal em uma base estatística e interpretar os resultados como eventos aleatórios que acontecem com uma determinada probabilidade. Como são fenômenos aleatórios, deve-se conhecer o tratamento estatístico mais conveniente em cada caso. Com isso, serão detalhadas distribuições úteis para descrição de canais de comunicação.

#### 3.6.1 - Normal

Para a distribuição normal, a variável valor da PDF em  $x$  é dependente de seus valores médio ( $\mu$ ) e desvio padrão ( $\sigma$ ), como apresentado a seguir:

$$f(x|\mu, \sigma) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(\frac{-(x - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (16)$$

### 3.6.2 - Gama

A distribuição Gama é dada por:

$$f(x|a, b) = \frac{1}{b^a \Gamma(a)} x^{a-1} \exp\left(-\frac{x}{b}\right) \quad (17)$$

Em que,  $a$  é o parâmetro de escala,  $b$  é o parâmetros de forma e  $\Gamma(\ )$  é a função gama.

### 3.6.3 - Rayleigh

A distribuição de Rayleigh é utilizada para modelar o comportamento de canais móveis assumindo que não há componente de multipercurso que prevaleça sobre os demais. Este tipo de situação geralmente acontece em cenários onde não há visada direta entre as pontas do enlace [29]. Neste caso, a distribuição de probabilidade da amplitude do sinal desvanecido  $x$  pode ser modelada pela Equação 18

$$f(x|\alpha) = \frac{x}{\alpha^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\alpha^2}\right) \quad (18)$$

### 3.6.4 - Lognormal

A função Lognormal é usada para definir uma variável distribuída normalmente em escala logarítmica, os valores de  $\mu$  e  $\sigma$ , apresentados abaixo, também são definidos em dB.

$$f(x|\mu, \sigma) = \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(\frac{-(\ln(x) - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (19)$$

### 3.6.5 - Weibull

A distribuição de Weibull é um modelo estatístico proposto originalmente para análise de confiabilidade. Devido a sua flexibilidade, simplicidade e ao seu excelente ajuste para descrição de canais desvanecidos caracterizados por multipercurso [33]-[35], sua aplicação foi estendida aos sistemas de comunicação sem fio [36]-[39].

$$f(x|a, b) = ba^{-b}x^{b-1}\exp\left(-\left(\frac{x}{a}\right)^b\right) \quad (20)$$

A distribuição de probabilidade da amplitude do sinal desvanecido  $x$  pode ser modelada em função dos parâmetros  $a$  e  $b$ , que representam o parâmetro de forma e de escala, respectivamente. Em sistemas de comunicações, o parâmetro de forma da distribuição de Weibull representa o grau de linearidade dos canais.

### 3.6.6 - Nakagami-m

Entre as diversas distribuições usadas para modelar os sinais com desvanecimento, a distribuição de Nakagami-m [40] tem recebido uma atenção especial por sua facilidade de manipulação e grande aplicabilidade. Essa distribuição apresentou ajustes satisfatórios para caracterizar canais rádio-móveis [25]. A distribuição de probabilidade da amplitude do sinal desvanecido  $x$  pode ser modelada em função dos parâmetros  $m$  e  $s$  conforme mostra a Equação 21

$$f(x|m, s) = \frac{2m^m}{\Gamma(m)} \frac{x^{2m-1}}{s^m} \exp\left(-\frac{m}{s}x^2\right) \quad (21)$$

O parâmetro  $m$  é obtido por  $m = E^2[X^2]/Var[X^2]$ , e o parâmetro  $s$  é obtido por  $s = E[X^2]$ .

### 3.7 - CRITÉRIO DE INFORMAÇÃO DE AKAIKE

Akaike [41] mostrou que escolher um modelo com a menor perda de informações esperadas é assintoticamente equivalente a escolher um modelo,  $M_i, i = 1, 2, \dots, K$ , com o menor valor de  $AIC$ , definido na equação 22.

$$AIC_i = -2 \log L_i + 2V_i \quad (22)$$

Em que  $L_i$  é a máxima verossimilhança para o modelo candidato  $i$ . Este é determinado pelo ajuste dos parâmetros livres  $V_i$  de forma que maximize a probabilidade do modelo candidato ter gerado os dados observados. Esta equação é baseada em aproximações assintóticas e só é válida para conjuntos de dados suficientemente grandes. A correção para amostras finitas é geralmente recomendada quando  $n/V < 40$  [42]. Neste trabalho, todos os dados analisados satisfazem  $n/V > 40$ . Assim, pode-se usar a equação 22 para determinação dos valores de  $AIC$  sem nenhuma correção adicional.

Na prática, o que realmente importa na escolha do modelo de melhor ajuste é o valor relativo do  $AIC_c$ , apresentado na equação 23, já que para obter o valor do mesmo ocorre comparação entre os valores de AIC das distribuições estatísticas candidatas.

$$AIC_i = AIC_{c,i} - \min(AIC_c) \quad (23)$$

Em que  $AIC_i$  é o valor para o modelo de índice  $i$ . Dessa forma, o modelo que melhor se ajustar ao sinal simulado terá  $AIC_i$  zero. Como regra geral,  $AIC_i < 2$  sugere uma semelhança significativa entre os modelos; para  $3 < AIC_i < 7$ , existe um grau de similaridade deficiente; e para  $AIC > 10$ , nenhuma correlação existe [41] [42].

### 3.8 - AJUSTE DE CENÁRIOS PARA INDUÇÃO DE MOVIMENTO LOCAL

Neste trabalho serão utilizados os cenários *Talk* e *Data*, para simulação do canal durante atividades comuns dos usuários. Durante uma ligação telefônica ou navegação na internet, o terminal móvel muda de posição com relação à mão e/ou cabeça do usuário, esses movimentos dependem tanto do comportamento do usuário quanto do tipo de utilização do terminal. Assim, para simular o canal de comunicação móvel durante uma chamada telefônica ou durante a utilização de uma aplicação de dados do celular é necessária a caracterização desses movimentos chamados locais.

Conforme apresenta o fluxograma da Figura 24, em um dado instante de tempo  $t_n$ , a posição do terminal móvel é definida pelos parâmetros dos cenários *Talk* ou *Data* (ligação telefônica ou navegação na internet), apresentados nas seções 3.8.1 e 3.8.2, respectivamente.

A transição entre duas posições do terminal móvel, melhor detalhada nos itens abaixo, é baseada na taxa de mudanças de posição, em que  $\bar{t}$  é a duração média considerando todas as posições, e na velocidade em que as antenas presentes no terminal se movimentam.

- Dada uma posição em dado instante de tempo, a posição subsequente é escolhida aleatoriamente considerando que diferentes posições possuem diferentes probabilidades de ocorrência.
- A taxa de mudança de posição não é fixa. Assim, é considerado que a duração  $T$  de cada posição é uma variável aleatória Gaussiana com média  $\bar{t}$  e desvio padrão  $\sigma_0$ . Para pessoas que gesticulam mais o valor

de  $\bar{t}$  é menor, já pessoas que apresentam mudanças suaves de movimento tem-se valores de  $\bar{t}$  maior.

- Baseada na posição final e inicial de uma dada transição e a duração do seu movimento, é possível determinar a velocidade do terminal e a considerar na composição da simulação em nível de enlace.

Usando os procedimentos descritos nas Figura 15 e Figura 24, foram produzidas amostras de canais na presença do corpo humano para análise estatística. Nessas amostras foram incluídos os movimentos relativos do terminal em conjunto com a mobilidade do próprio canal através de seu espectro Doppler.

A frente, será observada a variação do comportamento do canal em função dos parâmetros locais como tempo de duração média do cenário  $\bar{t}$ , frequência de operação e tipo de antena / super antena,.

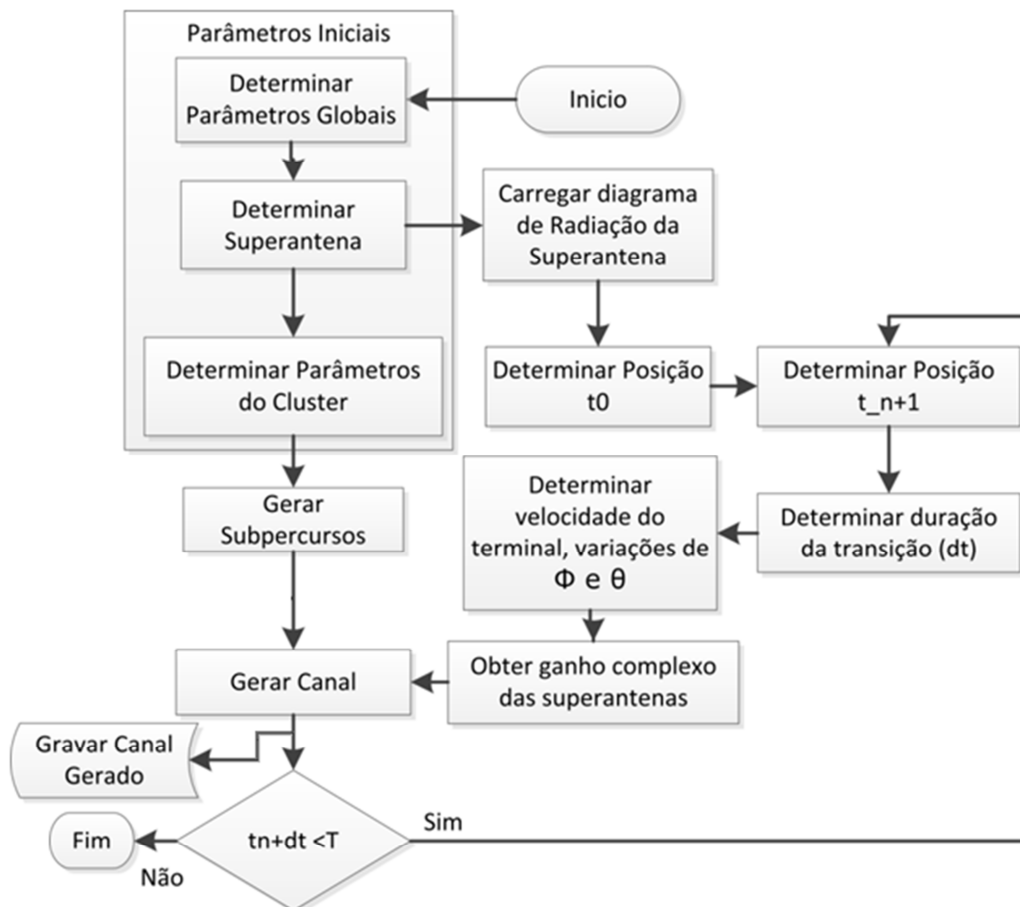


Figura 24 - Descrição do Movimento local induzido

### 3.8.1 - Cenário *Data*

Nesse cenário o terminal é utilizado para transmissão de dados e, por esse motivo, a interação com o corpo humano é significativa apenas como na mão do usuário. Para esse cenário a distribuição de Weibull apresenta o melhor ajuste de acordo com o critério de AIC para todas as variações dos parâmetros do cenário. A Tabela 3 apresenta os coeficientes ótimos da distribuição de Weibull para ajuste das amostras dos canais simulados gerados com diferentes valores de *Orientation* e *Spacing*. Pode-se observar que as variações no parâmetro *Orientation* não afeta significativamente os coeficientes da distribuição que modela o canal. Por outro lado, as mudanças no parâmetro *Spacing* causa alteração, sobretudo no parâmetro responsável pela forma da distribuição de Weibull. Isso ocorre porque o terminal e a palma da mão agem produzindo um efeito capacitivo no campo próximo das antenas presentes no terminal móvel que modifica a distribuição do canal em campo distante. Ao aumentar a distância entre a mão e o terminal, diminui a intensidade do efeito capacitivo. Como a simples mudança do parâmetro *Orientation* não implica na mudança desta distância, não há alteração na intensidade do efeito capacitivo, logo esse parâmetro não possui impacto no canal em campo distante.

Tabela 3 - Coeficientes da PDF para o Cenário *Data*

Cenário	Coeficientes (Distribuição de Weibull)	
	<i>a</i> (Escala)	<i>b</i> (Forma)
<b>Orientation = 0</b>	0.82125	19.226
<b>Orientation = 15</b>	0.84544	18.877
<b>Orientation = 25</b>	0.83193	18.629
<b>Orientation = 30</b>	0.81653	18.443
<b>Spacing = 0 mm</b>	0.86470	1.771
<b>Spacing = 10 mm</b>	0.81038	19.403
<b>Spacing = 20 mm</b>	0.77826	19.353
<b>Spacing = -15 mm</b>	0.84005	1.836
<b>Spacing = -30 mm</b>	0.85020	19.931

### 3.8.2 - Cenário *Talk*

Neste cenário, o terminal é utilizado para realização de chamadas telefônicas, interagindo tanto com uma das mãos do usuário quanto com a cabeça. A Tabela 4 mostra os ajustes para as distribuições estatísticas que possuem valor de  $\Delta AIC$  inferior a 10 para diferentes configurações de antena. A distribuição Nakagami-m proporciona o melhor ajuste para o canal gerado utilizando uma antena isotrópica, ou o terminal chamado PIFA 2 (terminal bi-antena isolada) ou ainda o terminal chamado PIFA 3 (terminal mono-antena isolado). Estes casos são úteis como cenários de referência a serem comparados com o Cenário *Talk*.



Neste caso, o corpo é feito de cabeça e mão do usuário. Em outras palavras, a própria antena possui baixa influência sobre o canal para o cenário e antenas escolhidas.

Tabela 4 - Coeficientes da PDF para Cenário Talk

Antena	$\bar{t}$	$f_c$ [GHz]	Distribuição	Parâmetros		$\Delta AIC$
Isotrópica	1	2.5	Nakagami	m=0.498	s=1.218	0
Isotrópica	3	2.5	Nakagami	m=0.512	s=1.215	0
Isotrópica	5	2.5	Nakagami	m=0.509	s=0.978	0
Isotrópica	7	2.5	Nakagami	m=0.497	s=1.342	0
Isotrópica	9	2.5	Nakagami	m=0.504	s=1.255	0
Isotrópica	11	2.5	Nakagami	m=0.515	s=0.933	0
PIFA 1	1	2.5	Weibull	a=0.697	b=1.107	0
PIFA 1	3	2.5	Nakagami	m=0.405	s=0.808	0
PIFA 1	5	2.5	Nakagami	m=0.446	s=0.527	0
PIFA 1	7	2.5	Nakagami	m=0.413	s=0.911	0
PIFA 1	9	2.5	Weibull	a=0.529	b=1.066	0
PIFA 1	9	2.5	Gamma	a=1.107	b=0.466	4.4
PIFA 1	11	2.5	Weibull	a=0.727	b=1.104	0
PIFA 1	1	3.5	Weibull	a=0.568	b=1.106	0
PIFA 1	3	3.5	Weibull	a=0.589	b=1.081	0
PIFA 1	5	3.5	Weibull	a=0.553	b=1.094	0
PIFA 1	7	3.5	Gamma	a=1.082	b=0.547	0
PIFA 1	9	3.5	Weibull	a=0.550	b=1.095	4.6
PIFA 1	9	3.5	Gamma	a=1.160	b=0.458	0
PIFA 1	11	3.5	Weibull	a=0.610	b=1.123	0
PIFA 1	1	5.2	Weibull	a=0.852	b=1.070	0
PIFA 1	3	5.2	Weibull	a=0.786	b=1.091	0
PIFA 1	5	5.2	Weibull	a=0.834	b=1.107	0
PIFA 1	7	5.2	Weibull	a=0.793	b=1.076	1.2
PIFA 1	7	5.2	Gamma	a=1.126	b=0.685	0
PIFA 1	9	5.2	Gamma	a=1.105	b=0.594	0
PIFA 1	11	5.2	Weibull	a=0.833	b=1.101	0
PIFA 1	1	5.7	Gamma	a=1.139	b=0.907	0
PIFA 1	3	5.7	Weibull	a=0.949	b=1.069	0
PIFA 1	5	5.7	Weibull	a=1.016	b=1.111	0
PIFA 1	7	5.7	Weibull	a=0.968	b=1.070	0
PIFA 1	7	5.7	Gamma	a=1.115	b=0.845	1,4
PIFA 1	9	5.7	Gamma	a=1.078	b=0.766	0
PIFA 1	11	5.7	Weibull	a=1.011	b=1.107	0
PIFA 2	-	2.5	Nakagami	m=0.514	s=0.275	0
PIFA 2	-	3.5	Nakagami	m=0.510	s=0.265	0
PIFA 2	-	5.3	Nakagami	m=0.505	s=0.634	0
PIFA 3	-	2.5	Nakagami	m=0.510	s=0.240	0
PIFA 3	-	3.5	Nakagami	m=0.508	s=0.308	0
PIFA 3	-	5.3	Nakagami	m=0.507	s=0.710	0

Para as antenas PIFA 2 e PIFA 3 não há variações no canal estatístico em função do tempo médio de duração do cenário  $\bar{t}$ . Isso ocorre porque a velocidade local do terminal é muito

menor que a velocidade do canal. Devido a não influência deste parâmetro, a Tabela 4 não fornece essa informação.

Para antena PIFA 1 (na presença do corpo humano), as distribuições de Weibull e Gamma proporcionam o melhor ajuste com os dados simulados para os diferentes valores de  $\bar{t}$ . A distribuição de Weibull apresenta um número maior de ocorrências, principalmente para frequências de operação superiores a 3.5 GHz. Para estas frequências não houve ocorrências da distribuição de Nakagami como a que proporciona o melhor ajuste.

De acordo com a Tabela 4, a distribuição Nakagami fornece o melhor ajuste entre todas as distribuições para os cenários onde o terminal usa antenas isotrópicas, PIFA 2 e PIFA 3. Da mesma forma, podemos ver que as distribuições de Weibull e Gama fornecem o melhor ajuste para PIFA 1. Diferente de todos os casos isolados, a presença da cabeça e mão do usuário - ou somente da mão - causa mudanças na distribuição estatística do canal.

A Figura 25 apresenta a PDF obtida a partir da utilização da PIFA 1 para frequência de operação de 3.5 GHz relativos a diferentes valores de  $\bar{t}$ . Pode-se observar que o valor de  $\bar{t}$  não possui influência significativa nos canais obtidos. Análise similar pode ser feita a partir da Tabela 4, verificando que não há variação significativa nos parâmetros obtidos nos ajustes das distribuições em função de  $\bar{t}$ .

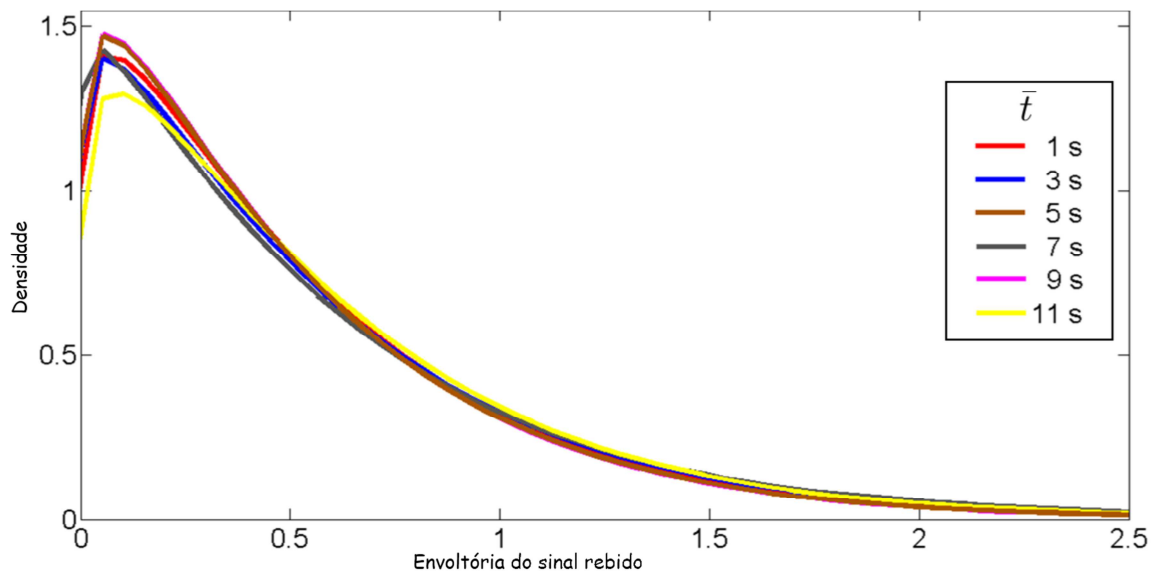


Figura 25 - PDF da envoltória do sinal recebido por PIFA 1 a uma frequência de 3.5 GHz para diferentes valores de  $\bar{t}$ .

Como discutido anteriormente, o critério de AIC pode ser utilizado para comparar os diferentes modelos estatísticos. Porém, é possível que nenhum dos modelos escolhidos proporcione o melhor ajuste. Para confirmar a escolha das distribuições, as seções 3.8.2.1 à 3.8.2.3 apresentam gráficos contendo o histograma do envelope do sinal para diferentes valores dos parâmetros do cenário *Talk*.

### 3.8.2.1 - Orientation

As Figura 26 à Figura 29 apresentam gráficos contendo o histograma da envoltória do sinal e os ajustes das distribuições estatística citadas na Seção 3.6, para o parâmetro *Orientation* igual à 0°, 10°, 20° e 30°, respectivamente. Já as Tabela 5 à Tabela 8 apresentam os parâmetros do melhor ajuste de cada distribuição com os dados simulados, e o valor de  $\Delta AIC$ . Verifica-se graficamente que as distribuições com menores valores de  $\Delta AIC$  apresentam bom ajuste com o conjunto de dados simulados.

