



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CAMPUS DE SOBRAL
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

PEDRO VICTOR MARTINS CASTRO

FORMATAÇÃO DE FEIXES PARA REDES DE COMUNICAÇÕES ENERGIZADAS
POR MEIO SEM FIO

SOBRAL

2023

PEDRO VICTOR MARTINS CASTRO

FORMATAÇÃO DE FEIXES PARA REDES DE COMUNICAÇÕES ENERGIZADAS POR
MEIO SEM FIO

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do Campus de Sobral da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Francisco Rafael Marques Lima.

SOBRAL

2023

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Sistema de Bibliotecas
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

- C353f Castro, Pedro Victor Martins.
Formatação de feixes para redes de comunicações energizadas por meio sem fio / Pedro Victor Martins Castro. – 2023.
63 f. : il. color.
- Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Campus de Sobral, Curso de Engenharia Elétrica, Sobral, 2023.
Orientação: Prof. Dr. Francisco Rafael Marques Lima.
1. Alocação de potência adaptativa. 2. Alocação de potência igualitária. 3. Acesso múltiplo não ortogonal. 4. Colheita de energia. 5. Comunicações em redes sem fio. I. Título.
- CDD 621.3
-

PEDRO VICTOR MARTINS CASTRO

FORMATAÇÃO DE FEIXES PARA REDES DE COMUNICAÇÕES ENERGIZADAS POR
MEIO SEM FIO

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do Campus de Sobral da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em: 19 de julho de 2023.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Francisco Rafael Marques
Lima (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Victor Farias Monteiro
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Diego Aguiar Sousa
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia
do Ceará (IFCE)

À Leila e Francisco por serem anjos na minha vida.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por sempre me conduzir em seus caminhos. A minha família, em especial aos meus pais, Francisco e Leila, por todo o esforço feito para que eu pudesse estar hoje aqui. Ao Prof. Dr. Rafael Marques Lima, por me guiar pelos rumos da pesquisa, pelos ensinamentos e pela paciência.

À Fundação Cearense de Apoio ao Desenvolvimento Científico e Tecnológico (FUN-CAP), por minha bolsa de iniciação científica entre os anos de 2020 e 2021.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), por minha bolsa de iniciação científica entre os anos de 2021 e 2023.

Aos que foram meus professores na Universidade Federal do Ceará (UFC), por me auxiliarem na aquisição de novos conhecimentos.

À Universidade Federal do Ceará - Campus de Sobral, por toda a assistência e comprometimento com a qualidade do ensino.

Aos meus colegas da turma 2018.2 por sempre me incentivarem e motivarem ao estudo e a todos os funcionários da UFC que de alguma forma contribuíram com a minha formação.

"[...] Pois quando sou fraco, então é que sou forte." (2 Co 12, 10.)

RESUMO

Neste trabalho foi analisada uma configuração de rede *Wireless Powered Communication Network* (WPCN) que emprega *Non Orthogonal Multiple Access* (NOMA), *Energy Beamforming* e o processo *Successive Interference Cancellation* (SIC) modelado de maneira imperfeita. O modelo do sistema emprega o protocolo *Harvest-then-transmit* que separa o tempo em duas fase: a fase 1 de transferência de energia e a fase 2 de transmissão de informações. Na fase 1, os terminais dispostos uniformemente em uma célula circular armazenam a energia que foi transmitida em *downlink* pelo *Power Beacon* que usa *Energy Beamforming*. Já na fase 2, os terminais transmitem suas informações em *uplink* a um *Access Point* (AP) presente na célula que realiza o processo SIC. Neste estudo, foi empregada uma técnica de otimização exata e foi desenvolvida uma heurística. Os resultados das simulações das duas técnicas mostraram que a heurística proposta gerou um aumento nas taxas de dados recebida pelo AP.

Palavras-chave: Acesso Múltiplo Não Ortogonal. Alocação de Potência Adaptativa. Alocação de Potência Igualitária. Colheita de Energia. Comunicações em redes sem fio. Fator de Erro Residual. Formatação de Feixes de Energia. SIC.

ABSTRACT

In this work, a Wireless Powered Communication Network (WPCN) configuration that uses Non Orthogonal Multiple Access (NOMA), Energy Beamforming and the imperfectly modeled Successive Interference Cancellation (SIC) process was oriented. The system model employs the Harvest-then-transmit protocol that separates time into two phases: energy transfer in phase 1 and information transmission in phase 2. In phase 1, the terminals uniformly arranged in a circular cell store the energy that was transmitted in the downlink by the Power Beacon that uses Energy Beamforming. In phase 2, the terminals transmit their information via uplink to an access point (AP) present in the cell that performs the SIC process. In this study, an exact optimization technique was employed and a heuristic was developed. The simulation results of the two techniques showed that the proposed heuristic generated an increase in the data rates received by the AP.

Keywords: Non-Orthogonal Multiple Access; Adaptive Power Allocation; Equal Power Allocation; Energy Harvesting; Wireless Powered Communication Network; Residual Error Factor; Energy Beamforming; SIC

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Processo de colheita de energia.	18
Figura 2 – Sistema WPCN com emprego do HTT.	18
Figura 3 – Esquema de transferência de potência de uma antena isotrópica.	19
Figura 4 – Adaptação da diretividade com EB.	20
Figura 5 – Diferenças entre OMA (OFDMA) e NOMA.	21
Figura 6 – Diferenças de alocação de espectro entre NOMA e OMA (OFDMA).	22
Figura 7 – O processo SIC em um esquema <i>downlink</i>	23
Figura 8 – Exemplo de um conjunto convexo (à esquerda) e não convexo (à direita).	25
Figura 9 – Exemplo de função não convexa.	27
Figura 10 – Modelo do sistema WPCN-NOMA que emprega <i>Energy Beamforming</i>	31
Figura 11 – Taxa de inviabilidade versus Taxa de dados requisitada para FER = 0.	42
Figura 12 – Taxa de inviabilidade versus Fator de erro residual para taxa requisitada de 300 kbps.	43
Figura 13 – Número de slots da fase 1 versus Taxa de dados requisitada para FER = 0.	44
Figura 14 – Taxa total de dados versus Taxa de dados requisitada para FER = 0.01.	45
Figura 15 – Taxa total de dados versus Fator de erro residual para uma taxa requisitada de = 300 kbps.	46
Figura 16 – Taxa total de dados versus Taxa de dados requisitada para FER = 0.01 (Caso APA).	56
Figura 17 – Taxa total de dados versus Fator de erro residual para uma taxa requisitada de 300 kbps (Caso APA).	57

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros da simulação.	41
---	----

LISTA DE SÍMBOLOS

\mathcal{J}	Conjunto dos terminais móveis
N	Quantidade total de <i>slots</i> em um <i>frame</i>
n^e	Quantidade de <i>slots</i> dedicados à fase 1
n^i	Quantidade de <i>slots</i> dedicados à fase 2
T^f	Intervalo de tempo de um <i>frame</i>
T^s	Intervalo de tempo de um <i>slots</i>
$h_{m,j}$	Resposta em frequência do canal entre a antena m e o terminal j
$d_{PB-term}$	Distância entre o <i>Power Beacon</i> e o terminal
x	Sinal enviado
y_j	Sinal recebido pelo terminal j
N_o	Densidade espectral de potência
\tilde{x}	Sinal de informação <i>dummy</i>
\mathbf{w}_j	Vetor de <i>precoder</i>
g_j	Ganho de canal da fase 2 para o terminal j
$d_{term-AP}$	Distância entre o <i>Access Point</i> e o terminal
α_j	Peso de potência para o terminal j
E_{j,n^e}	Energia armazenada pelo terminal j quando foram utilizados n^e <i>slots</i> para a fase 1
P_{j,n^e}	Potência do terminal j quando foram utilizados n^e <i>slots</i> para a fase 1
\mathcal{P}	Conjunto das permutações dos terminais do processo SIC
$\rho_{p,i}$	
ε	Fator de Erro Residual
$r_{p^i,n^e,p}$	Taxa de dados transmitida pelo usuário i da permutação p com n^e <i>slots</i>
B	Banda do canal
P	Potência total transmitida pelo <i>Power Beacon</i>
γ	Variável de ponderação
∇	Gradiente

η

Rendimento da conversão de energia

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	Contexto e motivação	15
1.2	Fundamentação Teórica	17
1.2.1	<i>Colheita de Energia e Harvest-Then-Transmit (HTT)</i>	17
1.2.2	<i>Sistemas WPCN</i>	18
1.2.3	<i>Formatação de feixes de energia</i>	19
1.2.4	<i>Acesso Múltiplo Não-Ortogonal (NOMA)</i>	21
1.2.4.1	<i>Vantagens do NOMA</i>	21
1.2.4.2	<i>Cancelamento Sucessivo de Interferência (SIC)</i>	22
1.2.5	<i>Alocação de Recursos de Rádio</i>	23
1.2.5.1	<i>Programação linear inteira</i>	24
1.2.5.2	<i>Otimização Convexa</i>	25
1.2.5.3	<i>Otimização não convexa</i>	26
1.3	Estado da Arte	27
1.4	Objetivos gerais e específicos	29
1.5	Contribuições científicas	30
1.6	Estrutura do documento	30
2	MODELO DO SISTEMA	31
2.1	Modelagem do sistema na fase de transferência de energia	32
2.2	Modelagem do sistema na fase de transmissão de informação	35
3	ALOCAÇÃO DE POTÊNCIA IGUALITÁRIA ENTRE OS FEIXES DE ENERGIA	37
3.1	O problema de otimização	37
3.1.1	<i>Escolha das variáveis de decisão, restrições e função objetivo</i>	37
3.1.2	<i>Formulação do Problema</i>	38
3.2	Resultados e Análises para o problema de otimização considerando uma alocação igualitária de potência	40
3.2.1	<i>Parâmetros de simulação</i>	40
3.2.2	<i>Análise de Desempenho</i>	41

3.2.3	<i>Taxa de dados total atingida para o caso de alocação de potência igualitária (EPA)</i>	44
4	ALOCAÇÃO DE POTÊNCIA ADAPTATIVA ENTRE OS FEIXES DE ENERGIA	47
4.1	Definição do problema de otimização para o caso de alocação de potência adaptativa (APA)	47
4.2	Heurística proposta	48
4.3	Resultados e análises	55
4.3.1	<i>Análise de desempenho para o caso APA</i>	55
4.3.2	<i>Taxa de dados total atingida para o caso APA</i>	55
5	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	58
5.1	Contribuições e limitações do trabalho	58
5.2	Perspectivas futuras	59
	REFERÊNCIAS	60

1 INTRODUÇÃO

Na seção 1.1 são apresentados a motivação e o contexto do cenário; na Seção 1.2, as principais tecnologias referentes à pesquisa são apresentadas; na Seção 1.3, as principais referências do tema são brevemente expostas; na Seção 1.4, os objetivos gerais e específicos são abordados; na Seção 1.5, são mencionadas as contribuições científicas referentes a este trabalho e, por fim, a estrutura do documento é descrita na Seção 1.6.

1.1 Contexto e motivação

O mercado que envolve os sistemas de redes sem fio tem crescido consideravelmente nos últimos anos. Isso se deve ao crescimento do número de dispositivos móveis (sem fio) e, conseqüentemente, ao aumento da demanda de serviços requisitados por esses aparelhos. Para suprir as demandas de serviços de assinantes comuns, empresas e até mesmo dispositivos eletrônicos, as redes de telecomunicações precisam ser modernizadas. Para evidenciar essa modernização, no começo de 2019 as primeiras tecnologias de rede da 5ª geração (5G) começaram a ser implementadas. O 5G consiste em uma rede que possui maiores potenciais de aplicação quando comparado à tecnologia de 4ª geração, pois tem uma capacidade de se conectar a um maior número de dispositivos e possui maior largura de banda e altas taxas de dados (CHETTRI; BERA, 2020). A Internet das Coisas, do inglês, *Internet of Things* (IoT) vem ganhando espaço em pesquisas nos últimos anos, e isso se deve ao aumento na velocidade e no volume de dados que podem ser transportados pelo 5G. A IoT necessita de tais recursos, pois tem como objetivo aumentar a conectividade entre os usuários com seus dispositivos eletrônicos e a conectividade entre dispositivo-dispositivo. Dessa forma, automóveis, trens, rodovias, ferrovias poderiam ser todos conectados a rede e, assim, as informações transmitidas pelos dispositivos poderiam ser facilmente acessadas e serem utilizadas para evitar congestionamentos, monitorar equipamentos, etc (AGARWAL *et al.*, 2022).

O uso do 5G com a IoT permitiu diversos avanços em diversas indústrias como a indústria agrícola. Em (NASIR *et al.*, 2021), com as tecnologias 5G, IoT e redes neurais foi desenvolvido um método de classificação de frutas estragadas com até 99,6% de acurácia, em (LI, 2022), sensores de alta precisão e um microcontrolador embarcado de alta performance captam os dados e por meio da rede 5G os dados são enviados, armazenados e analisados gerando, no fim, um aumento na eficiência da plantação, rendimento da colheita e aumento em 10% na produção

da colheita. É perceptível que o desenvolvimento de novas tecnologias são necessárias, pois há uma tendência de crescimento do tráfego de dados de redes móveis. (JONSSON *et al.*, 2023) mostra que entre Q4 2021 a Q4 2022 houve um crescimento de 40% do tráfego de dados de redes móveis, atingindo 118 EB por mês, contando *download* e *upload*. Segundo (JONSSON *et al.*, 2023), de 1 de outubro a 31 de dezembro de 2022, as assinaturas globais de redes 5G excederam 1 bilhão de subscrições. No período mencionado foram feitas 136 milhões de assinaturas 5G e até o momento 235 provedoras lançaram as redes 5G para uso comercial e por volta de 35 provedoras lançaram ou desenvolveram a rede 5G *standalone* (SA).

Durante o desenvolvimento de novas tecnologias, algumas métricas devem ser utilizadas para comparar a nova tecnologia com a tecnologia corrente. Nesse sentido, em relação às redes sem fio, uma das primeiras etapas de comparação entre tecnologias se dá no campo de eficiência energética e eficiência espectral. Isso se dá por vários motivos, no caso da eficiência energética há a preocupação com a sustentabilidade e com a economia de energia, já no caso da eficiência espectral existe a preocupação em extrair o máximo de taxa de dados dentro de uma banda, porém buscando alcançar taxas de dados mais altas. Para satisfazer aos requisitos de eficiência listados e também outros tipos de requisitos, a alocação de recursos de rádio, do inglês, *Radio Resource Allocation*, (RRA) é utilizada. A alocação dos recursos de rádio é extremamente importante na era do 5G, pois taxas maiores de dados, maior volume do tráfego de dados, eficiência energética e eficiência espectral são bastante demandadas em uma atualidade onde os dados de dispositivos eletrônicos, rodovias, ferrovias, câmeras, automóveis e multimídias exigem uma grande fatia dos recursos de rede.

Além da preocupação da eficiência energética e espectral, a experiência do usuário é importante para as provedoras de telecomunicações sem fio. Um dos métodos para verificar a experiência de usuário é a qualidade de serviço ou, do inglês, *Quality of Service* (QoS). Normalmente, a QoS pode ser traduzida para uma restrição de taxa de dados mínima recebida ou transmitida por cada dispositivo. Para lidar com tais restrições, novas tecnologias são utilizadas. As mais utilizadas no 5G são as técnicas de *Multiple Input Multiple Output* (MIMO), *Energy Beamforming* (EB), *Wireless Powered Communication Network* (WPCN) e *Successive Interference Cancellation* (SIC) e o esquema *Energy Harvesting* (EH). Outra tecnologia que não faz parte do 5G, mas que será abordada neste trabalho é o *Non Orthogonal Multiple Access* (NOMA). Essas tecnologias serão apresentadas na próxima seção.

1.2 Fundamentação Teórica

Nesta seção são apresentados os conceitos mais relevantes para a compreensão deste trabalho. Na subseção 1.2.1 o conceito de colheita de energia, do inglês, *Energy Harvesting* (EH) e o esquema HTT, do inglês, *Harvest-Then-Transmit* são apresentados. Na subseção 1.2.2 a base dos sistemas WPCN é investigada. Na subseção 1.2.3 o conceito de formatação de feixes de energia, do inglês, *Energy Beamforming* (EB), é explicado. Na subseção 1.2.4 o esquema de múltiplo acesso NOMA é explicado. Logo após a explicação do NOMA, o processo SIC é investigado. E por fim, na subseção 1.2.6 os principais elementos que envolvem a alocação de recursos são definidos, como a programação linear inteira, conjuntos convexos e a programação não linear.

