



Universidade do Estado do Rio de Janeiro
Centro de Tecnologia e Ciências
Faculdade de Engenharia

Jonas Nunes da Costa Silva

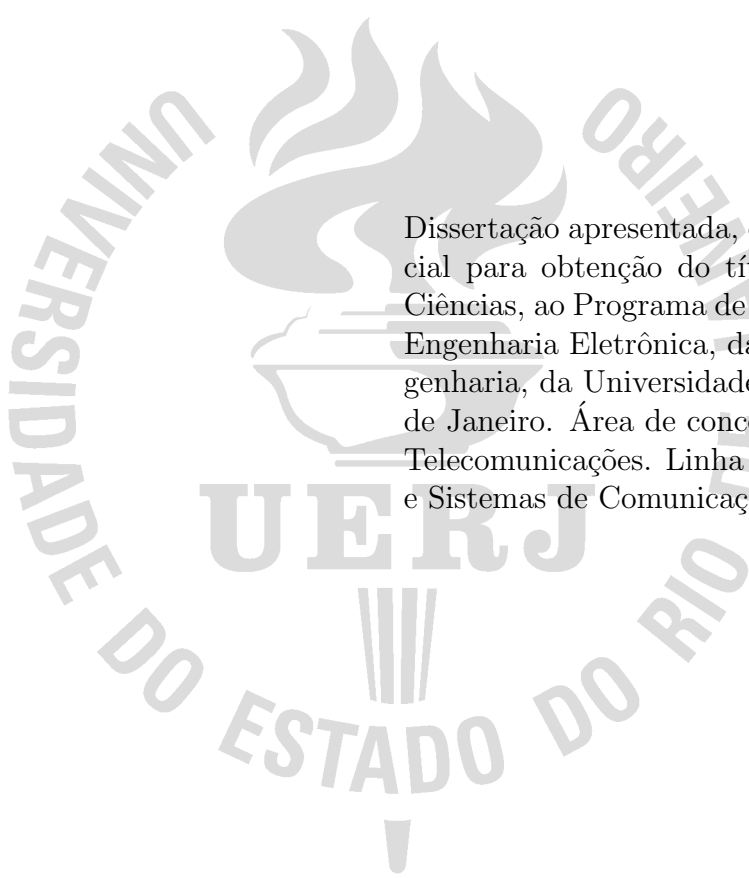
**Sobre o Projeto de *Codebooks* para *Beamforming* por
Terminais Móveis em Sistemas MIMO**

Rio de Janeiro

2021

Jonas Nunes da Costa Silva

Sobre o Projeto de *Codebooks* para *Beamforming* por Terminais Móveis em
Sistemas MIMO



Dissertação apresentada, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Ciências, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Eletrônica, da Faculdade de Engenharia, da Universidade do Estado do Rio de Janeiro. Área de concentração: Redes de Telecomunicações. Linha de pesquisa: Sinais e Sistemas de Comunicações.

Orientador: Prof. Lisandro Lovisolo, D.Sc.

Orientador: Prof. Michel Pompeu Tcheou, D.Sc.

Rio de Janeiro

2021

CATALOGAÇÃO NA FONTE
UERJ / REDE SIRIUS / BIBLIOTECA CTC/B

S586 Silva, Jonas Nunes da Costa.
Sobre o projeto de codebooks para beamforming por terminais móveis em sistemas MIMO / Jonas Nunes da Costa Silva. – 2021.
88f.

Orientadores: Lisandro Lovisolo, Michel Pompeu Tcheou.
Dissertação (Mestrado) – Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Faculdade de Engenharia.

1. Engenharia eletrônica - Teses. 2. Sistemas de comunicação sem fio - Teses. 3. Algoritmos - Teses. 4. Processamento de sinais - Teses. I. Lovisolo, Lisandro. II. Tcheou, Michel Pompeu. III. Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Faculdade de Engenharia. IV. Título.

CDU 621.391.6

Bibliotecária: Júlia Vieira – CRB7/6022

Autorizo, apenas para fins acadêmicos e científicos, a reprodução total ou parcial desta tese, desde que citada a fonte.

Assinatura

Data

Jonas Nunes da Costa Silva

Sobre o Projeto de *Codebooks* para *Beamforming* por Terminais Móveis em
Sistemas MIMO

Dissertação apresentada, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Ciências, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Eletrônica, da Faculdade de Engenharia, da Universidade do Estado do Rio de Janeiro. Área de concentração: Redes de Telecomunicações. Linha de pesquisa: Sinais e Sistemas de Comunicações.

Aprovada em 13 de Outubro de 2021.

Banca Examinadora:

Prof. Lisandro Lovisolo, D.Sc. (Orientador)
Faculdade de Engenharia – UERJ

Prof. Michel Pompeu Tcheou, D.Sc. (Orientador)
Faculdade de Engenharia – UERJ

Prof. José Antonio Apolinário Jr., D.Sc.
Instituto Militar de Engenharia

Prof. Maurício Henrique Costa Dias, D.Sc.
CEFET-RJ

Rio de Janeiro

2021

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer aos meus familiares, principalmente à minha mãe Josenylda e ao meu pai José Bonifácio por todo apoio durante todo esse processo árduo e longo de UERJ que passou pela graduação e agora na fase de mestrado. Agradecer também pelo encorajamento para que eu buscasse todos os dias meu desenvolvimento profissional, pessoal e incentivo de incrementar cada vez mais minha formação acadêmica. A todos os colegas que fizeram parte desta jornada, que dividimos noites sem dormir e horas de estudo. Aos professores que me lecionaram e puderam acrescentar e ajudar na formação da minha carreira e da minha vida e principalmente aos meus orientadores Michel Tcheou e Lisandro Lovisolo.

RESUMO

SILVA, Jonas Nunes da Costa. *Sobre o Projeto de Codebooks para Beamforming por Terminais Móveis em Sistemas MIMO*. 2021. 88 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica,) – Faculdade de Engenharia, Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2021.

Este trabalho investiga o projeto de *codebooks* para conformação de feixes em ondas milimétricas em terminais móveis. Para concentrar a potência na direção desejada, aplica-se um vetor de deslocamentos de fase a um arranjo de antena. De forma a realizar a conformação com baixa complexidade, em um terminal móvel, define-se um *codebook*, do qual escolhe-se o *codeword* que define os deslocamentos para conformar o feixe. Neste trabalho, visando reduzir a quantidade de elementos de um *codebook*, utiliza-se um algoritmo voraz, um algoritmo conhecido como K-means, e um algoritmo híbrido dos dois. Os resultados obtidos mostram que a utilização do K-means junto ao algoritmo voraz permite obter um *codebook* com desempenho superior ao indicado em IEEE 802.15.3c em termos da área de cobertura obtida, porém contendo menos elementos.

Palavras-chave: Canais sem fio. MIMO. Beamforming. Projeto de *codebook*.

ABSTRACT

SILVA, Jonas Nunes da Costa. *Sobre o Projeto de Codebooks para Beamforming por Terminais Móveis em Sistemas MIMO*. 2021. 88 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica) – Faculdade de Engenharia, Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2021.

This dissertation aims to investigate the design of millimeter wave beamforming codebooks for mobile communication. To concentrate power in the desired direction, a phase shift vector is applied to an antenna array. In order to perform the beamforming with low complexity in a mobile terminal, we design a codebook containing codewords that define the phase shift to steer the beam in a desired direction. In this work, the number of elements of a codebook is reduced, using a greedy algorithm, K-means algorithm and a hybrid algorithm mixing both. The results obtained in this work shows that the use of a hybrid algorithm mixing K-means with greedy algorithm yields a codebook with superior performance than the one indicated in IEEE 802.15.3c in terms of the spherical coverage, but containing fewer elements.

Keywords: Wireless channels. Beamforming. MIMO. Codebook design.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Setorização de uma BS para cobertura eficiente.	18
Figura 2 - Esquemas de duplexação.	19
Figura 3 - Ilustração de vários sistemas de antenas.	20
Figura 4 - Diagramação da diversidade espacial e da multiplexiçãõ espacial.	23
Figura 5 - Comparativo de capacidade de diversos sistemas de antenas.	24
Figura 6 - Sistema MIMO ponto a ponto: SU-MIMO.	26
Figura 7 - Eficiência espectral em um sistema SU MIMO em um terminal na borda de célula com $N = 4$ antenas.	27
Figura 8 - MIMO para múltiplos usuários: MU-MIMO.	29
Figura 9 - Sistema <i>massive</i> MIMO.	30
Figura 10 - Comparação entre antenas omnidirecionais, empregando comutação de feixes comutada e formatação de feixe adaptativa.	33
Figura 11 - ULA com N antenas espaçadas igualmente por d . Note que conside- ramos o caso de campo distante e conseqüentemente de onda incidente plana.	34
Figura 12 - Sistema de <i>beamforming</i> adaptativo.	35
Figura 13 - Diagrama de bloco de um sistema de <i>beamforming</i> comutativo.	36
Figura 14 - Diagrama esquemático de uma matriz Butler 4×4	37
Figura 15 - Feixes gerados pela matriz Butler mostrada na Figura 14	38
Figura 16 - Exemplo de uma matriz Blass para uso em <i>beamforming</i>	39
Figura 17 - Esquemático de uma Matriz Blass ideal.	40
Figura 18 - Sistema de coordenadas utilizado para análise do campo elétrico.	43
Figura 19 - Diagramas de Radiação variando K (tamanho do <i>codebook</i>) e mantendo L (elementos de antena).	45
Figura 20 - Função utilidade considerando a média, percentil 50 e percentil 20 para $L=4$ e diferentes valores de K utilizando o algoritmo voraz.	52
Figura 21 - Diagramas de Radiação de cada <i>codeword</i> utilizando algoritmo voraz variando K	53
Figura 22 - Diagramas de Radiação Compostos utilizando algoritmo voraz variando K	54
Figura 23 - Função utilidade considerando a média, percentil 50 e percentil 20 para $L=4$ e diferentes valores de K utilizando o algoritmo voraz modificado.	56
Figura 24 - Diagramas de Radiação de cada <i>codeword</i> utilizando algoritmo voraz modificado variando K	57
Figura 25 - Diagramas de Radiação Compostos utilizando algoritmo voraz modifi- cado variando K	58

Figura 26 - Função utilidade considerando a média, percentil 50 e percentil 20 para $L=4$ e diferentes valores de K utilizando o algoritmo k-means.	60
Figura 27 - Aleatoriedade do processo de agrupamento do algoritmo K-means. . . .	61
Figura 28 - Diagramas de Radiação de cada <i>codeword</i> utilizando algoritmo K-means variando K	62
Figura 29 - Diagramas de Radiação Compostos utilizando algoritmo K-means variando K	63
Figura 30 - Função utilidade considerando a média, percentil 50 e percentil 20 para $L=4$ e diferentes valores de K utilizando o algoritmo k-means com máximo de iterações.	64
Figura 31 - Diagramas de Radiação de cada <i>codeword</i> utilizando algoritmo K-means Máximo de 100 iterações variando K	65
Figura 32 - Diagramas de Radiação Compostos utilizando algoritmo K-means Máximo de 100 iterações variando K	66
Figura 33 - Função utilidade considerando a média, percentil 50 e percentil 20 para $L = 4$ e diferentes valores de K utilizando o algoritmo K-means com algoritmo voraz.	68
Figura 34 - Aleatoriedade do processo de agrupamento do algoritmo K-means com algoritmo voraz.	69
Figura 35 - Diagramas de Radiação Compostos utilizando algoritmo K-means com algoritmo voraz variando K	70
Figura 36 - codebook gerado via seleção por algoritmo K-means com algoritmo voraz.	71
Figura 37 - Impacto do parâmetro q no diagrama de irradiação num elemento de antena.	73
Figura 38 - Perdas Máxima (<i>max loss</i>) entre feixes adjacentes variando o tamanho de <i>codebook</i> para um arranjo com 4 antenas.	74
Figura 39 - Função utilidade considerando a média e variando o tamanho do <i>codebook</i> para um arranjo com 4 antenas.	74
Figura 40 - Função utilidade considerando o percentil 50 e variando o tamanho do <i>codebook</i> para um arranjo com 4 antenas.	75
Figura 41 - Função utilidade considerando o percentil 20 e variando o tamanho do <i>codebook</i> para um arranjo com 4 antenas.	75
Figura 42 - Tempo de execução de cada um dos algoritmos para diferentes tamanhos de <i>codebook</i> para um arranjo com 4 antenas.	76
Figura 43 - Composição das envoltórias do <i>codebook</i> de referência e do <i>codebook</i> K-means com algoritmo voraz.	77
Figura 44 - Envoltórias do <i>codebook</i> de referência e do <i>codebook</i> K-means com algoritmo voraz.	78
Figura 45 - CDF do <i>codebook</i> referência e do <i>codebook</i> K-means com algoritmo voraz.	78

Figura 46 - Sinal piloto em múltiplas antenas receptoras. 82

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Deslocamentos de fase $\phi(k)$ nas portas de saída	38
Tabela 2 - Tabela comparativa entre o <i>codebook</i> referência e o <i>codebook</i> K-means com algoritmo voraz para $K = 16$ e $L = 4$	77

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i>
AF	<i>Array Factor</i>
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
AOA	<i>Angle of Arrival</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	<i>Bit-Error Rate</i>
BER	<i>Bit-Error Rate</i>
BS	<i>Base Station</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
CSI	<i>Channel State Information</i>
DL	<i>Downlink</i>
DOA	<i>Direction of Arrival</i>
FDD	<i>Frequency Division Duplex</i>
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
GRP	<i>Gaussian Randomization Procedure</i>
IEEE	Instituto dos Engenheiros Elétricos e Eletrônicos
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
LOS	<i>Line-of-Sight</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
MISO	<i>Multiple Input Single Output</i>
MU-MIMO	<i>Multi-User MIMO</i>
NLOS	<i>Non-Line-of-Sight</i>
QoS	<i>Quality of Service</i>
RF	Radio Frequência
SDR	<i>Semi-definite Relaxation</i>
SIMO	<i>Single Input Multiple Output</i>
SNR	<i>Signal-Noise Ratio</i>
SU-MIMO	<i>Single-User MIMO</i>
TDD	<i>Time Division Duplex</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
UE	<i>User Equipment</i>
UL	<i>Uplink</i>
ULA	<i>Uniform Linear Array</i>

SUMÁRIO

	INTRODUÇÃO	12
1	ASPECTOS DE REDES MÓVEIS	17
1.1	Introdução a Redes Móveis	17
1.2	Diversidade e Multiplexação Espacial	18
1.2.1	Sistemas SISO, SIMO e MISO	21
1.2.2	Sistemas MIMO	22
1.2.2.1	Single-User MIMO (SU-MIMO)	25
1.2.2.2	Multi-User MIMO	28
1.2.2.3	Massive MIMO	28
1.3	Beamforming	31
1.3.1	Beamforming Adaptativo	32
1.3.2	<i>Beamforming</i> Comutativo	35
1.3.2.1	Matriz Butler	36
1.3.2.2	Matriz Blass	39
2	PROJETO DE CODEBOOKS	42
2.1	Conformação de Feixes	43
2.1.1	Projeto de Feixes Simples	46
2.1.2	Projeto de Feixe Uni-Modular de Fase Contínua	47
2.2	Diagrama de Ganho de Feixe Composto	48
2.2.1	Limite Superior do Ganho Composto	48
2.2.2	Visualização do Diagrama de Radiação do Fator de Conjunto	49
3	MÉTODOS DE SELEÇÃO DE CODEBOOKS	51
3.1	Algoritmo Voraz	51
3.2	Algoritmo Voraz Modificado	55
3.3	Algoritmo K-Means	59
3.4	Algoritmo K-Means com Máximo de Iterações	64
3.5	Algoritmo K-Means com Algoritmo Voraz	67
4	RESULTADOS	72
4.1	<i>Codebook</i> referência IEEE 802.15.3c	72
4.2	Modelo de Antena Utilizado	72
4.3	Análise Comparativa entre <i>Codebooks</i> Projetados	73
5	CONCLUSÃO	80
	APÊNDICE A – Definições Complementares	81
A.1	CSI (Channel State Information)	81
A.2	Arranjo de Antena em Fase (<i>Phased Array Antenna</i>)	81
	REFERÊNCIAS	83

INTRODUÇÃO

Motivação

Em sistemas de comunicação sem fio convencionais, utiliza-se uma única antena na transmissão e outra na recepção. Tais sistemas são chamados de sistemas SISO - *Single Input Single Output*, em português, Entrada Única e Saída Única. Independentemente dos tipos de modulação e codificação utilizados, o canal de rádio tem capacidade limitada (taxa de dados), como ensina o Teorema da Capacidade do Canal de Shannon [1]. A demanda por maiores taxas de dados, principalmente no *downlink*, tem aumentado. Para atendê-la, à primeira vista, podemos ou aumentar a densidade de estações base (BS), ou aumentar a banda utilizada pelo sistema, ou otimizar a eficiência espectral. De 2000 a 2010, testemunhamos um aumento de 1.000 vezes na capacidade dos sistemas de comunicação sem fio, com os principais impulsionadores sendo a melhoria da eficiência do espectro da interface aérea e a aquisição de novo espectro [2]. O espectro de frequências é finito e muitas vezes não há espectro livre para expansão dos serviços. Complementarmente, a aquisição de mais espectro é, em geral, dispendiosa, sendo, em muitos países, uma concessão obtida por leilão público. Esse aumento de capacidade promoveu o rápido crescimento da Internet móvel, acompanhado por vários novos aplicativos e serviços. Olhando para os próximos dez anos de evolução das comunicações sem fio, espera-se que o crescimento contínuo dos aplicativos e serviços de Internet móvel desencadeie outro aumento de tráfego móvel de 1.000 vezes, que deve ser atendido aumentando-se em 1.000 vezes a capacidade dos sistemas de comunicação sem fio [2].

Devido às limitações citadas no parágrafo anterior, novas técnicas foram surgindo para aumentar a quantidade de usuários simultaneamente atendidos e as taxas de transmissão, isto é, aumentar a eficiência e a capacidade (bits/s/Hz/m²) do sistema de comunicações sem fio. Uma das técnicas para sobrepor as limitações de recursos espectrais e alcançar maiores taxas e aumentar a capacidade é a utilização de enlaces MIMO - *Multiple Input Multiple Output*. Esses enlaces empregam antenas compostas por múltiplos elementos de antenas na transmissão e na recepção, empregando o domínio espacial, promovendo multiplexação espacial e/ou diversidade espacial [1, 3].

Sistemas MIMO utilizam conjuntos com múltiplos elementos de antena para atingir maiores taxas de dados e melhor eficiência espectral. O paradigma MIMO pode ser aplicado tanto no transmissor quanto no receptor, podendo utilizar diferentes antenas para transmissão de diferentes informações simultaneamente, ou de uma mesma informação, conferindo maior confiabilidade ao sistema. É importante ressaltar que não é necessário que haja um mesmo número de antenas no receptor e no transmissor, em redes móveis, por exemplo. É comum haver mais antenas nas estações base do que nos aparelhos receptores,

uma vez que os aparelhos receptores são dispositivos que necessitam ser portáteis e ter maior eficiência energética. Também há a possibilidade de haver mais antenas nos aparelhos receptores, as quais são combinadas para minimizar as taxas de erro e incrementar a confiabilidade da mensagem.

Junto ao MIMO, pode empregar-se a técnica chamada de *Beamforming*, também conhecida como técnica de Conformação de Feixe [4]. Ela permite concentrar a energia da onda irradiada numa direção de propagação de interesse. Isso é feito controlando-se a fase e/ou a amplitude relativa dos elementos do conjunto de antenas de transmissão, criando assim interferências construtivas e destrutivas entre as ondas irradiadas pelos elementos e formando um padrão de radiação resultante conformado.

Para compensar a pequena cobertura angular de uma antena em ondas milimétricas, a conformação de feixe (*beamforming*) é utilizada visando concentrar a energia de transmissão em direções específicas [5]. Para isso, aplica-se um conjunto de valores de deslocamento de fase analógica, com ou sem variação de magnitude, aos elementos do arranjo de antena, conferindo distintos ganhos a cada onda irradiada, a fim de reformular um feixe de radiação. Para isso, o mesmo sinal é irradiado a partir de diferentes elementos de antena com diferentes fases (e, talvez, amplitudes) para dirigir o feixe em uma direção específica [5]. Quando se escolhe o vetor de pesos complexos que produzem os deslocamentos de fase a partir de um conjunto pré-definido de possíveis vetores, atribui-se a insígnia de *codeword* [6]; o conjunto de *codewords* é designado *codebook* [7].

Um arranjo de antenas (do inglês, *antenna array*) é um agrupamento controlado de antenas usado com o objetivo de atingir um ganho ou um diagrama de radiação diferente daqueles das antenas do conjunto individualmente. Isto é, obtém-se uma nova antena gerada pela combinação dos padrões de irradiação codificados dos elementos do conjunto de antenas [8].

Um sistema MIMO emprega múltiplos canais de recepção e de transmissão. Assim, tanto a estação rádio base (BS, do inglês, *base stations*) quanto o dispositivo móvel (UE, do inglês, *user equipment*) devem conter múltiplas antenas. Nas futuras redes 5G, a utilização de ondas milimétricas é essencial, implicando em antenas de dimensões menores, possibilitando arranjos de antenas com maiores números de elementos e menores dimensões físicas.

A conformação de feixe é importante em sistemas MIMO para concentração de energia em determinada direção. Essa concentração de potência proporciona uma melhor eficiência, pois a potência é direcionada para o alvo desejado em vez de dispersarmos essa potência em uma área maior.

Objetivos

Este trabalho tem por objetivo o estudo do projeto de *codebooks* para conformação de feixe em sistemas MIMO em ondas milimétricas. Em um sistema *massive* MIMO, podemos encontrar 16 antenas ou mais, e tem sido uma das bases para o desenvolvimento das redes de próxima geração 5G [9]. O *massive* MIMO é apontado como uma das técnicas chave para o incremento de desempenho necessário para maximizar o desempenho e a experiência de uso de redes 5G [9]. Junto ao *massive* MIMO, as futuras redes 5G irão compreender a técnica de *beamforming*. A conformação de feixe, em inglês *beamforming*, utiliza várias antenas para controlar a direção de uma frente de onda, ponderando a fase e/ou a magnitude dos sinais de antenas individuais em um arranjo de antenas [9].

O *beamforming* é dividido em analógico e digital. O *beamforming* analógico utiliza deslocadores de fase para enviar o mesmo sinal por todas as antenas do arranjo, mas com fases diferentes. O *beamforming* digital projeta sinais diferentes para cada elemento do arranjo de antenas na banda base digital [10, 11]. Neste trabalho, iremos abordar apenas a técnica de *beamforming* analógico a partir de terminais móveis.

O *beamforming* em terminais móveis, mais precisamente na direção de *uplink*, que é o abordado neste trabalho, obtém um ganho significativo em desempenho não apenas pela maior diretividade na região de interesse, mas também devido aos nulos gerados no *beamforming*, suprimindo sinais de interferência em terminais adjacentes.

Para as futuras redes sem fio, é de suma importância o aumento da eficiência energética [12, 13]. Quando uma boa alocação de energia está presente em um sistema *massive* MIMO, é possível concentrar a energia em determinada direção, aumentando assim a cobertura de uma BS ou melhorar a confiabilidade dos dados recebidos por um UE, já que irá concentrar a potência em uma direção específica de interesse.

Um *codebook* é composto de vários *codewords*, cada um dos quais é composto por valores de deslocamento analógico de fase ou composto por esses deslocamentos analógicos de fase mais diferentes níveis de ganho/amplitude dos feixes aplicados a cada elemento de antena. O 3GPP (*The 3rd Generation Partnership Project*) especifica os requisitos mínimos sobre toda esfera teórica em volta do UE.

Neste trabalho, implementa-se um método de formação de *codebook* para *beamforming* usando uma ULA de L elementos. No método apresentado, parte-se de um *codebook* com elevado número de *codewords* e reduz-se a sua cardinalidade (menor quantidade de *codewords*) sem comprometer o desempenho, obtendo-se um *codebook* ótimo a ser utilizado pelo UE. O desempenho é analisado utilizando a capacidade/habilidade do *codebook* para prover uma cobertura satisfatória no plano azimutal da esfera. Comparam-se diferentes métodos de seleção de *codewords* e de redução da cardinalidade para formação do *codebook* ótimo.

Produção relacionada a este trabalho

Este trabalho resultou em um artigo publicado e apresentado no XXXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais - SBrT 2021. Silva, Jonas Nunes da Costa; Lovisolo, Lisandro; Tcheou, Michel Pompeu. *Codebook Para Beamforming De Ondas Milimétricas Em Terminais Móveis* [14].

Programas utilizados neste trabalho

Os códigos-fonte dos programas computacionais desenvolvidos neste trabalho estão disponíveis em:

<https://github.com/joneco02/codebookbeamforming>

Organização

Este trabalho está estruturado em seis capítulos, incluindo este capítulo de introdução que abordou a motivação e o objetivo deste trabalho. Os próximos capítulos deste trabalho estão organizados da seguinte maneira:

- **Capítulo 1 - Conceitos básicos de redes móveis:** Revisão sobre as técnicas necessárias para o desenvolvimento deste trabalho.

- **Capítulo 2 - Projeto de *Codebook*:** Este capítulo apresenta a modelagem de antena utilizada neste trabalho, o método utilizado para a geração de um *codebook* inicial para posterior emprego de técnicas de redução do mesmo e o algoritmo utilizado para a visualização dos feixes do *codebook*.

- **Capítulo 3 - Métodos de Seleção de *Codebooks*:** Este capítulo apresenta algoritmos de seleção de *codebooks*. São eles: o algoritmo voraz, o algoritmo *K-means*, duas variações desses mesmos algoritmos e um algoritmo híbrido que utiliza os dois métodos para a seleção do *codebook* ótimo. Avaliam-se também a variação do tamanho do *codebook* (K) e o diagrama de radiação obtido por meio de cada algoritmo.

- **Capítulo 4 - Resultados:** O objetivo deste capítulo é prover uma análise das simulações realizadas neste trabalho e da comparação do *codebook* ótimo escolhido com o *codebook* de referência da norma IEEE 802.15.3c [15].

- **Capítulo 5 - Conclusão:** Neste capítulo, são tecidas as considerações finais do trabalho.

Notação

Letra maiúscula e em negrito (\mathbf{X}) representa uma matriz, letra minúscula e em negrito (\mathbf{x}) representa um vetor, $\arg(X) \in [0, 2\pi)$ denota a fase de um número complexo, $\text{mod}(x, n)$ se refere ao resto da divisão de x por n , $\|\mathbf{x}\|$ é a norma (quadrática) do vetor \mathbf{x} , e $x \sim \mathcal{CN}(\mu, \tau)$ indica que x é uma variável aleatória gaussiana complexa de média μ e variância τ .

1 ASPECTOS DE REDES MÓVEIS

1.1 Introdução a Redes Móveis

Originalmente, as redes móveis foram desenvolvidas para a comunicação de voz. Porém, elas se transformaram após a digitalização dos serviços móveis. Cada vez mais as redes móveis são utilizadas para os diversos serviços de dados [16]. A partir da tecnologia 4G, a rede móvel passou a ser totalmente baseada em tráfego de dados, sem a distinção entre serviços de voz ou de dados [17]. Cada BS serve a diversos terminais simultaneamente. Cada área de cobertura ou setor é chamado de célula, permitindo que grandes áreas sejam divididas em células associadas à mesma BS ou associadas a diferentes BS. A comunicação entre a BS e o UE é bidirecional. O *Uplink* (UL) é a direção de comunicação do UE para a BS e o *Downlink* (DL), a direção da BS para o UE [3].

Em uma rede móvel, diversos terminais/equipamentos de usuários (UE) são servidos por algumas estações bases (BS) [18]. Tais estações possuem uma cobertura setorializada. Em vez de empregar uma antena omnidirecional (que irradia igualmente em todas direções), empregam-se antenas direcionais. Assim, o gestor da rede pode definir quais regiões uma estação base deve cobrir, como podemos ver na Figura 1. A Figura 1(a) exemplifica a cobertura (padrão) com setores de ângulos iguais numa BS. Na Figura 1(b), o gestor da rede optou por uma cobertura com apenas 2 setores, distribuindo a potência na direção paralela à da estrada para uma melhor cobertura da mesma.

A possibilidade de transmitir e receber dados em ambas direções no mesmo canal é essencial para uma rede móvel. Os dois principais esquemas de duplexação utilizados em redes móveis são a duplexação por divisão de frequência, FDD, do inglês, *Frequency-Division Duplex* e a duplexação por divisão de tempo, TDD, do inglês, *Time-Division Duplex*.

No TDD, a transmissão de dados é realizada na mesma frequência, porém em períodos de tempo alternados [19]. As direções de *uplink* e *downlink* são separadas no domínio do tempo, como mostra a Figura 2(a). A resposta de canal é recíproca nas duas direções pois utilizam a mesma faixa de frequência [20]. No FDD, o *uplink* e o *downlink* são separados no domínio da frequência [19]. Quando se utiliza o esquema FDD, é possível transmitir e receber sinais simultaneamente utilizando bandas de frequência, como é mostrado na Figura 2. Como se utilizam frequências diferentes no *downlink* e no *uplink*, os canais não são recíprocos entre si [20]. Como os terminais são mais limitados em potência em relação à estação base, a banda de frequência inferior é utilizada no *uplink* e a banda superior no *downlink* [19].

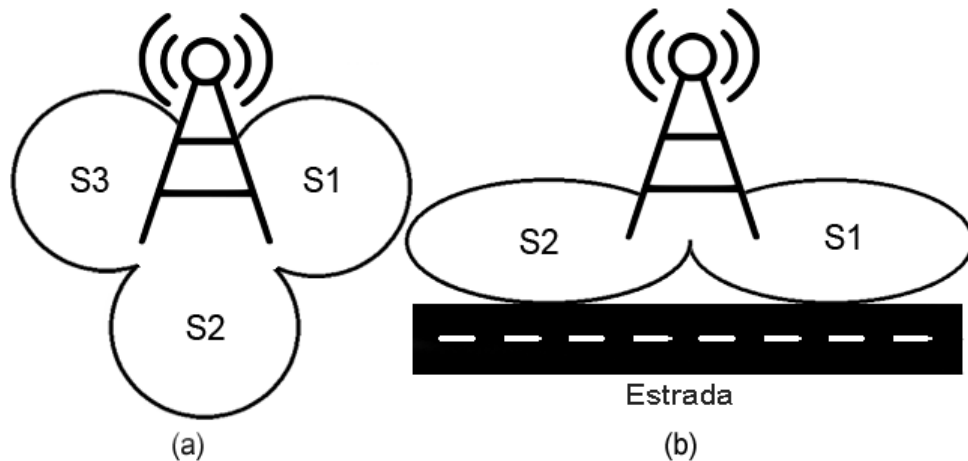


Figura 1 - Setorização de uma BS para cobertura eficiente.

