

TRABALHO DE GRADUAÇÃO

BEAMFORMING POR MEIO DE CODEBOOK PARA TRANSMISSÕES EM CANAIS DE ONDAS MILIMÉTRICAS

Lucas Tah Hsin Scherrer Ma

Brasília, Julho de 2019

UNIVERSIDADE DE BRASILIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASILIA Faculdade de Tecnologia

TRABALHO DE GRADUAÇÃO

BEAMFORMING POR MEIO DE CODEBOOK PARA TRANSMISSÕES EM CANAIS DE ONDAS MILIMÉTRICAS

Lucas Tah Hsin Scherrer Ma

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

Banca Examinadora

Prof. João Paulo Leite, Dr., ENE/UnB Orientador

Prof. Plínio Ricardo Ganime Alves, Dr., ENE/UnB *Examinador interno*

Prof. Leonardo Rodrigues Araújo Xavier de Menezes, Dr., ENE/UnB

Examinador interno

Dedicatória

À família e amigos que tanto amo.

Lucas Tah Hsin Scherrer Ma

Agradecimentos

Agradeço primeiramente à Deus pela força e sabedoria que me deu nestes anos enquanto estudante do curso de Engenharia Elétrica.

Agradeço em segundo lugar a meus pais, Solomon e Ana Lúcia, pelo apoio irrestrito e incondicional.

Agradeço, em terceiro lugar e com carinho especial, a meu avô, Frederico Scherrer, que é exemplo para mim de como viver uma vida vitoriosa, caráter íntegro e humor inabalável.

Agradeço a meus amigos, em especial àqueles que me suportaram na luta pela finalização do curso.

Por último, mas não menos importante, agradeço imensamente a meu orientador, João Paulo Leite, pela ampla paciência, sabedoria e ensinamentos que pôde me oferecer durante este período de orientação.

A todos vocês, muito obrigado!

Lucas Tah Hsin Scherrer Ma

"Do, or do not. There is no try."

"(...) e conhecereis a verdade, e a verdade vos libertará."

Mestre Yoda

Apóstolo João, Jo 8:32

RESUMO

O avanço de tecnologias de uso diário, com múltiplos dispositivos pessoais conectados à mesma rede, transmissões de vídeo em tempo real, tráfego de dados massivos entre dispositivos, entre outros, tem revelado a demanda por padrões de comunicação mais robustos e capazes de suportar diversas aplicações.

Uma possível solução para esta demanda é a utilização de padrões de transmissão em canais de ondas milimétricas (mmW), espectro de radiofrequência que abrange, em geral, as frequências de 30 GHz a 300 GHz. Estas frequências possibilitam transmissões de alta capacidade, por permitirem largura de banda superior aos padrões atualmente utilizados, com taxas de transferência que podem atingir a ordem de Gbps. Há, contudo, problemas intrínsecos às faixas de frequência mais altas, como a alta absorção destas no espaço livre.

O presente trabalho apresenta, portanto, o estudo do uso da técnica de *beamforming*, ou conformação de feixes, como proposta para solucionar o problema de baixo ganho em padrões de comunicações móveis do tipo mmW, associado ao uso de livros código (*codebooks*).

Palavras-chave: canais de ondas milimétricas, fator de arranjo, simulação computacional, conformação de feixe, livro código.

ABSTRACT

The advancement of everyday technologies with multiple personal devices connected to the same network, real-time video transmissions, massive data traffic between devices, among others, has revealed the demand for more robust communication standards capable of supporting diverse applications.

One possible solution for this demand is the use of millimeter wave (mmW) transmission standards, which are, generally speaking, radio frequencies that spam from 30 GHz to 300 GHz. These frequencies enable high capacity transmissions, as they allow higher bandwidth than current standards, with transfer rates that can reach the magnitude of Gbps. There are, however, intrinsic problems to the higher frequency bands, such as the high free space absorption.

This work presents, therefore, the study of the beamforming technique, as a means of partially solving the problem of low gain in mobile communications standards of type mmW, associated with the use of codebooks.

Keywords: millimeter wave, beamforming, millimeter wave channels, array factor, computational simulation, codebook.

SUMÁRIO

Capítul	o 1	Introdução	l
1.1	COl	NTEXTO	1
1.2	CAI	NAIS DE ONDAS MILIMÉTRICAS: VANTAGENS E DESVANTAGENS	1
1.3	EST	RUTURA DO TRABALHO	3
Capítul	o 2	Antenas e arranjos de antenas	5
2.1	INT	RODUÇÃO	5
2.2	FUN	NDAMENTOS DE ANTENAS	5
2.2	.1	Padrões de irradiação	ŝ
2.2	.2	Largura de feixe	7
2.2	.3	Diretividade	3
2.2	.4	Ganho	3
2.2	.5	Dipolo	Э
2.3	ARI	RANJOS DE ANTENAS 10)
2.3	.1	Arranjo de dois elementos	1
2.3	.2	Arranjos faseados de varredura1	5
2.4	AN	TENAS INTELIGENTES	3
2.5	COI	NCLUSÃO DO CAPÍTULO 19)
Capítul	o 3	Beamforming e padrões IEEE)
3.1	INT	RODUÇÃO20)
3.2	BEA	AMFORMING	1
3.2	.1	Algoritmos Direction-of-Arrival (DOA) 22	2
3.2	.2	Métodos de formação do feixe24	4
3.3	PAI	DRÃO IEEE 802.11AD	5
3.3	.1	Histórico do padrão IEEE 802.11ad	5
3.3	.2	Projeto do 802.11ad: premissas e arquitetura27	7
3.3	.3	Beamforming no protocolo IEEE 802.11ad	Э
3.4	PAI	DRÃO IEEE 802.15.3C	1
3.4	.1	Histórico do padrão IEEE 802.15.3c	1

3.4.	.2	Projeto do IEEE 802.15.3c: premissas e arquitetura	33
3.4.	.3	Beamforming no padrão IEEE 802.15.3c	34
3.5	COI	NCLUSÃO DO CAPÍTULO	35
Capítulo	o 4	Projeto de codebooks e Simulação de Padrões de Irradiação Gerados por Livr	OS
Código			37
4.1	INT	RODUÇÃO	37
4.2	COI	DEBOOKS PARA ARRANJOS 1D E 2D	38
4.3	PRC	DJETO DE CODEBOOK PARA ARRANJOS FASEADOS DO TIPO ULA	40
4.3.	.1	Projeto de <i>codebook</i> no padrão IEEE 802.15.3c	40
4.3.	.2	Projeto de <i>codebook</i> com <i>n-bit</i> de resolução	41
4.3.	.3	Projeto de <i>codebook</i> baseado em Transformada Discreta de Fourier (DFT)	42
4.4	SIM	IULADOR DE BEAMFORMING, RESULTADOS E DISCUSSÃO	42
4.4.	.1	Sobre o Simulador computacional	42
4.4.	.2	Simulação de <i>beamforming</i> utilizando o <i>codebook</i> IEEE 802.15.3c	42
4.4.	.3	Simulação de beamforming utilizando os codebooks n-bit e DFT	54
4.5	COI	NCLUSÕES DO CAPÍTULO	57
Capítulo	0 5	Conclusão	58
5.1	COI	NSIDERAÇÕES FINAIS	58
5.2	PER	RSPECTIVA DE TRABALHOS FUTUROS	59
REFER	ÊNC	IAS BIBLIOGRÁFICAS	61
Anexo I	– Sin	nulador de padrões de Irradiação Gerados pelo Livro Código do padrão IEEE	
802.15.3	c		63
Anexo I	I – Si	mulador de padrões de Irradiação Gerados pelos Livros Códigos IEEE 802.15.	.3c,
<i>n-bit</i> e D	FT		66

LISTA DE FIGURAS

1.1 2.1	Absorção de energia pelo gás oxigênio a 60 GHz. Adaptado de [8] (a) Lóbulos de um padrão de antena. (b) Representação linear do padrão de potência associado	2
	ao padrão em (a). Adaptado de [1]	6
2.2	Padrão de um dipolo infinitesimal, considerando-o disposto no eixo vertical1	0
2.3	Observação de um par de dipolos infinitesimais sendo: (a) em região de campo próximo, e (b)	
	em região de campo distante. Adaptado de [3]1	2
2.4	Padrão irradiado por elemento único, fator de arranjo e o padrão resultante para ULA de dois	
	elementos, obtido da multiplicação destes; com $\beta = 0$ e $d = \frac{\lambda}{2}$ 1	3
2.5	Padrão irradiado por elemento único, fator de arranjo e o padrão resultante, obtido da	
	multiplicação destes; $\beta = 90, d = \frac{\lambda}{2}$	4
2.6	(a) geometria do arranjo uniforme linear com N elementos; e (b) diagrama fasorial do arranjo.	
	Adaptado de [3]1	5
2.7	ULAs de 2 elementos, $d = \frac{\lambda}{2}$ e fases (a) $\beta = 0^{\circ}$, (b) $\beta = 15^{\circ}$, (c) $\beta = 30^{\circ}$, (d) $\beta = 45^{\circ}$, (e)	=
	60° , (f) $\beta = 75^{\circ}$, e (g) $\beta = 90^{\circ}$	6
2.8	ULAs de 4 elementos, $d = \frac{\lambda}{2}$ e fases (a) $\beta = 0^{\circ}$, (b) $\beta = 15^{\circ}$, (c) $\beta = 30^{\circ}$, (d) $\beta = 45^{\circ}$, (e)	=
	60° , (f) $\beta = 75^{\circ}$, e (g) $\beta = 90^{\circ}$	7
2.9	Sistema com antenas inteligentes do tipo "chaveado". Adaptado de [3]1	9
3.1	Diagrama de blocos de um beamformer analógico em banda-base2	2
3.2	Representação de um arranjo planar $M \times N$	3
3.3	Fase de varredura de feixes no padrão 802.11ad. Retirado de [7]2	9
3.4	Fase de varredura de feixes no padrão 802.11ad. Adaptado de [7]3	0
3.5	Protocolo de <i>beamforming</i> no padrão 802.11ad. Adaptado de [1]	0
3.6	Canalização do 802.15.3c. Adaptado de [10]	2
4.1	Gráfico polar do AF para um <i>codebook</i> 2x24	3
4.2	Gráfico linear do AF para um <i>codebook</i> 2x24	4
4.3	Gráfico polar do AF com vetores $k = 1$ e $k = 2$ para um <i>codebook</i> 2x24	5
4.4	Gráfico polar do AF de um <i>codebook</i> 2x44	6
4.5	Gráfico linear do AF de um <i>codebook</i> 2x44	6
4.6	Gráfico polar do AF de um <i>codebook</i> 4x44	7
4.7	Gráfico polar do AF de um <i>codebook</i> 4x44	8
4.8	Gráfico polar do AF de um <i>codebook</i> 4x84	9
4.9	Gráfico polar do AF de um <i>codebook</i> 4x84	9
4.10	Gráfico polar do AF de um <i>codebook</i> 8x85	0
4.11	Gráfico polar do AF de um <i>codebook</i> 8x125	1
4.12	Gráfico polar do AF de um <i>codebook</i> 8x165	1
4.13	Gráfico polar do AF de um <i>codebook</i> 4x25	2
4.14	Gráfico polar do AF de um <i>codebook</i> 2x35	3
4.15	Gráfico polar do AF de um <i>codebook</i> 4x4 com (a) $d = \frac{\lambda}{4} e$ (b) $d = \frac{\lambda}{8}$	3
4.16	Gráfico polar do AF de um <i>codebook</i> do tipo <i>n-bit</i> na configuração 4x85	4
4.17	Gráfico polar do AF de um <i>codebook</i> do tipo <i>n-bit</i> na configuração 4x165	5
4.18	Gráfico polar do AF de um <i>codebook</i> do tipo DFT na configuração 4x85	6
4.19	Gráfico polar do AF de um <i>codebook</i> do tipo DFT na configuração 8x165	6

LISTA DE TABELAS

3.1	Esquemas de	modulação e	codificação do	802.11ad. Adaptado de [7].	26
-----	-------------	-------------	----------------	----------------------------	----

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolos Latinos

U	Intensidade de irradiação	$\left[\frac{W}{rad}\right]$
Р	Potência total irradiada	[W]
l	Dimensão da antena	[m]
Ε	Campo elétrico	$\left[\frac{N}{C}\right]$
d	Espaçamento entre elementos de antena	[m]
f	Frequência	[Hz]

Símbolos Gregos

θ	Ângulo de irradiação em relação ao eixo-z	[<i>rad</i>]
ϕ	Ângulo de irradiação em relação ao eixo-y	[rad]
π	Número pi	
λ	Comprimento de onda	[m]
Ω	Resistência elétrica	[Ohm]
β	Fase do campo elétrico	[rad]
ν	Velocidade da luz no espaço livre	$\left[\frac{m}{s}\right]$

Grupos Adimensionais

dB decibel

Subscritos

rad	irradiado
k	k-ésimo elemento
т	m-ésimo elemento
n	n-ésimo elemento
x	direção x
У	direção y

Siglas

IEEE	Institute	of Electrical	and Elec	ctronics	Engineers
------	-----------	---------------	----------	----------	-----------

mm-Wave millimeter wave, ondas milimétricas

io Frequency
io Frequenc

UHD Ultra-High Definition

mmW millimiter wave

- WLAN Wide Local Area Network
- WPAN Wide Personal Area Network
- HPBW Half-Power Beamwidth

AF	Array Factor
ULA	Uniform Linear Array
DSP	Digital Signal Processor
BER	Bit Error Rate
DOA	Direction of Arrival
MMSE	Minimum Mean Square Error Criterion
TGad	Task Group ad
TG3c	Task Group 3c
VHT	Very High Throughput
LOS	Line of Sight
DMG	Directional Multi-Gigabit
PHY	Camada Física
MAC	Camada de Controle de Acesso ao Meio
SNR	Signal to Noise Ratio
MCS	Modulation and Coding Schemes
AP	Access Point
CEF	Channel Estimation Field
SLS	Sector Level Sweep
BRP	Beam Refinement Phase
ISS	Initiator Sector Sweep
TXSS	Transmitter Sector Sweep
RSS	Responder Sector Sweep
RXSS	Receiver Sector Sweep
PNC	Piconet controller
CSI	Channel state information
DFT	Discrete Fourier Transform

Capítulo 1 Introdução

Este capítulo apresenta o contexto motivador para o estudo da técnica de beamforming como habilitadora para canais de comunicação móvel de alto desempenho.

