



INSTITUTO  
UNIVERSITÁRIO  
DE LISBOA

---

Um projeto de sistema de comunicações com reconhecimento de contexto para a banda THz

João Miguel Rocha Praia

Mestrado em Engenharia de Telecomunicações e Informática,

Orientador(a):

Dr. Nuno Manuel Branco Souto, Professor Associado (com  
Agregação),  
ISCTE-IUL

Co-Orientador(a):

Dr. Marco Alexandre dos Santos Ribeiro, Professor Auxiliar,  
ISCTE-IUL

Novembro, 2021

Departamento de Ciências e Tecnologias da Informação

Um projeto de sistema de comunicações com reconhecimento de contexto para a banda THz

João Miguel Rocha Praia

Mestrado em Engenharia de Telecomunicações e Informática,

Orientador(a):

Prof. Doutor Nuno Manuel Branco Souto, Professor Associado (com Agregação),  
ISCTE-IUL

Co-Orientador(a):

Prof. Doutor Marco Alexandre dos Santos Ribeiro, Professor Auxiliar,  
ISCTE-IUL





## **Agradecimentos**

Nesta secção, gostaria de aproveitar a oportunidade para expressar os meus sinceros agradecimentos a todos aqueles que contribuíram diretamente ou indiretamente para a realização desta dissertação.

Em primeiro lugar gostaria de agradecer ao meu orientador e coorientador, Professor Nuno Souto e Professor Marco Ribeiro, pela sua contínua ajuda, orientação, paciência e conhecimento que tornaram este trabalho possível.

Aos meus pais e irmão agradeço por todo o seu apoio, não apenas durante o meu percurso académico, mas em todas as etapas da minha vida. Sem o seu amor, força e confiança depositada em mim, nada disto seria possível.

Um especial obrigado à minha namorada, por todo o seu interesse em ouvir as minhas preocupações e dúvidas. Obrigado pela ajuda e coragem que me deste todos os dias.

Agradeço também ao Instituto de Telecomunicações (IT) por me proporcionar condições e ferramentas para a realização deste trabalho.

Por último, quero agradecer aos meus familiares e amigos pelo suporte, amizade e companhia ao longo desta etapa.



## Resumo

As comunicações na banda Terahertz (THz) são consideradas uma tecnologia crucial para a transmissão de dados a velocidades ultra-elevadas em sistemas de comunicação sem fios da futura geração. As extensas larguras de banda disponíveis nas frequências de THz têm o custo de graves perdas de propagação e limitações de potência, o que resulta em distâncias de comunicação muito curtas. Superfícies inteligentes reconfiguráveis (RIS) são uma tecnologia promissora para ultrapassar esta limitação uma vez que têm capacidade para moldar as ondas THz, ajustando adequadamente as mudanças de fase. Esta dissertação foca-se no estudo de um sistema eficaz em contexto de ambiente para as comunicações sem fio THz.

Na presente dissertação concebemos um sistema de comunicação sem fios ultra-massivo de múltiplas entradas e saídas (UM-MIMO) assistido por RIS. Para maximizar a taxa alcançável do sistema, e ao mesmo tempo que se lida com a grande configuração de problemas que é típica dos sistemas UM-MIMO assistidos por RIS, é desenvolvido um algoritmo de gradiente proximal acelerado (APG) de baixa complexidade para o cálculo das mudanças de fase dos elementos do RIS. Também se considera a pré-codificação híbrida, a qual é necessária para tornar viável a implementação de comunicações UM-MIMO nos THz, e avalia-se a incidência de não-idealidades que são típicas na implementação prática do sistema.

Os resultados numéricos demonstram que quanto maior o RIS maior taxa de dados o sistema alcança, e que o mesmo deve ficar situado na vizinhança do recetor ou do transmissor. A eficácia do algoritmo proposto também é comprovada, mesmo quando se considera a quantização realista das mudanças de fase discretas e o conhecimento imperfeito do canal.

**Palavras-chave:** Comunicações Terahertz (THz); superfícies inteligentes reconfiguráveis (RIS); taxa alcançável; ultra-massivo múltiplas-entradas múltiplas-saídas (UM-MIMO).





## Abstract

Terahertz (THz)-band communications are considered a crucial technology for ultrahigh data rate transmission in future-generation wireless communication systems. The extensive available bandwidths at THz frequencies come at the cost of severe propagation losses and power limitations, which results in very short communication distances. Reconfigurable intelligent surfaces are a promising technology to overcome this limitation as they can be used to shape THz waves by adequately adjusting the phase shifts. This dissertation focuses on the study of an effective system for THz wireless communications environment.

In this dissertation, we design a RIS-assisted ultra-massive multiple-input multiple-output (UM-MIMO) wireless communication system. To maximize the achievable rate of the system, while coping with the large problem setting that is typical in RIS-aided UM-MIMO systems, a low complexity accelerated proximal gradient (APG) algorithm is developed for computing the phase-shifts of the RIS elements. We also consider the adoption of hybrid precoding which is necessary for viable UM-MIMO THz implementations and evaluate the impact of non-idealities that are typical in practical implementations of the system.

Numerical results demonstrate that the larger the RIS is, the higher data rate the system achieves, and that it should be located in the vicinity of the receiver or transmitter. The effectiveness of the proposed algorithm is also proven, even when considering realistic quantization of discrete phase shifts and imperfect channel knowledge.

**Keywords:** Terahertz (THz) communications; reconfigurable intelligent surface (RIS); achievable rate; ultra-massive multiple-input multiple-out (UM-MIMO).



# Índice

<b>Agradecimentos</b> .....	iii
<b>Resumo</b> .....	v
<b>Abstract</b> .....	vii
<b>Índice</b> .....	ix
<b>Índice de Figuras</b> .....	xi
<b>Índice de Algoritmos</b> .....	xiii
<b>Lista Abreviaturas e Siglas</b> .....	xv
<b>Capítulo 1 - Introdução</b> .....	1
1.1. Motivação e Enquadramento.....	1
1.2. Objetivos .....	2
1.3. Métodos de Investigação.....	2
1.4. Estrutura e Organização .....	3
1.5. Contribuições .....	4
1.6. Notações.....	4
<b>Capítulo 2 - Revisão da Literatura</b> .....	5
2.1. A caminho do 6G .....	5
2.2. Comunicações Terahertz .....	7
2.3. Superfícies Inteligentes Reconfiguráveis .....	9
2.3.1. Arquitetura de um RIS.....	10
2.3.2. Meta-Superfícies Reconfiguráveis .....	11
2.3.3. Características e Aplicações dos RIS .....	12
2.4. Sistema UM-MIMO assistido por RIS.....	14
2.4.1. Modelo do Sinal.....	16
2.4.2. Mudanças de Fases Discretas .....	16
2.4.3. Estimação de Canais.....	17

<b>Capítulo 3 - Comunicações THz Assistidas por Superfície Inteligente Reconfigurável..</b>	19
3.1. Introdução.....	19
3.2. Modelo do Sistema.....	19
3.3. Otimização da Matriz de Mudança de Fase .....	22
3.3.1. Formulação do Problema.....	22
3.3.2. Método Proximal Gradiente Proposto .....	23
3.4. Quantização.....	25
3.5. Pré-codificação híbrida .....	26
<b>Capítulo 4 - Análise e Discussão dos Resultados.....</b>	29
4.1. Desenvolvimento do Simulador .....	29
4.2. Resultados numéricos.....	30
4.2.1. Potência de Transmissão fixa e Distância variável .....	30
4.2.2. Potência de Transmissão variável e Distância Fixa.....	37
4.2.3. Relação Sinal-Ruído (SNR) variável e Distância Fixa.....	41
<b>Capítulo 5 - Conclusões e Trabalho Futuro .....</b>	45
5.1. Conclusões .....	45
5.2. Trabalho Futuro.....	46
<b>Referências Bibliográficas.....</b>	49
<b>Anexos .....</b>	53
Anexo A - Artigo: Phase Shift Design for Reconfigurable Intelligent Surface Assisted THz Communications.....	54