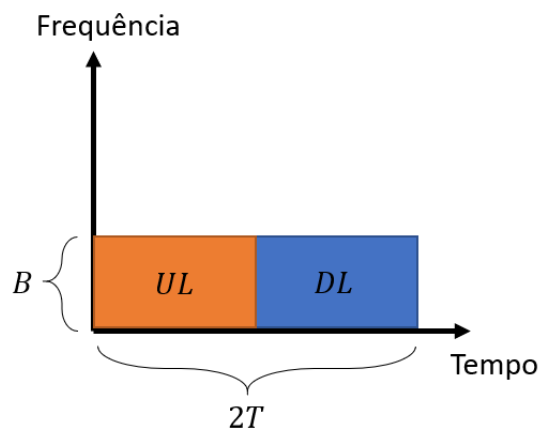
Uma medida de eficiência de uma rede móvel deve considerar o *throughput* e a área coberta. Obtemos assim:

$$AT = B \times SE \times D \text{ medida em } [\text{bit/s/m}^2] \quad (1)$$

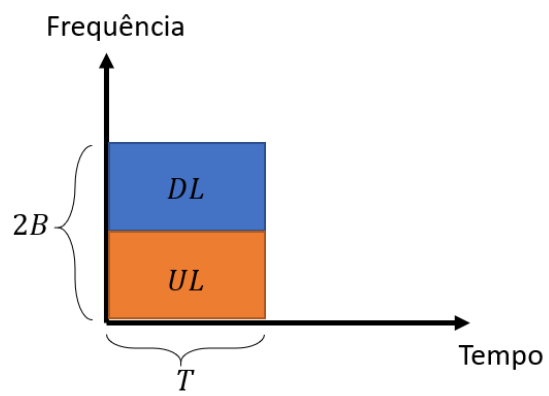
onde B é a largura de banda da rede [Hz], D é a densidade de células [cell/m^2] e SE é eficiência espectral [bit/s/Hz] (do inglês, *Spectral Efficiency*), que é a quantidade de informação (bits) transmitida por segundo utilizando 1 Hz de largura de banda. Uma baixa taxa por área implica em menor qualidade do serviço e pior experiência dos usuários. Para obter um aumento de *throughput*/área, pode-se aumentar a quantidade de estações bases, ou utilizar maior largura espectral. A última opção é mais difícil, uma vez que a banda espectral é finita e definida por órgãos reguladores diferentes em cada país. Uma alternativa à escassez espectral está em empregar faixas espectrais mais elevadas, como é o caso das ondas milimétricas, no intervalo entre 30 GHz e 300 GHz. Porém, devido às altas frequências, há uma grande perda de caminho. Assim, essas faixas frequenciais são mais adequadas para enlaces de curto alcance [21]. Alternativamente, tenta-se melhorar a eficiência espectral, ou empregando-se modulações mais eficientes, ou aplicando-se técnicas que permitam explorar os múltiplos percursos que a onda pode realizar entre transmissor e receptor e assim explorar melhor os graus de liberdade disponíveis.

1.2 Diversidade e Multiplexação Espacial

Há uma demanda crescente por altas taxas de transferência de dados, melhor qualidade de serviço e maior capacidade de rede [22]. Vale ressaltar também que nos primórdios da tecnologia 3G e no início da implantação da tecnologia 4G, o LTE, a



(a) TDD.



(b) FDD.

Figura 2 - Esquemas de duplexação.

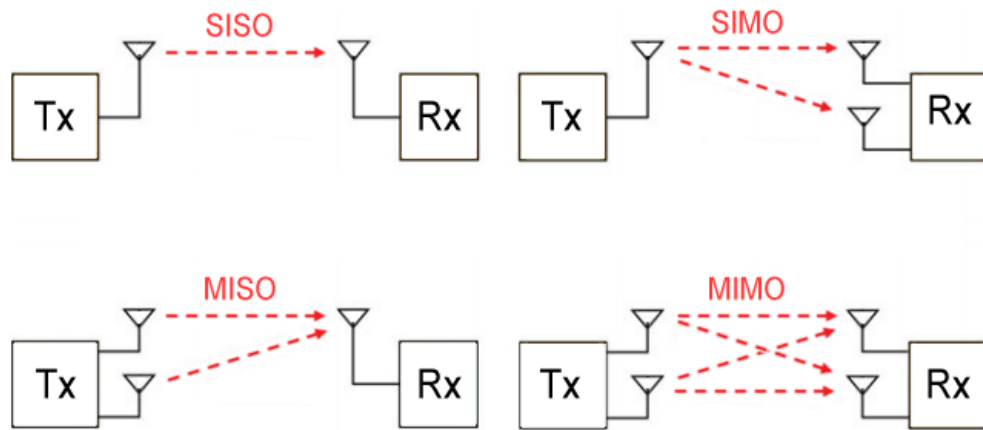


Figura 3 - Ilustração de vários sistemas de antenas.

demanda dos usuários era basicamente por altas taxas de *download*. Porém, com a grande massificação das redes sociais, os usuários passaram a cada vez mais consumir e demandar maiores taxas de *upload*. Assim, as redes móveis sem fio passaram a ter que considerar ambas direções de fluxo no projeto e na operação da rede no lugar da priorização do fluxo de *download*.

Como vimos, um caminho a ser percorrido pelas as redes sem fio perpassa pelo uso de ondas milimétricas, que são compreendidas na faixa de frequência entre 30 e 300 GHz. Devido à elevada frequência, as ondas milimétricas sofrem grandes perdas devido as moléculas de oxigênio e de água presentes na atmosfera [9, 23]. Para diminuir esse efeito, são necessárias antenas com maior ganho. Porém, utilizando apenas uma antena é muito difícil prover o ganho necessário e compensar os efeitos de multipercursos. Consequentemente, utilizam-se conjuntos de antenas para produzir diretividade de irradiação; isso é possível pois, quanto maior a frequência, menor é o tamanho da antena, possibilitando arranjos de antenas de mais elementos, principalmente em terminais pequenos, sem ser necessário aumentar o tamanho dos terminais.

Um arranjo de antenas é composto usualmente por um conjunto de antenas iguais; cada antena nesse conjunto é chamada de elemento de antena. Quando um grupo de antenas é disposto em uma linha reta e seus elementos de antenas são espaçados uniformemente, esse arranjo é denominado como um arranjo linear uniforme, ULA , do inglês, *Uniform Linear Array* [8].

Os arranjos de múltiplas antenas proporcionam quatro tipos de configuração de uso do canal sem-fio, que são: SISO, SIMO, MISO e MIMO que requerem diferentes quantidades de antenas, e possuem diferentes complexidades e capacidades [24].

1.2.1 Sistemas SISO, SIMO e MISO

Um sistema SISO emprega uma antena transmissora e uma antena receptora. A simplicidade desse sistema faz com que não seja necessário nenhum processamento extra para lidar com os sinais. Porém, como não confere nenhuma diversidade, seu desempenho é limitado pela interferência e pelo desvanecimento que o afetam. O sinal transmitido é afetado por uma série de fatores até chegar ao receptor; contudo, o desvanecimento do sinal recebido é o mais relevante [25].

O desvanecimento ocorre devido às obstruções existentes no percurso, afetando assim a potência média do sinal recebido, que varia em função dos multipercursos existentes no meio. Se há diversidade espacial no enlace, aumenta-se a probabilidade de regeneração do sinal na recepção, uma vez que se dispõe de cópias espacialmente espaçadas do sinal. Se as cópias do sinal transmitido que chegam ao receptor são descorrelacionados, aumenta-se a confiabilidade na recepção destes sinais [24].

Um sistema SIMO emprega uma única antena transmissora, porém múltiplas antenas receptoras. Transmitem-se múltiplos fluxos simultaneamente para as diferentes antenas receptoras. Com uma apropriada disposição física dos múltiplos elementos de antenas receptoras e o processamento dos múltiplos fluxos, mitigam-se imperfeições do canal. Obviamente, isso requer espaço para os elementos de antenas receptoras e maior consumo de energia/capacidade de bateria. Ambos aspectos podem dificultar o emprego deste paradigma em terminais portáteis [26].

Conforme o número de antenas receptoras aumenta, o esmaecimento/desvanecimento por multipercurso é reduzido. O paradigma SIMO provê diversidade de recepção mas sem aumento da capacidade/uso do canal. Para obter a diversidade, é necessário o espaçamento de pelo menos meio comprimento de onda entre os elementos de antena receptores, para que os sinais que chegam a cada elemento sejam descorrelacionados, o que depende do comprimento de onda. A necessidade de espaço físico para dispor as antenas no terminal móvel pode ser um problema nesse caso.

Um sistema MISO opera de maneira inversa do sistema SIMO. Num sistema MISO, empregam-se múltiplos elementos de antena no transmissor enquanto no receptor há apenas uma antena.

É um sistema que nos fornece diversidade espacial, onde várias cópias do sinal são transmitidas, sendo cada uma delas afetada por um desvanecimento diferente. As cópias do sinal percorrem caminhos diferentes e são combinados no receptor, permitindo minimizar os erros na recepção, e promovendo maior SNR [26].

A necessidade de um maior processamento está no transmissor, sendo assim, é possível desenvolver receptores mais simples, o que possibilita a miniaturização e maior autonomia (redução do consumo de bateria/energia). Toda a complexidade está no transmissor que deverá gerar diversidade espacial na transmissão [26].

Sistemas MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*) empregam antenas compostas por múltiplos elementos de antenas tanto no transmissor quanto no receptor. Enlaces MIMO empregam o domínio espacial para prover multiplexação e/ou adicionar diversidade, aumentando a confiabilidade do enlace.

Um dos benefícios na utilização do MIMO é a multiplexação espacial. A multiplexação espacial permite o envio de diferentes partes do sinal mensagem em cada uma das antenas do arranjo. Este tipo de solução possibilita aumento de taxa de transferência, mas também impossibilita os ganhos relacionados com a diversidade espacial, uma vez que os sinais irradiados são diferentes na multiplexação espacial. Contudo, para que a diversidade espacial seja eficientemente aproveitada é necessário que os sinais sejam iguais [25, 26].

Seja um enlace com M antenas no transmissor e N antenas do receptor. Repare-se que se $M > 1$ e $N = 1$, temos um sistema SISO, com $M > 1$ e $N = 1$, temos um sistema MISO ou se $M = 1$ e $N > 1$, temos um sistema SIMO, já no caso de $M > 1$ e $N > 1$, temos um sistema MIMO. Podemos ver que a evolução de sistemas SISO a MIMO introduziu o uso da dimensão espacial complementarmente à dimensão de tempo. Por isso, a tecnologia MIMO é também conhecida como tecnologia sem fio espaço-temporal [22]. Vejamos um pouco mais de detalhes sobre os princípios de funcionamento de sistemas MIMO.

1.2.2 Sistemas MIMO

Em um sistema MIMO, empregam-se múltiplas antenas tanto na transmissão quanto na recepção. Cada enlace é afetado por diversos fatores como, por exemplo, desvanecimento e atenuação devidos a deslocamentos e objetos no percurso, fazendo com que haja variações em cada enlace transmissor-receptor. Se forem enviadas mensagens com alguma redundância pelos diferentes percursos e os mesmos forem descorrelacionados, a **diversidade espacial** (múltiplos enlaces transmissor-receptor) confere ganhos de confiabilidade, aumentando a probabilidade de regeneração da mensagem total no receptor [26, 27].

A Figura 4 ilustra a diversidade espacial e a multiplexação espacial. Na diversidade espacial transmite-se a mesma informação por antenas distintas. A diversidade é utilizada para mitigar os efeitos do desvanecimento, já que cada cópia do sinal sofrerá um desvanecimento diferente. A chance da mensagem estimada no receptor estar correta aumenta, logo a diversidade aumenta a confiabilidade do sistema. Na multiplexação espacial, como podemos ver na Figura 4, enviam-se diferentes mensagens usando diferentes antenas, e sinais distintos são recebidos. A multiplexação espacial confere um ganho de taxa de transferência. Assim, pode-se trocar a confiabilidade (que pode conferir a diver-

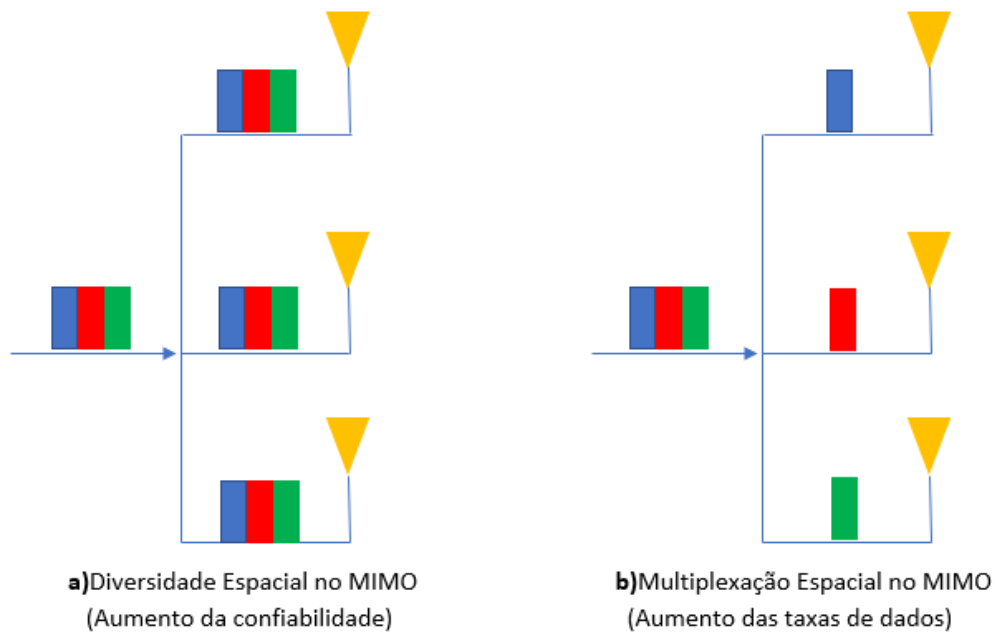


Figura 4 - Diagramação da diversidade espacial e da multiplexação espacial.

sidade espacial) por maior velocidade/taxa de transferência. O ganho por multiplexação espacial se deve à adição da dimensão espacial, que confere maior vazão. Ele também está associado ao grau de liberdade, definido como $\min(M, N)$, onde M é o número de antenas transmissoras e N é o número de antenas receptoras [28]. Em um sistema MIMO, o grau de liberdade é o principal fator de capacidade do sistema [29]. Na Figura 4, observa-se que em (a) são necessárias três unidades de tempo para enviar toda a informação, enquanto que em (b) a transmissão da mesma informação requer apenas uma unidade de tempo.

O sinal em banda base recebido na n -ésima antena é uma combinação linear dos M sinais transmitidos pelas antenas transmissoras, aplicadas as respostas correspondentes a cada enlace entre o m -ésimo elemento da antena transmissora e o n -ésimo da receptora. Assumiremos que essas respostas são representadas por um coeficiente complexo, isto é, o tempo de coerência do canal é maior que a duração do símbolo [30].

O desempenho de sistemas MIMO depende das condições do ambiente de propagação, cujas classificações mais comuns são: LOS (*line-of-sight*, do inglês, com linha de visão ou em visada direta) e NLOS (*Non-line-of-sight*, do inglês, sem linha de visão). Quando há um caminho sem obstruções entre o emissor e o receptor, tem-se uma condição de propagação LOS; porém, quando há ao menos uma obstrução entre o transmissor e o receptor, tem-se um ambiente de propagação NLOS. Considerando uma BS *outdoor* (para ambientes externos) e posicionada para atender determinada região, em ambientes urbanos e *indoor* (dentro de prédios, casas e construções, em geral), raramente a condição LOS é encontrada. Quase que exclusivamente teremos um ambiente NLOS. Logo, sistemas de rede móvel têm sido otimizados para situações NLOS.

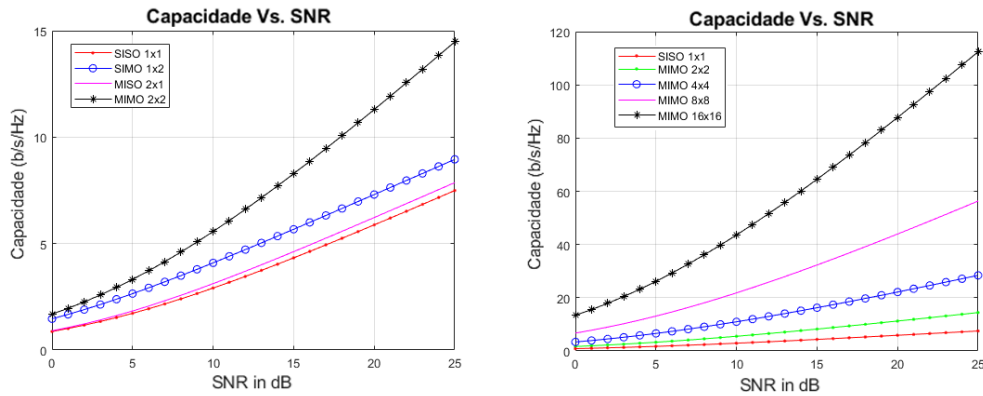


Figura 5 - Comparativo de capacidade de diversos sistemas de antenas.

Podemos estender o conceito de enlaces LOS/NLOS para sistemas MIMO. Como na condição LOS, tem-se, em geral, uma SNR (*signal-to-noise ratio* – razão sinal-ruído) maior, nessa configuração, a capacidade do enlace é maior [30]. Na condição NLOS, os diferentes sinais recebidos das antenas transmissoras diferem entre si em fase, amplitude e atraso. Porém, em sistemas MIMO, devido aos diferentes caminhos, os canais são decorrelacionados, conferindo maior probabilidade de recuperação da mensagem e melhor desempenho do sistema [31, 32].

O paradigma MIMO tem sido empregado em configurações como *single-user MIMO*, do inglês, MIMO para apenas um usuário, *multi-user MIMO*, do inglês, MIMO para múltiplos usuários e *massive MIMO*, que é o MIMO com demasiadas antenas, principalmente na transmissão [30, 33, 34]. A Figura 5 compara as capacidades de sistemas SISO, SIMO, MISO, MIMO e *massive MIMO* (numa configuração com 16×16 antenas), onde as fórmulas subjacentes são apresentadas em [35].

Com base nas curvas apresentadas, pode-se perceber que a capacidade de um sistema SISO é baixa. A curva de capacidade de um sistema MISO é aproximadamente a mesma que a de um SISO para valores de SNR baixos e, à medida que a SNR aumenta, há uma pequena diferença entre as capacidades de ambos sistemas. A capacidade de um sistema SIMO é melhor do que a de sistemas SISO e MISO, logo sistemas que empregam um maior número de antenas na recepção, possuem maior capacidade do que aqueles que empregam múltiplas antenas na transmissão [24]. Um sistema MIMO apresenta a maior capacidade quando comparada com os demais sistemas, devido às múltiplas antenas tanto no transmissor e quanto no receptor. Ao aumentarmos o número de antenas no MIMO, verifica-se que a capacidade do sistema aumenta consideravelmente [35, 36].

1.2.2.1 Single-User MIMO (SU-MIMO)

Um sistema SU-MIMO é um sistema MIMO ponto-a-ponto entre uma única BS e um único usuário [9]. Em um sistema SU-MIMO, o dispositivo transmissor transmite diversos fluxos de dados utilizando diversas antenas para apenas um dispositivo que também emprega múltiplas antenas [34]. A Figura 6 ilustra esses cenários no *uplink* e no *downlink*.

O símbolo recebido num sistema SU-MIMO, pode ser escrito como

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \boldsymbol{\nu}, \quad (2)$$

onde, $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ é o sinal recebido, tal que o n -ésimo elemento ($n = 1, \dots, N$) é associado à antena n , $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ é a matriz de canal, tal que a (n, m) -ésima entrada fornece a amplitude complexa entre a m -ésima antena transmissora e a n -ésima antena receptora ($n = 1, \dots, N$; $m = 1, \dots, M$), $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ é o vetor sinal transmitido e $\boldsymbol{\nu} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ é um vetor Gaussiano complexo circularmente simétrico, que representa um ruído aditivo no receptor, com média $\mathbb{E}(\boldsymbol{\nu}) = 0$ e covariância $\mathbb{E}(\boldsymbol{\nu}\boldsymbol{\nu}^H) = \sigma^2\mathbf{I}_N$, onde \mathbf{I}_N é a matriz identidade de tamanho $N \times N$.

O canal sem fio sofre efeitos de desvanecimento tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência. Contudo, para efeitos de simplificação, podemos assumir que a banda de frequência do sinal é pequena em relação à banda de coerência (banda de frequência na qual um canal pode ser considerado plano, ou seja, nessa banda não há alterações de amplitude). Então, tem-se um canal não seletivo em frequência, que é modelado por um ganho constante e fase linear [30]. A estação base transmite um sinal piloto para o terminal móvel que estima a informação de CSI (do inglês, *Channel State Information*) com base em um sinal piloto transmitido pela estação base e retorna o CSI estimado para a estação base que representa as condições do canal sem fio.

Usando esse modelo simplificado, a capacidade de um sistema SU-MIMO no *downlink* e no *uplink* são, respectivamente [33]

$$C_{ul} = \log \det \left(\mathbf{I}_{(M)} + \frac{\rho_{ul}}{N} \mathbf{G}\mathbf{G}^H \right) \quad (\text{b/s/Hz}) \quad (3)$$

$$C_{dl} = \log \det \left(\mathbf{I}_{(M)} + \frac{\rho_{dl}}{M} \mathbf{G}\mathbf{G}^H \right) \quad (\text{b/s/Hz}) \quad (4)$$

onde, ρ_{ul} é a SNR no *uplink*, ρ_{dl} é a SNR no *downlink*, \mathbf{G} é a matriz composta por todos os ganhos do canal entre a BS e o UE, M é o número de antenas da BS e N o número de antenas do terminal. A divisão pelo número de antenas nas fórmulas reflete que para valores constantes de ρ_{ul} e ρ_{dl} , a potência irradiada total é independente do número de antenas.

As capacidades conforme as Equações (3) e (4) pressupõem que o receptor tem o conhecimento de G , porém não é necessário que o transmissor detenha essa informação. O

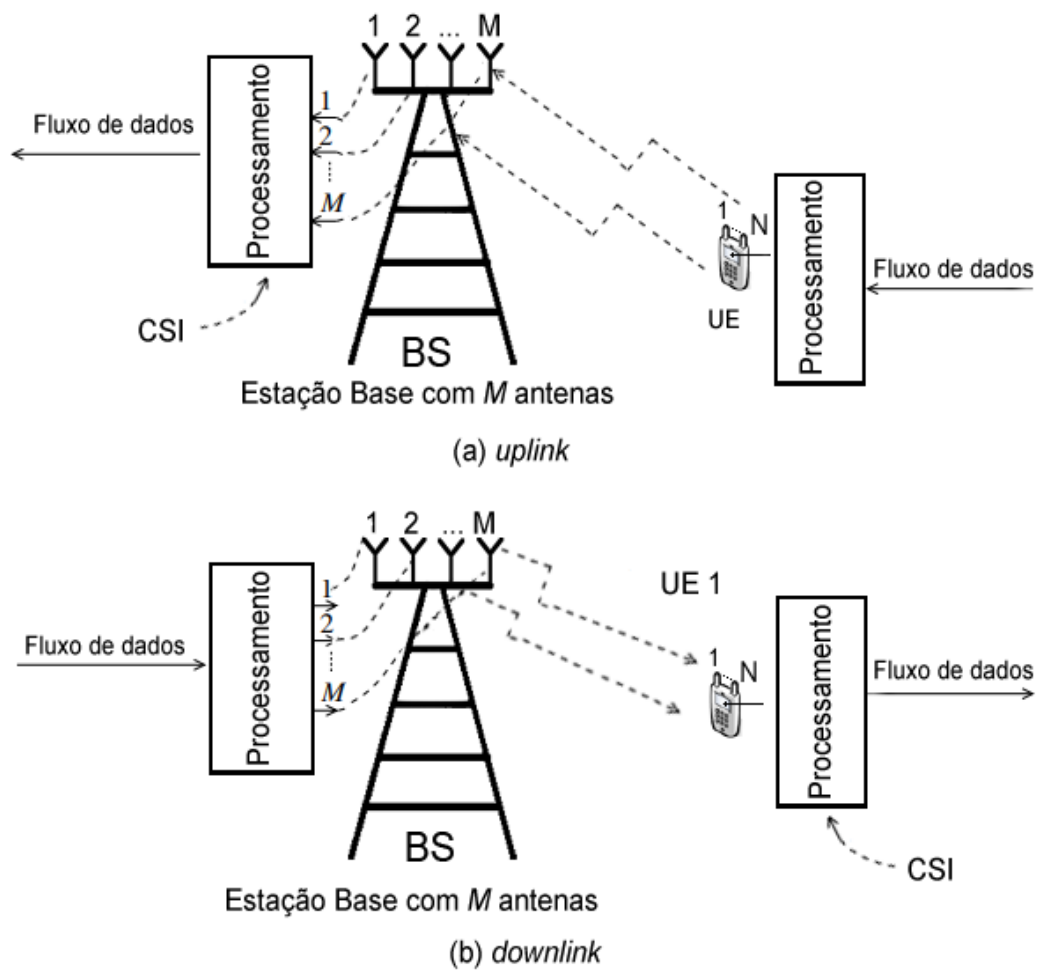


Figura 6 - Sistema MIMO ponto a ponto: SU-MIMO.

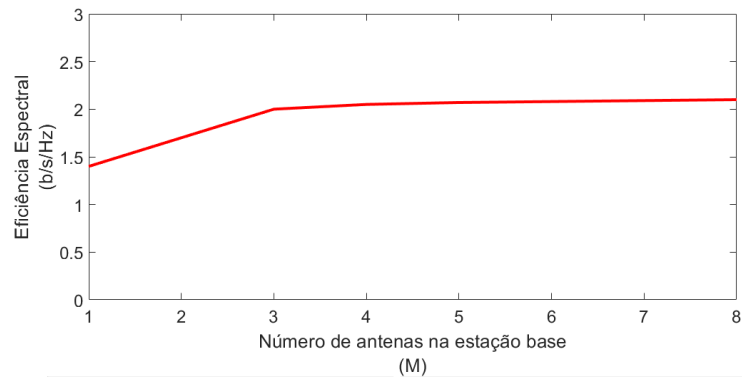


Figura 7 - Eficiência espectral em um sistema SU MIMO em um terminal na borda de célula com $N = 4$ antenas.

desempenho do sistema aumenta, se o transmissor obtiver informações de CSI quantizadas no receptor (vide Apêndice A). Estas equações apenas indicam limites teóricos baseados em suposições sobre o modelo de canal variante no tempo e com CSI perfeito no receptor e no transmissor [33].

O ambiente de propagação deve suportar $\min(M, N)$ fluxos independentes. Isto não é um problema quando são utilizados conjuntos com poucas antenas. Próximo às bordas das células, a razão sinal ruído (SNR) é tipicamente baixa devido às grandes perdas de caminho. A Figura 7 ilustra a saturação de *downlink*. Ela mostra que para um terminal com $N = 4$ antenas receptoras, há uma saturação para $M = 4$ antenas transmissoras na BS [33].

1.2.2.2 Multi-User MIMO

Um sistema MU-MIMO consiste em uma BS servindo diversos UEs utilizando os mesmos recursos de tempo-frequência [33], como podemos ver na Figura 8. Um cenário MU-MIMO é obtido ao desmembrarmos as N antenas presentes no UE em N terminais independentes recebendo fluxos independentes. Uma BS equipada com M antenas transmissoras transmite fluxos de dados espacialmente multiplexados para N terminais diferentes [37]. O MU-MIMO permite ganho de diversidade espacial na BS utilizando terminais com apenas uma antena, permitindo a utilização de terminais menores e de menores custos. Logo, a utilização de múltiplas antenas nos terminais pode ser vista como opcional permitindo ganho extra de diversidade e um incremento à qualidade do sinal recebido [34].

O sistema MIMO para múltiplos usuários se difere do MIMO ponto a ponto em alguns aspectos. Primeiramente, os terminais são separados entre si por uma distância de diversos comprimentos de onda, sendo assim o MU-MIMO supera a maioria das limitações de propagação de canais com pequeno espaçamento entre as antenas receptoras. E também, no sistema MU-MIMO, os terminais (UEs) não podem trocar informações entre si para transmitir/receber dados para/da BS [34, 37]. As capacidades de *uplink* e *downlink* são dados por

$$C_{ul} = \det(\mathbf{I}_{(M)} + \rho_{ul} \mathbf{G} \mathbf{G}^H) \quad (5)$$

$$C_{dl} = \max_{\substack{m_N \geq 0 \\ \sum_{n=1}^N \eta_k \leq 1}} \det(\mathbf{I}_{(M)} + \rho_{dl} \mathbf{G} \text{diag}(\boldsymbol{\eta}) \mathbf{G}^H) \quad (6)$$

onde \mathbf{G} é uma matriz $M \times N$ que compreende todas as respostas de canais entre as M antenas da estação base e os N terminais, $\boldsymbol{\eta} = [\eta_1, \dots, \eta_N]$ é o vetor que compreende as potências alocadas para cada usuário. Para calcular a capacidade de *downlink* de acordo com a Equação (6), é necessário solucionar o problema de otimização convexa de alocação de potência que pode, dentre outros métodos, ser resolvido com algoritmos iterativos do tipo *water-filling* [9, 34].

Como os UEs são servidos pela mesma BS utilizando o mesmo recurso de tempo-frequência, há grande nível de interferência entre os usuários. Quando o sinal é pré-codificado na estação base, essa interferência é mitigada. As BSs necessitam da informação de CSI para obter \mathbf{G} , a matriz de resposta em frequência do canal [2, 33].