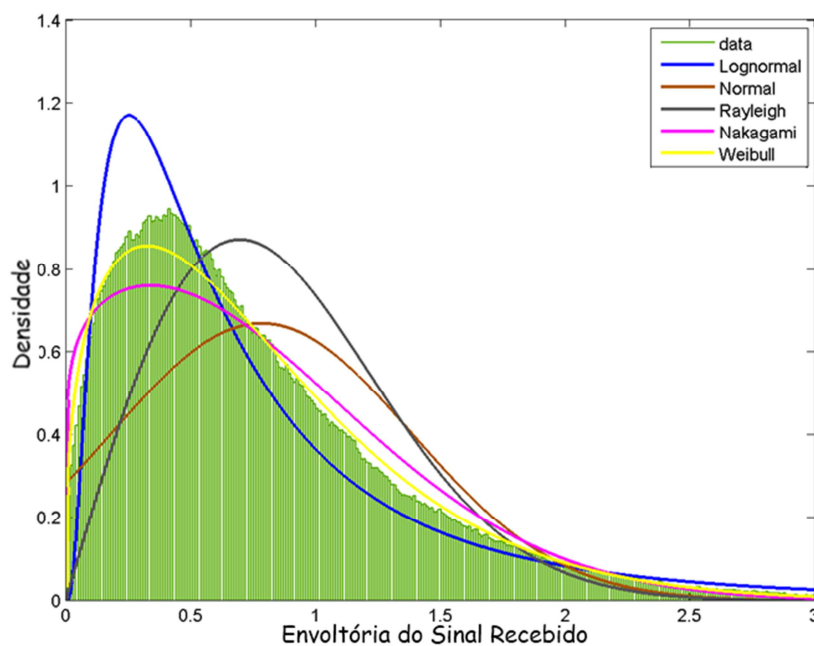


Figura 26 - Análise de Primeira ordem / cenário *Orientation* = 0°

Tabela 5 - Parâmetros dos ajustes das distribuições para o cenário *Talk* (*Orientation*=0°)

Distribuição	Parâmetros		AIC	$\Delta AIC$
<b>Lognormal</b>	$\mu = -0.5639$	$\sigma = 0.8977$	123.5352	9.6846
<b>Normal</b>	$\mu=0.78412$	$\sigma = 0.59718$	148.544	34.6934
<b>Rayleigh</b>	b=0.69694		136.6911	24.8405
<b>Nakagami</b>	$\mu=0.56702$	$\omega=0.97146$	116.9329	3.0823
<b>Weibull</b>	a=0.85849	b=1.3645	113.8506	0

Tabela 6 - Parâmetros dos ajustes das distribuições para o cenário *Talk* (*Orientation*=10°)

Distribuição	Parâmetros		AIC	$\Delta$ AIC
<b>Lognormal</b>	$\mu = -0.4481$	$\sigma = 0.78199$	119.9779	9.2817
<b>Normal</b>	$\mu=0.81935$	$\sigma = 0.55378$	136.471	25.7749
<b>Rayleigh</b>	$b=0.69694$		119.2453	10.5489
<b>Nakagami</b>	$\mu=0.69244$	$\omega=0.97801$	112.9684	2.2723
<b>Weibull</b>	$a=0.9131$	$b=1.5517$	110.6962	0

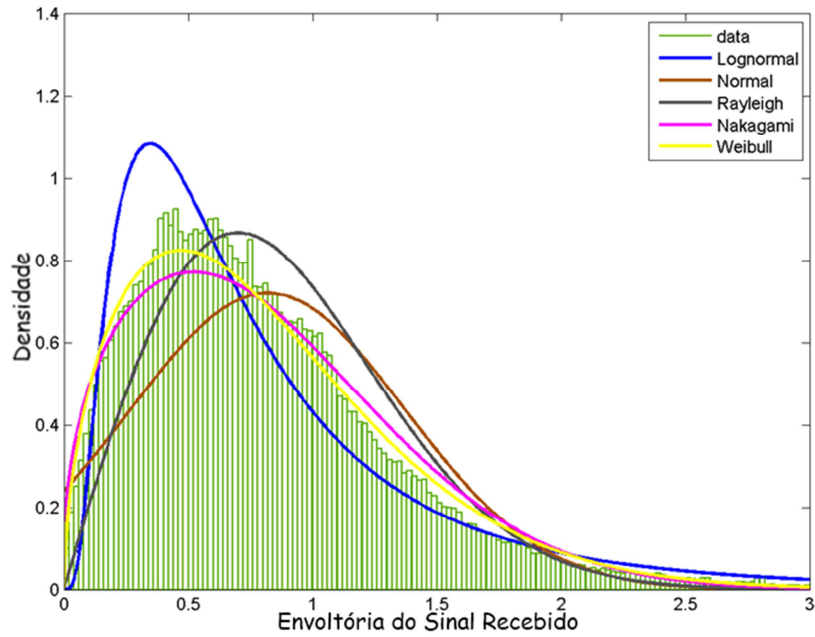


Figura 27 - Análise de Primeira ordem / cenário *Orientation* = 10°

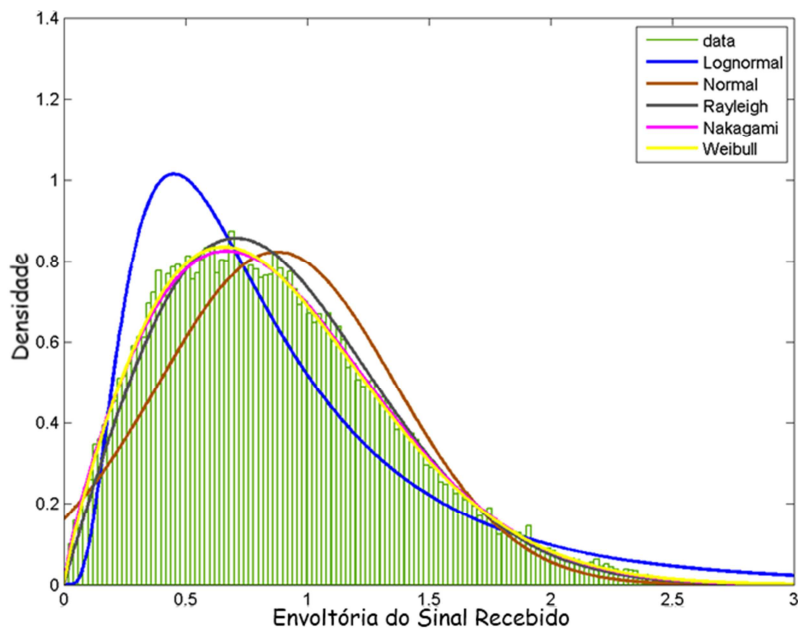


Figura 28 - Análise de Primeira ordem / cenário *Orientation* = 20°

Tabela 7 - Parâmetros dos ajustes das distribuições para o cenário *Talk* (*Orientation=20°*)

Distribuição	Parâmetros	AIC	$\Delta AIC$
<b>Lognormal</b>	$\mu = -0.3223$ $\sigma = 0.6866$	119.2985	14.8788
<b>Normal</b>	$\mu = 0.87578$ $\sigma = 0.4846$	115.1383	10.7186
<b>Rayleigh</b>	$b = 0.70777$	102.9759	0.55595
<b>Nakagami</b>	$\mu = 0.90365$ $\omega = 1.002$	104.4213	0.0016085
<b>Weibull</b>	$a = 0.9864$ $b = 1.8758$	104.4197	0

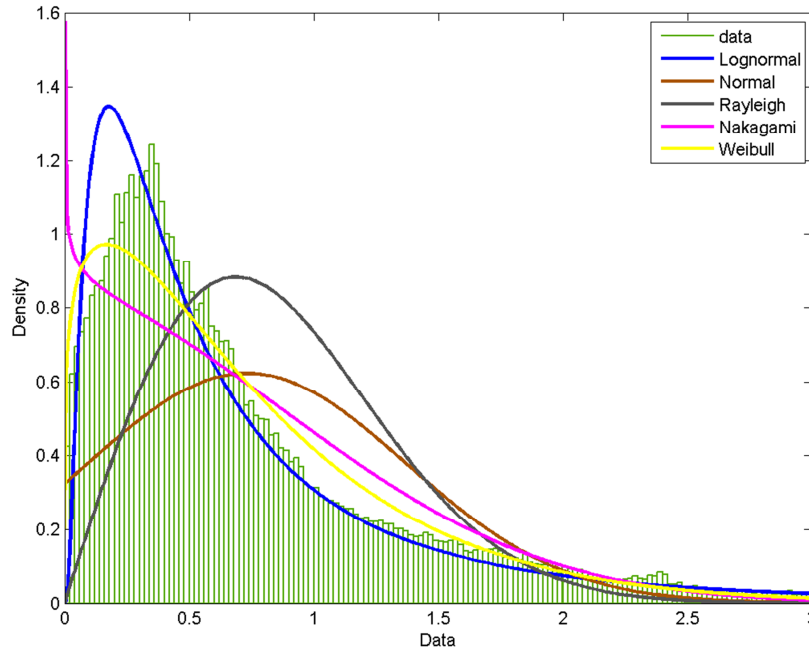


Figura 29-Análise de Primeira ordem / cenário *Orientation = 30°*

Tabela 8 - Parâmetros dos ajustes das distribuições para o cenário *Talk* (*Orientation=30°*)

Distribuição	Parâmetros	AIC	$\Delta AIC$
<b>Lognormal</b>	$\mu = -0.71735$ $\sigma = 1.0076$	117.4606	7.3753
<b>Normal</b>	$\mu = 0.7314$ $\sigma = 0.64059$	159.7709	49.6857
<b>Rayleigh</b>	$b = 0.68749$	156.8699	48.7844
<b>nakagami</b>	$\mu = 0.46591$ $\omega = 0.94529$	115.3234	5.2382
<b>Weibull</b>	$a = 0.77809$ $b=1.1919$	110.0852	0

### 3.8.2.2 - Rotation

As Figura 30 a Figura 33 apresentam gráficos contendo o histograma da envoltória do sinal e os ajustes das distribuições estatística citadas na seção 3.6, para o parâmetro *Rotation* igual à 0°, 10°, 20° e 30°, respectivamente. Já as Tabela 9 a Tabela 12 apresentam os parâmetros do melhor ajuste de cada distribuição com os dados simulados e o valor de  $\Delta AIC$ . Verifica-se graficamente que as distribuições com menores valores de  $\Delta AIC$  apresentam bom ajuste com o conjunto de dados simulados.

Tabela 9 - Parâmetros dos ajustes das distribuições para o cenário talk ( $Rotation=0^\circ$ )

Distribuição	Parâmetros		AIC	$\Delta AIC$
Lognormal	$\mu = -0.47606$	$\sigma = 0.8376$	126.5054	11.505
Normal	$\mu = 0.82133$	$\sigma = 0.56528$	139.76	24.7595
Rayleigh	$b = 0.70502$		126.3215	13.3207
Nakagami	$\mu = 0.646$	$\omega = 0.99411$	116.221	1.2205
Weibull	$a = 0.9103$	$b = 1.4925$	115.0005	0

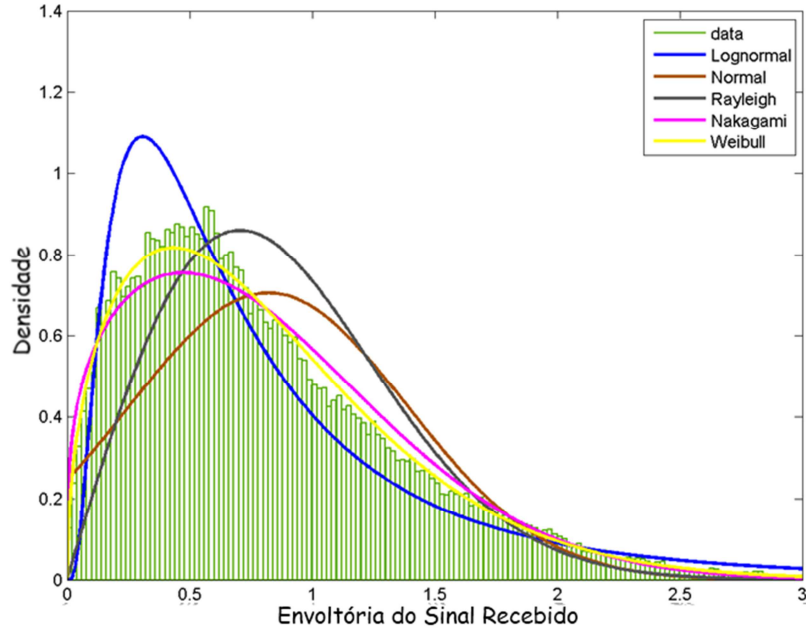


Figura 30 - Análise de Primeira ordem / cenário  $Rotation = 0^\circ$

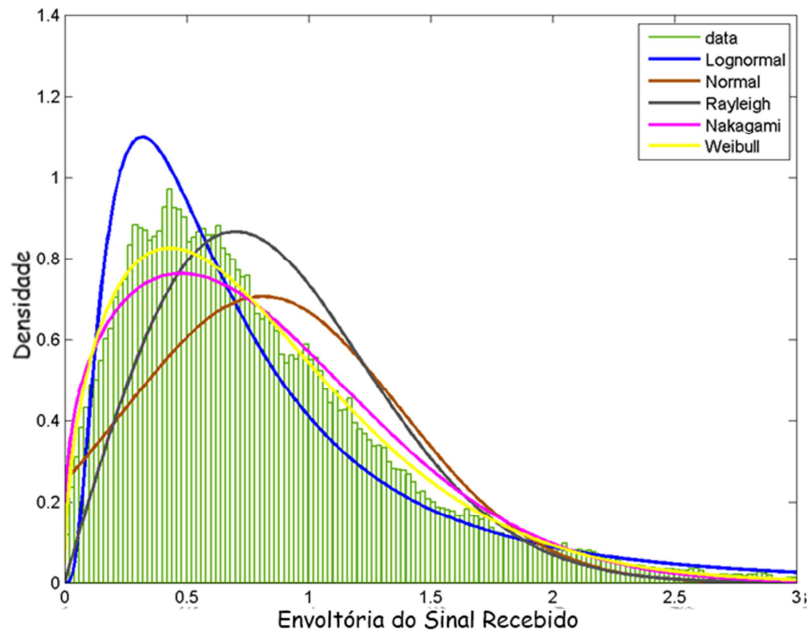


Figura 31 - Análise de Primeira ordem / cenário  $Rotation = 10^\circ$

Tabela 10 - Parâmetros dos ajustes das distribuições para o cenário Talk ( $Rotation=10^\circ$ )

Distribuição	Parâmetros		AIC	$\Delta AIC$
Lognormal	$\mu = -0.47795$	$\sigma = 0.81748$	122.3135	9.6219
Normal	$\mu = 0.81248$	$\sigma = 0.56518$	139.7335	27.0418
Rayleigh	$b = 0.69984$		124.2621	13.5702
Nakagami	$\mu = 0.65263$	$\omega = 0.97955$	114.778	2.0863
Weibull	$a = 0.90166$	$b = 1.4963$	112.6916	0

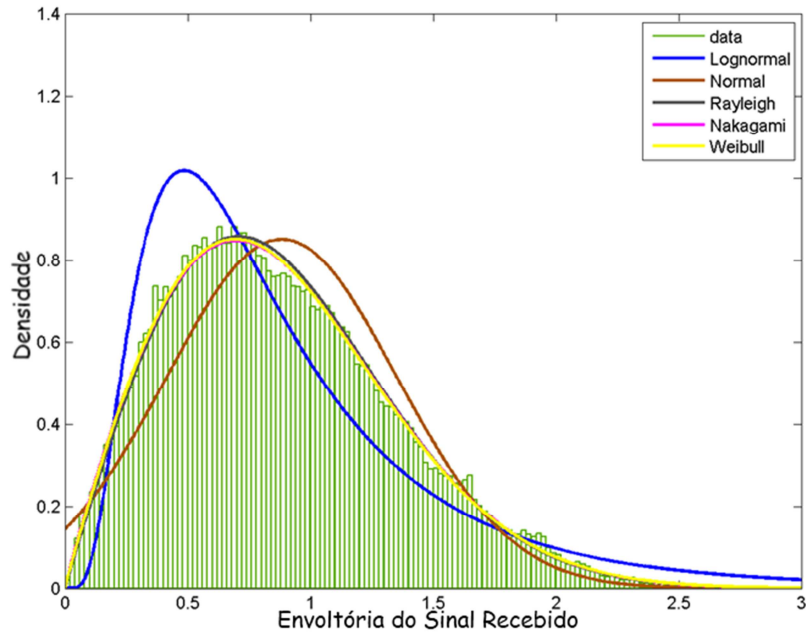


Figura 32 - Análise de Primeira ordem / cenário  $Rotation = 20^\circ$

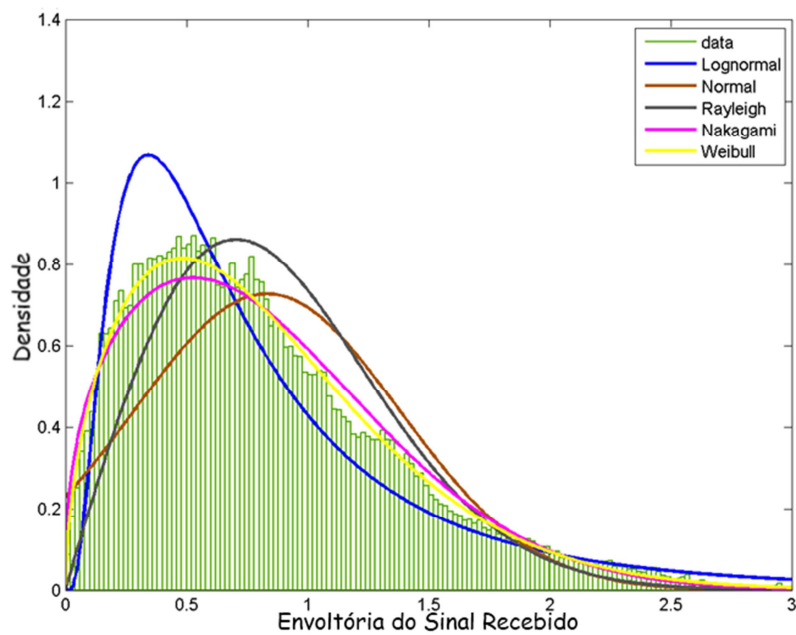


Figura 33 - Análise de Primeira ordem / cenário  $Rotation = 30^\circ$

Tabela 11 - Parâmetros dos ajustes das distribuições para o cenário *Talk* (*Rotation=20°*)

Distribuição	Parâmetros		AIC	$\Delta AIC$
<b>Lognormal</b>	$\mu = -0.29817$	$\sigma = 0.65317$	115.1767	14.4923
<b>Normal</b>	$\mu = 0.88302$	$\sigma = 0.46883$	109.8261	9.1416
<b>Rayleigh</b>	$b = 0.70694$		98.7267	0.041967
<b>Nakagami</b>	$\mu = 0.97197$	$\omega = 0.99952$	100.6844	0
<b>Weibull</b>	$a = 0.9961$	$b = 1.9662$	100.6884	0.0039986

Tabela 12 - Parâmetros dos ajustes das distribuições para o cenário *Talk* (*Rotation=30°*)

Distribuição	Parâmetros		AIC	$\Delta AIC$
<b>Lognormal</b>	$\mu = -0.43945$	$\sigma = 0.79593$	124.2	11.0864
<b>Normal</b>	$\mu = 0.83183$	$\sigma = 0.54891$	135.0583	21.9446
<b>Rayleigh</b>	$b = 0.70471$		120.3233	9.2094
<b>Nakagami</b>	$\mu = 0.69382$	$\omega = 0.99325$	114.1439	1.0302
<b>Weibull</b>	$a = 0.92697$	$b = 1.5641$	113.1137	0

### 3.8.2.3 - *Tilt*

As Figura 34 e Figura 35 apresentam gráficos contendo o histograma do envelope do sinal e os ajustes das distribuições estatísticas citadas na seção 3.6, para o parâmetro *Tilt* igual à 10° e 30°, respectivamente. Já as Tabela 13 e Tabela 14 apresentam os parâmetros do melhor ajuste de cada distribuição com os dados simulados e o valor de  $\Delta AIC$ . Verifica-se graficamente que as distribuições com menores valores de  $\Delta AIC$  apresentam bom ajuste com o conjunto de dados simulados.

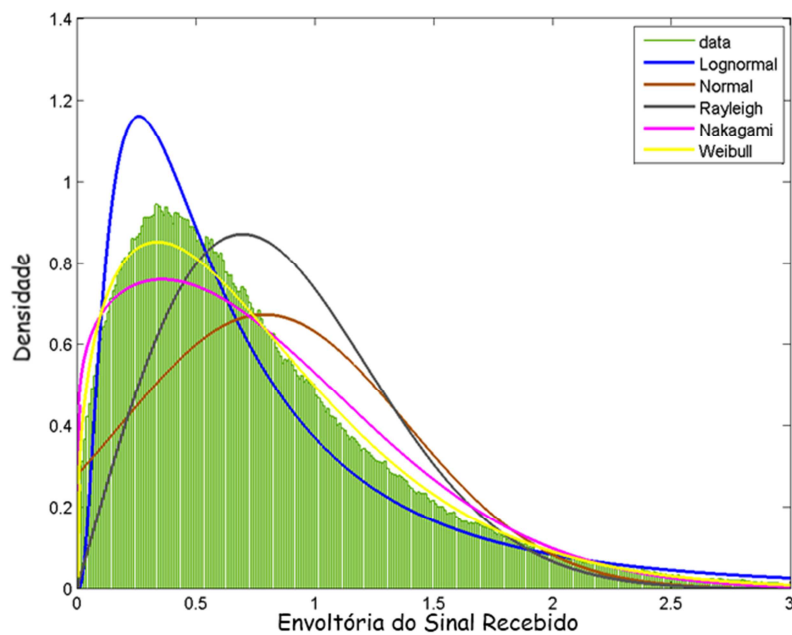


Figura 34-Análise de Primeira ordem / cenário *Tilt* = 10°



Tabela 13- Parâmetros dos ajustes das distribuições para o cenário *Talk* ( $Tilt=10^\circ$ )

Distribuição	Parâmetros		AIC	$\Delta AIC$
<b>lognormal</b>	$\mu = -0.55395$	$\sigma = 0.88819$	123.4261	9.7404
<b>normal</b>	$\mu = 0.7869$	$\sigma = 0.59337$	147.5212	33.8355
<b>Rayleigh</b>	$b = 0.69689$		135.0712	23.3855
<b>Nakagami</b>	$\mu = 0.5762$	$\omega = 0.97131$	116.6903	3.0046
<b>Weibull</b>	$a = 0.8631$	$b = 1.3791$	113.6857	0

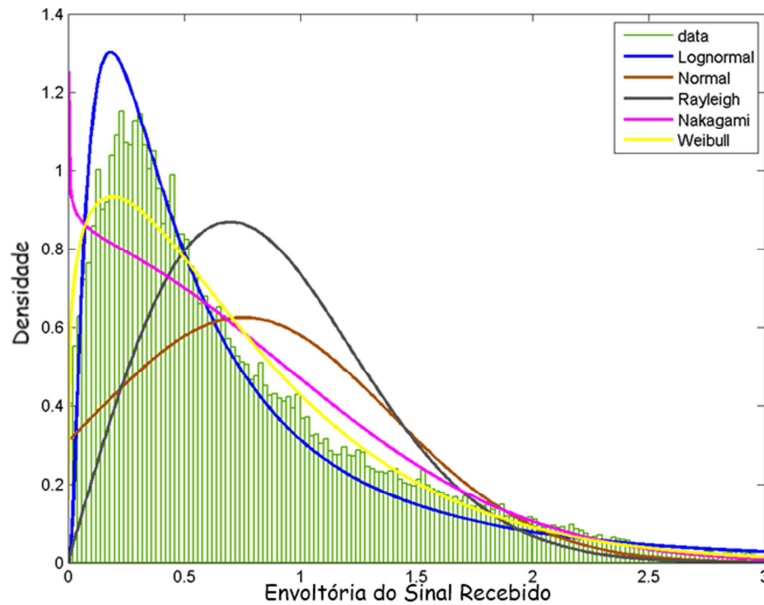


Figura 35 - Análise de Primeira ordem / cenário *Tilt* =  $30^\circ$

Tabela 14 - Parâmetros dos ajustes das distribuições para o cenário *Talk* ( $Tilt=30^\circ$ )

Distribuição	Parâmetros		AIC	$\Delta AIC$
<b>Lognormal</b>	$\mu = -0.6834$	$\sigma = 1.0095$	123.1982	9.0004
<b>Normal</b>	$\mu = 0.75334$	$\sigma = 0.63779$	159.0706	44.8728
<b>Rayleigh</b>	$b = 0.69796$		156.2794	44.0813
<b>Nakagami</b>	$\mu = 0.47718$	$\omega = 0.97429$	117.9122	3.7144
<b>Weibull</b>	$a = 0.80418$	$b = 1.2113$	114.1978	0

## 4 - ANÁLISE DO DESEMPENHO DO CANAL DE WEIBULL

### 4.1 - DISTRIBUIÇÃO WEIBULL

A distribuição de Weibull apresenta bom ajuste para descrição de canais multipercurso desvanecidos em ambientes de propagação *indoor* e *outdoor*. Em [43], um modelo físico para uma distribuição de desvanecimento generalizada foi proposto, no qual Weibull aparece como um caso especial. A envoltória resultante é obtida como uma função não-linear do módulo da soma das componentes de multipercurso. Esta não linearidade é manifestada em termos de um parâmetro de potência, de forma que a intensidade do sinal resultante seja obtida não apenas como o módulo da soma das componentes de multipercurso, mas também como este módulo elevado a um dado expoente. É exposta a seguir a formulação necessária para a dedução de métricas baseadas em estatística de segunda ordem para um canal Weibull.

$$f(x|\alpha, \beta) = \frac{\beta}{\alpha^\beta} x^{\beta-1} \exp\left(-\frac{x^\beta}{\alpha^\beta}\right) \quad (24)$$

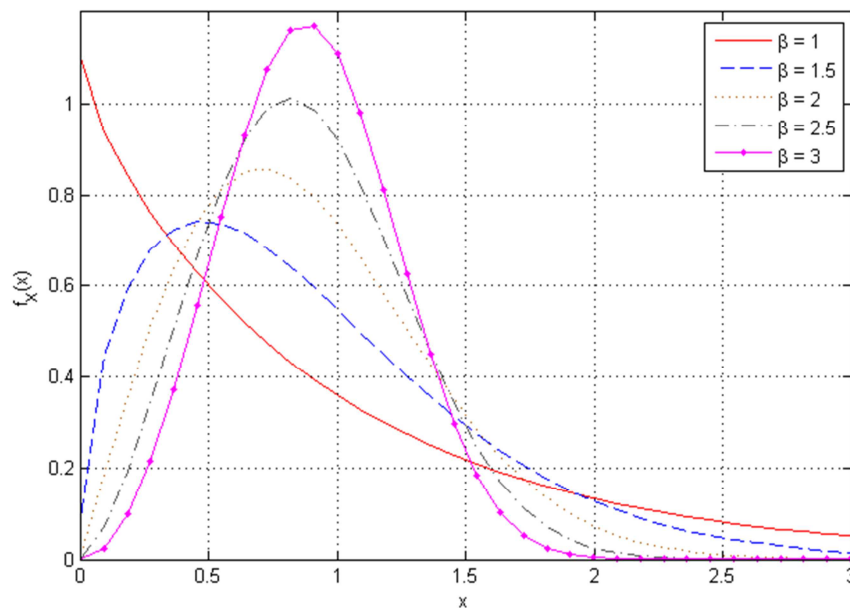


Figura 36 - PDF Marginal da Distribuição Weibull

em que  $\beta$  é o parâmetro responsável pela forma da PDF e  $\alpha$  o parâmetro responsável pela a escala da PDF. A Figura 36 apresenta a PDF conjunta para a distribuição de Weibull com diferentes valores de  $\beta$  e  $\alpha$  fixo e unitário. Para valores de  $\beta = 2$ , a distribuição possui o mesmo comportamento que uma distribuição de Rayleigh, e para  $\beta = 1$ , a distribuição de Weibull possui o mesmo comportamento que uma distribuição exponencial negativa.