1.2.1 Colheita de Energia e Harvest-Then-Transmit (HTT)

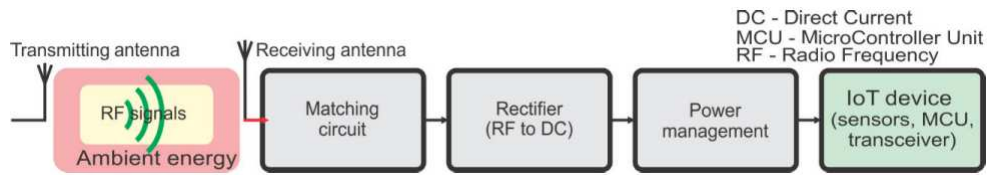
A colheita de energia, do inglês, *Energy Harvesting* (EH) refere-se ao processo de captação de energia de ondas de radiofrequência por meio de transdutores e o armazenamento dessa energia em baterias. As ondas de radiofrequência podem ser de fontes naturais, como no caso da energia solar, porém também podem ser de fontes artificiais, como a transferência de energia por meio de pontos de acesso, do inglês, *Access Point* (AP). Neste trabalho, a colheita de energia fará o uso de somente uma fonte artificial, um *power beacon*. Ademais, o trabalho não focará em aspectos dos circuitos eletrônicos dos dispositivos armazenadores de energia que empregam o EH.

O processo de colheita de energia é mostrado na Figura 1. Uma antena transmissora irradia energia eletromagnética por meio de sinais de radiofrequência, então o dispositivo IoT com o uso de uma antena receptora e uma gama de circuitos eletrônicos, os quais são mostrados nos 3 primeiros blocos cinzas da Figura 1, condiciona o sinal.

Esse condicionamento auxilia o transdutor a conduzir a energia para o banco de baterias. Segundo (SANISLAV *et al.*, 2021), esse tipo de colheita é uma das melhores soluções na colheita de energia para dispositivos IoT de baixo uso de energia.

O *Harvest-Then-Transmit* (HTT) é um dos esquemas mais utilizados quando se trata de sistemas WPCN, os quais serão apresentados na próxima subseção. Neste esquema, a comunicação é dividida em duas etapas: a primeira é usada para o envio de energia (*downlink*); já a segunda etapa é usada para a transmissão de dados (*uplink*) (ALSABA *et al.*, 2018).

Figura 1 – Processo de colheita de energia.



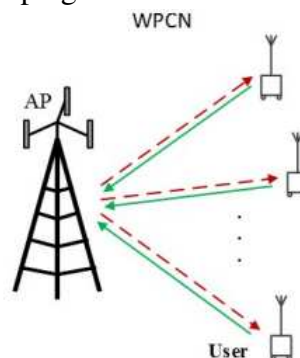
Fonte: Sanislav *et al.* (2021, p. 22).

O HTT permite que o tempo seja dividido em duas etapas. A primeira etapa se refere à transferência de energia e a segunda se refere à transmissão de dados. Ambas as etapas ocorrem em um intervalo de tempo chamado quadro, ou do inglês, *frame*, e o quadro pode ser dividido em *slots* de tempo. Assim, o HTT divide *slots* de tempo para a primeira fase, a de transferência de energia, e *slots* de tempo para a segunda fase, a de transmissão de dados.

1.2.2 Sistemas WPCN

Sistemas de Rede de Comunicação de Energia sem Fio, do inglês, *Wireless Powered Communication Network* (WPCN) são redes que empregam o HTT. A representação da rede pode ser vista na Figura 2. Neste sistema, o AP é composto por múltiplas antenas e emprega EB, e cada terminal possui uma única antena, assim temos um esquema de Múltiplas Entradas e Única Saída, do inglês, *Multiple Input Single Output* (MISO). As setas em vermelho caracterizam a transferência de energia no *downlink*, já as setas verdes representam a transmissão de dados no *uplink*.

Figura 2 – Sistema WPCN com emprego do HTT.



Fonte: Alsaba *et al.* (2018, p. 22).

As redes que empregam WPCN têm a vantagem de as baterias não precisarem ser recarregadas manualmente, ou seja, não é necessário recarregar as baterias isoladamente (BI *et al.*, 2016). Além disso, essas redes trazem uma robustez maior se comparada às redes que utilizam energias renováveis, as quais não são consistentes, pois possuem características

estocásticas. Um exemplo disso, são os dispositivos que necessitam de recarga através da energia solar. É importante citar que a potência transmitida nesse esquema WPCN chega a ser na ordem dos *microwatts* para uma distância de mais de 10 metros (BI *et al.*, 2016), assim, dispositivos de baixo consumo energético, como sensores, são capazes de utilizar essa tecnologia.

1.2.3 Formação de feixes de energia

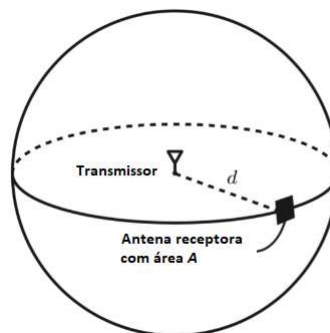
O processo de transferência de energia em redes WPCN pode apresentar empecilhos para que o processo de colheita de energia seja efetivo. Algumas dessas dificuldades são percebidas em cenários onde se deseja transmitir níveis de energia mais elevados de um única antena transmissora. O motivo dessa ineficiência surge das próprias características de uma rede sem fio, as quais se utilizam do canal rádio-móvel, que por sua vez, é afetado pela perda de percurso, reflexão, dispersão, etc. Assim, o esquema WPCN não assegura robustez definitiva.

Diante disso, um ponto que pode ser otimizado em redes WPCN é a antena transmissora. O uso de antenas de baixa diretividade pode fazer com que a energia seja transmitida em direções diferentes das quais o usuário está localizado. Para entender melhor isso, a fórmula de Friis (FRIIS, 1946) deve ser utilizada. A fórmula a seguir indica a potência recebida por uma antena receptora:

$$P_r = P_t A / 4\pi d^2. \quad (1.1)$$

Dessa forma, na Equação (1.1), P_r indica a potência recebida em uma antena receptora, P_t indica a potência transmitida pela antena isotrópica, A é a área efetiva da antena receptora e d é a distância entre as antenas. O esquema de transferência de potência de uma antena isotrópica transmissora para uma antena receptora é mostrada na Figura 3.

Figura 3 – Esquema de transferência de potência de uma antena isotrópica.

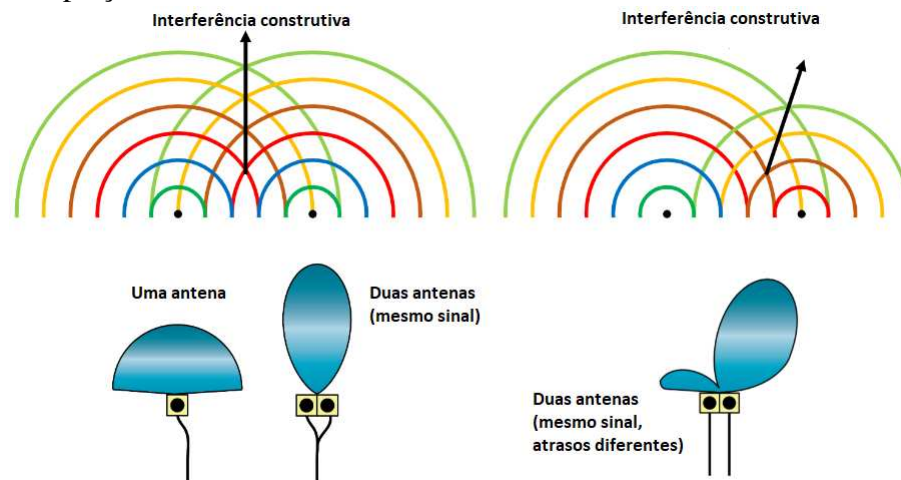


Fonte: Adaptado de Bjornson (2021).

Dessa forma, a antena isotrópica não seria eficiente, pois a potência recebida cai com o quadrado da distância e depende da área de recepção da antena. Tendo em vista que normalmente em dispositivos IoT a área efetiva da antena receptora é pequena, tem-se que grande parte da potência transmitida é perdida durante a transmissão. Além disso, a utilização de antenas com um diagrama de irradiação mais diretivo em determinado sentido também torna-se uma solução ineficiente, dado que as redes WPCN normalmente possuem mais de um dispositivo e esses dispositivos podem ser móveis.

Uma solução que ameniza os problemas das perdas em potência das antenas isotrópicas e a intensidade da irradiação em determinadas direções das antenas com diagrama de irradiação mais diretivo é a utilização da técnica de *Energy Beamforming* (EB). A técnica EB pode ser visualizada na Figura 4.

Figura 4 – Adaptação da diretividade com EB.



Fonte: Adaptado de Bjornson (2021).

Como mostrado na Figura 4, a diretividade do diagrama de irradiação da antena depende do conceito de interferência de ondas eletromagnéticas. Dessa maneira, manipular o sentido do feixe de energia, significa manipular as interferências construtivas das ondas. A interferência depende da quantidade de antenas e também dos atrasos dos sinais *dummy* aplicados a elas.

Devido às interferências construtivas tem-se um ganho de *beamforming*, ou seja, o feixe mais diretivo possui uma intensidade maior se comparado à antena isotrópica (BJORNSON, 2021); a diversidade espacial é explorada, pois há múltiplos caminhos entre as antenas transmissoras e a antena receptora. Uma das vantagens da diversidade espacial é não comprometer o uso de largura de banda e de potência de transmissão em função dos ganhos de performance gerados.

Outra vantagem é a multiplexação espacial e o aumento de *throughput* (DIGGAVI *et al.*, 2004).

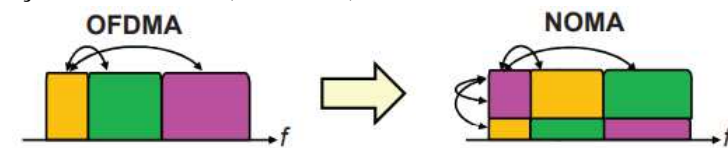
1.2.4 Acesso Múltiplo Não-Ortogonal (NOMA)

O Acesso Múltiplo Não-Ortogonal, do inglês, *Non Orthogonal Multiple Access* (NOMA) é considerado uma tecnologia promissora para melhorar a performance dos sistemas apesar dela não ter sido incorporada ao padrão 5G (YAN *et al.*, 2015). O NOMA é um esquema de acesso múltiplo que utilizando o domínio da potência, o qual não é tão explorado em outros tipos de acesso múltiplo, melhora a eficiência espectral dos sistemas (BENJEBBOUR *et al.*, 2016). Utilizando o domínio da potência, os domínios de tempo e frequência podem ser compartilhados pelos usuários. Dessa forma, vários dispositivos podem utilizar os mesmos recursos de tempo e frequência podendo gerar uma maior conectividade.

1.2.4.1 Vantagens do NOMA

No NOMA, a diferença de ganho do canal é traduzida em ganhos de multiplexação pela sobreposição no domínio de potência dos sinais de transmissão de vários usuários com diferentes ganhos de canal, em contraste com o *Orthogonal Multiple Access* (OMA) - *Orthogonal Frequency Division Multiple Access* (OFDMA), onde a diferença de ganho de canal é traduzida em ganhos de diversidade multiusuário via escalonamento no domínio da frequência (BENJEBBOUR *et al.*, 2015). A Figura 5 ilustra a diferença entre esses dois esquemas.

Figura 5 – Diferenças entre OMA (OFDMA) e NOMA.



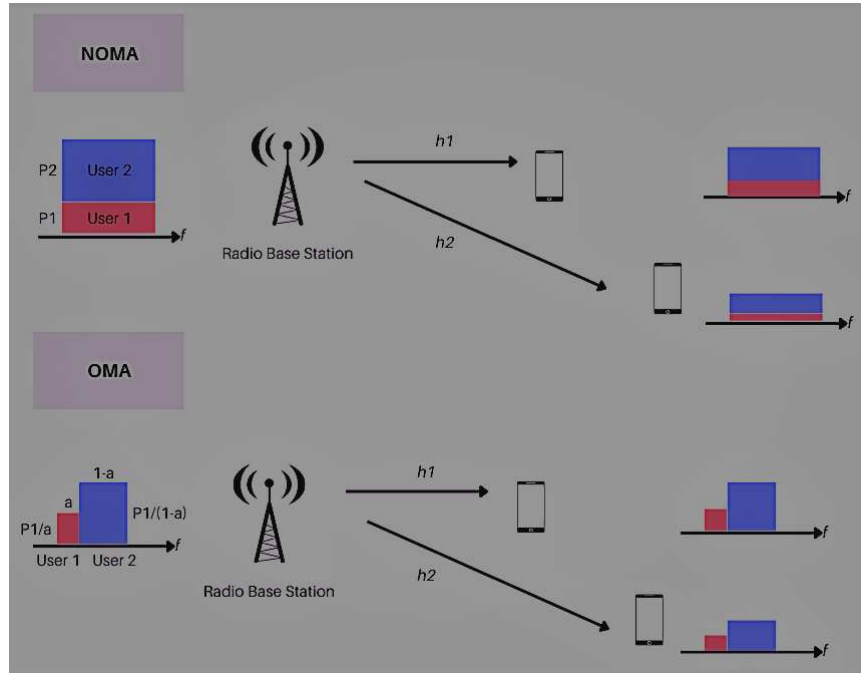
Fonte: Benjebbour *et al.* (2015).

A Figura 5 mostra as diferenças de alocação entre os sistemas OMA (OFDMA) e NOMA. As cores são indicadores dos usuários. No eixo horizontal está a frequência e no eixo vertical está o domínio da potência. As setas no OFDMA indicam as larguras de banda ocupadas por cada usuário, já as setas do NOMA indicam as diferenças de potência alocadas para cada usuário em uma determinada banda.

O OMA(OFDMA) aloca os recursos de forma ortogonal na frequência, por outro lado o NOMA utiliza um domínio não utilizado no OMA, o domínio da potência, ou seja, ocorre

a sobreposição dos sinais no domínio da potência. Esse domínio é explorado, pois o NOMA ataca as diferenças de ganho dos canais dos usuários para, assim, extrair maiores capacidades. A Figura 6 ilustra a comparação entre NOMA e OMA.

Figura 6 – Diferenças de alocação de espectro entre NOMA e OMA (OFDMA).



Fonte: Adaptado de Islam *et al.* (2017).

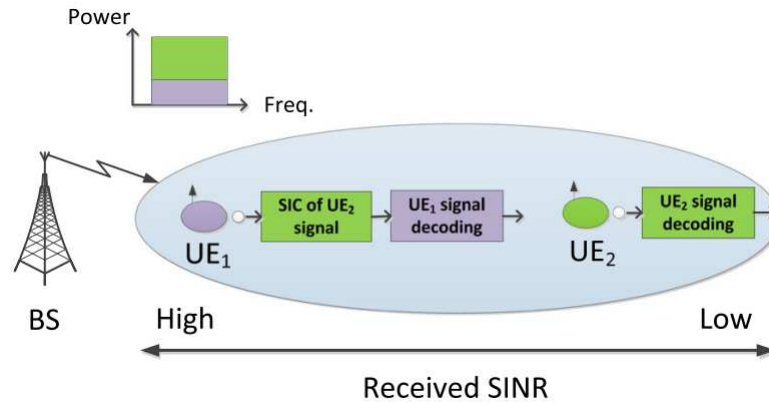
Na Figura 6, h_1 e h_2 indicam a resposta em frequência do canal entre o AP e os usuários 1 e 2, respectivamente. O processo de decodificação do sinal no esquema NOMA é realizado pelo processo de Cancelamento Sucessivo de Interferência abordado na subseção 1.2.4.2.

1.2.4.2 Cancelamento Sucessivo de Interferência (SIC)

O processo de Cancelamento Sucessivo de Interferência é mostrado na Figura 7. Seja o sinal transmitido para cada terminal i , $x_i = \sqrt{P_i}s_i$, onde s_i é a informação a ser transmitida e P_i é a potência. O sinal que sai do AP sofre sobreposição e se torna $x = \sqrt{P_1}s_1 + \sqrt{P_2}s_2$. Assim, o sinal que chega ao terminal i é $y_i = h_i x + n_i$.

Uma forma de cada usuário fazer a identificação de seu sinal é usar a informação a respeito do ganho de canal associado, $|h_i|^2$. O que se faz é ordenar de forma decrescente $|h_i|^2/N_{oi}$, em que N_{oi} consiste na densidade espectral de potência do ruído n_i . Assim, temos, por exemplo, a seguinte ordem de decodificação: $|h_1|^2/N_{o1} > |h_2|^2/N_{o2}$. Então o processo SIC identifica essa ordem que indica as melhores condições de canal. Assim, o primeiro usuário

Figura 7 – O processo SIC em um esquema *downlink*.