## Índice de Figuras

Figura 1 - Requisitos de desempenho para 6G, como um avanço inovador do 5G, retirado de [9].....	7
Figura 2 - Ilustração do Espectro Eletromagnético, retirado de [12].....	8
Figura 3 - Arquitetura de um RIS, retirado de [17] .....	10
Figura 4 - Um caso típico de utilização de RIS, retirado de [4] .....	13
Figura 5 - Ilustração de um sistema UM-MIMO, adaptado de [27] .....	15
Figura 6 - Um sistema UM-MIMO assistido por RIS constituído por uma BS, um utilizador e um RIS com $N_{RIS}$ elementos refletoras. ....	20
Figura 7 - Diagrama de blocos do sistema com pré-codificação híbrida baseada em [43] .....	27
Figura 8 - Taxa alcançável versus distância entre BS-Utilizador para vários algoritmos .....	31
Figura 9 - Taxa alcançável do APG proposto para vários elementos no RIS versus distância entre BS-Utilizador .....	32
Figura 10 - Taxa alcançável do APG proposto para o caso de mudanças de fase discretas versus distância entre BS-Utilizador, considerando $N_{RIS} = 81$ . ....	33
Figura 11 - Taxa alcançável do APG proposto para o caso de mudanças de fase discretas versus distância entre BS-Utilizador, considerando $N_{RIS} = 576$ . ....	33
Figura 12 - Taxa alcançável do APG proposto para o caso de mudanças de fase discretas com cálculo de RIS quantizado ao longo das iterações, considerando $N_{RIS} = 81$ . ....	34
Figura 13 - Taxa alcançável do APG proposto para o caso de estimação perfeita/imperfeita versus distância entre BS-Utilizador, considerando $N_{RIS} = 81$ . ....	35
Figura 14 - Taxa alcançável do APG proposto para implementações híbridas versus distância entre BS-Utilizador, considerando $N_{RIS} = 81$ . ....	36
Figura 15 - Taxa alcançável do APG proposto versus Potência transmitida na BS, considerando $T_x-R_x = 10$ e RIS a 1m do emissor.....	38
Figura 16 - Taxa alcançável do APG proposto versus Potência transmitida na BS, considerando $T_x-R_x = 10$ e RIS a 5m do emissor.....	38
Figura 17 - Taxa alcançável do APG proposto versus Potência transmitida na BS, considerando $T_x-R_x = 10$ e RIS a 1m do recetor.....	39
Figura 18 - Taxa alcançável do APG proposto versus Potência transmitida na BS, considerando $T_x-R_x = 40$ e RIS a 1m do emissor.....	40

Figura 19 - Taxa alcançável do APG proposto versus Potência transmitida na BS, considerando Tx-Rx = 40 e RIS a 1m do recetor.....	40
Figura 20 - Desempenho BER para vários elementos no RIS .....	41
Figura 21 - Desempenho BER para o caso de estimação perfeita/imperfeita.....	42
Figura 22 - Desempenho BER para diferentes valores máximos de iteração, considerando $N_{RIS} = 256$ .....	43

## Índice de Algoritmos

<b>Algoritmo 1</b> - <i>Accelerated Proximal Gradient</i> (APG).....	25
<b>Algoritmo 2</b> - Algoritmo de pré-codificação híbrido iterativo (ADMM) baseado em [43] ....	28





## Lista de Abreviaturas e Siglas

5G	-	Quinta Geração
6G	-	Sexta Geração
ADMM	-	<i>Alternating Direction Method of the Multipliers</i>
AEs	-	Elementos de Antena
A-GD	-	<i>Adaptive Gradient Descent</i>
AM	-	<i>Alternating Minimization</i>
APG	-	<i>Accelerated Project Gradient</i>
AoA	-	Ângulo de Chegada
AoD	-	Ângulo de Partida
BS	-	Estação Base
CSI	-	Informação do Estado do Canal
EE	-	Eficiência Energética
FD	-	<i>Full-duplex</i>
FPGA	-	<i>Field-Programmable Gate Array</i>
HD	-	<i>Half-duplex</i>
IoE	-	Internet de Tudo
IoT	-	Internet das Coisas
IRS	-	Superfícies Refletoras Inteligentes
LIS	-	Superfície Inteligente Extensa
LoS	-	Propagação em Linha de Vista
MIMO	-	Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas
NLoS	-	Propagação sem Linha de Vista

PIN	-	Positivo-Intrínseco-Negativo
RF	-	Frequência-rádio
RIS	-	Superfícies Inteligentes Reconfiguráveis
SDN	-	Redes definidas por Software
SE	-	Eficiência Espectral
SG	-	Geometria Estocástica
SNR	-	Relação Sinal/Ruído
SP	-	Processamento de sinal
SVD	-	Decomposição em Valores Singulares
SE	-	Eficiência Espectral
THz	-	Terahertz
UE	-	Equipamento do Utilizador
UM-MIMO	-	Ultra-Massivo MIMO
VLC	-	Comunicações de Luz Visível





## **Introdução**

### **1.1. Motivação e Enquadramento**

Nos atuais sistemas de comunicação sem fios, assiste-se a um aumento revolucionário da taxa de transmissão de dados, resultado da forma de criação, compartilhamento e consumo de novas tecnologias de informação e comunicação inovadoras. Se por um lado, espera-se que o pico da taxa de dados atinja os 10 Gbps na tecnologia de quinta geração (5G) e que continue a aumentar, por outro lado, graças à imersão do paradigma da Internet das Coisas (IoT), prevê-se, até 2025, uma conectividade sem fios omnipresente, que se liga a mais de 38,6 mil milhões de dispositivos [1]. Enquanto o 5G está a ser implementado, os esforços da indústria e do mundo académico começam a virar-se para além do 5G, e a conceptualizar a sexta geração (6G). Prevê-se que o 6G, passe por uma transformação sem precedentes, que o tornará substancialmente diferente das gerações anteriores das comunicações sem fios [2].

A banda dos Terahertz (THz) (0,1-10 THz), contígua do espectro das ondas milimétricas, começa a revelar potencial como uma tecnologia chave para satisfazer as futuras exigências dos sistemas sem fios 6G. Devido à falta de dispositivos THz compactos e eficientes (o denominado “intervalo THz”), as aplicações da banda THz têm sido tradicionalmente restritas às áreas de imagem e deteção. Contudo, na sequência dos recentes avanços na geração, modulação e radiação de sinais THz, começam a ser estudados ambientes de comunicação sem fios baseados na banda THz. Um exemplo disso, é a aplicação de sistemas ultra-massivos de múltiplas entradas e múltiplas saídas (UM-MIMO) nos THz, visto que são capazes de aumentar o alcance da comunicação através da geração de feixes muito diretivos. As frequências THz podem vir a resolver o problema da escassez de espectro e melhorar drasticamente a capacidade do sistema sem fios atual. Mas até ser generalizada a utilização das comunicações THz, diversos desafios precisam ser ultrapassados. Por exemplo, as altas perdas de propagação nas ondas THz, bem como as limitações de potência, resultam em distâncias de comunicação muito curtas. Para além disto, as absorções moleculares dependentes da frequência resultam na divisão da banda, e consequentemente na redução da largura de banda [3].

Uma das formas promissoras de mitigar as grandes limitações nas distâncias de comunicação em sistemas THz, consiste na utilização de superfícies inteligentes reconfiguráveis (RIS). Um RIS é uma superfície com propriedades de dispersão reconfiguráveis em tempo real, por exemplo, amplitude, atraso, polarização, que são controladas para melhorar o desempenho da comunicação. A maioria dos RIS são baseados em meta-superfícies, superfícies bidimensionais, constituídas por matrizes de elementos reconfiguráveis. É considerada uma tecnologia orientada para a criação de ambientes rádio controláveis/inteligentes, personalizando a forma como se propagam as ondas emitidas pelo transmissor até chegarem ao recetor. Portanto, um dos objetivos da utilização de RIS em sistemas UM-MIMO THz, será a reflexão de ondas THz em direções particulares, introduzindo mudanças de fase específicas [4].