A partir de uma variável aleatória gaussiana complexa pode-se obter uma variável aleatória com distribuição Weibull por meio da relação apresentada na equação 25.

$$x = r^{2/\beta} \quad (25)$$

Em que  $r$  é uma variável aleatória gaussiana complexa de média zero e desvio padrão  $\sigma_r$ , e  $x$  uma variável aleatória com distribuição de Weibull, e  $\beta$  é o parâmetro de forma já mencionado anteriormente. Tomando a derivada de  $x$  com relação ao tempo, tem-se que:

$$\dot{x} = \frac{2}{\beta} r^{\frac{2}{\beta}-1} \dot{r} \quad (26)$$

Usando a igualdade  $r = x^{\beta/2}$ , tem-se que:

$$\dot{x} = \frac{2}{\beta} x^{1-\beta/2} \dot{r} \quad (27)$$

O desvio padrão de  $\dot{x}$  condicionado à  $x$ , em função do desvio padrão,  $\sigma_{rp}$ , de  $\dot{r}$ , pode ser escrito como:

$$\sigma_{xp} = \frac{2}{\beta} x^{1-\beta/2} \sigma_{rp} \quad (28)$$

Com base no valor na equação 28, pode-se obter a PDF da variável aleatória  $\dot{x}$ , condicionada à  $x$ , por:

$$f_{XP|X}(\dot{x}|x) = \frac{1}{\sigma_{xp} \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\dot{x}^2}{\sigma_{xp}^2}\right) \quad (29)$$

Pode-se escrever que:

$$f_{XP,X}(\dot{x}, x) = f_{XP|X}(\dot{x}|x) f_X(x) \quad (30)$$

Usando as equações 24, 29 e 30, tem-se que:

$$f_{XP,X}(\dot{x}, x) = \frac{1}{\sigma_{xp}\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\dot{x}^2}{2\sigma_{xp}^2}\right) \frac{\beta}{\alpha^\beta} x^{\beta-1} \exp\left(-\frac{x^\beta}{\alpha^\beta}\right) \quad (31)$$

Aplicando a equação 28, tem-se que:

$$f_{XP,X}(\dot{x}, x) = \frac{1}{\frac{2}{\beta} x^{1-\beta/2} \sigma_{rp} \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\dot{x}^2}{2\left(\frac{2}{\beta} x^{1-\beta/2} \sigma_{rp}\right)^2}\right) \frac{\beta}{\alpha^\beta} x^{\beta-1} \exp\left(-\frac{x^\beta}{\alpha^\beta}\right) \quad (32)$$

$$f_{XP,X}(\dot{x}, x) = \frac{\frac{\beta}{\alpha^\beta} x^{\beta-1}}{\frac{2}{\beta} x^{1-\beta/2} \sigma_{rp} \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\dot{x}^2}{2\left(\frac{2}{\beta} x^{1-\beta/2} \sigma_{rp}\right)^2} - \frac{x^\beta}{\alpha^\beta}\right) \quad (33)$$

$$f_{XP,X}(\dot{x}, x) = \frac{\beta^2 x^{\frac{3\beta}{2}-2}}{2\alpha^\beta \sigma_{rp} \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\dot{x}^2}{\frac{8}{\beta^2} x^{2-\beta} \sigma_{rp}^2} - \frac{x^\beta}{\alpha^\beta}\right) \quad (34)$$

$$f_{XP,X}(\dot{x}, x) = \frac{\beta^2 x^{3\beta/2-2}}{2\alpha^\beta \sigma_{rp} \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\beta^2 x^{\beta-2} \dot{x}^2}{8\sigma_{rp}^2} - \frac{x^\beta}{\alpha^\beta}\right) \quad (35)$$

## 4.2 - ESTATÍSTICA DE SEGUNDA ORDEM

As estatísticas de segunda ordem servem para caracterizar o comportamento do canal espacial e temporalmente. Elas são importantes, pois as taxas de mudança do sinal recebido determinam, por exemplo, a habilidade de um sistema digital em corrigir erros de transmissão, ou o impacto do desvanecimento sobre a qualidade de voz num sistema analógico.

### 4.2.1 - Taxa de Cruzamento de Nível

A Taxa de Cruzamento de Nível (LCR, do inglês *Level Cross Rate*) é definida como o valor médio da quantidade de vezes em que a envoltória do sinal cruza um dado nível de referência X na descendente, conforme ilustra a Figura 37. Para obter a taxa de cruzamento por segundo é necessário obter a distribuição conjunta,  $p(x, \dot{x})$ , da envoltória do sinal,  $x$ , e sua derivada com respeito ao tempo,  $\dot{x}$  [29].

Dado um intervalo de tempo  $dt$ , o tempo médio que um determinado envoltória do sinal permanece na faixa  $[X, X + dx]$  e o valor de sua derivada com relação ao tempo em que permanece na faixa  $[\dot{x}, \dot{x} + d\dot{x}]$  é dado por  $p(x, \dot{x})dx d\dot{x} dt$ . Por outro lado, o tempo que o envoltória demora em cruzar um determinado nível é dado por  $dx/\dot{x}$ . Assim, a quantidade de cruzamentos que o envelope realiza pode ser dado pela razão entre o tempo que o envoltória permanece nas faixas requeridas e o tempo que ele leva para cruzar um determinado nível  $\dot{x}p(x, \dot{x})d\dot{x}dt$ . O número de cruzamentos dentro de um intervalo de tempo  $[0, T]$ , é dado pela equação 36 [29].

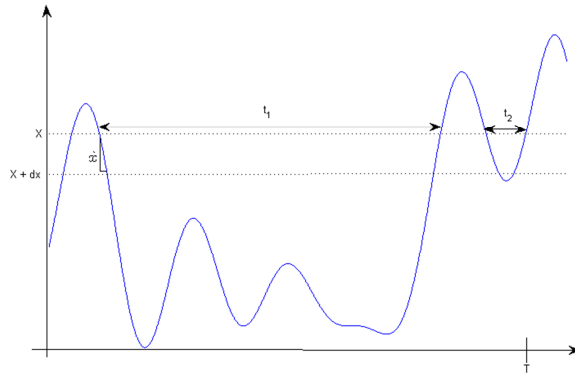


Figura 37 - Taxa de Cruzamento de Nível

$$N_z = \int_0^T \int_{-\infty}^0 \dot{x}p(X, \dot{x})d\dot{x} dt = T \int_{-\infty}^0 \dot{x}p(X, \dot{x})d\dot{x} \quad (36)$$

Logo a taxa de cruzamento de nível por segundo será dada por:

$$L_z = \frac{N_z}{T} = \int_{-\infty}^0 \dot{x}p(X, \dot{x})d\dot{x} \quad (37)$$

Para um canal que possui desvanecimento de Weibull, tem-se que:

$$f_{XP,X}(\dot{x}, x) = \frac{\beta^2 x^{3\beta/2-2}}{2\alpha^\beta \sigma_{rp} \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\beta^2 x^{\beta-2} x^2}{4\sigma_{rp}^2} - \frac{x^\beta}{\alpha^\beta}\right) \quad (38)$$

Como descrito anteriormente,  $\sigma_{rp}$  é o desvio padrão da variável aleatória RP obtida através da derivada no tempo de uma variável aleatória R que possui distribuição gaussiana complexa de média zero e  $2\sigma_r^2 = \alpha^\beta$ . Para um canal onde os espalhadores são isotrópicos, tem-se que:

$$\sigma_{rp}^2 = \sigma_r^2 2\pi^2 f_d^2 = \alpha^\beta \pi^2 f_d^2 \quad (39)$$

Assim, pode-se escrever a PDF conjunta como:

$$f_{X^P, X}(\dot{x}, x) = \frac{\beta^2 x^{3\beta/2-2}}{f_d(2\pi\alpha^\beta)^{3/2}} \exp\left(-\frac{\beta^2 x^{\beta-2} \dot{x}^2}{8\pi^2 f_d^2 \alpha^\beta} - \frac{x^\beta}{\alpha^\beta}\right) \quad (40)$$

Aplicando a equação 40 na equação 37, tem-se que:

$$L_z = \frac{N_z}{T} = \int_{-\infty}^0 \dot{x} \frac{\beta^2 X^{3\beta/2-2}}{f_d(2\pi\alpha^\beta)^{3/2}} \exp\left(-\frac{\beta^2 X^{\beta-2} \dot{x}^2}{8\pi^2 f_d^2 \alpha^\beta} - \frac{X^\beta}{\alpha^\beta}\right) d\dot{x} \quad (41)$$

$$L_z = \frac{\beta^2 X^{3\beta/2-2}}{f_d(2\pi\alpha^\beta)^{3/2}} \exp\left(-\frac{X^\beta}{\alpha^\beta}\right) \int_{-\infty}^0 \dot{x} \exp\left(-\frac{\beta^2 X^{\beta-2} \dot{x}^2}{8\pi^2 f_d^2 \alpha^\beta}\right) d\dot{x} \quad (42)$$

$$L_z = \frac{\beta^2 X^{\frac{3\beta}{2}-2}}{f_d(2\pi\alpha^\beta)^{\frac{3}{2}}} \exp\left(-\frac{X^\beta}{\alpha^\beta}\right) \left[ \frac{\exp\left(-\frac{\beta^2 x^{\beta-2} \dot{x}^2}{8\pi^2 f_d^2 \alpha^\beta}\right)}{-\frac{\beta^2 X^{\beta-2}}{4\pi^2 f_d^2 \alpha^\beta}} \right]_{\dot{x}=-\infty}^0 \quad (43)$$

$$L_z = \sqrt{2\pi} f_d \left(\frac{X^\beta}{\alpha^\beta}\right)^{1/2} \exp\left(-\frac{X^\beta}{\alpha^\beta}\right) \quad (44)$$

Para  $\beta = 2$ , o resultado acima é igual ao resultado para o desvanecimento do tipo Rayleigh.

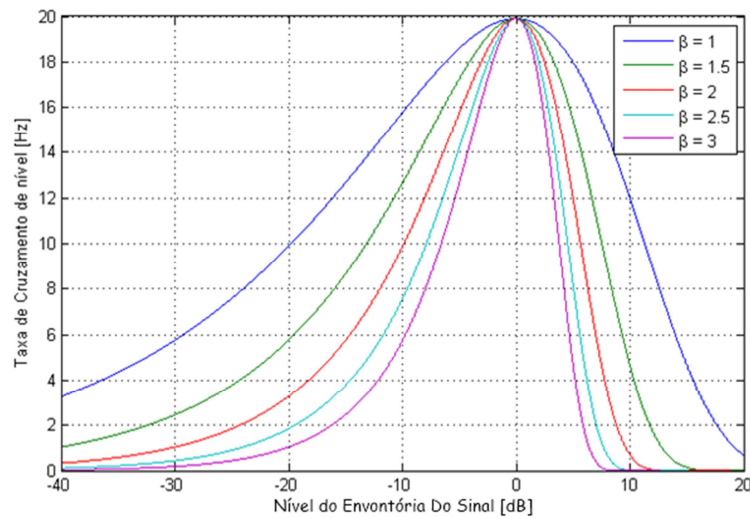


Figura 38-Taxa de Cruzamento de Nível de um canal com desvanecimento Weibull, para diferentes valores de  $\beta$

A Figura 38 apresenta a curva de LCR para diferentes intensidades do desvanecimento. Pode-se observar que à medida que a intensidade do desvanecimento aumenta, ou seja,  $\beta$  diminui, tem-se um aumento da taxa de cruzamento de nível. Cabe observar que o parâmetro de escala,  $\alpha$ , somente desloca as curvas de LCR.

#### 4.2.1.1 - LCR CENÁRIO DATA

A Figura 39 mostra a LCR para diferentes valores *Orientation*. Tal como observado na análise de primeira ordem (Tabela 3), este parâmetro também não tem influência sobre o canal na análise de segunda ordem pela mesma razão.

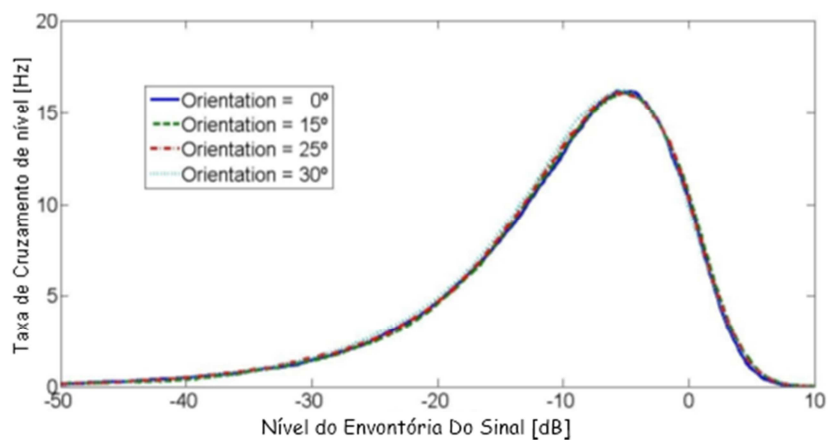


Figura 39 - LCR para diferentes valores de *Orientation* para o cenário Data

Como mostrado em [5], a distância entre a palma da mão e o terminal móvel (parâmetro *Spacing*) não é maior do que a maior falange proximal. Portanto, o espaçamento varia de -3 a 2 cm. Na posição zero, a distância entre a palma da mão e o terminal móvel é de aproximadamente 3 cm.

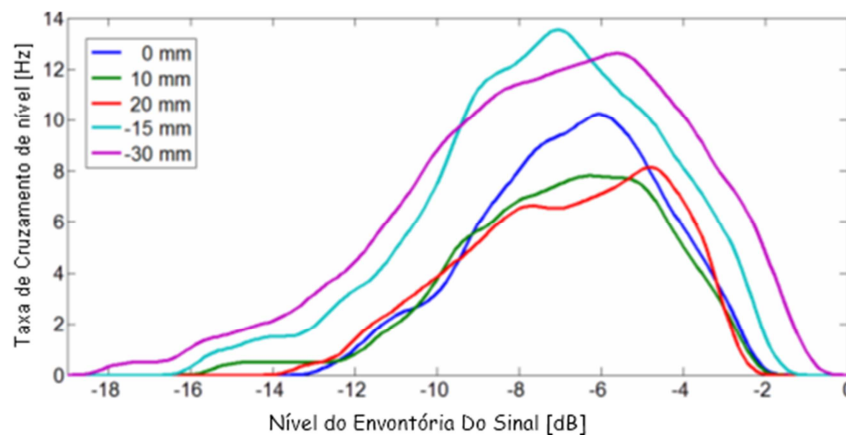


Figura 40 - LCR para diferentes valores de *Spacing* para o cenário Data

A Figura 40 mostra a LCR para valores diferentes do parâmetro *Spacing*. Como nas análises estatísticas de primeira ordem, a variação deste parâmetro altera a taxa de cruzamento de nível. Devido ao efeito capacitivo, quanto mais próximo for o terminal da palma da mão maior será sua intensidade, logo, maior será a LCR do sistema.

#### 4.2.1.2 - LCR para o Cenário Talk

As Figura 41 à Figura 43 apresentam os resultados de LCR para o cenário *Talk*. O canal usado para obter a Figura 41 foi gerado mantendo o parâmetro *Orientation* fixo e variando os demais parâmetros do cenário *Talk*. De forma semelhante, mantendo fixos os parâmetros *Rotation* e *Tilt*, e variando os demais parâmetros, obtém-se as curvas das Figura 42 e Figura 43, respectivamente. Como observado nestas figuras o valor da LCR é dependente dos parâmetros do cenário *Talk*.

A variação dos parâmetros *Tilt* e *Rotation* pode resultar em valores diferentes da distância média entre a cabeça do usuário e o terminal. Assim como no cenário *Data*, tem-se nas Figura 42 e Figura 43 que, quanto maior for esta distância média, melhor será o desempenho da LCR. Para o parâmetro *Orientation*, o melhor resultado é encontrado quando o terminal está na mesma direção que o pescoço do usuário e torna-se pior à medida que o parâmetro varia na direção da boca do usuário, conforme observa-se na Figura 41.

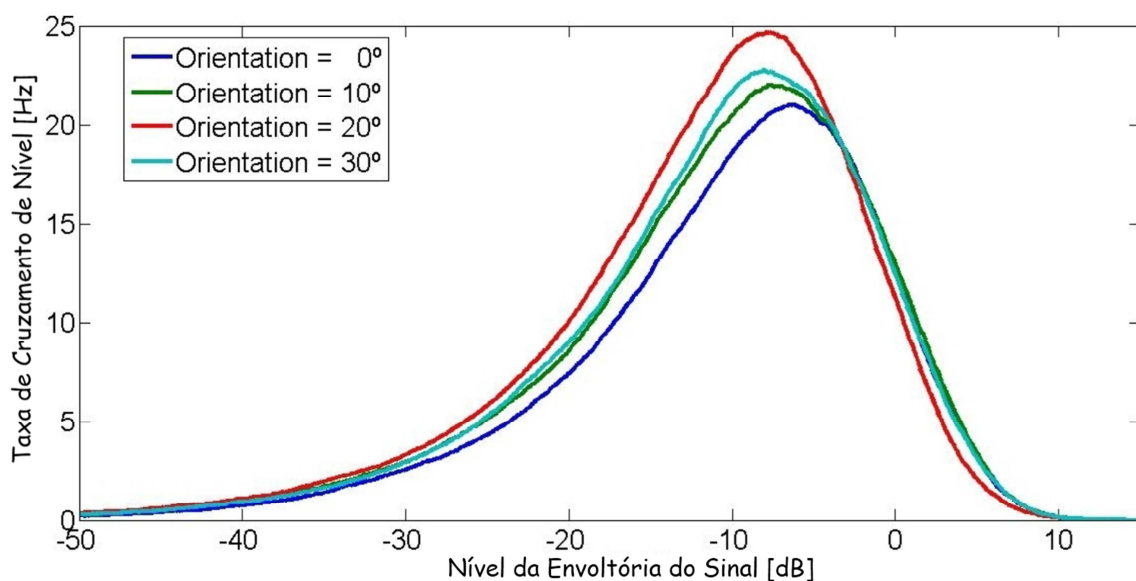


Figura 41 - LCR para diferentes valores de *Orientation* para o cenário *Talk*



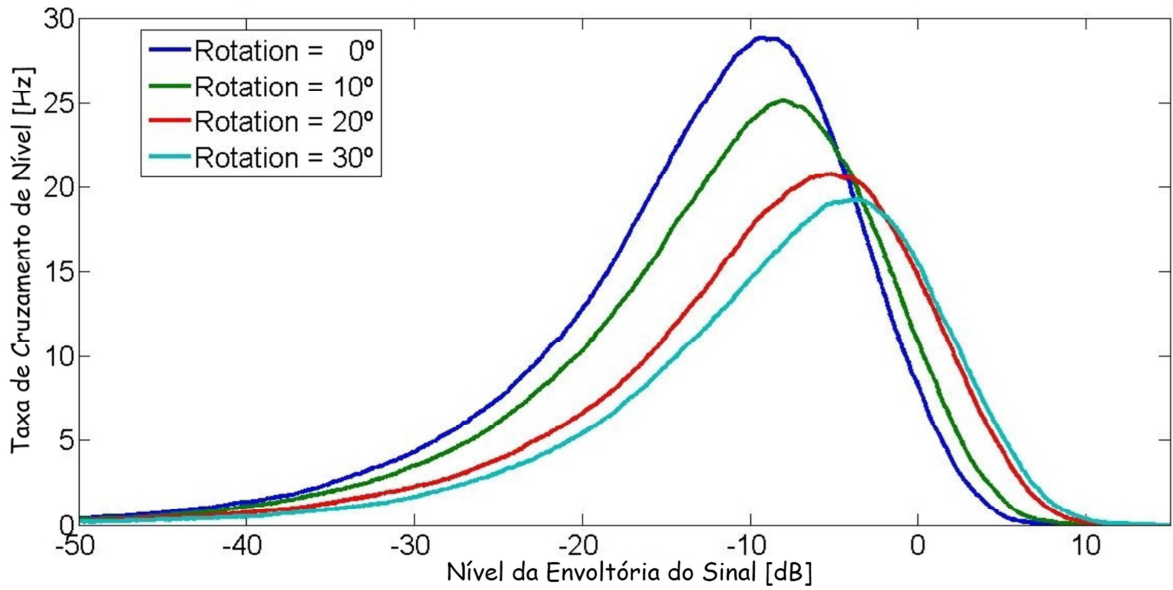


Figura 42 - LCR para diferentes valores de *Rotation* para o cenário Talk

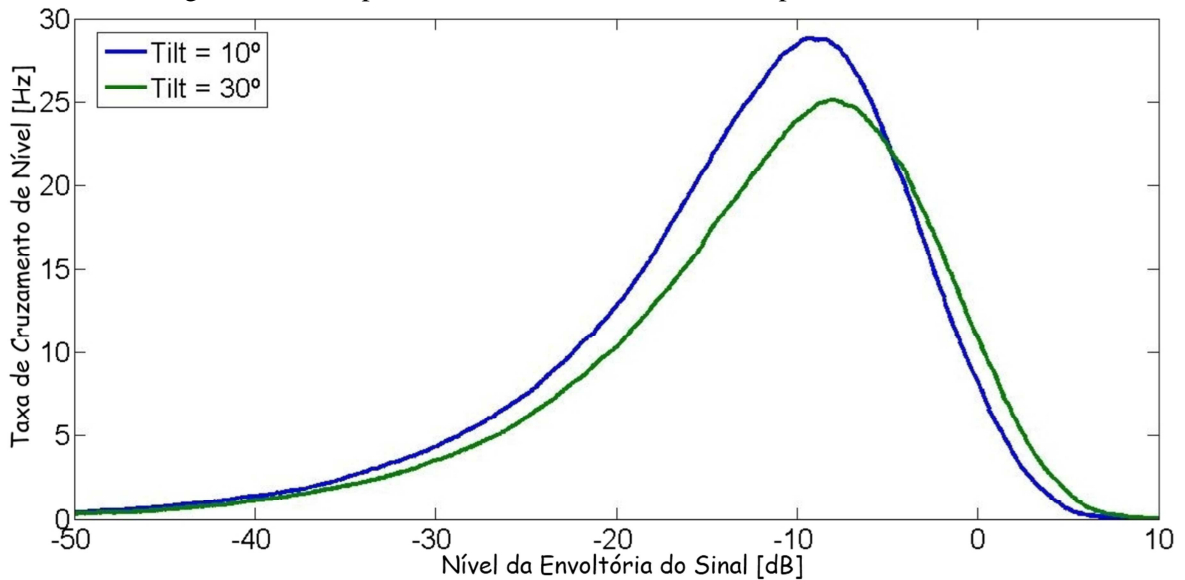


Figura 43 - LCR para diferentes valores de *Tilt* para o cenário Talk

#### 4.2.2 - Duração Média do Desvanecimento

A duração média do desvanecimento (AFD, do inglês *Average Fading Duration*) é entendida como o tempo em que a envoltória do sinal permanece abaixo de um determinado nível de referência  $X$  [29]. Seja  $t_i$  a duração do intervalo em que o sinal ficou abaixo do nível de referência em um período de tempo  $[0, T]$ , pode-se escrever que:

$$\sum_i t_i = TP[x < X] \quad (45)$$

Por outro lado, pode-se dizer que o tempo total em que o sinal ficou abaixo de um determinado nível de referência é dado por:

$$\sum_i t_i = \bar{t}N_z \quad (46)$$

Em que,  $\bar{t}$  é a duração média do desvanecimento. Assim, tem-se que:

$$\bar{t}N_z = TP[x < X] \quad (47)$$

$$\bar{t} = \frac{P[x < X]}{L_z} \quad (48)$$

Para um canal com desvanecimento do tipo Weibull, tem-se que:

$$\bar{t} = \frac{\int_0^X \frac{\beta}{\alpha^\beta} x^{\beta-1} \exp\left(-\frac{x^\beta}{\alpha^\beta}\right) dx}{\sqrt{2\pi}f_d \left(\frac{X^\beta}{\alpha^\beta}\right)^{\frac{1}{2}} \exp\left(-\frac{X^\beta}{\alpha^\beta}\right)} \quad (49)$$

$$\bar{t} = \frac{\frac{\beta}{\alpha^\beta} \int_0^X x^{\beta-1} \exp\left(-\frac{x^\beta}{\alpha^\beta}\right) dx}{\sqrt{2\pi}f_d \left(\frac{X^\beta}{\alpha^\beta}\right)^{\frac{1}{2}} \exp\left(-\frac{X^\beta}{\alpha^\beta}\right)} \quad (50)$$

$$\bar{t} = -\frac{\frac{\beta}{\alpha^\beta} \left[\frac{\alpha^\beta}{\beta} \exp\left(-\frac{x^\beta}{\alpha^\beta}\right)\right]_{x=0}^X}{\sqrt{2\pi}f_d \left(\frac{X^\beta}{\alpha^\beta}\right)^{\frac{1}{2}} \exp\left(-\frac{X^\beta}{\alpha^\beta}\right)} \quad (51)$$

$$\bar{t} = -\frac{\left[\exp\left(-\frac{x^\beta}{\alpha^\beta}\right)\right]_{x=0}^X}{\sqrt{2\pi}f_d \left(\frac{X^\beta}{\alpha^\beta}\right)^{\frac{1}{2}} \exp\left(-\frac{X^\beta}{\alpha^\beta}\right)} \quad (52)$$

$$\bar{t} = \frac{\exp\left(-\frac{x^\beta}{\alpha^\beta}\right) - 1}{\sqrt{2\pi}f_d \left(\frac{X^\beta}{\alpha^\beta}\right)^{\frac{1}{2}}} \quad (53)$$

A Figura 44 apresenta a curva da AFD para diferentes intensidades do desvanecimento. A partir da AFD, obtém-se uma estimativa de quantos bits, ou símbolos, serão afetados por um forte desvanecimento. Considerando um sistema com tempo de bit  $T_b$  e uma alta

probabilidade de erro de bits quando  $x < X$ , caso  $T_b \approx \bar{t}$  e  $x > X$ , o canal tenderá a apresenta erros isolados, ou seja, a cada bit errado, o seu sucessor e antecessor, será transmitido corretamente. Caso  $T_b \ll \bar{t}$  e  $x < X$ , o canal tenderá a apresentar erros em rajadas. Caso  $T_b \gg \bar{t}$ , o desvanecimento pode ser negligenciado no demodulador. Assim como observado para LCR, à medida que a intensidade do desvanecimento aumenta, ou seja,  $\beta$  diminui, o canal apresenta AFD menores.