1.2.2.3 Massive MIMO

O *massive* MIMO é uma versão escalável do MU-MIMO, alocando-se um grande número de antenas na BS [33, 38]. Nesse caso, M (a quantidade de antenas na estação

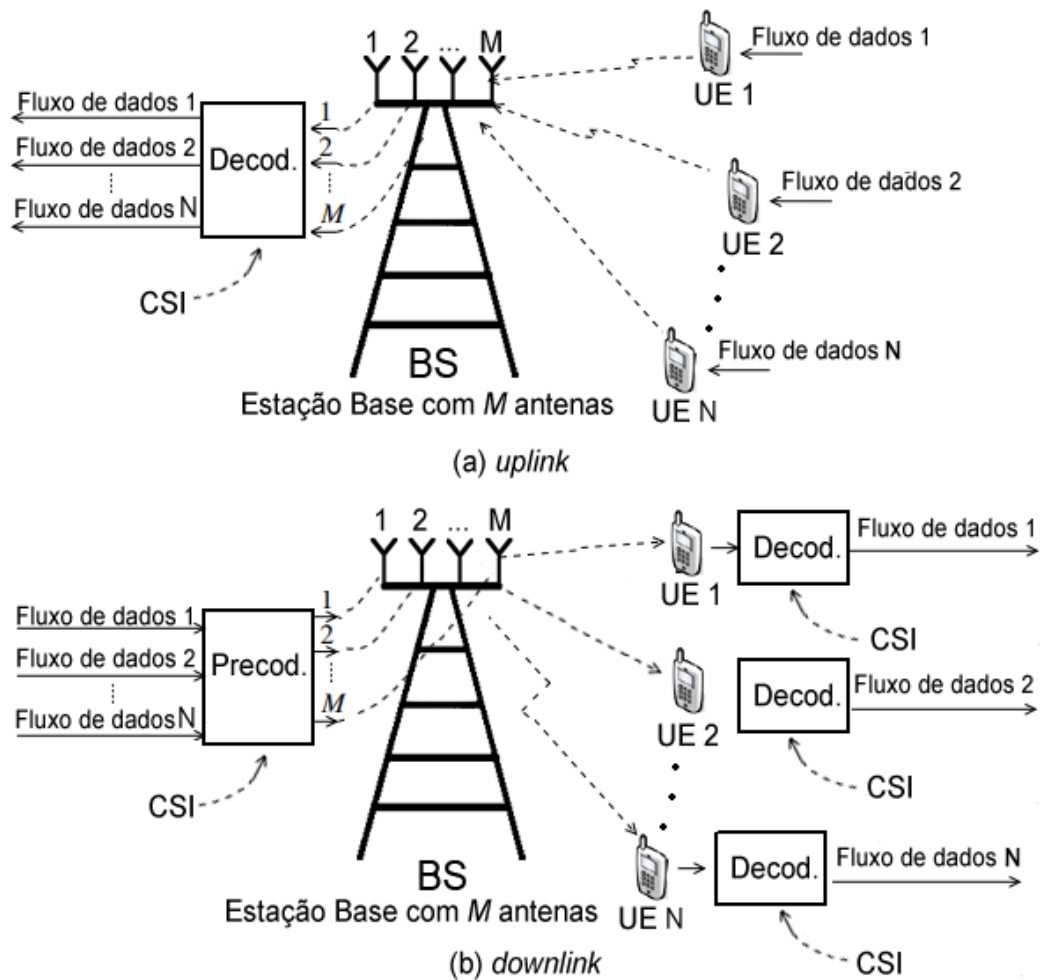


Figura 8 - MIMO para múltiplos usuários: MU-MIMO.

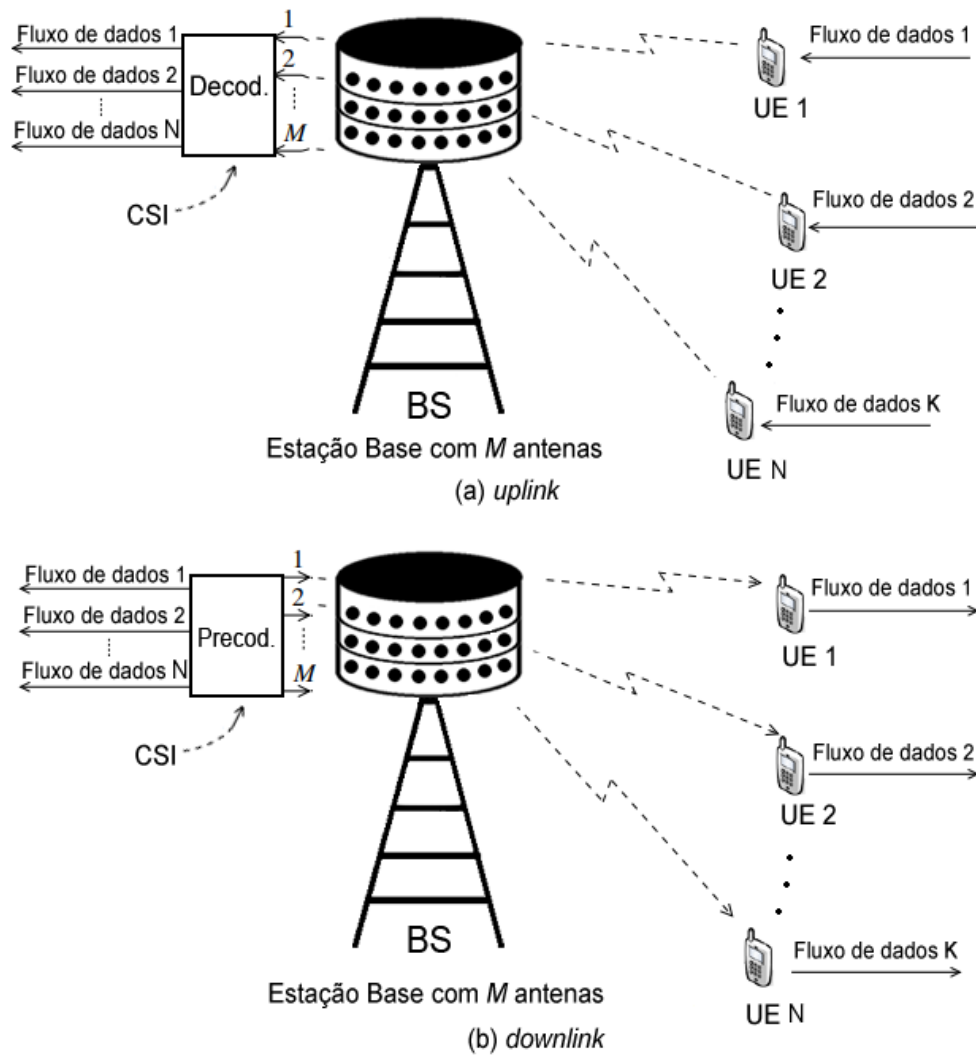


Figura 9 - Sistema *massive* MIMO.

base) é tipicamente maior do que N , porém esta não é uma característica restritiva para que tenhamos *massive* MIMO [33].

A Figura 9 ilustra um sistema *massive* MIMO, no qual cada BS possui um grande número de antenas M que servem uma célula com um grande número de terminais (N). Neste modelo, os terminais possuem apenas uma antena cada. Diferentes BSs cobrem diferentes células, sendo assim este modelo de *massive* MIMO não possui cooperação entre as BSs [33].

Tanto no *uplink* quanto no *downlink*, todos os terminais consomem todos os recursos no domínio tempo-frequência simultaneamente [33]. No *uplink*, a estação base recupera cada sinal enviado por cada um dos terminais individualmente. Já no *downlink*, a estação base deve assegurar que cada um dos terminais receba a mensagem devida.

Sob condições de propagação LOS, a estação base aloca para cada terminal um feixe

estreito direcional [39]. Quanto maior o número de antenas, mais estreito pode ser o feixe. Já em um cenário NLOS, o sinal é composto pela superposição dos sinais independentes gerados pela BS que sofrem espalhamento e reflexões pelos múltiplos percursos. Essas superposições podem gerar interferências construtivas e destrutivas.

Como é assumida a reciprocidade entre as direções de *uplink* e *downlink*, não há informação de CSI do terminal no *uplink*. Dessa forma, a BS pode ajustar os feixes, tanto em deslocamento de fase quanto em amplitude.

Ao aumentar-se o número de antenas na estação base (M), aumenta-se o desempenho do sistema, tanto em termos da quantidade de terminais servidos simultaneamente, como em redução de potência irradiada. Ao utilizarmos mais elementos de antena, a energia pode ser direcionada por meio de um feixe mais estreito [40].

A utilização de um grande número de antenas na estação base é fundamental não apenas para a eficiência de radiação, mas principalmente para prover um QoS, (*Quality of Service* – qualidade de serviço) suficiente e uniforme aos diversos terminais simultaneamente [9]. Uma vez que o número de antenas presentes na BS é “massivo”, $M \gg N$, o canal se torna quase determinístico, ou seja, os efeitos do desvanecimento em pequena escala e seletivo em frequência desaparecem. Este fenômeno é conhecido como *channel hardening* (do inglês, endurecimento do canal) [33, 34]. Através das Figuras 8 e 9, pode-se observar que a principal diferença entre um sistema *massive* MIMO e um sistema MU-MIMO está no fato de que os UEs não precisam realizar a decodificação no *downlink*. Os terminais não realizam estimação de canal e apenas a BS emprega a informação de CSI.

1.3 Beamforming

Para compensar a pequena cobertura angular de uma antena em ondas milimétricas, a conformação de feixe (*beamforming*) é utilizada visando concentrar a energia de transmissão em direções específicas. Para isso, um mesmo sinal é irradiado a partir de diferentes elementos de antena com diferentes fases (e talvez, amplitudes) para formar um feixe pré-definido em uma direção específica [5].

Basicamente, há duas abordagens para a implementação da técnica de *beamforming*. No *beamforming* comutativo (em inglês, *beam-switching array*), dispõe-se de feixes fixos dentre os quais se comuta/escolhe o mais apropriado. No *beamforming* adaptativo (em inglês, *adaptive array*), há a possibilidade de realizar-se a alocação dinâmica dos feixes. A Figura 10(b) e a Figura 10(c) ilustram os dois tipos de *beamforming*. Podemos ver que ambos concentram a potência comparativamente à radiação produzida por uma antena omnidirecional, observada na Figura 10(a).

O *beamforming* adaptativo é mais sofisticado. Para excitar os elementos em um conjunto adaptativo é necessário processamento mais complexo que no esquema comuta-

tivo, tanto na recepção quanto na transmissão. Dessa forma, consome-se mais energia, que apesar de não ser um problema grave em estações base, o é em muitos terminais (UEs). Assim, a comutação de feixes é uma alternativa para sistemas de baixo custo e baixa complexidade, porém com perda de desempenho em comparação ao *beamforming* adaptativo [41].

1.3.1 Beamforming Adaptativo

O *beamforming* adaptativo é a técnica base das chamadas “Antenas Inteligentes”. Este é o nome dado a antenas que reagem dinamicamente às mudanças no ambiente de propagação e à movimentação do usuário, aumentando-se o desempenho do sistema [42]. Esta técnica introduz graus de liberdade ao direcionamento: tem-se uma quantidade de feixes possíveis muito maior do que aquelas das comutativas. Podemos definir o *beamforming* adaptativo como um sistema de processamento de sinais [42] acoplado a um conjunto de antenas receptoras ou transmissoras. Configura-se (adapta-se ou controla-se) o conjunto de antenas para direcionar o feixe irradiado para uma direção alvo, em geral, a direção do usuário.

Para realizar o *beamforming*, aplica-se um deslocamento de fase ao sinal que alimenta cada um dos elementos de antena do arranjo. Assim, os sinais transmitidos ou recebidos pelo arranjo estarão em fase quando numa direção que depende dos pesos [43]. O fator de conjunto, do inglês, *Array Factor* (AF), é uma função das posições das antenas no conjunto e dos pesos utilizados. Ajustando o AF, o desempenho do conjunto de antenas pode ser otimizado conforme as direções desejáveis.

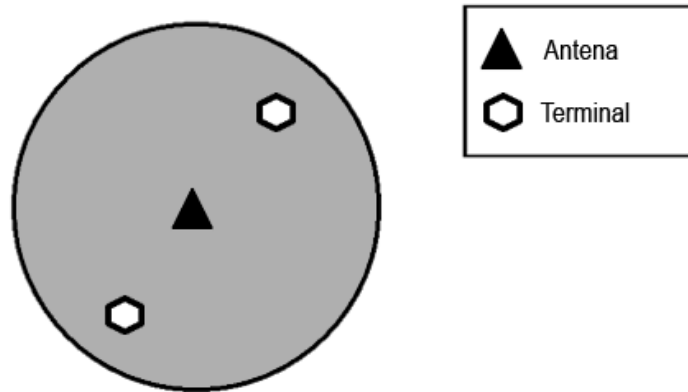
Vamos considerar uma ULA com N elementos de antena, uniformemente espaçados por uma distância d , onde o N -ésimo elemento está localizado na origem, ilustrada pela figura 11 [43]. A diferença de distância percorrida por uma onda incidente ao atingir a $(N - 1)$ -ésima e a N -ésima antenas corresponde a $d \cos(\theta)$.

O AF é definido como a ponderação do vetor direcional pelos pesos, sendo o vetor direcional, $\mathbf{a}(\theta)$, definido por

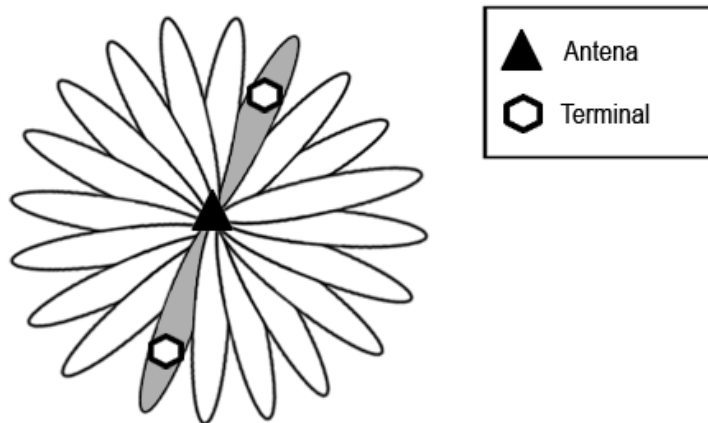
$$\mathbf{a}(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j2\pi \frac{d \cos(\theta)}{\lambda}} \\ \vdots \\ e^{j2\pi \frac{d \cos(\theta)}{\lambda} (N-2)} \\ e^{j2\pi \frac{d \cos(\theta)}{\lambda} (N-1)} \end{bmatrix} \quad (7)$$

onde λ é o comprimento de onda.

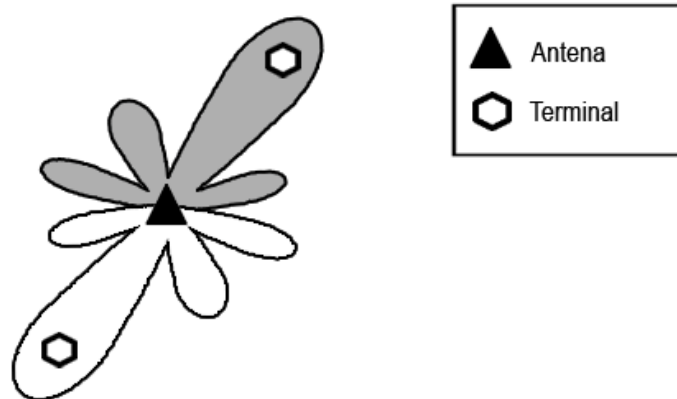
A Figura 12 mostra um sistema de *beamforming* adaptativo simplificado, onde a saída do arranjo, $y(t)$, é a soma dos sinais recebidos $s_n(t)$ pelos elementos $n = \{1, 2, \dots, N\}$,



(a) Padrão de irradiação por uma antena omnidirecional padrão.



(b) Ilustração do *beamforming* comutativo.



(c) Ilustração de *beamforming* adaptativo.

Figura 10 - Comparação entre antenas omnidirecionais, empregando comutação de feixes comutada e formação de feixe adaptativa.

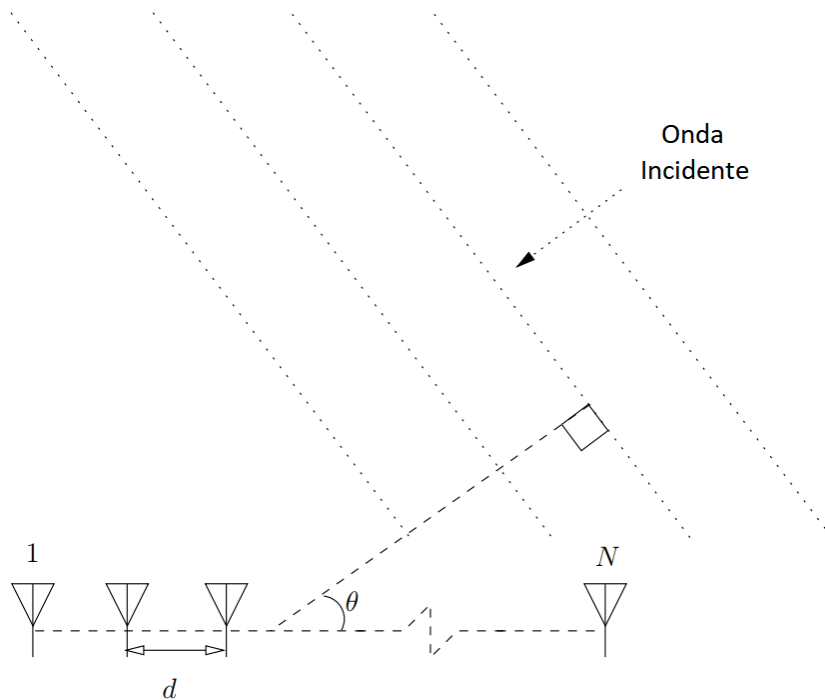


Figura 11 - ULA com N antenas espaçadas igualmente por d . Note que consideramos o caso de campo distante e conseqüentemente de onda incidente plana.

ponderados pelos pesos w_n . Em cada ramo há a adição de ruído $n_n(t)$. Os pesos são computados iterativamente com base na análise do sinal de saída $y(t)$. O sinal de referência $d(t)$ é informado ao controlador para ajustar os pesos e conseqüentemente realizar o *beamforming*. O sinal de saída é

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (8)$$

onde \mathbf{w}^H é a Hermitiana ou o conjugado transposto do vetor de pesos $\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_N]^T$, $\mathbf{n}(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_N(t)]^T$ é o vetor de ruído e $\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T$ é o vetor sinal. O sinal de banda base recebido na n -ésima antena é a soma de sinais de diferentes fontes, $s_i(t)$, defasadas em função de θ_i , ou seja,

$$x_n(t) \cong \sum_{i=1}^N \mathbf{a}(\theta_i) s_i(t). \quad (9)$$

Podemos utilizar algoritmos adaptativos para estimar $s(t)$ a partir de $x(t)$ minimizando o erro entre o sinal estimado $\hat{s}(t)$ e o sinal original $s(t)$. Em redes de móveis, isso é feito utilizando um sinal piloto previamente conhecido, então podemos fazer essa comparação de um sinal mensagem estimado na recepção com o valor original e aplicar técnicas de filtros e pesos para adequar o sistema [42].

No *beamforming* adaptativo, as ondas incidentes em cada um dos elementos de

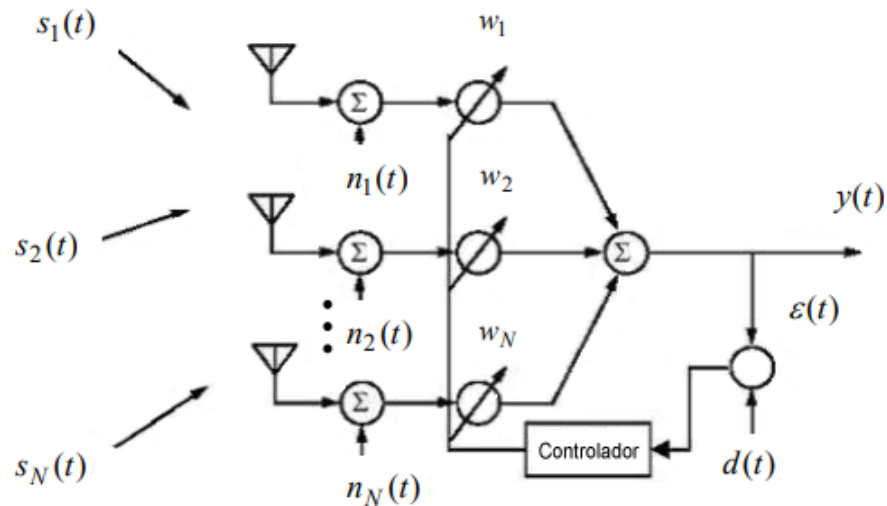


Figura 12 - Sistema de *beamforming* adaptativo.

antena são combinadas para formar o sinal de saída conformado. O sinal analógico é convertido para digital por um ADC (conversor analógico digital, do inglês, *Analog to Digital Converter*) e é ponderado pelos pesos correspondentes. É importante destacar que os pesos são capazes de produzir deslocamentos de fase aos sinais de cada um dos elementos de antena do arranjo, podendo ainda ser ajustadas as amplitudes, somente se os sinais forem de banda estreita e analíticos [44].

Este trabalho implica no *beamforming* em terminais móveis no *uplink*, assumimos um cenário TDD. O TDD implica que a transmissão e a recepção de dados são alternadas periodicamente [19]. As direções de *uplink* e *downlink* são separadas no domínio do tempo. Como a mesma banda é usada, as respostas do canal de *uplink* e *downlink* são recíprocas entre si devido à reciprocidade do canal de RF entre o transmissor e o receptor durante um curto período de tempo [20].

1.3.2 *Beamforming* Comutativo

A técnica de comutação de feixes se assemelha ao uso de antenas setoriais, as quais utilizam refletores para restringir o feixe de radiação para determinada região angular [45]. Nesse tipo de antena, mesmo sendo diretiva, não há *beamforming* pois cada um dos setores é composto por apenas uma antena produzindo um feixe estático/fixo. Os feixes possuem áreas de sombra, as falhas de coberturas ou “buracos” entre feixes adjacentes [4].

A comutação de feixes não direciona dinamicamente feixes para uma direção desejada, mas sim, para uma dentre as pré-definidas. Cada possível feixe pode ser compre-

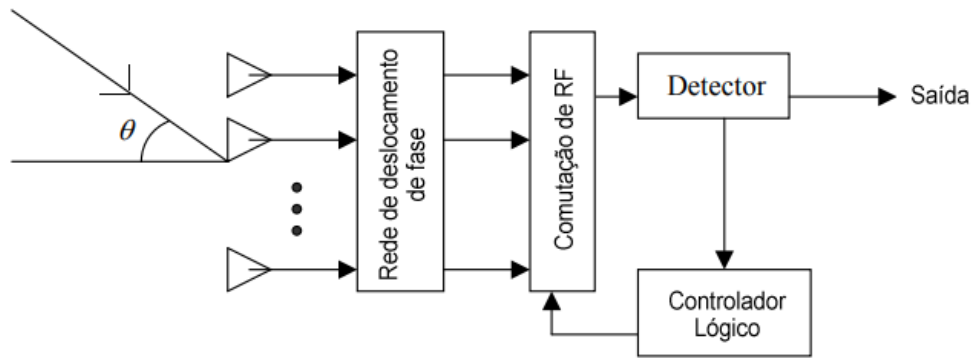


Figura 13 - Diagrama de bloco de um sistema de *beamforming* comutativo.

endido como um setor estreito que serve a um ou a vários usuários. No *beamforming* por comutação, seleciona-se o feixe a empregar para o usuário. Nota-se que o mesmo feixe pode ser utilizado tanto para *uplink* quanto para *downlink*.

A Figura 13 mostra um diagrama de blocos de um sistema de *beamforming* comutativo simplificado que incorpora uma rede de deslocamento de fase. Essa rede oferece múltiplos feixes que apontam para direções fixas previamente estabelecidas. O comutador de RF seleciona uma das direções. Essa seleção de feixe é realizada pelo controlador lógico (*Logic Controller*). Seleciona-se o feixe que recebe o sinal de maior intensidade do usuário usando as medidas reportadas pelo detector [4]. Essa técnica também é chamada de filtro espacial e é operacionalmente simples, mas é adequada somente para ambientes com interferência nula ou muito baixa, bem como estática.

O sistema de comutação de feixe não reduz a interferência causada pelo multipercurso, uma vez que o apontamento da antena é fixo e não necessariamente o ponto de máximo ganho do feixe estará corretamente direcionado ao móvel. No caso de enlace que apresente reflexão, há uma chance do sistema alocar um feixe na direção de um caminho indireto em vez do caminho direto vindo do usuário [4]. Apesar dessas desvantagens, o *beamforming* comutativo é menos complexo em relação ao adaptativo e apresenta um ganho significativo em relação a um sistema de antenas simples, aumentando a capacidade do sistema como um todo e rejeitando interferências de usuários adjacentes [42].

1.3.2.1 Matriz Butler

A Matriz Butler é uma técnica de *beamforming* para alimentar elementos de antenas aplicando-se desvios de fase ao sinal. Com uma matriz Butler, alimentam-se os elementos de antena com uma diferença de fase constante de modo que o feixe resultante esteja apontando na direção desejada [46]. A direção do feixe é controlada comutando-se

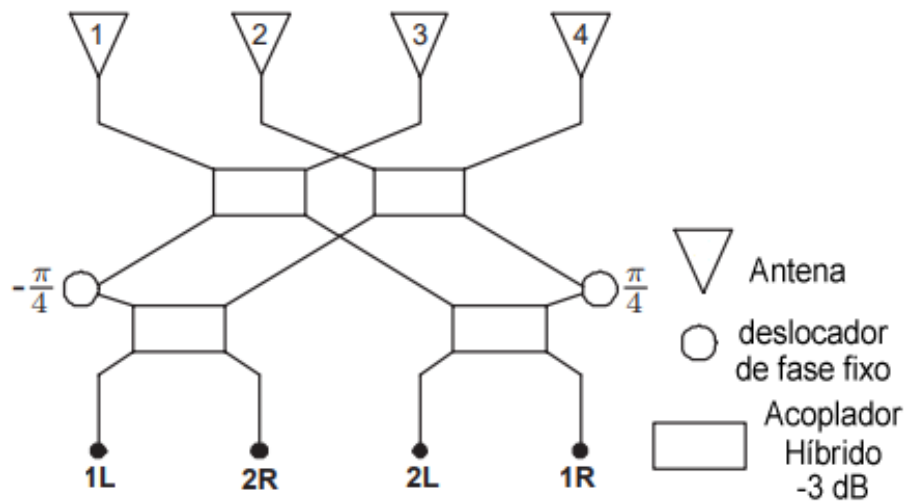


Figura 14 - Diagrama esquemático de uma matriz Butler 4×4 .

as portas de entrada, vale ressaltar que pode-se conformar mais de um feixe simultaneamente [47]. A Matriz Butler, pode ser utilizada tanto na recepção quanto na transmissão [46]. O sistema é composto por uma matriz $N \times N$ de acopladores híbridos e deslocadores de fase de valor fixo, onde N é uma potência de 2. O dispositivo é composto por N portas de entrada e N portas de saída. A Figura 14 mostra uma matriz Butler com 4 entradas e 4 saídas ($N = 4$).

Uma matriz Butler não emprega circuitos ativos para realizar o *beamforming* e pode ser usada tanto na recepção quanto na transmissão [48]. Um esquema de matriz Butler alimentando um conjunto de antenas pode cobrir uma área de até 360° dependendo da disposição dos elementos do arranjo de antena [42]. Cada feixe pode ser utilizado por um receptor ou transmissor dedicado e o feixe apropriado pode ser selecionado por um seletor de RF.

Os totais de acopladores híbridos (N_{HC}) e deslocadores de fase fixos (N_{PS}) necessários para formar esse tipo de rede são dados por

$$N_{HC} = (N/2) \times \log_2 N, \text{ e} \quad (10)$$

$$N_{PS} = (N/2) \times \log_2(N - 1), \quad (11)$$

onde N é o número de elementos de antenas que estão conectados à matriz Butler.

Ao conectarmos uma matriz Butler entre um conjunto de antenas e um comutador de RF, múltiplos feixes diferentes podem ser gerados excitando uma ou mais portas de entrada (portas de feixe – do inglês, *beam ports*) ao mesmo tempo. Um sinal introduzido em uma das entradas produzirá uma excitação em todas as portas de saída com deslocamentos de fase progressivos, resultando assim em um padrão de radiação em determinado ângulo, isto é, direção [46]. A introdução do sinal em outra porta produz um feixe em

Tabela 1 - Deslocamentos de fase $\phi(k)$ nas portas de saída

	Porta 1L	Porta 2R	Porta 2L	Porta 1R
Antena 1	-45°	-135°	-90°	-180°
Antena 2	-90°	0°	-225°	-135°
Antena 3	-135°	-225°	0°	-90°
Antena 4	-180°	-90°	-135°	-45°
$\phi(k)$	-45°	$+135^\circ$	-135°	$+45^\circ$

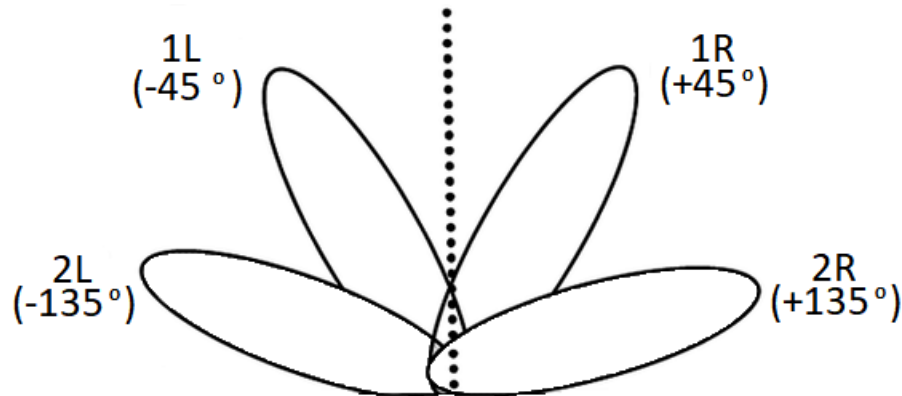


Figura 15 - Feixes gerados pela matriz Butler mostrada na Figura 14

outra direção de radiação. Quando um sinal é injetado na porta da matriz Butler, a saída produz diferentes deslocamentos de fase nas portas de saída. O conjunto dos diferentes deslocamentos de fase intra-elementos em relação a uma fase de referência (neste caso 0°) é

$$\phi(k) = \pm(2k - 1) \frac{\pi}{N}, \quad k \in [1, N] \quad (12)$$

A Tabela 1 mostra os caminhos possíveis e a diferença de fase ($\phi(k)$) em cada porta, pode-se ver que o valor de $\phi(k)$ a Figura 15 mostra os feixes correspondentes à matriz Butler presente na Figura 14. Mais detalhes sobre Matriz Butler pode ser visto em [49].