Fonte: Su *et al.* (2016).

realiza o processo SIC para eliminar a interferência do sinal x_2 , depois ele decodifica o sinal x_1 . Por outro lado, o terminal 2 decodifica o sinal x_2 sem aplicar o processo SIC. Dessa maneira, o terminal 2 sofre interferência da potência dedicada ao terminal 1.

Na literatura também existem trabalhos que modelam certas imperfeições que podem ocorrer no processo SIC. Eles são abordados em (DO *et al.*, 2020) e (ARAGÃO *et al.*, 2021). Esse esquema se aproxima do processo aplicado ao mundo real, onde o cancelamento dos sinais se dá de maneira imperfeita, ou seja, parte do sinal decodificado ainda interfere nos sinais que ainda serão decodificados. Por exemplo, supondo que exista uma fila ordenada de forma decrescente das razões entre os ganhos de canal e as densidades espectrais dos ruídos. O AP faz a decodificação de certo sinal seguindo a ordem da lista, assim o usuário do início da lista sofre interferência dos sinais de todos os outros usuários que ainda não tiveram seus sinais decodificados; um usuário no meio da lista sofre interferência dos sinais que ainda serão decodificados e de resquícios dos sinais que foram decodificados; e um usuário no final da lista sofre interferência de todos os resquícios dos sinais que já foram decodificados. A modelagem imperfeita do SIC será utilizada neste trabalho.

1.2.5 Alocação de Recursos de Rádio

Conforme abordado por (JONSSON *et al.*, 2023), a quantidade de assinaturas de serviços móveis cresce rapidamente à medida que novas tecnologias são empregadas no mercado de telecomunicações. Para que uma grande quantidade de usuários seja suprida com uma boa taxa de dados, é necessário que diversos recursos da rede sejam gerenciados da forma ótima, pois assim é garantida uma boa Qualidade de Serviço, do inglês, *Quality of Service* (QoS).

Dentre os diversos recursos que são gerenciados para garantir um bom QoS, a

otimização da potência e dos *slots* de tempo garantem uma otimização da eficiência energética e da taxa de transmissão. E a restrição da taxa requisitada mínima de dados é importante para garantir a QoS.

Para empregar técnicas de Alocação de Recursos de Rádio, do inglês, *Radio Resource Allocation* (RRA) é importante conhecer muito bem como as tecnologias aplicadas na rede são utilizadas. Por exemplo, a alocação de recursos pode usar da diversidade espacial ocasionada pelo EB para otimizar os recursos. Outros exemplos que podem ajudar na RRA é entender o NOMA, o processo SIC, conhecer o canal, etc.

1.2.5.1 Programação linear inteira

Uma das formas de melhor alocar os recursos de rádio é se utilizar da formulação e modelagem matemática, pois auxilia no entendimento do problema de alocação e propicia a compreensão de uma possível solução. Uma das técnicas utilizadas na formulação do problema é a Programação Linear Inteira (PLI) abordada em (WINSTON, 2022). Neste trabalho, a programação linear inteira será útil para formular um problema RRA que busca alocar da melhor maneira a quantidade de *slots* na fase de transferência de energia e na escolha da melhor ordem de decodificação do processo SIC.

A PLI é um ramo da área de pesquisa operacional que é bastante utilizada para resolver problemas que envolvem variáveis de decisão inteira. A utilização de técnicas de programação linear inteira é necessária visto que a solução arredondada para números inteiros de um problema linear pode não produzir a solução ótima para o mesmo problema com variáveis de decisão inteira. Além disso, segundo (WOLSEY, 1998), é comum que os problemas de otimização linear sejam mais fáceis de resolver do que problemas de otimização inteira, pois é conhecido que as soluções ótimas estão geralmente sobre os extremos do conjunto determinado pelas restrições, porém no caso de um problema de otimização inteira é comum que as soluções ótimas não estejam nos extremos do conjunto definido pelas restrições. Dessa forma, deve se procurar as soluções inteiras dentro do conjunto.

A Programação Linear Inteira é um ramo da otimização que busca resolver problemas similares aos de Programação Linear (PL), porém com suas variáveis de otimização inteiras. Neste trabalho, será visto que a otimização linear inteira será aplicada para resolver um problema de maximização de taxa de dados no *uplink* com as variáveis de otimização sendo a quantidade de *slots* da primeira fase em uma rede WPCN e a ordem de decodificação do processo SIC. Note

que a ordem de decodificação do processo SIC é uma variável que pode ser modelada como inteira, porém seu conjunto cresce à medida que a quantidade de usuários presentes no sistema aumenta, caracterizando, assim, um conjunto de permutações. Segundo (WOLSEY, 1998), um problema de PLI pode ser descrito da seguinte maneira:

$$\max \{cx : Ax \leq b, x \geq 0, x \in \mathbb{Z}\}, \quad (1.2a)$$

onde c é um vetor linha de dimensão n , A é uma matriz de dimensão $M \times N$, e b e x são vetores coluna de dimensão m . Comumente, cx é denominado função objetivo; $Ax \leq b$ são as restrições de desigualdade. Outros problemas podem caracterizar as restrições de forma mais específica, como delimitando as restrições de igualdade; e os máximos e mínimos das variáveis de otimização.

1.2.5.2 Otimização Convexa

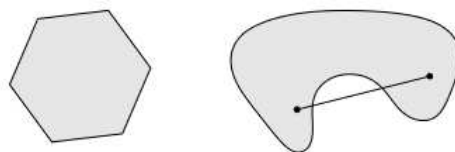
A otimização convexa é uma classe de otimização que tem o objetivo de resolver problemas que possuem uma estrutura convexa. Para um problema ser desse tipo é necessário que duas características sejam satisfeitas: a função objetivo deve ser convexa e suas restrições devem formar um conjunto convexo. Um conjunto convexo é definido da seguinte maneira (BOYD; VANDENBERGHE, 2004):

Definição 1 (Conjunto convexo). Um conjunto C é convexo se o segmento de reta entre dois pontos em C permanece em C , i.e., se para qualquer $x_1, x_2 \in C$ e qualquer θ com $0 \leq \theta \leq 1$, temos que:

$$\theta x_1 + (1 - \theta)x_2 \in C. \quad (1.3)$$

Ou seja, se interligarmos dois pontos dentro de um conjunto convexo por um segmento de reta, temos que todos os pontos do segmento também estão dentro do conjunto. A Figura 8 mostra alguns exemplos de conjuntos convexos e não convexos.

Figura 8 – Exemplo de um conjunto convexo (à esquerda) e não convexo (à direita).



Fonte: Boyd e Vandenberghe (2004).

Na Figura 8, note que o conjunto à esquerda é convexo, ou seja, todos os pontos podem ser conectados por um segmento de reta que está no conjunto. Por outro lado, o conjunto à direita tem uma obstrução no caminho retilíneo que interconecta os dois pontos, caracterizando assim, um conjunto não convexo.

Entender a definição de conjunto convexo é a base para entender a definição de função convexa, dado que esses conceitos são similares. Então, uma função convexa é definida da seguinte maneira por Boyd e Vandenberghe (2004, p. 67):

Definição 2 (Função convexa). Uma função $f : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ é convexa se $\mathbf{dom}f$ é um conjunto convexo e se para todo $x, y \in \mathbf{dom}f$, e θ com $0 \leq \theta \leq 1$, temos que:

$$f(\theta x + (1 - \theta)y) \leq \theta f(x) + (1 - \theta)f(y). \quad (1.4)$$

Uma maneira de entender essa definição é pensar em ligar os pontos extremos $(x, f(x))$ e $(y, f(y))$ da função por um segmento de reta. Se esse segmento de reta estiver acima dos pontos intermediários da função que estão entre os pontos extremos, tem-se que a função é convexa. Ou seja, se o conjunto superior delimitado pela função for um conjunto convexo, então a função é dita convexa.

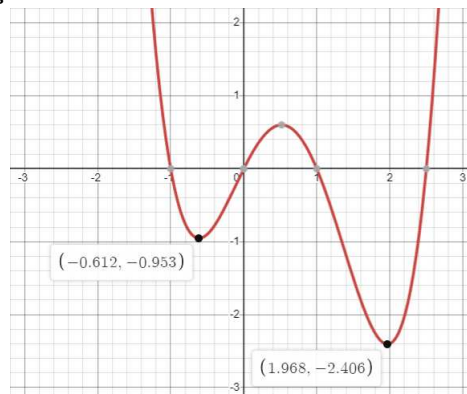
Por que essa classe de problemas de otimização é importante? Uma das principais causas é que problemas de otimização convexo garantem que o mínimo e máximo locais correspondem, respectivamente, ao mínimo e máximo globais. Assim, a utilização de algoritmos que busquem mínimos locais em funções não lineares, tais como a *fmincon* (MATLAB, 2016) entregam como resposta, na verdade, mínimos globais quando o problema de otimização é convexo.

1.2.5.3 Otimização não convexa

A otimização não convexa se refere a uma classe de problemas de otimização onde a função objetivo não é convexa ou o domínio de procura das variáveis de otimização forma um conjunto não convexo. Um exemplo de função não convexa pode ser visto na Figura 9.

Os ótimos globais de problemas não convexos são difíceis de serem encontrados. Isso se deve ao fato de que muitos desses problemas são demasiadamente não lineares e possuem muitos mínimos ou máximos locais. Dessa forma, uma das técnicas mais viáveis para encontrar a solução ótima é a busca exaustiva, no entanto, esse método tende a ser ineficiente, pois sua

Figura 9 – Exemplo de função não convexa.



Fonte: Autoria própria.

execução pode demorar bastante até ser encontrada uma solução ótima. Além disso a busca exaustiva é mais aplicada em problemas de variáveis inteiras.

Outros métodos utilizados na solução de problemas de otimização convexa podem ser aplicados na resolução de problemas não convexos. Alguns desses métodos são as diversas formas de Gradiente Descendente, tais como o Gradiente Descendente Estocástico, e o Gradiente Descendente com Momento que é abordado em (SHALEV-SHWARTZ; BEN-DAVID, 2014). Outros métodos são o de pesquisa, tais como *Grid Search* e o *Blind Search* abordados em (RUSSELL, 2010). Também tem os métodos de aproximação de 2ª ordem, tais como o *Successive Convex Approximation* (SCA) que funciona como um gradiente descendente, porém de segunda ordem, ou seja, utiliza a hessiana (WANG; VANDENDORPE, 2012).

1.3 Estado da Arte

O estudo proposto neste trabalho considera um sistema WPCN-NOMA com o tempo dividido em *frames* e os *frames*, por sua vez, divididos em *slots*. Alguns desses *slots* são alocados para a fase de transferência de energia, enquanto os restantes são usados para transmissão no uplink. Além disso, consideramos neste trabalho que a ordem de decodificação SIC é também otimizada assumindo um processo SIC com imperfeições. Outro diferencial do nosso trabalho é a consideração de EB na fase 1 do sistema WPCN. A utilização de EB também é um diferencial deste trabalho, além da alocação igualitária de potência, do inglês, *Equal Power Allocation* (EPA) e a Alocação Adaptativa de Potência (APA) para os terminais.

Alguns sistemas WPCN-NOMA foram considerados em alguns artigos, tais como (Diamantoulakis *et al.*, 2016; MELO *et al.*, 2020; ARAGÃO *et al.*, 2021). Em (Diamantoulakis *et al.*, 2016) foi proposto um estudo com duas etapas: uma de transferência de energia no

downlink, onde o AP transfere energia para os dispositivos; e uma de transmissão de informações no *uplink* utilizando o esquema de múltiplo acesso NOMA. Alguns dos objetivos do artigo foram a melhoria da vazão de dados total no *uplink* satisfazendo a justiça e eficiência energética. Foi demonstrado que o NOMA gera resultados de *throughput*, eficiência energética e justiça dos usuários melhores do que alguns esquemas OMA. Em (MELO *et al.*, 2020), o cenário é similar ao proposto por (Diamantoulakis *et al.*, 2016), e buscou maximizar taxa de dados total no *uplink* otimizando a quantidade de *slots* na primeira fase e a ordem de decodificação dos terminais. Uma das maiores contribuições de (MELO *et al.*, 2020) foi a proposição de duas heurísticas em que uma delas resultou em soluções subótimas com a penalidade de uma leve aumento na complexidade computacional. Já em (ARAGÃO *et al.*, 2021), foi estudado um sistema semelhante ao de (MELO *et al.*, 2020), porém com a diferença de utilizar SIC imperfeito. Nesse estudo foram otimizados os *slots* na primeira fase e a ordem de decodificação para maximizar o *throughput* do sistema. Uma das análises demonstrou que a utilização de SIC imperfeito afeta o *throughput* do sistema, bem como as restrições que compõem a QoS.

Os trabalhos anteriores não utilizaram um esquema de múltiplas antenas ou que faz uso de EB. Os seguintes artigos (ALSABA *et al.*, 2018; LIM; HWANG, 2019; LIANG *et al.*, 2019) apresentam esquemas de múltiplas antenas no *Power Beacon* (PB) ou AP para a transferência de energia. É importante citar que o PB é um AP que realiza somente a transferência de energia por meio de suas antenas. Em (ALSABA *et al.*, 2018), EB é explorado em redes que empregam EH. O artigo é um dos que apresentam o estado da arte para sistemas EH-EB. EB é estudado em diversos esquemas de rede com o objetivo de aumentar *throughput* e eficiência energética e diminuir a potência transmitida total. (LIM; HWANG, 2019) apresenta um esquema de um AP com múltiplas antenas que transferem energia na primeira fase e os dispositivos transmitem dados ao AP no *uplink*. No esquema é considerado duas formulações de problema: uma estuda *Time Division Multiple Access* (TDMA) e outra *Space Division Multiple Access* (SDMA). Os problemas são não convexos e são resolvidos de forma ótima. Um dos resultados mostrados foi a maior performance do esquema TDMA-WPCN sobre o SDMA-WPCN quando não houve restrições mínimas requisitadas pelos usuários. Porém, caso houvesse tal restrição e essas mostrassem taxas requisitadas mínimas altas, o esquema SDMA-WPCN tornar-se-ia melhor que o TDMA-WPCN. Em (LIANG *et al.*, 2019), uma célula circular é dividida em duas áreas: a primeira forma um círculo menor sobre a célula circular que contém em seu centro um AP e dispositivos espalhados, já a segunda forma um anel sobre a célula circular, o qual contém

dispositivos e PBs. Na primeira fase, o AP emprega EB e transfere energia para os usuários internos e os PBs aos usuários externos. Na segunda fase (*uplink*), todos os usuários transmitem informação ao AP. Os resultados mostraram que o esquema proposto é melhor do que sistemas que empregam somente PBs.

Motivados pela escassez de trabalho que envolvam um PB que empregue EB, um AP para a recepção e decodificação dos dados aplicando SIC imperfeito, e dispositivos que empreguem NOMA na fase de *uplink*, consideramos neste trabalho um modelo de sistema com tais características: um PB com múltiplas antenas empregando EB, dispositivos empregando NOMA e um AP empregando SIC imperfeito. O problema é formulado e são soluções de alocação de potência para os feixes de energia transmitidos pelo power beacon. E por fim, são avaliados o impacto da quantidade de antenas, o nível de taxas de mínimas de transmissão requisitados por cada usuário, o grau de imperfeição do processo SIC e a alocação de potência adaptativa.

1.4 Objetivos gerais e específicos

O estudo aqui apresentado tem como propósito usar e entender as novas tecnologias desenvolvidas para a tecnologia 5G para aumentar a taxa de dados em um sistema de comunicação móvel que faz uso de transferência de energia. Tais tecnologias incluem rede WPCN, EB, NOMA, EH, e SIC. A pesquisa concentra-se em um modelo que possui PB que permite a transferência de energia no *downlink* para os usuários por meio de EB, e no *uplink*, por meio do NOMA, os usuários transmitem simultaneamente os dados para o AP que, por sua vez, realiza o processo SIC. Os objetivos essenciais deste estudo são:

- Modelar o problema que na fase 1 aplica EB e *Equal Power Allocation* (EPA) e na segunda fase aplica NOMA e SIC imperfeito por meio de técnicas de formulação de modelos envolvendo a otimização inteira e combinatória.
- Resolver o problema por meio do *software* MATLAB e do pacote CPLEX disponibilizado pela (IBM, 2021).
- Avaliar, por meio de simulações computacionais, os efeitos do número de antenas, nível de QoS solicitado e o grau de imperfeição do processo SIC na solução do problema.
- Modelar o problema em um contexto com Alocação Adaptativa de Potência, do inglês, *Adaptive Power Allocation* (APA) e resolvê-lo por meio do *software* MATLAB e do pacote CPLEX.