1.1 Contexto

A era digital trouxe avanços significativos em relação aos meios de comunicação. A proliferação de dispositivos, especialmente os de alto desempenho, sejam eles móveis ou não, causou uma demanda exponencial por melhorias nos serviços de tráfego de dados sem fios. Associado a este fenômeno, aplicações de multimídia têm estado no auge da geração e consumo de dados por conta destes dispositivos. Nos últimos anos, houve uma crescente busca por tecnologias que deem ao usuário mais imersão e qualidade de serviço. Estudos preveem que as novas tecnologias de comunicação precisarão suportar um aumento de capacidade de mil vezes nos próximos anos para habilitar tecnologias como transmissão em definição ultra alta (UHD), popularmente conhecida como 4K, e aplicações baseadas em nuvem, como *streaming* de jogos [14].

Considerando esta demanda, novos padrões de comunicação têm sido propostos para solucionar este problema. Técnicas como MIMO massivo, *small cells, beamforming* e *full duplex* fazem parte do projeto destes padrões [14]. Porém, não é suficiente o uso destas técnicas para as atuais bandas de frequência utilizadas, que atingem até 5 GHz. Sendo esta demanda conhecida, padrões de comunicação como o IEEE 802.11ad – de rede de acesso local (WLAN) – e o IEEE 802.15.3c – de rede de acesso pessoal (WPAN), estão sendo desenvolvidos com a proposição de aproveitar o espectro não licenciado das ondas milimétricas [12].

1.2 Canais de ondas milimétricas: vantagens e desvantagens

Canais de ondas milimétricas se estendem entre 30 GHz e 300 GHz, aproveitando de maior largura de banda disponível, em comparação aos sistemas atuais e oferecem

excelentes perspectivas para suportar aplicações e dispositivos, possuindo, além da ampla banda, espectro livre de interferências.

O espectro de ondas milimétricas possui vantagens bastante interessantes se comparado aos espectros hoje utilizados, que vão até 5 GHz. O canal de ondas milimétricas apresenta características praticamente óticas, com alta capacidade de separação espacial ente os links de comunicação adjacentes.

Uma desvantagem grave da utilização destas frequências, porém, é a altíssima absorção que sofrem, especialmente considerando frequências próximas de 60 GHz, onde há o primeiro pico de absorção pelo oxigênio. Para antenas não direcionais, torna-se inviável a utilização de frequências em torno de 60 GHz, pois o alcance não seria maior que alguns metros [1] e [8].



Figura 1.1: Gráfico da absorção da energia de um sinal pelo gás oxigênio (O₂). Adaptado de [8].

Na Fig. 1.1, pode-se verificar um dos motivos da altíssima atenuação de um sinal que utiliza a frequência de 60 GHz: a absorção pelo gás oxigênio chega a 98 % da energia, segundo [8]. Além disto, é necessário levar em consideração a absorção por conta da chuva, que pode chegar a ser o dobro da absorção pelo oxigênio [8], impedindo o funcionamento do canal de comunicação. Este aspecto deve ser considerado, portanto, no

projeto inicial do padrão de comunicação. Ao utilizar outras frequências do espectro de ondas milimétricas, é possível contornar a alta atenuação de forma a aproveitar a maior capacidade do canal mmW.

Desta forma, as recentes proposições de padronizar comunicações que utilizem canais de ondas milimétricas vêm sendo apresentadas como possibilidade para redes de comunicação sem fio internas. As redes internas, como as WLAN e WPAN se mostram como aplicações muito apropriadas para a utilização destes padrões, pois seus raios de atuação não englobam mais de 10 metros, em termos gerais. Assim, utilizando as ferramentas descritas anteriormente, torna-se viável obter transmissões sem fio que, até agora, só seriam possíveis por meio de transmissões com fio, como fibras óticas.

É interessante notar também que utilizar canais de ondas milimétricas tem o potencial de trazer mais segurança para os meios de comunicação de redes internas, pois, por ter alta atenuação e baixa capacidade de reflexão, é consideravelmente difícil interceptar um sinal ou interferir com ele, uma vez que os dispositivos deverão ter, em quase todas as situações, uma linha de visada.

Entre estas ferramentas propostas, o *beamforming* tem atraído a atenção de pesquisadores e da indústria de telecomunicações por se apresentar como uma solução relativamente simples de implementar e que aproveita o projeto físico dos dispositivos irradiantes, como será apresentado nos conceitos dos capítulos 2 e 3 deste trabalho. Contudo, a implementação da técnica de conformação de feixe não é unanimidade entre a comunidade acadêmica. Dos trabalhos aqui citados, [11], [12], [13] e [14] propõem soluções de conformação de feixe por livro código, mas com implementações que variam entre si. Ainda assim, os autores destes trabalhos propõem com unanimidade a abordagem de utilizar um livro-código, ou *codebook*, com o objetivo de habilitar a técnica de *beamforming* em cadeias RF analógicas de dispositivos desta rede.

Desta forma, este trabalho se propõe a apresentar os conceitos relacionados à técnica de conformação de feixe e sua implementação por meio do projeto de livros código.

1.3 Estrutura do trabalho

Segundo o que foi exposto na seção 1.2, é necessário encontrar meios para implementar canais de ondas milimétricas como meio de habilitar tecnologias que vêm avançando no uso cotidiano do ser humano.

O objetivo deste trabalho é, portanto, utilizar das técnicas de conformação de feixe (*beamforming*) e, especificamente, da ferramenta do livro código (*codebook*) com intuito de reduzir a complexidade do projeto de dispositivos com capacidade para atingir altos ganhos e máxima diretividade de um sinal propagado por meio de um canal de ondas milimétricas.

No capítulo dois, serão apresentados os conceitos fundamentais para a compreensão da teoria de antenas e como a configuração e projeto destas é crucial para viabilizar o canal mmW. Nele, serão mostrados os arranjos de antenas e a teoria que rege o comportamento do campo elétrico irradiado destes.

No terceiro capítulo, será apresentado o conceito formal de *beamforming*, bem como os mecanismos teóricos que têm sido apresentados no meio acadêmico como forma de implementar esta técnica. Serão apresentados também os dois padrões de redes de comunicação que estão na vanguarda do projeto de canais mmW, o IEEE 802.11ad, para WLANs e o IEEE 802.15.3c, para WPANs. Por fim, serão apresentadas as premissas para estes padrões de comunicação.

Em seguida, no capítulo 4, será apresentado o conceito de *codebook* e as diretrizes para o seu projeto. Considerando as premissas dos padrões apresentados no capítulo 3, serão obtidos projetos eficientes de *codebook* de forma que facilitem a implementação do *beamforming* para estes padrões, sem incorrer em custos adicionais.

Por fim, o capítulo 5 é o fechamento deste trabalho contendo as considerações finais e proposições de trabalhos futuros.

Capítulo 2 Antenas e arranjos de antenas

Este capítulo aborda os conceitos necessários de antenas e a distribuição destas em arranjos, de forma a alterar o sinal irradiado por elas. Estes conceitos servirão de base teórica para o trabalho.

2.1 Introdução

A compreensão do funcionamento de antenas e arranjos de antenas é fundamental para entender como se dá a transmissão de sinais, por meio de ondas eletromagnéticas, entre dispositivos transmissores e receptores. Antenas podem ser quaisquer dispositivos cuja função seja irradiar ou receber ondas de rádio, segundo a definição de [3]. Considerando esta ampla definição do conceito de antenas, não é surpreendente que haja uma vasta gama de tipos e padrões de antenas, com diferentes formatos, dimensões e materiais de construção. Os tipos mais comuns de antenas podem ser simples fios elétricos (vistos em rádios portáteis, automóveis e até aviões, dispostos em linha reta, loop ou hélices), antenas de abertura (conhecidas também como guias de onda, com formatos piramidais, cônicos ou retangulares), ou até microfitas (fitas metálicas aplicadas sobre um substrato eletricamente aterrado, dispostas, geralmente, de forma retangular ou circular sobre este). Todos estes fatores influenciam a transmissão da onda eletromagnética desejada.

Além das diversas características das antenas individuais, é possível utilizar um conjunto delas para a transmissão de um sinal. A este conjunto é dado o nome de arranjo de antenas. Arranjos podem ser construídos com diferentes tipos de elementos, que podem ser distribuídos dentro do arranjo de várias maneiras: linear, circular, planar, em espiral, tridimensional, etc. A utilização de arranjos se justifica porque, muitas vezes, uma única antena não tem a capacidade de fornecer características adequadas da transmissão de um sinal. A depender da aplicação, pode ser necessário realizar um projeto que conte com alto ganho, diretividade elevada ou maior resolução espacial, a fim de obter separação entre os receptores ou transmissores – ou ainda contar com a capacidade de rastreio destes. Utilizando-se um arranjo de antenas, no lugar de um único elemento de

antena, é possível obter tais características e padrões, aproveitando interferências construtivas e destrutivas dos sinais irradiados entre estes elementos. O objetivo deste capítulo, portanto, é apresentar os conceitos básicos por trás do funcionamento de antenas na propagação de ondas eletromagnéticas, bem como as diferentes distribuições destes elementos dentro de arranjos de antenas. As informações apresentadas neste trabalho sobre o funcionamento de antenas e dos respectivos arranjos são baseadas em [3].

2.2 **Fundamentos de antenas**

Para a compreensão da utilização de arranjos de antenas, faz-se necessário, inicialmente, apresentarmos os conceitos fundamentais por trás das próprias antenas, como padrões de irradiação, ganho, diretividade, lóbulos e largura de feixe. Estes conceitos serão apresentados nesta seção.

2.2.1 Padrões de irradiação



Figura 2.1 – (a) Lóbulos de um padrão de antena. (b) Representação linear do padrão de potência associado ao padrão em (a). Adaptado de [3].

Um padrão de irradiação, ou padrão de antena, pode ser definido como uma representação das propriedades de irradiação eletromagnética desta antena como função de coordenadas espaciais, seja por meio de uma função matemática ou representação gráfica. Entre as propriedades de irradiação, a de maior interesse neste caso é a de distribuição espacial da energia irradiada.

As partes de um padrão de irradiação são chamadas de lóbulos, sendo estes classificados como principal, secundário, lateral ou traseiro. Estes lóbulos são porções onde a energia irradiada é mais concentrada, restrita por regiões cuja intensidade de irradiação é baixa. A Fig. 2.1 retrata um padrão de irradiação, destacando os vários lóbulos.

Partindo destes conceitos, serão definidos três tipos de radiadores, cujos padrões serão os mais importantes para a compreensão dos conceitos a serem tratados posteriormente. São eles:

- Isotrópico, cuja irradiação é igual em todas as direções. Este padrão, apesar de puramente teórico, é utilizado como referência para representar fisicamente as propriedades de antenas reais;
- Direcional, cujas propriedades de irradiação permitem transmitir ou receber ondas eletromagnéticas com maior eficiência em determinada direção;
- Omnidirecional, um tipo especial de radiador direcional, cujas propriedades lhe permitem irradiação tal que seja não-direcional em um plano *P* e direcional em todos os outros planos ortogonais a *P*.

2.2.2 Largura de feixe

Outro conceito associado ao padrão de uma antena é a largura de feixe. É definido como a separação angular entre dois pontos de lados opostos de um de um lóbulo principal. A largura de feixe comumente utilizada é a de largura de feixe de meia potência (HPBW), que representa o ângulo para o qual a intensidade da potência seja metade da máxima do lóbulo principal, podendo ser visualizada na Fig. 2.1.

Este conceito é importante porque pode ser utilizado para descrever a resolução espacial suportada por uma antena. Além disso, a HPBW também é utilizada como meio de comparação de um lóbulo principal e um secundário, pois quanto menor a largura do feixe, maior serão, comparativamente, os lóbulos secundários. Assim, pode-se tratar das dimensões dos lóbulos secundários em termos da HPBW.

2.2.3 Diretividade

A Diretividade é outro conceito importante na caracterização do problema apresentado no Capítulo 1. Definida como a razão da intensidade de irradiação em uma determinada direção em relação à média de todas as outras direções, este conceito é interessante para a compreensão da capacidade de uma antena de irradiar com maior intensidade na direção desejada. A média irradiada em todas as direções é igual à potência total irradiada dividida pela área da esfera: 4π , considerando uma esfera de raio unitário, que é igual à intensidade do radiador isotrópico. Assim, temos que:

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}},$$
(2.1)

em que *D* se refere à diretividade, *U*, em $\frac{W}{rad}$, à intensidade de irradiação na direção desejada, U_0 , em $\frac{W}{rad}$, à intensidade média em todas as direções, ou à intensidade do radiador isotrópico e P_{rad} , em *W*, à potência total irradiada.