A matriz Butler é uma das redes de comutação de feixe mais comuns [4]. Ela é de fácil implementação e são necessários poucos componentes passivos para sua construção; assim, as perdas são pequenas que englobam as perdas de inserção nos acopladores híbridos e deslocadores de fase e as perdas no próprio meio de transmissão. As larguras dos feixes e seus ângulos são sensíveis à frequência e à medida que a matriz cresce, maiores quantidades de acopladores e deslocadores de fase são necessárias [50], aumentando consequentemente a quantidade de conexões, assim como as perdas de inserção.

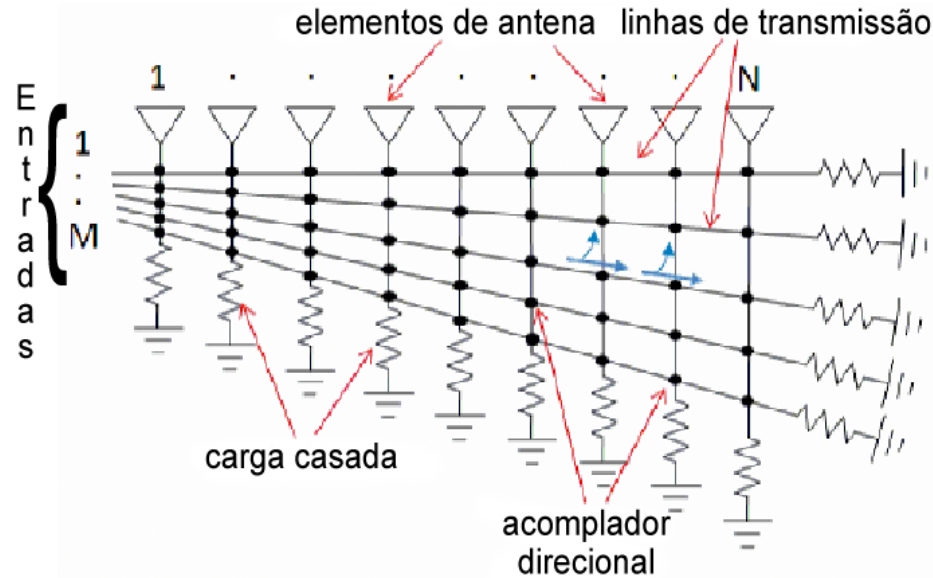


Figura 16 - Exemplo de uma matriz Blass para uso em *beamforming*.

1.3.2.2 Matriz Blass

A matriz Blass utiliza acopladores direcionais e linhas de transmissão proporcionando deslocamento de fase gerando diferentes feixes [4]. A Figura 16 mostra uma matriz Blass com M entradas (linhas de transmissão). A quantidade de linhas de transmissão na matriz Blass equivale ao número de feixes possíveis. O sinal aplicado em cada porta de entrada se propaga ao longo da linha de transmissão correspondente que termina em uma carga casada para evitar reflexões [51]. O acoplador direcional, acopla uma pequena porção do sinal a cada coluna, excitando assim o elemento radiante correspondente.

A matriz Blass é uma solução flexível com capacidade de gerar múltiplos feixes e produzir uma ampla área de cobertura. No entanto, a presença de cargas casadas no final de cada linha, faz com que a matriz Blass tenha uma perda maior do que a matriz Butler. A principal desvantagem é a interação entre cada linha de transmissão e as linhas a cima dela. Com exceção do primeiro feixe, cujo isolamento é garantido graças à alta diretividade dos acopladores direcionais, a excitação de cada porta de entrada produz feixes de segunda ordem devidos à presença de múltiplos caminhos dentro da matriz [51].

O processamento computacional aumenta à medida que aumenta-se o índice da saída devido ao acoplamento entre as linhas de transmissão. É possível ver que quanto maior o número da saída, maior é a quantidade de caminhos, tornando assim mais complexo o cálculo. A quantidade de caminhos presentes em cada saída é dada por: 2^{N-1} .

A matriz Butler é mais adequada a redes onde há presença do multipercurso, pois há menor perda de potência. Devido a matriz Blass proporcionar tais perdas, a ortogonalidade entre os feixes, que é presente na matriz Butler, não está presente na matriz

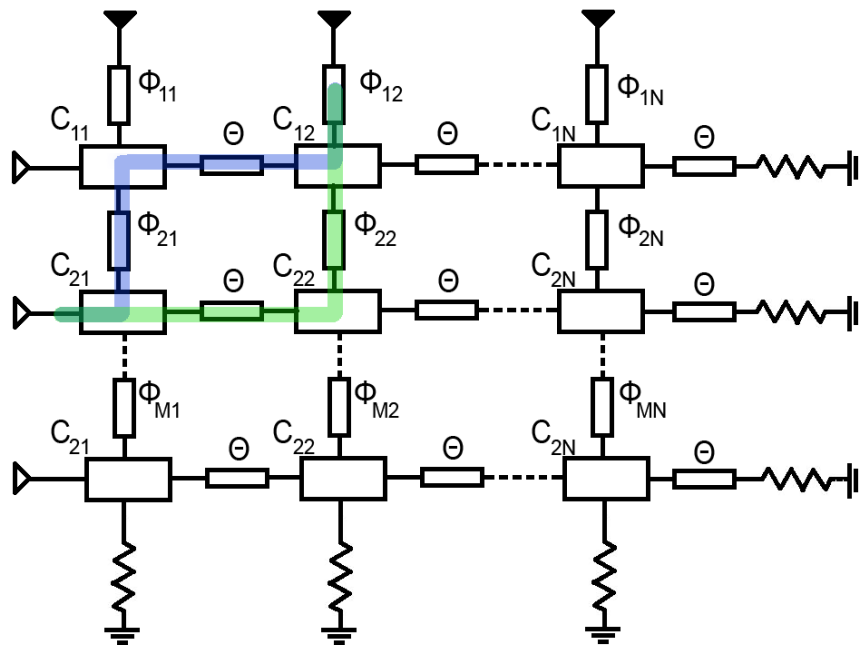


Figura 17 - Esquemático de uma Matriz Blass ideal.

Blass. Porém, a matriz Blass possui interconexões mais simples do que a matriz Butler (acopladores direcionais, no lugar de combinadores híbridos) e também tais interconexões não são sensíveis a variações de frequência, tornando assim a utilização da matriz Blass uma melhor opção em sistemas de banda larga [4].

Considerando uma Matriz Blass $M \times N$ mostrada na Figura 17 composta por deslocadores de fases ideais e acopladores direcionais, a matriz é identificada por $M \times N$ componentes complexas $X_{mn} = C_{mn}e^{j\phi_{mn}}$, onde C_{mn} é o acoplamento do mn-ésimo acoplador e ϕ_{mn} é a fase do mn-ésimo deslocador de fase. A base da Matriz Blass está em identificar os componentes X_{MN} dada uma matriz de excitação O_{ij} , ($i = 1 \dots M, j = 1 \dots N$). X_{mn} pode ser calculado resolvendo um sistema linear de equações complexas. θ é o atraso horizontal causado pelas linhas de transmissão horizontais. Quando mais de um feixe é considerado, a complexidade da expressão envolvendo as variáveis C_{mn} aumenta drasticamente devido ao grande número de caminhos secundários.

Como exemplo, vamos considerar um sinal incidente na entrada 1, o caminho possível da entrada 1 par a saída 1, compreende o acoplador C_{11} e o deslocador de fase ϕ_{11} , com isso teremos

$$|O_{11}| \exp(j\angle O_{11}) = C_{11} \exp(-j\phi_{11}) \quad (13)$$

onde, O_{11} é o sinal de excitação desejado quando o primeiro feixe é selecionado.

Um outro exemplo, podemos considerar o canal conectando a entrada 2 com a

saída 2, teremos 2 diferentes caminhos. O primeiro que compreende os acopladores C_{21} , C_{11} e C_{12} , grifado em azul na Figura 17 e o segundo compreendendo os acopladores C_{21} , C_{22} e C_{12} , grifado em verde na Figura 17, com isso teremos

$$|O_{22}| \exp(j\angle O_{22}) = \exp(-j\theta) \cdot [C_{12}C_{21}C_{11} \exp(-j\phi_{12} - j\phi_{21}) + \quad (14)$$

$$\sqrt{(1 - C_{21}^2)(1 - C_{12}^2)} C_{22} \exp(-j\phi_{12} - j\phi_{22})] \quad (15)$$

Podemos ver que a medida que aumentamos a quantidade de caminhos possíveis na matriz, iremos aumentar a sua complexidade exponencialmente, uma vez que aumentamos a quantidade de caminhos secundários. Mais detalhes sobre a Matriz Blass podem ser vistos em [51, 52].

Este trabalho visa projetar um *codebook* para realizar um *beamforming* comutativo por pesos para ser utilizado em UE. Primeiramente, forma-se um *codebook* com um grande número de *codewords* e a seguir reduz-se sua cardinalidade para obter o *codebook* ótimo. Aplicamos para isso um algoritmo voraz e o algoritmo K-means. Comparam-se os desempenhos dos dois *codebooks* obtidos pelos métodos de seleção com o do *codebook* referência IEEE 802.15.3c, com 16 possíveis escolhas para formatar o feixe gerado por um arranjo linear uniforme de 4 elementos.

2 PROJETO DE *CODEBOOKS*

Antes de explicar propriamente os métodos empregados neste trabalho, precisamos definir o que é um *codebook*, sua construção, e apresentar alguns aspectos relevantes para este trabalho. É importante definirmos alguns termos utilizados. O primeiro termo relevante é peso. Um peso é um número complexo utilizado para aplicar um deslocamento de fase com ou sem mudança de amplitude (módulo unitário) ao sinal aplicado a um elemento de antena. Assim, o feixe analógico resultante, o *beamforming* é obtido a partir de um vetor de pesos. Um vetor de pesos contém tantas coordenadas quanto antenas no arranjo (L). A formatação de feixe (*beamforming*) analógica é adotada neste trabalho.

Consideramos que há muitos vetores de pesos possíveis de aplicação. Dizemos que o conjunto de vetores possíveis compõe um *codebook*. Um *codebook* oferece escolhas limitadas para realizar o *beamforming*. Cada elemento que pode ser escolhido corresponde a um *codeword* (um vetor de pesos).

Neste trabalho, procuramos otimizar o *codebook* considerando critérios de desempenho do *beamforming* e de complexidade (quantidade de *codewords*). Formula-se o problema geometricamente. O *codebook* ótimo é aquele que obtém a melhor cobertura da esfera teórica em torno do equipamento móvel ou terminal do usuário (UE). Os arranjos de antenas para ondas milimétricas são altamente direcionais. Com um *codebook* que provê uma boa cobertura na esfera (em todas as direções possíveis), o UE pode cobrir uma grande faixa de ângulos [53].

Neste trabalho, utilizamos o algoritmo de Randomização Gaussiana para realizar um *codebook* com uma quantidade demasiadamente grande de elementos, capaz de cobrir bem a esfera considerando o modelo de antena utilizado. O limite de desempenho superior desse *codebook* “gigante” será muito próximo àquele de uma antena omnidirecional (em termos de oscilações do ganho). Então, utilizamos os algoritmos presentes no Capítulo 3: um algoritmo voraz, o K-means e suas variações para selecionar a partir do *codebook* gigante, um *codebook* ótimo para diferentes valores de cardinalidade K (a quantidade de elementos do *codebook* resultante).

O sistema de coordenadas empregado é mostrado na Figura 18. O terminal é posicionado na origem, ϕ é o ângulo de azimute e θ é o ângulo de elevação. Considera-se o campo eletromagnético na região de campo distante (distância de Fraunhofer), onde as ondas eletromagnéticas são consideradas planas [8].

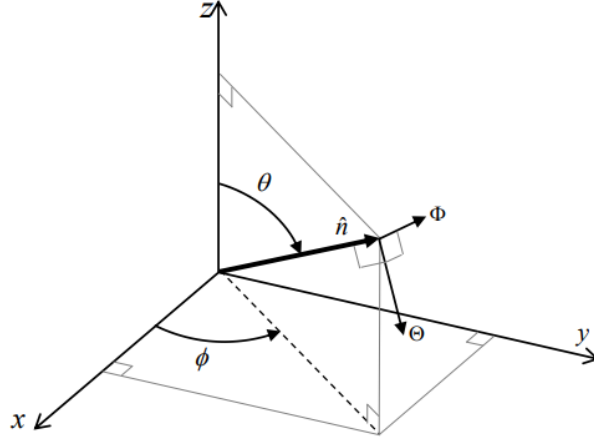


Figura 18 - Sistema de coordenadas utilizado para análise do campo elétrico.

2.1 Conformação de Feixes

O problema de projeto de *codebook* considerado neste trabalho é

$$\mathbf{W}_c^* = \max_{\mathbf{W}_c} U(S(\mathbf{W}_c, \theta, \phi)) \quad (16)$$

$$\text{com } S(\mathbf{W}_c, \theta, \phi) = \frac{2\pi}{\eta_0} \max_{\mathbf{w}_k \in \mathbf{W}_c} \mathbf{w}_k^H \mathbf{M}(\theta, \phi) \mathbf{w}_k, \quad (17)$$

$$\text{sujeito a } (\sqrt{L}w_{k\ell})^{2b} = 1, \forall k, \ell, \quad (18)$$

como proposto em [7].

A função utilidade $U(\cdot)$ pode ser definida como o ganho médio em todas as direções da esfera ou através do valor para um percentil x desse ganho [14]. $\mathbf{M}(\theta, \phi)$ é a matriz de resposta de campo eletromagnético. Os deslocadores de fase são limitados por b bits; por exemplo, o 3GPP menciona requisitos de medição da cobertura esférica para um terminal móvel (UE) usando o percentil 50. Assim, o utilizamos para seleção dos melhores *codewords* para formar o *codebook* ótimo (\mathbf{W}_c^*).

A partir disso, definimos como requisito de desempenho, na formulação do problema, o ganho máximo dentre os obtidos pelas diferentes *codewords* do *codebook* \mathbf{W}_c , $S(\mathbf{W}_c, \theta, \phi)$. A cada diagrama de conformação produzido por uma *codeword* $\mathbf{w}_k \in \mathbf{W}_c$ atribuiremos a alcunha de *pattern*.

A análise do ganho sobre toda a esfera permite identificar buracos de cobertura ou grandes sobreposições de feixes. Ele é um “feixe equivalente”, ou seja, a união de todos os feixes produzidos pelos diferentes *codewords*. As Figuras 19 (c) e (f) ilustram $S(\mathbf{W}_c, \theta, \phi)$ para diferentes valores de K e L , considerando um arranjo que descrevemos mais à frente. Ele é o envelope dos feixes gerados usando todas as *codewords* presentes no *codebook*, ilustrados nas Figuras 19 (a) e (d), respectivamente.

A Equação (18) impõe limitações de magnitude $|w_{kl}| = \frac{1}{\sqrt{L}}$ e de fase $\arg(w_{kl}) \in \{0, \frac{2\pi}{2^b}, \dots, (2^b - 1) \frac{2\pi}{2^b}\}$ aos *codewords*.

Apesar da formulação genérica acima, neste trabalho, assumiremos uma ULA horizontal posicionada no eixo y composta de L elementos de antena. Sejam $\mathbf{e}_\ell^\Theta(\theta, \phi)$ e $\mathbf{e}_\ell^\Phi(\theta, \phi)$ o campo elétrico irradiado pelo l -ésimo elemento de antena nas componentes Θ e Φ , respectivamente; isto é, na direção (θ, ϕ) , $\ell = 1, 2, \dots, L$. Dessa forma, definem-se os vetores

$$\mathbf{e}_\Theta(\theta, \phi) \triangleq [e_1^\Theta(\theta, \phi), e_2^\Theta(\theta, \phi), \dots, e_L^\Theta(\theta, \phi)]^T, \quad (19)$$

$$\mathbf{e}_\Phi(\theta, \phi) \triangleq [e_1^\Phi(\theta, \phi), e_2^\Phi(\theta, \phi), \dots, e_L^\Phi(\theta, \phi)]^T. \quad (20)$$

Definimos o vetor de pesos complexos por

$$\mathbf{w} \triangleq [w_1, w_2, \dots, w_k]^T, \quad (21)$$

sendo que os mesmos serão aplicados aos elementos de antena para realização do *beamforming*. Além disso, assumimos $\|\mathbf{w}\| = 1$, ou seja, não há mudança na amplitude de irradiação, apenas deslocamento de fase. De acordo com o princípio da superposição, os campos elétricos para as componentes Θ e Φ , após a multiplicação pelo vetor de pesos de *beamforming* \mathbf{w} , são

$$\varepsilon_{\Theta, \mathbf{w}}(\theta, \phi) = \sum_{\ell=1}^L w_\ell^* e_\ell^\Theta(\theta, \phi) = \mathbf{w}^H \mathbf{e}_\Theta(\theta, \phi), \quad (22)$$

$$\varepsilon_{\Phi, \mathbf{w}}(\theta, \phi) = \sum_{\ell=1}^L w_\ell^* e_\ell^\Phi(\theta, \phi) = \mathbf{w}^H \mathbf{e}_\Phi(\theta, \phi). \quad (23)$$

Com a resposta complexa do campo elétrico, podemos definir o ganho de *beamforming*. Este é um ganho direcional: o campo eletromagnético ponderado pelos pesos

$$\mathbf{G}_\mathbf{w}(\theta, \phi) = \frac{4\pi}{\|\mathbf{w}\|^2} \cdot \frac{1}{2\eta_0} \left(|\varepsilon_{\Theta, \mathbf{w}}(\theta, \phi)|^2 + |\varepsilon_{\Phi, \mathbf{w}}(\theta, \phi)|^2 \right) \quad (24)$$

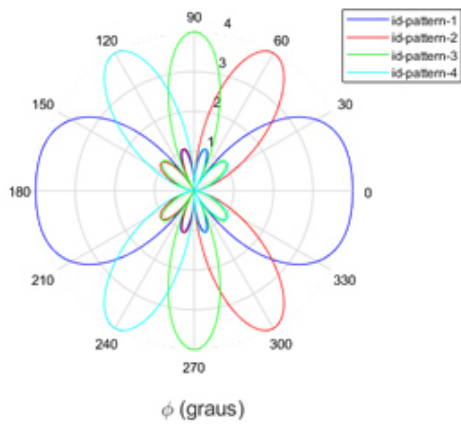
$$= \frac{2\pi}{\eta_0} (\mathbf{w}^H (\mathbf{e}_\Theta(\theta, \phi) \mathbf{e}_\Theta^H(\theta, \phi) + \mathbf{e}_\Phi(\theta, \phi) \mathbf{e}_\Phi^H(\theta, \phi)) \mathbf{w}) \quad (25)$$

$$= \frac{2\pi}{\eta_0} \mathbf{w}^H \mathbf{M}(\theta, \phi) \mathbf{w}, \quad (26)$$

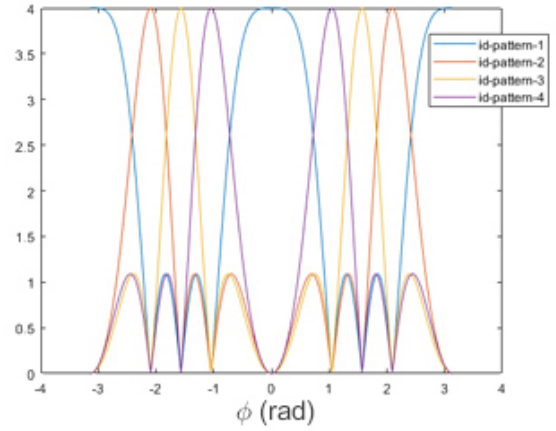
onde $\eta_0 \approx 377\Omega$ é a impedância do espaço livre e a matriz de resposta do campo eletromagnético é

$$\mathbf{M}(\theta, \phi) \triangleq \mathbf{e}_\Theta(\theta, \phi) \mathbf{e}_\Theta^H(\theta, \phi) + \mathbf{e}_\Phi(\theta, \phi) \mathbf{e}_\Phi^H(\theta, \phi), \quad (27)$$

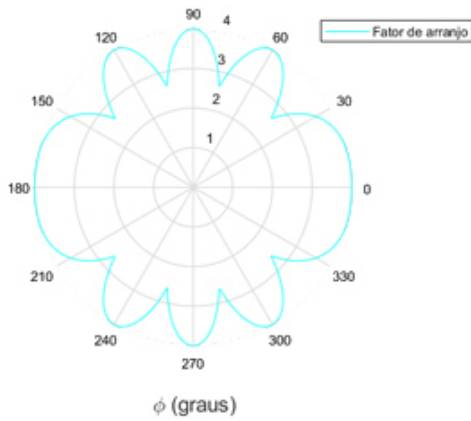
como mencionado em [7].



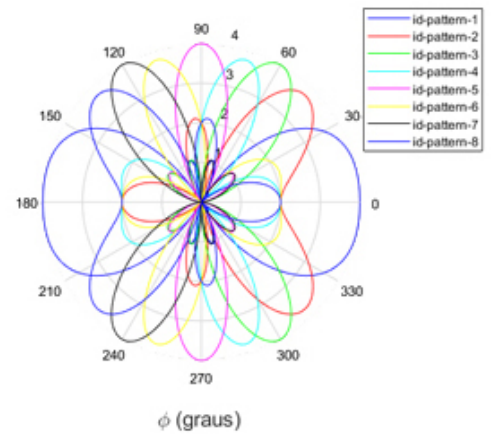
a) Diagrama de Radiação para $K = 4$ e $L = 4$.



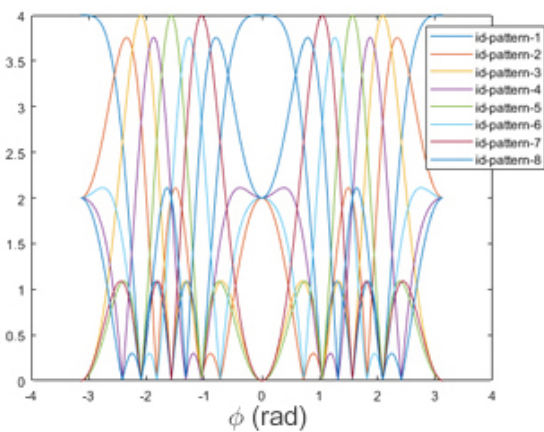
b) Diagrama de Radiação planejado para $K = 4$ e $L = 4$.



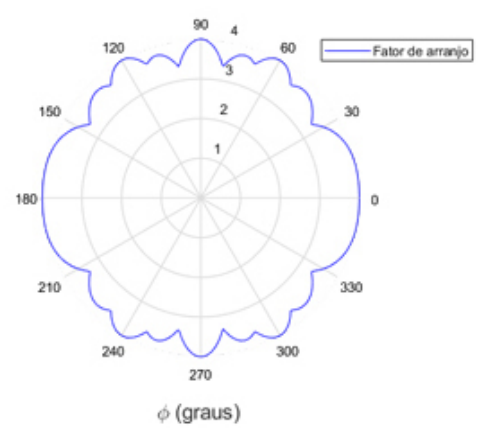
c) Máximo ganho (S) para $K = 4$ e $L = 4$.



d) Diagrama de Radiação para $K = 8$ e $L = 4$.



e) Diagrama de Radiação plano para $K = 8$ e $L = 4$



f) Máximo ganho (S) para $K = 8$ e $L = 4$.

Figura 19 - Diagramas de Radiação variando K(tamanho do *codebook*) e mantendo L (elementos de antena).

A expressão $\mathbf{w}^H \mathbf{M}(\theta, \phi) \mathbf{w}$ é um ponto central para este trabalho. Ela pondera a matriz de resposta do campo eletromagnético em cada componente angular pelos pesos do *codeword*: o resultado do processo de *beamforming*. Assim, adotamos para a decisão (otimização) das *codewords* que irão compor o *codebook*. Assume-se que o deslocamento de fase é limitado a b bits (Equação (18)) e o *codebook*

$$\mathbf{W}_c \triangleq \{\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_k, \dots, \mathbf{w}_K\}, \quad (28)$$

contém K elementos.

2.1.1 Projeto de Feixes Simples

Para desenvolver a metodologia de projeto de *codebook*, é necessário entender os comportamentos/impactos dos *codewords*, para que possamos decidir como compor o *codebook*.

Dada a matriz de resposta de campo elétrico $\mathbf{M}(\theta, \phi)$ numa direção (θ, ϕ) ou a soma da resposta do campo elétrico em um conjunto de direções numa região de interesse A sobre a esfera

$$\mathbf{M} = \sum_{(\theta, \phi) \in A} \mathbf{M}(\theta, \phi), \quad (29)$$

deseja-se obter o vetor de *beamforming* que maximize o ganho de *beamforming* $\mathbf{w}^H \mathbf{M} \mathbf{w}$.

Primeiramente, consideremos um caso com restrição de potência por elemento, Equação (18), toda potência do sistema é alocada para cada elemento de antena por vez. A solução é denotada por B_1 e o problema de otimização é

$$\mathbf{M}^* = \arg \max_{\|\mathbf{w}\| \leq 1} B_1(\mathbf{M}), \quad (30)$$

$$\text{com } B_1(\mathbf{M}) \triangleq \mathbf{w}^{*H} \mathbf{M} \mathbf{w}^* = \lambda_{\max}(\mathbf{M}), \quad (31)$$

na qual, $\lambda_{\max}(\mathbf{M})$ é o maior autovalor de \mathbf{M} e o vetor de pesos de *beamforming* ótimo \mathbf{w}^* é o autovetor correspondente.

2.1.2 Projeto de Feixe Uni-Modular de Fase Contínua

No projeto de *codebooks*, devemos considerar as restrições dos *codewords*, por exemplo, a restrição de potência por elemento. Tal restrição pode ser formulada como

$$\mathbf{M}^* = \arg \max_{\mathbf{w} : |w_i| = \frac{1}{\sqrt{L}} \forall i} B_2(\mathbf{M}), \quad (32)$$

$$\text{com } B_2(\mathbf{M}) \triangleq \mathbf{w}^{*H} \mathbf{M} \mathbf{w}^*. \quad (33)$$

O vetor de pesos ótimos \mathbf{w}^* deve utilizar completamente a potência, ou seja $|w_i| = \frac{1}{\sqrt{L}}$ [54]. Se $\text{rank}(\mathbf{M}) = 1$, $\mathbf{M} = \mathbf{w} \mathbf{w}^H$, então a solução ótima é $w_i^* = \frac{w_i}{|w_i| \sqrt{L}}$ e $B_2 = \frac{1}{L} (\sum_i |w_i|)^2$. Porém, já que $\mathbf{e}_{\Theta}(\theta, \phi)$ não é um vetor escalar de $\mathbf{e}_{\Phi}(\theta, \phi)$, é muito provável que $\text{rank}(\mathbf{M})$ seja maior que um, inviabilizando a obtenção de uma solução analítica [7].

A função objetivo e as restrições ($w_i^* w_i = \frac{1}{L}, \forall i$) são quadráticas e \mathbf{M} é positiva semi-definida. O problema da Equação (32) é um QCQP (programa quadrático restrito quadraticamente – do inglês, *quadratically constrained quadratic program*) não convexo. Este é um problema NP-hard que pode ser reduzido a um problema de particionamento de matriz NP-completo [55]. Uma solução aproximada pode ser achada utilizando um método SDR (*semi-definite relaxation*) [56].

Seja \mathbf{D}_i uma matriz $L \times L$ composta por zeros com exceção do i -ésimo elemento da diagonal, que é 1. Aproximando o Problema (32)–(33) como um SDP (*semi-definite programming*), o problema de otimização passa a ser

$$\bar{B}_2(\mathbf{M}) \triangleq \max_{\mathbf{W}} \text{tr}(\mathbf{M} \mathbf{W}) \quad (34)$$

$$\text{tr}(\mathbf{D}_i \mathbf{W}) = \frac{1}{L}, \quad 1 \leq i \leq L, \quad \mathbf{W} \geq 0. \quad (35)$$

Se a solução ótima para \mathbf{W} em \bar{B}_2 for de *rank* unitário, podemos escrever que $\mathbf{W}^* = \mathbf{w}^* \mathbf{w}^{*H}$, \mathbf{W}^* é a solução ótima obtida e \mathbf{w}^* é uma solução ótima plausível [7]. Por outro lado, caso $\text{rank}(\mathbf{W}^*) > 1$, então um procedimento de aproximação aleatória pode ser utilizado para atingir essa solução ótima [57, 58].

O Algoritmo 1 determina os pesos ótimos baseados em GRP (*Gaussian Randomization Procedure*), do inglês, processo gaussiano aleatório. Ele gera N_G realizações de $\mathbf{w} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{W}^*)$ e a melhor, denotada como $\tilde{\mathbf{w}}^*$, é selecionada.

Algoritmo 1 *GRP - Gaussian Randomization Procedure*

- 1) $\mathbf{w}_0 \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{1})$
- 2) calcular o autovetor e autovalor dado: $\mathbf{W}_0 = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H$
- 3) para $1 \leq n \leq N_G$, gerar $\mathbf{w}_n = U\mathbf{\Lambda}^{\frac{1}{2}}\xi_n$, onde $\xi_n \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{1})$, U - autovetores, $\mathbf{\Lambda}$ - autovalores
- 4) Construir N_G soluções possíveis,

$$\tilde{\mathbf{w}}_n = \frac{1}{\sqrt{L}} \exp(j \arg(\mathbf{w}_n))$$

- 5) Determinar os pesos ótimos como

$$\tilde{\mathbf{w}}_0 = \arg \max_{\tilde{\mathbf{w}}_n} \tilde{\mathbf{w}}_n^H M \tilde{\mathbf{w}}_n$$

Além do algoritmo GRP, há o algoritmo 2, ele é um algoritmo iterativo mais eficiente em relação a tempo de execução e de menor complexidade: o algoritmo iterativo de descida coordenada com restrição de potência por elemento de antena [54, 59].

A restrição por elemento de antena implica que cada elemento de antena dispõe de um amplificador de potência independente, a limitação advém da faixa de linearidade desses amplificadores [60] e ocorre individualmente por elemento.

Algoritmo 2 *Algoritmo iterativo de descida coordenada com restrição de potência por elemento*

- 1) Inicializar $i \leftarrow 1$ e $\mathbf{w} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{1})$
- 2) Atualizar w_i como

$$w_i \leftarrow \frac{1}{\sqrt{L}} \exp \left(j \arg \left(\sum_{k \neq i} M_{ik} w_k \right) \right)$$

- 3) Verificar a convergência do ganho de beamforming, caso afirmativo, parar, caso contrário, $i \leftarrow \text{mod}(i, L) + 1$, retornar ao passo 2.
-

2.2 Diagrama de Ganho de Feixe Composto

2.2.1 Limite Superior do Ganho Composto

O limite superior de desempenho é dado por um ganho uniforme na superfície da esfera, o que seria atingido se todos os elementos fossem omnidirecionais [7]. Porém, as

antenas tem alguma direcionalidade e produzem diagramas de irradiação que não são omnidirecionais já que operam em ondas milimétricas e há sempre problema construtivos.