1.5 Contribuições científicas

As contribuições científicas apresentadas neste trabalho estão presentes nos artigos:

- CASTRO, Pedro Victor M.; LIMA, F. Rafael M. Impacto da Formatação de Feixes de Energia e SIC Imperfeito em Sistemas WPCN-NOMA com Garantias de QoS. XL Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT 2022), Santa Rita do Sapucaí - MG, 2022.
- ARAGÃO, Hugo V. B; CASTRO, Pedro V. M.; LIMA, Cibelly A. A., LIMA, F. Rafael M. e MELO, Jhenifer de O. “Impacto de SIC imperfeito em sistemas WPCN-NOMA com garantias de QoS”. Em: 2021 XXXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais. 2021.

1.6 Estrutura do documento

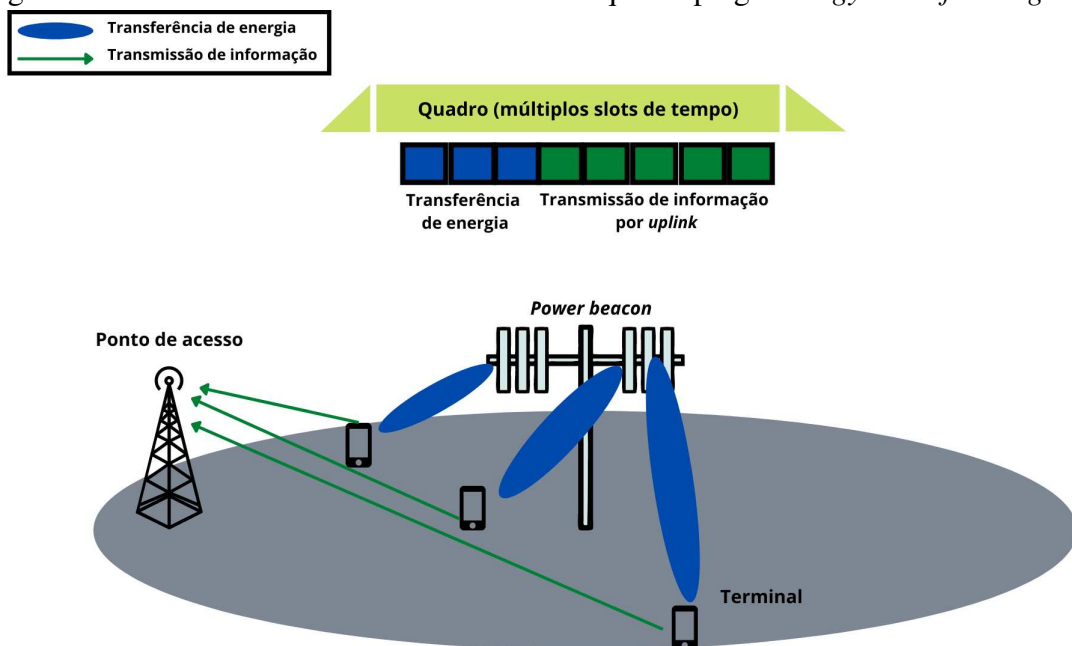
O documento é estruturado da seguinte forma: No Capítulo 2 de Modelo do Sistema, o modelo do sistema e as principais variáveis são apresentadas. No Capítulo 3, é formulado o problema de otimização e alguns resultados e análises da simulação são apresentados. No capítulo 4, o problema de otimização com a alocação adaptativa de potência e sua análise por meio de simulações computacionais são apresentados. No capítulo 5, são apresentados os resultados e perspectivas do estudo realizado.

2 MODELO DO SISTEMA

O modelo do sistema WPCN consiste de uma célula circular com terminais distribuídos uniformemente sobre a célula. No centro da célula encontra-se um PB com múltiplas antenas e, ainda dentro da célula, mas deslocado do centro, encontra-se um AP. Neste sistema, para simularmos computacionalmente, faz-se o uso da discretização no tempo. Dessa maneira, o tempo é discretizado em quadros, do inglês, *frames* e esses, por sua vez, são divididos em *slots* de tempo.

Os processos de transferência de energia e transmissão de informações permitem que os *slots* de um quadro sejam classificados em dois conjuntos distintos. O primeiro conjunto de *slots* é utilizado para transferir energia do PB aos terminais por meio de EB, EH e HTT, e o segundo conjunto de *slots* é usado para transferir informações dos terminais para o AP. O primeiro conjunto *slots* é utilizado na primeira fase e o outro conjunto na segunda fase. A Figura 10 apresenta o modelo do sistema.

Figura 10 – Modelo do sistema WPCN-NOMA que emprega *Energy Beamforming*.



Fonte: Castro e Lima (2022).

Este capítulo é dividido em duas subseções. A primeira trata da modelagem de transferência de energia na primeira fase e para isso insere ideias e aplica os conhecimentos de *Energy Beamforming*. Já a última subseção trata da modelagem da transmissão de informação na segunda fase. Nela os conceitos de NOMA e SIC são aplicados.

2.1 Modelagem do sistema na fase de transferência de energia

Para facilitar o entendimento das equações a serem desenvolvidas, alguns conceitos serão definidos e exemplificados. Seja $\mathcal{J} = \{1, \dots, J\}$ o conjunto de terminais, em que J expressa a quantidade máxima de terminais. É definida uma quantidade M de antenas no PB. É considerado que $n^e, n^i \in \{1, \dots, N\}$ são as quantidades de *slots* dedicados à primeira e segunda fases, respectivamente, e $n^e + n^i = N$. N é a quantidade total de *slots* presentes em um *frame*. Considera-se que o tempo de duração de um *slot* seja T^s . Portanto, o intervalo de tempo de um quadro é $T^f = N \cdot T^s$.

Consideramos um ambiente onde é possível ter uma dinâmica razoável, mas que o tempo de coerência de canal seja longo o suficiente para que o canal seja considerando constante em um *frame*. Outra consideração que assumimos que o canal de comunicação é modelado como Rayleigh independente e identicamente distribuído (LIANG *et al.*, 2019) e (LIM; HWANG, 2019). Assim, a resposta em frequência do canal na fase 1 entre a antena m do PB e o terminal j é definida como $h_{m,j}$ e é modelada como mostrado na Equação (2.1).

$$h_{m,j} = \sqrt{1/2} \cdot (a_{m,j} + jb_{m,j}) \cdot \sqrt{\frac{10^{-3}}{d_{PB-term}^\phi}}, \quad (2.1)$$

onde $a_{m,j}, b_{m,j}$ têm distribuição normal padrão, $d_{PB-term}$ é a distância entre o PB e o terminal j e ϕ é o coeficiente de perda de percurso. Neste trabalho é utilizado $\phi = 3$. Uma notação importante a ser destacada é que \mathbf{h}_j é o vetor coluna de dimensão M , onde a linha m do vetor indica a resposta em frequência do canal entre a antena m e o terminal j , ou seja, $h_{m,j}$.

O sinal que chega ao terminal j é dado pela Equação (2.2).

$$y_j = \mathbf{h}_j^H \mathbf{x} + n = \begin{bmatrix} h_{1,j} \\ h_{2,j} \\ \dots \\ h_{M,j} \end{bmatrix}^H \mathbf{x} + n, \quad (2.2)$$

onde \mathbf{x} é um sinal representado por um vetor coluna e n representa o ruído branco aditivo gaussiano (AWGN) que possui distribuição normal complexa com média nula e variância igual a densidade espectral de potência N_o . A variável y_j é o sinal recebido pelo terminal j .

Para transferir a energia com máxima efetividade, os sinais \mathbf{x} transmitidos pelas antenas podem ser escolhidos a partir do conhecimento do canal na primeira fase. Essa escolha

permitirá que a transferência de energia se dê de maneira máxima. Assim supõe-se que \mathbf{x} pode ser escrito como a multiplicação de um vetor, chamado de *precoder*, por um sinal não modulado ou sinal *dummy*. A Equação (2.3) mostra essa definição.

$$\mathbf{x} = \mathbf{w}_j \tilde{x}, \quad (2.3)$$

onde \tilde{x} é um sinal de informação que possui o único objetivo de transferir energia e que tem distribuição normal complexa com média nula e variância unitária. O vetor \mathbf{w}_j tem norma unitária e possui dimensão $M \times 1$.

Nota-se que a melhor transferência de energia ocorre quando \mathbf{w}_j possui o mesmo sentido que o vetor de resposta em frequência \mathbf{h}_j . Dessa maneira, o vetor de precoder \mathbf{w}_j é definido pela Equação (2.4).

$$\mathbf{w}_j = \mathbf{h}_j / |\mathbf{h}_j|. \quad (2.4)$$

O vetor de *precoder* também pode ser chamado de vetor de *Maximum Ratio Transmission* (MRT), *Conjugate Beamforming* ou filtro casado, do inglês, *Matched Filtering*.

É importante notar que cada vetor de *precoder*, mesmo aqueles que não estão relacionados ao terminal j , por exemplo, contribuem para o recebimento de energia no terminal j . Essa contribuição ocorre como uma propriedade de superposição, onde o canal que relaciona as M antenas do PB com o terminal j , \mathbf{h}_j é multiplicado por todos os vetores coluna de *precoder* no PB, para que desse modo, o sinal de informação chegue a todos os terminais em uma única operação.

A resposta em frequência do canal na fase 2 também é modelada por meio do modelo de atenuação de Rayleigh, assim, o ganho de canal da 2ª fase é dado pela Equação (2.5).

$$g_j = c_j \cdot \frac{10^{-3}}{d_{term-AP}^\phi}, \quad (2.5)$$

onde c_j que tem distribuição exponencial com média unitária, $d_{term-AP}$ indica a distância entre o terminal j e o AP, e $\phi = 3$ é o coeficiente de perda de percurso utilizado. É importante notar que c_j possui distribuição exponencial, pois é o quadrado de uma distribuição de Rayleigh.

Note que associado a cada vetor de beamforming, w_j , podemos associar um certo nível de potência, α_j . Esse fator que é um número no intervalo real $[0, 1]$ indica a quantidade de

potência a ser transmitida para o terminal j . Dessa maneira, o PB transmite uma potência total P , logo a fração de potência a ser dedicada ao terminal j é de $\alpha_j P$.

Definidos os canais em ambas as fases e potência alocada para o dispositivo j , através do Teorema de Parserval, pode-se definir a energia que chega a cada terminal j . Dessa forma, seja y_j a resposta em frequência do sinal que chega ao usuário j . Sabe-se que todos os *precoders* orientam o vetor de informação \mathbf{x} com os canais de todas as antenas do PB ao terminal j . Dessa maneira, todos os vetores de *precoder* contribuem aos canais do PB e dispositivo j . Assim, essa resposta em frequência é mostrada na Equação (2.6).

$$y_j = \sum_{m=1}^J \mathbf{h}_j^H \cdot \mathbf{w}_m \cdot \tilde{x} + n_j. \quad (2.6)$$

É importante salientar que \mathbf{h}_j^H indica a hermitiana do vetor do canal da primeira fase. Pelo Teorema de Parserval, tem-se que:

$$E\{y_j^2\} = \sum_{m=1}^J |\mathbf{h}_j^H \cdot \mathbf{w}_m|^2. \quad (2.7)$$

Observa-se que a potência do ruído é desprezível, que o sinal *dummy* \tilde{x} tem energia unitária. Dessa maneira, chega-se a energia média do sinal no terminal j , conforme mostrado na Equação (2.7).

No entanto, é importante notar que a energia que chega ao terminal considerado depende proporcionalmente do tempo, logo depende da quantidade de *slots* na fase 1 e do tempo de duração de cada *slot*. Também a energia depende proporcionalmente da potência total transmitida pelo PB, assim depende das alocações de potências feitas para cada terminal. Além disso, o rendimento da conversão de energia, η , feita pelo terminal é de grande importância, pois com o rendimento são desconsideradas as perdas resultantes do processo EH. Dessa maneira, o reajuste feito na Equação (2.7) pode ser visualizada na Equação (2.8).

$$E_{j,n^e} = (\eta \cdot n^e \cdot T^s) \sum_{m=1}^J \alpha_m \cdot P \cdot |\mathbf{h}_j^H \mathbf{w}_m|^2, \quad (2.8)$$

Para obter a expressão da potência disponível no terminal j para realizar a fase 2, é necessário considerar o tempo disponível no *frame*. Dessa maneira, a Equação (2.9) mostra a potência acessível ao terminal j .

$$P_{j,n^e} = \frac{E_{j,n^e}}{(N - n^e) T^s}. \quad (2.9)$$

2.2 Modelagem do sistema na fase de transmissão de informação

Durante a segunda fase, todos os terminais fazem a transmissão de informações simultaneamente por meio do emprego do NOMA. A decodificação e separação dos sinais fica ao encargo do AP que emprega o SIC definindo uma ordem de decodificação. É importante notar que assumimos um modelo de SIC imperfeito que modela de forma mais fiel a realidade, pois o cancelamento pode falhar e gerar resquícios de sinais que interferem nos sinais a serem decodificados.

O conjunto de todas as permutações dos J terminais é definido como \mathcal{P} que é ordenado. Pode-se pensar este conjunto como uma lista, onde cada elemento indica uma ordem de permutação. Denomina-se este elemento de ρ_p . Ou seja, ρ_p é a p -ésima permutação dos J terminais ou o elemento p de \mathcal{P} . A p -ésima permutação, ρ_p , é uma lista que tem uma das possíveis ordenações dos terminais. É importante saber a identificação do terminal da i -ésima posição da permutação ρ_p . Por causa disso, $\rho_{p,i}$ é uma variável que define a identificação do terminal na posição i da permutação ρ_p do conjunto \mathcal{P} .

Para ficar claro, alguns exemplos são apresentados. Suponha que haja três terminais identificados pelos números 1, 2 e 3. O conjunto das permutações, \mathcal{P} , pode ser construído da seguinte forma $\{(1, 2, 3), (1, 3, 2), (2, 1, 3), (2, 3, 1), (3, 1, 2), (3, 2, 1)\}$. Dessa forma, o terminal presente na 2ª posição da 3ª permutação é $\rho_{3,2} = 1$, ou o terminal presente na 1ª posição da 6ª permutação é $\rho_{6,1} = 3$.

Neste contexto, o conhecimento da taxa de dados de cada terminal no *uplink* é de crucial conhecimento, pois dependendo de como se escolhe a permutação do processo SIC, de quantos *slots* são escolhidos para a 1ª fase e dos pesos de alocação de potência na fase 1, pode resultar em taxas de dados maiores ou não.

Para a equação de taxa de dados transmitida por cada usuário, utiliza-se a fórmula de *Shannon*. A taxa de dados é escolhida para o terminal na posição i da p -ésima permutação, $\rho_{p,i}$. São assumidas uma permutação escolhida ρ_p e n^e *slots* para a fase 1. A expressão é mostrada na Equação (2.10) conforme abordada por (ARAGÃO *et al.*, 2021). É importante citar que B representa a largura de banda do canal, σ^2 representa a potência do ruído térmico na banda de transmissão e $0 \leq \varepsilon \leq 1$ é o Fator de Erro Residual (FER) que corresponde ao ruído que surge devido ao cancelamento imperfeito da interferência. A taxa do i -ésimo usuário da p -ésima permutação quando são utilizados n^e *slots* de tempo na fase 1 é mostrada abaixo:

$$r_{\rho_p^i, n^e, p} = \frac{B \cdot (N - n^e)}{N} \log_2 \left(1 + SINR_{\rho_p^i} \right), \quad (2.10)$$

onde $SINR_{\rho_p^i}$ indica *Signal-to-interference-plus-noise ratio* do terminal que ocupa a posição i da permutação p . A fórmula para a $SINR_{\rho_p^i}$ é mostrada na Equação 2.11.

$$SINR_{\rho_p^i}(\varepsilon) = \frac{P_{\rho_p^i, n^e} \cdot g_{\rho_p^i}}{\underbrace{\varepsilon \sum_{k \leq i-1} (P_{\rho_p^k, n^e} \cdot g_{\rho_p^k})}_{\text{Sinais não cancelados de forma perfeita}} + \sum_{k \geq i+1} (P_{\rho_p^k, n^e} \cdot g_{\rho_p^k}) + \sigma^2} \quad (2.11)$$

Com as equações desenvolvidas e mostradas nesta seção, serão apresentados diversos resultados de como o sistema mostrado se comporta quando se alteram a quantidade de antenas no PB, os Fatores de Erro Residual ε e as taxas de dados requeridas mínimas no próximo capítulo.

3 ALOCAÇÃO DE POTÊNCIA IGUALITÁRIA ENTRE OS FEIXES DE ENERGIA

Este capítulo está dividido em duas seções. A primeira seção apresenta a modelagem do problema. Nessa seção entra em foco as ideias principais para se modelar um problema de otimização inteira. Já na segunda seção, são apresentadas as configurações de simulação do sistema e os resultados e análises obtidos das simulações.