## 1.2. Objetivos

O foco deste trabalho é o design de um sistema de comunicação eficaz a operar na banda dos THz, onde são integradas superfícies inteligentes reconfiguráveis (RIS), a fim de combater a severa limitação de distância nesta banda. Para atingir este objetivo, faz-se a integração de um RIS passivo no sistema com a finalidade de maximizar a taxa alcançável e minimizar os erros. Tendo em conta que formular a conceção do RIS resulta num problema de otimização não convexo, são utilizadas ferramentas de otimização convexa para problemas em larga escala. Desta forma obtém-se uma solução aproximada à ótima. A avaliação do desempenho do sistema desenhado é feita com recurso a simulações numéricas exaustivas, tendo em consideração as grandes dimensões e não-idealidades dos sistemas UM-MIMO assistidos por RIS.

## 1.3. Métodos de Investigação

A fim de completar com sucesso a dissertação, o método de investigação que será utilizado está dividido em quatro fases. Este método é cíclico, devido à possibilidade de regressão a uma fase sempre que for necessário, para garantir uma maior fiabilidade dos resultados. As quatro fases são:

- **1ª Fase: Definição dos objetivos.** Esta fase consiste em estudar e definir os objetivos, tendo em conta as tecnologias e métodos a utilizar, formulando o problema de desenho do RIS a solucionar.

- **2ª Fase: Desenvolvimento do sistema.** Nesta fase, o foco será o desenvolvimento do algoritmo para cálculo do RIS e implementação do respetivo simulador utilizando as tecnologias e métodos disponíveis.
- **3ª Fase: Testes e Análise de Resultados.** A terceira fase consiste em testar e analisar os resultados, mas também verificar se tudo corre como esperado ou se existem anomalias, de forma a realizar as alterações possíveis para chegar ao sistema pretendido.
- **4ª Fase: Avaliação.** Nesta quarta e última fase, o sistema final deve ser testado e avaliado.

Sempre que for encontrado algum problema, após ou durante a fase de avaliação, é necessário repetir as duas fases anteriores, para tentar alcançar os objetivos definidos na primeira fase. Só quando todos os objetivos forem alcançados é que o ciclo termina.

## 1.4. Estrutura e Organização

Esta dissertação é composta por cinco capítulos. O primeiro capítulo apresenta a motivação e o para a escolha do tema desta dissertação, assim como os objetivos propostos e a organização do documento.

No segundo capítulo, é apresentada uma revisão da literatura com a finalidade de identificar o que já existe e o que tem sido desenvolvido na investigação internacional relacionada com o tema em estudo. Nomeadamente, identificar as novas tecnologias inerentes ao domínio das comunicações THz e aprofundar o conhecimento sobre as novas superfícies inteligentes reconfiguráveis.

No terceiro capítulo é proposto um sistema UM-MIMO THz que opera num cenário interior, onde uma estação base (BS) transmite para um utilizador com a ajuda de um RIS passivo.

No quarto capítulo são analisados e discutidos os resultados obtidos para o sistema UM-MIMO THz assistido por RIS.

O quinto capítulo é o culminar deste trabalho, onde são aferidas as conclusões do sistema proposto e feitas propostas de trabalho futuro.

## 1.5. Contribuições

O trabalho desenvolvido nesta dissertação resultou na submissão de um artigo para a revista *MDPI Electronics*, no qual é apresentado o modelo proposto e os resultados provenientes da sua implementação. O artigo encontra-se em fase de aceitação com pequenas revisões e está descrito no Anexo A.

Mais especificamente, a contribuição original deste trabalho foi o desenvolvimento de um algoritmo baixa complexidade para o cálculo das mudanças de fase dos elementos do RIS, que tenta maximizar a taxa alcançável do sistema. Os resultados obtidos são vistos com entusiasmo e otimismo, uma vez que a otimização da taxa alcançável em sistemas UM-MIMO permanece na investigação internacional relativamente desconhecida.

## 1.6. Notação

Ao longo da dissertação, a seguinte notação é adotada: Vetores e Matrizes são representados por letras minúsculas e maiúsculas em negrito, respetivamente.  $\mathbb{C}^{a \times b}$  denota o espaço de matrizes com componentes complexos de dimensões  $a \times b$ ,  $(\cdot)^H$  denota a transposição conjugada de um(a) matriz/vetor,  $diag(\mathbf{a})$  é uma matriz diagonal com elementos de  $\mathbf{a}$  na sua diagonal e  $\mathbf{I}_n$  é a matriz identidade de dimensão  $n \times n$ .



## CAPÍTULO 2

# Revisão da Literatura

O capítulo 2 é baseado numa pesquisa e investigação das principais tecnologias e mecanismos que vão permitir a realização do trabalho. Na secção 2.1 aborda-se a evolução das tecnologias sem fios, com destaque na mudança do 5G, para o que poderá ser ou vir a ser toda uma nova tecnologia denominada por 6G. Na secção 2.2 abordam-se as características da banda Terahertz, e as limitações e desafios de comunicações sem fios com ondas Terahertz. Na secção 2.3 aborda-se o tema das Superfícies Inteligentes Reconfiguráveis, como as suas características e aplicações nos sistemas de comunicações sem fio. Na secção 2.4 abordam-se os Sistemas UM-MIMO THz e os trabalhos relacionados com os mesmos.

### 2.1. A caminho do 6G

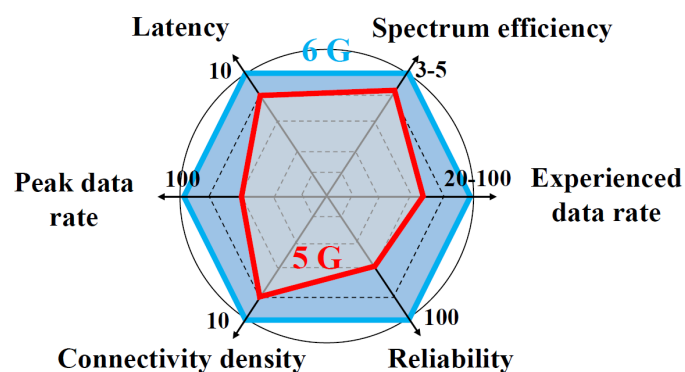
O desenvolvimento das tecnologias sem fio mudou drasticamente a comunicação e interação das pessoas em todo o mundo, tanto em operações comerciais como em funções sociais. Tudo começou em 1980 com a primeira geração de redes de comunicação móvel sem fios (1G), com uma velocidade de 2,4 kilobits por segundo (Kbps) a qual era utilizada apenas para chamadas de voz. Para superar os inconvenientes da primeira geração, foi introduzido em 1990 uma nova tecnologia digital designada por 2G. O 2G, com um aumento de velocidade até 64 Kbps, permitiu adicionar outros serviços às redes telefónicas, como mensagens de texto e mensagens de imagem. No início do milénio foi introduzida a terceira geração, substituindo o 2G. Com uma velocidade de transmissão de 384 Kbps, o 3G permite incorporar redes de acesso à Internet e acrescentou serviços como a videoconferência e o sistema de posicionamento global. Em 2010 é desenvolvida a quarta geração, o 4G, com uma velocidade superior a 100 Mbps sendo possível enviar dados muito mais rapidamente. Cada uma destas tecnologias sem fios tem normas, diferentes capacidades, técnicas e características [5].