2.2.4 Ganho

Compreendido o conceito de diretividade, torna-se possível definir o de ganho. Esta medida leva em consideração a eficiência da antena e suas capacidades direcionais. Sua definição é dada como a razão da intensidade de radiação em uma dada direção pela potência de entrada recebida – logo desconsideradas prováveis perdas no percurso do sinal entre entrada e saída, caso esta fosse radiada isotropicamente. Em termos matemáticos, vê-se a similaridade com a expressão da Eq. 2.1:

$$G = \frac{4\pi \, U(\theta, \phi)}{P_{in}},\tag{2.2}$$

em que $U(\theta, \phi)$, em $\frac{W}{rad}$, se refere à intensidade de irradiação na direção desejada e P_{in} , em W, à potência de entrada do sistema radiante, sendo esta radiada isotropicamente.

2.2.5 Dipolo

Os conceitos introdutórios foram, até este momento, tratados utilizando antenas isotrópicas como exemplo. Considerando que antenas isotrópicas não são realmente possíveis, o exemplo de antena mais simples que se segue é o dipolo infinitesimal. Ainda que não seja tão prático, já que dipolos infinitesimais são fios cujas dimensões relativas são muito pequenas, isto é, com $l \ll \lambda e a \ll \lambda$, é possível utilizá-los na representação de outras geometrias mais complexas. Supõe-se que a distribuição de corrente em um dipolo infinitesimal é constante e dada por $I(z') = \hat{a}_z I_0$, com I_0 constante e z' a direção no eixo z na fonte.

Tomando como base [3], tem-se que o campo elétrico irradiado por um dipolo infinitesimal é dado por $E_{\theta} = j \eta \frac{k l_0 l \sin \theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr}$ e $E_r = \frac{\eta (l_0 l \cos \theta)}{2\pi r^2} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr}$, em que *E* é o campo elétrico (nas direções θ ou *r*), em $\left[\frac{W}{m}\right]$, η , a impedância intrínseca do meio, em Ω , *l*, o comprimento do fio, em *m*, e *r*, a distância da fonte até o observador. Não será realizada a demonstração destas equações por fugir do escopo deste trabalho. Considerando ainda o observador na região de campo distante, onde os campos irradiados são ondas esféricas, as equações para o campo elétrico podem ser aproximadas para:

$$E_{\theta} = j \eta \frac{k I_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta$$
(2.3)

e $E_r = 0$. Esta aproximação é possível uma vez que E_r é inversamente proporcional a r^2 e E_{θ} , a r. Logo, para um raio crescente, E_r diminuirá e será muito menor que E_{θ} .

Ainda tomando como base [3], é possível calcular a diretividade deste tipo de antena. Sabendo que $P_{rad} = \eta \left(\frac{\pi}{3}\right) \left|\frac{l_0 l}{\lambda}\right|^2$ e que $U_{max} = \frac{\eta}{2} \left(\frac{k l_0 l}{4\pi}\right)^2$. Logo,

$$D_0 = 4\pi \frac{U_{max}}{P_{rad}} = \frac{3}{2}.$$
 (2.4)

Para antenas do tipo dipolo infinitesimal, conclui-se que a diretividade que se pode obter é 1,5.

Utilizando a figura abaixo para descrever graficamente o campo elétrico irradiado, pode-se verificar também a largura de feixe e a direção da diretividade calculada anteriormente.



Figura 2.2 – Padrão de um dipolo infinitesimal, em diagrama horizontal, considerando o dipolo disposto no eixo vertical.

2.3 Arranjos de antenas

No tópico anterior, foram tratados aspectos de antenas e algumas de suas características, mas sempre as considerando como elementos únicos. Antenas deste tipo apresentam, em geral, padrões menos diretivos, com feixes mais largos. Para muitas aplicações reais, contudo, é requerido que as antenas possuam características bastante diretivas, por exemplo, comunicações de longa distância. Se utilizado um único elemento de antena, faz-se necessário aumentar a dimensão elétrica da antena para atingir maior diretividade ou ganho. Há outra maneira de obter melhora na diretividade sem alterar as dimensões físicas deste elemento: dispondo geometricamente múltiplos elementos irradiantes que comporão a nova antena. A esta configuração, dá-se o nome de arranjo.

Em muitos casos, os arranjos contam com elementos idênticos, não por necessidade, mas devido à praticidade. Estes elementos podem ser de qualquer tipo.

A possibilidade de utilizar-se arranjos vem da característica de campos elétricos interagirem entre si para criar padrões construtivos e destrutivos. Para atingir padrões de irradiação mais diretivos em uma determinada direção, é necessário que os campos eletromagnéticos interfiram construtivamente nesta direção, enquanto interfiram destrutivamente em outras direções. Não é possível cancelar completamente os lóbulos secundários, mas é viável obter grande diretividade.

Em um arranjo de elementos idênticos, há cinco parâmetros que podem ser alterados para influenciar o padrão da antena: a configuração do arranjo, isto é, a forma de disposição dos elementos, a distância relativa entre eles, o padrão dos elementos individuais e as excitações de amplitude e de fase de cada elemento. O tipo de arranjo mais simples é obtido ao se dispor elementos ao longo de uma linha, uniformemente espaçados, arranjo conhecido como uniforme linear (serão apresentadas ainda outras hipóteses para considerar um arranjo como uniforme).

Com vistas à simplificação da demonstração das características de um arranjo uniforme linear (ULA), a análise inicial será dada com um arranjo de dois elementos para então expandi-la a *N* elementos.

2.3.1 Arranjo de dois elementos

Partindo da hipótese de que um arranjo é composto por dois dipolos infinitesimais dispostos ao longo do eixo z, o campo elétrico total, irradiado por ambos os elementos (desconsiderando acoplamento entre eles), é igual à soma dos campos irradiados por cada elemento. Isto é:

$$\boldsymbol{E}_{t} = E_{1} + E_{2} = \hat{a}_{\theta} j \eta \frac{k I_{0} l}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j \left[k r_{1} - \left(\frac{\beta}{2}\right)\right]}}{r_{1}} \cos(\theta_{1}) + \frac{e^{-j \left[k r_{2} - \left(\frac{\beta}{2}\right)\right]}}{r_{2}} \cos(\theta_{2}) \right\},$$
(2.5)

em que β é a diferença em excitação de fase entre os elementos. Considera-se que a excitação em magnitude dos irradiadores é idêntica.



(b) Observação de campo distante

Figura 2.3 – Observação de um par de dipolos infinitesimais sendo: (a) em região de campo próximo, e (b) em região de campo distante. Adaptado de [3].

Como no caso do dipolo infinitesimal, assume-se que o observador está localizado na região de campo distante. Como consequência, os ângulos $\theta_1 \in \theta_2$, formados entre o eixo z e o feixe que sai de cada dipolo em direção ao observador, são aproximadamente iguais ($\theta_1 \cong \theta_2 \cong \theta$) assim como a distância entre os elementos e o observador é aproximadamente a mesma ($r_1 \cong r_2 \cong r$). Aplicando isso à Eq. 2.5:

$$\boldsymbol{E}_{t} = E_{1} + E_{2} = \hat{a}_{\theta} j \eta \frac{k I_{0} l e^{-jkr}}{4 \pi r} \cos \theta \left\{ 2 \cos \left[\frac{1}{2} (k d \cos \theta + \beta) \right] \right\}.$$
(2.6)

O significado visual da Eq. 2.6, referente à posição relativa do observador na região do campo distante, está representado na Fig. 2.3.

Assim, fica claro que o campo total do arranjo é igual ao campo de um único elemento (Eq. 2.3), posicionado na origem, multiplicado por um fator, conhecido como fator de arranjo (AF). O fator de arranjo é uma função da geometria do arranjo e excitação de fase. Para melhor visualização do papel importante do fator de arranjo no padrão a ser irradiado por um determinado arranjo, serão apresentados exemplos da influência que este fator tem sobre o campo resultante. Todos os gráficos contendo padrões de irradiação neste trabalho representam uma disposição em plano horizontal, isto é, o leitor visualiza o padrão como um corte horizontal, por cima.





Figura 2.4 – Padrão irradiado por elemento único, fator de arranjo e o padrão resultante para ULA de dois elementos, obtido da multiplicação destes; com $\beta = 0$ e $d = \frac{\lambda}{2}$.



Figura 2.5 – Padrão irradiado por elemento único, fator de arranjo e o padrão resultante, obtido da multiplicação destes; $\beta = 90$, $d = \frac{\lambda}{2}$.

Após a apresentação dos conceitos de arranjo de antenas e de fator de arranjo, considerado o caso de 2 elementos, o próximo passo é generalizar o modelo anterior para N elementos. Considerando a Fig. 2.6, deve-se supor que estes elementos são idênticos, o espaçamento d entre estes é sempre igual e que as amplitudes serão as mesmas. Supõese ainda que entre cada elemento há uma fase β progressiva, relativa ao elemento anterior. A este tipo de arranjo, dá-se o nome de arranjo uniforme, sendo neste caso, linear.



Figura 2.6: Geometria do arranjo uniforme linear com *N* elementos. Adaptado de [3].

O fator de arranjo para este caso é dado por:

$$AF = 1 + e^{j(kd\cos\theta + \beta)} + e^{j2(kd\cos\theta + \beta)} + \dots + e^{j(N-1)(kd\cos\theta + \beta)}$$
$$AF = \sum_{n=1}^{N} e^{j(n-1)(kd\cos\theta + \beta)},$$
(2.7)

que pode ser reescrito como:

$$AF = \sum_{n=1}^{N} e^{j(n-1)\psi},$$
 (2.8)

em que $\psi = kd \cos \theta + \beta$.

Como o fator de arranjo é uma soma de exponenciais, esta soma pode ser representada como uma soma vetorial de N fasores, representada na Fig. 2.6(b).

2.3.2 Arranjos faseados de varredura

Partindo da Eq. 2.8, acima, vê-se que o termo ψ é o responsável pela excitação de fase entre elementos (β). Controlando este termo que representa a defasagem de fase entre elementos do arranjo é possível direcional o lóbulo principal para qualquer direção. Arranjos faseados são realizáveis por meio de circuitos eletrônicos com deslocadores de





Figura 2.7 – ULAs de 2 elementos, $d = \frac{\lambda}{2}$ e fases (a) $\beta = 0^{\circ}$, (b) $\beta = 15^{\circ}$, (c) $\beta = 30^{\circ}$, (d) $\beta = 45^{\circ}$, (e) $\beta = 60^{\circ}$, (f) $\beta = 75^{\circ}$, e (g) $\beta = 90^{\circ}$.















Figura 2.8 – ULAs de 4 elementos, $d = \frac{\lambda}{2}$ e fases (a) $\beta = 0^{\circ}$, (b) $\beta = 15^{\circ}$, (c) $\beta = 30^{\circ}$, (d) $\beta = 45^{\circ}$, (e) $\beta = 60^{\circ}$, (f) $\beta = 75^{\circ}$, e (g) $\beta = 90^{\circ}$.

2.4 Antenas inteligentes

Utilizando sistemas de arranjos de antenas, com os quais é possível direcionar os lóbulos para a direção de interesse, foi desenvolvido o conceito de antenas inteligentes. Com a possibilidade de selecionar a direção do feixe de comunicação, tornou-se viável fazer a separação espacial de receptores e transmissores, trazendo enorme evolução para sistemas de comunicação, especialmente os que contam com múltiplo acesso de usuários.

Tomando o exemplo de redes móveis, os sistemas atuais utilizam a técnica de setorização de células, sendo cada célula a área de cobertura de um transmissor, conforme apresentado no capítulo anterior. Em uma estação de transmissão, são posicionadas várias antenas de caráter direcional, para cobrir com qualidade a maior área possível. Cada antena é capaz de cobrir uma região específica dentro da célula, isto é, um setor. Apesar da clara vantagem em relação a uma única antena omnidirecional, o sistema de setores fixos também apresenta desvantagens como a possibilidade de interferência de canais adjacentes e o elevado número de antenas necessárias para suprir maiores demandas de capacidade.

O desenvolvimento de processadores de sinais digitais (DSP) mais avançados viabilizou a adaptação destes sistemas de células setorizadas de forma que a cobertura de cada setor seja realizada por uma composição de feixes. Desta forma, é possível mitigar problema da interferência entre canais adjacentes, diminuindo a taxa de erro de *bit* (BER), e consequentemente melhorando a capacidade do sistema. À composição de DSPs com arranjos de antenas dá-se o nome de antenas inteligentes.

Além da utilização de DSPs, foi necessário também desenvolver algoritmos mais sofisticados que efetivamente trouxerem inteligência aos sistemas de comunicação. Estes algoritmos, processados pelo DSP possuem como objetivo determinar a direção de chegada de sinais (DOA) e calibrar o sinal que será transmitido para que o máximo do padrão irradiado esteja alinhado com o receptor. Esta calibragem é feita por meio de pesos aplicados de forma independente para cada elemento do arranjo, criando um leque de várias possíveis combinações de amplitude e fase do sinal a ser transmitido. O método mais simples para a aplicação dos pesos é predefini-los de forma que cada setor seja composto por um número igual de feixes estáticos que farão a cobertura da célula. Estes sistemas são denominados de chaveados e estão representados na Fig. 2.9. Algoritmos e DSPs mais desenvolvidos possibilitam que um transmissor não só identifique a direção do receptor como modifique continuamente os pesos aplicados ao arranjo de forma que o padrão seja constantemente adaptado para atender àquele receptor. Este tipo de sistema é chamado de adaptativo.



Figura 2.9: Sistema com antenas inteligentes do tipo "chaveado". Adaptado de [3].

2.5 Conclusão do capítulo

Neste capítulo foram apresentados os conceitos base para a compreensão dos sistemas de comunicação compostos por arranjos de antenas. O advento dos arranjos abriu um novo leque de possibilidades para a criação de sistemas que pudessem lidar com a crescente demanda de capacidade. Aplicando diferentes pesos ao sinal a ser transmitido por cada elemento (variando fase e amplitude), é possível alterar o padrão irradiado pelo arranjo, aproveitando-se de interferências construtivas e destrutivas na composição do campo elétrico equivalente.