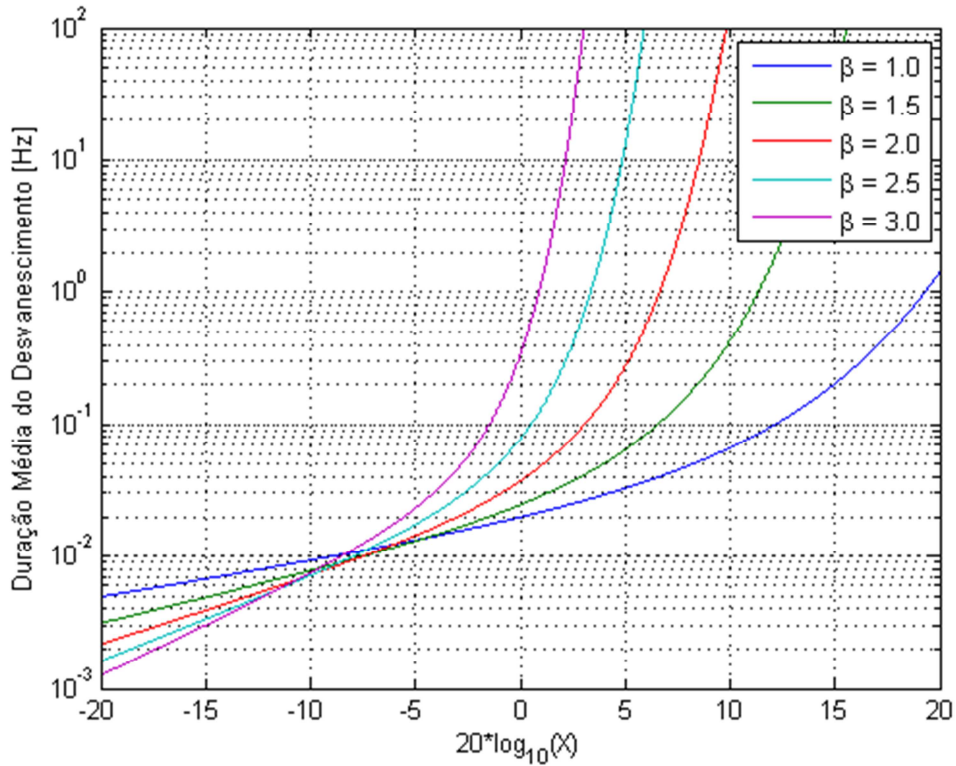


Figura 44 - Duração Média do desvanecimento de um canal com desvanecimento Weibull, para diferentes valores de  $\beta$ .

### 4.3 - CAPACIDADE CANAIS MIMO

A utilização de diversas antenas em cada ponta do sistema de comunicação sem fio, denominada de sistemas Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas (MIMO) possui grande potencial para atingir as demandas de altas taxas de transmissão de dados, aumento da eficiência espectral e melhor qualidade de serviço (QoS) imposta pelas novas tecnologias. Uma correta análise de um sistema MIMO depende de vários fatores, incluindo um modelo realista do canal de propagação. Apesar de a acurácia ser um fator importante na modelagem de canal, a sua simplicidade possui impacto significativo no tempo e na complexidade da simulação.

Estes sistemas apresentam vantagens quando comparados a outros que utilizam apenas uma antena na transmissão e recepção permitindo aumento da capacidade do sistema por meio da multiplexação espacial. A equação abaixo descreve este sistema [24]:

$$Y = HX + N \quad (54)$$

em que,  $Y$  é a matriz que contém o sinal recebido nas antenas do arranjo receptor,  $H$  é a matriz de ganho do canal,  $X$  é o vetor que contém o sinal transmitido e  $N$  é o ruído presente no canal de comunicação. O canal  $H$ , de um sistema MIMO com  $N_t$  antenas de transmissão e  $N_r$  antenas na recepção, pode ser escrito como:

$$H(t, \tau) = \begin{bmatrix} h_{11}(t, \tau) & h_{12}(t, \tau) & \dots & h_{1m}(t, \tau) & \dots & h_{1N_t}(t, \tau) \\ h_{21}(t, \tau) & h_{22}(t, \tau) & \dots & h_{2m}(t, \tau) & \dots & h_{2N_t}(t, \tau) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n1}(t, \tau) & h_{n2}(t, \tau) & \dots & h_{nm}(t, \tau) & \dots & h_{nN_t}(t, \tau) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r1}(t, \tau) & h_{N_r2}(t, \tau) & \dots & h_{N_r,m}(t, \tau) & \dots & h_{N_r,N_t}(t, \tau) \end{bmatrix} \quad (55)$$

Em cada componente  $h_{nm}(t, \tau)$  é dada por:

$$h_{nm} = \iint h(t, p_t^{(m)}, p_r^{(n)}, \tau, \Omega_t, \Omega_r) d\Omega_r d\Omega_t \quad (56)$$

Em que  $h$  é resposta impulsional do canal com relação ao tempo  $t$ ; ao atraso  $\tau$ ; aos ângulos de chegada  $\Omega_r$ , e ângulos de partida  $\Omega_t$ ; e a posição espacial do  $m$ -ésimo elemento do arranjo transmissor  $p_t^{(m)}$  e  $n$ -ésimo elemento do arranjo receptor  $p_r^{(n)}$ .

Assumindo que um dado canal  $h_{mn}$  e o canal  $h_{11}$ , possuem a mesma energia e que ambos os canais experimentam mesmo atraso  $\tau$ , pode-se representar  $h_{nm}$  como uma versão espacialmente deslocada do canal  $h_{11}$ . Considerando que todos os espalhadores presente no canal estão suficientemente longe dos arranjos transmissor e receptor, pode-se considerar que a propagação de uma onda plana, assim como o deslocamento de fase entre os canais  $h_{mn}$  e  $h_{11}$  podem ser obtidos geometricamente. Deste modo,  $h_{mn}$  pode ser expresso em termos de  $h_{11}$  por:

$$h_{mn}(t, \tau) = \iint h_{11}(t, \tau, \Omega_t, \Omega_r) e^{-j k_t^T(\Omega_t)[p_t^{(m)} - p_t^{(1)}]} e^{-j k_r^T(\Omega_r)[p_r^{(n)} - p_r^{(1)}]} d\Omega_r d\Omega_t \quad (57)$$

Em que  $k_t(\Omega_t)$  e  $k_r(\Omega_r)$  são vetores que representam a onda transmitida e recebida, respectivamente. Considerando um Arranjo Linear Uniforme (ULA) e um cenário de propagação bidimensional, tem-se:

$$e^{-j k_t^T(\Omega_t)[p_t^{(m)} - p_t^{(1)}]} = e^{-j(m-1)2\pi\frac{d_s}{\lambda}\sin\theta_t} \quad (58)$$

Em que  $d_s$  é o espaço entre elementos e  $\theta_t$  é o azimute. Assim, pode-se reescrever a equação 57, como:

$$h_{mn}(t, \tau) = \iint h_{11}(t, \tau, \Omega_t, \Omega_r) e^{-j(m-1)2\pi\frac{d_s}{\lambda}\sin\theta_t} e^{-j(n-1)2\pi\frac{d_u}{\lambda}\sin\theta_r} d\theta_r d\theta_t \quad (59)$$

A capacidade é definida como a máxima taxa de transmissão de dados livre de erros que o canal pode suportar. Em geral, assume-se, para avaliação da capacidade de um dado canal MIMO, que desvanecimento entre os pares de antenas receptora e transmissora são independentes e identicamente distribuídas com distribuição Rayleigh.

#### 4.3.1 - Capacidade para Canais Desvanescidos com Perfeito Conhecimento do Canal no Transmissor.

Para uma dada realização do canal MIMO de matriz  $H$ , a informação mútua pode ser escrita como [44]:

$$I(H, Q) = \log_2 \det[I_{nr} + \rho H Q H^H] \quad (60)$$

em que  $\rho = E_s/\sigma_n^2$  é a relação sinal ruído (SNR) e  $Q$  é a matriz de covariância, onde  $Tr(Q) = 1$ . Quando o transmissor possui o conhecimento do CSIT (do inglês *Channel State Information at Transmitter*) a sua capacidade instantânea pode ser definida como:

$$C_{CSIT}(\mathbf{H}) = \max_{\mathbf{Q} \geq 0: Tr(\mathbf{Q})=1} \log_2 \det[I_{nr} + \rho \mathbf{H} \mathbf{Q} \mathbf{H}^H] \quad (61)$$

Para  $Q = \frac{I_{nr}}{N_t}$  tem-se um caso onde há uma alocação de potência igual entre todos os elementos do arranjo transmissor. Assim, pode-se assumir que a capacidade ergódica, para uma alocação de potência igual nas antenas do transmissor é dada por:

$$\bar{C}(\mathbf{H}) = E \left[ \log_2 \det \left[ I_{nr} + \frac{\rho}{N_t} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right] \right] \quad (62)$$

A fim de obter o valor de  $Q$  que maximiza a capacidade instantânea, a informação transmitida é decomposta nos modos do canal. Ou seja,  $n$  fluxos de dados paralelos são formados na direção dos autovetores da matriz do canal  $H$ . Para determinar a capacidade é necessário obter a matriz  $Q$  que traduz uma alocação ótima de potência nos elementos do arranjo transmissor. Assim, com esse objetivo, pode expressar  $Q$  em sua decomposição em valores singulares (SVD):

$$Q = V_H \text{diag}\{p_1, \dots, p_n\} V_H^H \quad (63)$$

Em que  $V_H$  é obtida por meio da decomposição em valores singulares (SVD, do inglês *Singular Value Decomposition*) da matriz do canal  $H$ :

$$H = U_H \Sigma_H V_H^H \quad (64)$$

Em que  $\Sigma_H = \text{diag}\{\sqrt{\lambda_1^2}, \dots, \sqrt{\lambda_n^2}\}$ . Aplicando as equações 63 e 64 na equação 61, tem-se que:

$$C_{CSIT}(H) = \sum_{k=1}^n \log_2[1 + \rho p_k \lambda_k] \quad (65)$$

em que  $\lambda$  é obtido a partir da decomposição SVD de  $HH^H$  (para  $N_t > N_r$ ) ou  $H^H H$  (para  $N_r > N_t$ ). Para obter o vetor com ótima alocação de potência, é utilizado o algoritmo *water-filling* [45].

$$p_k = \left( \mu - \frac{1}{\rho \lambda_k} \right)^+ \quad (66)$$

em que  $\mu$  é escolhido de modo a satisfazer a restrição  $\sum p_k = 1$ . Assim, a capacidade ergódica para uma alocação de potência ótima é dada por:

$$\bar{C}(H) = \sum_{k=1}^n E[\log_2[1 + \rho p_k \lambda_k]] \quad (67)$$

O sistema apresentado acima é conhecido como MIMO com multiplexação espacial (SM MIMO). A nomenclatura SM MIMO I é utilizada quando o receptor ótimo é empregado e SM MIMO II quando o receptor utiliza um detector do tipo MMSE. Para sistemas que utilizam codificação espaço-temporal ortogonal em bloco usa-se a nomenclatura OSTBC

MIMO. As configurações SM MIMO possuem bons desempenhos para ganho de multiplexação em canais MIMO. Devido à complexidade dos receptores ótimos, torna-se inviável a sua utilização. Por isso, receptores lineares de baixa complexidade, como os receptores MMSE, recebeu grande interesse [46] [47]. Para essa configuração, a capacidade pode ser escrita como:

$$C(H) = \sum_{i=1}^{N_t} E[\log_2(1 + \gamma_i)] \quad (68)$$

em que  $\gamma_i$  é o valor do SNR no  $i$ -ésimo elemento do arranjo receptor após o processamento do sinal recebido, descrito como:

$$\gamma_i = \frac{1}{\left[ \left( I_{N_t} + \frac{\rho}{N_t} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \right)^{-1} \right]_{i,i}} - 1, \quad i = 1, \dots, N_t \quad (69)$$

em que o argumento de  $[ \ ]_{i,i}$  corresponde ao elemento presente na  $i$ -ésima posição da diagonal principal da matriz resultante.

Os sistemas OSTBC MIMO possuem bom rendimento para se obter ganho de diversidade. Estes sistemas, de forma geral, representam um esquema de transmissão simples e confiável, como o mesmo grau de diversidade que o clássico MRC (*Maximal Ratio Combining*) [24]. O limite de Shannon para capacidade em sistemas MIMO OSTBC com taxa de codificação  $R_c$  é dado por:

$$\bar{C}(\mathbf{H}) = R_c E \left[ \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{R_c N_t} \text{Tr}[\mathbf{H}^H \mathbf{H}] \right) \right] \quad (70)$$

### 4.3.2 - Impacto da Distribuição Weibull sobre a Capacidade

A fim de analisar o impacto do desvanecimento do tipo Weibull, os elementos da matriz de canal  $\mathbf{H}$  são assumidos iid, onde a sua magnitude é uma variável aleatória de Weibull e sua fase possui uma distribuição uniforme de  $[-\pi, \pi]$ , conforme apresenta a equação 71.

$$h_{i,j} = (x_{i,k} + jy_{i,k})^{2/\beta} \quad (71)$$

em que,  $X_{i,k}$  e  $Y_{i,k}$  são variáveis aleatórias Gaussianas de média zero e variância  $\sigma^2$ , e o parâmetro de forma  $\beta$  já foi definido anteriormente. Esta equação é obtida a partir da

equação 25, em que  $R_W = |X_{i,k} + Y_{i,k}|^{1/\beta}$  e  $R_R = |X_{i,k} + Y_{i,k}|$  é uma variável aleatória com distribuição Rayleigh.

Para garantir a normalização da envoltória do sinal, o canal obtido é dividido pela raiz  $\beta$ -ésima da média estatística de  $R_W^\beta$ . Sendo  $H_{N_{i,k}}$  uma variável aleatória que representa o canal normalizado, tem-se que:

$$h_{N_{i,k}} = \frac{(x_{i,k} + jy_{i,k})^{\frac{2}{\beta}}}{\sqrt{\beta} E[|X_{i,k} + Y_{i,k}|]} \quad (72)$$

As equações abaixo são relações úteis para análise da capacidade em sistema com desvanecimento Weibull.

$$E[\text{Tr}[H^H H]] = \lambda^2 N_t N_r \Gamma\left(1 + \frac{2}{\beta}\right) \quad (73)$$

$$E[\text{Tr}[(H^H H)^2]] = \lambda^4 N_t N_r \left( \Gamma\left(1 + \frac{4}{\beta}\right) + (N_t + N_r - 2) \Gamma\left(1 + \frac{2}{\beta}\right)^2 \right) \quad (74)$$

$$E[\text{Tr}[(H^H H)^2]] = \lambda^4 N_t N_r \left( \Gamma\left(1 + \frac{2}{\beta}\right) + (N_t N_r - 1) \Gamma\left(1 + \frac{2}{\beta}\right)^2 \right) \quad (75)$$

Em que,  $\Gamma(x)$  é a função Gamma.

### 4.3.3 - COMPARAÇÃO ENTRE RAYLEIGH E WEIBULL

Para comparar os resultados do desempenho de um sistema MIMO com desvanecimento do tipo Rayleigh com outro de desvanecimento do tipo Weibull foi utilizado um canal  $\mathbf{H}$  de dimensões 2x2, composto de elementos iid. Para cada simulação, 100.000 realizações de um canal MIMO Weibull foram geradas. A comparação com o desvanecimento do tipo Rayleigh permite observar o impacto da não linearidade de Weibull, representado pelo parâmetro  $\beta$ , sobre a capacidade do sistema. Para isso, é usada uma métrica denominada ganho de capacidade,  $C_{gain}$ , definida por:

$$C_{gain} = \bar{C}_W - \bar{C}_R \quad (76)$$



em que  $C_w$  e  $C_R$  são a capacidade do sistema com desvanecimento do tipo Weibull e Rayleigh, respectivamente. Para valores positivos de  $C_{gain}$  o canal MIMO com desvanecimento de Weibull possui melhor desempenho em comparação com o desvanecimento do tipo Rayleigh.

Para análise da influência de  $\beta$  sobre  $C_{gain}$  pode-se separar o gráfico em três regiões distintas. Na primeira,  $\beta < 2$ , observa-se que o desvanecimento de Weibull proporciona um desempenho melhor ao sistema quando comparado ao desvanecimento de Rayleigh. Na segunda região, para  $\beta = 2$ , verifica-se o mesmo desempenho para ambos os tipos de desvanecimento. Esse resultado já era esperado, visto que, para esse valor de  $\beta$ , a distribuição de Weibull transforma-se em uma distribuição de Rayleigh. Na terceira região, para  $\beta > 2$ , verifica-se que o desvanecimento de Weibull proporciona um desempenho pior do sistema com relação a um desvanecimento de Rayleigh.

O efeito do parâmetro  $\beta$  é analisado na Figura 45. Quatro valores de SNR são considerados para analisar o comportamento de  $\beta$ . Verifica-se que a SNR possui baixa influência no valor do  $C_{gain}$  para valores de  $\beta < 2$ . Já para valores de  $\beta > 2$  verifica-se que quanto maior for a SNR maior será a perda em comparação ao desvanecimento de Rayleigh.

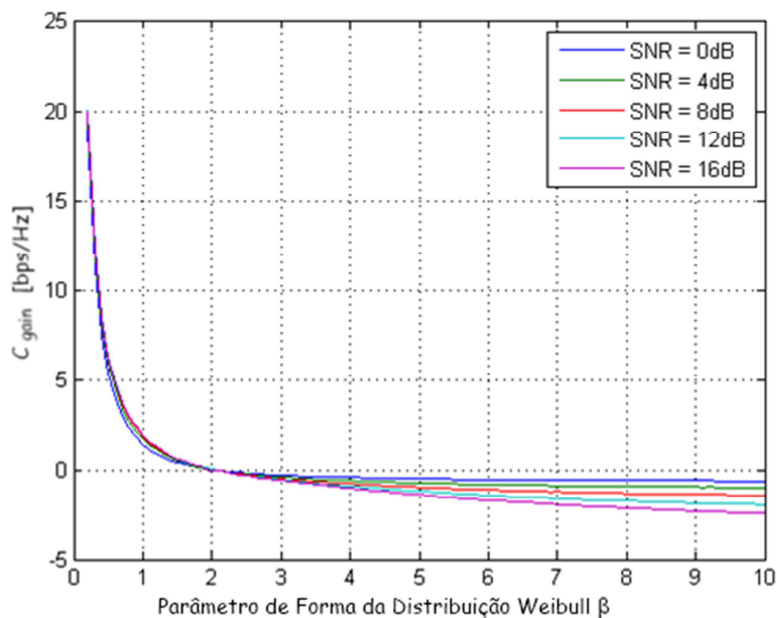


Figura 45 -  $C_{gain}$  em função de  $\beta$  para um cenário SM MIMO I 2x2.

A Figura 46 apresenta a influência do parâmetro  $\beta$  para um cenário MIMO onde se utiliza um receptor MMSE. Os resultados são semelhantes aos da Figura 45, diferindo

apenas pela intensidade do ganho/perda de capacidade experimentada nesse cenário, onde se observa maiores perdas para valores altos de  $\beta$ .

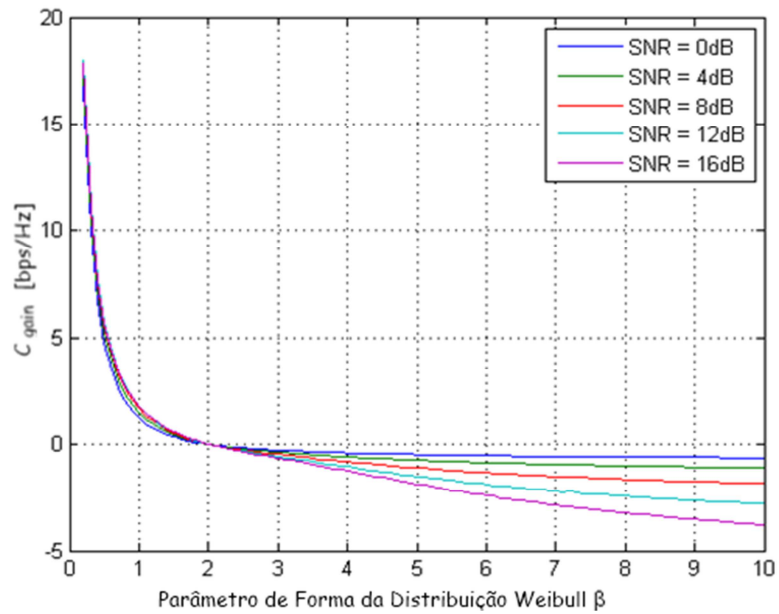


Figura 46 -  $C_{gain}$  em função de  $\beta$  para um cenário SM MIMO  $\hat{\mathbb{I}} 2 \times 2$ .

A Figura 47 apresenta a influência do parâmetro  $\beta$  para o cenário OSTBC MIMO onde se utiliza codificação em blocos. Os resultados são semelhantes aos apresentados anteriormente. Porém, para este caso, observa-se pouca influência da SNR. Além disso, as perdas observadas para altos valores de  $\beta$  são inferiores a 0.5 bps/Hz.

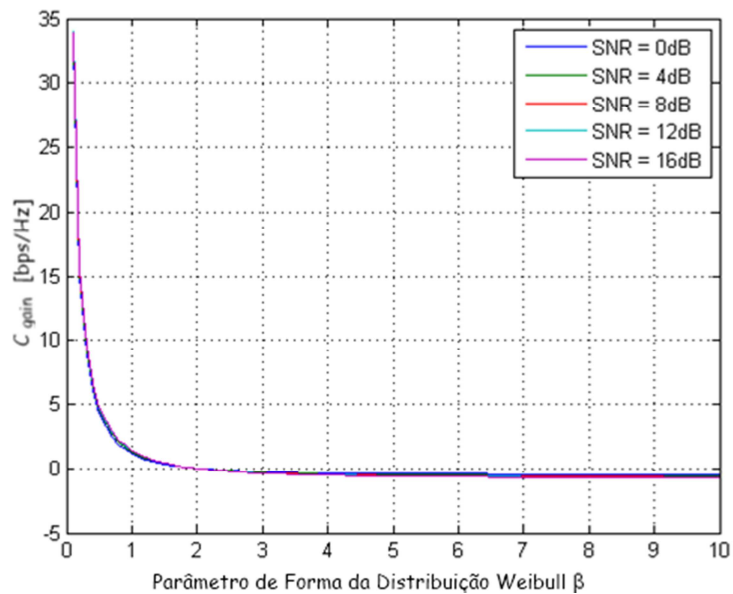


Figura 47 -  $C_{gain}$  em função de  $\beta$  para um cenário OSTBC MIMO  $2 \times 2$ .

## 5 - DISTÂNCIA MÁXIMA DE KRONECKER

### 5.1 - MODELO CORRELATIVO DE CANAL MIMO

A literatura apresenta diversos modelos de canal MIMO baseados nas correlações par a par dos diversos canais SISO (Única Entrada e Única Saída) que compõe o canal MIMO. Dentre os modelos mais conhecidos estão os modelos de Kronecker, Weichselberger e o modelo Estruturado. Destes modelos, o modelo de Kronecker é o mais conhecido por simplificar a análise do canal quando se garante que os efeitos dos espalhadores do lado transmissor e do receptor são independentes. Este modelo recebe críticas por não representar condições do mundo real e por proporcionar estimativas erradas da capacidade do canal [8]. Apesar de suas deficiências, é comumente usado no desenvolvimento e análise de algoritmos [6]-[16], uma vez que proporciona soluções analíticas para problemas que de outra forma seriam matematicamente intratáveis. O modelo de Weichselberger utiliza a decomposição em valores singulares do canal como parâmetro e, em muitos casos, é mais preciso que o modelo de Kronecker. O modelo estruturado é uma expansão banda larga do modelo de Weichselberger.