O grande sucesso da internet móvel tem sido uma força motriz na evolução das tecnologias sem fio, por isso em 2014 foi publicado [6] que discutia o que seria a quinta geração, e salientava que as tecnologias chave do 5G seriam a densificação da rede, a onda milimétrica e a Arquitetura MIMO. Desde então, o conceito de 5G tem sido gradualmente solidificado, e as principais operadoras e companhias tecnológicas lançaram os seus planos de construção das redes 5G tendo começado a fornecer serviços comerciais em grande escala a partir de 2018 [2], [7]. Apesar de o 5G ter adotado uma estratégia de evolução gradual capaz de fornecer mais e melhores serviços do que o 4G, não existe tecnologia pioneira no 5G. Pode-se concluir que a quinta geração herda os mecanismos fundamentais de melhoria do desempenho desde o 4G, sendo os ganhos de desempenho alcançados através de um maior investimento em recursos espectrais e de hardware [7].

Mas como vivemos numa era digital em crescimento, com a taxa de dados em circulação a acompanhar o mesmo, e surgindo cada vez mais novos desafios e novas tecnologias, torna-se necessário um sistema sem fios de sexta geração, o 6G, cuja conceção é inerentemente adaptada aos requisitos das aplicações IoE e às tendências tecnológicas que acompanham as mesmas [8].

Como podemos observar na Figura 1, na passagem do 5G para o 6G, têm como relevância seis aspetos de melhoria disruptiva, nomeadamente [9]:

- 1 Tbps de taxa de pico de dados;
- Até 10 Gbps de taxa de dados para os utilizadores;
- Latência inferior a 0.1 ms;
- Eficiência do espectro de 100 bps/Hz;
- Enorme densidade de conectividade com mais de  $10^3$  dispositivos por  $100 \text{ m}^2$ .



Performance requirements	Peak data rate	Experienced data rate	Latency	Reliability	Spectrum efficiency	Connectivity density
5G	0.01 Tbit/s	0.1-0.5 Gbit/s	1 ms	99.9999%	30 bps/Hz	10 <sup>2</sup> devices/100m <sup>2</sup>
6G	1 Tbit/s	10 Gbit/s	0.1 ms	99.99999%	100 bps/Hz	10 <sup>3</sup> devices/100m <sup>2</sup>

Figura 1 - Requisitos de desempenho para 6G, como um avanço inovador do 5G, retirado de [9]

Entre todos os trabalhos tecnológicos relacionados com o 6G, as comunicações Terahertz (THz), a inteligência artificial (IA) e as superfícies inteligentes reconfiguráveis (RIS) são os que mais interesse e atração despertam na comunidade científica. São encaradas como mudanças de paradigma e tecnologias revolucionárias nas comunicações sem fios [7].

O foco desta dissertação será precisamente nas comunicações Terahertz e nas superfícies inteligentes reconfiguráveis.

## 2.2. Comunicações Terahertz

O espectro de frequências das comunicações sem fio tem vindo a expandir-se continuamente, numa tentativa de satisfazer as exigências cada vez maiores da largura de banda. Enquanto as comunicações na banda milimétrica são implementadas no 5G, espera-se que as comunicações na banda Terahertz desempenhem um papel essencial na futura sexta geração (6G) e mais além [10]. As comunicações THz são capazes de suportar simultaneamente taxas de dados mais elevadas (até cerca de 1 Tbps) e redes mais densas (em direção aos milhares de milhões de dispositivos interligados). Mas durante muitos anos, a falta de tecnologias de dispositivos compactos e energeticamente eficientes que sejam capazes de gerar, modular, detetar, e desmodular sinais THz, limitou a viabilidade de utilizar esta gama de frequências para

comunicações. No entanto, progressos notórios nas tecnologias eletrônicas, fotônicas e de dispositivos plasmônicos inovadores estão a fechar o denominado intervalo de THz [11].

Sendo conhecida como o “intervalo THz” durante muitos anos, a banda Terahertz refere-se a ondas eletromagnéticas com frequências entre 100 GHz e 10 THz, situando-se entre as frequências milimétricas e as infravermelhas, como podemos observar na Figura 2 [12].

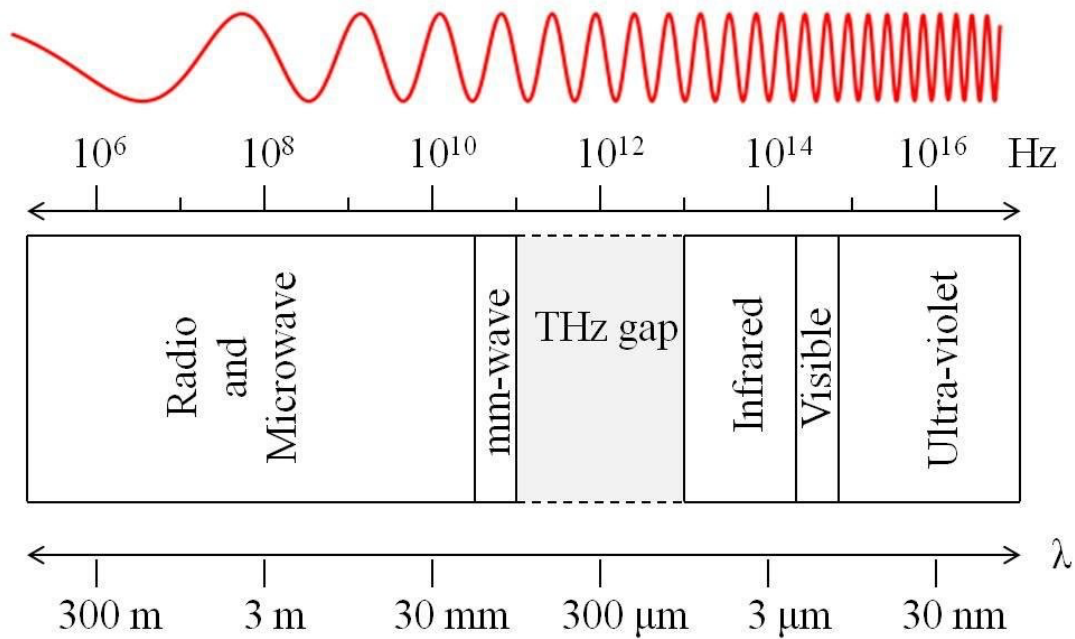


Figura 2 - Ilustração do Espectro Eletromagnético, retirado de [12]

As ondas THz podem explorar o espectro disponível para alcançar uma taxa de dados de Tbps sem técnicas adicionais de melhoria da eficiência espectral, ao contrário das comunicações na banda milimétrica, pelo que se torna fundamental o estudo mais aprofundado das primeiras. Além disso, devido aos comprimentos de onda mais curtos, os sistemas THz podem suportar uma maior direccionalidade da ligação e são menos suscetíveis à difração e interferência entre antenas. Por outro lado, em comparação com as comunicações de luz visível (VLC), os sinais THz não são tão afetados em relação a questões de alinhamento, luz ambiente, condições climáticas, como névoa, turbulência, e o mesmo em relação à variação espaço-temporal da intensidade da luz. As comunicações THz podem assim complementar tanto a onda milimétrica como a VLC, fornecendo caminhos quase-óticos alternativos. No entanto, devido à absorção significativa de vapor de água acima de 1 THz, naturalmente, poderá sempre existir uma lacuna para as comunicações sem fios no extremo superior da banda THz [9].

Mas o grande desafio deste tipo de comunicações está na severa limitação da distância da banda THz, já que as ondas THz são capazes de transportar uma maior quantidade de dados, mas não se propagam tanto como as ondas milimétricas. Por conseguinte, para transmitir sinais com um comprimento de onda muito pequeno, são necessárias antenas com uma área efetiva muito reduzida, o que facilita projetar antenas direcionais de alto ganho necessárias para compensar a limitação de distância. Estas antenas podem ser antenas fixas ou arranjos de antenas com milhares de elementos, graças, novamente, ao tamanho muito pequeno das antenas THz de baixo ganho [10].