Capítulo 3 *Beamforming* e padrões IEEE

Este capítulo aborda o conceito de beamforming para canais de ondas milimétricas (mm-Wave ou mmW) e apresenta a estrutura proposta pelos dois padrões sugeridos por grupos de estudo do IEEE com vistas à aplicação em sistemas de comunicação sem fio (Wi-Fi) de área local (WLAN – Wide Local Area Network) e de área pessoal (WPAN - Wide Personal Area Network). Ambos os padrões são comparados em relação à forma como abordam o mecanismo de beamforming.

3.1 Introdução

No capítulo anterior foram apresentados os conceitos necessários para a compreensão do funcionamento de antenas e, em especial, dos arranjos de antenas. Arranjos de antenas possibilitam ajustes no padrão irradiado que um único elemento de antena não é capaz de oferecer. Neste terceiro capítulo, portanto, será utilizada a teoria de antenas para apresentar as características da técnica de *beamforming* bem como os padrões adotados pela comunidade acadêmica e industrial para redes sem fio WPAN e WLAN da nova geração, IEEE 802.11ad [4] e IEEE 802.15.3c [5].

Os protocolos IEEE são definidos após ampla discussão e estudos técnicos por parte de Grupos de Trabalho [6]. Apesar de pertencerem a diferentes grupos, os objetivos dos padrões IEEE 802.11ad e IEEE 802.15.3c convergem: possibilitar o uso de taxas de transmissão ditas ultrarrápidas em redes wireless de curto alcance dos tipos WLAN e WPAN. Estes dois protocolos são especialmente similares no sentido de que ambos sugerem o uso de frequências na faixa de canais de ondas milimétricas e com frequência central em torno de 60 GHz. Conforme discutido no primeiro capítulo, para esta faixa de frequência, o alcance do sinal propagado é relativamente pequeno, sendo o motivo de ambos os protocolos IEEE considerarem o uso em ambientes internos para aplicações que demandem grandes taxas de transferência, como por exemplo, realizar *streaming* de vídeo de alta resolução (4K) sem compressão ou utilizar computadores ligados sem fio à unidade de processamento. Nas seções a seguir, será apresentada, com mais detalhamento, a técnica de *beamforming* e os métodos para executá-la. Serão apresentados também em detalhes os protocolos IEEE 802.11ad e IEEE 802.15.3c e suas sugestões de implementação do *beamforming*.

3.2 Beamforming

O conceito de *beamforming*, conforme abordado inicialmente nos capítulos anteriores, é a conformação do feixe de transmissão em um sistema de comunicação sem fio. Modificando parâmetros do padrão de irradiação, é possível alterar a direção dos feixes de transmissão e recepção. Essencialmente, *beamforming* é um conjunto de procedimentos de filtragem espacial que utilizam um conjunto de elementos irradiantes ou receptores de ondas eletromagnéticas em uma dada direção, por meio de sua abertura. Nesta seção serão abordadas técnicas de conformação de feixe para canais de ondas milimétricas (mmW).

As técnicas de conformação de feixe utilizando pesos são divididas basicamente em conformação de feixe com pesos fixos e conformação de feixe adaptativo. No caso de pesos fixos, são aplicados pesos constantes para cada elemento irradiante (sendo de amplitude e/ou fase) em domínio analógico ou digital a fim de direcionar o feixe principal. A outra técnica base proposta neste artigo é a de pesos adaptativos, a qual é capaz de alterar em tempo real o padrão de irradiação do sinal de radiofrequência (RF). Esta adaptação é realizada com algoritmos recursivos que utilizam vetores peso de tal forma que uma função custo seja mínima para este caso.

No segundo capítulo, foram abordados os conceitos de antenas inteligentes. Em termos práticos, antenas inteligentes possuem em seus sistemas, processadores capazes de estimar, em tempo real, as direções de chegada de sinais (DOA) e calcular os pesos necessários para direcionar o padrão de irradiação do arranjo adequadamente para o receptor. Após determinar a direção de chegada do sinal, é necessário ajustar o arranjo para transmitir o sinal de resposta ao objeto de interesse. Alterando os pesos de cada elemento do arranjo, é possível customizar o padrão do sinal de saída. O diagrama de um tipo de dispositivo, que fará o direcionamento do feixe, está representado na Fig. 3.1.



Figura 3.1: Diagrama de blocos de um *beamformer* analógico em banda-base. Adaptado de [1].

Os pesos são responsáveis pela alteração de amplitude ou fase do sinal que é irradiado por cada elemento. A composição destes sinais, conforme discutido no Capítulo 2, possibilita a alteração do padrão irradiado. Este processo não é exclusivo do processo de transmissão do sinal, podendo ser igualmente utilizado em um receptor, com vistas ao aumento da SNR ou rejeição de outros sinais indesejados.

3.2.1 Algoritmos Direction-of-Arrival (DOA)

Algoritmos do tipo DOA detectam a direção de chegada de um sinal por meio da medição do atraso de chegada entre elementos do arranjo. Uma onda que atinge o arranjo com um ângulo (θ , ϕ), carregando um sinal s(t), é detectada por elementos do arranjo com atraso relativo entre eles. Apesar do escopo deste trabalho abordar os resultados da conformação de feixe para arranjos lineares (ULA), a demonstração do funcionamento de algoritmos DOA será tratada com um caso mais genérico, isto é, para um arranjo planar $M \times N$ que possibilita o direcionamento de feixes em três dimensões, representado na Fig. 3.2.



Figura 3.2: Representação de um arranjo planar $M \times N$. Retirado de [3]. O atraso de chegada de um sinal é dado por:

$$\tau_{\rm mn} = \frac{\Delta r}{\nu_0},\tag{3.1}$$

em que Δr , dado em *m*, refere-se à distância diferencial devida à inclinação do sinal que atinge o arranjo, e v_0 , dado em $\frac{m}{s}$, à velocidade da luz no espaço livre. A distância diferencial é calculada como $\Delta r = d_{mn} \cos(\psi)$, cujos termos são determinados pelas seguintes expressões: $d_{mn} = \sqrt{m^2 d_x^2 + n^2 d_y^2} e \cos(\psi) = \frac{\hat{a}_r \cdot \hat{a}_\rho}{|\hat{a}_r||\hat{a}_\rho|}$, sendo d_{mn} a distância, em *m*, desde a origem até o elemento de coordenadas (m, n), $\hat{a}_r e \hat{a}_\rho$ os vetores unitários nas direções do sinal s(t) e do elemento (m, n), respectivamente. Por fim, com base nas expressões para $d_{mn} e \cos(\psi)$, é possível obter-se um meio de calcular o atraso τ_{mn} :

$$\tau_{mn} = \frac{md_x \sin(\theta) \cos(\phi) + nd_y \sin(\theta) \sin(\phi)}{\nu_0}.$$
 (3.2)

Por meio da Eq. 3.2, várias técnicas voltadas para a estimativa da direção de chegada podem ser utilizadas. Há quatro grupos principais de algoritmos DOA comumente utilizados: métodos convencionais, métodos baseados em subespaço,

métodos de máxima probabilidade e métodos integrados. Essencialmente, excetuando-se os métodos convencionais, em que a direção dos sinais é determinada pelos pela potência atingida após a varredura do espaço em todas as direções possíveis, todos os métodos exploram os dados estatísticos do sinal recebido. O escopo deste trabalho não inclui o estudo dos métodos de detecção DOA. Contudo, maiores detalhes podem ser encontrados em [2].

3.2.2 Métodos de formação do feixe

O sinal do arranjo pode ser ajustado para se adequar à direção desejada de um receptor. Este ajuste pode ser feito utilizando dois métodos diferentes: pesos fixos, no qual pesos constantes de amplitude e fase são aplicados a cada cadeia RF – onde estarão os elementos de antena, e algoritmos adaptativos, no qual são utilizados DSPs para calcular os pesos de antenas após a detecção da direção do receptor.

Pesos fixos e codebook

O primeiro método para ajuste da direção do sinal do arranjo é aplicar pesos de amplitude e fase a cada elemento do arranjo de forma prefixada, isto é, sabendo o resultado que será obtido. Este método é computacionalmente mais simples, já que todos os valores de pesos já estão previamente definidos e não exigem alteração [3]. A maior desvantagem deste método, também segundo [3], é que para arranjos cada vez mais complexos, a exigência da quantidade de pesos pode tornar o cálculo inicial difícil. Outro ponto de atenção quando da utilização deste método é que, a depender de como ocorrerá a predefinição dos pesos, pode ser bastante difícil realizar o ajuste fino da direção do sinal a ser transmitido (ou recebido) [3].

Um dos métodos que usa pesos fixos é o do livro código, ou *codebook*. Este *codebook* nada mais é que uma matriz gerada por uma equação que define os pesos utilizados. Tendo a equação geradora, é possível utilizar um algoritmo para calcular os pesos necessários para cada direção já conhecida. O padrão IEEE 803.15.3c, por exemplo, utiliza deste método como forma de direcionar os feixes de transmissão e recepção do arranjo. A implementação do *codebook* do padrão 803.15.3c será abordada no quarto capítulo.

A proposta de utilizar um livro código advém da necessidade de estabelecer a direção dos feixes de transmissão e recepção sem a necessidade de calcular a toda hora
os pesos, como é feito nos algoritmos adaptativos. Com este método é possível ainda tratar cada dimensão do arranjo por livros código separados [6], isto é, para um arranjo bidimensional, basta utilizar dois livros código para o treinamento do arranjo.

Algoritmos adaptativos

O segundo método geral para ajuste da direção do sinal do arranjo é utilizar algoritmos que adaptam pesos constantemente para adequação do sinal ao outro dispositivo com o qual ocorre a comunicação [3]. Há diversos padrões de algoritmos, que serão abordados apenas superficialmente por este trabalho, dado que não é o escopo principal de estudo deste trabalho.

Para ocorrer o ajuste contínuo dos pesos nos elementos do arranjo, é necessário um esforço computacional muito mais intenso que no método de pesos fixos [3]. Determinado um intervalo de tempo para que o ajuste ocorra (dependendo da implementação do algoritmo), a cada alteração da direção de chegada o processador de sinal digital. deve recalcular os pesos baseados no algoritmo gerador destes. Essencialmente, os algoritmos adaptativos exigem a solução de um sistema linear de equações normais. No caso de um sistema estacionário, a resolução deste sistema pode ser bastante simples. Porém, quando transmissor e receptor apresentam deslocamento entre si, os pesos devem ser constantemente atualizados.

Dentre os métodos ótimos para algoritmos adaptativos, os mais utilizados, o funcionamento se dá por meio de um vetor peso que promove a minimização de uma função custo. Essa função custo é, geralmente, inversamente associada à qualidade do sinal transmitido pelo arranjo, de forma que ao ser minimizada, o sinal é transmitido com a melhor qualidade possível. Um dos métodos mais utilizados para calcular os pesos ótimos é chamado de Critério do Mínimo Erro Quadrado Médio, ou MMSE (do inglês, *minimum mean square error criterion*), o qual se propõe a minimizar a função custo MSE. A função MSE pode ser escrita como (a demonstração encontra-se em [2]):

$$J_{MSE}(E[\varepsilon_k^2]) = d_k^2 - 2\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{r}_{xd} + \boldsymbol{w}^H \boldsymbol{R}_{xx} \boldsymbol{w}.$$
(3.3)

Para minimizar a função MSE, representada pela Eq. 3.3, em relação aos pesos (*w*), faz-se necessário calcular o gradiente com respeito a estes pesos e igualá-lo a zero:

$$\frac{\partial}{\partial \boldsymbol{w}} \{ J_{MSE}(E[\varepsilon_k^2]) \} = 0.$$
(3.4)

Resolvendo para *w*, temos:

$$\boldsymbol{w}_{opt} = \boldsymbol{R}_{xx}^{-1} \boldsymbol{r}_{xd}. \tag{3.5}$$

A Eq. 3.5 é chamada de solução de Wiener, que determina o vetor peso ótimo para o arranjo em questão, w_{opt} .

Nas seções a seguir serão discutidas as implementações de conformação de feixe em padrões já definidos para canais de ondas milimétricas.

3.3 **Padrão IEEE 802.11ad**

3.3.1 Histórico do padrão IEEE 802.11ad

Publicado em 2012 pelo grupo do IEEE denominado "Grupo de Trabalho TGad", o adendo IEEE 802.11ad ao padrão IEEE 802.11 foi criado com objetivo de padronizar redes Wi-Fi com maiores taxas de transmissão, chamadas de VHT (Very High Throughput). O objetivo primário deste padrão é possibilitar redes de maior taxa de transmissão em áreas de densa utilização, por exemplo, aeroportos e estações de trem, e redes ultrarrápidas em ambientes internos, como uma casa ou apartamento. Isso se dá, parcialmente, pela frequência central implementada em 60 GHz, o que fisicamente impossibilita manter comunicações com altas taxas de transferência por distâncias maiores que uma dezena de metros e reduz interferências entre redes baseadas no padrão, como apresentado no primeiro capítulo, de acordo com [1] e [6]. Dada a frequência central, o comportamento da comunicação em um canal de ondas milimétrico de 60 GHz demonstra características de uma propagação ótica, necessitando geralmente de uma linha de visada (LOS) ou então dependendo de reflexões fortes de primeira ordem. Devido à transição de faixa de frequências entre a implementação do 802.11ad e adendos prévios, como o 802.11ac ou 802.11n, não há retrocompatibilidade com os padrões antigos. Contudo, até a finalização do grupo TGad, o protocolo 802.11ad era tido como a norma para transmissões em 60 GHz [6].