O limite superior (*UpperBound*) é derivado da resposta do campo eletromagnético (\mathbf{e}_Θ e \mathbf{e}_Φ) irradiado. Ele depende somente dos elementos de antena e do arranjo e é independente do tamanho de *codebook* (K). Esse limite proporciona uma referência para a análise do desempenho obtido aplicando-se o *codebook*, permitindo, por exemplo, avaliar o impacto do tamanho do *codebook* na qualidade da cobertura na esfera.

Efetivamente, o limite superior do ganho na esfera $(\theta, \phi) \in [0^\circ, 180^\circ] \times [0^\circ, 360^\circ]$ é dado pela junção das respostas máximas obtidas aplicando-se os *codewords*,

$$\bar{\mathbf{S}}(\theta, \phi) \triangleq \frac{2\pi}{\eta_0} \max_{\|\mathbf{w}\| \leq 1} \mathbf{w}^H \mathbf{M}(\theta, \phi) \mathbf{w} \quad (36)$$

Nesse caso, comparamos o valor de todos os feixes dos *codewords* individualmente em cada direção e selecionamos o maior; assim, é formado o diagrama de irradiação composto.

Observa-se que, idealmente, em qualquer direção, o máximo do limite superior seria atingido por

$$\bar{\mathbf{S}}(\theta, \phi) \triangleq \frac{2\pi}{\eta_0} \lambda_{max}(\mathbf{M}(\theta, \phi)), \quad (37)$$

ou seja, o limite superior é atingido pelo auto-vetor de $\mathbf{M}(\theta, \phi)$ correspondente ao autovalor máximo na direção desejada. Para fazê-lo igual em todas as direções seria necessário remover a limitação de tamanho do *codebook*, o limite de potência por elemento e o limite de fase discreta para construir o *codebook*. Por isso, a otimização do *codebook* se faz necessária.

2.2.2 Visualização do Diagrama de Radiação do Fator de Conjunto

Nesta seção, ilustra-se o efeito dos pesos na construção dos *codewords* e de *codebooks* através de diagramas de feixes. A matriz de pesos é composta pelos pesos de cada um dos *codewords* dispostos verticalmente, ou seja, uma matriz $\mathbf{W}_{(m,n)}$, onde m é a quantidade de linhas (quantidade de elementos de antenas) e n é quantidade de colunas (tamanho do *codebook*).

Para exemplificar, imaginemos um *codebook* com 4 *patterns* (novamente, um *pattern* corresponde a um feixe individual em um diagrama de radiação) e 4 elementos de

antena ($K = L$),

$$\mathbf{W}_1 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & -j & 1 & j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ -1 & j & 1 & -j \end{pmatrix},$$

e outro com 8 *patterns* e 4 elementos de antena ($K = 2 \times L$),

$$\mathbf{W}_2 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & -j & -j & -j & 1 & j & j & j \\ 1 & j & -1 & -j & 1 & j & -1 & -j \\ -1 & 1 & j & -1 & 1 & -1 & -j & 1 \end{pmatrix}.$$

Na Figura 19, observam-se os diagramas de irradiação associados \mathbf{W}_1 ($K = 4$ e $L = 4$) e \mathbf{W}_2 ($K = 8$ e $L = 4$). Podemos ver que, para o caso de um *codebook* com mais elementos, $K = 8$, há um “melhor preenchimento” da esfera (limite superior/*upperbound*). Também observamos que o mesmo possui menores vales/“buracos” entre os *patterns*, fazendo com que o desempenho de *beamforming* seja superior, uma vez que isso mitiga zonas de sombra (vales de irradiação) e, conseqüentemente, quedas de chamada ou de taxa de dados.

3 MÉTODOS DE SELEÇÃO DE CODEBOOKS

3.1 Algoritmo Voraz

Nesta seção, iremos apresentar o algoritmo voraz, do inglês, *Greedy Algorithm*. Este algoritmo irá selecionar os *codewords* candidatos baseados em sua cobertura / preenchimento da esfera unitária. O algoritmo voraz realiza uma escolha de ótimo local esperando que o mesmo seja um ótimo global [61]. O Algoritmo 3 apresenta o algoritmo voraz.

Algoritmo 3 Algoritmo voraz

- 1) Dado um conjunto de *codewords* \mathbf{W}_d e um *codebook* ótimo vazio $\mathbf{W}_c = \emptyset$
- 2) Encontrar a *codeword* que maximiza a função utilidade

$$\mathbf{w}^* = \underset{\mathbf{w} \in \mathbf{W}_d}{\operatorname{argmax}} U(S(\mathbf{w}, \theta, \phi))$$

- 3) Adicionar ao *codebook* $\mathbf{W}_c \leftarrow \mathbf{W}_c \cup \mathbf{w}^*$
-

A Figura 21 mostra os diagramas azimutais de radiação gerados pelo algoritmo voraz com $L = 4$ e $K = \{4, 5, 8, 16\}$, onde “id-pattern” são cada um dos diagramas produzidos por cada uma das K *codewords* do *codebook*. Pode-se observar uma grande sobreposição entre os feixes dos *codebooks* apresentados, uma vez que o algoritmo considera apenas o desempenho dos feixes individualmente e não a melhor combinação dentre as *codewords* candidatas. A Figura 22 apresenta a envoltória dos *codebooks* apresentados na Figura 21. O parâmetro “perda max” indica a diferença entre o máximo e o mínimo ganho presente no diagrama, deseja-se que esse parâmetro seja o menor possível, pois ele indica “buracos” de cobertura.

A maior limitação deste tipo de seleção empregada no algoritmo voraz está na análise individual do diagrama de radiação de cada *codeword*. Ele seleciona as melhores *codewords* considerando a função utilidade isoladamente, em vez do diagrama composto da combinação delas. Caso hajam *codewords* com grandes áreas sobrepostas aos seus vizinhos, teremos um *codebook* ineficiente. Caso fossem feitas todas as combinações possíveis de *codewords*, o algoritmo teria uma complexidade muito maior.

A Figura 20 apresenta U_{medio} , a função utilidade considerando a média, U_{50} , a função utilidade considerando o percentil 50 e U_{20} , a função utilidade considerando o percentil 20 para $L = 4$ e $K = \{4, 5, 8, 16\}$. Além de utilizarmos o U_{50} para a seleção do *codebook* como mencionado na Seção 2.1, foram avaliados também, o ganho médio em

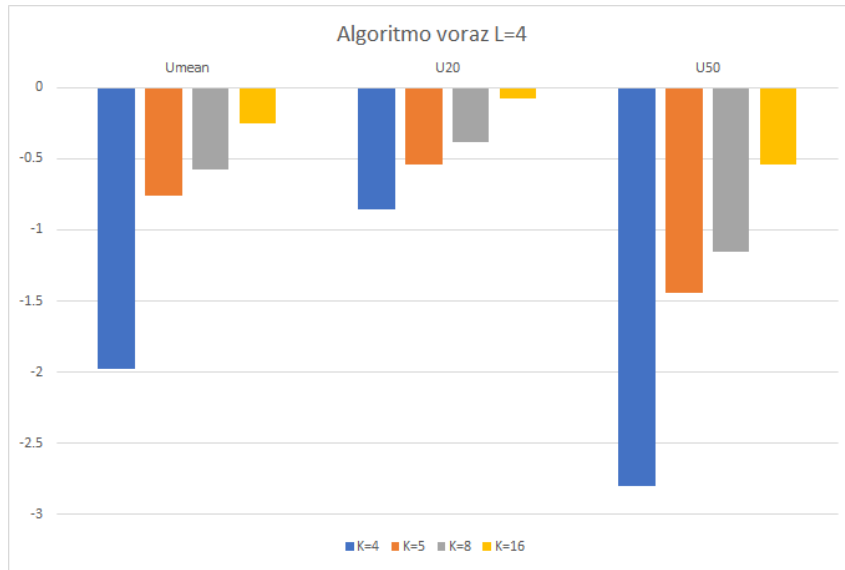


Figura 20 - Função utilidade considerando a média, percentil 50 e percentil 20 para $L=4$ e diferentes valores de K utilizando o algoritmo voraz.

todas as direções da esfera, U_{medio} , e o percentil U_{20} que representa o pior caso em cada diagrama de radiação de cada *codebook*.

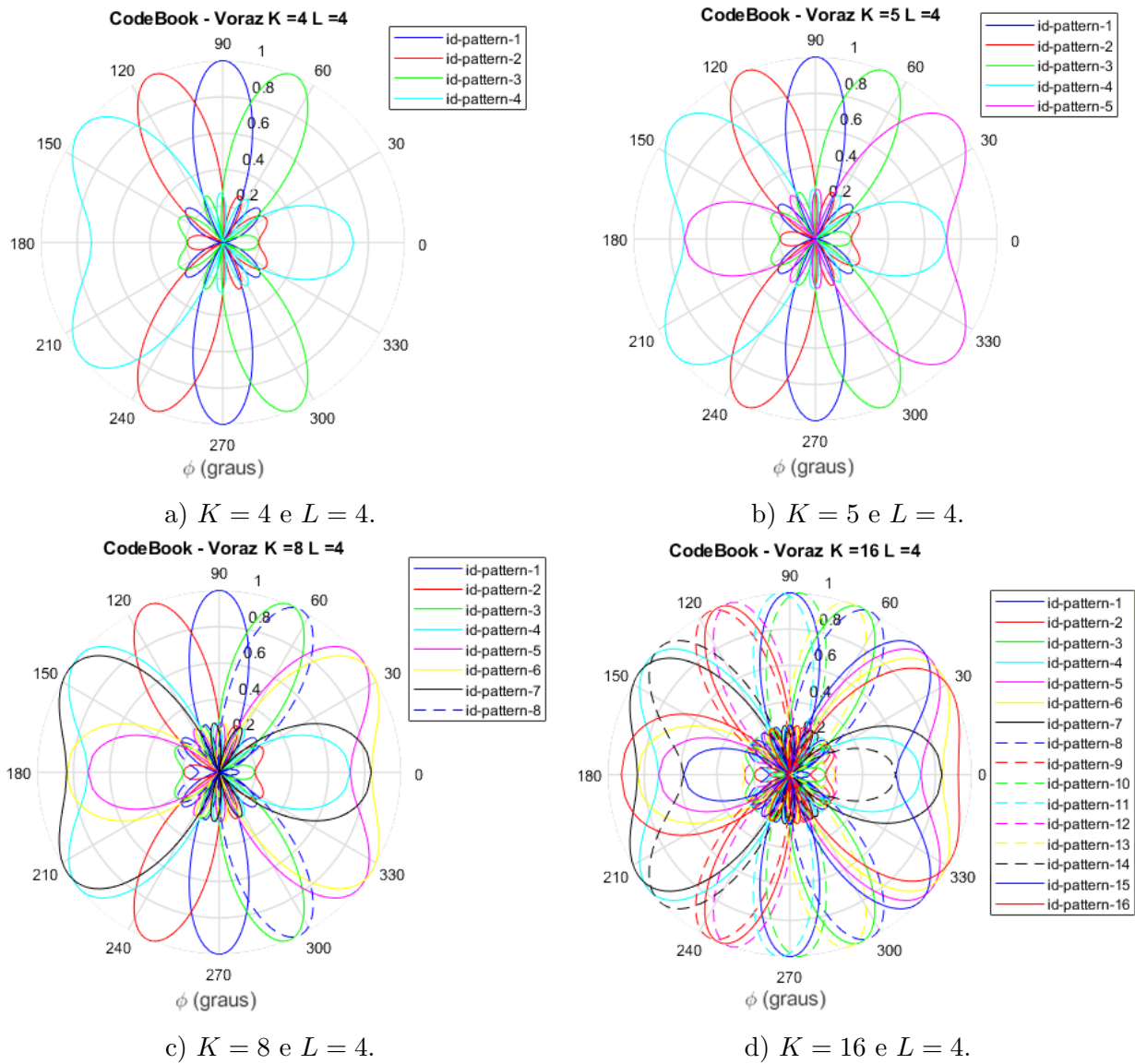


Figura 21 - Diagramas de Radiação de cada *codeword* utilizando algoritmo voraz variando K .

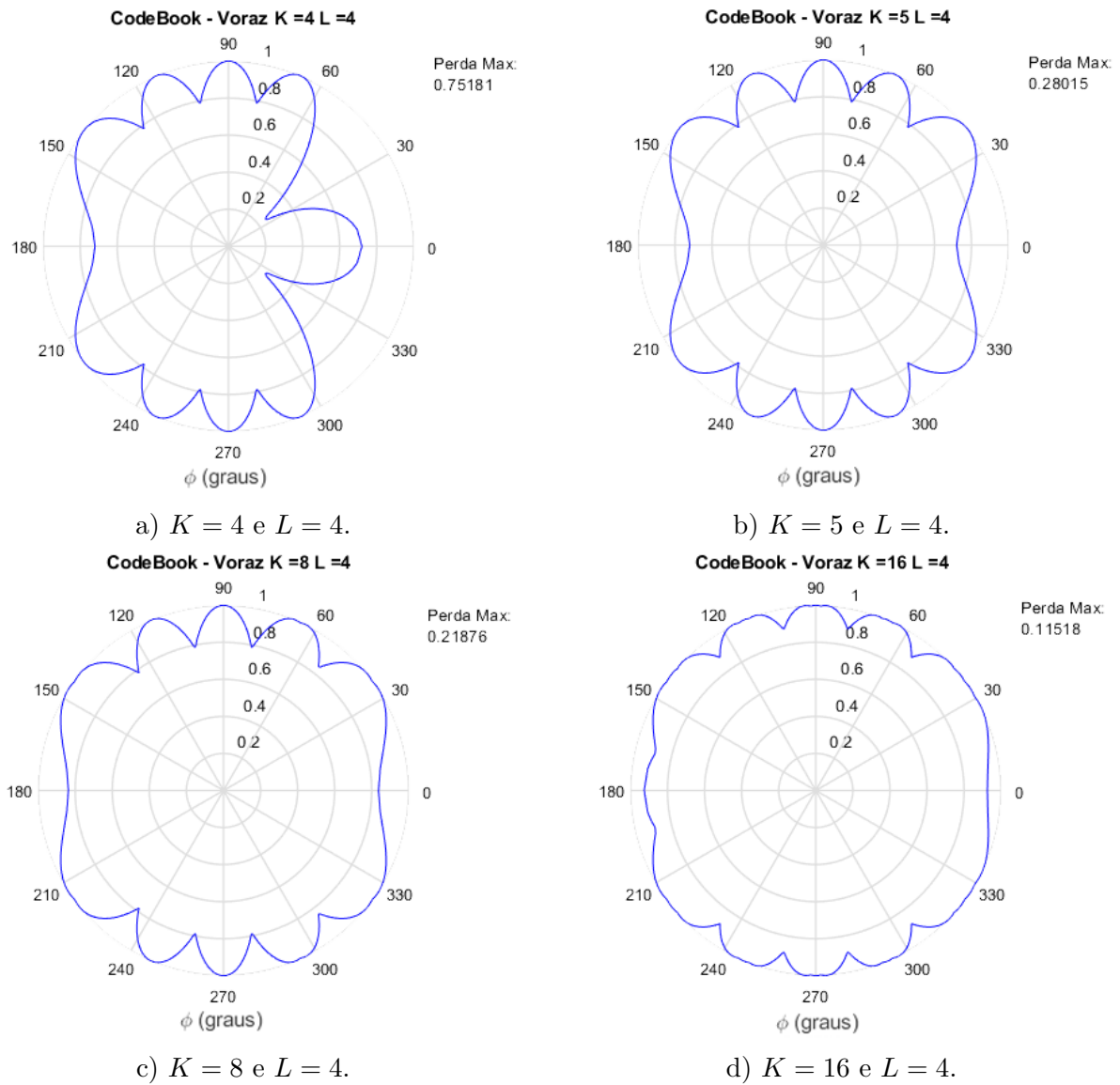


Figura 22 - Diagramas de Radiação Compostos utilizando algoritmo voraz variando K .

3.2 Algoritmo Voraz Modificado

O algoritmo voraz “puro” implica em escolher o melhor *codebook* como o conjunto das melhores *codewords* individualmente. Todavia, pode haver interferências entre feixes adjacentes (sobreposição de feixes). A versão modificada, apresentada nesta seção, primeiramente verifica a melhor *codeword* individual, que é adicionada ao *codebook*. Selecionamos então uma nova *codeword* que fará com que o *codebook* tenha maior cobertura da esfera unitária. O Algoritmo 4 apresenta o algoritmo voraz modificado.

Algoritmo 4 *Algoritmo voraz modificado*

- 1) Dado um conjunto de *codewords* \mathbf{W}_d e um *codebook* ótimo $\mathbf{W}_c = \emptyset$
- 2) Encontrar a *codeword* que maximiza a função utilidade

$$\mathbf{w}^* = \underset{\mathbf{w} \in \mathbf{W}_d}{\operatorname{argmax}} U(S(\mathbf{W}_c \cup \mathbf{w}, \theta, \phi))$$

- 3) Adicionar ao *codebook* $\mathbf{W}_c \leftarrow \mathbf{W}_c \cup \mathbf{w}^*$
-

No algoritmo voraz modificado, realizamos uma combinação sem repetições. O algoritmo voraz modificado possui maior complexidade computacional do que o algoritmo voraz “puro”. No algoritmo voraz, apenas iremos computar a quantidade de *codewords* elegíveis, que corresponde ao número de discretizações angulares utilizadas ξ no modelo de antena (frequência angular) (neste caso 241). No algoritmo modificado, temos um arranjo de ξ realizações limitada pelo tamanho do *codebook* (K)

$$NR_{\xi, K} = \frac{\xi!}{(\xi - K)!} \quad (38)$$

Há uma simetria entre a parte superior (0-180 graus) e a parte inferior (180-360 graus), sendo assim podemos reduzir pela metade a quantidade de iterações necessárias.

A Figura 23 apresenta U_{medio} , a função utilidade considerando a média, U_{50} , a função utilidade considerando o percentil 50 e U_{20} , a função utilidade considerando o percentil 20 para $L = 4$ e $K = \{4, 5, 8, 16\}$. Vemos que o algoritmo voraz modificado apresentou um desempenho superior para todos os tamanhos de *codebook* em relação ao algoritmo voraz.

A Figura 24 apresenta as *codewords* selecionadas pelo algoritmo voraz para cada *codebook*. Pode-se observar que há uma menor sobreposição entre feixes adjacentes em relação ao algoritmo voraz, apresentado anteriormente. Analisando a Figura 25, verificamos que a perda máxima, diferença entre máximo e mínimo, é menor do que a do algoritmo voraz; logo, há uma cobertura mais uniforme no algoritmo voraz modificado.

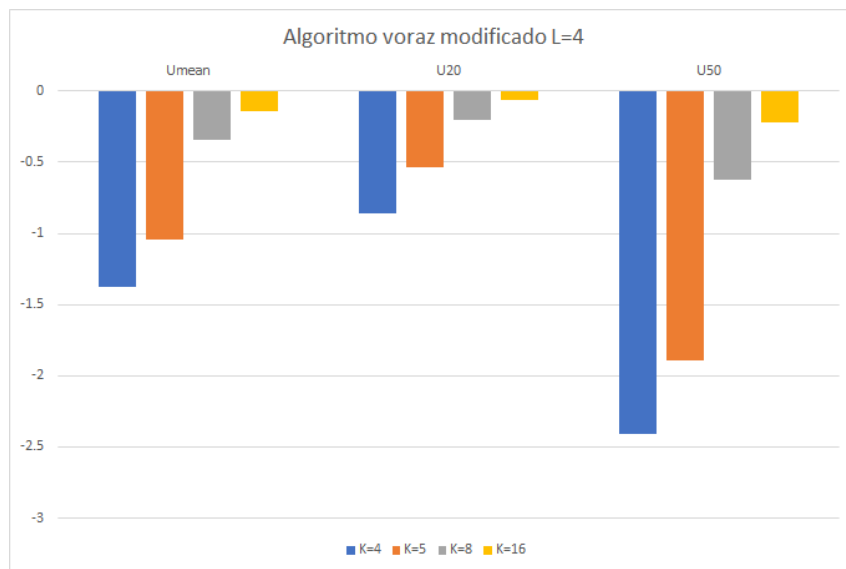


Figura 23 - Função utilidade considerando a média, percentil 50 e percentil 20 para $L=4$ e diferentes valores de K utilizando o algoritmo voraz modificado.

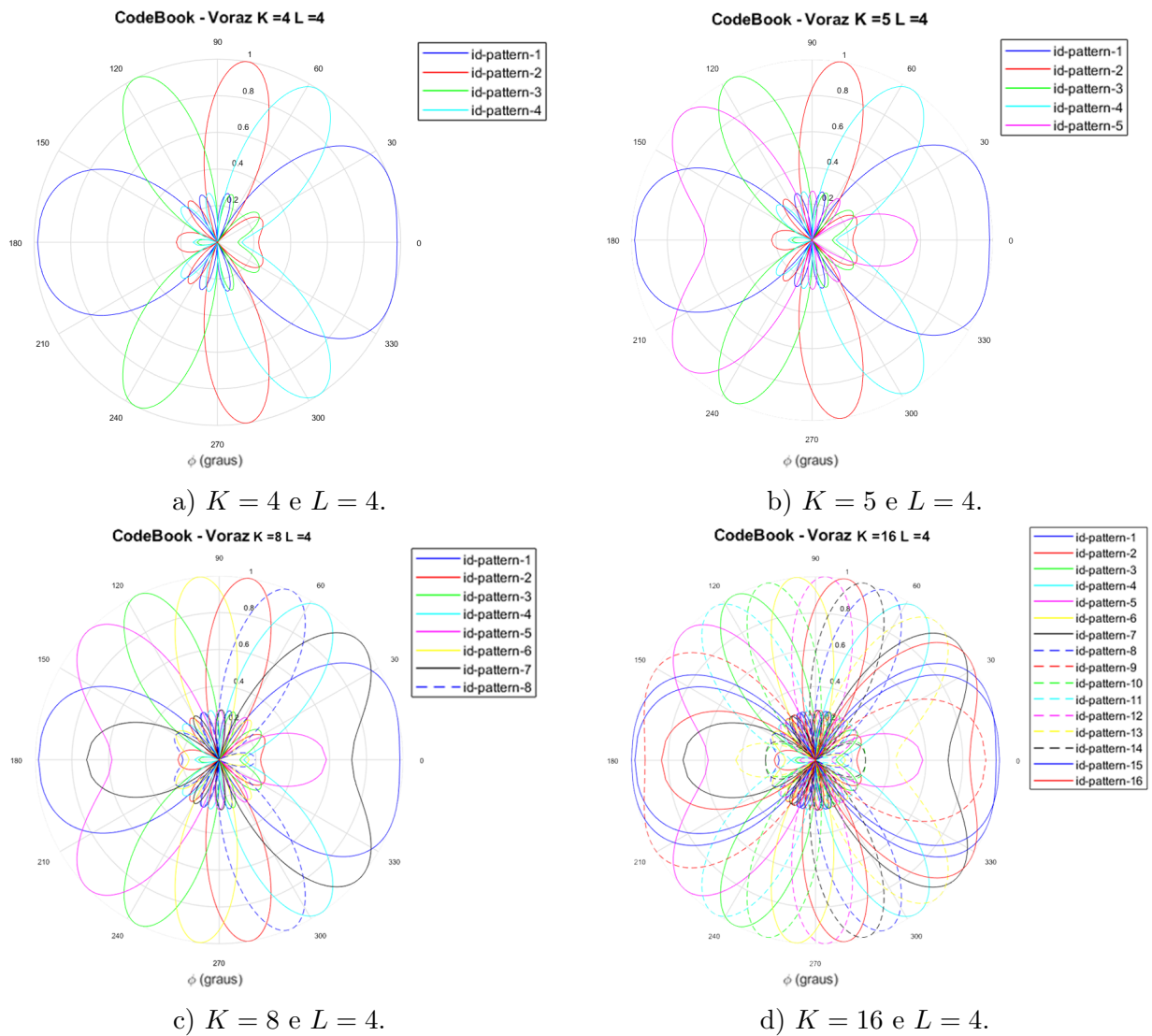


Figura 24 - Diagramas de Radiação de cada *codeword* utilizando algoritmo voraz modificado variando K .

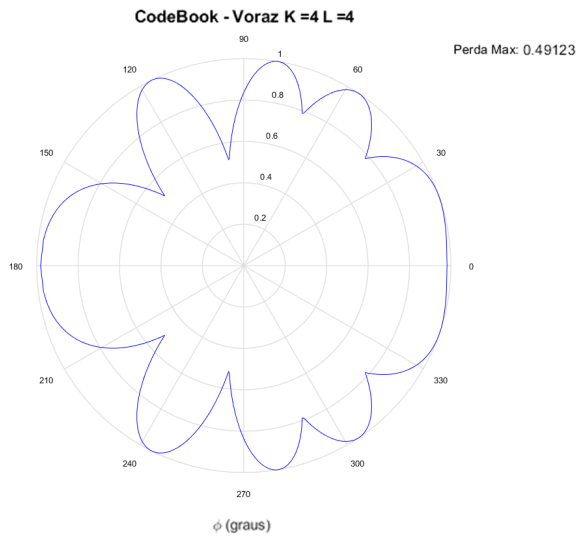
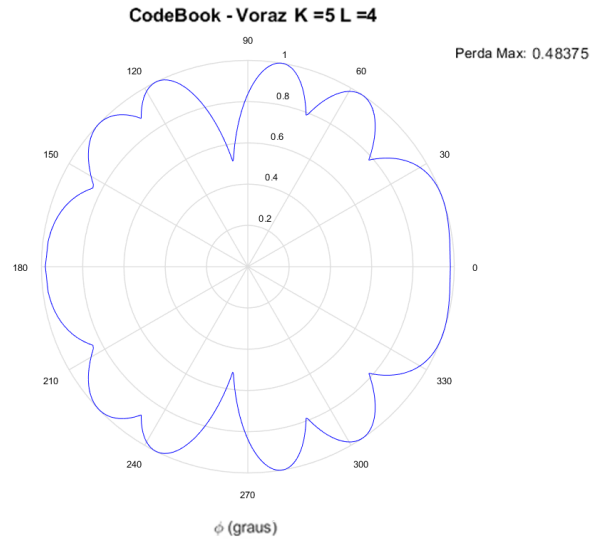
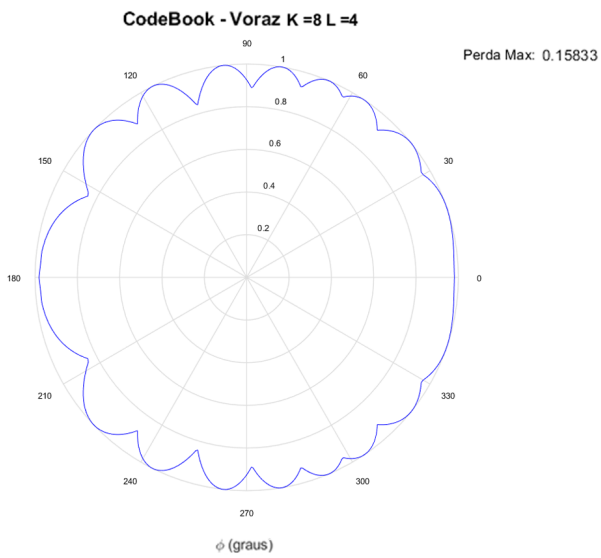
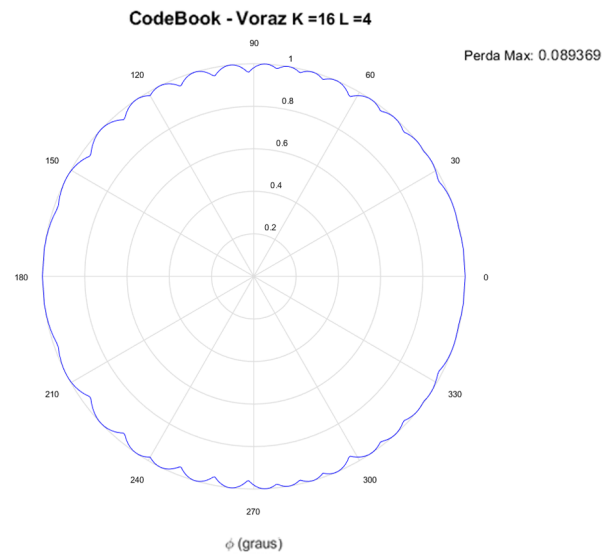
a) $K = 4$ e $L = 4$.b) $K = 5$ e $L = 4$.c) $K = 8$ e $L = 4$.d) $K = 16$ e $L = 4$.

Figura 25 - Diagramas de Radiação Compostos utilizando algoritmo voraz modificado variando K .

3.3 Algoritmo K-Means

K-means é um processo de agrupamento de dados que particiona n observações/dados em K grupos, onde cada dado pertence ao conjunto mais próximo [62, 63]. O parâmetro K é definido como o número de *patterns* do *codebook* e a direção de ganho máximo de cada *pattern*, $\phi_{max}(\circ)$, é utilizada para o agrupamento. Primeiramente, são gerados K centroides aleatórios e em seguida aloca-se cada *pattern* ao centroide mais próximo (menor distância euclidiana). Segundo, deve-se criar uma nova posição para o centroide, que será a média das posições dos *patterns* pertencentes a este centroide. Em seguida, faremos novamente a alocação dos *patterns* para o centroide mais próximo. O processo é repetido até que a alocação ótima dos centroides ser atingida. Cada vez que o algoritmo K-means é executado, teremos uma diferença da alocação dos centroides, uma vez que a escolha inicial é um processo aleatório [62]. Logo, os resultados ótimos mudam a cada execução do algoritmo, diferente do que ocorre no algoritmo voraz [14].

A Figura 26 apresenta U_{medio} , a função utilidade considerando a média, U_{50} , a função utilidade considerando o percentil 50 e U_{20} , a função utilidade considerando o percentil 20 para $L = 4$ e $K = \{4, 5, 8, 16\}$. Pode-se ver que o algoritmo K-means não apresenta resultados superiores aos do algoritmo voraz modificado.

A Figura 27 mostra a aleatoriedade em quatro seleções de *codebook* geradas pelo algoritmo K-means. Como dito anteriormente, esta diferença se deve à aleatoriedade dos centroides iniciais. Apesar de bem próximos, podemos ver que a direção de máxima radiação é diferente a cada execução do algoritmo. Mais detalhes sobre algoritmo K-means ver o Algoritmo 5.