3.1 O problema de otimização

Para resolver um problema de telecomunicações com enfoque na alocação de recursos de rádio, é preciso um bom entendimento sobre o modelo do sistema que se deseja resolver e, além disso, é necessário ter conhecimento das variáveis de otimização, das restrições do problema e do que se deseja maximizar ou minimizar. Nesta seção, o objetivo é definir um problema de otimização inteira.

3.1.1 Escolha das variáveis de decisão, restrições e função objetivo

Em um problema de redes WPCN, é comum que se deseje maximizar a taxa total de dados transmitidos por todos os terminais. Dessa maneira, pode-se dizer que o problema a ser formulado é de maximização. Além disso, pode-se definir a função objetivo como a soma das taxas de dados de cada terminal no *uplink*.

Um dos pontos centrais de um problema de otimização é definir apropriadamente as variáveis de otimização. Uma das maneiras mais simples de defini-las é observar as variáveis inteiras mais importantes da função objetivo. Então observando a Equação (2.10), pode-se perceber uma clara dependência da quantidade de *slots* e da ordem de permutação determinada pelo processo SIC. Note que a quantidade de *slots* dedicados à primeira fase, n^e , é inclusa em várias equações, tais como as Equações (2.8), (2.9) e (2.10). Já a ordem de permutação também é uma variável inteira, pois a quantidade de permutações dos usuários na realização do processo SIC é finita. Ademais, é notável uma clara dependência da ordem de decodificação presente na Equação (2.10) que indica a taxa transmitida por um usuário, assumindo certa ordem de decodificação e n^e . Por causa disso, as variáveis de otimização escolhidas são n^e e ρ_p . Ademais, para tratar o problema como combinatório a variável de decisão, $x_{n^e, p}$, que representará a escolha de n^e e ρ_p será binária. Assim, a variável de decisão é formulada da seguinte maneira: caso $(n^e)^*$ e $(p)^*$ sejam as variáveis escolhidas, então $x_{(n^e)^*, (p)^*} = 1$ e para todos os n^e e p restantes

$$x_{n^e,p} = 0.$$

Em relação às restrições do problema, deve-se ter em conta as limitações do modelo do sistema. As limitações mais notáveis são as seguintes.

- Restrições de QoS. São as taxas mínimas de dados requisitadas por cada terminal. Neste caso, o vetor \mathbf{r}_{min} possui em cada posição a taxa requisitada mínima associada ao usuário desta posição. Ou seja, a taxa requisitada da posição i representa a taxa mínima que o terminal i pode transmitir.
- Uma restrição importante que está ligada a variável de decisão, $x_{n^e,p}$, é a restrição de existência e unidade, pois a variável assume um valor 1 para a escolha de n^e e p que maximizam o problema e assume 0 em todos os casos restantes.

3.1.2 Formulação do Problema

Uma das restrições neste trabalho é a de existência e unicidade da variável de otimização, isso permitirá a existência de uma solução ótima. Para garantir isso, $x_{n^e,p} = 1$ para determinado n^e e p . Essa restrição pode ser obtida por meio de um somatório nas variáveis nos valores possíveis de n^e e p que deve possuir como resultado o valor 1.

Outra restrição importante é a restrição de QoS, que trata da qualidade de serviço que todo terminal deve cumprir. A qualidade de serviço neste trabalho está relacionada à taxa de dados mínima em que cada terminal poderia transmitir na fase de transmissão de dados para o ponto de acesso. Assim, a taxa requisitada mínima para o terminal j é definida como R_j .

Apresentadas as escolhas para a variável de otimização, restrições e função objetivo, o problema de otimização pode ser definido da seguinte maneira, conforme mostrado na Equação (3.1).

$$\max_{x_{n^e,p}} \left\{ \sum_{n^e=1}^{N-1} \sum_{p=1}^P \sum_{j=1}^J (r_{j,n^e,p}(\mathcal{E}) \cdot x_{n^e,p}) \right\}, \quad (3.1a)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{n^e=1}^{N-1} \sum_{p=1}^P (r_{j,n^e,p}(\mathcal{E}) \cdot x_{n^e,p}) \geq R_j, \quad \forall j \in \mathcal{J}, \quad (3.1b)$$

$$\sum_{n^e=1}^{N-1} \sum_{p=1}^P x_{n^e,p} = 1. \quad (3.1c)$$

O problema de formulação então é separado em duas partes essenciais, a primeira refere-se a função objetivo que é a soma de todas as taxas de dados de cada terminal, a qual é mostrada na Equação (3.1a). A segunda parte trata das restrições do problema de otimização.

A primeira restrição se refere às restrições de QoS de cada terminal, assim a Equação (3.1b) estabelece que a taxa de transmissão de dados de cada terminal seja no mínimo igual a taxa de dados requisitada estabelecida. A segunda restrição mostrada na Equação (3.1c) indica a existência e unicidade da variável de otimização.

É importante ressaltar que o problema apresentado é linear e inteiro, pois a função objetivo depende das permutações de cada terminal no momento da decodificação pelo processo SIC no ponto de acesso. Ou seja, dependendo da quantidade de terminais J considerados haverá uma busca de $J!$ somente no espaço de busca das permutações. Além disso, a variável de otimização precisa encontrar a melhor quantidade de *slots* que resolva o problema de forma ótima, para isso deve-se buscar n^e em $N - 1$ *slots*. Dessa maneira, o espaço de busca da variável de otimização é da ordem de $J!(N - 1)$, portanto há $2^{J!(N-1)}$ possibilidades para encontrar a variável de otimização que resolve o problema (NEMHAUSER; WOLSEY, 1989).

Então o problema é de difícil solução, pois seu espaço de busca cresce com a função fatorial e com a função potência. Assim, o problema torna-se inviável para uma estratégia de busca exaustiva, pois consumiria bastante tempo de simulação, como a maioria dos problemas combinatoriais. Como é um problema complexo, a estratégia utilizada para resolvê-lo é uma técnica bem conceituada na literatura de otimização linear inteira que é o algoritmo *Branch and Bound*.

O algoritmo ramificar e limitar, do inglês, *Branch and Bound* (B&B), desenvolvido por (LAND; DOIG, 1960), é uma técnica exata de resolver problemas de otimização linear inteira. Essa técnica se baseia em dividir o problema em problemas menores, e para isso a técnica se utiliza da ideia de árvores de busca. A árvore garante a criação de todos os possíveis subproblemas no espaço de busca da solução e garante a solução ótima.

A estrutura em árvore é criada conforme explicado a seguir, o nó raiz indica o problema original e os nós intermediários da árvore indicam os subproblemas derivados do nó raiz. Essa estrutura de dados do problema é criada de maneira dinâmica. E para criar os nós intermediários ou subproblemas, restrições no espaço de busca são criadas (WILHELM, 2023). No formato clássico do método, as restrições surgem quando se considera certa variável de otimização constante, assim os subespaços de procura, que estão contidos no espaço de busca original, são criados. As soluções do problema por meio do algoritmo B&B ficam presentes nos nós-folha da árvore, i.e., os últimos nós que resolvem o problema de otimização.

A aplicação do algoritmo B&B na solução do problema proposto neste trabalho é

feita por meio do *software* de otimização *cplex bilp* que é um dos otimizadores presentes no pacote de softwares de otimização disponibilizado pela (IBM, 2021).

3.2 Resultados e Análises para o problema de otimização considerando uma alocação igualitária de potência

Nesta seção os resultados obtidos das simulações serão discutidos. Inicialmente, serão apresentados os valores das constantes de simulação. Após a apresentação das configurações do sistema, são apresentadas as figuras obtidas e suas análises a partir de certas métricas. E por fim, a capacidade total do sistema é analisada.

3.2.1 Parâmetros de simulação

O modelo foi simulado computacionalmente por meio do *software* MATLAB (MATLAB, 2016). Os principais parâmetros listados a seguir são os que se mantêm constantes durante toda a simulação. Dessa maneira, o sistema possui uma célula circular com 10 metros de comprimento de raio externo e 1 metro de raio interno. Além disso, dentro da coroa circular delimitada pelos raios externo e interno são utilizados 5 usuários ou terminais que são distribuídos uniformemente. No centro da célula encontra-se um PB com 1 ou 8 ou 256 antenas que faz a transmissão de um sinal de potência 10 W em um canal com uma banda de 1 MHz. Ainda dentro da célula, um AP é disposto a 8 metros do PB.

Parâmetros relacionados ao tempo também são importantes para se criar a simulação. Assim sendo, o *frame* com intervalo de duração de 20 ms é dividido em 20 *slots*. Ademais, parâmetros associados à eficiência energética também são considerados, tais como a eficiência do processo de colheita de energia que é de $\eta = 0,5$ e o ruído com potência de -104 dBm. É importante ressaltar que a eficiência é utilizada na fase 1 para demonstrar que do momento da transmissão de energia do PB ao armazenamento nas baterias dos dispositivos ocorreram perdas, como as ocorridas durante o processamento das ondas eletromagnéticas pelos circuitos eletrônicos dos dispositivos.

Para garantir uma maior confiança estatística nos resultados das simulações, são realizadas 1000 simulações de Monte Carlo. Conforme abordado no Capítulo 2, os canais nas fases de *downlink* e *uplink* são implementados por meio do modelo de desvanescimento de Rayleigh com perda de percurso igual a 3. Ademais, as taxas de dados requisitadas são

uniformes, ou seja, $R_j = R_i, \forall j \neq i$. Para sintetizar, a Tabela 1 apresenta os principais parâmetros de simulação.

Tabela 1 – Parâmetros da simulação.

Parâmetros	Valores
Raio da célula	10 metros
Potência transmitida do ponto de acesso (P^T)	10 W
Banda larga do canal (B)	1 MHz
Número de <i>slots</i> de tempo (N)	20
Potência de ruído	-104 dBm
Tamanho do quadro (T^q)	2 ms
Eficiência da coleta de energia (η)	0,5
Fator Residual de Erro (ϵ)	$0, 10^{-4}, 10^{-3}, 10^{-2}, 2 \cdot 10^{-2}, 3 \cdot 10^{-2}, 4 \cdot 10^{-2}, 5 \cdot 10^{-2}$
Número de repetições de Monte Carlo	1.000
Distância do PB ao ponto de acesso	8 metros
Número de antenas no Power Beacon	1, 8, 256
Taxas de dados requisitada (kbps)	0, 100, 200, 300, 400, 500

Fonte: Autoria própria.

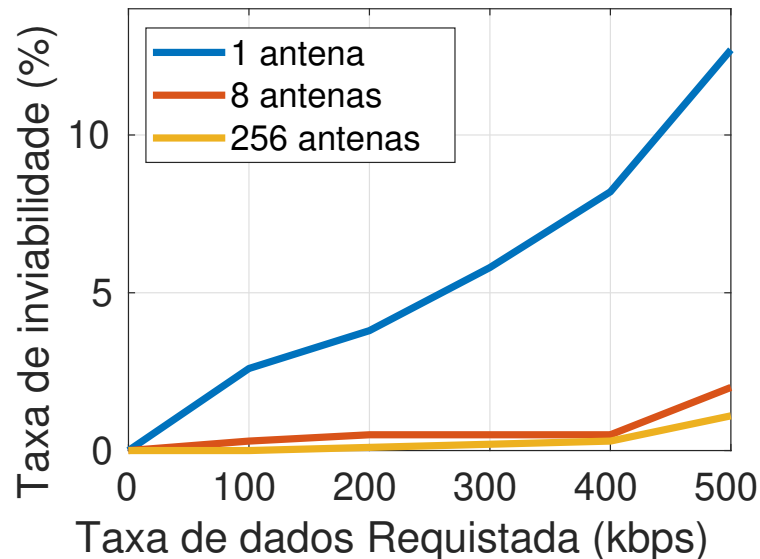
3.2.2 Análise de Desempenho

A análise de desempenho consiste em entender os resultados obtidos por meio das simulações para certos parâmetros. Os parâmetros, chamados também de métricas, tem como objetivo mostrar a dificuldade de encontrar as soluções para o problema e a quantidade média de *slots* dedicados para a fase de *dowlink*. Essas métricas são denominadas, respectivamente, como a taxa de inviabilidade e o número médio de *slots* da fase 1.

A taxa de inviabilidade é uma métrica definida pela razão entre a quantidade de vezes que não foi possível resolver o problema e as repetições de Monte Carlo. Como neste caso as variáveis de otimização são somente a quantidade de *slots* para a primeira fase e as permutações dos usuários para o processo SIC, o *software* de programação inteira e linear, *cplex bilp* da (IBM, 2021) é capaz de resolver este tipo de problema. Quando este *solver* não é capaz de resolver o problema, ocorre *outage*, ou seja, a solução do problema torna-se inviável de ser alcançada.

Consequentemente, essa métrica aponta a dificuldade do *solver* encontrar as soluções viáveis do problema. As Figuras 11 e 12 mostram a taxa de inviabilidade ou o *outage* em função da taxa de dados requisitada para cada terminal móvel e o fator de erro residual, respectivamente.

Figura 11 – Taxa de inviabilidade versus Taxa de dados requisitada para FER = 0.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 11 são traçadas as curvas para a taxa de inviabilidade em função das taxas de dados requisitada para cada terminal móvel. Além disso, são plotadas as curvas para um PB com 1, 8 e 256 antenas e é considerado um Fator de Erro Residual (FER) nulo.

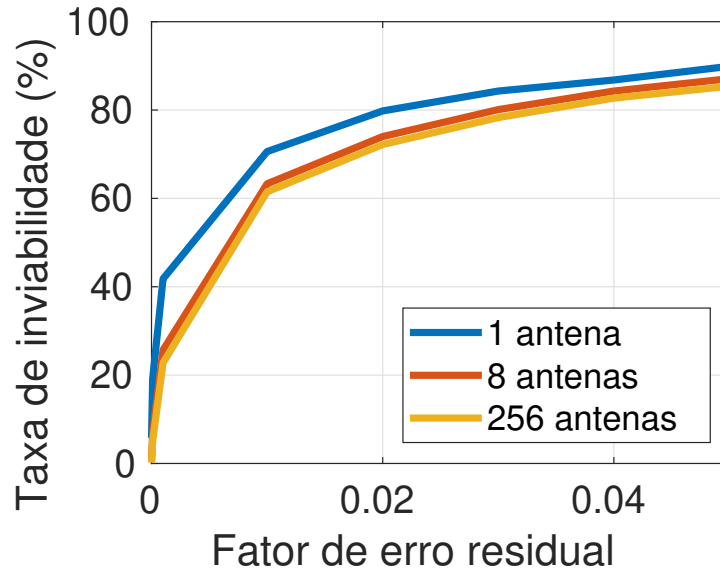
A Figura 11 mostra que a taxa de inviabilidade tende a aumentar em função do aumento da taxa de dados requisitada. Uma das causas deste comportamento é a de que um acréscimo na taxa de dados requisitada de cada terminal implica na ampliação da complexidade do problema de otimização (3.1). Dessa maneira, encontrar a solução para o problema torna-se mais difícil, gerando, assim, um aumento na quantidade de *outages*.

Além disso, ressalta-se o ganho de desempenho na resolução dos problemas quando o PB tem um acréscimo na sua quantidade de antenas. Nota-se, em especial, uma redução brusca do *outage* quando se substitui um PB com 1 antena para um PB com 8 antenas. Para exemplificar a redução da taxa de inviabilidade, uma taxa de 2% é atingida quando a taxa de dados requisitada é de aproximadamente 77 kbps para uma 1 antena no PB. Por outro lado, para um PB com 8 antenas, a mesma taxa de inviabilidade só é atingida quando se é requisitada uma taxa de dados de 500 kbps dos terminais.

A Figura 12 expõe as curvas de taxa de inviabilidade em função do fator de erro

residual para o PB com 1, 8 e 256 antenas e para uma taxa de dados requisitada fixa de 300 kbps.

Figura 12 – Taxa de inviabilidade versus Fator de erro residual para taxa requisitada de 300 kbps.



Fonte: Autoria própria.