A fim de garantir o caminho ótimo de propagação, isto é, preferencialmente uma linha direta de visão, o padrão 802.11ad define um esquema direcional de comunicações que utiliza o mecanismo da conformação de feixe para garantir a comunicação entre aparelhos e introduz o conceito de setores virtuais de antena, que compõem o padrão de irradiação geral. Cada setor proporciona o foco da antena (ou do arranjo de antenas) para uma direção, a fim de que o par transmissor-receptor defina quais são os respectivos setores ótimos para comunicação. A este processo dá-se o nome de treinamento de conformação de feixe, ou *beamforming training*. Este processo se aproveita de existirem direções discretizadas, isto é, setores predefinidos na antena, de forma que a varredura pelo melhor setor se torna mais rápida. Uma verificação inicial dos setores adequados pode ser seguida de um treinamento específico após determinado qual é o setor ótimo, refinando os feixes transmissor e receptor. Desta forma, seria possível atingir comunicação direcional *multi*-giga*bit* (DMG).

3.3.2 Projeto do 802.11ad: premissas e arquitetura

O protocolo 802.11ad assume algumas premissas sobre o projeto, especialmente se considerando que há alteração na faixa de frequência utilizada comummente em padrões atuais de comunicações sem fio, de acordo com [7]. Assim, transmissões seguindo este protocolo: possibilitam comunicação altamente direcional seguindo características de transmissão virtualmente óticas, definem um padrão virtualmente omnidirecional que dê suporte legado aos padrões antigos do protocolo 802.11 e permita descobrir dispositivos ainda desconhecidos – o que levaria muito tempo caso utilizado o método mais diretivo, devem garantir treinamento adequado, pois feixes com não treinados reduzem o desempenho do sistema, permitem reutilização espacial entre feixes de mesma frequência e reduzem a interferência de transmissões no mesmo protocolo.

Ainda segundo [7], a camada física, ou PHY, do protocolo 802.11ad prevê três métodos distintos de modulação: *Control* (PHY de controle), *Single Carrier* (PHY de portadora única), ou SC PHY, e OFDM PHY (PHY de multiplexação por divisão de frequências ortogonais), cada qual com sua própria finalidade. A camada *Control* PHY foi projetada para operar antes do procedimento de conformação de feixe, atuando com baixa razão sinal-ruído (SNR). Já a SC PHY foi projetada para permitir uma implementação energeticamente eficiente e com baixa complexidade do transceptor (do inglês, dispositivo transmissor-receptor). Todos os métodos compartilham a mesma estrutura de pacote com preâmbulos similares.

Esquemas de codificação e modulação (MCS) Control (C-PHY)		
Shortened 3/4 LDPC, 32x Spreading	$\pi/2$ -DBPSK	27,50 Mbps
Single Carrier (SC-PHY)		
Codificação	Modulação	Taxa de <i>bit</i> bruta
1/2 LDPC, 2x <i>repetition</i> 1/2 LDPC, 5/8 LDPC 3/4 LDPC 13/16 LDPC	π/2-BPSK, π/2-QPSK, π/2-16QAM	385,00 Mbps a 4620,00 Mbps
Low-Power Single Carrier (LPSC-PHY)		
Codificação	Modulação	Taxa de <i>bit</i> bruta
RS(224,208) + Block Code(16/12/9/8,8)	π/2-BPSK, π/2-QPSK	625,60 Mbps a 2503,00 Mbps
Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM-PHY)		
Codificação	Modulação	Taxa de <i>bit</i> bruta
1/2 LDPC, 5/8 LDPC 3/4 LDPC 13/16 LDPC	OFDM-SQPSK OFDM-QPSK (DCM) OFDM-16QAM OFDM-64QAM	693,00 Mbps a 6756,75 Mbps

Tabela 3.1: Esquemas de modulação e codificação do 802.11ad. Adaptado de [7].

O protocolo 802.11ad determina ainda trinta e dois diferentes esquemas de modulação de codificação (MCS, do inglês, m*odulation and coding schemes*), dentro dos três métodos principais, que afetam o desempenho do canal de comunicação e a robustez desta [6]. A Tabela 3.1 esclarece a relação dos esquemas MCS com a taxa de transferência bruta à qual os diferentes modos de transmissão do 802.11ad podem atingir.

Com o intuito de permitir o direcionamento para uma comunicação DMG, cada dispositivo deve possuir ao menos um arranjo de antenas (referenciado no Capítulo 02) – no caso de dispositivos de baixa potência, como celulares, podendo atingir até múltiplos arranjos com dezenas de elementos, como *access points* (AP).



Figura 3.3: Fase de varredura de feixes no padrão 802.11ad. Retirado de [7].

A estrutura do pacote no 802.11ad está exemplificada na Fig. 3.3, e é muito similar à estrutura padrão dos protocolos IEEE 802.11. Há um campo de treinamento (STF) e estimativa do canal (CEF), no qual é determinado o tipo de PHY utilizado. Os campos que seguem são os cabeçalhos PHY (PHY header), conteúdo do quadro PHY (PHY *payload*, onde estão os campos MAC e a verificação cíclica, CRC, para proteção destes campos). Por fim, há dois campos opcionais, mas que são únicos ao IEEE 802.11ad que são utilizados no procedimento de conformação de feixe [7].

3.3.3 Beamforming no protocolo IEEE 802.11ad

A construção da comunicação no protocolo 802.11ad se dá em duas fases principais: uma fase de varredura de setores (SLS) e uma fase de refinamento dos feixes (BRP, do inglês, *beam refinement phase*) de transmissão. Cada uma destas fases pode utilizar um MCS diferente.



Figura 3.4: Fase de varredura de feixes no padrão 802.11ad. Adaptado de [7].

Na primeira fase, de varredura de setores, ambos, transmissor e receptor, determinam quais setores são os mais propícios para estabelecer o canal de comunicação utilizando padrões virtualmente omnidirecionais para determinar os respectivos setores que garantem a melhor relação SNR. A Fig. 3.4 exemplifica este processo.

Já na segunda fase, após determinado o par de setores que participará do processo de comunicação, a fase de refinamento dos feixes ocorre para determinar o melhor padrão de feixe de forma a obter o máximo ganho possível. Há ainda uma fase adicional e opcional em que ocorre o acompanhamento desses feixes para ajuste do ganho durante a transmissão de pacotes.



Figura 3.5: Protocolo de *beamforming* no padrão 802.11ad. Adaptado de [1].

O processo de conformação de feixe do padrão 802.11ad está esquematizado na Fig. 3.5. STA 1 e STA 2 correspondem aos dispositivos que se comunicam entre si, sendo STA 1 o transmissor e STA 2 o receptor [1]. Durante a primeira fase, o iniciador envia pacotes de treinamento realizando a varredura dos seus diferentes setores (ISS, ou TXSS) enquanto o receptor os recebe utilizando um padrão praticamente omnidirecional, de forma a identificar qual setor do dispositivo que inicia a comunicação corresponde à melhor qualidade do sinal [7]. Cada quadro transmitido na varredura contém as informações do arranjo e do setor utilizado a fim de ser identificado o setor ótimo para transmissão [7]. Em seguida, o receptor inicia sua varredura (RSS, ou RXSS) para indicar o melhor setor de recepção para o transmissor; a nova varredura contém em cada quadro a informação do melhor setor utilizado pelo transmissor [7]. Após definidos o melhor par de setores de transmissão e recepção, o iniciador envia um feedback com a configuração ótima de ambos os arranjos e o receptor envia uma confirmação desta [7]. A fase de SLS é realizada utilizando o método *Control* PHY para garantir uma comunicação adequada entre ambos os dispositivos [1].

Finalizada a fase de varredura de setores, o procedimento seguinte é o de refinamento dos feixes, no qual os vetores peso dos arranjos de antenas são otimizados de maneira iterativa, segundo [1] e [7]. Nesta etapa são comparados padrões de transmissão e recepção em relação ao par de setores já conhecido, que é a melhor configuração até o momento, isto é, há troca confiável de quadros e a comunicação está estabelecida com os setores ótimos de transmissão e recepção [7]. Como a BRP se dá com estas configurações, é possível testar diferentes configurações de antenas em um mesmo quadro, diminuindo o tempo de treinamento, já que no SLS um quadro inteiro é necessário para testar o setor [7].

A forma como é feito o acesso e quais transações se dão entre os dispositivos não está no escopo deste trabalho. O padrão IEEE 802.11ad, contudo, permite procedimentos e algoritmos específicos de cada fabricante, sendo estas etapas e projeto bem formatados, sem definição de como é feita a setorização ou formação e conformação dos feixes [1].

3.4 Padrão IEEE 802.15.3c

3.4.1 Histórico do padrão IEEE 802.15.3c

Publicado em 2009, o padrão IEEE 802.15.3c nasceu da necessidade de ser criada uma nova camada física específica para canais de ondas milimétricas (mmWave PHY) após estudos iniciais em 2003 [10]. Neste mesmo ano, foi definido um grupo de interesse dentro do 802.15 para redes de acesso pessoal sem fio (WPAN) e em 2004 o grupo de estudos para mmWave PHY foi oficialmente criado. O grupo determinou que era viável criar uma nova PHY para atingir taxas de transmissão acima de 1,0 Gbps utilizando um controle de acesso ao meio (MAC) já utilizado (IEEE 802.15.3b), com apenas algumas modificações [10]. O objetivo do grupo era padronizar redes de comunicação em fio de curta distância, daí redes de área pessoal, para dispositivos como computadores, impressoras, televisores, aparelhos celulares, câmeras, dispositivos de armazenamento externo etc. [9].

Em 2005 foi criado o Grupo de Trabalho TG3c dentro da comunidade IEEE 802.15 [9]. Após três anos de trabalhos, o grupo TG3c havia criado três esquemas PHY e determinado várias alterações com melhorias na camada MAC do então padrão 802.15.3b [10]. Em 2009 foi publicado o padrão IEEE 802.15.3c-2009, após quatro anos desde a criação do TG3c.

O grupo TG3c determinou, portanto, os canais possíveis dentro da banda disponível para a transmissão em 60 GHz [10]. Com vistas à facilidade de adoção e penetração rápida no mercado, os canais deveriam ser definidos em nível global e o consenso adotado foi uma estrutura com quatro canais de 2160 MHz cada, com banda de guarda inferior de 240 MHz e superior de 120 MHz [10].



Figura 3.6: Canalização do 802.15.3c. Adaptado de [10].

A distribuição de canais para bandas ainda não licenciadas para diferentes regiões e países está representada na Fig. 3.6.

3.4.2 Projeto do IEEE 802.15.3c: premissas e arquitetura

Assim como no protocolo IEEE 802.11ad, o IEEE 802.15.3c também assume premissas de uso e de projeto, muitas delas baseadas em outros protocolos, como o 802.15.3b (para a camada MAC) e até o 802.11n [9]. A principais alterações em relação ao padrão base (802.15.3) são as transmissões direcionais, agregação de quadros e reconhecimento de subquadros, e proteção de erro não uniforme. Estas últimas duas ferramentas são referentes à camada MAC do protocolo 802.15.3c e não serão conceituadas neste trabalho. Contudo, estes conceitos são tratados em [9] e [10].

O grupo de trabalho TG3c definiu também os possíveis usos do novo padrão, chamados de modos de uso (UM, *Usage Models*) [10]:

- Streaming de vídeo não comprimido em alta definição (1080p) e taxa de quadros;
- Streaming de um par de vídeos em definição padrão (480p) simultâneos;
- Comunicação para dispositivos de escritório como desktops, monitores, discos rígidos;
- 4. Conferência ad hoc entre dispositivos comunicando-se entre si;
- 5. Transferência de arquivos entre dispositivos.

A camada PHY do 802.15.3c especifica três modos que permitam o uso para diferentes UMs, de maneira análoga, mas não igual, à PHY do 802.11ad, segundo [9]:

- Single Carrier (SC), sendo subdividida em três classes diferentes: classe

 para utilização portátil e de baixa potência (até 1,5 Gbps), classe 2, para
 uso em escritório (até 3,0 Gbps) e classe 3, para aplicações de alto
 desempenho (até 5,2 Gbps), geralmente quando há linha de visada (LOS).
 A diferença entre estas classes é o MCS (esquema de modulação e
 codificação) utilizado para cada uma;
- High Speed Interface (HSI), com objetivo de estabelecer comunicação de baixa latência entre dispositivos e periféricos de computador (uso de escritório) e entre computadores em esquema ad hoc, porém, diferentemente do modo SC, é utilizado OFDM;
- *Audio/Visual (AV)*, sendo utilizada para transmissão (*streaming*) de vídeos entre dispositivos (leitor Blu-ray e uma TV de alta definição, por

exemplo), com características de transmissão altamente assimétricas. Também é utilizado esquema de modulação OFDM, como no modo HSI PHY.

3.4.3 Beamforming no padrão IEEE 802.15.3c

Analogamente ao procedimento de *beamforming* do 802.11ad descrito na seção anterior, apesar de ser mais antigo, o procedimento de *beamforming* no 802.15.3c também é realizado em fases com: a descoberta inicial dos dispositivos em transmissão virtualmente omnidirecional, a seleção de setores e a seleção de feixes mais refinados após treinamento [11]. Os setores aqui, porém, são definidos como sendo apenas um conjunto de feixes, também segundo [11].

Diferentemente do protocolo definido no 802.11ad [4], porém, a implementação de *beamforming* no padrão 802.15.3c [5] é específica e sugere a utilização de livros código, sendo realizada completamente na camada MAC [11]. A estrutura do *codebook* será tratada no próximo capítulo, conforme mencionado anteriormente.