### 5.2 - MATRIZ DO CANAL CORRELACIONADO

A fim de caracterizar o comportamento de canal de comunicação MIMO, será usada a correlação espacial. Para um sistema MIMO com número limitado de antenas a matriz do canal é dada pode ser obtido numericamente pela equação abaixo[48]:

$$vec(\mathbf{H}) = \mathbf{R}_f^{\frac{1}{2}} vec(\mathbf{G}) \quad (77)$$

Em que  $\mathbf{H}$  é a matriz do canal MIMO,  $vec()$  é um operador que transforma uma matriz em um vetor por meio do empilhamento de suas colunas,  $( )^{1/2}$  é a decomposição de Cholesky e  $\mathbf{G}$  é uma matriz composta de variáveis aleatórias gaussianas complexas iid. A matriz  $\mathbf{G}$  é normalizada a fim de que  $E[\mathbf{G}\mathbf{G}^H] = \mathbf{I}$ . Por fim,  $\mathbf{R}_f$  é a matriz de correlação completa de dimensão  $N_r N_t \times N_r N_t$ , dada por:

$$R_f = E[\text{vec}(H^H)\text{vec}(H^H)^H] \quad (78)$$

Em que  $(\ )^H$  é operador hermitiano. A matriz de correlação é hermitiana e definida semi-positiva (PSD, do inglês *Positive Semi-Definite*), ela apresenta a correlação entre todos os possíveis pares de canais presentes em  $H$ . Dependendo do par escolhido, seus componentes irão possuir significados diferentes, apresentados abaixo:

- As componentes de  $R_f$  em que o par de canais escolhidos compartilhe a mesma antena transmissora e receptora representam a energia média do canal  $h_{nm}$  escolhido. Essas componentes estão presentes na diagonal principal de  $R_f$ .
- As componentes de  $R_f$  em que o par de canais escolhido compartilhe apenas a mesma antena transmissora  $r = E[H(n,m)H^*(q,m)]$  representam a correlação entre os elementos  $q$  e  $n$  do arranjo receptor imposta pelo elemento  $m$  do arranjo transmissor.
- As componentes de  $R_f$  em que o par de canais escolhido compartilhe apenas a mesma antena receptora  $t = E[H(n,m)H^*(n,p)]$ , representam a correlação entre os elementos  $m$  e  $p$  do arranjo transmissor imposta pelo elemento  $n$  do arranjo receptor.
- As componentes de  $R_f$  em que o par de canais escolhidos não compartilhe a mesma antena transmissora e nem a receptora representam a correlação cruzada entre o par de canais escolhido.

Considerando um canal MIMO 2x2, em que todos os canais possuam energia média unitária, a matriz de correlação completa desse canal é dada por:

$$R_{full} = \begin{bmatrix} 1 & r_1 & t_1 & s_1 \\ r_1^* & 1 & s_2 & t_2 \\ t_1^* & s_2^* & 1 & r_2 \\ s_1^* & t_2^* & r_2^* & 1 \end{bmatrix} \quad (79)$$

### 5.2.1 - Número de Parâmetros

Um fator importante nos modelos de canais é a quantidade de parâmetros a serem determinados. Considera-se parâmetro toda variável dependente do canal físico. Como regra geral, quanto maior o número de parâmetros, maior será a complexidade do modelo. Assim, é interessante a utilização do modelo com a menor quantidade parâmetros possível e que ainda apresente uma boa precisão. Para o modelo representado pela equação 77 o número de parâmetros a ser determinado é de  $(N_r N_t)^2$ .

### 5.3 - MODELO DE KRONECKER

O modelo de Kronecker baseia-se na independência entre as duas pontas do canal, assumindo que os efeitos dos espalhadores do lado transmissor são completamente descorrelacionados dos efeitos do lado receptor. Considerando um cenário em que as pontas estão suficientemente longe uma da outra, pode-se considerar que cada uma será afetada somente pelos espalhadores próximos. Assim podemos visualizar dois anéis de espalhadores ao redor de cada ponta (ver Figura 48). Neste caso o modelo de Kronecker assume a separabilidade, ou seja, que o cenário pode ser representado usando apenas as matrizes de correlação do transmissor e do receptor, apresentadas abaixo, em que não existe qualquer dependência entre elas[48]:

$$R_t = \frac{1}{Tr[R_r]} E[H^H H] \quad (80)$$

$$R_r = \frac{1}{Tr[R_t]} E[(H H^H)^T] \quad (81)$$

Em que  $Tr[ ]$  representa a soma dos valores da diagonal principal de uma dada matriz. O modelo de Kronecker recebe este nome devido ao fato da matriz de correlação completa ser obtida por meio do produto de Kronecker das matrizes do transmissor e receptor, conforme apresenta equação abaixo:

$$R_{kron} = R_t \otimes R_r \quad (82)$$

Em que  $R_{kron} = R_f$ . Essa igualdade reduz a quantidade de parâmetros a ser calculado do modelo de  $(N_r N_t)^2$  para  $(N_r^2 + N_t^2)$ . Assim, o canal obtido por meio do modelo de Kronecker pode ser expresso por:

$$H = R_r^{\frac{1}{2}} G \left( R_t^{\frac{1}{2}} \right)^T \quad (83)$$

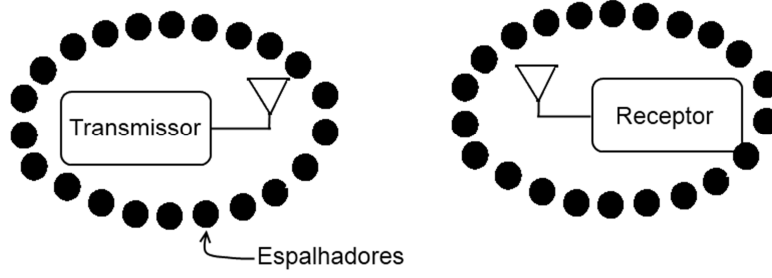


Figura 48 - Ilustração do Modelo dois anéis

#### 5.4 - MODELO DE WEICHELBERGER

O modelo de Weichselberger foi desenvolvido para minimizar o problema gerado pela influência da separabilidade. Ele assume que os espalhadores em ambas as pontas do enlace são sempre acoplados. Tal acoplamento é quantificado pela potência acoplada média entre os autovetores da matriz de correlação. O modelo de Weichselberger é dado pela equação abaixo [48]:

$$H_{Weich} = U_{R_x} (\tilde{\Omega} \odot G) U_{T_x}^T \quad (84)$$

Em que  $U_{R_x}$  e  $U_{T_x}$  são os autovetores das matrizes de correlação do receptor e transmissor respectivamente,  $G$  é uma matriz composta por variáveis aleatórias gaussianas complexas iid e  $\odot$  é o produto de Hadamard. Cada um dos elementos de  $\tilde{\Omega}$  é dado por  $\tilde{\Omega}_{i,j} = \sqrt{\Omega_{i,j}}$ , em que  $\Omega = (U_{R_x}^H H U_{T_x}^*) \odot (U_{R_x}^T H^* U_{T_x})$ .

#### 5.5 - COMPARAÇÃO ENTRE OS MODELOS

Esta seção apresenta três formas de se obter um canal MIMO usando modelos baseados na correlação espacial, completa e/ou das pontas conforme apresenta a Tabela 15. O primeiro modelo, representado pela equação 77, usa a matriz de correlação completa  $R_f$ , assim necessita de  $(N_r N_t)^2$  parâmetros. O segundo, representado pela equação 84, utiliza os autovetores de  $R_t$ ,  $R_r$  e  $R_f$ . Assim, necessita de  $(N_r N_t)^2 + (N_r N_t)$  para modelar o canal. Já o modelo de Kronecker usa apenas as informações de  $R_t$  e  $R_r$ , e necessita de  $(N_r^2 + N_t^2)$  parâmetros.

Conforme podemos observar na Tabela 15, à medida que o sistema MIMO possui uma quantidade maior de antenas (entradas/saídas), os modelos Geral e de Weichselberger

aumenta a sua complexidade em uma taxa maior que o modelo de Kronecker. Assim, observa-se no modelo de Kronecker uma menor complexidade ao representar o canal. Porém, deve-se verificar se essa baixa complexidade implica necessariamente em uma degradação significativa na representação do desempenho do sistema. A fim de analisar esse desempenho, serão avaliados nas próximas seções os erros que o modelo de Kronecker pode ter e seu real impacto em alguns cenários específicos.

Tabela 15 - Número de Parâmetros Necessários para Síntese da Matriz do Canal [48]

Modelo	Número de Parâmetros Necessário	MIMO		
		2x2	3x3	4x4
<i>Geral</i>	$(N_r N_t)^2$	16	81	256
<i>Weichselberger</i>	$(N_r N_t)^2 + (N_r N_t)$	20	90	272
<i>Kronecker</i>	$(N_r^2 + N_t^2)$	8	18	32

## 5.7 - DISTÂNCIA ENTRE MODELO DE KRONECKER E GERAL

Para analisar o desempenho de um dado canal modelado por Kronecker com relação ao seu desempenho real deve-se primeiro quantificar o erro introduzido pela modelagem. Para este fim, será utilizada como base a distância euclidiana entre a matriz de correlação completa obtida por Kronecker e a obtida diretamente do canal. Conforme apresentado anteriormente, a matriz de correlação completa pode ser obtida por:

$$R_f = H(t, \tau) = \begin{bmatrix} h_{11}h_{11}^* & h_{11}h_{12}^* & \dots & h_{11}h_{N_r N_t}^* \\ h_{12}h_{11}^* & h_{22}h_{12}^* & \dots & h_{2N_t}h_{N_r N_t}^* \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r N_t}h_{11}^* & h_{N_r N_t}h_{12}^* & \dots & h_{N_r N_t}h_{N_r N_t}^* \end{bmatrix} \quad (85)$$

As componentes  $h_{np}h_{mq}^*$  da matriz de correlação completa ( $R_f$ ) que representam a correlação entre elementos do transmissor ( $n = m$ ) ou receptor ( $p = q$ ) ou ainda a potência média de um dado componente SISO do canal MIMO ( $n = m$  e  $p = q$ ) podem ser diretamente obtidas a partir das matrizes de correlação do transmissor ( $R_t$ ) e receptor ( $R_r$ ). Já as componentes de  $R_f$  que representam a correlação cruzada entre o componente SISO do canal MIMO ( $n \neq m$  e  $p \neq q$ ) não podem ser obtidas diretamente das matrizes de correlação do transmissor e/ou do receptor. Assim, são nestas componentes em que é introduzindo um erro na matriz de correlação completa obtida a partir de Kronecker para os casos em que não se pode assumir a separabilidade. Chamaremos de possível canal real um dado canal cuja matriz de correlação completa ( $R_f$ ) difere de Kronecker apenas nas

componentes que representa correlação cruzada, ou seja, nas que este modelo introduz erro. Essas componentes podem assumir qualquer valor complexo, desde que permita que  $R_f$  seja definida semi-positiva, conforme apresenta a equação abaixo:

$$(R_f)_{N_t(n-1)+p, N_t(m-1)+q} = \begin{cases} h_{np}h_{mq}^* & , \text{para } n = m \text{ e/ou } p = q \\ c_{N_t(n-1)+p, N_t(m-1)+q} & , \text{para } n \neq m \text{ e } p \neq q \end{cases} \quad (86)$$

em que  $c_{N_t(n-1)+p, N_t(m-1)+q} \in \mathbb{C}, n, m = 1, \dots, N_r$  e  $p, q = 1, \dots, N_t$ . Assim, para um sistema MIMO  $N_t \times N_r$ , a quantidade de elementos desconhecidos é dada por  $k = 2(N_t - 1)(N_r - 1)$ . Utilizando a equação 86 para um sistema 2x2 tem-se a seguinte matriz  $R_f$ :

$$R_f = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_r & t & s_1 \\ t & s_2 & t \\ s_1^* & s_2^* & \mathbf{R}_r \end{bmatrix} \quad (87)$$

em que os elementos  $s = [s_1, s_2]^T$  não podem ser diretamente obtidos por  $R_t$  e  $R_r$ . Para um canal que não apresente variações significativas na matriz de correlação do transmissor/receptor para pequenas variações locais no arranjo transmissor e receptor, a matriz de correlação completa pode ser obtida por meio do produto de Kronecker,  $R_{kron} = R_t \otimes R_r$ . Assim, pode-se definir uma matriz de erro  $\tilde{R}$ , tal que  $R_f = R_{kron} + \tilde{R}$ . Para o caso MIMO  $2 \times 2$ , tem-se a seguinte matriz de erro.

$$\tilde{R} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & e_1 \\ 0 & 0 & e_2 & 0 \\ 0 & e_2^* & 0 & 0 \\ e_1^* & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (88)$$

em que  $s_n = e_n + r_{pq}^{kron}$ , e  $r_{pq}^{kron}$  é o elemento na matriz  $R_{kron}$  de mesma posição do elemento  $s_n$  na matriz  $R_{full}$ , e  $e_n$  o erro associado a esses elementos. Para comparar um canal gerado por meio de Kronecker e um possível canal real será utilizada a distância euclidiana entre as matrizes de correlação completa, assim:

$$d = \|R_{full} - R_{kron}\|_F = \|\tilde{R}\|_F \quad (89)$$

em que  $d$  é a distância de Kronecker para um possível canal real. Por conveniência, chamaremos este parâmetro apenas de distância de Kronecker e  $d_{max}$  como a distância



máxima de Kronecker, definido como a maior distância euclidiana que um dado canal de Kronecker pode estar de um possível canal real.

### 5.7.1 - $d_{max}$ para um sistema MIMO 2x2

Tomando como base um sistema MIMO 2x2, tem-se a seguinte matriz de correlação completa:

$$R_{full} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_r & t & s_1 \\ t & s_2 & t \\ s_1^* & t & \mathbf{R}_r \end{bmatrix} \quad (90)$$

A matriz acima pode ser reescrita usando o complemento de Schur, descrito a seguir. Seja  $M$  uma matriz quadrada de dimensões  $n \times n$ , constituídas por quatro submatrizes, tal que:

$$M = \begin{bmatrix} A & B \\ B^H & C \end{bmatrix} \quad (91)$$

O complemento de Schur é dado por  $S = C - B^H A^{-1} B$ . Para a matriz apresentada na equação 90 tem-se que:

$$A = \begin{bmatrix} 1 & r \\ r^* & 1 \end{bmatrix} \quad (92)$$

$$B = \begin{bmatrix} t & s_1 \\ s_2 & t \end{bmatrix} \quad (93)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & r \\ r^* & 1 \end{bmatrix} \quad (94)$$

Com base nas propriedades do complemento de Schur, tem-se que a matriz de correlação  $R_f$  será definida semi-positiva, se e somente se, as matrizes  $A$  e  $S$  também forem definidas semi-positivas, ou seja, todos os seus autovalores têm que ser positivos. A fim de checar se  $A$  é definida semi-positiva tem-se que:

$$\begin{aligned} \det(A - \lambda I) &= \begin{vmatrix} 1 - \lambda & r \\ r^* & 1 - \lambda \end{vmatrix} = \\ (1 - \lambda)^2 - |r|^2 &= \\ \lambda^2 - 2\lambda + 1 - |r|^2 &= 0 \end{aligned} \quad (95)$$

Assim, os autovalores de  $A$  serão:

$$\lambda = \frac{2 \pm \sqrt{4 - 4(1 - |r|^2)}}{2} = 1 \pm |r| \quad (96)$$

Para que  $A$  seja definida semi-positiva, tem-se que  $\lambda = 1 \pm |r| > 0$ , isto é,  $1 > \pm|r|$ . Para  $1 > -|r|$ , a inequação é válida para qualquer valor de  $r$ . Para  $1 > |r|$ , o autovalor será positivo se  $|r|$  for menor que 1. Como  $|r|$  representa uma correlação, valor máximo que possa assumir é 1. Logo, a matriz  $A$  é definida semi-positiva.

Sendo a matriz  $A$  semi-positiva definida para quaisquer valores de correlação, a matriz  $R_f$  também será se  $S$  também o for. A fim de checar se  $S$  é definida semi-positiva tem-se que:

$$S = C - B^H A^{-1} B - \frac{1}{1 - |r|^2} * \quad (97)$$

$$\begin{bmatrix} 1 - |r|^2 - (t^* - r^* s_2^*)t - (s_2^* - t^* r) s_2 & r - r|r|^2 - (t^* - r^* s_2^*)s_1 - (s_2^* - t^* r)t \\ r^* - r^*|r|^2 - (s_1^* - t^* r^*)t - (t^* - r s_1^*)s_2 & 1 - |r|^2 - (s_1^* - t^* r^*)s_1 - (t^* - r s_1^*)t \end{bmatrix}$$

Podem-se obter os autovalores da matriz  $S$ ,  $\lambda$ , por:

$$\begin{vmatrix} \frac{1 - |r|^2 - |t|^2 - |s_2|^2 + r^* t s_2^* + s_2 t^* r}{1 - |r|^2} - \lambda & \frac{r - r|r|^2 - s_1 t^* + s_1 r^* s_2^* - t s_2^* + |t|^2 r}{1 - |r|^2} \\ \frac{r^* - r^*|r|^2 - t s_1^* + |t|^2 r^* - s_2 t^* + r s_1^* s_2}{1 - |r|^2} & \frac{1 - |r|^2 - |t|^2 - |s_1|^2 + t^* r^* s_1 + t r s_1^*}{1 - |r|^2} - \lambda \end{vmatrix} = 0 \quad (98)$$

Desenvolvendo o determinante acima e substituindo  $s_n = e_n + r_{pq}^{kron}$ , tem-se que:

$$\lambda^2 - \frac{2(1 - |r|^2)(1 - |t|^2) - (|e_2|^2 + |e_1|^2)}{1 - |r|^2} \lambda + \left| r^*(1 - |t|^2) - (e_1^* t + t^* e_2) + \frac{r e_2 e_1^*}{1 - |r|^2} \right|^2 = 0 \quad (99)$$

Usando a tabela de Routh, tem-se que todas as raízes da equação serão positivas se:

$$\frac{2(1 - |r|^2)(1 - |t|^2) - (|e_2|^2 + |e_1|^2)}{1 - |r|^2} > 0 \quad (100)$$

$$\left| r^*(1 - |t|^2) - (e_1^*t + t^*e_2) + \frac{re_2e_1^*}{1 - |r|^2} \right|^2 > 0 \quad (101)$$

As condições acima são satisfeitas se:

$$2(1 - |r|^2)(1 - |t|^2) > (|e_2|^2 + |e_1|^2) \quad (102)$$

Portanto, a maior distância que um canal MIMO 2x2 obtido por meio de Kronecker está de um possível canal real é dada por:

$$d_{max} = 4(1 - |r|^2)(1 - |t|^2) \quad (103)$$

A Figura 51 apresenta a distância máxima de Kronecker em um sistema MIMO 2x2, para diferentes valores de correlação do transmissor e do receptor. Observa-se que quanto menor for o valor da correlação no transmissor e/ou receptor, maior será a possível distância máxima de Kronecker existente.

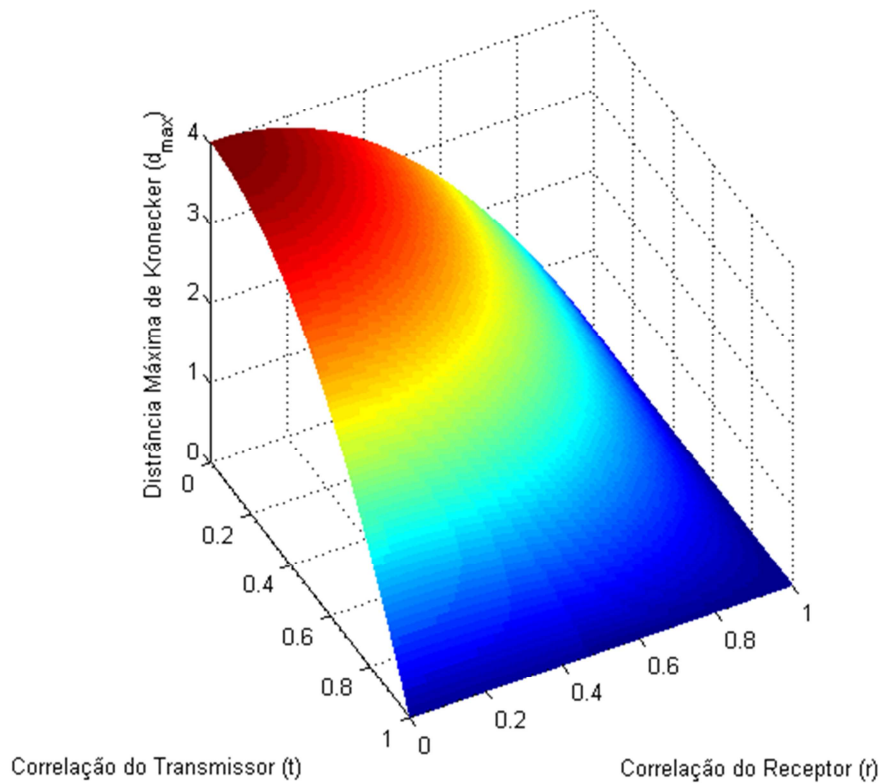


Figura 49 -  $d_{max}$  para um sistema MIMO 2x2

### 5.7.2 - Distribuição da distância de Kronecker para um sistema MIMO 2x2

Tomando como base um sistema MIMO 2x2, tem-se a seguinte matriz de correlação completa:

$$R_f = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_r & t & s_1 \\ t & s_2 & t \\ s_1^* & t & \mathbf{R}_r \end{bmatrix} \quad (104)$$

Para que a matriz  $R_f$  seja semi-positiva definida é necessário que a diagonal principal da sua decomposição de Cholesky seja composta por valores reais, portanto, tem-se que:

$$\left(R_f^{\frac{1}{2}}\right)_{1,1} = \sqrt{(R_f)_{1,1}} = 1 \quad (105)$$

$$\left(R_f^{\frac{1}{2}}\right)_{1,2} = \frac{(R_f)_{1,2}}{\left(R_f^{\frac{1}{2}}\right)_{1,1}} = r \quad (106)$$

$$\left(R_f^{\frac{1}{2}}\right)_{1,3} = \frac{(R_f)_{1,3}}{\left(R_f^{\frac{1}{2}}\right)_{1,1}} = t \quad (107)$$

$$\left(R_f^{\frac{1}{2}}\right)_{2,2} = \sqrt{(R_f)_{2,2} - \left|\left(R_f^{\frac{1}{2}}\right)_{1,2}\right|^2} = \sqrt{1 - |r|^2} \quad (108)$$

$$\left(R_f^{\frac{1}{2}}\right)_{2,3} = \frac{(R_f)_{2,3} - \left(R_f^{\frac{1}{2}}\right)_{1,2}^* \left(R_f^{\frac{1}{2}}\right)_{1,3}}{\left(R_f^{\frac{1}{2}}\right)_{2,2}} = \frac{e_2}{\sqrt{1 - |r|^2}} \quad (109)$$

$$\left(R_f^{\frac{1}{2}}\right)_{3,3} = \sqrt{(R_f)_{3,3} - \left|\left(R_f^{\frac{1}{2}}\right)_{1,3}\right|^2 - \left|\left(R_f^{\frac{1}{2}}\right)_{2,3}\right|^2} = \sqrt{1 - |t|^2 + \frac{|e_2|^2}{1 - |r|^2}} \quad (110)$$

Das quatro componentes da diagonal principal, apenas a terceira impõe condições para que  $R_f$  seja semi-definida positiva.

$$(1 - |t|^2) - \frac{|e_2|^2}{(1 - |r|^2)} > 0 \quad (111)$$

$$(1 - |t|^2)(1 - |r|^2) > |e_2|^2 \quad (112)$$

$$|e_2| < \pm\sqrt{(1 - |t|^2)(1 - |r|^2)} \quad (113)$$

Como a inequação  $|e_2| < -\sqrt{(1 - |t|^2)(1 - |r|^2)}$  nunca é satisfeita, tem-se que:

$$|e_2| < \sqrt{(1 - |t|^2)(1 - |r|^2)} \quad (114)$$

Logo:

$$|e_{2max}| \approx \sqrt{(1 - |t|^2)(1 - |r|^2)} \quad (115)$$

Da equação 103 tem-se que:

$$d_{max} = 2 \left( |e_{1max}|^2 + |e_{2max}|^2 \right) = 4(1 - |r|^2)(1 - |t|^2) \quad (116)$$

$$\left( |e_{1max}|^2 + (1 - |t|^2)(1 - |r|^2) \right) = 2(1 - |r|^2)(1 - |t|^2) \quad (117)$$

$$|e_{1max}| \approx \sqrt{(1 - |t|^2)(1 - |r|^2)} \quad (118)$$

A fim de verificar a distribuição do erro no plano complexo, além de validar as expressões para o erro máximo de Kronecker apresentada nas equações 115 e 118, foram sorteados diferentes vetores  $s = [s_1, s_2]^T$  e verificado se a aplicação destes na matriz de correlação  $R_{kron}$  gerava uma matriz de correlação de um possível canal real  $R_f$  válida, ou seja, definida semi-positiva. Para cada gráfico foram gerados 10.000 pontos válidos. Na Figura 50 são apresentas distribuições do erro para diferentes valores de correlação do transmissor ( $t$ ) e do receptor ( $r$ ), conforme descrito na Tabela 16. Observa-se que a região com valores de  $s$  válidos é limitada por uma circunferência de raio igual a  $\sqrt{(1 - |t|^2)(1 - |r|^2)}$ , conforme apresentado nas equações 115 e 118. O ponto em amarelo presente em cada gráfico corresponde ao valores estimado por Kronecker