Algoritmo 5 Algoritmo K-means

1) Dado um conjunto de N codewords $\{\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_N\}$, desejamos selecionar K codewords para formar um *codebook* ótimo e a direção de máximo ganho relacionada a cada codeword.

$$D_n = \{(\theta, \phi) | \arg(\max(\mathbf{w}_n^H M(\theta, \phi) \mathbf{w}_n))\}$$

onde $1 \leq n \leq N$

2) Realizar o processo de particionamento to K-means para identificar K centróides dentre todas as direções calculadas no processo anterior $C_k(\theta, \phi)$

3) Escolher as K melhores codewords de acordo com a menor distância Euclidiana a cada um dos centroides $\mathbf{W}^* = [\mathbf{w}_1^*, \mathbf{w}_2^*, \dots, \mathbf{w}_K^*]$

$$\mathbf{w}_k^* = \min \| C_k(\theta, \phi) - D_n(\theta, \phi) \|$$

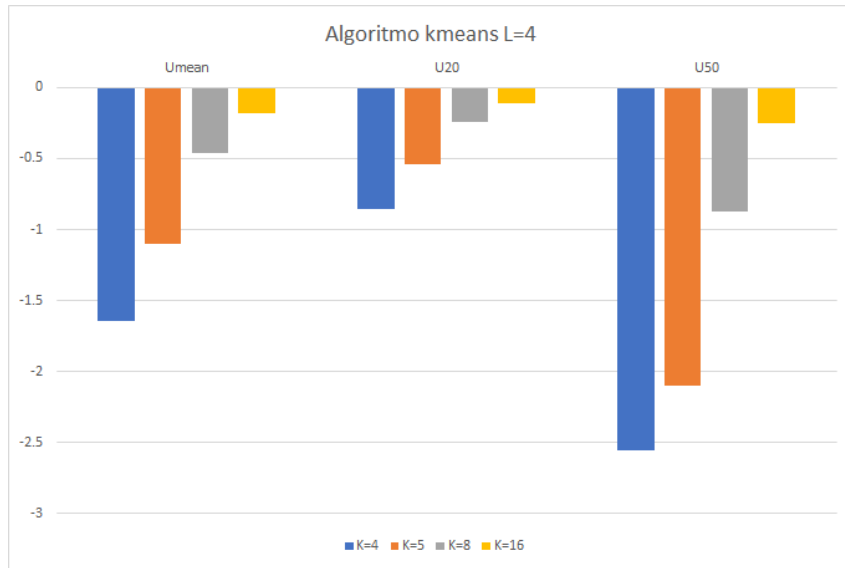


Figura 26 - Função utilidade considerando a média, percentil 50 e percentil 20 para $L=4$ e diferentes valores de K utilizando o algoritmo k-means.

A Figura 27 ilustra a seleção dos centroides K-means que correspondem às *codewords* selecionadas no *codebook* ótimo. Observa-se que há uma pequena diferença apresentada entre os ganhos dos *codewords*. Contudo, ela é desconsiderada, uma vez que é uma diferença de aproximação causada em softwares de cálculos numéricos. A Figura 28 mostra o diagrama de radiação dos *codebooks* selecionados pelo algoritmo K-means. A Figura 29, por sua vez, apresenta a envoltória e as perdas máximas dos *codebooks* gerados pelo algoritmo K-means.

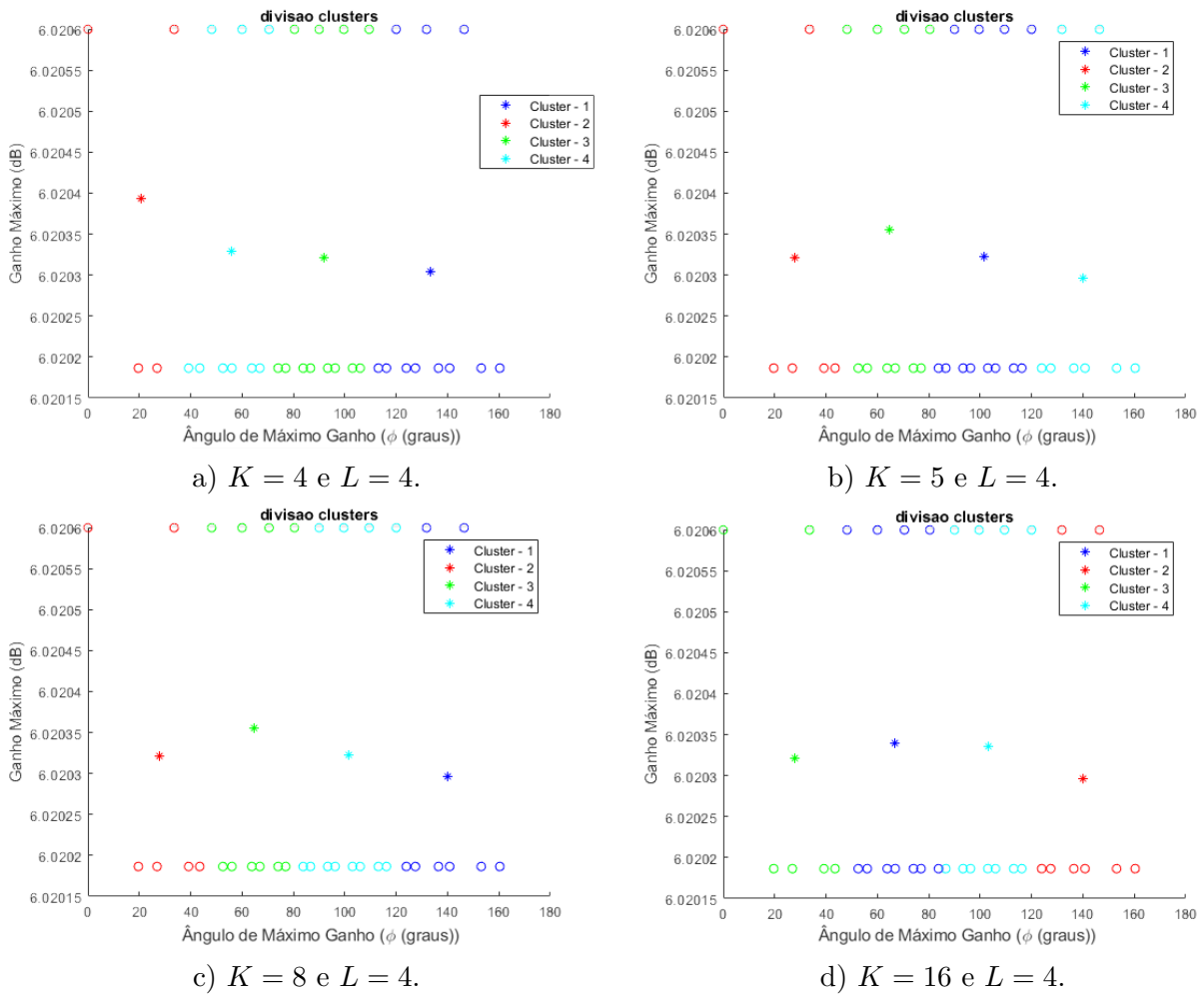


Figura 27 - Aleatoriedade do processo de agrupamento do algoritmo K-means.

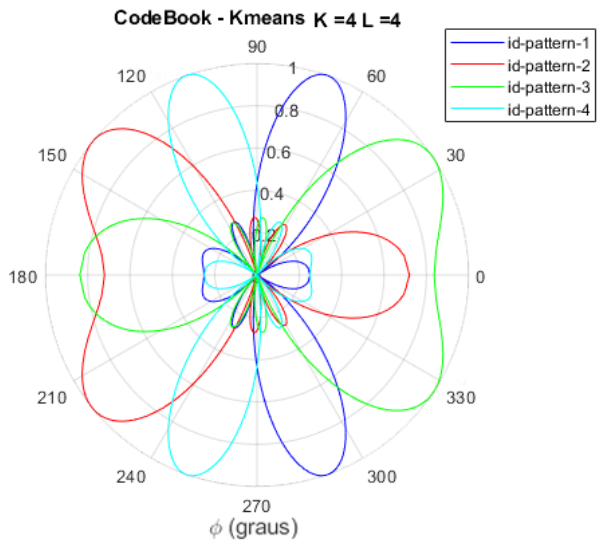
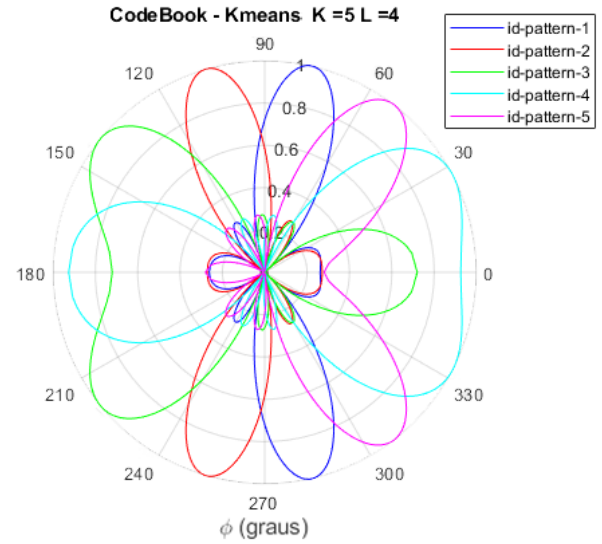
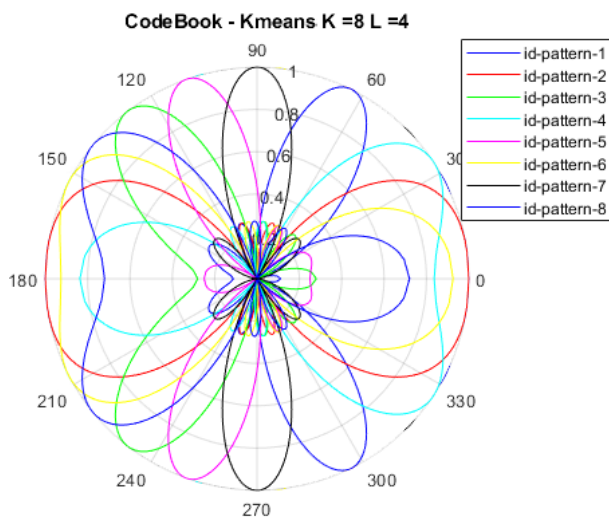
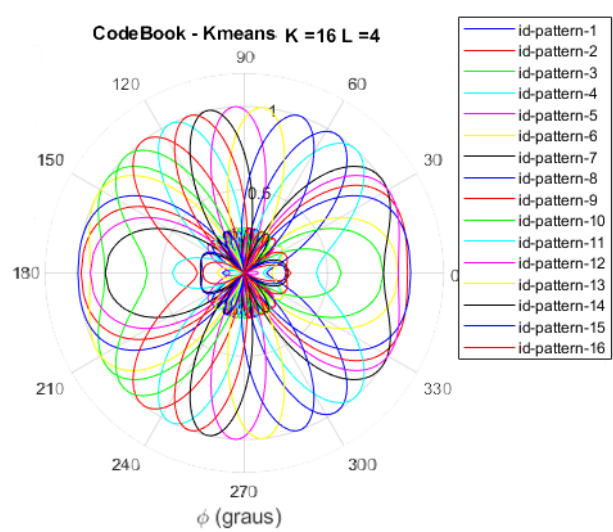
a) $K = 4$ e $L = 4$.b) $K = 5$ e $L = 4$.c) $K = 8$ e $L = 4$.d) $K = 16$ e $L = 4$.

Figura 28 - Diagramas de Radiação de cada *codeword* utilizando algoritmo K-means variando K .

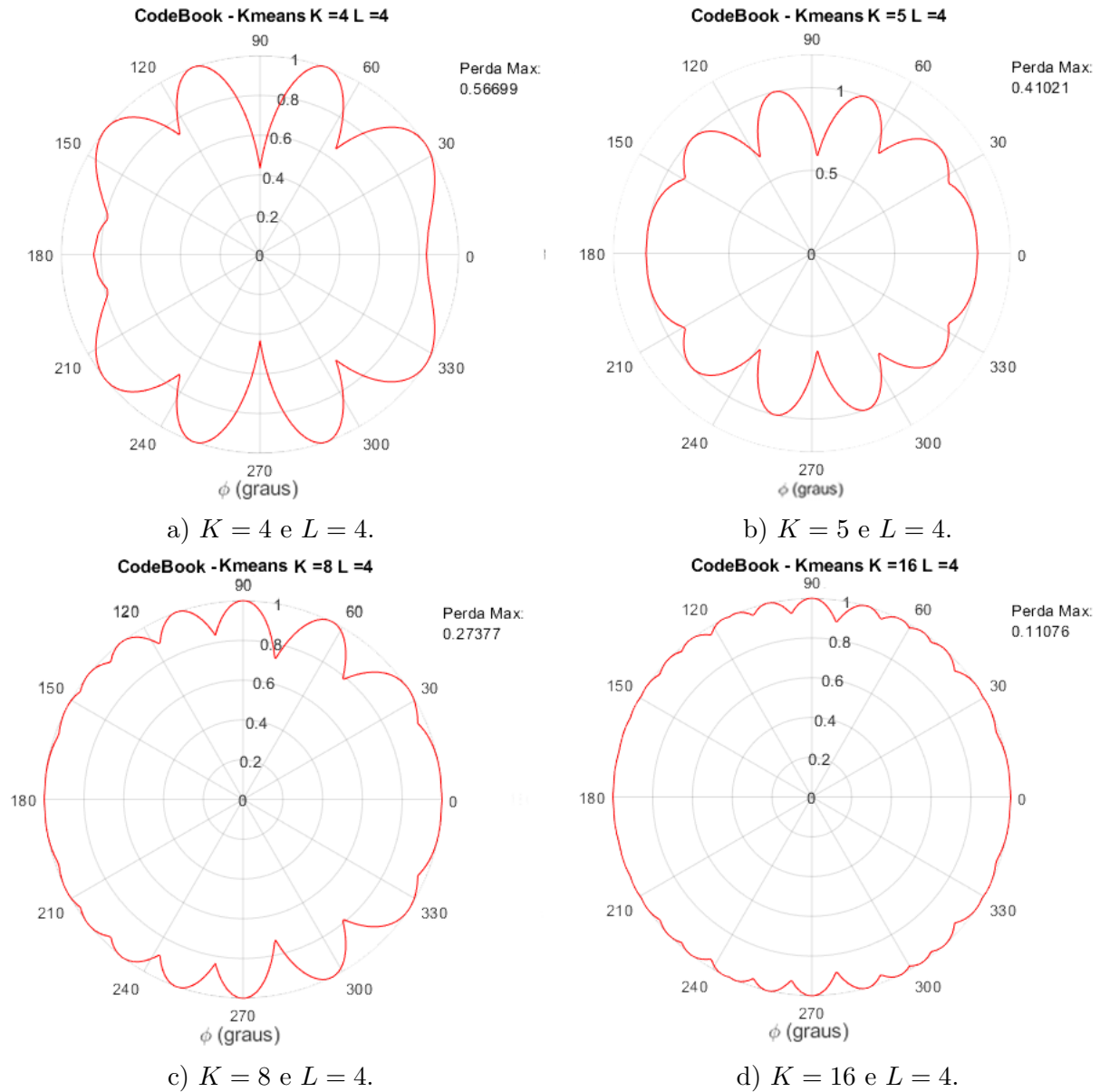


Figura 29 - Diagramas de Radiação Compostos utilizando algoritmo K-means variando K .

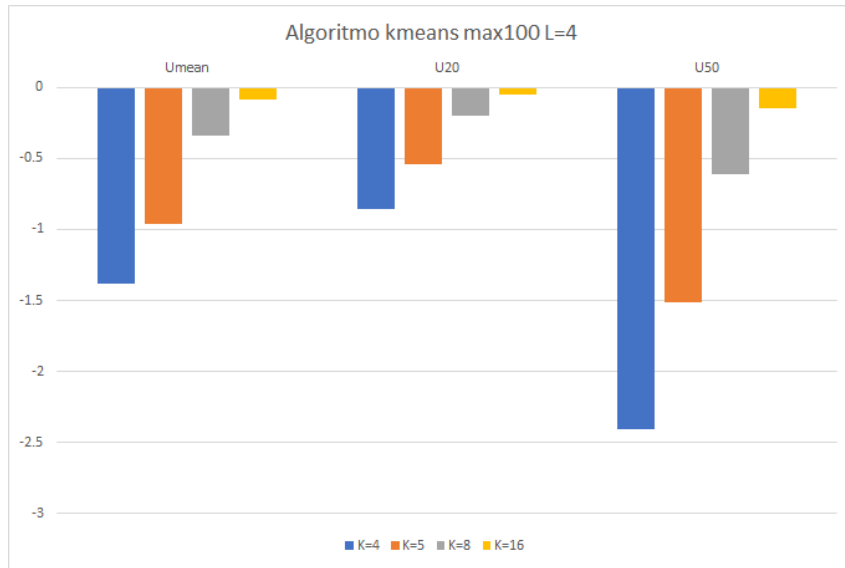


Figura 30 - Função utilidade considerando a média, percentil 50 e percentil 20 para $L=4$ e diferentes valores de K utilizando o algoritmo k-means com máximo de iterações.

3.4 Algoritmo K-Means com Máximo de Iterações

Nesta modificação do algoritmo K-means, são realizadas 100 iterações do algoritmo K-means e escolhe-se o melhor resultado dentre as iterações, ou seja, o *codebook* dentre esses 100 gerados via K-means que apresentar o maior valor da função utilidade. É um método “rudimentar”, porém é mais efetivo que a simples execução do K-means uma única vez.

A Figura 30 apresenta U_{medio} , a função utilidade considerando a média, U_{50} , a função utilidade considerando o percentil 50 e U_{20} , a função utilidade considerando o percentil 20 para $L = 4$ e $K = \{4, 5, 8, 16\}$. O *codebook* gerado no algoritmo K-means com máximo de iterações apresentou resultado superior ao algoritmo voraz modificado, porém o algoritmo K-means com máximo de iterações possui necessidade de maior processamento, uma vez que ele realiza 100 iterações para escolher a melhor dentre elas.

A Figura 31 apresenta os *codebooks* gerados para diferentes valores de K utilizando o algoritmo K-means com máximo de iterações. A Figura 32 apresenta a envoltória do *codebook* e a perda máxima, diferença entre máximo e mínimo ganho.

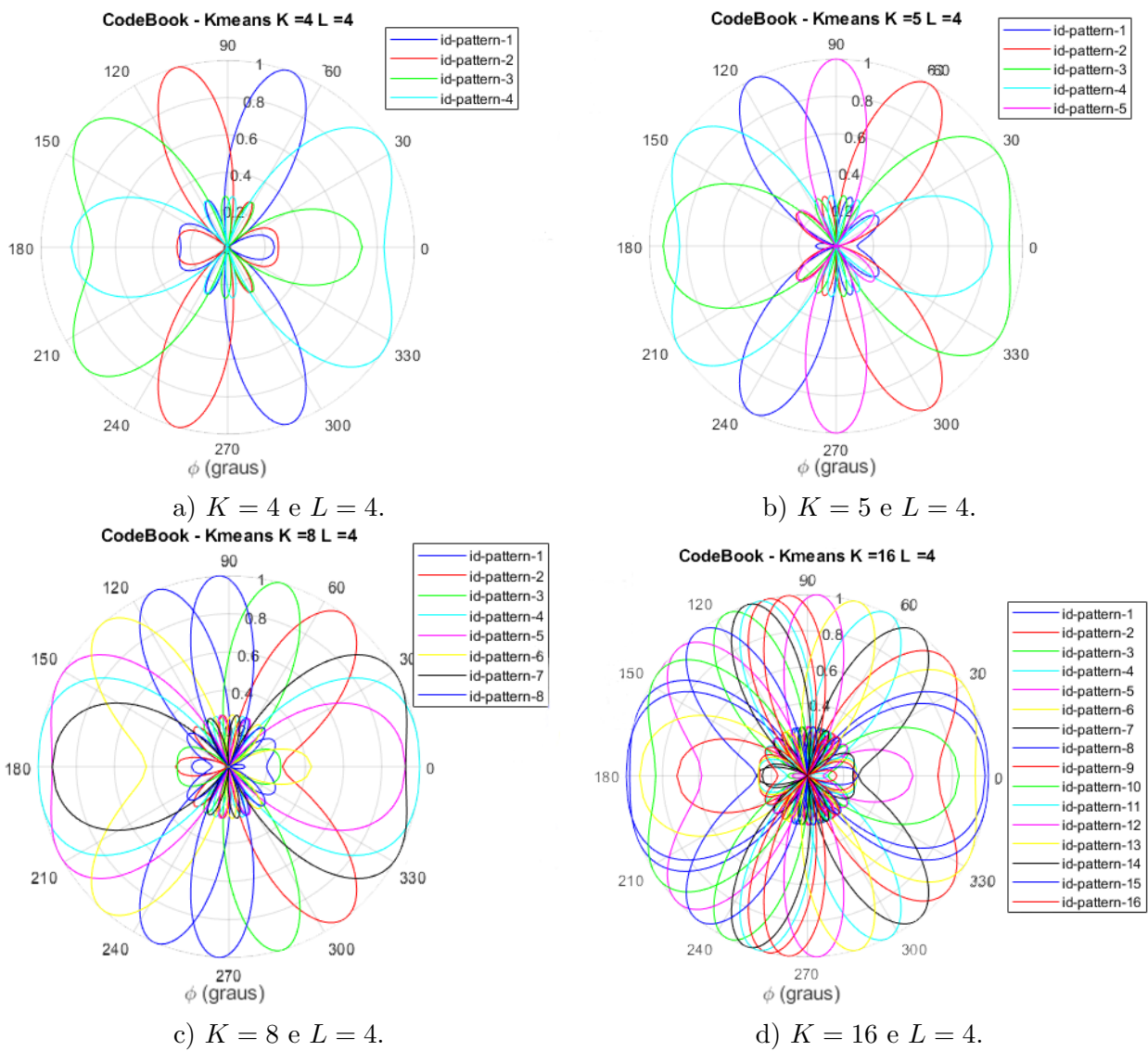


Figura 31 - Diagramas de Radiação de cada *codeword* utilizando algoritmo K-means Máximo de 100 iterações variando K .

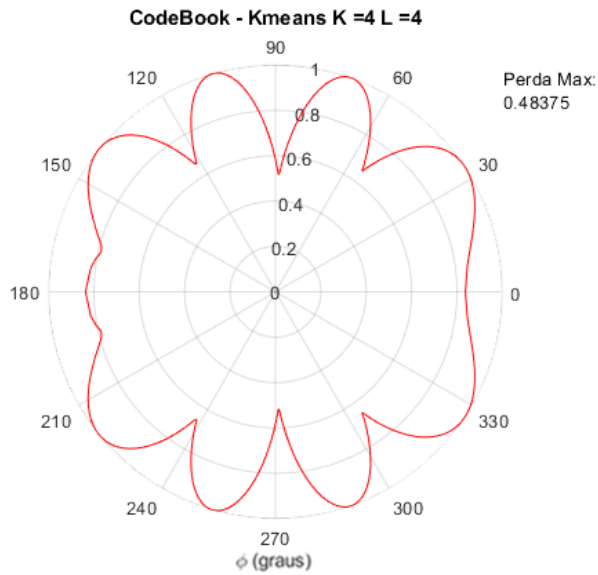
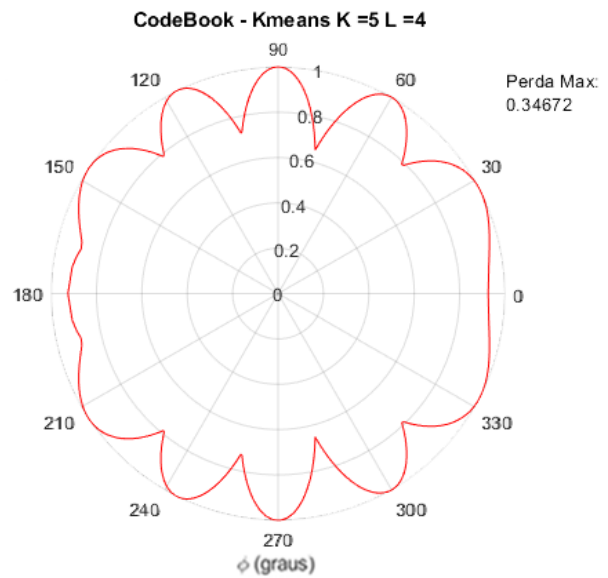
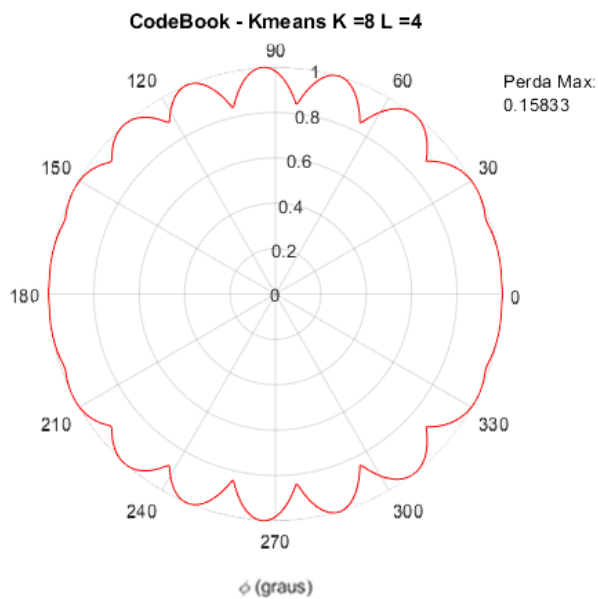
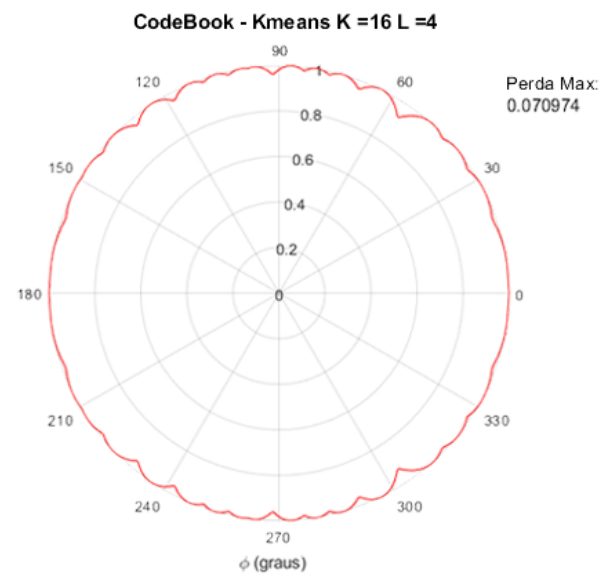
a) $K = 4$ e $L = 4$.b) $K = 5$ e $L = 4$.c) $K = 8$ e $L = 4$.d) $K = 16$ e $L = 4$.

Figura 32 - Diagramas de Radiação Compostos utilizando algoritmo K-means Máximo de 100 iterações variando K .

3.5 Algoritmo K-Means com Algoritmo Voraz

Este algoritmo consiste em uma modificação do algoritmo K-means. Nesse caso, aplica-se o algoritmo voraz na seleção de *codebook* do K-means, ou seja, realiza-se um laço computacional para realizar a convergência da função utilidade. Fazendo a convergência da função utilidade a cada iteração, em vez de utilizar-se o máximo de 100 iterações, realizam-se assim menos iterações, resultando em uma menor necessidade de processamento computacional. O algoritmo K-means com algoritmo voraz pode interpretar um máximo local como um máximo global, logo não é garantia de se obter o melhor *codebook* possível.

A Figura 33 apresenta U_{medio} , a função utilidade considerando a média, U_{50} , a função utilidade considerando o percentil 50 e U_{20} , a função utilidade considerando o percentil 20 para $L = 4$ e $K = \{4, 5, 8, 16\}$. O *codebook* gerado pelo algoritmo K-means com algoritmo voraz. Pode-se ver que seu desempenho é superior aos algoritmos voraz e K-means, porém o mesmo é inferior ao algoritmo K-means com máximo de iterações. Todavia, o algoritmo K-means com algoritmo voraz tem um custo de processamento computacional menor que o algoritmo K-means com máximo de iterações.

A Figura 34 mostra a aleatoriedade em 4 seleções de *codebook* geradas pelo algoritmo K-means com algoritmo voraz. A Figura 35 mostra o diagrama de radiação dos *codebooks* selecionados pelo algoritmo K-means com algoritmo voraz. A Figura 35 mostra a envoltória e a perda máxima, diferença entre o máximo e o mínimo, geradas pelo algoritmo K-means com algoritmo voraz.

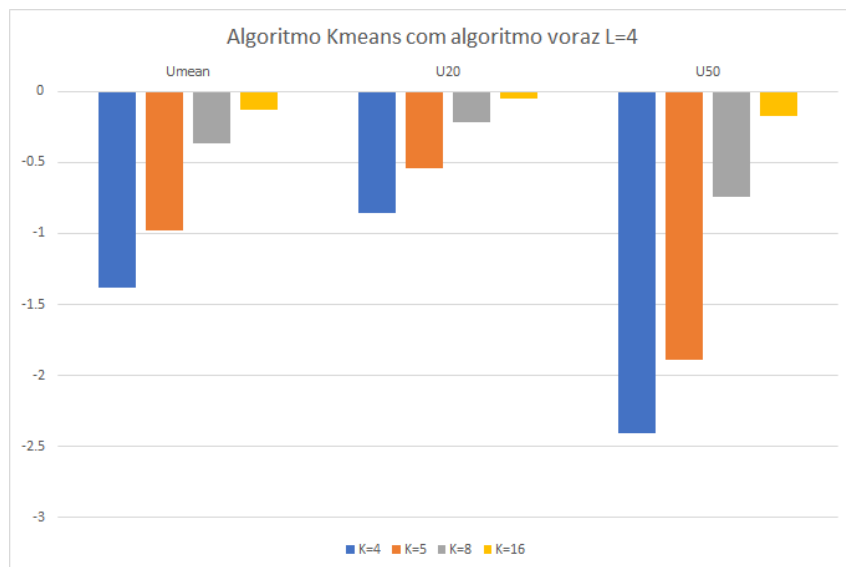


Figura 33 - Função utilidade considerando a média, percentil 50 e percentil 20 para $L = 4$ e diferentes valores de K utilizando o algoritmo K-means com algoritmo voraz.