Segundo [10], o TG3c chegou à conclusão que, para atingir taxas de transferência na ordem de Giga*bit* por segundo, porém ainda mantendo o projeto dos sistemas com relativa baixa potência e complexidade, não seria possível aproveitar as vantagens de técnicas do tipo "*multiple-input multiple-output*" (MIMO, múltiplas entradas e múltiplas saídas), uma vez que requerem cadeias de radiofrequência – aumentando o custo e complexidade do projeto –, e também não seria viável utilizar variações de amplitude nos pesos que definem os feixes, porque também aumentaria a potência dos dispositivos compatíveis.

Portanto, com base em [10], algumas premissas de projeto do protocolo de *beamforming* (BP) devem ser consideradas:

 Após a detecção dos dispositivos (DEV) que se comunicarão entre si, há três estágios de conformação dos feixes: uma varredura "grosseira", de setores, uma varredura mais fina, onde serão selecionados os feixes, e uma fase opcional de detecção dos feixes para o caso de leves alterações na posição dos DEV;

- O BP utilizado no padrão 802.15.3c utiliza deslocamentos de fase discretos, simplificando a implementação ante a projetos convencionais de conformação de feixe, nos quais há ajustes de fase e amplitude;
- O BP deve ser independente da camada PHY e do arranjo de antenas utilizado, podendo suportar diferentes configurações de antenas;
- O protocolo deve ser completamente implementável na camada MAC, utilizando livros código para configurar a conformação dos feixes entre DEVs.

Como descrito em [10], o padrão 802.15.3c especifica ainda dois tipos de BP, podendo ser sob demanda ou proativo. O BP na configuração sob demanda é utilizado quando há comunicação entre dois dispositivos (DEVs) ou um controlador da *piconet* (PNC) e um DEV. Já na configuração proativa, o BP ocorre quando um PNC é a fonte dos dados para múltiplos DEVs, sendo que todos os DEVs podem realizar o treinamento de suas antenas para recepção do sinal de maneira simultânea, reduzindo o tempo de treinamento.

Considerando as premissas apresentadas em [10], fica clara uma grande vantagem da implementação de um livro código baseado exclusivamente na camada MAC: não há necessidade de realizar procedimentos de descoberta da direção de chegada, descrito na seção 3.2.1.

3.5 Conclusão do capítulo

Neste capítulo, foi apresentado o conceito de conformação de feixe e algumas técnicas para sua implementação. Foi apresentada ainda a forma para determinar a direção de chegada de um sinal, procedimento que pode ser necessário, especialmente para sistemas que utilizem técnicas de conformação de feixe adaptativo, uma vez que, para estas aplicações, espera-se que haja deslocamento entre os dispositivos [3]. Utilizando a vantagem do arranjo possuir diversos elementos, é possível calcular, por meio do atraso de chegada do sinal a cada um deles, a direção de origem deste sinal.

Foram apresentados também os padrões IEEE 802.11ad e 802.15.3c, com o histórico, aplicabilidade e premissas de utilização, bem como o projeto e implementação da técnica de conformação de feixe que cada um deles possui. No primeiro, 802.11ad, há

diretrizes para os procedimentos de *beamforming* com as fases obrigatórias de varredura de setores (SLS) e refinamento de feixes (BRP). A implementação deste protocolo, porém, fica aberta para os fabricantes de dispositivos utilizarem seus próprios algoritmos [1]. No segundo, 802.15.3c, também há diretrizes do procedimento de *beamforming* e sugestões de implementação. Neste caso, é sugerida a utilização de um livro código com deslocamentos discretos de fase, tendo em vista a implementação mais simples e com menor consumo de energia.

Capítulo 4

Projeto de *codebook*s e Simulação de Padrões de Irradiação Gerados por Livros Código

Este capítulo aborda o projeto de codebooks para o padrão IEEE 802.15.3c, que pode ser estendido a outros padrões que utilizem a técnica de beamforming, especialmente em canais de ondas milimétricas, suas implementações e simulações.

4.1 Introdução

No capítulo anterior foram apresentados os conceitos de conformação de feixe, seus métodos e técnicas, assim como os padrões IEEE 802.11ad e IEEE 802.15.3c e seus respectivos procedimentos de *beamforming*. De maneira geral, a abordagem de ambos os padrões é parecida, utilizando fases de varredura de setores e treinamento do arranjo para atingir o par de feixes de transmissão ideal entre transmissor e receptor [1].

Neste capítulo serão apresentados projetos de livro código propostos e suas implementações em forma de simulação computacional, em ferramenta MATLAB, do padrão irradiado. Os resultados serão baseados em [11] e [12], buscando demonstrar o funcionamento da técnica de conformação de feixe por livro código com diferentes projetos. Os resultados serão baseados em [11] e [12], buscando demonstrar o funcionamento da técnica de conformação de feixe por livro código com diferentes projetos.

Ainda considerando o que foi exposto no capítulo anterior e em [3], há muitas formas de implementar a técnica de conformação de feixe. Segundo [11], muitos trabalhos já foram publicados com projeto de *beamforming* baseado em camada física (PHY), buscando conhecer o peso ideal para transmissão e recepção. Uma desvantagem destas abordagens, isto é, implementar a conformação de feixe em PHY é a necessidade de se conhecer o estado do canal (CSI), o que consome tempo e dados adicionais

(*overhead*) [11]. Sabendo disto, com vistas à redução de complexidade e de *overhead*, a utilização de livros código tem ganhado mais adesão e atenção [11].

A escolha de realizar *beamforming* baseado em *codebook* pode trazer o equilíbrio entre a escolha de um projeto complexo e o sacrifício de alto desempenho [1]. Como exposto no capítulo anterior, e com base em [1] e [11], por ser baseado na camada MAC, a implementação de *beamforming* por *codebook* é bastante robusta em relação às diferentes configurações de antenas e não requerem informações a respeito do canal de informação.

Uma dificuldade do projeto de livros código, contudo, é a grande variação de frequências centrais possíveis em uma rede que utilize canal de ondas milimétricas, uma vez que o espectro possível é bastante amplo, estendendo-se em 9,0 GHz (Fig. 3.9) [11].

Dos dois padrões discutidos neste trabalho, apenas o IEEE 802.15.3c apresenta uma especificação de livro código explicitamente. O IEEE 802.11ad deixa o método implementado por conta do fabricante.

4.2 Codebooks para arranjos 1D e 2D

As especificações do protocolo de *beamforming* no padrão IEEE 802.15.3c, descritas na cláusula 13 de [5], trazem as premissas e considerações, descritos em sua maioria no capítulo anterior. Uma variedade de configurações de antenas pode ser utilizada, contendo um ou múltiplos elementos. São considerados neste trabalho os livros código aplicados para arranjos de antenas do tipo faseado de uma e duas dimensões, descritos como 1D e 2D, respectivamente. Tais especificações podem ser encontradas na subcláusula 13.3.1 de [5].

Considerando a premissa dos arranjos utilizados, o projeto do livro código deve seguir as seguintes diretrizes [5] e [11]:

- Cada coluna da matriz de um livro código é equivalente a uma variação de fase de cada elemento do arranjo, isto é, cada coluna gera um padrão de irradiação;
- O livro código é gerado com resolução de fase de ao menos 90°, sem ajuste de amplitude para minimizar o consumo energético;

- A soma dos feixes gerados por um livro código deve cobrir 360° em torno do dispositivo de forma a minimizar eventuais perdas por variações de frequência;
- As colunas do livro código devem ser ortogonais entre si de forma a evitar possíveis interferências entre feixes, permitindo que sejam agregados para formar os setores.

Conforme exposto no Capítulo 02, o fator de arranjo é o elemento que define a direção do padrão de irradiação [3]. Os pesos dos *codebooks* considerados nas especificações do IEEE 802.15.3c são justamente os pesos relativos ao fator de arranjo [11]. Desta forma a direção do sinal é alterada pelos pesos do livro código aplicados a cada elemento de antena.

A matriz do livro código é do tipo $M \times K$, em que M é o número de elementos do arranjo e K é o número de padrões (feixes) gerados. O fator de arranjo de um arranjo uniforme linear (ULA), portanto 1D, é dado por:

$$A_k(\phi) = \sum_{m=0}^M w_{m,k} e^{j2\pi m \left(\frac{d}{\lambda}\right) \cos\phi}, \qquad (4.1)$$

em que $w_{m,k}$, $0 \le m \le M - 1$ e $0 \le k \le K - 1$, é o *m*-ésimo elemento do *k*-ésimo vetor do livro código, *d* é a distância entre elementos do arranjo e λ é o comprimento de onda, como demonstrado em [5] e [11].

De maneira análoga, [5] e [11] mostram que é possível determinar o fator de arranjo equivalente para um arranjo planar 2D:

$$A_{k,l}(\theta,\phi) = \sum_{m=0}^{M_z-1} \sum_{n=0}^{M_y-1} w_{m,n,k,l} e^{j2\pi m \left(\frac{d_x}{\lambda}\right) sen\theta cos\phi + j2\pi n \left(\frac{d_y}{\lambda}\right) cos\theta}$$
$$= A_{x,k}(\theta,\phi) A_{y,l}(\theta,\phi), \qquad (4.2)$$

em que:

$$A_{x,k}(\theta,\phi) = w_{m,k}e^{j2\pi m \left(\frac{d_x}{\lambda}\right)sen\theta cos\phi},$$

$$A_{y,l}(\theta,\phi) = w_{n,l}e^{j2\pi n \left(\frac{d_y}{\lambda}\right)cos\theta},$$
 (4.3)

são os fatores de arranjo nos eixos x e y, respectivamente ao arranjo localizado no plano xy. Neste caso, θ é o ângulo polar com respeito ao eixo x, ϕ , o ângulo azimutal com respeito ao eixo z, $d_x e d_y$ são as distâncias entre os elementos do arranjo em seus respectivos eixos, M_x , M_y , $K_x e K_y$ são parâmetros derivados de M e K em seus respectivos eixos, representando os elementos e os padrões gerados por estes elementos em cada eixo. Tem-se também que $w_{m,n,k,l} = w_{m,k}w_{n,l}$, em que $0 \le m \le M_x - 1 e 0 \le k \le K_x - 1$, $0 \le n \le M_y - 1 e 0 \le l \le K_y - 1$. Da Eq. 4.3 pode-se inferir que um método para determinar o fator de arranjo para um arranjo planar é obter os fatores de arranjo em cada uma das direções x e y separadamente. Desta forma, basta determinar o caso de um livro código 1D para estender o modelo para 2D [11].

4.3 **Projeto de** *codebook* para arranjos faseados do tipo ULA

4.3.1 Projeto de *codebook* no padrão IEEE 802.15.3c

O *codebook* desenhado no padrão IEEE 802.15.3c tem por objetivo ser o mais simples possível de forma que ainda permita desempenho suficiente de resolução espacial e taxas de transferência de pelo menos 1,0 Gbps, segundo [11], [12 e [14].

Considerando a seção anterior, é suficiente determinar o livro código para uma única dimensão. Será considerado um arranjo ULA com espaçamento $d = \frac{\lambda}{2}$. A matriz $W_{m,k}$ é composta por $w_{m,k}$ pesos, Para o caso em que $K \ge M$, considerando as especificações de [5], os pesos são definidos de tal forma que:

$$w_{m,k} = j^{fix} \left\{ \frac{m \times mod\left[k + \left(\frac{K}{2}\right), K\right]}{\frac{K}{4}} \right\}, 0 \le m \le M - 1, 0 \le k \le K - 1.$$

$$(4.4)$$

A função fix() retorna o maior inteiro que seja menor ou igual seu argumento. Também é possível substituir pela função round() ou até mesmo floor(), segundo [11].

Em [5] e [11], há um caso especial para $K = \frac{M}{2}$, porém, ao realizar as simulações com este caso, foi verificado um problema na criação da matriz $W_{m,k}$ de forma que os késimos vetores não fossem completamente ortogonais entre si, gerando padrões sobrepostos. Utilizando a Eq. 4.4, porém, é possível gerar padrões para o caso $K = \frac{M}{2}$, como será apresentado na Seção 5, de resultados computacionais.

O projeto deste livro código é suficientemente simples sob os pontos de vista de implementação e computacional, porque pode ser aplicado a uma cadeira de radiofrequência (RF) analógica e contém apenas 2 *bits* de resolução, logo, sendo de fácil determinação.

Este projeto, entretanto, tem uma desvantagem considerável: para casos em que K > 4 há notável perda de desempenho do sistema, dado que, pela limitação de resolução, não é possível atingir ganho máximo em todos os lóbulos. Este comportamento pode resultar em perdas de até 60 % de potência em certos casos [14].

4.3.2 Projeto de codebook com n-bit de resolução

Outras proposições de formulação de livro código são apresentadas em [1], [12] e [14] como solução para o problema de perdas entre lóbulos do padrão irradiado descrito na subseção 4.3.1. Nestas propostas, há a introdução de mais deslocamentos de fase, com resolução de *n*-*bit*. Desta forma, é possível obter ganho máximo para todos os feixes irradiados do ULA. Utilizando o livro código *n*-*bit* descrito em [1], temos que:

$$w_{m,k} = j \frac{\frac{(m-1)(k-1) - \frac{K}{2}}{\frac{b}{4}}}{(4.6)},$$

em que $0 \le m \le M - 1$, $0 \le k \le K - 1$ e $b = 2^q$ é o número de estados possíveis para *q bits* de resolução.

4.3.3 Projeto de *codebook* baseado em Transformada Discreta de Fourier (DFT)

Um terceiro método de formulação de *codebook* pode ser visto em [12], [13] e [14], chamado de DFT (*Discrete Fourier Transform*), por ser gerado através de exponencial. Assim como nos *codebook* com *n-bit* de resolução, há um *trade-off* entre o esforço computacional requerido para calcular os deslocamentos de fase e melhor a eficiência energética. Com base em [14], um *codebook* do tipo DFT pode ser dado por:

$$w_{m,k} = e^{-\frac{j2\pi mk}{K}},\tag{4.7}$$

em que $0 \le m \le M - 1, 0 \le k \le K - 1$.