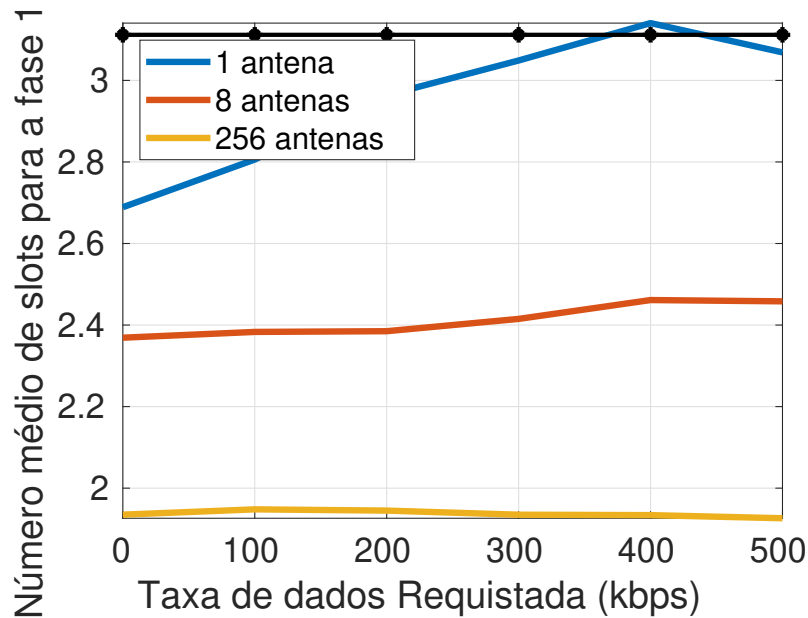
Na Figura 12, as curvas possuem uma tendência a se aproximarem da taxa de inviabilidade de 100% à medida que se aumenta o fator de erro residual. Essa tendência é esperada, dado que o aumento do fator de erro residual permite que os sinais já decodificados interfiram mais nos sinais que ainda serão decodificados. Como consequência, vê-se um aumento na complexidade do problema de otimização, levando a uma redução na capacidade de o *solver* resolver o problema, gerando, portanto, um aumento na taxa de inviabilidade.

Além disso, para um FER de 0.01, as taxas de inviabilidade para todas as antenas são maiores ou aproximadamente iguais a 60%, esse aumento considerável se deve à quantidade de usuários que estamos considerando na configuração do sistema. Como são 5 usuários torna-se difícil garantir que as diferenças de potências dos terminais sejam muito diferentes entre si. Com essa dificuldade aliada ao FER torna-se difícil ou inviável encontrar uma solução para a ordem da fila do processo SIC.

Em relação à segunda métrica, a média de *slots* da primeira fase é um parâmetro que valora a quantidade média de *slots* obtidos na solução do problema em cada repetição de Monte Carlo. É importante ressaltar que os *slots* da primeira fase são alocados para que o PB transfira energia para os terminais móveis. Dessa forma, quanto menor a quantidade de *slots* alocados para a primeira fase, mais tempo sobra no quadro para que os terminais enviem seus dados à estação rádio base. Dessa forma, mais dados podem chegar ao AP. Os resultados dessa métrica

são mostrados na Figura 13.

Figura 13 – Número de slots da fase 1 versus Taxa de dados requisitada para FER = 0.



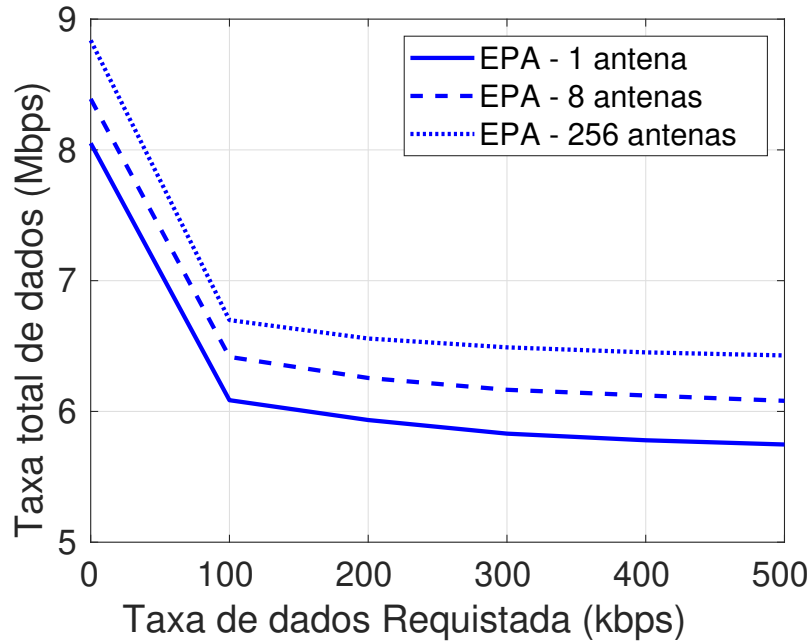
Fonte: Autoria própria.

A Figura 13 mostra a média dos *slots* alocados para a fase de transferência de potência em função da taxa de dados requisitada para um fator de erro residual nulo. Cada curva representa um PB com 1, 8 e 256 antenas. É importante salientar que um fator de erro residual nulo origina cancelamentos completos e perfeitos realizados pelos terminais. Conforme mostrado na Figura 13, um PB com 1 antena tem em média 3 *slots* de tempo, para um PB com 8 antenas são alocados cerca de 2,4 *slots*, e para um PB com 256 antenas, em média, são alocados 1,94 *slots* para a primeira fase. Nota-se, então, que o acréscimo na quantidade de antenas no PB, gera uma redução no número médio de *slots* dedicados à fase de *downlink*. E a redução na quantidade média de *slots* para a fase de transferência de energia gera um ganho em eficiência energética, pois a energia transferida é diretamente proporcional ao tempo de transferência. Além disso, foi calculado o percentil 95% e como resultado 95% dos *slots* dedicados à fase 1 estão abaixo de 3,11 *slots*. A curva do percentil 95% está em preto na Figura 13.

3.2.3 Taxa de dados total atingida para o caso de alocação de potência igualitária (EPA)

Nesta subseção são apresentadas os resultados das taxas de dados total em função das taxas de dados requisitada e do fator de erro residual. Como primeiro resultado, a Figura 14 mostra as taxas de dados total em função da taxa de dados requisitada para cada usuário.

Figura 14 – Taxa total de dados versus Taxa de dados requisitada para FER = 0.01.



Fonte: Autoria própria.

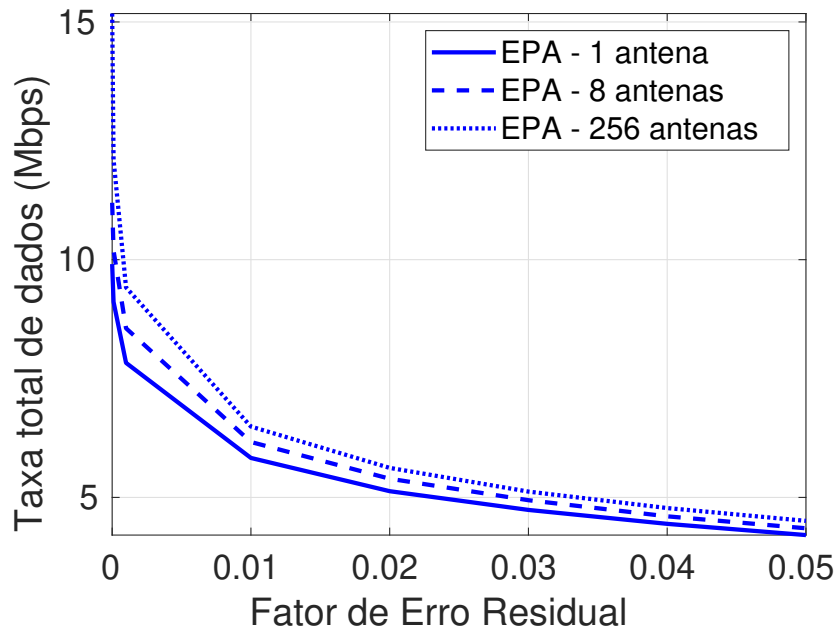
Note que na Figura 14 foi considerada um fator de erro residual igual a 0,01. As curvas em azul, vermelho e amarelo representam a soma das taxas de dados que chegam ao AP para um PB com 1, 8 e 256 antenas. Percebe-se que o uso de EB gera ganhos na capacidade total. Como exemplo, para uma taxa de dados requisitada de 500 kbps, houve um aumento de aproximadamente 13% quando se alterava um PB de 1 antena para outro de 256 antenas. Esse aumento nas taxas totais de dados se deve à solução empregada por EB que conforma e direciona feixes de energia para cada terminal. Dessa maneira, grande parte da energia não é desperdiçada e, por consequência, menos *slots* são utilizados na fase 1 gerando um aumento nas taxas de dados totais.

É importante evidenciar que as taxas de dados também são dependentes do fator de erro residual. Para ilustrar esse comportamento, a Figura 15 apresenta a taxa de dados total no *uplink* em função do fator de erro residual para uma taxa de dados fixa de 300 kbps.

Na Figura 15, percebe-se que as taxas totais de dados decrescem rapidamente quando o FER aumenta. Esse comportamento é esperado, pois o aumento do FER acarreta em uma redução da SINR, e portanto, origina uma atenuação da taxa de dados entregue por cada terminal móvel no *uplink*. Apesar de a estratégia EB ser empregada no PB, percebe-se com clareza que o aumento de antenas no PB gera somente um aumento razoável na vazão de dados.

Para mitigar os efeitos do fator de erro residual e as taxas de dados requisitadas sobre a capacidade total no *uplink*, a utilização da alocação adaptativa de potência é considerada. Para

Figura 15 – Taxa total de dados versus Fator de erro residual para uma taxa requisitada de = 300 kbps.



Fonte: Autoria própria.

isso, no Capítulo 4, o problema é estudado para uma alocação adaptativa de potência para os terminais.

4 ALOCAÇÃO DE POTÊNCIA ADAPTATIVA ENTRE OS FEIXES DE ENERGIA

Este capítulo é dividido em três seções. A Seção 4.1 descreve o problema de otimização e apresenta sua formulação. A Seção 4.2 apresenta o desenvolvimento matemático e a descrição da heurística criada para resolver o problema. E por fim, na Seção 4.3 os resultados obtidos pela heurística proposta são apresentados e analisados.

4.1 Definição do problema de otimização para o caso de alocação de potência adaptativa (APA)

O problema de otimização para o caso de alocação de potência adaptativa para cada usuário difere parcialmente do problema de otimização descrito na Seção 3.1. Naquela seção, foi visto que o problema proposto considerava uma alocação de potência igualitária para todos os terminais, i.e., a potência alocada para um terminal seria P/J , onde P é a potência total transmitida pelo PB, e J é a quantidade de terminais.

Apesar da alocação igualitária de potência entregar altas taxas de dados no *uplink*, conforme visto na Subseção 3.2.3, foi possível perceber que o aumento do Fator de Erro Residual e das taxas de dados requisitadas ocasionava uma redução brusca das taxas de dados totais. Para atenuar essa redução, foi desenvolvido um método de alocação de potência adaptativa.

Neste método, as variáveis de otimização são duas: a primeira, já abordada na Subseção 3.1.2 é $x_{n^e, p}$ que indica a quantidade de *slots* dedicados à primeira fase, n^e , e a permutação do processo SIC, p , para a otimização do problema; já a segunda variável de otimização é o vetor α de dimensão \mathbb{R}^J . A coordenada j desse vetor é uma fração da potência total, P , que será alocada para o terminal j .

Como o problema possui duas variáveis de otimização, uma inteira e outra contínua, ele é definido como um problema de otimização mista. Dessa maneira, a função objetivo é definida como a soma de todas as taxas de dados transmitidas pelos terminais ao AP. As restrições do problema são compostas pela restrição das taxas requisitadas, a de unicidade e existência de n^e e p , a da soma unitária das coordenadas de α e a de que cada coordenada α_j do vetor α é maior ou igual a 0 e menor ou igual a 1.

A primeira restrição indica que a taxa de dados de cada terminal no *uplink* deve ser no mínimo igual a taxa requisitada para o terminal. A segunda restrição indica que o problema só pode ser resolvido quando se encontra n^e e p que resolvem o problema. A terceira restrição indica

que a soma das potências alocadas para os usuários deve ser igual a potência total transmitida pelo PB. E por fim, a quarta restrição indica que a fração de potência alocada para cada terminal sempre estará no intervalo $[0, 1]$.

Definidas as variáveis de otimização, a função objetivo e as restrições do problema, pode-se definir o problema de otimização mista da seguinte maneira, conforme abordado na Equação (4.1).

$$\max_{x_{n^e,p}} \left\{ \sum_{n^e=1}^{N-1} \sum_{p=1}^P \sum_{j=1}^J (r_{j,n^e,p}(\boldsymbol{\varepsilon}) \cdot x_{n^e,p}) \right\}, \quad (4.1a)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{n^e=1}^{N-1} \sum_{p=1}^P (r_{j,n^e,p}(\boldsymbol{\varepsilon}) \cdot x_{n^e,p}) \geq R_j, \quad \forall j \in \mathcal{J}, \quad (4.1b)$$

$$\sum_{n^e=1}^{N-1} \sum_{p=1}^P x_{n^e,p} = 1, \quad (4.1c)$$

$$\sum_{j=1}^J \alpha_j = 1, \quad (4.1d)$$

$$\alpha_j \in [0, 1], \forall j \in \mathcal{J}. \quad (4.1e)$$

A primeira parte do problema de otimização (4.1), mostrada na Equação (4.1a), é a função objetivo. Como $x_{n^e,p}$ é uma variável binária, os somatórios em n^e e p só podem ser realizados sobre o n^e e o p que resolvem o problema de otimização. Já o somatório em j representa a soma das taxas de dados dos terminais na fase 2.

A segunda parte do problema de otimização (4.1) é representada pelas Equações (4.1b), (4.1c), (4.1d) e (4.1e). Dentre elas, destacam-se as Equações (4.1d) e (4.1e) que restringem a nova variável de otimização α . Essa nova variável pertencente ao espaço euclidiano \mathbb{R}^J objetiva entregar potência aos terminais de forma que as restrições sejam satisfeitas e que a função objetivo seja maximizada.

4.2 Heurística proposta

O problema proposto na Equação (4.1) é mais complexo que o problema de otimização da Equação (3.1) que considera o EPA. Essa dificuldade em resolvê-lo é amplificada pela introdução da variáveis reais α_j , pois o problema passa a ser do tipo misto, ou seja, possui variáveis inteiras e variáveis contínuas. Devido a essa complexidade o problema de otimização não é resolvido de maneira exata.

Por causa da complexidade do problema, propõe-se uma heurística para resolver o problema de maneira aproximada. A heurística se baseia em dois princípios:

- A heurística inicia a resolução do problema de otimização fixando os pesos de potência para cada usuário, α_j , como P/J . Dessa forma, o primeiro passo resolve o problema de otimização para o caso EPA e, como resultado, encontra n^e e p .
- Encontrados n^e e p , a otimização passa a ser feita para as variáveis de otimização α_j . Para isso, a função objetivo é aproximada por um hiperplano no ponto $(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_J) = (P/J, P/J, \dots, P/J)$. Esse hiperplano torna-se a nova função objetivo. Assim, com a aproximação, torna-se mais simples a resolução do problema.

Dessa forma, a heurística inicia com o vetor α fixo no ponto $(P/J, P/J, \dots, P/J)$. Daí, o problema de otimização é igual ao problema de otimização da Equação 3.1. Então a resolução do problema é realizada por meio do algoritmo *cplex bilp* que utiliza a técnica de *Branch & Bound*.

Depois de encontradas as variáveis n^e e p , a função objetivo, mostrada na Equação (4.1a), torna-se uma função dependente somente das variáveis, α_j . No entanto, como a função é complexa, é feita uma aproximação de primeira ordem sobre ela. Para realizar essa aproximação, a série de Taylor para o caso de múltiplas variáveis é utilizada.

Para encontrar a função de aproximação, inicialmente, novas variáveis são definidas. Isso permitirá que a função seja escrita de forma mais condensada. Dessa forma, as Equações (4.2) mostram as novas constantes que são definidas somente para facilitarem no desenvolvimento das equações.

$$n^i = N - n^e, \quad (4.2a)$$

$$X = \frac{Bn^i}{N}, \quad (4.2b)$$

$$Y = \frac{\eta n^e P}{n^i}. \quad (4.2c)$$

Após definir as constantes, a função objetivo é mostrada na Equação (4.3). Note que ela é a soma das taxas de dados mostrada na Equação (2.10).

$$R_T = X \sum_{m=1}^J \log_2 \left(1 + \frac{g_m Y \sum_{j=1}^J \alpha_j |\mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_j|^2}{\varepsilon \sum_{k \leq m-1} g_k Y \sum_{j=1}^J \alpha_j |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sum_{k \geq m+1} g_k Y \sum_{j=1}^J \alpha_j |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sigma^2} \right), \quad (4.3a)$$

$$R_T = X \sum_{m=1}^J \log_2 \left(\frac{\varepsilon \sum_{k \leq m-1} g_k Y \sum_{j=1}^J \alpha_j |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sum_{k \geq m} g_k Y \sum_{j=1}^J \alpha_j |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sigma^2}{\varepsilon \sum_{k \leq m-1} g_k Y \sum_{j=1}^J \alpha_j |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sum_{k \geq m+1} g_k Y \sum_{j=1}^J \alpha_j |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sigma^2} \right) \quad (4.3b)$$

É importante ressaltar que m indica a posição de determinado terminal na fila de decodificação do processo SIC. Por exemplo, se a fila de decodificação for $(3, 1, 4, 5, 2)$. Então $m = 1$ representaria o terminal 3, se $m = 2$, então o terminal representado seria o 1 e assim por diante.