Contudo, apesar das suas características de propagação quase-ótica, as comunicações THz possuem várias características de micro-ondas que permitem implementar sistemas de comunicação. Portanto, em [3] começam a ser estudadas diversas aplicações das comunicações THz e em [10] os autores centram-se nos problemas clássicos da conceção e modulação de sinais na banda THz. Outro exemplo, é o estudo de uma arquitetura de pré-codificação híbrida *fully-connected* (FC) para os sistemas de comunicação THz sem fios em [13].

### **2.3. Superfícies Inteligentes Reconfiguráveis**

Um dos objetivos mais recentes na investigação de comunicações sem fios é tornar o ambiente inteligente e programável para fins de comunicação. Para este fim, uma abordagem direta é instalar extensas matrizes ativas de elementos de antena (AEs), também conhecidas como extensas superfícies inteligentes (LISs) ativas em paredes interiores e exteriores e noutras estruturas. Esta abordagem é adequada para cenários com comunicações THz, porque com poucas restrições sobre como distribuir antenas por uma superfície, os efeitos de acoplamento mútuo podem ser evitados, e a correlação de canais pode ser reduzida em ambientes com linha de visão (LoS). Além disso, a estimação de canal e o mecanismo de feedback podem ser facilmente conseguidos em configurações LIS ativas, o que é importante para alcançar comunicações THz de baixa latência, como explicam os autores em [14]. Outro exemplo recente da implementação de LIS é descrito em [15] correspondendo ao conceito de superfícies holográficas MIMO. Contudo, é o conceito de RIS passivos que está a ser alvo de grande atenção.

As superfícies inteligentes reconfiguráveis (RIS), também conhecidas como superfícies reflexivas inteligentes (IRS), são normalmente implementadas utilizando matrizes reflexivas ou meta-superfícies definidas por software, que introduzem mudanças de fase nos elementos refletivos, para focar e aumentar a potência dos sinais refletidos e direcionar os feixes para uma direção específica. Tudo isto pode ser alcançado sem a necessidade de esquemas complexos de codificação e decodificação ou sem operações adicionais de frequência-rádio (RF) [10].

### 2.3.1. Arquitetura de um RIS

Neste trabalho iremos focar-nos na implementação de RIS baseados em meta-materiais, que são referidos como meta-superfícies. Um RIS é uma superfície plana que consiste numa matriz de elementos refletivos, em que cada um dos quais pode induzir de forma independente uma mudança de fase adequada no sinal de entrada. Ajustando cuidadosamente as mudanças de fase de todos os elementos refletivos, os sinais podem ser reconfigurados para se propagarem na direção desejada. Devido ao rápido desenvolvimento em meta-materiais, o coeficiente de reflexão para cada elemento pode ser reconfigurado em tempo real para se adaptar ao ambiente dinâmico das comunicações sem fio [16].

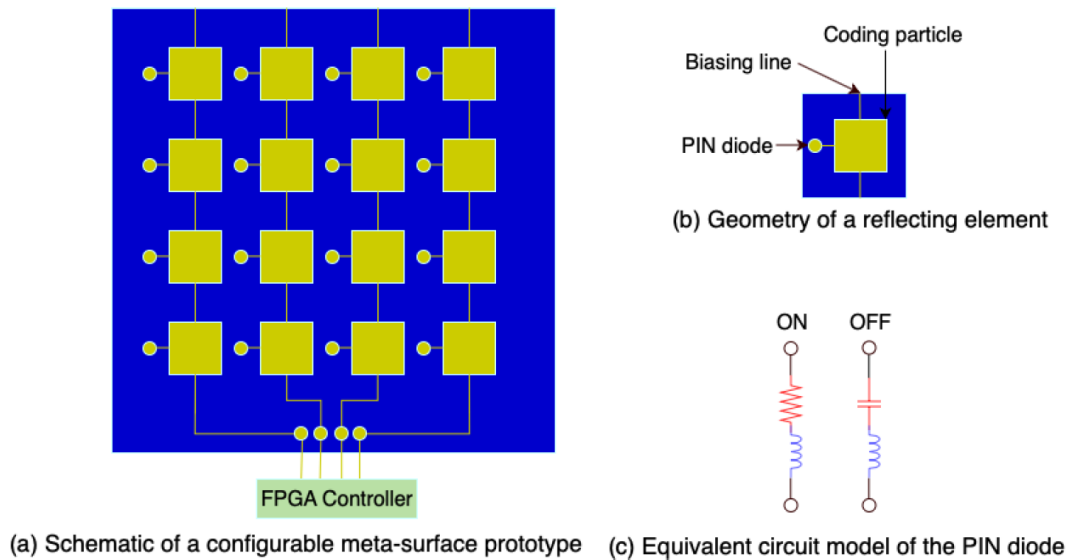


Figura 3 - Arquitetura de um RIS, retirado de [17]

Como podemos observar na Figura 3-(a), uma arquitetura típica de RIS baseado numa meta-superfície, consiste principalmente numa superfície plana e um controlador. A superfície plana divide-se em três camadas. A camada exterior tem um elevado número de elementos refletores impressos num substrato dielétrico para atuar diretamente nos sinais incidentes. A camada do meio é um painel de cobre para evitar fugas de sinal/energia. Por fim, a última camada é uma placa de circuito usada para ajustar os coeficientes de reflexão dos elementos RIS, que é operada por um controlador inteligente, como o *field-programmable gate array* (FPGA).

Num cenário típico previsto para o funcionamento da arquitetura, os coeficientes de reflexão ideais do RIS são calculados na estação base (BS) e, em seguida, enviados para o controlador do RIS através de um link de feedback dedicado. O design dos coeficientes de reflexão depende da informação do estado do canal (CSI) e, portanto, só é atualizado quando a CSI muda, o que numa escala de tempo, dura muito mais tempo do que a duração do símbolo de dados. Portanto, o link dedicado para o controlo é suficiente para a troca de informação de baixa taxa, que pode ser implementado usando materiais simples e de baixo custo, como linhas de cobre ou transdutores sem fios.

A Figura 1-(b) mostra a estrutura de cada elemento refletor, no qual está embutido um díodo Positivo-Intrínseco-Negativo (PIN). O PIN, ao controlar a tensão através da linha de polarização, pode alternar entre o modo “ON” e “OFF” como demonstrado no circuito da Figura 1-(c), que realiza uma diferença de deslocamento de fase em radianos. Para ser possível aumentar o número de níveis de mudança de fase, mais PINs têm de ser integrados em cada elemento, por exemplo se são necessários 16 deslocamentos de fase,  $\log_2 16 = 4$ , logo 4 PINs [16].

### 2.3.2. Meta-Superfícies Reconfiguráveis

Uma meta-superfície é uma matriz de dimensões inferiores ao comprimento de onda formada por partículas de dispersão referidas como meta-átomos ou células unitárias. A sua propriedade única reside na capacidade de moldar ondas eletromagnéticas de diferentes formas [17]. As meta-superfícies podem ser reconfiguráveis ou não. Em meta-superfícies não reconfiguráveis, os meta-átomos têm arranjos estruturais e geométricos fixos, que resultam em interações estáticas com as ondas rádio incidentes que não podem ser modificadas depois de fabricadas. Por sua vez, em meta-superfícies reconfiguráveis, os arranjos dos meta-átomos podem ser modificados e programados com base em estímulos externos. A reconfigurabilidade pode ser

ativada por componentes eletrônicos de mudança de fase, tais como semicondutores ou grafeno, que são utilizados como interruptores ou elementos reativos e resistivos sintonizáveis, como explicado na seção anterior. Mas a principal diferença entre as meta-superfícies estáticas e as reconfiguráveis está no consumo associado de energia. Logicamente, as meta-superfícies estáticas podem ser totalmente passivas, uma vez que não são necessários circuitos eletrônicos ativos. Porém, as meta-superfícies reconfiguráveis só podem ser consideradas quase passivas, já que é sempre necessária alguma energia para controlar os interruptores, e para receber sinais de controle para a sua configuração. Após a meta-superfície ser adequadamente configurada, deixa de ser necessário qualquer fonte de energia dedicada para a transmissão de dados [16]. Assim, o sistema para controlar os meta-átomos e o controlador baseado em redes definidas por software (SDN) como o FPGA, são componentes importantes que afetam a taxa na qual as meta-superfícies são reconfiguráveis.