4.4 Simulador de *beamforming*, resultados e discussão

4.4.1 Sobre o Simulador computacional

O simulador em questão foi desenvolvido na linguagem MATLAB® especificamente para este trabalho de conclusão de curso, com o auxílio e orientação do prof. João Paulo Leite, orientador deste. Durante as pesquisas não foram encontradas referências aos códigos de simuladores, mas tão somente aos resultados em si, sem meios de comprovação destes. Os códigos fonte podem ser encontrados ao final deste trabalho em Anexo I e Anexo II. Assim como no Capítulo 2, todos os gráficos polares deste capítulo representam os diagramas horizontais dos padrões de irradiação.

4.4.2 Simulação de beamforming utilizando o codebook IEEE 802.15.3c

Utilizando o código no Anexo I, tendo como base o trabalho desenvolvido em [11], será utilizado o *codebook* da seção 4.3.1, com formulação descrita na Eq. (4.4).

Considerando um *codebook* do tipo 2 × 2, isto é, com M = 2 elementos e K = 2 padrões irradiados (descrito neste trabalho como matriz MxK), temos a seguinte matriz $W_{2\times 2}$ e fator de arranjo (AF):

$$\boldsymbol{W}_{2\times 2} = \begin{bmatrix} 1 & 1\\ -1 & 1 \end{bmatrix}. \tag{4.8}$$



Plot polar total para um arranjo com 2 elementos e 2 padrões

Figura 4.1: Gráfico polar do AF para um codebook 2x2.

Como é possível perceber, o padrão irradiado total cobre 360° em torno do ULA, localizado ao centro em $0 \angle 0^\circ$. Como esperado, o ganho não é uniforme ao longo de toda a circunferência, indicando que a soma dos padrões dados por cada vetor peso não é omnidirecional. Na interseção entre os lóbulos há ganho de apenas 1,4142 em magnitude, aferido na simulação e corroborado por [11]. Considerando que o ganho para uma antena de 2 elementos é 10 log(2) = 3,01 *dB*, o sistema tem uma perda na interseção dos feixes de 3,01 – 10 log(1,4142) = 1,505 *dB*, resultando em uma perda de potência de aproximadamente 16 %.



Figura 4.2: Gráfico linear do AF para um *codebook* 2x2.

É possível separar o padrão acima em 2 feixes independentes, isto é, para cada vetor *K*. Desta forma, se cada padrão individual (feixe) for considerado como um setor, nota-se que é possível realizar a fase de varredura de setores descrita nos protocolos de *beamforming* dos padrões IEEE 802.11ad e IEEE 802.15.3c. Na Fig. 4.3, a seguir, vê-se o resultado da aplicação dos vetores peso de maneira independente.



Figura 4.3: Gráficos polares do AF com vetores k = 1 e k = 2 para um *codebook* 2x2.

Os respectivos vetores para cada um dos feixes são dados por $k_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} e k_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$.

É possível gerar também padrões em número superior ao de elementos. A próxima simulação trata do caso de um livro código 2x4, ou seja, com 2 elementos e 4 padrões irradiados, também utilizando o *codebook* descrito no padrão 802.15.3c.

Neste caso, a matriz $W_{2\times 4}$ é dada por:

$$\boldsymbol{W}_{2\times4} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & -j & 1 & j \end{bmatrix}.$$
 (4.9)

Nas Figuras 4.4 e 4.5 percebe-se um fenômeno curioso: a perda de ganho entre lóbulos é reduzida, se comparada à mesma perda para um livro código quadrado, como era o caso anterior. Agora, o ganho na interseção é de 1,8477. Logo, tem-se uma perda de $6,9315 - 10 \log(1,8477) = 0,7921 \, dB$, equivalente a, aproximadamente, 9 % de redução na potência.



Plot polar total para um arranjo com 2 elementos e 4 padrões

Figura 4.4: Gráfico polar do AF de um *codebook* 2x4.



Figura 4.5: Gráfico linear do AF de um codebook 2x4.

Desta forma, assim como sugerido por [11], a implementação ideal para os livros código é utilizar matrizes retangulares, com $K = 2 \times M$, de forma a se obter menor perda entre os dispositivos, pois, no pior caso, é possível que ambos tenham perdas na mesma escala, resultando na impossibilidade de se obter um link estável para transmissões a mais de 1,0 Gbps. O estudo de [14] mostra que para K = 32 é possível atingir perdas de 36 % em um único dispositivo, chegando ao pior cenário de perda de 60 % no link quando dois dispositivos (DEV) estão nesta condição.

Para a situação de mais elementos a conclusão atingida é a mesma: há menos perda para o caso de haver o dobro de feixes para a quantidade de elementos do arranjo. Isto pode ser visto nos livros código e figuras a seguir, com 4 elementos, gerando 4 e 8 feixes:

$$W_{4\times4} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & -j & 1 & j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ -1 & j & 1 & -j \end{bmatrix}.$$
 (4.10)



Plot polar total para um arranjo com 4 elementos e 4 padrões

Figura 4.6: Gráfico polar do AF de um *codebook* 4x4.



Figura 4.7: Gráfico linear do AF de um *codebook* 4x4.

$$W_{4\times8} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & -j & -j & -j & 1 & j & j & j \\ 1 & j & -1 & -j & 1 & j & -1 & -j \\ -1 & 1 & j & -1 & 1 & -1 & -j & 1 \end{bmatrix}.$$
 (4.11)

No livro código $W_{4\times4}$ a perda se traduz em aproximadamente 1,58 dB de perda nas interseções. Esta perda é maior que os casos anteriores com matrizes 2x2 e 2x4. Já no livro código $W_{4\times8}$, a perda é de 0,78 dB. Fica visível, portanto, a vantagem de ser utilizado um livro código com o dobro de padrões para uma determinada quantidade de elementos. Desta forma, minimizam-se as perdas, aumentando a eficiência energética do sistema.



Plot polar total para um arranjo com 4 elementos e 8 padrões





Figura 4.9: Gráfico linear do AF de um *codebook* 4x8.

Nas Figuras 4.8 e 4.9 já é possível perceber o fenômeno descrito na seção 4.3.1, sobre a desvantagem do *codebook* proposto no padrão IEEE 802.15.3c. Com uma resolução de 2 *bit*, não é possível criar mais do que 4 feixes com ganho máximo [11].

Levando esta hipótese para casos com mais elementos e feixes, esta afirmação é corroborada:



Plot polar total para um arranjo com 8 elementos e 8 padrões

Figura 4.10: Gráfico polar do AF de um codebook 8x8.

Elevando a quantidade de elementos, pode ser observado o aumento da amplitude do sinal, como visto também em [11].



Plot polar total para um arranjo com 8 elementos e 12 padrões

Figura 4.11: Gráfico polar do AF de um *codebook* 8x12.



Plot polar total para um arranjo com 8 elementos e 16 padrões

Figura 4.12: Gráfico polar do AF de um *codebook* 8x16.

Também descrito na seção 4.3.1 está o caso em que $K = \frac{M}{2}$. Apesar de ser possível gerar este resultado, não há vantagem nele, pois, com a adição de elementos M, a resolução espacial aumenta. Este efeito gera perdas adicionais nas interseções dos feixes, como é possível ver na Fig. 4.13, a seguir:



Figura 4.13: Gráfico polar do AF de um *codebook* 4x2.

Utilizando-se do simulador, foi verificado também que é possível gerar padrões em número ímpar como, por exemplo, 3 feixes para 2 elementos. Não foram verificadas vantagens nesta implementação, pois apenas retira-se um dos feixes que seriam gerados pelo *codebook* em configuração quadrada ou retangular (par). O resultado está demonstrado na Fig. 4.14:



Plot polar total para um arranjo com 2 elementos e 3 padrões

Figura 4.14: Gráfico polar do AF de um codebook 2x3.

Em todos os trabalhos até agora citados, nota-se que a distância entre os elementos é sempre $d = \frac{\lambda}{2}$. Os projetos de livro código devem levar em consideração este espaçamento, uma vez que esta configuração é influente do cálculo do fator de arranjo, como é possível verificar na Fig. 4.15, a seguir.



Figura 4.15: Gráfico polar do AF de um *codebook* 4x4 com (a) $d = \frac{\lambda}{4}$ e (b) $d = \frac{\lambda}{8}$.

4.4.3 Simulação de beamforming utilizando os codebooks n-bit e DFT

Com vistas à solução do problema de perdas de ganho para mais de quatro feixes no *codebook* proposto no padrão IEEE 802.15.3c, muito trabalhos, dentre eles, [1], [12], [13] e [14], propõem dois outros tipos de livro código para os padrões que utilizam canais de ondas milimétricas como meio de transmissão. Nesta seção serão utilizados os livros código descritos nas Seções 4.3.2 (*n-bit*) e 4.3.3 (DFT). O código computacional para estes dois livros código pode ser encontrado no Anexo II, em que há meios de comparar os resultados dos livros código IEEE 802.15.3c, *n-bit* e DFT.

Simulando os casos M = 4, K = 8 e M = 8, K = 16 para um livro código do tipo *n-bit*, tem-se os resultados esperados como descritos em [1], [12] e [14]:





Figura 4.16: Gráfico polar do AF de um *codebook* do tipo *n-bit* na configuração 4x8.



Plot polar total para um arranjo com 8 elementos e 16 padrões

Figura 4.17: Gráfico polar do AF de um *codebook* do tipo *n-bit* na configuração 4x16.

Como observável nos resultados, por meio das Fig. 4.17 e 4.17, o livro código *nbit* resolve o problema de magnitude dos feixes que não sejam os das direções [0° 90° 180° 270°]. Como já descrito, isso ocorre porque há mais *bits* (n) de resolução. No caso da Fig. 4.15, há 3 *bits* de resolução, para gerar 8 feixes ortogonais. Já no caso da Fig. 4.16, há 4 *bits* de resolução, com intuito de gerar 16 feixes ortogonais. Fica claro que ao aumentar a escala, faz-se necessário a inclusão de mais *bits* de resolução, aumentando também o esforço computacional.

Realizando as mesmas simulações do livro código *n-bit* para o livro código DFT, verifica-se que os resultados são idênticos. No método DFT, os livros código também possuem maior quantidade de *bits* de resolução, dados por $b = \log_2 K$, sendo *b* a resolução em *bits* e *K*, a quantidade de feixes desejados. Assim, à medida de *K* aumenta, *b* também cresce. Os resultados do AF para um livro código DFT, sob as mesmas condições anteriores, podem ser vistos na Fig. 4.18 e na Fig. 4.19.



Plot polar total para um arranjo com 4 elementos e 8 padrões

Figura 4.18: Gráfico polar do AF de um *codebook* do tipo DFT na configuração 4x8.



Plot polar total para um arranjo com 8 elementos e 16 padrões

Figura 4.19: Gráfico polar do AF de um *codebook* do tipo DFT na configuração 8x16.

4.5 **Conclusões do capítulo**

Neste capítulo foram apresentados os projetos dos *codebook*s IEEE 802.15.3c, *nbit* e DFT e a implementação destes por meio de método computacional, utilizando a ferramenta MATLAB®.

Os resultados das simulações para o método descrito no padrão IEEE 802.15.3c são compatíveis com a proposta do padrão: tornar possíveis as transmissões com altas taxas de transferência utilizando-se da técnica de *beamforming* para aumentar o ganho do elemento irradiador, neste caso, um arranjo faseado ULA, de forma que a implementação seja fácil e com o mínimo esforço possível, como vemos em [5], [10] e [11]. Considerando o tipo de dispositivo (DEV) que utilizará esse padrão, isto é, dispositivos móveis com baixa potência em redes de acesso pessoal, pode-se concluir que o resultado é satisfatório. Estes dispositivos

Para outros padrões, porém, como o IEEE 802.11ad, pode não ser possível utilizar este formato de livro código, uma vez que a resolução deste não permite utilizar mais do que quatro deslocamentos de fase por arranjo. Desta forma, é necessário buscar alternativas para a demanda de maior resolução. Duas possibilidades foram apresentadas neste trabalho, baseadas em [1], [12], [13] e [14]. Com livros código de *n-bit* de resolução ou DFT é possível atingir o objetivo de ganho uniforme entre os feixes, mantendo-os ortogonais entre si.

Capítulo 5 Conclusão

5.1 **Considerações finais**

Conforme apresentado no capítulo 1, as novas tecnologias da era digital exigem meios de comunicação cada vez mais rápidos e com maior capacidade de transmissão de dados.

No capítulo 2 foram apresentados os fundamentos da teoria de antenas, com conceitos básicos como padrão de irradiação, feixes, diretividade, ganho. Foram conceituados também alguns tipos de antenas simples, como o irradiador isotrópico e o dipolo, bem como suas características. A partir destes conceitos, foram apresentados os arranjos de antenas, necessários para a compreensão deste trabalho e para a implementação de canais de ondas milimétricas com alto desempenho. Conceituados os arranjos, foram demonstrados os campos irradiados por estes e o conceito de fator de arranjo, que tem capacidade de alterar as propriedades do campo eletromagnético irradiado de forma a direcionar o ganho deste. Por fim, foram apresentados, brevemente, as antenas inteligentes, assim denominadas por possuírem capacidade de processamento para ajustarem a direção de transmissão e recepção dos sinais.