Como se deseja fazer uma aproximação de primeira ordem sobre a função mostrada na Equação (4.3), torna-se necessário obter o seu gradiente. Dessa forma, para obter o gradiente da função, faz-se o uso de simplificações. Para isso, algumas partes da função objetivo (4.3) são definidas como outras funções. Por exemplo, a função interna ao logaritmo na Equação (4.3) é definida como mostrado na Equação (4.4).

$$C_1(m) = \frac{\varepsilon \sum_{k \leq m-1} g_k Y \sum_{j=1}^J \alpha_j |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sum_{k \geq m} g_k Y \sum_{j=1}^J \alpha_j |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sigma^2}{\varepsilon \sum_{k \leq m-1} g_k Y \sum_{j=1}^J \alpha_j |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sum_{k \geq m+1} g_k Y \sum_{j=1}^J \alpha_j |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sigma^2} \quad (4.4)$$

Por sua vez a Equação (4.4) pode ser decomposta pela função do seu numerador e do seu denominador. A Equação 4.5 mostra as funções do numerador e do denominador.

$$C_2(m) = \varepsilon \sum_{k \leq m-1} g_k Y \sum_{j=1}^J \alpha_j |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sum_{k \geq m} g_k Y \sum_{j=1}^J \alpha_j |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sigma^2, \quad (4.5a)$$

$$C_3(m) = \varepsilon \sum_{k \leq m-1} g_k Y \sum_{j=1}^J \alpha_j |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sum_{k \geq m+1} g_k Y \sum_{j=1}^J \alpha_j |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sigma^2. \quad (4.5b)$$

Após definir as funções $C_2(m)$ e $C_3(m)$, torna-se importante encontrar as derivadas dessas funções. Essas derivadas auxiliam no desenvolvimento do gradiente. Dessa forma, as derivadas de $C_2(m)$ e $C_3(m)$ são definidas na Equação 4.6.

$$C_4(m, i) = \frac{\partial C_2}{\partial \alpha_i} = \varepsilon \sum_{k \leq m-1} g_k Y |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2 + \sum_{k \geq m} g_k Y |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2, \quad (4.6a)$$

$$C_5(m, i) = \frac{\partial C_3}{\partial \alpha_i} = \varepsilon \sum_{k \leq m-1} g_k Y |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2 + \sum_{k \geq m+1} g_k Y |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2. \quad (4.6b)$$

As derivadas são feitas em relação a variável α_i que é o fator de potência do terminal i . Com as Equações (4.4), (4.5) e (4.6), pode-se encontrar cada componente do vetor gradiente da função objetivo. A componente i do gradiente é mostrada na Equação (4.7).

$$\frac{\partial R_T}{\partial \alpha_i} = \frac{X}{\ln(2)} \sum_{m=1}^J \frac{1}{C_1(m)} \frac{C_4(m, i)C_3(m) - C_2(m)C_5(m, i)}{C_3(m)^2} \quad (4.7)$$

Com as componentes do gradiente encontradas, é possível escrever a função objetivo aproximada. Essa função é mostrada na Equação (4.8).

$$R_{approx}(\vec{\alpha}) = R_T(\vec{\alpha}_0) + \gamma \vec{\nabla}^T (\vec{\alpha} - \vec{\alpha}_0), \quad (4.8a)$$

$$\vec{\nabla} = \left(\frac{\partial R_T}{\partial \alpha_1}, \frac{\partial R_T}{\partial \alpha_2}, \dots, \frac{\partial R_T}{\partial \alpha_J} \right). \quad (4.8b)$$

Dessa forma, a Equação (4.8a) indica a função que será otimizada. É importante citar que o parâmetro γ da função de aproximação é uma constante que pondera o tamanho do passo do produto escalar $\nabla^T (\alpha - \alpha_0)$. Dessa maneira, a procura por novos pesos de potência pode ser ajustada por meio de iterações. Ou seja, esse parâmetro permite que os passos em direção aos melhores α possam ser controlados de forma iterativa por meio de um algoritmo, assim, há um refinamento maior da procura.

Dessa maneira, para encontrar o vetor α que maximiza $R_{approx}(\alpha)$ basta otimizar a função aproximada obedecendo às restrições relacionadas aos pesos de potência que foram abordadas nas Equações (4.1b), (4.1d) e (4.1e).

No entanto, para encontrar a solução do novo problema de otimização é importante que o problema tenha restrições lineares. Além disso, já é conhecido que a função objetivo aproximada é linear, ou seja, é uma função convexa, pois é um hiperplano. Desse modo, para que o problema seja de fácil solução é importante que o problema de otimização seja convexo, pois uma das características mais favoráveis a este tipo de problema é a de que uma solução local é uma solução global.

Para que o problema seja convexo, é necessário também que suas restrições sejam convexas. É sabido que as restrições (4.1d) e (4.1e) são convexas, pois a primeira forma um hiperplano no espaço R^J , ou seja, o conjunto é convexo. Já a restrição 4.1e forma um cubo no espaço R^J , portanto é um conjunto convexo.

Para que o problema seja convexo, também é necessário que a restrição da Equação (4.1b) seja convexa. Para isso, algumas simplificações matemáticas são feitas de modo que fique evidente que a restrição seja escrita como uma desigualdade matricial. A Equação (4.9) apresenta o desenvolvimento da restrição.

$$r_i = R_i. \quad (4.9)$$

Substituindo r_i pela expansão da Equação (2.10), tem-se que:

$$\begin{aligned}
& X \log_2 \left(1 + \frac{g_m Y \sum_{j=1}^J \alpha_j |\mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_j|^2}{\varepsilon \sum_{k \leq m-1} g_k Y \sum_{j=1}^J \alpha_j |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sum_{k \geq m+1} g_k Y \sum_{j=1}^J \alpha_j |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sigma^2} \right) \geq R_i, \\
& \frac{g_m Y \sum_{j=1}^J \alpha_j |\mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_j|^2}{\varepsilon \sum_{k \leq m-1} g_k Y \sum_{j=1}^J \alpha_j |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sum_{k \geq m+1} g_k Y \sum_{j=1}^J \alpha_j |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sigma^2} \geq 2^{\frac{R_i}{X}} - 1, \\
& g_m Y \sum_{j=1}^J \alpha_j |\mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_j|^2 \geq \left(2^{\frac{R_i}{X}} - 1 \right) \times \left(\varepsilon \sum_{k \leq m-1} g_k Y \sum_{j=1}^J \alpha_j |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sum_{k \geq m+1} g_k Y \sum_{j=1}^J \alpha_j |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sigma^2 \right). \tag{4.10}
\end{aligned}$$

É observado que o lado direito da desigualdade mostrada na Equação (4.10) é dependente de α_j . Para evidenciar essa dependência, os somatórios na variável j são comutados com os somatórios na variável k . A equação a seguir ilustra isso.

$$\begin{aligned}
& g_m Y \sum_{j=1}^J \alpha_j |\mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_j|^2 \geq \left(2^{\frac{R_i}{X}} - 1 \right) \times \left(\sum_{j=1}^J \alpha_j \varepsilon Y \sum_{k \leq m-1} g_k |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sum_{j=1}^J \alpha_j Y \sum_{k \geq m+1} g_k |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sigma^2 \right), \\
& g_m Y \sum_{j=1}^J \alpha_j |\mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_j|^2 - \left(2^{\frac{R_i}{X}} - 1 \right) \times \left(\sum_{j=1}^J \alpha_j \varepsilon Y \sum_{k \leq m-1} g_k |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sum_{j=1}^J \alpha_j Y \sum_{k \geq m+1} g_k |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sigma^2 \right) \geq 0, \\
& \sum_{j=1}^J \alpha_j \left[g_m Y |\mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_j|^2 - \left(2^{\frac{R_i}{X}} - 1 \right) \times \left(\varepsilon Y \sum_{k \leq m-1} g_k |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + Y \sum_{k \geq m+1} g_k |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 \right) \right] \geq \left(2^{\frac{R_i}{X}} - 1 \right) \times \sigma^2, \\
& \sum_{j=1}^J \alpha_j \left[-g_m Y |\mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_j|^2 + \left(2^{\frac{R_i}{X}} - 1 \right) \times \left(\varepsilon Y \sum_{k \leq m-1} g_k |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + Y \sum_{k \geq m+1} g_k |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 \right) \right] \leq \left(-2^{\frac{R_i}{X}} + 1 \right) \times \sigma^2. \tag{4.11}
\end{aligned}$$

É perceptível na Equação (4.11) que os pesos de potência α_j são multiplicados por diversas constantes. Desse modo, para simplificar o desenvolvimento matemático, define-se uma constante para toda a expressão que multiplica α_j . Essa constante é definida na Equação (4.12).

$$Z_{j,m} = -g_m Y |\mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_j|^2 + \left(2^{\frac{R_i}{X}} - 1 \right) \times \left(\varepsilon Y \sum_{k \leq m-1} g_k |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + Y \sum_{k \geq m+1} g_k |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 \right). \tag{4.12}$$

É importante ressaltar que a variável $Z_{j,m}$ é dependente de j e de m , isto é, depende do terminal j escolhido e da posição m na fila de decodificação do processo SIC. Com essa definição, pode-se escrever a restrição de maneira mais concisa. A Equação (4.13) mostra isso.

$$\sum_{j=1}^J \alpha_j Z_{j,m} \leq \left(-2^{\frac{R_i}{X}} + 1 \right) \times \sigma^2. \quad (4.13)$$

Como $Z_{j,m}$ depende também de m , pode-se escrever a Equação (4.13) como um sistema de desigualdades matriciais. A Equação (4.14) mostra o sistema matricial.

$$\begin{bmatrix} \sum_{j=1}^J \alpha_j Z_{j,1} \\ \sum_{j=1}^J \alpha_j Z_{j,2} \\ \vdots \\ \sum_{j=1}^J \alpha_j Z_{j,J} \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} \left(-2^{\frac{R_i}{X}} + 1 \right) \times \sigma^2 \\ \left(-2^{\frac{R_i}{X}} + 1 \right) \times \sigma^2 \\ \vdots \\ \left(-2^{\frac{R_i}{X}} + 1 \right) \times \sigma^2. \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Dessa maneira, conforme mostrado na Equação (4.14), os pesos de potência α_j são multiplicados por constantes. Além disso, a restrição $r_i \geq R_i$ resultou em uma restrição linear, pois a restrição formou um sistema matricial de desigualdades. Dessa forma, conclui-se que a restrição é linear, logo forma um conjunto convexo no espaço de busca das variáveis α_j . Portanto, o novo problema de formulação da heurística é convexo.

Assim o problema de otimização torna-se de mais fácil resolução. Portanto, pode-se concluir que o novo problema de otimização é descrito por dois problemas de otimização. O primeiro problema de otimização mostrado na Equação (4.15) é o mesmo problema de otimização do caso EPA abordado na Equação (3.1).

$$\max_{x_{n^e,p}} \left\{ \sum_{n^e=1}^{N-1} \sum_{p=1}^P \sum_{j=1}^J (r_{j,n^e,p}(\mathcal{E}) \cdot x_{n^e,p}) \right\}, \quad (4.15a)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{n^e=1}^{N-1} \sum_{p=1}^P (r_{j,n^e,p}(\mathcal{E}) \cdot x_{n^e,p}) \geq R_j, \quad \forall j \in \mathcal{J}, \quad (4.15b)$$

$$\sum_{n^e=1}^{N-1} \sum_{p=1}^P x_{n^e,p} = 1. \quad (4.15c)$$

Dessa maneira, o problema de otimização (4.15) é resolvido para $(\alpha_1, \dots, \alpha_J) = (P/J, \dots, P/J)$. A resolução do problema de otimização gera n^e e p que otimiza a função objetivo. Para facilitar a escrita desse problema de otimização, a Equação (4.15) será definida como

P_1 . Após obter o valor dessas variáveis, é gerado um problema de otimização convexa. Ele é mostrado na Equação (4.16).

$$\max_{\vec{\alpha}} \{R_{aprox}(\vec{\alpha})\}, \quad (4.16a)$$

$$\text{s.t. } \sum_{j=1}^J \alpha_j Z_{j,m} \leq \left(-2^{\frac{R_j}{X}} + 1\right) \times \sigma^2, \forall m \in \{1, 2, \dots, J\}, \quad (4.16b)$$

$$\sum_{j=1}^J \alpha_j = 1, \quad (4.16c)$$

$$\alpha_j \in [0, 1], \forall j \in \mathcal{J}. \quad (4.16d)$$

Assim, no problema de otimização 4.16, a busca dos α_i que maximizam a taxa é feita sobre um domínio e função objetivo convexos. Dessa maneira, a solução do problema local implica na solução do problema global. Além disso, para facilitar a escrita desse problema de otimização, a Equação (4.16) será definida como P_2 . O pseudocódigo da heurística proposta é mostrado no Algoritmo (1).

Algoritmo 1: Heurística proposta

```

 $\alpha_0 = (P/J, P/J, \dots, P/J) \in \mathbb{R}^J$ 
 $n^{e*}, p^* = \text{argmax}_{n^e, p} (P_1)$ 
 $\gamma = 0,01$ 
 $Reps = 20$  (Quantidade de repetições)
 $Counter = 1$  (Variável de auxílio de loop)
while Counter < Reps do
   $R_{aprox}(\alpha) = R_T(\alpha_0) + \gamma \nabla^T(\alpha - \alpha_0)$ 
   $\alpha_f = \text{argmax}_{\alpha} (P_2)$ 
   $\alpha_0 = \alpha_f$ 
   $Reps = Reps + 1$ 
end while
retorna  $n^{e*}, p^*, \alpha_f$ 

```

O Algoritmo (1) apresenta o pseudocódigo da heurística proposta. Esse algoritmo expõe os passos necessários para resolver os dois problemas de otimização apresentados. É importante ressaltar dois parâmetros empíricos da heurística, eles são γ que pondera os passos em direção à solução subótima e $Reps$ que indica a quantidade dos passos necessários até a convergência. Esses parâmetros foram escolhidos empiricamente através das simulações e permitiram que a convergência ocorresse de maneira mais rápida.

Para obter n^{e*} e p^* é utilizado o *solver cplexbilp* que utiliza o algoritmo *Branch & Bound* para resolver o problema de otimização. É importante citar que, caso não seja possível encontrar uma solução para o problema, ocorre *outage*. Logo, a heurística não resolveria o problema de otimização.

Não ocorrendo *outage*, a resolução do problema de otimização convexo mostrada no Algoritmo (1) seria feita pelo *solver fmincon* que é nativo do MATLAB. Esse *solver* resolve problemas com restrições de otimização não linear.

No entanto, um ponto fundamental a ser considerado é o caso em que a *fmincon* não consegue resolver o problema de otimização. Neste caso, a solução entregue pela heurística é a solução do problema para o caso EPA. Dessa forma, pode-se concluir que as taxas de inviabilidade para a heurística proposta são iguais às taxas de inviabilidade para o caso EPA.

4.3 Resultados e análises

Este capítulo é dividido em duas subseções. A Subseção 4.3.1 resume os resultados das métricas (taxa de inviabilidade e número médio de *slots* para a fase 1) em função do fator de erro residual e da taxa de dados requisitada para os terminais. E por fim, a Subseção 4.3.2 apresenta os resultados das taxas de dados totais para os casos EPA e APA.

4.3.1 Análise de desempenho para o caso APA

Durante a simulação para o caso APA foram utilizadas as mesmas configurações abordadas na Tabela 1. Além disso, para a pesquisa dos pesos de potência foi utilizado um $\gamma = 0,01$ e uma quantidade máxima de iterações igual a 20.

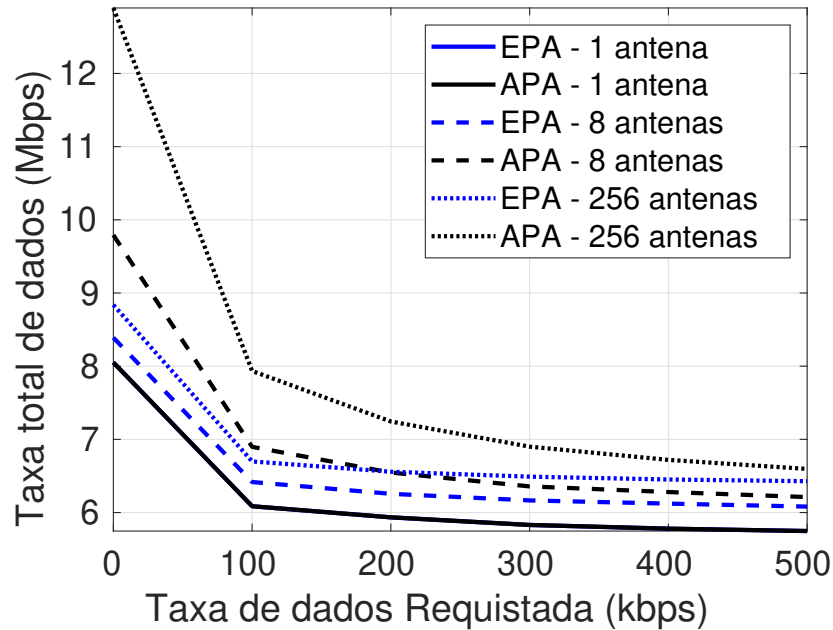
É importante citar que a heurística proposta mantém as mesmas taxas de inviabilidade do caso EPA. Dessa forma, as Figuras 11 e 12 mostram os gráficos da taxa de inviabilidade em função da taxa de dados requisitada e do fator de erro residual, respectivamente. Além disso, a métrica 'número médio de *slots* para a fase 1' em função da taxa de dados requisitada é a mesma para a heurística e para o caso EPA. O gráfico dessa relação está na Figura 13.