Este conceito de meta-superfícies reconfiguráveis/programáveis tem sido exemplificado em vários trabalhos, em que a maioria dos faz uso de díodos para funcionamento na faixa dos GHz. No entanto, também estão a aparecer demonstrações a frequências mais elevadas, como na banda milimétrica baseadas em cristais líquidos, e na banda THz baseadas em grafeno [18].

### **2.3.3. Características e Aplicações dos RIS**

Um caso de uso básico de RIS é ilustrado na Figura 4, onde uma BS montada no telhado está a transmitir para um utilizador interior. Existe uma parede espessa entre eles causando perdas relevantes de propagação, no entanto, o sinal pode passar através da janela com apenas algumas pequenas perdas. Dentro da habitação é implementado um RIS para capturar a energia do sinal proporcional à sua área e redifundi-la na forma de um feixe em direção ao recetor. Para garantir, que o feixe é focado em direção ao dispositivo do utilizador, os RIS devem ser reconfiguráveis. Ao utilizar um RIS nesta configuração, a relação sinal/ruído (SNR) pode ser melhorada [4].



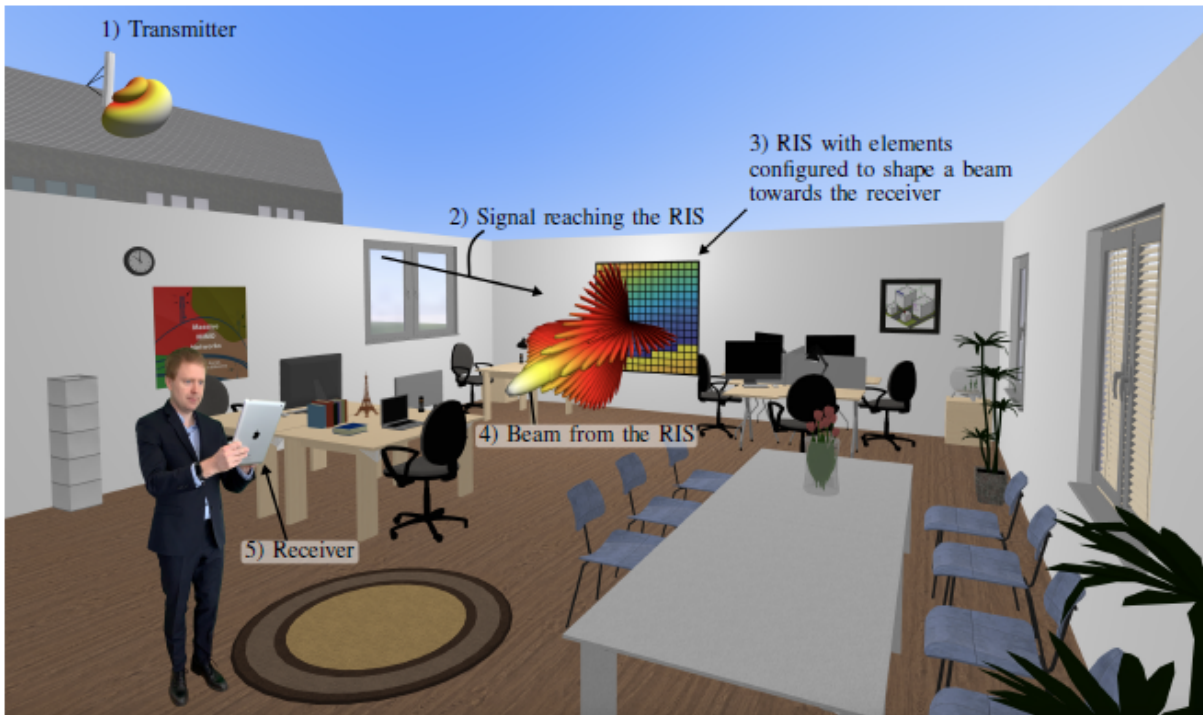


Figura 4 - Um caso típico de utilização de RIS, retirado de [4]

Existem muitos casos de melhorias possíveis com a utilização de RIS nas comunicações sem fio para além de melhorar simplesmente a SNR como ilustrado na Figura 1. É possível mitigar a interferência entre utilizadores multiplexados no mesmo espaço como explicam os autores em [19], ou até mesmo limitar a fuga de sinal fora da área da cobertura pretendida, para não ser possível, por exemplo, haver escutas, aumentando a segurança da rede sem fios (Wireless), como demonstrado em [20]

Os RIS também têm vantagens importantes para implementações práticas. Por exemplo, os elementos refletivos refletem passivamente os sinais recebidos, sem quaisquer operações de processamento de sinal (SP) em que seja preciso hardware de transmissor RF. Assim, em comparação com os transmissores ativos convencionais, os RIS podem operar com custos muito menores de hardware e menor consumo de energia. Devido à natureza passiva dos elementos, é fácil fabricar os RIS com um peso leve e espessura limitada, que podem ser facilmente instalados em paredes, tectos, postes da luz, sinalização, etc. Além disso, um RIS opera naturalmente em modo full-duplex (FD), sem auto-interferência ou propagação de ruído térmico e, portanto, consegue uma maior eficiência espectral quando comparado com um Relay half-duplex (HD) ativo, e ao mesmo tempo tem uma menor complexidade de processamento do sinal do que um Relay FD ativo, pois este último requer um cancelamento sofisticado de auto-interferência [16].

Como argumentam os autores em [17], as superfícies inteligentes reconfiguráveis acabam por fornecer no seu conjunto uma visão diferente e nova do ambiente das comunicações sem fio. Graças à capacidade dos RIS de modulação da frente de onda das ondas rádio ao longo da rede, o ambiente de rede sem fio pode ser personalizado para atender os requisitos do sistema. O ambiente sem fios não deve ser tratado como uma entidade incontrollável, mas sim como parte dos parâmetros de design de rede que estão sujeitos a otimização para oferecer suporte a diversas métricas de desempenho, como taxa, latência, confiabilidade, eficiência energética, privacidade e conectividade massiva. A visão global consiste em reverter objetos e dispositivos com RIS controlados digitalmente, e programá-los, através de sensores e protocolos baseados em SDN, para moldar o ambiente de propagação rádio e satisfazer os requisitos de sistema desejados.

Assim sendo, recentemente surgiram vários trabalhos em sistemas massivos MIMO com RIS para melhorar as comunicações sem fios. Em [21], a otimização da taxa alcançável no sistema demonstra que num ambiente interior, um pequeno número de elementos do RIS pode ser suficiente para permitir que a ligação indireta alcance uma taxa mais elevada do que a ligação direta. Outro exemplo é uma rede auxiliada por RIS concebida em [22], que considera a posição dos utilizadores através da utilização de Geometria Estocástica (SG). Os autores provam que o aumentando o número de antenas na BS ou os elementos do RIS, a eficiência espectral (SE) e a eficiência energética (EE) podem ser melhoradas. Além disso, a distribuição em desvanecimento entre os RIS e os utilizadores tem apenas um ligeiro impacto no desempenho da rede. O estudo em [23] centra-se na maximização da taxa ergódica alcançável do sistema, onde a conceção da matriz de mudança de fase diagonal é obtida através do método *project gradient ascent*. Os resultados demonstram que o algoritmo proposto pode melhorar significativamente o desempenho do sistema MIMO assistido por RIS.

## **2.4. Sistema UM-MIMO assistido por RIS**

Conforme referido anteriormente, a exploração das potencialidades das comunicações THz está estritamente relacionada com o paradigma da utilização de grandes matrizes de antenas em arquiteturas de formação de feixe. Esta situação dá origem aos denominados sistemas UM-MIMO baseados em matrizes ultra-densas de antenas de comprimento de onda sub-milimétrico, que pretendem gerar feixes direcionais com elevados ganhos de matriz, como proposto inicialmente em [24]. Em particular, este design pode conseguir ganhos sem precedentes para

o equipamento do utilizador (UE) em regiões sem linha de visão (NLoS) da BS. Confiando nesta abordagem UM-MIMO, algumas soluções recentes já foram descritas na literatura como em [25] e [26].