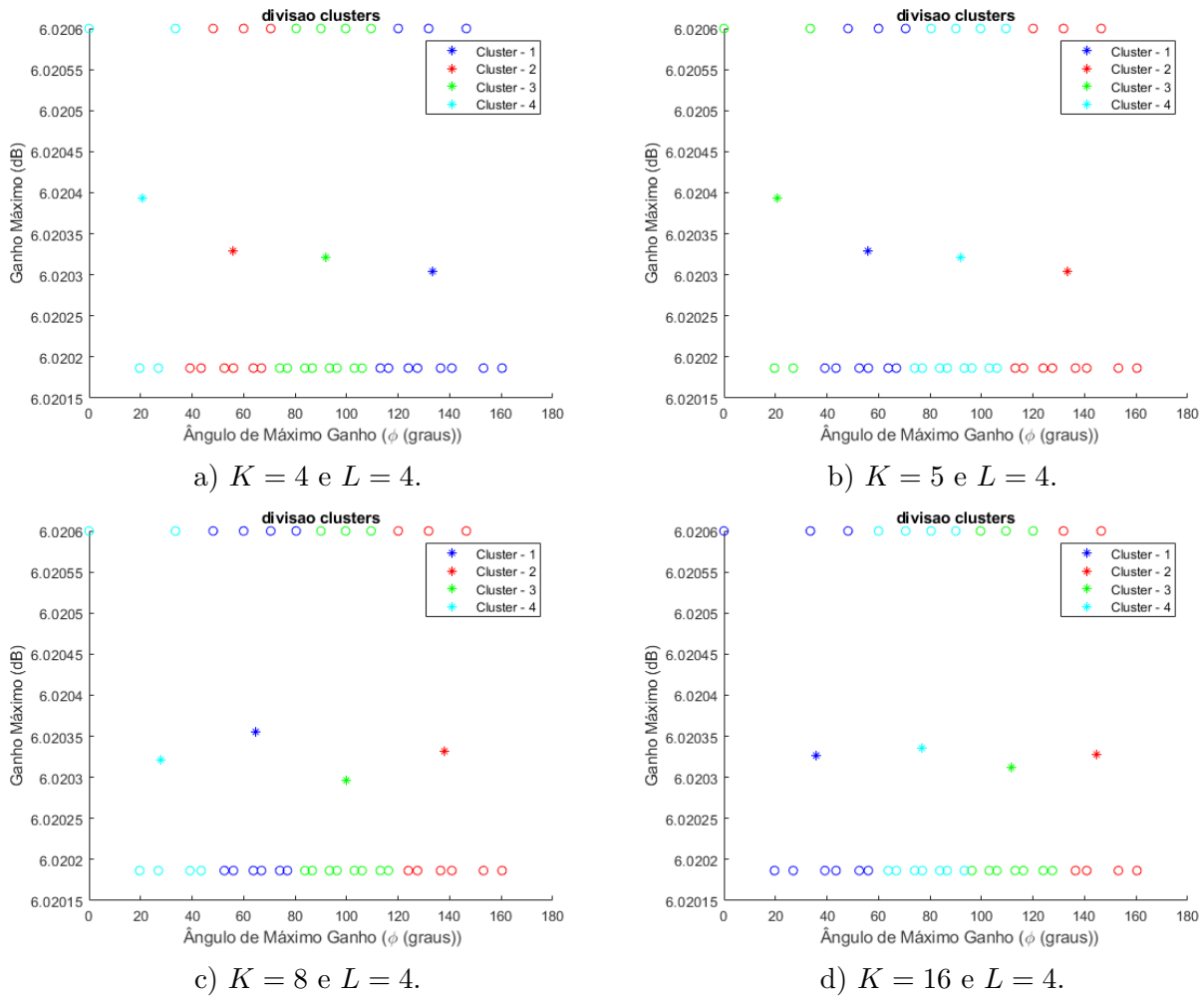


Figura 34 - Aleatoriedade do processo de agrupamento do algoritmo K-means com algoritmo voraz.

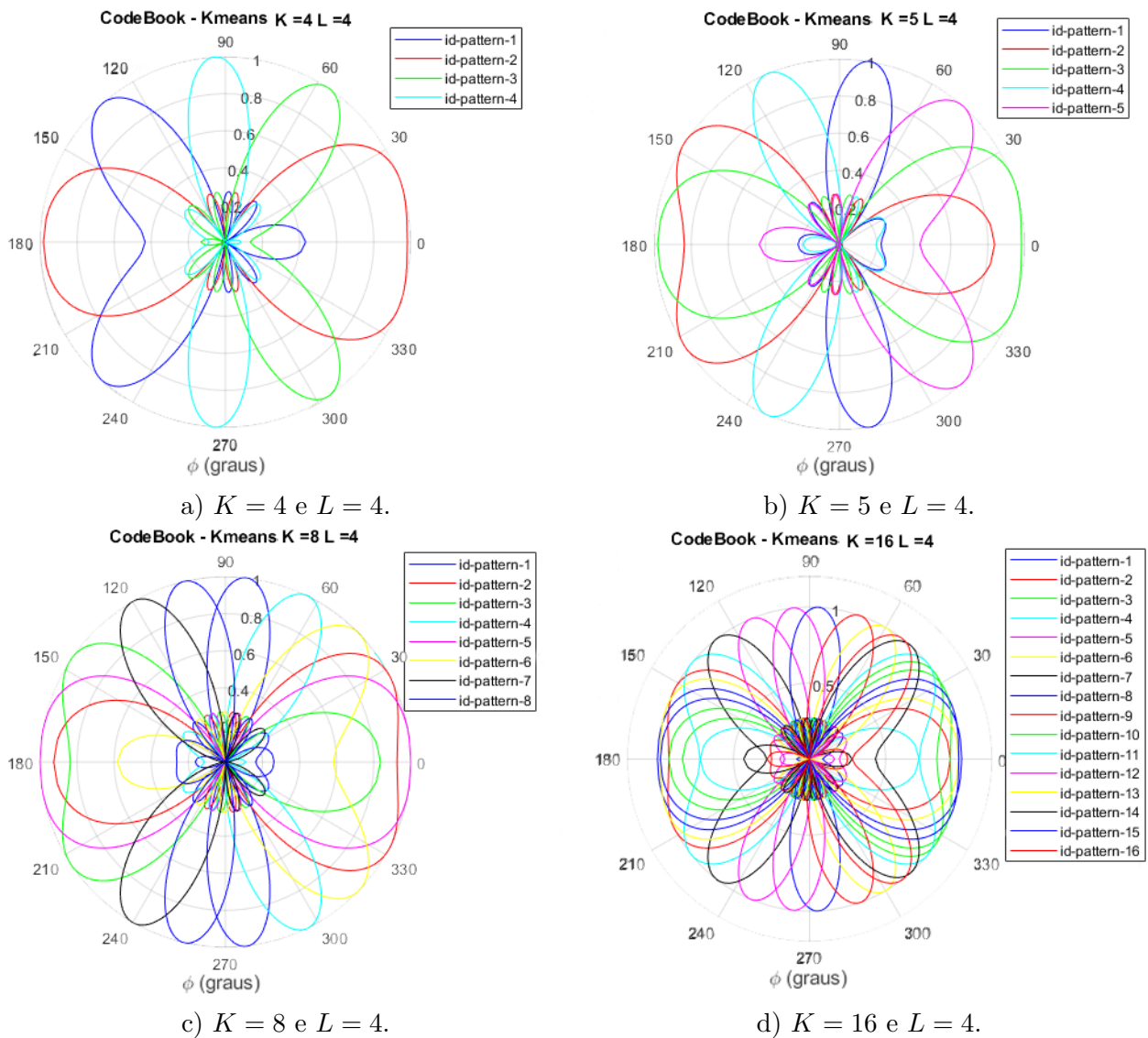
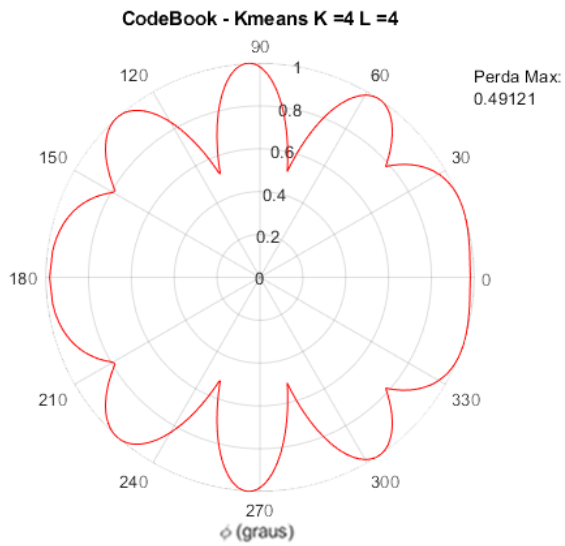
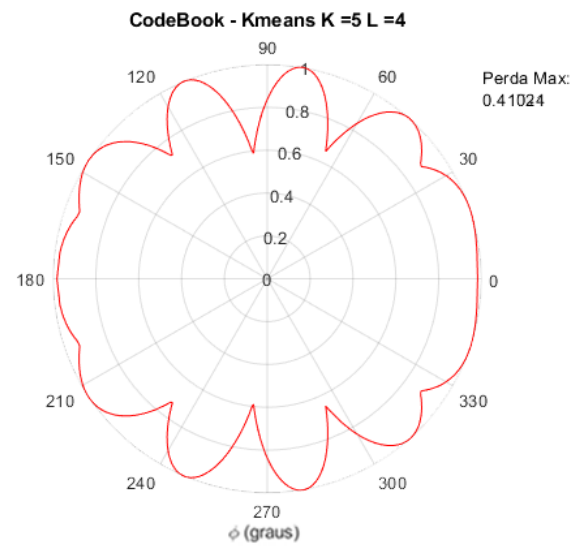


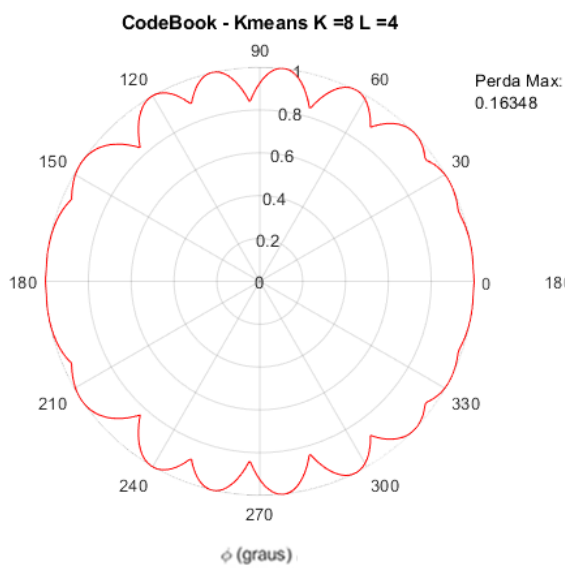
Figura 35 - Diagramas de Radiação Compostos utilizando algoritmo K-means com algoritmo voraz variando K .



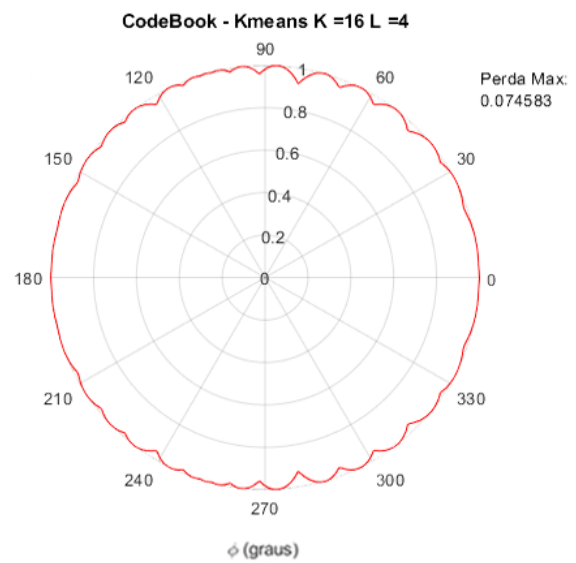
a) $K = 4$ e $L = 4$.



b) $K = 5$ e $L = 4$.



c) $K = 8$ e $L = 4$.



d) $K = 16$ e $L = 4$.

Figura 36 - codebook gerado via seleção por algoritmo K-means com algoritmo voraz.

4 RESULTADOS

Este capítulo analisa os resultados dos algoritmos apresentados anteriormente para selecionarmos um *codebook* ótimo e compararmos eles entre si e com o *codebook* proposto pela norma IEEE 802.15.3c. Mensurar a complexidade de um algoritmo não é trivial. Apesar disto, iremos realizar uma comparação de tempo de execução do algoritmo para podermos ter um meio de comparação.

4.1 *Codebook* referência IEEE 802.15.3c

O problema deste trabalho está em prover um *codebook* de tamanho $K = 16$ e composto por $L = 4$ antenas que seja mais eficiente que o *codebook* proposto na normativa IEEE 802.15.3c [64]. A normativa 802.15.3c propõe um *codebook* para ondas milimétricas, mais precisamente em 60 GHz [15]. Os pesos desse *codebook* são formulados como

$$w(\ell, k) = \frac{1}{\sqrt{\ell}} \exp \left(j \frac{2\pi}{4} \text{floor} \left(\text{mod} \left(\frac{(\ell + (K/2), K)}{K/4} \right) \right) \right), \quad (39)$$

onde, $1 \leq \ell \leq L$, $1 \leq k \leq K$. A função $\text{floor}(x)$ arredonda o valor de x para o maior inteiro menor que x , K é o tamanho do *codebook* e L é a quantidade de antenas do arranjo.

4.2 Modelo de Antena Utilizado

Neste trabalho, utilizamos um arranjo de antenas ULA (*Uniform Linear Array*), no qual todos os elementos são iguais. O campo elétrico é avaliado usando direções angulares uniformemente espaçadas. Como em uma ULA, os elementos estão dispostos apenas em uma direção linear, assumiremos um arranjo de antena de tamanho $1 \times L$. Utilizamos um modelo direcional de antena no qual o diagrama de radiação é

$$p(\theta) = \sin^q(\theta). \quad (40)$$

O parâmetro q é um parâmetro de diretividade que permite “afinar” o lóbulo de radiação da antena. Esse efeito pode ser visto na Figura 37.

O campo eletromagnético para as direções angulares é uniformemente distribuído sobre a frequência espacial, ou seja $\theta = \arccos(x)$, $x = \{-1, -(a-1)/a, \dots, (a-1)/a, 1\}$. Assumindo um arranjo ULA $1 \times L$, $a = 30L$ [7]. A Figura 18 mostra o sistema de coordenadas adotado, considerando-se que o UE está localizado na origem. O campo

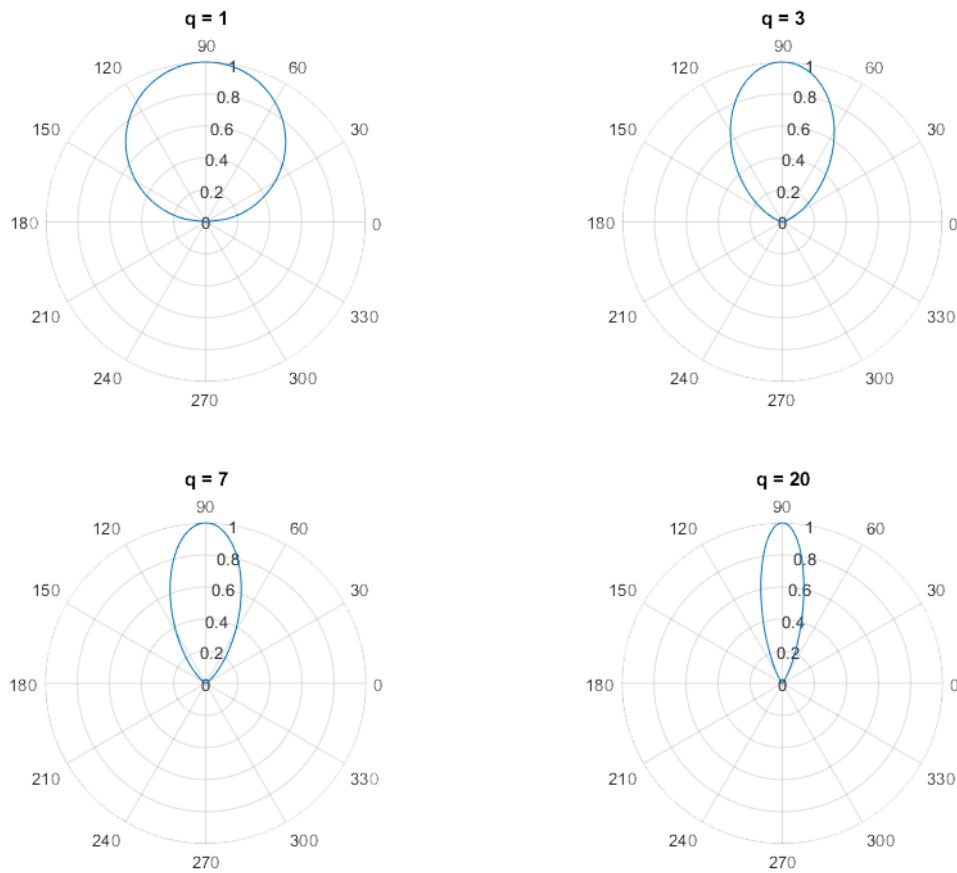


Figura 37 - Impacto do parâmetro q no diagrama de irradiação num elemento de antena.

eletromagnético em θ é dado por

$$\mathbf{e}_{\Theta}(\theta) = \sqrt{p(\theta)} \exp\left(j \frac{2\pi \cos(\theta)}{d} [0, 1, \dots, L-1]^T\right). \quad (41)$$

$$(42)$$

$e_{\Phi}(\theta) = 0$, uma vez que em uma ULA não há radiação perpendicular.

4.3 Análise Comparativa entre *Codebooks* Projetados

As Figuras 38, 39, 40, 41 e 42 apresentam métricas de comparação entre os métodos de seleção de *codebooks* descritos no Capítulo 3. Os valores estão normalizados também conforme o Capítulo 3. As Figuras apresentam resultados para vários tamanhos de *codebook*, além do $K = 16$. A diferença entre máximo e mínimo foi em torno de 10%. As métricas U_{medio} , U_{20} e U_{50} são respectivamente o ganho médio da esfera unitária, o percentil 20 e o percentil 50 da esfera unitária como é descrito na Seção 3.

Com base nos gráficos das Figuras 38, 39, 40, 41 e 42, vemos que o algoritmo

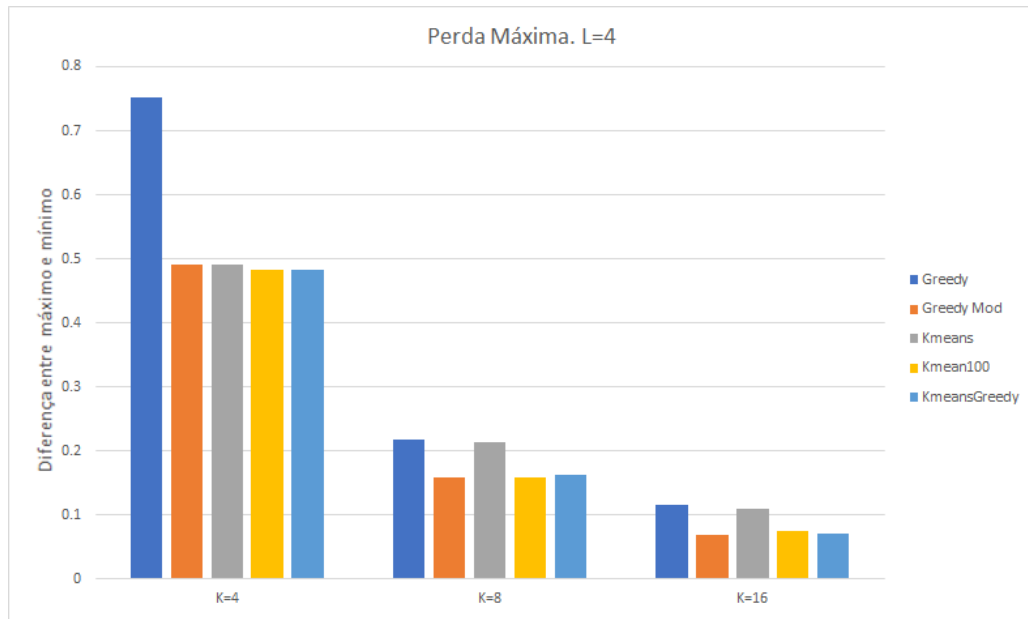


Figura 38 - Perdas Máxima (*max loss*) entre feixes adjacentes variando o tamanho de *codebook* para um arranjo com 4 antenas.

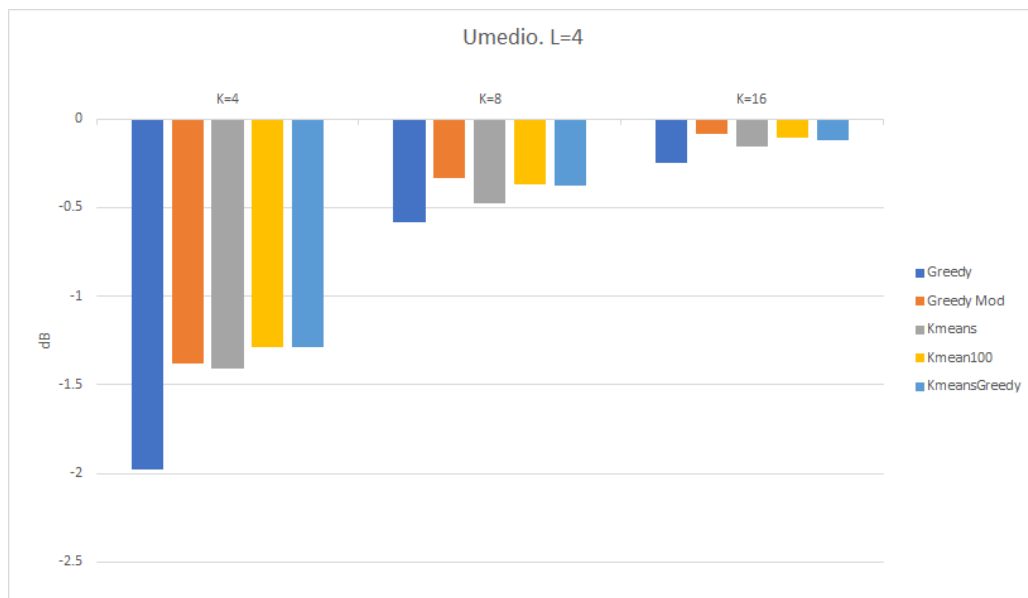


Figura 39 - Função utilidade considerando a média e variando o tamanho do *codebook* para um arranjo com 4 antenas.

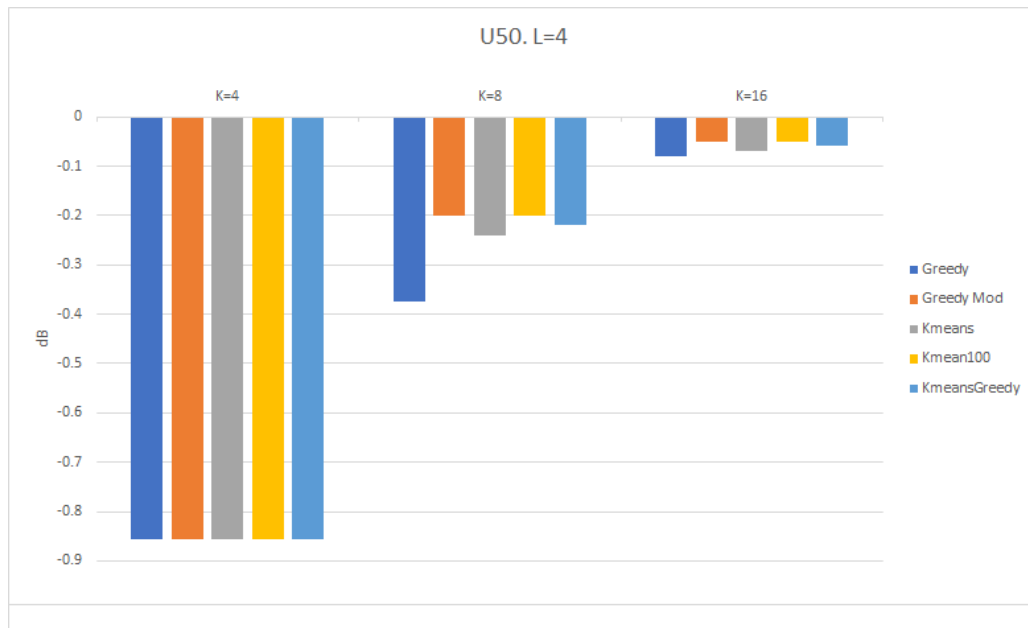


Figura 40 - Função utilidade considerando o percentil 50 e variando o tamanho do *codebook* para um arranjo com 4 antenas.

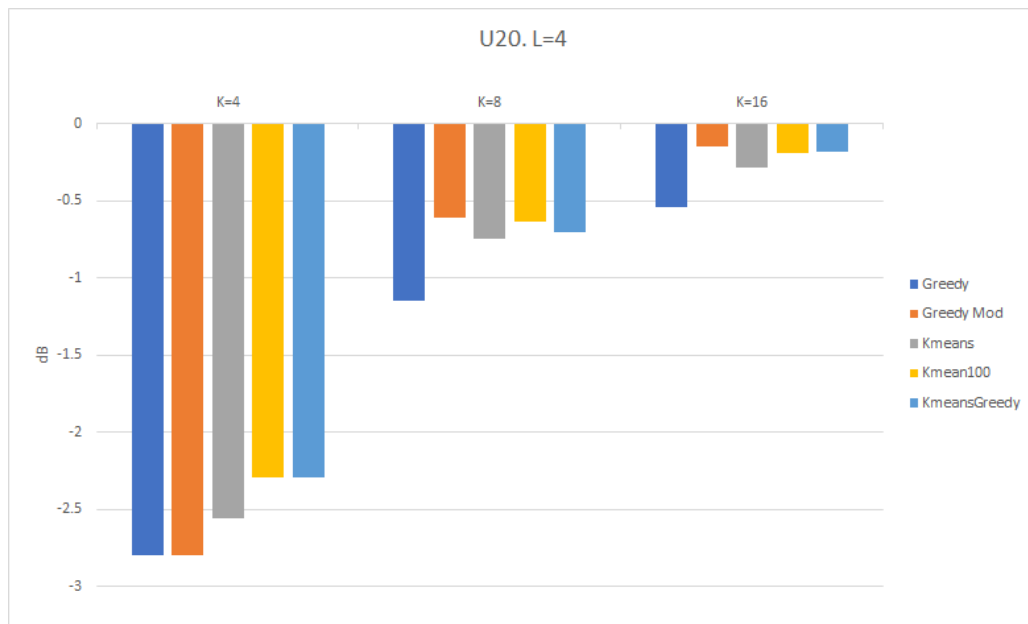


Figura 41 - Função utilidade considerando o percentil 20 e variando o tamanho do *codebook* para um arranjo com 4 antenas.

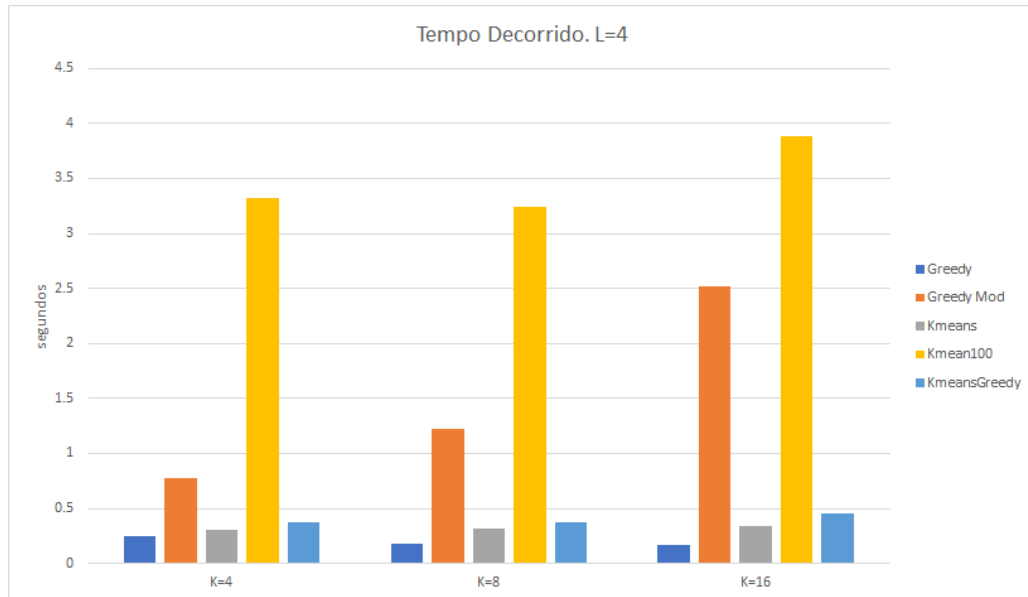
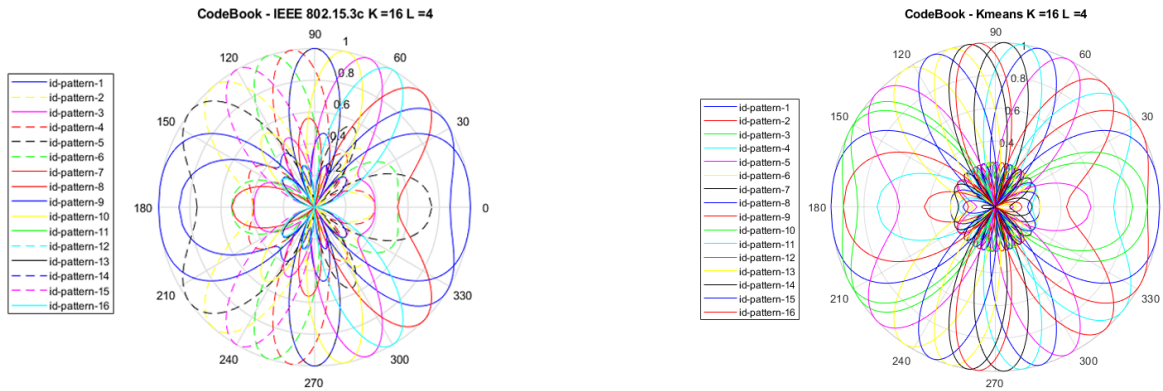


Figura 42 - Tempo de execução de cada um dos algoritmos para diferentes tamanhos de *codebook* para um arranjo com 4 antenas.