4.3.2 Taxa de dados total atingida para o caso APA

A solução do novo problema de otimização proposto gera taxas de dados totais maiores do que as taxas de dados totais para o caso EPA. Para evidenciar isso, a Figura 16

apresenta a taxa total de dados em função da taxa de dados requisitada.

Figura 16 – Taxa total de dados versus Taxa de dados requisitada para $FER = 0.01$ (Caso APA).



Fonte: Autoria própria.

A Figura 16 mostra a taxa total de dados no *uplink* em função da taxa de dados requisitada homogênea para cada terminal. Além disso, as curvas são plotadas para um $FER = 0,01$, para 1, 8 e 256 antenas e para os casos APA e EPA. Na figura, para o caso de 1 antena no PB, as taxas totais de dados para os casos EPA e APA são iguais. A causa desse comportamento, é o impedimento do uso de *energy beamforming* que, com somente um antena, não é capaz de criar feixes de energia. Dessa maneira, as taxas para o caso de 1 antena no PB são iguais.

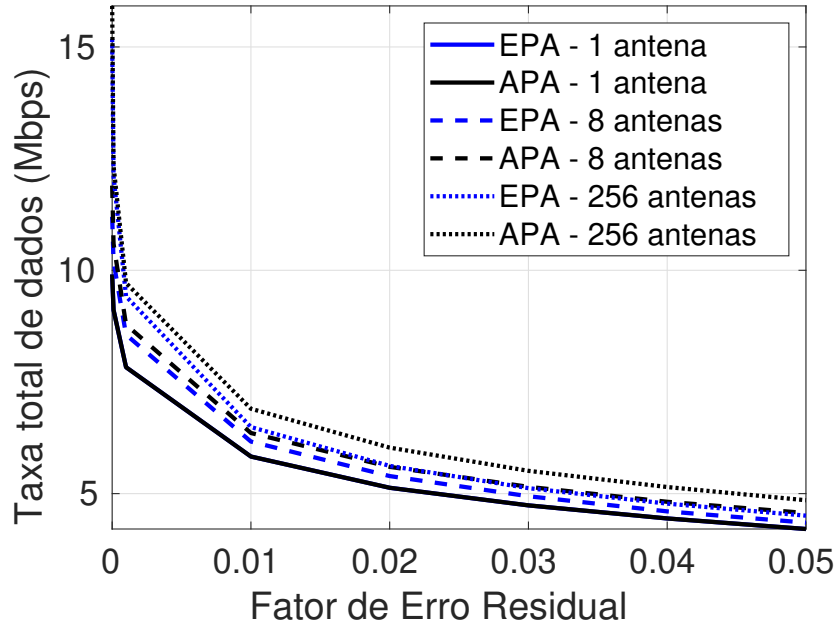
É importante ressaltar que o APA sempre gera uma taxa total de dados maior ou igual ao EPA quando se considera a mesma quantidade de antenas no PB. Além disso, para uma taxa de dados requisitada nula, o ganho na taxa total de dados quando se compara a configuração APA-256 antenas com EPA-256 antenas é de aproximadamente 44,4%. Já para a configuração APA-8 e EPA-8, o ganho é de aproximadamente 25%. Ou seja, o ganho do APA em relação ao EPA tende a ser maior à medida que se utilizam mais antenas no PB.

Também é perceptível que à medida que o problema torna-se mais complexo de se resolver, i.e., as taxas de dados requisitadas começam a aumentar, os ganhos relacionados à quantidade de antenas e aos pesos de potência tornam-se menores. No entanto, ainda para uma taxa de dados requisitada de 500 kbps, a configuração que utiliza mais antenas no PB e faz o uso dos pesos de potência atinge taxas totais de dados maiores que as outras configurações.

Por outro lado, a taxa total de dados também pode ser analisada em função do fator

de erro residual. A Figura 17 mostra a taxa total de dados no *uplink* em função do fator de erro residual para cada terminal. Além disso, as curvas são plotadas para uma taxa de dados requisitada de 300 kbps, para 1, 8 e 256 antenas e para os casos APA e EPA. Novamente, os casos EPA e APA geram resultados iguais para um PB com 1 antena.

Figura 17 – Taxa total de dados versus Fator de erro residual para uma taxa requisitada de 300 kbps (Caso APA).



Fonte: Autoria própria.

Apesar de a utilização de pesos de potência gerar taxas totais de dados maiores do que as das configurações de antena para o caso EPA, ainda assim, os comportamentos das curvas são semelhantes. Isso se deve ao fato de que fixar n^{e*} e p e, depois, resolver o problema para o vetor α altera somente a quantidade de potência levada pelos feixes de energia. Por isso, as curvas tem formato semelhante.

5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este capítulo é dividido em duas seções. A Seção 5.1 aborda as contribuições e limitações do trabalho apresentado. Já a Seção 5.2 aborda as ideias que podem ser, no futuro, aplicadas a este estudo.

5.1 Contribuições e limitações do trabalho

Neste trabalho foram estudados os impactos da alocação de potência igualitária e adaptativa em uma rede *Wireless Powered Communication Network* (WPCN) que emprega *Non Orthogonal Multiple Access* (NOMA), *Energy Beamforming* (EB) e *Successive Interference Cancellation* (SIC). No esquema de comunicação proposto, a transferência de energia do *Power Beacon* aos terminais é feita na fase 1 e a transmissão dos dados dos terminais ao ponto de acesso que emprega o processo SIC é realizada na fase 2.

O trabalho tinha como objetivo maximizar a taxa total de dados no *uplink* satisfazendo às restrições de QoS para dois casos distintos: o caso de alocação de potência igualitária (EPA) e o de alocação de potência adaptativa (APA). No primeiro caso, o problema foi resolvido pela técnica de *Branch & Bound* que gerou soluções ótimas. No segundo caso, o problema dividiu-se em dois subproblemas, em que o primeiro era igual ao problema de alocação de potência igualitária e o segundo subproblema era resolvido por meio de uma procura sobre a função objetivo aproximada.

A análise de desempenho dos problemas de alocação de potência igualitária e adaptativa mostraram que a utilização de *Energy Beamforming* e o emprego de múltiplas antenas no *Power Beacon* geravam taxas totais de dados no *uplink* maiores do que as taxas totais de dados de um *Power Beacon* com somente uma antena.

Além disso, os casos EPA e APA originaram taxas totais de dados diferentes entre si. O caso APA gerou taxas totais de dados maiores que as taxas totais de dados geradas pelo caso EPA. Além disso, as taxas de inviabilidade gerada pelos dois casos foram iguais. Ou seja, o caso APA entregou taxas totais maiores e com a mesma eficiência em encontrar soluções do que o caso EPA.

5.2 Perspectivas futuras

Apesar de a utilização da alocação de potência adaptativa superar as soluções encontradas pela alocação de potência igualitária, ainda podemos reduzir a taxa de inviabilidade. Para isso, a substituição de um algoritmo exato para n^e e p deve ser pensada. Um meio para isso é substituir o algoritmo *Branch & Bound* por heurísticas.

Como a ordem de decodificação do processo SIC é importante para garantir a solução dos problemas de otimização formulados, acredita-se que explorar os ganhos de canal no *uplink* e *downlink* de cada terminal possa levar a criação de uma heurística. Por exemplo, poderia ser criada uma fila de prioridades que leva em consideração os ganhos de canal de cada terminal na fase 1 e 2. A fila dos ganhos de canal poderia, por exemplo, ser ordenada de maneira decrescente. Assim, o processo SIC iniciaria do início da fila. Dessa maneira, os sinais dos terminais que têm menor ganho de canal não sofreriam tantas interferências dos sinais dos terminais que têm os maiores ganhos de canal.

Como outras perspectivas futuras, poderíamos mudar a função objetivo gerando problemas de maximização da menor taxa de dados gerada por um terminal, por exemplo. Portanto, criando um problema de otimização *max-min*.

REFERÊNCIAS

- AGARWAL, K.; AGARWAL, K.; JHA, A. K.; JOSHI, I. Intelligence and internet of things with 5G technology: Application and development. In: **2022 International Conference on Electronics and Renewable Systems (ICEARS)**. [S. l.]: IEEE, 2022.
- ALSABA, Y.; RAHIM, S. K. A.; LEOW, C. Y. Beamforming in wireless energy harvesting communications systems: A survey. **IEEE Communications Surveys Tutorials**, v. 20, n. 2, p. 1329–1360, 2018.
- ARAGÃO, H. V. B.; CASTRO, P. V. M.; LIMA, C. A. de A.; LIMA, F. R. M.; MELO, J. de O. Impacto de sic imperfeito em sistemas wpcn-noma com garantias de qos. In: **2021 XXXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais**. [S. l.: s. n.], 2021.
- BENJEBBOUR, A.; SAITO, K.; LI, A.; KISHIYAMA, Y.; NAKAMURA, T. Non-orthogonal multiple access (noma): Concept, performance evaluation and experimental trials. In: **2015 International Conference on Wireless Networks and Mobile Communications (WINCOM)**. [S. l.: s. n.], 2015. p. 1–6.
- BENJEBBOUR, A.; SAITO, K.; LI, A.; KISHIYAMA, Y.; NAKAMURA, T. Non-orthogonal multiple access (NOMA): Concept and design. In: **Signal Processing for 5G**. John Wiley & Sons, Ltd, 2016. p. 143–168. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/9781119116493.ch7>.
- BI, S.; ZENG, Y.; ZHANG, R. Wireless powered communication networks: an overview. **IEEE Wireless Communications**, v. 23, n. 2, p. 10–18, 2016.
- BJORNSON, E. **GitHub**. 2021. Accessed on March 29, 2023. Disponível em: https://github.com/emilbjornson/multiple_antenna_communications/blob/main/Lecture1.pdf.
- BOYD, S.; VANDENBERGHE, L. **Convex Optimization**. Cambridge, England: Cambridge University Press, 2004.
- CASTRO, P. V. M.; LIMA, F. R. M. Impacto da formatação de feixes de energia e sic imperfeito em sistemas wpcn-noma com garantias de qos. In: **2022 XL Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais**. [S. l.: s. n.], 2022.
- CHEPTRI, L.; BERA, R. A comprehensive survey on internet of things (IoT) toward 5G wireless systems. **IEEE Internet Things J.**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 7, n. 1, p. 16–32, jan. 2020.
- Diamantoulakis, P. D.; Pappi, K. N.; Ding, Z.; Karagiannidis, G. K. Wireless-powered communications with non-orthogonal multiple access. **IEEE Trans. on Wireless Commun.**, v. 15, n. 12, p. 8422–8436, 2016.
- DIGGAVI, S.; AL-DHAHIR, N.; STAMOULIS, A.; CALDERBANK, A. Great expectations: the value of spatial diversity in wireless networks. **Proceedings of the IEEE**, v. 92, n. 2, p. 219–270, Feb 2004. ISSN 1558-2256.
- DO, D.-T.; LE, T. A.; NGUYEN, T. N.; LI, X.; RABIE, K. M. Joint impacts of imperfect csi and imperfect sic in cognitive radio-assisted noma-v2x communications. **IEEE Access**, v. 8, p. 128629–128645, 2020.

- FRIIS, H. A note on a simple transmission formula. **Proceedings of the IRE**, v. 34, n. 5, p. 254–256, May 1946. ISSN 2162-6634.
- IBM. IBM ILOG CPLEX Optimizer. In: . [S. n.], 2021. Disponível em: <http://www-01.ibm.com/software/integration/optimization/cplex-optimizer/>.
- ISLAM, S. M. R.; AVAZOV, N.; DOBRE, O. A.; KWAK, K.-s. Power-domain non-orthogonal multiple access (noma) in 5g systems: Potentials and challenges. **IEEE Communications Surveys Tutorials**, v. 19, n. 2, p. 721–742, 2017.
- JONSSON, P.; SVENNINGSSON, R.; MÖLLER, R.; CARSON, S. Ericsson mobility report. **Ericsson**, p. 1–36, 2023.
- LAND, A. H.; DOIG, A. G. An automatic method of solving discrete programming problems. **Econometrica**, JSTOR, v. 28, n. 3, p. 497, jul. 1960. Disponível em: <https://doi.org/10.2307/1910129>.
- LI, F. Intelligent agricultural monitoring system based on lot. In: **2022 IEEE 6th Information Technology and Mechatronics Engineering Conference (ITOEC)**. [S. l.]: IEEE, 2022.
- LIANG, K.; ZHAO, L.; ZHENG, G.; CHEN, H.-H. Non-uniform deployment of power beacons in wireless powered communication networks. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, v. 18, n. 3, p. 1887–1899, 2019.
- LIM, H.; HWANG, T. User-centric energy efficiency optimization for miso wireless powered communications. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, v. 18, n. 2, p. 864–878, 2019.
- MATLAB. **MATLAB version: 9.12.0 (R2016a)**. Natick, Massachusetts, United States: The MathWorks Inc., 2016. Disponível em: <https://www.mathworks.com>.
- MELO, J. de O.; SOUSA, R. E. de; LIMA, F. R. M. Qos guarantees in noma-based wireless powered mobile communications. In: **2020 XXXVIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais**. [S. l.: s. n.], 2020.
- NASIR, I. M.; BIBI, A.; SHAH, J. H.; KHAN, M. A.; SHARIF, M.; IQBAL, K.; NAM, Y.; KADRY, S. Deep learning-based classification of fruit diseases: An application for precision agriculture. **Comput. Mater. Contin.**, Computers, Materials and Continua (Tech Science Press), v. 66, n. 2, p. 1949–1962, 2021.
- NEMHAUSER, G. L.; WOLSEY, L. A. Chapter VI integer programming. In: **Handbooks in Operations Research and Management Science**. Elsevier, 1989. p. 447–527. Disponível em: [https://doi.org/10.1016/s0927-0507\(89\)01007-8](https://doi.org/10.1016/s0927-0507(89)01007-8).
- RUSSELL, S. J. **Artificial intelligence a modern approach**. [S. l.]: Pearson Education, Inc., 2010.
- SANISLAV, T.; MOIS, G. D.; ZEADALLY, S.; FOLEA, S. C. Energy harvesting techniques for internet of things (iot). **IEEE Access**, v. 9, p. 39530–39549, 2021.
- SHALEV-SHWARTZ, S.; BEN-DAVID, S. Stochastic gradient descent. In: _____. **Understanding Machine Learning: From Theory to Algorithms**. [S. l.]: Cambridge University Press, 2014. p. 150–166.

SU, X.; YU, H.; KIM, W.; CHOI, C.; CHOI, D. Interference cancellation for non-orthogonal multiple access used in future wireless mobile networks. **EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking**, Springer Science and Business Media LLC, v. 2016, n. 1, set. 2016. Disponível em: <https://doi.org/10.1186/s13638-016-0732-z>.

WANG, T.; VANDENDORPE, L. Successive convex approximation based methods for dynamic spectrum management. In: **2012 IEEE International Conference on Communications (ICC)**. [S. l.: s. n.], 2012. p. 4061–4065.

WILHELM, V. E. **Algoritmo Branch and Bound-BB**. 2023. https://docs.ufpr.br/~volmir/PO_II_06_Branch_and_Bound.pdf.

WINSTON, W. **Operations Research: Applications and Algorithms**. Cengage Learning, 2022. ISBN 9780357907818. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=Y9NYEAAAQBAJ>.

WOLSEY, L. A. **Integer Programming**. Nashville, TN: John Wiley & Sons, 1998. (Wiley Series in Discrete Mathematics and Optimization).

YAN, C.; HARADA, A.; BENJEBBOUR, A.; LAN, Y.; LI, A.; JIANG, H. Receiver design for downlink non-orthogonal multiple access (noma). In: **2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring)**. [S. l.: s. n.], 2015. p. 1–6. ISSN 1550-2252.