### 5.7.3 - $d_{max}$ para um sistema MIMO $N_R \times N_T$

Apesar da existência de uma solução fechada para  $d_{max}$  em um sistema MIMO 2x2, a sua generalização, ou até mesmo a obtenção de formulas fechada para sistemas com maior número de antenas transmissoras e/ou receptoras, é inviável devido à dificuldade para o

tratamento matemático. A fim de obter a distância de Kronecker para um canal com um maior número de antenas, será usado o seguinte problema de otimização:

$$\begin{aligned} & \max \|R_{full} - R_{kron}\|_F^2 \\ & s. a: R_{full} \succeq 0 \end{aligned} \quad (119)$$

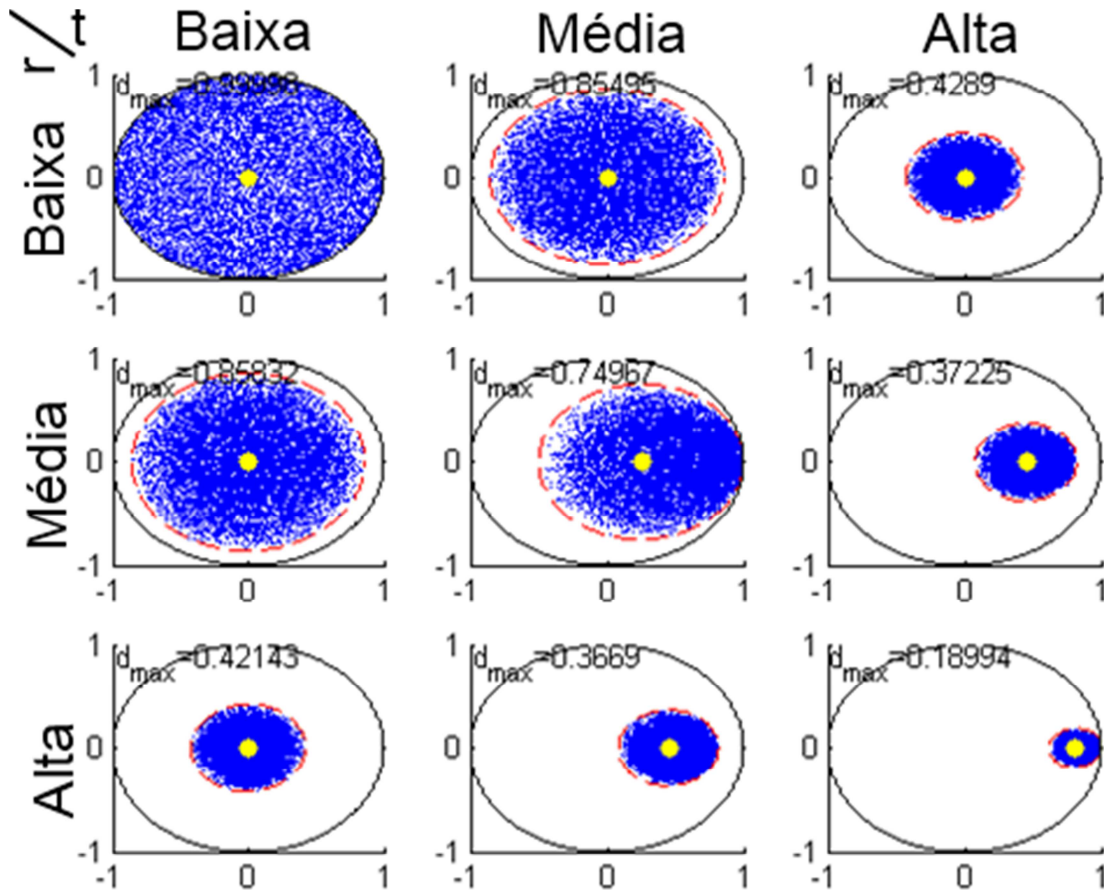


Figura 50 - Distribuição do Erro Associado ao Modelo de Kronecker

Tabela 16 - Classificação da Correlação

	Baixa	Média	Alta
$t, r$	0	0.5	0.9

Conforme apresentado acima, o problema consiste em maximizar a norma da matriz de erro  $\tilde{R}$ , tal que o vetor  $e = [e_1, \dots, e_k]^T$  gere uma matriz  $R_{full}$  definida semi-positiva. Em [49], Shariati apresenta uma aproximação convexa do problema acima permitindo que seja mais facilmente tratável computacionalmente. Assim, segundo ele, o problema pode ser reescrito como:

$$\begin{aligned}
& \max Tr[AE] \\
& s. a: R_{22}^{kron} + \tilde{R}_{22} - (R_{21}^{kron})^H (R_{11}^{kron})^{-1} (R_{21}^{kron}) \\
& \quad - \sum_{k=1}^K e_k (R_{21}^{kron})^H (R_{11}^{kron})^{-1} S_k - e_k^* S_k^H (R_{11}^{kron})^{-1} (R_{21}^{kron}) \\
& \quad - \sum_k \sum_m E_{km} S_m^H (R_{11}^{kron})^{-1} S_k \geq 0 \\
& \begin{bmatrix} E & e \\ e^H & 1 \end{bmatrix} \geq 0
\end{aligned} \tag{120}$$

em que  $A$  é uma matriz diagonal onde o elemento  $a_{ii}$  representa a quantidade de vezes em que  $e_i$  e  $e_i^*$  aparecem em  $\tilde{R}$ ;  $E = ee^H$ ;  $R_{11}^{kron}$ ,  $R_{21}^{kron}$  e  $R_{22}^{kron}$  são submatrizes obtida pela decomposição de Schur da matriz  $R_{kron}$ . Da mesma forma,  $\tilde{R}_{22}$  é a submatriz obtida pela decomposição de Schur da matriz  $\tilde{R}$ , conforme apresentado abaixo:

$$R_{kron} = \begin{bmatrix} R_{11}^{kron} & R_{21}^{kron} \\ (R_{21}^{kron})^H & R_{22}^{kron} \end{bmatrix}$$

$$\tilde{R} = \begin{bmatrix} \tilde{R}_{11} & \tilde{R}_{21} \\ \tilde{R}_{21}^H & \tilde{R}_{22} \end{bmatrix}$$

em que,  $\tilde{R}_{11} = 0_{N_r \times N_r}$ ,  $\tilde{R}_{21} = \sum_{i=1}^K e_i S_i$  e  $\tilde{R}_{21}$  é uma matriz Toeplitz Hermitiana preenchida por  $\sum_{i=1}^K e_i \tilde{S}_i$  na seção triangular superior e blocos de zeros em sua diagonal principal.  $S_i$  e  $\tilde{S}_i$  são matrizes com dimensões apropriadas compostas por elementos unitários onde os elementos  $e_i$  originalmente aparecem e zeros nas demais posições.

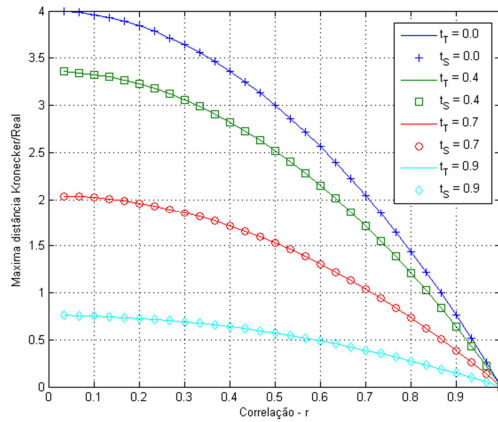


Figura 51 - Distância Máxima de Kronecker para diferentes valores de Correlação no Transmissor e Receptor.

A Figura 51 apresenta a comparação entre os resultados para  $d_{max}$  para um sistema MIMO 2x2 obtidos pela equação 103 e o problema de otimização proposto, em que  $t_T$  e  $t_S$  são a correlação no transmissor aplicada na equação 103 e no problema de otimização, respectivamente. Verifica-se que ambos os métodos produziram os mesmos resultados:

A fim de modelar as matrizes de correlação  $R_t$  e  $R_r$  para sistemas MIMO com mais de duas antenas em pelo menos uma das pontas, pode-se utilizar o modelo dependente da distância entre os elementos. Neste modelo, a correlação dos elementos decai exponencialmente em função do quadrado da distância entre os elementos de interesse, conforme apresenta a equação abaixo:

$$r_{ij} = r_{\Delta_r} \left( \frac{d_{ij}}{\Delta_r} \right)^2$$

$$t_{ij} = t_{\Delta_t} \left( \frac{d_{ij}}{\Delta_t} \right)^2$$
(121)

Em que  $r$  e  $t$  é o valor complexo da correlação existente entre dois elementos com separação espacial de  $\Delta_r$  e  $\Delta_t$ , respectivamente; e  $d_{ij}$  é a separação espacial entre a  $i$ -ésima e  $j$ -ésima antenas do arranjo transmissor/receptor. Para um arranjo de antenas linear e uniformemente espaçados a equação 121 pode ser reescrita da seguinte forma:

$$r_{ij} = \begin{cases} r_{\left(\frac{j-i}{N_r-1}\right)^2} & , j \geq i \\ r_{\left(\frac{i-j}{N_r-1}\right)^2} & , i < j \end{cases}$$
(122)

$$t_{ij} = \begin{cases} t_{\left(\frac{j-i}{N_t-1}\right)^2} & , j \geq i \\ t_{\left(\frac{i-j}{N_t-1}\right)^2} & , i < j \end{cases}$$
(123)

A utilização deste modelo é conveniente para fins de estudo, apesar de não ser um modelo preciso para aplicações reais. A Figura 52 apresenta os resultados de  $d_{max}$  para um sistema MIMO 4x4 obtido pelo problema de otimização proposto. Em termos de comportamento geral, pode-se observar que quanto menor for o valor da correlação no transmissor e/ou receptor, maior será a possível distância máxima de Kronecker existente pelas razões já mencionadas anteriormente.



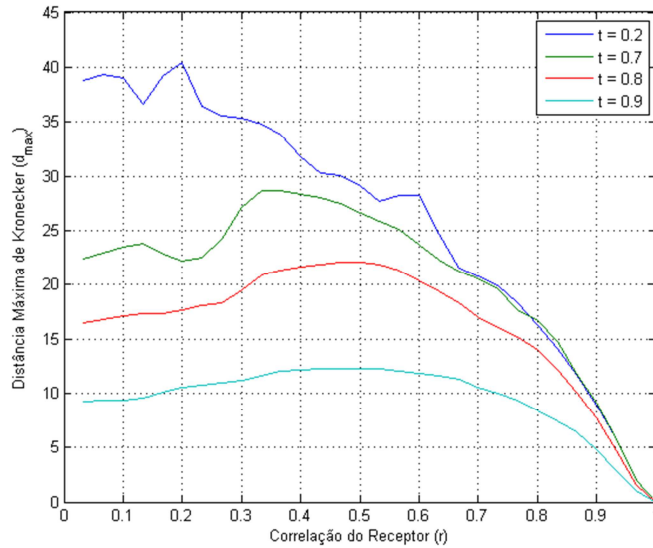


Figura 52- Distância Máxima de Kronecker para um sistema MIMO 4x4

## 5.8 - ANÁLISE DE DESEMPENHO

De posse da distância máxima de Kronecker e também com o conhecimento dos valores que  $s$  (correlações cruzadas) pode analisar se a menor complexidade para modelar o canal implica necessariamente em uma degradação significativa do desempenho do sistema. A fim de analisar este desempenho, será realizada uma análise sobre duas métricas diferentes. Na primeira métrica será analisado o desempenho da codificação de Alamouti. Na segunda, a influência do erro de Kronecker na escolha de pilotos.

### 5.8.1 - *Space-Time CodeBlock*

Um dos primeiros e bem conhecido bloco SBTC é o código de Alamouti. Um código ortogonal complexo espaço-temporal desenvolvido para o caso de duas antenas transmissoras. No codificador de Alamouti, dois símbolos consecutivos  $x_1$  e  $x_2$  são codificados na matriz abaixo:

$$X = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (124)$$

A Figura 53 apresenta uma representação do codificador Alamouti. Nesse codificador cada símbolo é transmitido durante dois períodos de símbolo. Durante o primeiro período, dois símbolos  $x_1$  e  $x_2$  são transmitidos simultaneamente pelas duas antenas transmissoras. Durante o segundo período, esses símbolos são retransmitidos, onde  $-x_2^*$  é transmitido na primeira antena e  $x_1^*$  é transmitido pela segunda antena.

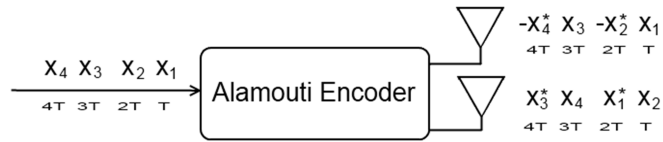


Figura 53- Encoder Alamouti

Um sistema MIMO que utilize codificação Alamouti é representado pela equação abaixo:

$$\begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} + N \quad (125)$$

E sua decodificação é representada pela equação abaixo:

$$s_1 = h_{11}^* y_{11} + h_{12} y_{12}^* + h_{21}^* y_{21} + h_{22} y_{22}^* \quad (126)$$

$$s_2 = h_{12}^* y_{11} - h_{11} y_{12}^* + h_{22}^* y_{21} - h_{21} y_{22}^* \quad (127)$$

Em que  $s_1$  e  $s_2$  são os símbolos extraídos após a decodificação do sinal recebido.

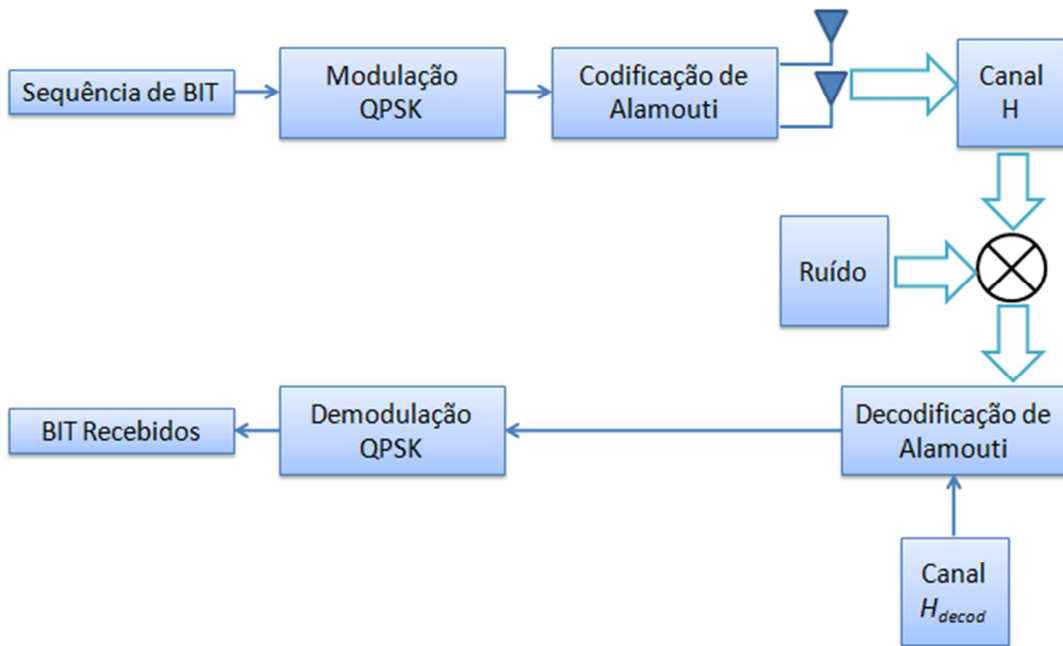


Figura 54 - Sistema MIMO com codificação Alamouti

Para analisar a robustez que uma codificação de Alamouti que utiliza um canal de Kronecker em sua decodificação foi considerado o sistema apresentado na Figura 54, onde se verifica que o sinal codificado é transmitido por um canal  $H$ , o qual é gerado utilizando a equação 77 e a matriz de correlação completa  $R_f = R_{kron} + \alpha \tilde{R}_{max}$ , em que,  $\tilde{R}_{max}$  é a matriz cujos elementos geram erro máximo no modelo de Kronecker e  $\alpha$  é um fator de escala do erro. Quando  $\alpha$  é nulo, a matriz de correlação completa é obtida perfeitamente

por meio do modelo de Kronecker, ou seja, não há distância de Kronecker. Quando  $\alpha$  é unitário, tem-se o erro máximo com relação à matriz completa obtida por meio de Kronecker. Conforme podemos observar na Figura 50, para um sistema MIMO 2x2, existe mais de uma solução possível para  $\tilde{R}_{max}$ , porém todas são iguais tomando-se o valor absoluto, elemento a elemento, diferindo somente pela fase do erro. Ainda na mesma figura, observa-se que os elementos da matriz de erro de Kronecker,  $\tilde{R}$ , podem assumir qualquer valor dentro de uma circunferência de raio limitado. Considerando que essas observações também são válidas para um sistema MIMO  $N_r \times N_t$ , foram geradas 10.000 amostras da matriz, escolhendo aleatoriamente o valor da fase do erro para cada uma das realizações. Com isso, busca-se analisar o erro dentro de todo o universo de matrizes  $\tilde{R}_{max}$  existentes.

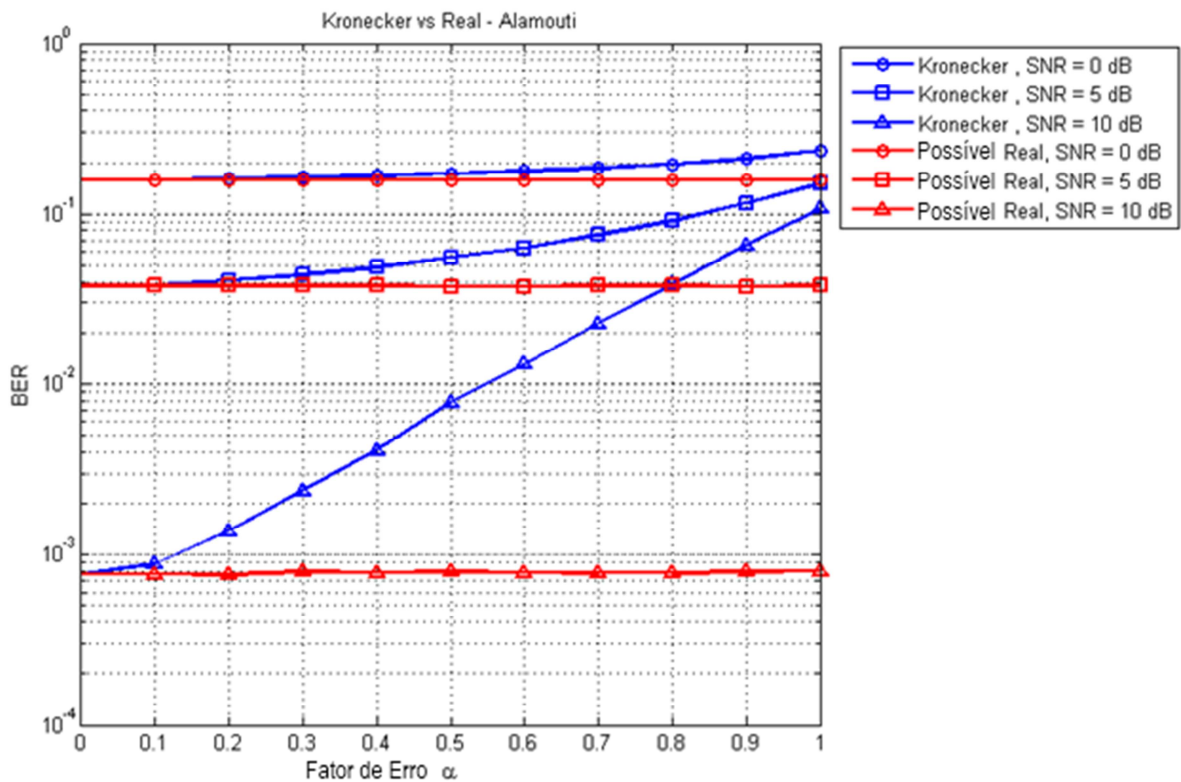


Figura 55 - BER de um sistema MIMO 2x2 em função do fator de erro de Kronecker para diferentes SNR.

A Figura 60 apresenta os valores da taxa de erro de bits (BER), para diferentes valores de SNR, para o sistema MIMO apresentado na Figura 54. Esse sistema possui dimensão 2x2 e matrizes de correlação do transmissor e receptor obtidas por meio da equação 122, para  $r = 0.6$  e  $t = 0.6$ . São comparados dois cenários diferentes: No primeiro, para cada valor

de  $\alpha$ , ou seja, cada valor de  $R_f = R_{kron} + \alpha \tilde{R}_{max}$  foi gerado diversas amostras de canais, e os dados são transmitidos e decodificados utilizando o mesmo canal gerado com matriz de correlação completa  $R_f$ . No segundo cenário, os dados são transmitidos utilizando os canais  $H$  com matriz de correlação  $R_f$ , porém a decodificação de Alamouti é realizada utilizando um canal  $H_{decod}$  gerado a partir da matriz de correlação de Kronecker  $R_{kron}$ . Assim, pretende-se analisar a robustez de Kronecker quando utilizada em conjunto com a codificação de Alamouti. Neste caso, verifica-se que à medida que o fator de erro aumenta o erro entre as curvas também aumenta, o que mostra que a utilização de Alamouti em conjunto com Kronecker não apresenta robustez.

Para um sistema MIMO modelado utilizando Kronecker tem-se que a matriz de pré-codificação ótima é dada por [50]

$$P = U_t D V_Q^H \quad (128)$$

em que  $U_t$  é uma matriz contendo os autovetores da matriz de correlação do transmissor  $R_t$ ,  $D = \text{diag}(\lambda_{1p}, \dots, \lambda_{N_t p})$  é uma matriz diagonal contendo valores reais, utilizada para a alocação de potência, e  $V_Q$  é uma matriz unitária qualquer.

Os elementos da matriz  $D$  são obtidos pelo sistema de equação abaixo.

$$\sum_{l=1}^{N_r} \frac{\lambda_{l_r} \lambda_{k_t}}{1 + \lambda_{l_r} \lambda_{k_t} \lambda_{k_p}} = \mu, \forall k = 1, \dots, N_t \quad (129)$$

em que  $\mu$  representa a restrição de potência do sistema,  $\lambda_{l_r}$  é o  $l$ -ésimo autovalor da matriz de correlação do receptor,  $\lambda_{k_t}$  é o  $k$ -ésimo autovalor da matriz de correlação do transmissor. Para um sistema MIMO 2x2, os valores de  $\lambda_{k_p}$  que soluciona a equação 129 são dados por:

$$\lambda_{k_p} = \left[ \frac{1}{\mu} - \frac{1}{2}(a_1 + a_2) + \sqrt{\frac{(a_1 - a_2)^2}{4} - \frac{1}{\mu^2}} \right]^+ \quad (130)$$

Em que  $a_l^{-1} = \lambda_{l_r} \lambda_{k_t}$ .

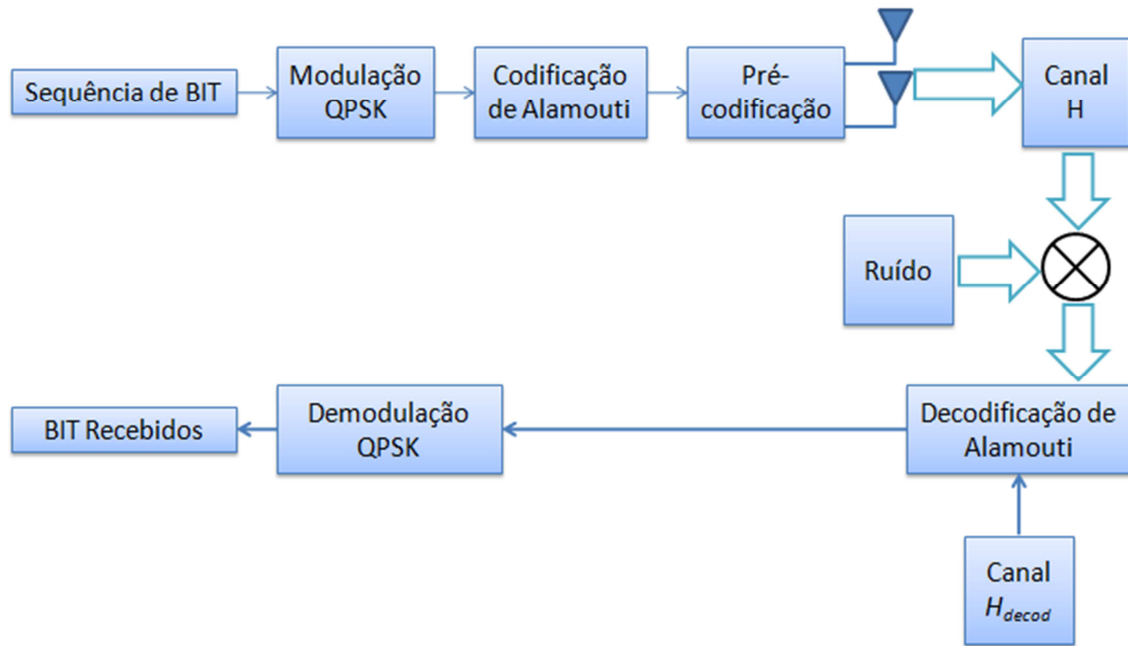


Figura 56 - Sistema MIMO com codificação Alamouti e Pré-codificação do canal

Para analisar a robustez da pré-codificação apresentada nas equações 128 à 130 foi considerado o sistema apresentado na Figura 56. Este sistema difere do apresentado na Figura 54 somente pela utilização da pré-codificação do canal. A Figura 57 apresenta os valores de BER, para diferentes valores de SNR, em que as matrizes de correlação do transmissor e receptor foram obtidas por meio da equação 122, para  $r = 0.6$  e  $t = 0.6$ .