Já no capítulo 3 foi desenvolvido o conceito de *beamforming* e como são os métodos que possibilitam o funcionamento deste mecanismo. Utilizando dos conceitos de arranjo, apresentados no capítulo 2, foi possível determinar a direção de chegada de sinais sabendo apenas o atraso de chegada deste sinal com relação aos elementos do arranjo. Foram apresentados também métodos para a formação dos feixes, seja utilizando pesos fixos aplicados à cadeia RF – como é o caso da implementação de livros código –, seja por meio de algoritmos adaptativos que ajustam continuamente os pesos utilizando um processador de sinais digitais. Neste caso, o objetivo é resolver a função custo para ser minimizada.

Foram apresentados também os padrões IEEE 802.11ad e IEEE 802.15.3c. Apesar de serem padrões definidos para diferentes utilizações, os objetivos destes são similares: padronizar o uso de protocolos de comunicação por meio de canais de ondas milimétricas.

No quarto capítulo foram apresentados os projetos de livro código propostos pelos recentes trabalhos no campo de ondas milimétricas. Considerando as premissas expostas

no capítulo 3, conclui-se que é necessário pesar as vantagens e desvantagens de cada sistema, porque, ainda que o livro código proposto em IEEE 802.15.3c tenha menor resolução, não é esperado que dispositivos móveis, especialmente de baixa potência, tenham capacidade de trazerem consigo arranjos com dezenas de elementos ou mesmo que tenham potência disponível em quantidade suficiente para cálculos que sejam custosos.

Porém, uma vez que um dispositivo possuir a capacidade necessária para implementar livros código com maior resolução, fica clara a melhora no desempenho da técnica de conformação de feixe por não haver perdas nos ganhos dos feixes, dado que já há perdas nas interseções destes. Foi possível concluir também que, independentemente do método de geração do livro código, deve-se procurar implementá-lo de forma que haja sempre o dobro de padrões para uma determinada quantidade de elementos do arranjo.

Por fim, vale lembrar que, apesar da alta absorção de energia na frequência dos padrões aqui citados, IEEE 802.11ad e IEEE 802.15.3c, de 60 GHz, é possível adaptar o procedimento de conformação de feixe e implementá-lo através de livros código para todo o espectro de ondas milimétricas.

5.2 **Perspectiva de trabalhos futuros**

Em relação a possíveis extensões de estudo dos canais de ondas milimétricas, ficam sugeridos os seguintes temas:

- Conforme abordado no capítulo 3, a implementação de conformação de feixe com outras técnicas, como o MIMO massivo, ainda não foi implementado. Os padrões IEEE 802.11ad e IEEE 802.15.3c não propuseram estes mecanismos como forma de melhorar a capacidade do canal. Desta forma, é possível que a agregação destas técnicas melhore ainda mais os padrões propostos.
- No capítulo 4 foram apresentados projetos de livro código para canais de ondas milimétricos. Estes livros código, porém, foram propostos para uso com cadeiras RF analógicas, com a aplicação dos pesos nos elementos do arranjo. Desta forma, não foi contemplado o *beamforming* digital ou mesmo o *beamforming* híbrido, que aplica pesos pré-conversor digital analógico e pósconversor digital analógico.

 Por fim, também no capítulo 4, os livros código apresentados se estendem aos arranjos planares, no máximo. Trabalhos como [13] já idealizaram livros código tridimensionais para aplicação em etapas, podendo ser, inclusive, utilizados em outros tipos de arranjo.
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] KUTTY, S.; SEN, D. *Beamforming* for Millimeter Wave Communications: An Inclusive Survey. *IEEE Communications, Surveys & Tutorials, vol. 18, no. 2, 2°* semestre de 2010. ISBN: 1553-877X

[2] IEEE. *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas (IEEE Std 145-1983)*, 1983

[3] BALANIS, Constantine A. Antenna Theory: Analysis and Projeto. 3. ed. John Wiley & Sons, 2005. ISBN: 0-471-66782-X

[4] IEEE. **IEEE Standard for Information technology** – **Telecommunications and information exchange between systems, Local and metropolitan area networks** – **specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications**. Amendment 3: Enhancements for Very High Throughput in the 60 GHz Band. New York, NY, 2012. ISBN (PDF): 978-0-7381-8096-0

[5] IEEE. **IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems, Local and metropolitan area networks – specific requirements** Part 15.3: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs). Amendment 2: Millimeter-wave-based Alternative Physical Layer Extension. New York, 2009. ISBN (PDF): 978-0-7381-6050-4

[6] AGILENT TECHNOLOGIES, Wireless LAN at 60 GHz - IEEE 802.11ad Explained. EUA, 2013.

[7] NITSCHE, Thomas et. al., **IEEE 802.11ad: Directional 60 GHz Communication** for Multi-Gigabit-per-Second Wi-Fi. *IEEE Communications Magazine*, p. 132-141. Dezembro, 2014.

[8] SHAQIRI, Irfan. Understanding IEEE 802.11ad. International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT), Vol. 7, no. 7, Julho, 2013. ISSN: 2231-5381

[9] SINGH, Harkirat, et al. **Principles of IEEE 802.15.3c: Multi-Giga***bit* **Millimiter-Wave Wireless PAN**. San Jose, CA, EUA, 2009. ISBN: 978-1-4244-4581-3

[10] BAYKAS, T. et al. IEEE 802.15.3c: The First IEEE Wireless Standard for Data Rates over 1 Gb/s. *IEEE Communications Magazine*, p. 114-121. Julho, 2019.

[11] WANG, J. et at. *Beamforming Codebook* Projeto and Performance Evaluation for 60 GHz Wideband WPANs. Yokosuka, Japão. ISBN: 978-1-4244-2515-0

[12] HE, S. et al. *Codebook*-Based Hybrid Precoding for Millimeter Wave Multiuser Systems. *IEEE Transactions on signal processing, Vol. 65, no. 20, p.5289-5304,* Outubro, 2017. ISBN: 1053-587X

[13] WU, W. et al. **Two-Stage 3D** *Codebook* **Projeto and Beam Training for Millimeter-Wave Massive MIMO Systems**. Beijing, China, 2017. ISBN: 978-1-5090-5932-4

[14] AL-DULAIMI, Anwer; WANG, Xianbin; I, Chih-Lin. **5G Networks: Fundamental Requirements, Enabling Technologies, and Operations Management**. 1 ed. John Wiley & Sons, 2018. ISBN: 978-1-5090-5932-4

Anexo I – Simulador de padrões de Irradiação Gerados pelo Livro Código do padrão IEEE 802.15.3c

```
୫୫୫୫୫୫୫୫୫୫୫<u></u>
             João Paulo Leite - Lucas Scherrer Ma
                                                %%%%%%%%%%%%% Universidade de Brasília - Brasília/DF
                                                <u> ୧</u>୧୧ ୧୧୧ ୧୧୧ ୧୧୧
% Este é um simulador de padrões de Fator de Arranjo para canais
mmWave,
% baseados em codebooks. A implementação deste em aplicações reais
pode ser
% observado em padrões como IEEE 802.15.3c.
%% Início do simulador
clear all
close all
clc
%% Constantes
c = 3e8 %m/s, velocidade da luz
f = 60.48*1e9 %GHz, freq. central utilizada no padrão 802.11ad
lambda = c/f %m, comprimento de onda
phi = [0:0.01:2*pi]; %define o ângulo phi em rad
%% Inputs variáveis
prompt = 'Qual é a distância entre os elementos, em termos de
lambda/(valor)? R: ';
d = lambda/input(prompt); %distância entre elementos do arranjo
prompt = 'Qual é o valor de N? R: ';
N = input(prompt); %N, quantidade de elementos do arranjo
prompt = 'Qual é o valor de K? R: ';
K = input(prompt); %K, quantidade de vetores-peso e padrões irradiados
W = zeros(N, K);
%% Criação da matriz W, usando o método descrito em IEEE 802.15.3c
for n1 = 0: N-1
   for k1 = 0:K-1
      w1 = 1i^{fix}((n1 + mod(k1 + (K/2), K))/(K/4));
      W(n1+1, k1+1) = w1;
```

end

```
M = size(W, 1)
K = size(W, 2)
disp(W)
A = zeros(length(phi), K);
%% Cálculo do Fator de Arranjo
m = 0:M-1;
for tt = 1:length(phi)
   for kk = 1:K
       for m = 0:M-1
           A(tt, kk) = A(tt, kk) + \ldots
              W(m+1,kk)*exp(1i * 2*pi * m * (d/lambda) *
cos(phi(tt)));
       end
   end
end
%% Gráficos dos gráficos polar e linear
% Gráfico polar para cada padrão individual
for kk = 1:K
   figure
   polargráfico(phi', abs(A(:, kk)))
   title({sprintf('Gráfico polar para um arranjo com %d elementos e
%d padrões',N,K);...
           ... sprintf('k = d, d = \lambda
   fname = sprintf('Pat%d %dx%d.png',kk,N,K)
   saveas(gcf,fname)
end
%Gráfico polar com a soma dos padrões
figure
```

end

```
for kk = 1:K
   polargráfico(phi', abs(A(:, kk)))
   hold on
end
   title(sprintf('Gráfico polar total para um arranjo com %d...
...elementos e %d padrões',N,K))
```

```
fname = sprintf('Pat total %dx%d.png',N,K)
   saveas(gcf, fname)
Gráfico linear para cada padrão individual
for kk = 1:K
   figure
   gráfico(phi', abs(A(:, kk)))
   title({sprintf('Gráfico linear para um arranjo com %d elementos e
%d padrões',N,K);...
         sprintf('k = %d, d = (\lambda a))
   xlabel('0 < x < 2 pi')
   ylabel('Magnitude')
   xlim([0 2*pi])
   fname = sprintf('Pat%d %dx%d linear.png',kk,N,K)
   saveas(gcf,fname)
end
%Gráfico linear com soma dos padrões
figure
for kk = 1:K
   gráfico(phi', abs(A(:, kk)))
   hold on
end
   title(sprintf('Gráfico linear total para um arranjo com %d
elementos e %d padrões',N,K))
   xlabel('0 < x < 2\pi')</pre>
   ylabel('Magnitude')
   xlim([0 2*pi])
   fname = sprintf('Pat total %dx%d linear.png',N,K)
   saveas(gcf, fname)
```

Anexo II – Simulador de padrões de Irradiação Gerados pelos Livros Códigos IEEE 802.15.3c, *nbit* e DFT

```
୫୫୫୫୫୫୫୫୫୫୫୫<u></u>
             João Paulo Leite - Lucas Scherrer Ma
                                          %%%%%%%%%%%%% Universidade de Brasília - Brasília/DF
                                          clear all
%close all
clc
c = 3e8; %m/s, velocidade da luz
f = 60.48*1e9 %GHz, freq. central utilizada no padrão 802.11ad
lambda = c/f %m, comprimento de onda
phi = [0:0.01:2*pi]; %define o ângulo phi em rad
prompt = 'Qual é a distância entre os elementos, em termos de
lambda/(valor)? R: ';
d = lambda/input(prompt); %distância entre elementos do arranjo
prompt = 'Qual é o valor de N? R: ';
N = input(prompt); %N, quantidade de elementos do arranjo
prompt = 'Qual é o valor de K? R: ';
K = input(prompt); %K, quantidade de vetores-peso e padrões irradiados
prompt = 'Qual é o método a ser utilizado para a geração da matriz W
(1 = 802.15.3c, 2 = beam-steering ou 3 = DFT)? R: ';
G = input(prompt); %G, definirá o método utilizado para a simulação
88888
22
if G == 1
   % Criação da matriz W, usando o método descrito em IEEE 802.15.3c
   W1 = zeros(N, K);
   for n1 = 0: N-1
      for k1 = 0:K-1
         w1 = 1i^{floor}((n1 + mod(k1 + (K/2), K))/(K/4));
         W1(n1+1, k1+1) = w1;
```

```
end
   end
       M = size(W1, 1)
       K = size(W1, 2)
       W = W1;
elseif G == 2
   prompt = 'Qual é o valor de bits a serem utilizados no Beam-
Steering? R: ';
       q = input(prompt); %número de bits
    % Criação da matriz W2, método n-bit (referências [1] e [12])
   W2 = zeros(N,K);
    for n2 = 0: N-1
       for k^2 = 0:K-1
           w^2 = 1j^{(4*((n^2-1)*(k^2-1)-2*K)/(2^q))};
           W2(n2+1, k2+1) = w2;
       end
   end
       M = size(W2, 1)
       K = size(W2, 2)
       W = W2;
else
    % Criação da matriz W3, método DFT; (referência [12] e [14])
   W3 = zeros(N, K);
   for n3 = 0: N-1
       for k3 = 0:K-1
           w3 = \exp((-1j*2*pi*n3*k3)/K);
           W3(n3+1, k3+1) = w3;
       end
   end
       M = size(W3, 1)
       K = size(W3, 2)
       W = W3;
end
응응
A = zeros(length(phi),K);
```

```
m = 0:M-1;
for tt = 1:length(phi)
   for kk = 1:K
       for m = 0:M-1
           A(tt,kk) = A(tt,kk) + ...
W(m+1,kk)*exp(li * 2*pi * m * (d/lambda)*...
...cos(phi(tt)));
       end
    end
end
응응
%Gráfico polar com a soma dos padrões
figure
for kk = 1:K
   polargráfico(phi', abs(A(:, kk)))
   hold on
    title(sprintf('Gráfico polar total para um arranjo com %d
elementos e %d padrões',N,K))
    fname = sprintf('Pat total %dx%d.png',N,K)
    saveas(gcf,fname)
end
%Gráfico linear com soma dos padrões
figure
for kk = 1:K
   gráfico(phi',abs(A(:,kk)))
   hold on
   title(sprintf('Gráfico linear total para um arranjo com %d
elementos e %d padrões',N,K))
   xlabel('0 < x < 2\pi')</pre>
   ylabel('Magnitude')
   xlim([0 2*pi])
    fname = sprintf('Pat total %dx%d linear.png',N,K)
    saveas(gcf,fname)
end
```