K-means com máximo de 100 iterações e o algoritmo voraz modificado apresentaram um grande tempo de execução e obtiveram resultados muito próximos do K-means com algoritmo voraz. O algoritmo voraz foi cerca de 50% mais rápido que o algoritmo K-means com algoritmo voraz. O algoritmo k-means foi cerca de 20% mais rápido que o algoritmo K-means com algoritmo voraz, o algoritmo voraz modificado foi cerca de 250% mais lento que o algoritmo K-means com algoritmo voraz, e o algoritmo K-means com máximo de iterações foi cerca de 760% mais lento que o algoritmo K-means.



a) Diagrama do *codebook* IEEE 802.15.3c $K = 16$ e $L = 4$. b) Diagrama do *codebook* K-means com algoritmo voraz $K = 16$ e $L = 4$.

Figura 43 - Composição das envoltórias do *codebook* de referência e do *codebook* K-means com algoritmo voraz.

Tabela 2 - Tabela comparativa entre o *codebook* referência e o *codebook* K-means com algoritmo voraz para $K = 16$ e $L = 4$

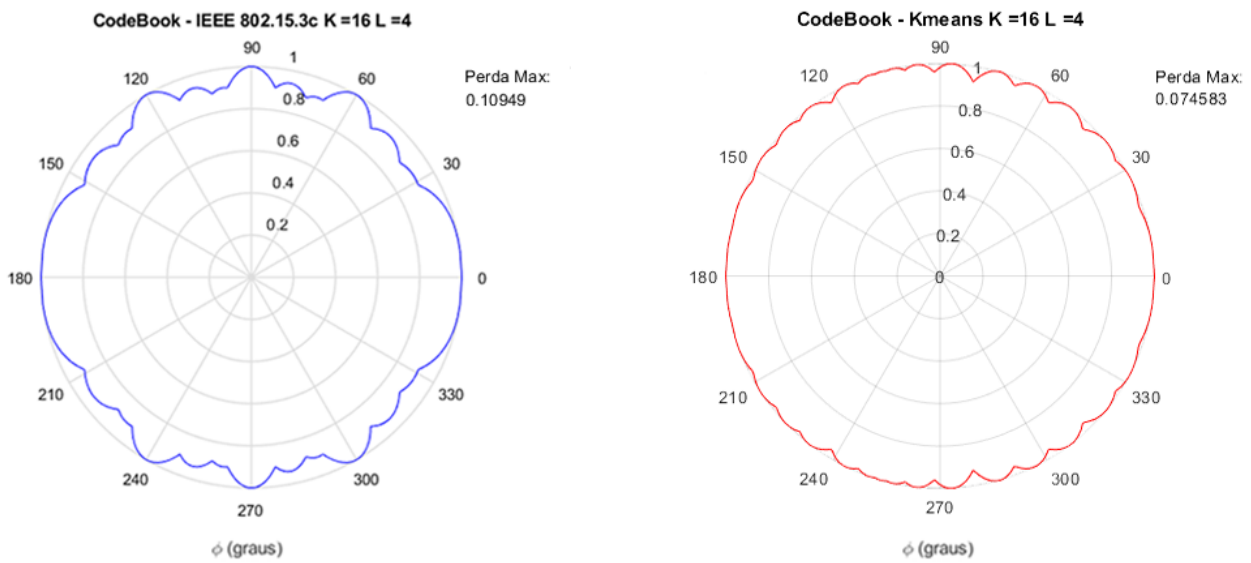
Modelo	Máxima Perda	Umedio (dB)	U50 (dB)	U20(dB)
IEEE 802.15.3c	0,109	-0,510	-0,561	-0,826
<i>codebook</i> selecionado	0,075	-0,199	-0,050	-0,166

A Figura 43 apresenta os diagramas de radiação dos *codewords* do *codebook* de referência e do *codebook* obtido via K-means com algoritmo voraz. A Figura 44 mostra o limite superior dos *codebooks*, com base nela, percebe-se que há uma melhor cobertura do plano azimutal da esfera teórica e uma menor diferença entre o valor máximo e o mínimo do diagrama de radiação. As Figuras 44(a) e 44(b) representam as envoltórias do *codebook* referência IEEE 802.15.3c e do *codebook* obtido via K-means/Voraz, respectivamente.

A CDF (do inglês, *cumulative density function*) da cobertura do *codebook* sobre o plano azimutal da esfera unitária é representada na Figura 45. Observa-se que o *codebook* proposto atinge níveis de cobertura da esfera unitária mais rapidamente. O percentil X (representado no eixo Y) indica que X% dos pontos presentes no plano azimutal da esfera unitária teórica estão cobertos por uma determinada intensidade [14]. Pela CDF, podemos ver que o *codebook* proposto atinge uma cobertura mais eficiente.

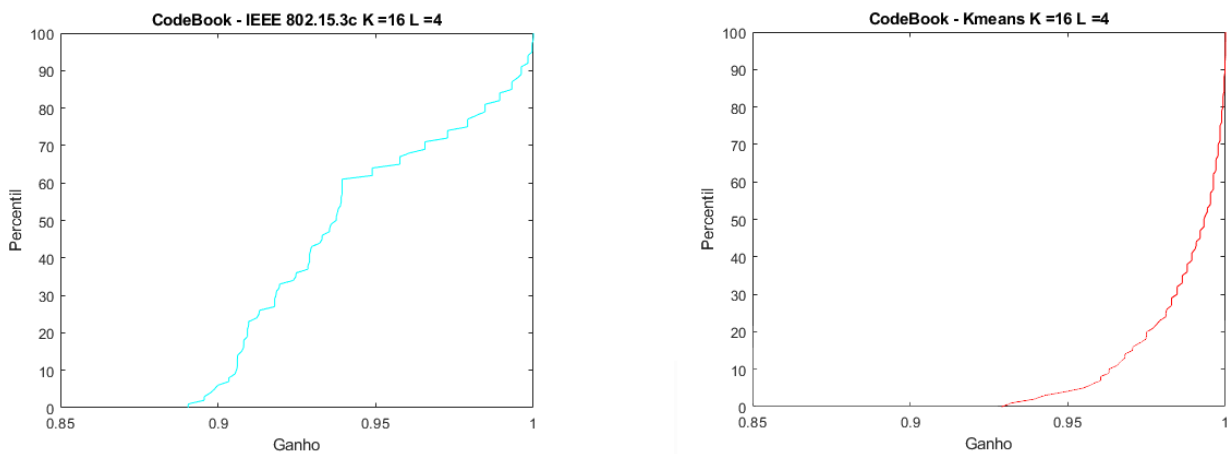
A Tabela 2 apresenta as métricas da simulação realizada no *codebook* referência e no *codebook* obtido via K-means/Voraz, em que U_{medio} é a função utilidade que representa ganho médio em toda esfera unitária e U_{50} é o percentil 50 do ganho em toda esfera unitária

Com base nesses resultados, é possível concluir que o *codebook* proposto neste trabalho apresenta um desempenho superior ao *codebook* do IEEE 802.15.3c. Ele possui



- a) Diagrama do *codebook* IEEE 802.15.3c $K = 16$ e $L = 4$. b) Diagrama do *codebook* K-means com algoritmo voraz $K = 16$ e $L = 4$.

Figura 44 - Envoltórias do *codebook* de referência e do *codebook* K-means com algoritmo voraz.



- a) Diagrama do *codebook* IEEE 802.15.3c $K = 16$ e $L = 4$. b) Diagrama do *codebook* K-means com algoritmo voraz $K = 16$ e $L = 4$.

Figura 45 - CDF do *codebook* referência e do *codebook* K-means com algoritmo voraz.

uma menor variação entre o ganho máximo e mínimo dos feixes presentes no *codebook* e também possui uma melhor cobertura em um plano azimutal da esfera unitária para o terminal.

Os pesos do *codebook* K-means com algoritmo voraz obtido neste trabalho são

$$\mathbf{W} = [\mathbf{W}_1, \mathbf{W}_2, \mathbf{W}_3, \mathbf{W}_4] \quad (43)$$

onde,

$$\mathbf{W}_1 = \begin{pmatrix} -0.9128 - 0.0704i & -0.9128 - 0.0704i & -0.9128 - 0.0704i & -0.3951 + 0.3065i \\ 0.4384 + 0.2404i & 0.4384 + 0.2404i & 0.4384 + 0.2404i & 0.4384 + 0.2404i \\ 1.4982 - 1.0847i & -0.3951 + 0.3065i & -0.3951 + 0.3065i & -0.3951 + 0.3065i \\ 0.4622 - 0.1063i & 0.4622 - 0.1063i & -0.3951 + 0.3065i & -0.3951 + 0.3065i \end{pmatrix} \quad (44)$$

$$\mathbf{W}_2 = \begin{pmatrix} -0.3951 + 0.3065i & -0.3951 + 0.3065i & -0.3951 + 0.3065i & -0.4078 + 0.2893i \\ -0.4458 + 0.2263i & -0.4458 + 0.2263i & -0.4458 + 0.2263i & -0.4458 + 0.2263i \\ -0.3951 + 0.3065i & -0.4078 + 0.2893i & -0.4078 + 0.2893i & -0.4078 + 0.2893i \\ -0.3951 + 0.3065i & -0.3951 + 0.3065i & -0.4078 + 0.2893i & -0.4078 + 0.2893i \end{pmatrix} \quad (45)$$

$$\mathbf{W}_3 = \begin{pmatrix} -0.4078 + 0.2893i & -0.4078 + 0.2893i & -0.4078 + 0.2893i & -0.3061 + 0.3953i \\ -0.4711 + 0.1676i & -0.4711 + 0.1676i & -0.4711 + 0.1676i & -0.4711 + 0.1676i \\ -0.4078 + 0.2893i & -0.3061 + 0.3953i & -0.3061 + 0.3953i & -0.3061 + 0.3953i \\ -0.4078 + 0.2893i & -0.4078 + 0.2893i & -0.3061 + 0.3953i & -0.3061 + 0.3953i \end{pmatrix} \quad (46)$$

$$\mathbf{W}_4 = \begin{pmatrix} -0.3061 + 0.3953i & -0.3061 + 0.3953i & -0.3061 + 0.3953i & 0.4283 - 0.2579i \\ 0.3387 - 0.3678i & 0.3387 - 0.3678i & 0.3387 - 0.3678i & 0.3387 - 0.3678i \\ -0.3061 + 0.3953i & 0.4283 - 0.2579i & 0.4283 - 0.2579i & 0.4283 - 0.2579i \\ -0.3061 + 0.3953i & -0.3061 + 0.3953i & 0.4283 - 0.2579i & 0.4283 - 0.2579i \end{pmatrix} \quad (47)$$

5 CONCLUSÃO

Neste trabalho, formulamos o problema de projeto de *codebooks* para cobertura por equipamentos de usuários/móveis operando em ondas milimétricas. Os *codebooks* apresentados neste trabalho são compostos por um conjunto de deslocamentos de fase que são utilizadas para a conformação de feixe de um arranjo de antena para concentrar a energia para uma determinada direção desejada.

Utilizamos um algoritmo iterativo para inicialmente formar um *codebook* grande ao qual aplicam-se algoritmos para selecionar o *codebook* final de menor cardinalidade. Dentre os *codebooks* obtidos neste trabalho, escolhemos o *codebook* gerado pelo algoritmos K-means com algoritmo voraz mostrado na Seção 3.5.

Escolhemos um arranjo com quatro antenas e em função de [65] sugerimos que um bom *codebook* deve ter uma perda máxima próximo de 1 dB entre feixes adjacentes. No *codebook* presente na normativa IEEE 802.15.3c, obtém esse parâmetro com um *codebook* com 16 elementos; então, apresentamos exemplos para *codebooks* com 16 elementos. Mais especificamente, o *codebook* obtido a partir do algoritmo K-means com algoritmo voraz apresentado nesse trabalho apresenta uma melhor cobertura no plano azimutal da esfera teórica com base na envoltória do *codebook* presente na Figura 44 e também com base na CDF apresentada na Figura 45. Ao usar os *codewords* do *codebook* obtido para realizar a formatação do feixe obtemos ganhos superiores a 95% do máximo em mais de 95% das direções no plano azimutal.

Todos os programas utilizados neste trabalho foram realizados utilizando o *software* MATLAB e estão disponíveis em <https://github.com/joneco02/codebookbeamforming> .

APÊNDICE A – Definições Complementares

A.1 CSI (Channel State Information)

Em telecomunicações, o CSI, indicador de estado do canal refere-se a uma propriedade do enlace de comunicação. Essa informação descreve o comportamento do sinal durante a propagação do transmissor para o receptor, combinando assim o resultado de efeitos ondulatório como por exemplo, espalhamento, desvanecimento e mitigação de potência devido a distância. A ação de utilizar o CSI é chamado de estimação de canal, uma vez que esse indicador será utilizado em algum modelo para estimar as condições do canal e podermos utilizar técnicas de filtros ou então escolher algumas premissas no enlace como tipo e complexidade da modulação ou mesmo potência mínima necessária para o enlace. O CSI [42, 66].

CSI estatísticos presumem que a distribuição estatística de resposta do canal é conhecida, por exemplo a distribuição de desvanecimento, a perda média do canal e a correlação espacial, esse tipo de estimação de CSI presume ser disponível em toda a rede.[21, 9] O CSI instantâneo assume que as informações do canal devem ser adquiridas naquele instante de tempo, ou seja, elas mudam sempre que há uma mudança de canal. O principal modo de aquisição de CSI na rede é através de um sinal piloto, onde um sinal preestabelecido e conhecido é enviado e ao ser recebido é comparado com seu valor esperado para estimar o canal. Caso seja necessário estimar o sinal de 2 antenas transmissoras, esses é de suma importância que esses 2 sinais pilotos sejam ortogonais para que os mesmos sejam separados na recepção, em sistemas MIMO, é necessário pelo menos um piloto por antena transmissora. Em sistemas com reciprocidade, onde os efeitos de propagação são iguais entre *uplink* e *downlink*, como sistemas TDD ou sistemas de curtíssima banda, é possível haver apenas um piloto (geralmente no canal correspondente a banda mais alta) e o mesmo CSI ser utilizado para estimação dos dois canais [21]. Na Figura 46 apenas uma antena está transmitindo o sinal piloto e todas as antenas receptoras recebem o mesmo sinal, porém há diferentes versões desse piloto devido aos efeitos do multipercurso. Essas diferentes versões são utilizadas para estimação do canal.

2 métodos de estimação de canal muito utilizados são o método dos mínimos quadráticos e o método de máxima verossimilhança. Os dois métodos podem ser vistos em [67, 68, 69].

A.2 Arranjo de Antena em Fase (*Phased Array Antenna*)

. Um arranjo de antenas em fase, em inglês, *Phased Array Antenna*, é uma técnica de alocação de antenas que nos permite mudar o formato e a direção de radiação do con-

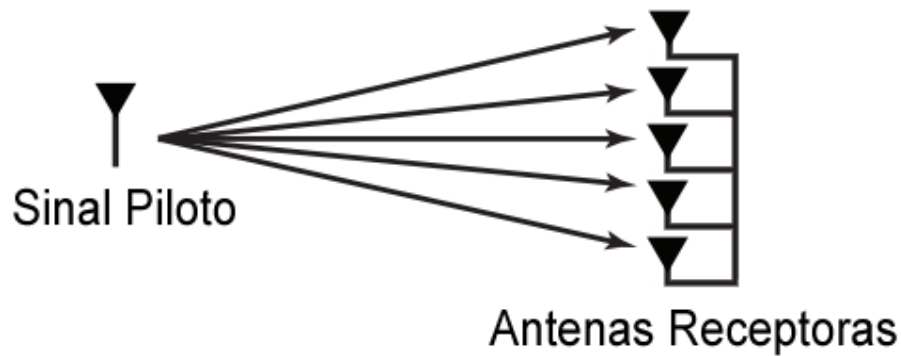


Figura 46 - Sinal piloto em múltiplas antenas receptoras.

junto de antenas sem que as mesmas sejam fisicamente deslocadas, isso acontece transmitindo a mesma frequência em todas os sinais de cada elemento de antena, porém com deslocamento de fase entre si. Esse deslocamento de fase deve ser realizado para que haja interferências construtivas na direção desejada enquanto haverá interferência destrutiva em outras direções. Esse modelo de arranjo é extensamente utilizado e sua a modelagem desses feixes dinamicamente é chamada de *beamforming*. O campo eletromagnético total de um arranjo de antenas é a soma vetorial dos campos eletromagnéticos de cada elemento de antena presente no arranjo[8]. Um arranjo linear uniforme pode ser representado por N elementos dispostos em uma linha reta. O fator de arranjo da antena é expresso pela seguinte equação:

$$PA(\theta) = \sum_{n=1}^N A_n \times \cos \left[\left(2n - 1 \right) \left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos \theta + \beta \right) \right]$$

onde: A_n é a amplitude do n -ésimo elemento de antena, N é o número de elementos de antena presentes no arranjo, β é o ângulo progressivo da corrente de excitação de fase, θ é o ângulo direcional, λ é o comprimento de onda, d é o espaçamento entre os elementos do arranjo.

REFERÊNCIAS

- [1] Pedro Alexandre Velez Fernandes. *Capacity of a Massive MIMO-OFDM system using Millimetric Waves*. PhD thesis, 2016.
- [2] Qian Clara Li, Huaning Niu, Apostolos Tolis Papathanassiou, and Geng Wu. 5G network capacity: Key elements and technologies. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 9(1):71–78, 2014.
- [3] Wei Liu and Stephan Weiss. *Wideband beamforming: concepts and techniques*, volume 17. John Wiley & Sons, 2010.
- [4] Kiran K Shetty. Novel algorithm for uplink interference suppression using smart antennas in mobile communications. 2004.
- [5] Kristian Zarb-Adami, A Faulkner, JG Bij de Vaate, GW Kant, and P Picard. Beamforming techniques for large-n aperture arrays. In *2010 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, pages 883–890. IEEE, 2010.
- [6] Wonbin Hong, Kwang-Hyun Baek, Youngju Lee, Yoongeon Kim, and Seung-Tae Ko. Study and prototyping of practically large-scale mmwave antenna systems for 5G cellular devices. *IEEE Communications Magazine*, 52(9):63–69, 2014.
- [7] Jianhua Mo, Boon Loong Ng, Sanghyun Chang, Pengda Huang, Mandar N Kulkarni, Ahmad Alammouri, Jianzhong Charlie Zhang, Jeongheum Lee, and Won-Joon Choi. Beam codebook design for 5G mmwave terminals. *IEEE Access*, 7:98387–98404, 2019.
- [8] Constantine A Balanis. *Antenna theory: analysis and design*. John wiley & sons, 2015.
- [9] Manish Mandloi, Devendra Gurjar, Prabina Pattanayak, and Ha Nguyen. *5G and beyond wireless systems: PHY layer perspective*. Springer Nature, 2020.
- [10] Hans Steyskal. Digital beamforming. In *1988 18th European Microwave Conference*, pages 49–57. IEEE, 1988.
- [11] Vijay Venkateswaran and Alle-Jan van der Veen. Analog beamforming in mimo communications with phase shift networks and online channel estimation. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 58(8):4131–4143, 2010.
- [12] Geoffrey Ye Li, Zhikun Xu, Cong Xiong, Chenyang Yang, Shunqing Zhang, Yan Chen, and Shugong Xu. Energy-efficient wireless communications: tutorial, survey, and open issues. *IEEE Wireless communications*, 18(6):28–35, 2011.

- [13] Cong Xiong, Geoffrey Ye Li, Shunqing Zhang, Yan Chen, and Shugong Xu. Energy- and spectral-efficiency tradeoff in downlink ofdma networks. *IEEE transactions on wireless communications*, 10(11):3874–3886, 2011.
- [14] Jonas N da C Silva, Lisandro Lovisolo, and Michel P Tcheou. Codebook para beamforming de ondas milimétricas em terminais móveis. *XXXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais*, 2021.
- [15] IEEE Computer Society LAN/MAN Standards Committee et al. Ieee standard for information technology– local and metropolitan area networks– specific requirements– part 15.3: Amendment 2: Millimeter-wave-based alternative physical layer extension. *IEEE Std 802.15.3-2003*, 2009.
- [16] Ajay R Mishra. *Fundamentals of cellular network planning and optimisation: 2G/2.5 G/3G... evolution to 4G*. John Wiley & Sons, 2004.
- [17] 5G America. Wireless technology evolution: Transition form 4G to 5G. *5G Americas Whitepaper*, 2018.
- [18] Jeffrey Bannister, Paul Mather, and Sebastian Coope. *Convergence technologies for 3G networks: IP, UMTS, EGPRS and ATM*. John Wiley & Sons, 2004.
- [19] Bernhard H Walke, Stefan Mangold, and Lars Berlemann. *IEEE 802 wireless systems: protocols, multi-hop mesh/relaying, performance and spectrum coexistence*. John Wiley & Sons, 2007.
- [20] Peter WC Chan, Ernest S Lo, Ray R Wang, Edward KS Au, Vincent KN Lau, Roger S Cheng, Wai Ho Mow, Ross D Murch, and Khaled Ben Letaief. The evolution path of 4G networks: FDD or TDD? *IEEE Communications Magazine*, 44(12):42–50, 2006.
- [21] Emil Björnson, Jakob Hoydis, and Luca Sanguinetti. Massive mimo networks: Spectral, energy, and hardware efficiency. *Foundations and Trends in Signal Processing*, 11(3-4):154–655, 2017.
- [22] Bruno Clerckx and Claude Oestges. *MIMO wireless networks: channels, techniques and standards for multi-antenna, multi-user and multi-cell systems*. Academic Press, 2013.
- [23] Theodore S Rappaport et al. *Wireless communications: principles and practice*, volume 2. prentice hall PTR New Jersey, 1996.
- [24] Ashish Kumar Sarangi and Amlan Datta. Capacity comparison of siso, simo, miso & mimo systems. In *2018 Second International Conference on Computing Methodologies and Communication (ICCMC)*, pages 798–801. IEEE, 2018.

- [25] Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Y Yang, and Chung G Kang. *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*. John Wiley & Sons, 2010.
- [26] Suerlene Kézia Medeiros de Souza. *Estudo de capacidade de sistemas de múltiplas antenas e Análise Bibliométrica sobre modelagem de canal MIMO*. Bs thesis, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2019.
- [27] Guo Deke. Multiple-Input-Multiple-Output (MIMO) systems, Mar 2012.
- [28] Anders Host-Madsen and Aria Nosratinia. The multiplexing gain of wireless networks. In *Proceedings. International Symposium on Information Theory, 2005. ISIT 2005.*, pages 2065–2069. IEEE, 2005.
- [29] Gerard J Foschini. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. *Bell labs technical journal*, 1(2):41–59, 1996.
- [30] Howard Huang, Constantinos B Papadias, and Sivarama Venkatesan. *MIMO communication for cellular networks*. Springer Science & Business Media, 2011.
- [31] Florian Kaltenberger, David Gesbert, Raymond Knopp, and Marios Kountouris. Correlation and capacity of measured multi-user mimo channels. In *2008 IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pages 1–5. IEEE, 2008.
- [32] Naoki Honma and Kentaro Murata. Correlation in mimo antennas. *Electronics*, 9(4):651, 2020.
- [33] Thomas L Marzetta. *Fundamentals of massive MIMO*. Cambridge University Press, 2016.
- [34] Marcele Oliveira Kuhfuss de Mendonça. *Antenna selection in massive MIMO based on matching pursuit*. Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2018, 2018.
- [35] Diponkor Bala, GM Waliullah, Mst Ashrafunnahar Hena, Md Ibrahim Abdullah, and Mohammad Alamgir Hossain. Study the performance of capacity for siso, simo, miso and mimo in wireless communication. *Journal of Network and Information Security*, 8(1&2):01–06, 2020.
- [36] Arif Khan and Rein Vesilo. A tutorial on siso and mimo channel capacities. *Department of Electronics, Macquarie University NSW, Sydney Australia*, 2006.
- [37] David Gesbert, Marios Kountouris, R Heath, CB Chae, and T Salzer. From single user to multiuser communications: shifting the mimo paradigm. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2008.

- [38] Thomas L Marzetta. Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas. *IEEE transactions on wireless communications*, 9(11):3590–3600, 2010.
- [39] Binqi Yang, Zhiqiang Yu, Yunyang Dong, Jianyi Zhou, and Wei Hong. Compact tapered slot antenna array for 5G millimeter-wave massive MIMO systems. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(12):6721–6727, 2017.
- [40] Erik G Larsson, Ove Edfors, Fredrik Tufvesson, and Thomas L Marzetta. Massive MIMO for next generation wireless systems. *IEEE communications magazine*, 52(2):186–195, 2014.
- [41] Han Wang, Zhijun Zhang, and Zhenghe Feng. A beam-switching antenna array with shaped radiation patterns. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 11:818–821, 2012.
- [42] Constantine A Balanis and Panayiotis I Ioannides. Introduction to smart antennas. *Synthesis Lectures on Antennas*, 2(1):1–175, 2007.
- [43] Rafael Saraiva Campos and Lisandro Lovisolo. *RF positioning: fundamentals, applications, and tools*. Artech House, 2015.
- [44] Wei Liu and Stephan Weiss. *Wideband beamforming: concepts and techniques*, volume 17. John Wiley & Sons, 2010.
- [45] Kenichi Kagoshima. Pattern control antennas for wireless access systems. In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Transmitting Waves of Progress to the Next Millennium. 2000 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting (C)*, volume 2, pages 574–577. IEEE, 2000.
- [46] Ardavan Rahimian. Steerable antennas for automotive communication systems. *arXiv preprint arXiv:1404.1286*, 2014.
- [47] Jonathan S Blogh, Jonathan Blogh, and Lajos L Hanzo. *Third-generation systems and intelligent wireless networking: smart antennas and adaptive modulation*. John Wiley & Sons, 2002.
- [48] Ali Tajik, Ahmad Shafiei Alavijeh, and Mohammad Fakharzadeh. Asymmetrical 4x4 butler matrix and its application for single layer 8x8 butler matrix. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 67(8):5372–5379, 2019.
- [49] Richard Poisel. *Electronic warfare target location methods*. Artech House, 2012.

- [50] Asiti Zuraidah Ibrahim and Mohamad Kamal A Rahim. Comparison between three radiation pattern using butler matrix for beamforming network. *Jurnal Teknologi*, pages 25â–43, 2011.
- [51] Stefano Mosca, Filiberto Bilotti, Alessandro Toscano, and Lucio Vegni. A novel design method for blass matrix beam-forming networks. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 50(2):225–232, 2002.
- [52] Judd Blass. Multidirectional antenna-a new approach to stacked beams. In *PROCEEDINGS OF THE INSTITUTE OF RADIO ENGINEERS*, volume 48, pages 402–402, 1960.
- [53] Kun Zhao, Shuai Zhang, Zuleita Ho, Olof Zander, Thomas Bolin, Zhinong Ying, and Gert Frølund Pedersen. Spherical coverage characterization of 5G millimeter wave user equipment with 3GPP specifications. *Ieee Access*, 7:4442–4452, 2018.
- [54] Zhouyue Pi. Optimal transmitter beamforming with per-antenna power constraints. In *2012 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pages 3779–3784. IEEE, 2012.
- [55] Shuzhong Zhang and Yongwei Huang. Complex quadratic optimization and semidefinite programming. *SIAM Journal on Optimization*, 16(3):871–890, 2006.
- [56] Michel X Goemans and David P Williamson. Improved approximation algorithms for maximum cut and satisfiability problems using semidefinite programming. *Journal of the ACM (JACM)*, 42(6):1115–1145, 1995.
- [57] Zhi-Quan Luo, Wing-Kin Ma, Anthony Man-Cho So, Yinyu Ye, and Shuzhong Zhang. Semidefinite relaxation of quadratic optimization problems. *IEEE Signal Processing Magazine*, 27(3):20–34, 2010.
- [58] Shuzhong Zhang and Yongwei Huang. Complex quadratic optimization and semidefinite programming. *SIAM Journal on Optimization*, 16(3):871–890, 2006.
- [59] Guolong Cui, Xianxiang Yu, Goffredo Foglia, Yongwei Huang, and Jian Li. Quadratic optimization with similarity constraint for unimodular sequence synthesis. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 65(18):4756–4769, 2017.
- [60] Wei Yu and Tian Lan. Transmitter optimization for the multi-antenna downlink with per-antenna power constraints. *IEEE Transactions on signal processing*, 55(6):2646–2660, 2007.
- [61] Paul E Black et al. Dictionary of algorithms and data structures. 1998.

- [62] Shi Na, Liu Xumin, and Guan Yong. Research on k-means clustering algorithm: An improved k-means clustering algorithm. In *2010 Third International Symposium on intelligent information technology and security informatics*, pages 63–67. Ieee, 2010.
- [63] Sobia Zahra, Mustansar Ali Ghazanfar, Asra Khalid, Muhammad Awais Azam, Usman Naeem, and Adam Prugel-Bennett. Novel centroid selection approaches for kmeans-clustering based recommender systems. *Information sciences*, 320:156–189, 2015.
- [64] Zou Weixia, Guo Chao, Du Guanglong, Wang Zhenyu, and Gao Ying. A new codebook design scheme for fast beam searching in millimeter-wave communications. *China Communications*, 11(6):12–22, 2014.
- [65] Junyi Wang, Zhou Lan, Chin-Sean Sum, Chang-Woo Pyo, Jing Gao, Tuncer Baykas, Azizur Rahman, Ryuhei Funada, Fumihide Kojima, Ismail Lakkis, et al. Beamforming codebook design and performance evaluation for 60 GHz wideband wpans. In *2009 IEEE 70th Vehicular Technology Conference Fall*, pages 1–6. IEEE, 2009.
- [66] Robert W Heath Jr and Angel Lozano. *Foundations of MIMO communication*. Cambridge University Press, 2018.
- [67] M PremKumar, MP Chitra, M Arun, and MS Saravanan. Least squares based channel estimation approach and bit error rate analysis of cognitive radio. In *2015 International Conference on Robotics, Automation, Control and Embedded Systems (RACE)*, pages 1–4. IEEE, 2015.
- [68] Yang Bai, Jian Liu, Li Lu, Yilin Yang, Yingying Chen, and Jiadi Yu. Batcomm: enabling inaudible acoustic communication with high-throughput for mobile devices. In *Proceedings of the 18th Conference on Embedded Networked Sensor Systems*, pages 205–217, 2020.
- [69] Jiaheng Wang and Daniel P Palomar. Robust mmse precoding in mimo channels with pre-fixed receivers. *IEEE transactions on signal processing*, 58(11):5802–5818, 2010.