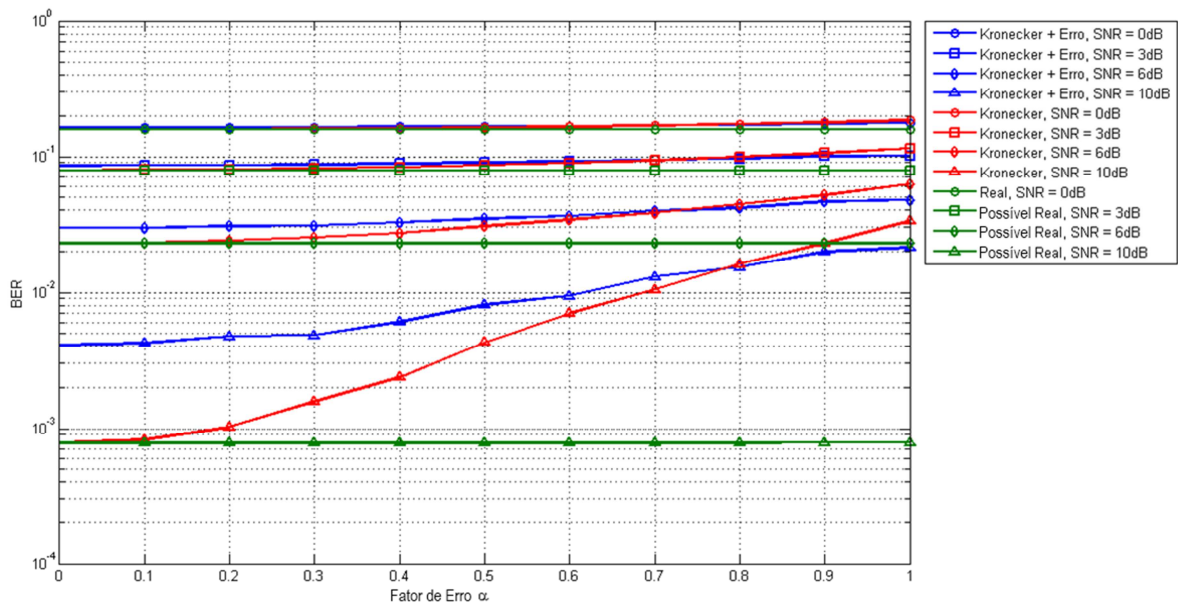


Figura 57 - BER de um sistema MIMO 2x2, com Alamouti e alocação ótima de potência em função do fator de erro para diferentes SNR.

São comparados três cenários diferentes: No primeiro, para cada valor de  $\alpha$ , ou seja, para cada valor de  $R_f = R_{kron} + \alpha \tilde{R}_{max}$  foram geradas diversas amostras de canais, e os dados são transmitidos e decodificados utilizando o mesmo canal gerado com matriz de correlação completa  $R_f$ . No segundo cenário, os dados são transmitidos utilizando os canais  $H$  com matriz de correlação  $R_f$ , porém a decodificação de Alamouti é realizada utilizando um canal  $H_{decod}$  gerado a partir da matriz de correlação de Kronecker  $R_{kron}$ . No terceiro cenário, é introduzido um erro proposital na matriz de correlação, gerando o canal  $H_{decod}$  a partir de uma matriz de correlação completa  $R_f^\beta = R_{kron} + \beta \tilde{R}_{max}$ , em que o fator de erro  $\beta$  permaneceu fixo, com valor igual a 0.5. Assim pretende-se analisar a robustez de Kronecker quando utilizado em conjunto com a codificação de Alamouti mais uma estratégia de alocação de potência. Além disso, pretende-se verificar se a introdução do erro fixo diminui o erro existente entre Kronecker e o possível canal real.

Comparando os resultados da Figura 55 com os da Figura 57 verifica-se que a utilização de uma estratégia de alocação de potência ajudou a reduzir o erro entre o possível canal real e o canal de Kronecker. Para uma SNR igual a 10 dB e fator de erro unitário tem-se uma redução na BER de  $10^{-1}$  para  $2 * 10^{-2}$ . Apesar de uma maior robustez relativa à medida que o fator de erro aumenta o erro entre as curvas também aumenta, mostrando que a utilização da estratégia de alocação de potência melhora os resultados de BER apresentados, mas não apresenta robustez significativa.

Da mesma forma que na Figura 57, a Figura 58 apresenta os valores de BER, para diferentes valores de SNR, para o sistema apresentado na Figura 56. Nessa figura são comparados os mesmos três cenários da Figura 57, porém foi considerado que os elementos da matriz de erro de Kronecker  $\tilde{R}_{max}$  possuem fase constante. Diferente dos resultados da Figura 57, onde a introdução do erro no modelo de Kronecker aumentou consideravelmente o erro na BER com relação aos resultados do possível canal real, pode ser verificado que a introdução do erro melhorou os resultados obtidos, chegando até o ponto onde a discrepância entre resultados (Kronecker com erro e possível real) é nulo.

Quando se provoca uma variação de fase, permite-se que um conjunto de pontos circunscritos em uma circunferência sejam valores possíveis de erro, conforme apresenta a Figura 50, assim o ponto que possui menor erro dentre todos os demais é o centro da circunferência onde o erro está presente, o qual é igual ao valor obtido por Kronecker.

Quando a fase do erro é fixa, muda-se o conjunto de valores possíveis para o mesmo. Assim, o valor do erro que possui menor distância entre todos os valores possíveis muda, e por isso, ao adicionar um erro fixo nos resultados da Figura 58, melhores resultados em comparação com Kronecker são encontrados.

A Figura 59 apresenta os valores de BER, para diferentes valores de SNR, de um sistema MIMO de dimensão 2x2, com codificação Alamouti e alocação de potência segundo duas estratégias diferentes. A primeira estratégia utiliza as informações da matriz de correlação do transmissor e do receptor, assim como nos resultados anteriores. A segunda utiliza o completo conhecimento do canal para determinar a melhor estratégia de transmissão. Uma vez determinada a estratégia de transmissão, o mesmo possível canal real é utilizado para a análise. Verifica-se que a utilização do modelo de Kronecker para determinar a melhor estratégia de alocação de potência produz resultados robustos quando comparados com os resultados de um canal possível real, distante de Kronecker, mas como mesmas matrizes de correlação do transmissor/receptor.

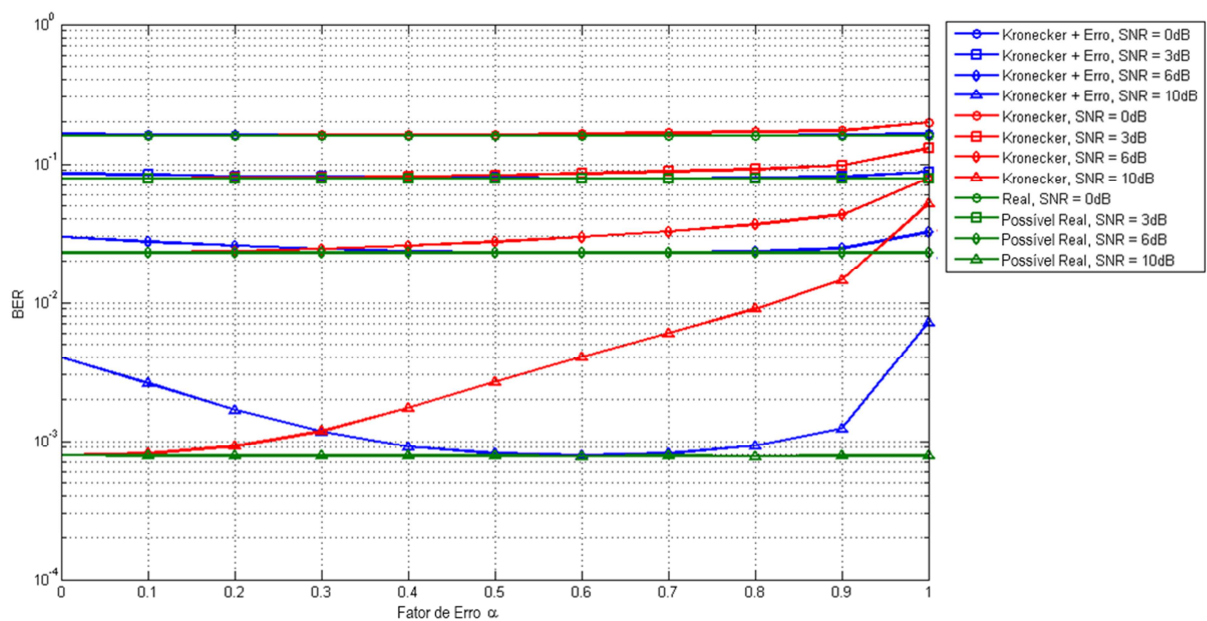


Figura 58 - BER de um sistema MIMO 2x2, com Alamouti e alocação ótima de potência em função do fator de erro para diferentes SNR.

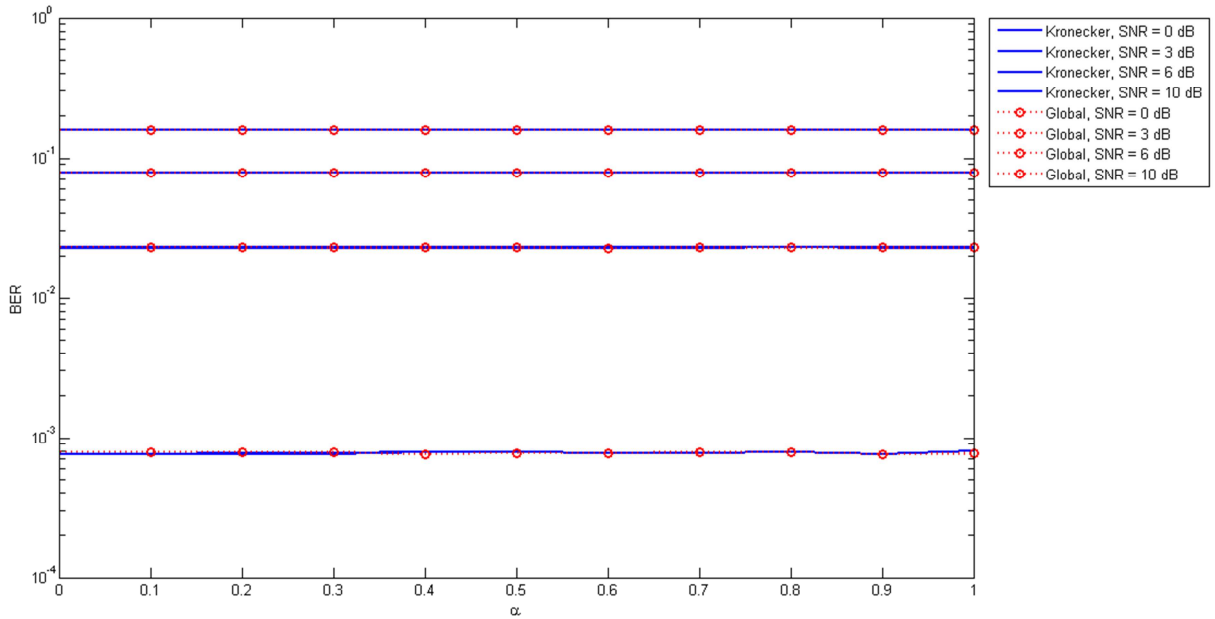


Figura 59 - BER para sistema MIMO 2x2 com Alamouti com alocação ótima de potência

### 5.8.2 - Erro de estimativa de canal usando MSE

O desempenho de sistema de comunicação sem fio pode ser significativamente melhorado pelo uso de múltiplas antenas, porém para obter tais ganhos é necessário que se tenha uma informação do estado do canal (CSI) preciso em ambos os lados (receptor e transmissor). As técnicas de estimação do canal são comumente divididas em três categorias: *Training-based*, *semi-blind* e *blind*. Nenhuma destas categorias é definitivamente superior às demais. As estimações *Training-based* melhoram a estimativa do canal, porém consomem mais potência e tempo dos dados transmitidos.

Para análise do desempenho/robustez da estimação *Training-based* será usada uma estimativa baseada no mínimo erro quadrático médio (MMSE) para um canal MIMO com desvanecimento do tipo Rayleigh. Será considerado um sistema MIMO cuja estação-base utiliza um arranjo de antenas transmissoras composto por  $n_t$  elementos e estação móvel utiliza um arranjo de antenas receptoras composto por  $n_r$  elementos, conforme apresentado na equação abaixo.

$$y(t) = Hx(t) + n(t) \quad (131)$$

Em que  $x(t) \in \mathbb{C}^{n_t}$  e  $y(t) \in \mathbb{C}^{n_r}$  são os sinais transmitidos e recebidos, respectivamente, e  $n(t) \in \mathbb{C}^{n_r}$  é o ruído gaussiano branco. O canal  $H \in \mathbb{C}^{n_r \times n_t}$  possui desvanecimento do tipo



Rayleigh e matriz de correlação  $R_f$ . Considere um sistema em que as matrizes de correlação do canal e do ruído sejam conhecidas do lado do receptor.

Para estimar uma realização desconhecida do canal  $H$ , o transmissor necessita enviar um conjunto conhecido de vetores de treinamento. Esses vetores podem ser, por exemplo, as colunas de uma matriz unitária de dimensões  $n_r \times n_T$ . Considere uma matriz de treinamento  $P \in \mathbb{C}^{n_r \times n_T}$  que atenda a restrição de potência  $\text{tr}(P^H P) \leq \mathcal{P}$ , em que a potência total da sequência de treinamento  $\mathcal{P} > 0$  é um parâmetro para o desenvolvimento da sequência de treinamento. Pode-se reescrever a equação 131 como:

$$Y = HP + N \quad (132)$$

Em que  $N$ , a matriz de ruído, é decorrelacionada com relação à matriz do canal.  $N$  é modelado como  $\text{vec}(N) \in \mathcal{CN}(\text{vec}(\bar{N}), S)$ , em que  $S \in \mathbb{C}^{Bn_r \times Bn_r}$  é a matriz de correlação dos perturbadores e  $\bar{N} \in \mathbb{C}^{n_r \times B}$  é a média dos perturbadores. Pode-se estimar o MMSE do canal estimado, conforme equação abaixo [16].

$$\begin{aligned} \text{MSE} &\triangleq E[\|\text{vec}(H) - \text{vec}(H_{\text{MMSE}})\|_f] \\ &= \text{tr} \left\{ \left( R_f^{-1} + (P^T \otimes I)^H S^{-1} (P^T \otimes I) \right)^{-1} \right\} \end{aligned} \quad (133)$$

O canal  $H_{\text{MMSE}}$  estimado e sua MSE dependem da matriz  $P$ . Em um sistema MIMO a sequência de treinamento pode ser adaptada para as propriedades espaciais da matriz de correlação do canal. Mais energia deve ser alocada para estimar o canal caracterizado por autovetores fortes do que os caracterizados por autovetores fracos. Assim para obter a matriz  $P$ , que atenda a restrição de potência, tem-se o seguinte problema [16].

$$\begin{aligned} \min_P \text{tr} \left\{ \left( R_f^{-1} + (P^T \otimes I)^H S^{-1} (P^T \otimes I) \right)^{-1} \right\} \\ \text{s. t. } \text{tr}(P^H P) \leq \mathcal{P} \end{aligned} \quad (134)$$

O problema apresentado na equação 134 é não convexo. Porém, considerando  $R_f$  com uma estrutura de Kronecker, pode-se obter uma solução fechada. Dado  $R_f = R_{\text{kron}} = R_t^T \otimes R_r$ , tem-se que  $R_t = U_t \Lambda_t U_t^H$  e  $R_r = U_r \Lambda_r U_r^H$  são o resultado da decomposição em autovalores e autovetores da matriz de correlação  $R_t$  e  $R_r$ , respectivamente. Dado  $S = S_Q^T \otimes S_r$ , tem-se  $S_Q = V_Q \Sigma_Q V_Q^H$  e  $S_r = V_r \Sigma_r V_r^H$  são o resultado da decomposição em

autovalores e autovetores da matriz de correlação  $S_Q$  e  $S_R$ , respectivamente. Tem-se que a solução fechada para equação 134 possui a estrutura apresentada na equação abaixo.

$$P = U_t D V_Q^H$$

Em que  $D = \text{diag}(\sqrt{\sigma_1}, \dots, \sqrt{\sigma_j}, \dots, \sqrt{\sigma_{N_t}})$ , sendo  $\sigma_j$  as potência de treinamento. Quando  $P$  possui esta estrutura, a equação 134 torna-se um problema convexo em função das potências de treinamento. Sabendo-se que os elementos de  $\Lambda_t$  e  $\Lambda_r$  são representados por  $\lambda_{t_j}$  e  $\lambda_{r_l}$ , respectivamente, os elementos  $\sigma_j$  que solucionam o problema apresentado na equação 134 são obtidos pelo sistema de equações abaixo.

$$\begin{cases} \sum_{l=1}^{N_r} \frac{\mu (\lambda_{t_j} \lambda_{r_l})^2}{(\mu + \sigma_j \lambda_{t_j} \lambda_{r_l})^2} = \kappa, & \forall j = 1, \dots, N_t \mid \kappa < \sum_{l=1}^{N_r} (\lambda_{t_j} \lambda_{r_l})^2 / \mu \\ \sigma_j = 0 & , \quad \text{caso contrário} \end{cases} \quad (135)$$

Em que a SNR é definida como  $\mathcal{P}/\mu$ , e  $\kappa$  é escolhida de forma a satisfazer a restrição  $\sum_{j=1}^{N_t} \sigma_j = \mathcal{P}$ .

Para analisar a robustez da matriz de treinamento utilizada foi considerado que  $R_f = R_{kron} + \alpha \tilde{R}_{max}$ . Conforme pode ser observado na Figura 50, para um sistema MIMO 2x2, existem mais de uma solução possível para  $\tilde{R}_{max}$ , porém todas são iguais se tomado o valor absoluto elemento a elemento, diferindo somente pela fase do erro. Ainda na mesma figura, observa-se que os elementos da matriz de erro de Kronecker,  $\tilde{R}$ , pode assumir qualquer valor dentro de uma circunferência de raio limitado. Considerando que essa observação também é válida para um sistema MIMO  $N_r \times N_t$ , foram geradas 10.000 amostras da matriz  $\tilde{R}_{max}$ , escolhendo aleatoriamente o valor da fase do erro para cada uma das matrizes. Com isso, busca-se analisar o erro dentro de todo o universo de matrizes  $\tilde{R}_{max}$  existentes.

Foram considerados dois cenários diferentes. O primeiro é o cenário de referência, onde para cada valor de  $\alpha$  foi escolhida a solução para matriz de treinamento  $P$  ótima considerando  $R_f = R_{kron} + \alpha \tilde{R}_{max}$ . O segundo cenário, para avaliar a robustez da sequência de treinamento escolhida com base em Kronecker, foi escolhida a solução para

matriz de treinamento  $P$  ótima com  $R_f = R_{kron}$ , avaliando o seu desempenho para  $R_f = R_{kron} + \alpha \tilde{R}_{max}$ .

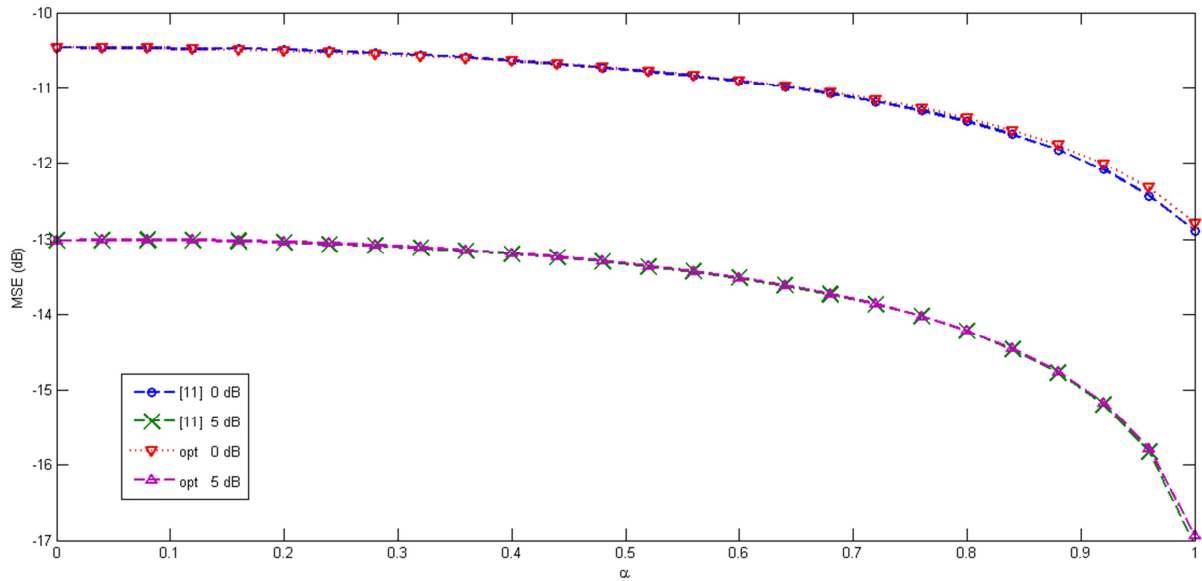


Figura 60 - MSE em função do fator de erro para diferente SIR.

A Figura 60 apresenta os valores de MMSE para diferentes valores de SNR em um sistema MIMO de dimensões 3x3, em que as matrizes de correlação do transmissor e receptor foram obtidas por meio da equação 122, para  $r = 0.7$  e  $t = 0.1$ . Verifica-se que a utilização do modelo de Kronecker para decisão da sequência de treinamento  $P$  é suficientemente robusta, pois não existe diferença significativa entre os valores dos dois cenários.

## 5.9 - PDF DA DISTÂNCIA MÁXIMA

A distância máxima de Kronecker apresenta um bom indicativo da qualidade do ajuste de um canal modelado por Kronecker com relação a um possível canal real de um dado sistema MIMO, em função dos valores da correlação no transmissor/receptor. Apesar disso, os valores de  $d_{max}$  em si não permite que se tire conclusões definitivas da qualidade do modelo de Kronecker. Isso ocorre pois este parâmetro não leva em consideração as condições do canal que contribuem para um desacoplamento entre as partes do sistema, as quais podem levar Kronecker a apresentar bons resultados na modelagem do canal, independente dos valores de correlação. Para suprir a deficiência existente na distância máxima, nesta seção será realizada uma análise considerando a PDF da distância de Kronecker para diferentes cenários.

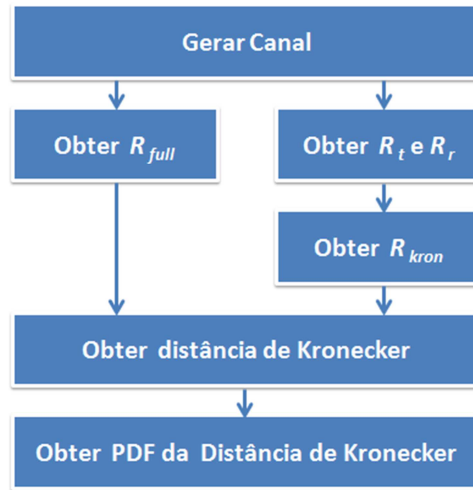


Figura 61 - Fluxograma para obtenção da PDF da distância de Kronecker

Para obter a PDF da distância de Kronecker foram adotados os passos apresentados no fluxograma da Figura 61. Inicialmente é gerado um canal MIMO utilizando uma versão simplificada da equação 15, em que as antenas transmissoras/receptoras são isotrópicas e operam somente em uma polarização. Além disso, é realizado o somatório sobre os  $n$  raios a serem considerados, conforme apresenta a equação 136. Nessa equação,  $p_k$  é o ganho complexo de cada raio (percurso) presente no canal. Para fins de simulação ele é considerado uma variável aleatória gaussiana de média zero e desvio padrão unitário, tal que  $\sum p_k = 1$ .

$$h_{u,s}(t) = \sum_{n=1}^N p_k \sum_{m=1}^M (\exp(jkd_s \sin \theta_{n,m,AoD}) \exp(jkd_u \sin \theta_{n,m,AoA}) \exp(jk\|v\| \cos(\theta_{n,m,AoA} - \theta_v)t)) \quad (136)$$

De posse do canal, é possível obter as matrizes de correlação completa do canal (equação 78), de correlação do transmissor (equação 80) e de correlação do receptor (equação 81). Este procedimento garante que a matriz de correlação de Kronecker esteja associada à matriz de correlação completa  $R_f$ . Com base nessas duas matrizes, é possível obter as amostras necessárias para calcular a PDF da distância de Kronecker. A PDF da distância de Kronecker foi obtida utilizando pelo menos mil amostras, as quais foram obtidas usando 10.000 amostras decorrelacionadas do canal.