Semelhante às comunicações na banda milimétrica, a fim de aliviar o grave problema da atenuação do sinal, as comunicações THz também podem utilizar a pré-codificação híbrida baseada em MIMO. Contudo, a aplicação direta da pré-codificação híbrida resultará num elevado consumo de energia, porque, como é sabido nas comunicações de ondas milimétricas, a pré-codificação de matriz híbrida baseada em matriz de fases requer um grande número de mudanças de fase analógicas para realizar a formação do feixe analógico, e, por consequência este número na comunicação THz será significativamente maior [27]. Assim, para atingir o potencial máximo dos sistemas UM-MIMO é preciso ultrapassar desafios relacionados com o processamento dos sinais no ambiente de comunicações sem fios e com a componente de hardware.

Felizmente, a implementação dos RIS nos sistemas UM-MIMO é uma técnica com potencial para resolver o problema do alto consumo de energia nas comunicações THz. Na Figura 5 é apresentado, a título de exemplo, um sistema correspondente a um ambiente de comunicação UM-MIMO, adaptado de [28]. Neste cenário, a BS e o EU estão equipados com matrizes de antenas UM-MIMO, não são visíveis um para o outro num canal de desvanecimento *Rayleigh*. Contudo, ambos são visíveis para um RIS implementado no ambiente.

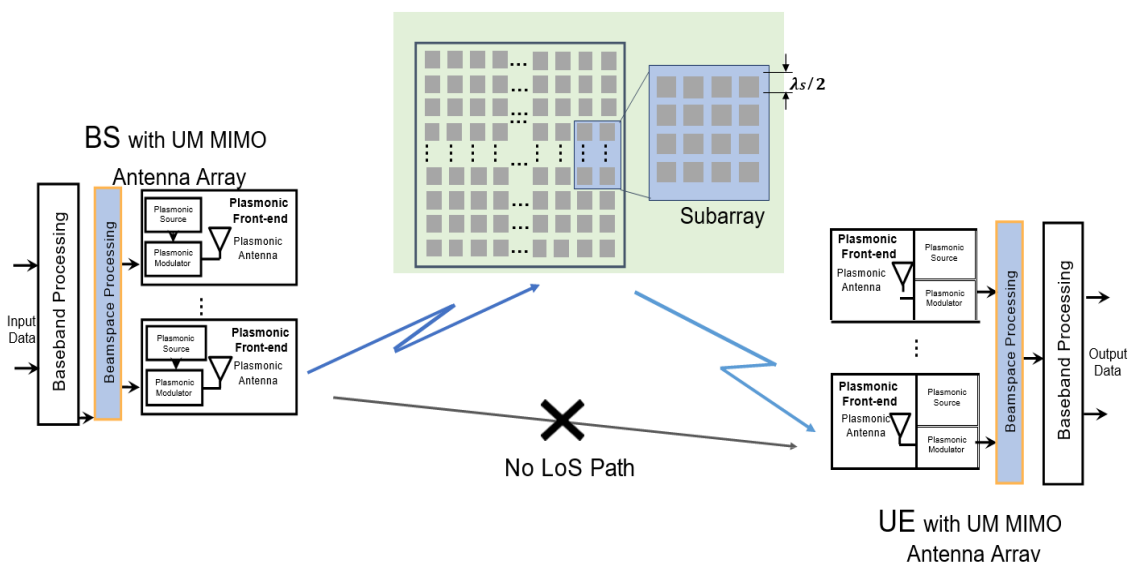


Figura 5 - Ilustração de um sistema UM-MIMO, adaptado de [28]

### 2.4.1. Modelo do Sinal

Como podemos observar na Figura 5, o canal composto da BS para o UE através de cada elemento do RIS é uma concatenação de três componentes, nomeadamente, a ligação BS-RIS, reflexão do RIS e a ligação RIS-UE. Especificamente, cada elemento do RIS recebe os sinais multi-percurso sobrepostos do transmissor, e de seguida dispersa o sinal com amplitude e/ou fase ajustável como se fosse de uma única fonte, conduzindo assim a um modelo de canal “multiplicativo” [29] .

Matematicamente, o sinal refletido pelo  $n^{\text{th}}$  elemento do RIS, denotado por  $y_n$ , é calculado multiplicando o sinal incidente correspondente, denotado por  $x_n$ , por um coeficiente complexo, ou seja

$$y_n = \beta_n e^{j\theta_n} x_n, \quad n = 1, \dots, N_{RIS} \quad (1)$$

onde  $\beta_n \in [0, 1]$  e  $\theta_n \in [0, 2\pi)$  especifica o coeficiente de reflexão que controla a amplitude do sinal refletido (ou atenuação devido à reflexão passiva) e a mudança de fase, respetivamente.  $N_{RIS}$  é o número total de elementos no RIS. Ao ajustar de forma inteligente os coeficientes de reflexão, o RIS pode controlar o sinal refletido para alcançar objetivos diferentes. Por exemplo, para maximizar a potência recebida no utilizador, todos os elementos do RIS devem definir a amplitude de reflexão para o valor máximo de um, i.e.  $\beta_n = 1, \forall n$  para reflexão máxima do sinal e ajustar as fases de forma a que os sinais interfiram de forma construtiva no recetor .

### 2.4.2. Mudanças de Fases Discretas

Embora a contínua sintonia da amplitude de reflexão e mudança de fase de cada elemento do RIS seja certamente vantajoso para aplicações de comunicação, pode não ser uma solução escalável para os sistemas UM-MIMO. Como requer elementos de hardware de design sofisticados e dispendiosos, torna-se desafiante a sua implementação nas comunicações THz. Como tal, para RIS práticos que normalmente têm um grande número de elementos, é mais económico implementar apenas mudanças de fase discretas com um pequeno número de bits de controlo para cada elemento. É possível ter apenas 1-bit para dois níveis (0 ou  $\pi$ ) de mudança de fase [30]. Note-se que tais mudanças de fase discretas e limitadas causam inevitavelmente o desalinhamento dos sinais refletidos nos recetores, e, portanto, resulta em degradação do desempenho.

### 2.4.3. Estimação de Canais

A aquisição de informação sobre o estado do canal (CSI) é uma prioridade para garantir as comunicações sem fios viáveis em redes sem fios 6G [31],[32]. Esta aquisição é feita antes da transmissão de dados. No entanto, a utilização e implementação de RIS nas comunicações sem fios implica alguns desafios críticos para a estimação do canal, especialmente nas comunicações THz. O primeiro desafio está relacionado com a composição dos elementos do RIS. O RIS é composto por elementos refletores passivos, não possui quaisquer componentes ativos, logo não tem capacidade para implementar o processamento do sinal. Assim, é difícil estimar o canal Transmissor-RIS e o canal RIS-Recetor simultaneamente sem transmitir os sinais piloto do lado do RIS. O segundo desafio está relacionado com os elevados números de matrizes de antenas nos sistemas UM-MIMO, uma vez que o elevado número torna necessário estimar muitos parâmetros de canal, implicando uma sobrecarga do piloto extremamente elevada. Por último, os futuros cenários das redes sem fios requerem baixa latência, mas a estimação do canal para o sistema THz com RIS é mais elevada em contraste com o sistema convencional sem RIS [33].