Conforme descrito anteriormente, para que o modelo de Kronecker seja valido é necessário que haja separabilidade. A separabilidade pode ser observada pelo nível de correlação existente entre o AoA e o AoD. A fim de verificar essa afirmação foram geradas as PDF da

distância de Kronecker para diferentes valores da correlação entre AoA e AoD,  $\rho_{AoA,AoD}$ . Para isso foi usada a relação apresenta nas equações 137 e 138.

$$\theta_{AoD} = K\theta_{AoA} + (K - 1)U(-\pi, \pi) \quad (137)$$

Em que,  $\theta_{AoA} \sim U(-\pi, \pi)$ , isto é, uma variável aleatória uniforme de  $-\pi$  à  $\pi$  e  $K$  é usado para controlar a correlação entre AoA e AoD, dado por:

$$K = \frac{\rho_{AoA,AoD}^2 - \rho_{AoA,AoD}\sqrt{1 - \rho_{AoA,AoD}^2}}{2\rho_{AoA,AoD}^2 - 1} \quad (138)$$

A Figura 62 apresenta as PDF da distância de Kronecker para diferentes valores de  $\rho_{AoA,AoD}$  em um sistema MIMO 2x2, em que  $r = t = 0.27$ . Tal valor foi escolhido tendo em vista que para baixos valores de correlação a distância máxima de Kronecker é maior (ver Figura 49), permitindo assim uma maior excursão da PDF e, conseqüentemente, uma melhor visualização dos resultados obtidos. Como esperado, à medida que aumenta o valor de  $\rho_{AoA,AoD}$  a PDF sofre um deslocamento no sentido de aumentar a probabilidade de distância maior. Tal resultado está coerente com o modelo de Kronecker tendo em vista que valores maiores de  $\rho_{AoA,AoD}$  geram uma separabilidade mais fraca, ou seja, uma menor adequação do modelo de Kronecker para representar um canal MIMO. Além disso, considerando um cenário no qual haja separabilidade entre a ponta transmissora e a receptora, ou seja,  $\rho_{AoA,AoD} = 0$ , verificamos a existência de erro entre Kronecker e o possível canal real. Esse erro está limitando estatisticamente o valor máximo da distância de Kronecker em 0.5 e o seu valor médio em aproximadamente 0.1.

Tomando o valor máximo da distância de Kronecker para os valores de correlação do transmissor e receptor apresentados, tem-se que o fator de erro  $\alpha$  associado ao valor máximo estatístico no cenário descrito é  $\alpha = \sqrt{d_{kron}/d_{max}} < 0.2$ . Para tal valor de fator de erro, a discrepância entre o resultado obtido por Kronecker com relação a um possível canal real é baixa. Para observar isto, basta comparar os resultados dos canais de Kronecker e possível canal real (ver Figura 57 e Figura 58) para os valores de  $\alpha$  descritos.

A Figura 63 apresenta as PDF da distância de Kronecker com  $\rho_{AoA,AoD} = 1$  em um sistema MIMO 2x2, em que  $t = 0.27$ , e para diversos valores da correlação do receptor. O valor de  $t$  e  $\rho_{AoA,AoD}$  foram escolhidos para permitir uma maior excursão da PDF. Os resultados

seguem os mesmos comportamentos apresentados na Figura 49 e Figura 51. À medida que aumenta o valor de  $r$  a PDF sofre um deslocamento no sentido de diminuir a probabilidade de distâncias maiores, evidenciando que dentro de um mesmo cenário o comportamento da distância máxima se repete.

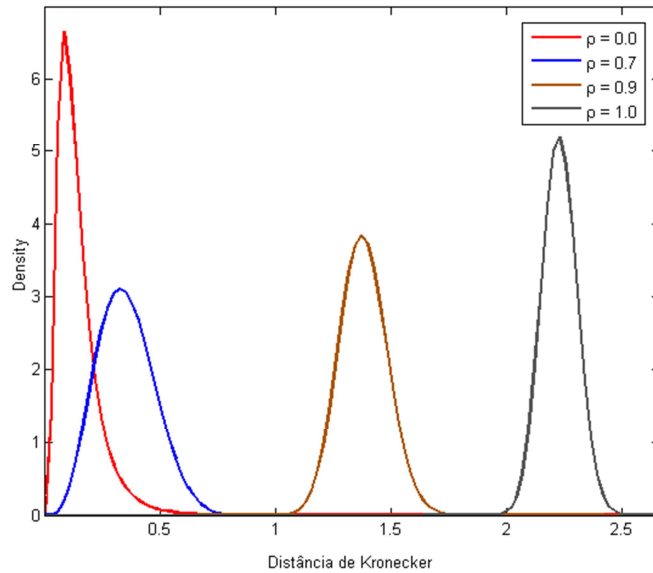


Figura 62 - PDF da distância de Kronecker para diferentes valores de  $\rho_{AoA, AoD}$ .

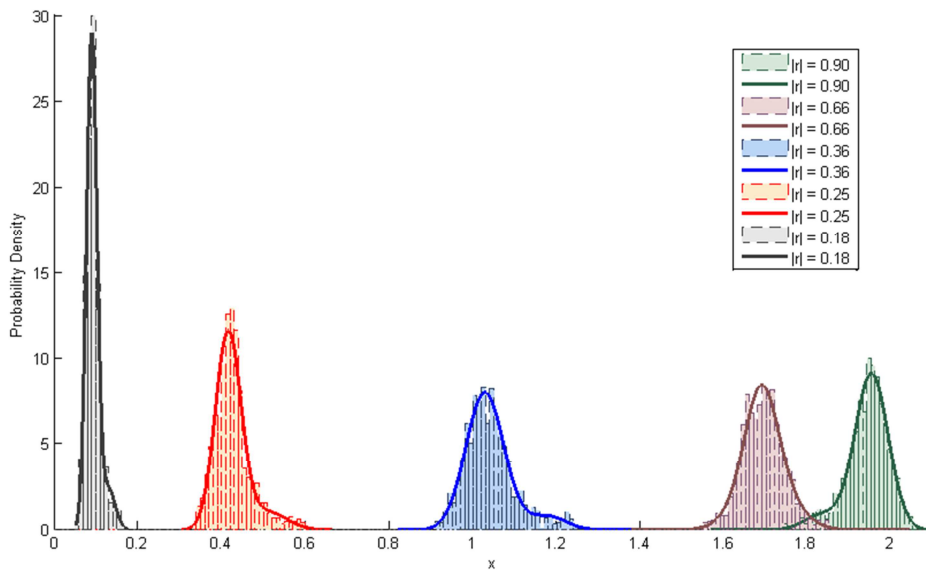


Figura 63 - PDF da distância de Kronecker para diferentes valores da correlação do receptor ( $r$ ) e alto valor de  $\rho_{AoA, AoD}$ .

### 5.9.1 - Distribuição de Weibull

Conforme observamos nos capítulos anteriores, a distribuição de Weibull possui melhor ajuste na caracterização de um canal de comunicação sem fio, em que uma das pontas está

sob a influência do corpo humano. Tendo em vista este resultado, esta seção se propõe a analisar a influência da distribuição de Weibull sobre o desempenho do modelo de Kronecker, utilizando para isso a PDF da distância de Kronecker. Para obter a PDF da distância de Kronecker, foi utilizado o procedimento apresentado na Figura 61. Porém antes de se obter as matrizes de correlação, utiliza-se a equação 25 em cada componente SISO presente na matriz do canal MIMO, para gerar os canais de Weibull com  $\beta$  determinado.

A Figura 64 apresenta as PDF da distância de Kronecker com  $\rho_{AoA,AoD} = 1$ , em um sistema MIMO 2x2 composto de canais com distribuição Weibull, em que  $t = 0.27$  e diversos valores da correlação do receptor, para diferentes valores de  $\beta$ . O valor de  $t$  e  $\rho_{AoA,AoD}$  foram escolhido para permitir uma maior excursão da PDF. Pode-se observar que à medida que intensidade do desvanecimento aumenta, ou seja,  $\beta$  diminui, tem-se um aumento da distância de Kronecker. Tomando como base os valores de  $\beta$  usado para modelar o canal na presença do corpo Humano (ver Tabela 4), tem-se que o desvanecimento de Weibull, apesar de contribuir em alguns fatores, faz com que o modelo de Kronecker possua um ajuste pior.

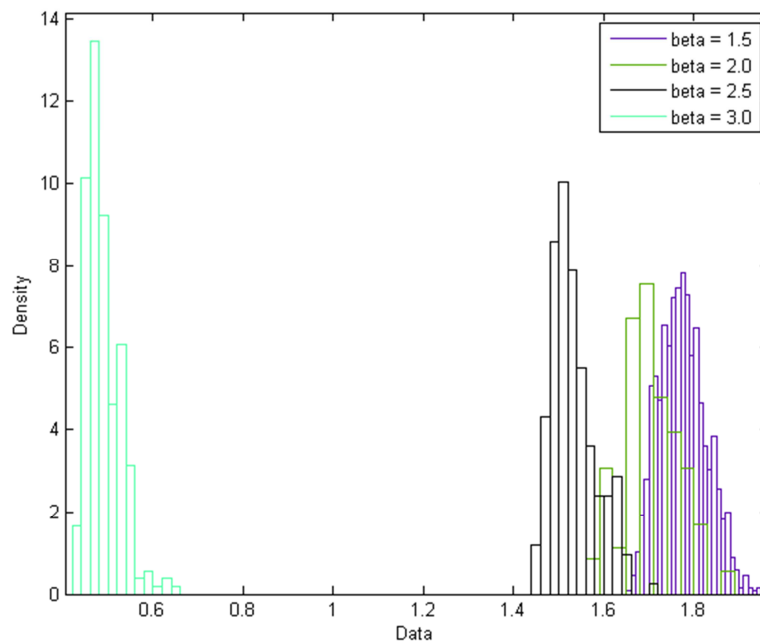


Figura 64 - PDF da distância de Kronecker para um canal Weibull para diferentes valores de  $\beta$  e alta correlação entre AoD e AoA

## CONCLUSÃO

Neste trabalho foi investigada a influência do corpo humano em canais de comunicação utilizando terminais compostos por antena(s) PIFA e dois modelos de SAM.

Para obter o canal influenciado pelo corpo humano, foi utilizado o diagrama de irradiação das pontas do enlace transmissor/receptor, em que em uma das pontas utilizava-se um irradiador denominado super antena, onde antena e corpo humano constituíam uma única unidade irradiante. Diversos diagramas de irradiação simulados no CST MWS para cenários *Talk* e *Data* foram usados para simular um comportamento genérico do canal, considerando uma pessoa durante uma chamada ou navegação internet, respectivamente.

A presença do corpo humano tem um forte impacto sobre a distribuição estatística do canal de comunicação. A Tabela II mostrou que, para os terminais isotrópicos, o canal estudado obteve uma distribuição Nakagami. Esta distribuição não se alterou quando o terminal isolado utilizou uma ou duas antenas PIFA em sua composição. Porém, quando o corpo humano foi posto em campo próximo do terminal, o canal tendeu geralmente a uma distribuição de Weibull ou Gamma. Em geral, quando a distribuição de Weibull obteve melhor ajuste, os valores do parâmetro de forma ( $\beta$ ) encontrados estão entre 1,07 e 1,12, aproximadamente.

No cenário *Data*, os resultados mostraram que o parâmetro *Spacing* teve a principal influência sobre o canal de comunicação devido ao efeito capacitivo entre a palma da mão e dispositivo móvel. A variação deste parâmetro alterava a LCR de forma que quanto mais próximo estivesse o terminal da palma da mão, maior era a LCR.

No cenário *Talk*, o parâmetro  $\bar{t}$  (tempo de duração média da posição) não teve um impacto significativo sobre o canal móvel, porque a velocidade do movimento local foi pequeno em comparação à mobilidade do canal. A variação dos parâmetros *Tilt* e *Rotation* resultou em diferentes distâncias médias entre a cabeça e o terminal. Assim, como no cenário *Data*,



maiores distâncias médias conduziram a um melhor desempenho do LCR. Para o parâmetro *Orientation*, o melhor resultado foi encontrado quando o terminal esteve na mesma direção que o pescoço do usuário e tornou-se pior a medida que o terminal girou em direção à boca do usuário. Além disso, com base nos valores de  $\beta$  obtidos, constatou-se um melhor desempenho de capacidade MIMO nos cenários em que o terminal PIFA bi-antena foi utilizado como unidade móvel, como podemos observar nas Figura 45 à Figura 47.

Neste trabalho, também foi investigada a influência do erro introduzido na modelagem de um canal correlativo ao se utilizar o modelo de Kronecker. Foi apresentada a formulação matemática necessária para se obter a matriz de correlação completa do canal tão distante quanto possível do canal de Kronecker. A formulação obtida foi utilizada para validar a robustez de diversos sistemas MIMO 2x2. Quando foi utilizada somente a codificação em blocos, o sistema baseado em Kronecker não se mostrou robusto. Foram testados dois algoritmos concebidos com base no modelo de Kronecker. O primeiro algoritmo referente a alocação ótima de potência do lado do transmissor, e o segundo referente ao projeto de um sinal piloto ótimo para melhorar o desempenho da estimação do canal. Nestes exemplos, em particular, os resultados numéricos indicaram bom desempenho, mesmo quando a matriz de Kronecker esteve o mais distante possível da matriz de correlação completa do possível canal real.

Para complementar os estudos sobre a robustez dos algoritmos desenvolvidos a partir de Kronecker, foi analisada a PDF da distância de Kronecker para três cenários distintos. No primeiro cenário, o canal MIMO foi composto por canais SISO de Rayleigh escolhidos de forma a fazer com que o modelo de Kronecker possuísse o pior desempenho possível. Verificou-se que valores maiores da correlação espacial nas pontas conduziram a menores distâncias de Kronecker. Apesar das altas correlações diminuírem a distância de Kronecker o desempenho do canal de Kronecker ainda apresentou significativa discrepância com relação ao possível canal real.

No segundo cenário o canal MIMO é composto por canais SISO de Rayleigh escolhidos de forma a fazer com que modelo de Kronecker possuísse o melhor ajuste possível. Foram encontrados resultados semelhantes ao do primeiro cenário, porém os valores da distância de Kronecker foram suficientemente baixos a ponto do modelo apresentar bons resultados.

No terceiro cenário, o canal MIMO foi composto por canais SISO de Weibull. Esse cenário foi utilizado para analisar a influência do corpo humano sobre o ajuste do modelo de Kronecker. Com base nos valores de  $\beta$  obtidos, verificou-se que, na presença do corpo humano o modelo de Kronecker possui pior ajuste com relação ao terminal isolado.

Conforme visto na primeira parte do trabalho, a influência do corpo humano sobre o comportamento resultante do canal aumentou conforme diminuiu-se o espaço médio entre o terminal e o corpo humano. Apesar da diminuição do ganho efetivo médio das antenas com a proximidade do corpo sobre o terminal, melhores desempenhos de capacidade podem ser alcançados levando em consideração os canais SISO normalizados que, de forma geral, se tornam mais descorrelacionados. No entanto, este descorrelacionamento não foi ao encontro de proporcionar menores erros aos canais de Kronecker. Ao contrário disso, em cenários em que o terminal multi-antena esteve sob a influência de perturbadores próximos, apenas aumentou a distância entre um possível canal real e o canal de Kronecker. A decisão de se utilizar ou não canais de Kronecker para alívio de custos computacionais em simuladores de desempenho pode se basear nas características de cada cenário em função dos índices de correlação e da distância de Kronecker correspondente.

## BIBLIOGRAFIA

- [1] LAU, B.K.; YING, Z., *Antenna design challenges and solutions for compact MIMO terminals*, Antenna Technology (iWAT), 2011 International Workshop on , vol., no., pp.70-73, 7-9 March 2011
- [2] PELOSI, M.; PEDERSEN, G. F.; KNUDSEN, M. B.; *A novel paradigm for high isolation in multiple antenna systems with user's influence*, Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on , vol., no., pp.1-5, 12-16 April 2010
- [3] HARRYSSON, F.; MEDBO, J.; MOLISCH, A.; JOHANSSON, A.; TUFVESSON, F.; , *Efficient experimental evaluation of a MIMO handset with user influence*, Wireless Communications, IEEE Transactions on , vol.9, no.2, pp.853-863, February 2010.
- [4] HOLOPAINEN, J.; VALKONEN, R.; KIVEKAS, O.; ILVONEN, J.; MARTINEZ, L.; VAINIKAINEN, P.; KELLY, J.R.; HALL, P.S.; , *Equivalent circuit modelbased approach on the user body effect of a mobile terminal antenna*, Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2010 Loughborough , vol., no., pp.217-220, 8-9 Nov. 2010
- [5] PELOSI, M.; FRANEK, O.; KNUDSEN, M.B.; PEDERSEN, G.F.; ANDERSEN, J.B.; *Antenna Proximity Effects for Talk and Data Modes in Mobile Phones*; Antennas and Propagation Magazine, IEEE , vol.52, no.3, pp.15-27, June 2010.
- [6] CHUAH, C.N.; TSE, D.; KAHN, J.; VALENZUELA, R.; *Capacity scaling in MIMO wireless systems under correlated fading*, IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 48, no. 3, pp. 637 –650, Mar. 2002.
- [7] A. Sayeed, "Deconstructing multiantenna fading channels," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 50, no. 10, pp. 2563 – 2579, Oct. 2002.
- [8] WEICHSELBERGER W.; HERDIN, M.; ÔZCELIK, H.; BONEK, E.; A stochastic MIMO channel model with joint correlation of both link ends; IEEE Tran. Wireless Communication, vol. 5, no. 1. Jan 2006
- [9] M. Jensen and J. Wallace, "A review of antennas and propagation for MIMO wireless communications," IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 52, no. 11, pp. 2810 – 2824, Nov. 2004.
- [10] M. "Ozcelik, N. Czink, and E. Bonek, "What makes a good MIMO channel model?" IEEE 61st Vehicular Technology Conference, vol. 1, pp. 156 – 160, May 2005.
- [11] D.-S. Shiu, G. Foschini, M. Gans, and J. Kahn, "Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems," IEEE Trans. Commun., vol. 48, no. 3, pp. 502 –513, Mar. 2000.

- [12] J. Kermaol, L. Schumacher, K. Pedersen, P. Mogensen, and F. Frederiksen, “A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation,” *IEEE JSAC*, vol. 20, no. 6, pp. 1211 – 1226, Aug. 2002.
- [13] V. Raghavan, J. Kotecha, and A. Sayeed, “Why does the kronecker model result in misleading capacity estimates?” This paper appears in: *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 56, pp. 4843 – 4864, Oct. 2010.
- [14] H. Özcelik, M. Herdin, W. Weichselberger, J. Wallace, and E. Bonek, “Deficiencies of ‘kronecker’ MIMO radio channel model,” *Electronics Letters*, vol. 39, no. 16, pp. 1209 – 1210, Aug. 2003.
- [15] C. Oestges, B. Clerckx, D. Vanhoenacker-Janvier, and A. Paulraj, “Impact of fading correlations on MIMO communication systems in geometry-based statistical channel models,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 4, no. 3, pp. 1112 – 1120, May 2005.
- [16] BJÖRNSSON, E.; OTTERSTEN, B.; *A framework for training-based estimation in arbitrarily correlated rician MIMO channels with rician disturbance*, *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 58, no. 3, pp. 1807 –1820, Mar. 2010.
- [17] VU, M.; PAULRAJ, A.; *Optimal linear precoders for MIMO wireless correlated channels with nonzero mean in space-time coded systems*, *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 54, no. 6, pp. 2318 – 2332, Jun. 2006.
- [18] VISOTSKY, E.; MADHOW, U.; *Space-time transmit precoding with imperfect feedback*, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 47, no. 6, pp. 2632 –2639, Sep. 2001.
- [19] MATTHEW; SADIKU; *Elementos do Eletromagnetismo*, Ed. Bookman, 3ª. Edição
- [20] SCUDELER, F.C.S.R, *Interação das Ondas Eletromagnéticas com o Material Biológico*, Dissertação de Mestrado, INATEL, Novembro, 2005.
- [21] DURNEY, C.H. *Electromagnetic Dosimetry for models of humans and animals: a review of theoretical and numerical technical*. Proc IEEE, v. 68, 1980
- [22] SOBOTTA, J. *Atlas de Anatomia Humana*. 21ed. Rio de Janeiro: Guanabara Koogan, 2000.
- [23] TORTORA, G. J.; GRABOWSKI, S. R.; *Princípios de Anatomia e Fisiologia*. 9ed. Rio de Janeiro. Guanabara Koogan. 2002
- [24] SIBILLE, A.; OESTGES C.; ZANELLA A.; *MIMO From Theory to implementation*; 1ed; Academic Press; 2011
- [25] SAUNDERS S.R.; ZAVALA A.A.; *Antennas and Propagation for Wireless Communication System*; 2 ed; Wiley; 2007.
- [26] MOUHAMADOU, M.; Koubeissi, M.; Tounou, C.; Decroze, C.; Carsenat, D.; Reynaud, S.; Monediere, T.; *Antennas and Propagation*; EuCAP 2009; pp.

1603–1607; Março, 2009

- [27] GONZALO BULNES, MARCOS SANTOS E A. JUDSON BRAGA, "Caracterizao de Terminais Mveis Multi-Antena", SBRT 2011
- [28] HARRYSSON, F.; MEDBO, J.; MOLISCH, A.; JOHANSSON, A.; TUFVESSON, F.; , *Efficient experimental evaluation of a MIMO handset with user influence*, Wireless Communications, IEEE Transactions on , vol.9, no.2, pp.853-863, February 2010.
- [29] RAPPAPORT, T; *Wireless Communication: Princples and Praticce*; 2nd; Prentice Hall; Upper Saddle River; NJ; USA; 2001.
- [30] 3GPP TR 25.996 v9.0.0 (2009-12) 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations (Release 9)
- [31] BALANIS, C.A.; *Antenna Theory – Analysis Design*; 2 ed; John Wiley; 1997.
- [32] STUTZMAN, W.L.; THIELE, G.A.; *Antenna Theory and Design*; John Wiley; 2ed.
- [33] ADAWI N.S.; *Coverage prediction for mobile radio systems operating in the 800/900 MHz frequency range*; IEEE Trans. Veh. Technol.; 37:3–72; Fevereiro, 1988.
- [34] HASHEMI H.; *The indoor radio propagation channel*; Proc. IEEE, 81:943–968, Jul. 1993.
- [35] SHEPHERD, N.H.; *Radio wave loss deviation and shadow loss at 900 MHz*; IEEE Trans. Veh. Technol., 26:309–313, Nov. 1977.
- [36] TZEREMES G.; CHRISTODOULOU C.G.; *Use of Weibull distribution for describing outdoor multipath fading*. In Proc. IEEE Antennas and Propagation Soc. Int. Symp., volume 1, pages 232–235, Jun. 2002.
- [37] HOWARD S.J.; PAHLAVAN K.; *Fading results from narrowband measurements of the indoor radio channel*. In IEEE Int. Symp. Personal, Indoor, and Mobile Radio Commun. PIRMC, pages 92–97, London, Sep. 1991.
- [38] BABICH F.; LOMBARDI, G.; *Statistics analysis and characterization of the indoor propagation channel*. IEEE Trans. Commun., 48(3):455–464, Mar. 2000.
- [39] PARSONS J.D.; *The Mobile Radio Channel*, volume 1, 2ed, Wiley, Chichester, U.K., 2000.
- [40] NAKAGAMI M.; *The m-Distribution - A General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading*. Statistical Methods in Radio Wave Propagation. W. C. Hoffman, Ed. Elmsford, NY: Pergamon, 1960.

- [41] AKAIKE H, *Information theory as an extension of the maximum likelihood principle*. In: Proc. 2nd. int. inf. Theory syst., pp 267-281. 1973
- [42] BURNHAM, K.P.; ANDERSON, D.R.; *Model Selection and Multimodel Inference: A Practical Information Theoretic Approach*; Springer-Verlag, New York; 2002.
- [43] YACOUB, M.D.; *The  $\alpha$ - $\mu$  distribution: a physical fading model for the generalized Gamma distribution*. IEEE Trans. Veh. Technol., 2006.
- [44] TELETAR, E.; *Capacity of multi-antenna Gaussian channels*. Tech. Rep. AT&T. Bell Labs, 1995.
- [45] COVER, T.; THOMAS, T.; *Elements of Information Theory*, Wiley, New York, 1991.
- [46] TSE, D.; VISWANATH, P. *Fundamentals of Wireless Communication* Cambridge University Press, 2005.
- [47] McKAY, M.R.; COLLINGS, I.B.; TULINO, A.M.; *Achievable sum rate of MIMO MMSE receivers: a general analytic framework*; *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 56, no. 1, pp 396–410, Jan. 2010.
- [48] COSTA. N; HAYKIN S.; *Multiple-Input Multiple-Output Channel Models: Theory and Practice*, 1 ed, Wiley, 2010
- [49] SHARIATI N.; BENGTTSSON, M.; *On The Performance of Kronecker MIMO Channel Models: A Semi-definite Relaxation Approach*. 2011
- [50] OSTEGES, C; CLERCKX, B.; *MIMO Wireless Communication From Real-World Propagation To Space-Time Code Design*, 2011