Para tentar ultrapassar estes desafios, diversos estudos têm sido realizados. Por exemplo, em [34] os autores propõem um método baseado na deteção comprimida (CS), aproveitando a natureza esparsa do canal THz, onde otimizam a taxa de dados do sistema MIMO THz auxiliado por RIS com o CSI estimado. Em [35] é convertido o problema de estimação do canal em um problema de reconstrução esparsa, em que é apresentado um método eficiente baseado em *deep learning*, para a estimação nas comunicações THz. De acordo com estes trabalhos de pesquisa, as comunicações THz assistidas por RIS são mais sensíveis às pequenas alterações trazidas pelos coeficientes de canal, tais como o *path gain*, ângulo de chegada (AoA) e ângulo de partida (AoD). Portanto, torna-se fundamental investigar mais profundamente os esquemas de estimação de canais de baixa latência variáveis no tempo, e a sua implementação nos sistemas UM-MIMO THz auxiliados por RIS.



# Comunicações THz Assistidas por Superfície Inteligente Reconfigurável

## 3.1. Introdução

O maior desafio nas frequências de banda THz é a distância de comunicação limitada. Para ultrapassar este problema, são necessários sistemas de antenas direcionais de alto ganho. Além disso, podem ser utilizadas matrizes de RIS para implementar sistemas de comunicação massivo MIMO e ultra-massivo MIMO. Para além dos trabalhos de investigação anteriormente mencionados, as análises do desempenho e da taxa alcançável para os sistemas de comunicação UM-MIMO assistidos por RIS ainda são tratados como um problema em aberto.

Motivados por isto, neste capítulo estudamos o *design* da transmissão para um sistema UM-MIMO THz que opera num cenário interior, onde uma BS transmite para um utilizador com a ajuda de um RIS passivo. Os objetivos são maximizar a taxa alcançável ao longo da distância entre a BS e o utilizador e minimizar os erros no sistema. Para o conseguir e ao mesmo tempo lidar com as grandes dimensões dos sistemas UM-MIMO assistidos por RIS, formulamos a conceção do RIS (isto é, mudanças de fase) como um problema de otimização não convexo e derivamos um algoritmo baseado no *Accelerated Project Gradient* (APG) para o resolver.

## 3.2. Modelo do Sistema

Consideremos um cenário interior UM-MIMO, onde uma estação base com um conjunto de antenas  $N_{tx}$  transmite para um utilizador com um conjunto de antenas  $N_{rx}$  sem uma ligação direta (devido a possíveis obstáculos). Neste caso, a ligação de comunicação é estabelecida com recurso a um RIS com  $N_{RIS}$  elementos, como mostra a Figura 6.

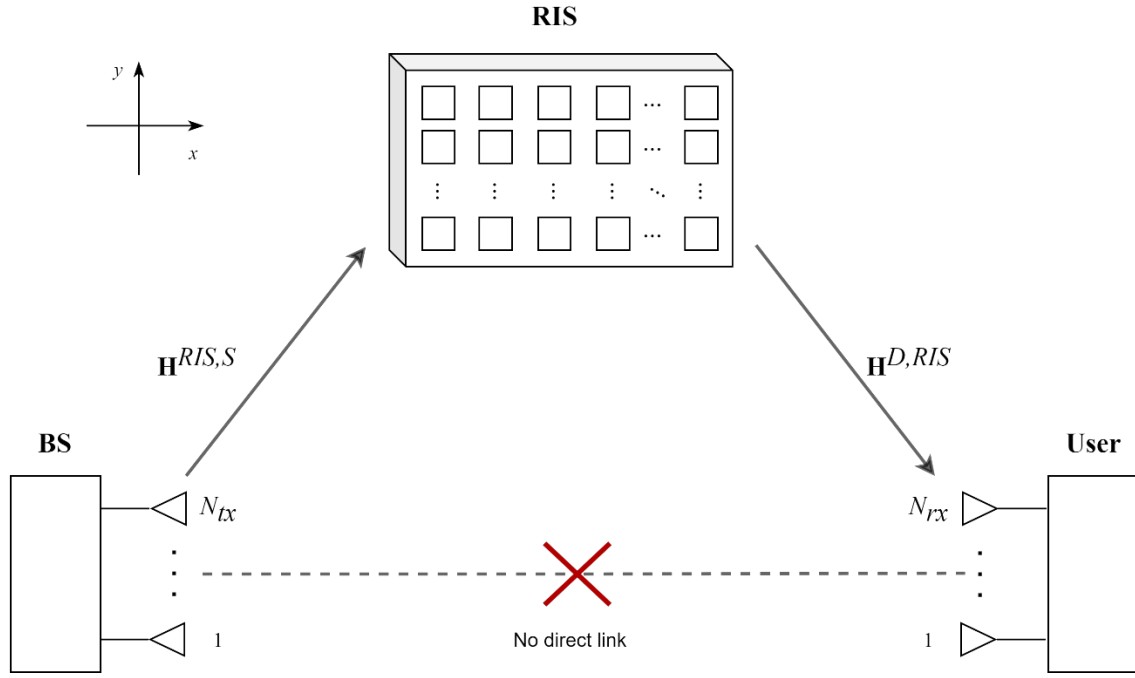


Figura 6 - Um sistema UM-MIMO assistido por RIS constituído por uma BS, um utilizador e um RIS com  $N_{RIS}$  elementos refletores.

Cada transmissão é composta por  $N_s$  simultâneos fluxos de dados que são representados por  $\mathbf{s} = [s_1 \dots s_{N_s}]^T$ , com  $s_i \in \mathbb{C}$  correspondente a um símbolo modulado e  $\mathbb{E}[\|\mathbf{s}\|^2] = N_s$ . O sinal que chega ao utilizador, pode ser modulado como

$$\mathbf{r} = \sqrt{\rho} \mathbf{W}^H \mathbf{H}^{D,RIS} \mathbf{\Phi} \mathbf{H}^{RIS,S} \mathbf{F} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2)$$

onde  $\sqrt{\rho}$  denota a potência por *stream*,  $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N_{tx} \times N_s}$  é a matriz do pré-codificador da BS,  $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N_{rx} \times N_s}$  é a matriz combinada do utilizador,  $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_{rx} \times 1}$  é o vetor de ruído que contém amostras Gaussianas circularmente simétricas independentes com covariância  $\sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_{rx}}$ ,  $\mathbf{H}^{RIS,S} \in \mathbb{C}^{N_{ris} \times N_{tx}}$  é a matriz do canal entre a BS e o RIS e  $\mathbf{H}^{D,RIS} \in \mathbb{C}^{N_{rx} \times N_{ris}}$  é a matriz do canal entre o RIS e o utilizador. A matriz  $\mathbf{\Phi} \in \mathbb{C}^{N_{ris} \times N_{ris}}$  modela o efeito do painel do RIS, tendo uma estrutura diagonal com  $\mathbf{\Phi} = \text{diag}(\boldsymbol{\varphi})$  onde  $\boldsymbol{\varphi} = [\varphi_1, \dots, \varphi_{N_{ris}}]^T$  e  $\varphi_m$  representa a mudança de fase no  $m^{\text{th}}$  elemento do RIS.

Consideramos um modelo de canal geométrico em *clusters* [36], que é habitualmente adotado na literatura de THz [37]. Além disso, assumimos que os canais são constituídos por uma componente LoS, denotada como  $\mathbf{H}_{LOS}^{RIS,S}$  e  $N_{ray}$  caminhos NLoS. Neste caso, podemos escrever que



$$\mathbf{H}^{RIS,S} = \mathbf{H}_{LOS}^{RIS,S} + \sqrt{\frac{\beta_{NLOS}^{RIS,S}}{K_{Rice}}} \sum_{l=1}^{N_{ray}} \alpha_l^{RIS,S} \mathbf{a}_{RIS}(\phi_l^{RIS \leftarrow S}, \theta_l^{RIS \leftarrow S}) \mathbf{a}_S(\phi_l^{S \rightarrow RIS}, \theta_l^{S \rightarrow RIS})^H \quad (3)$$

para o canal entre a BS e o RIS, onde  $\alpha_l^{RIS,S}$  é o ganho complexo do  $l^{\text{th}}$  feixe NLOS (com

$\sum_{l=1}^{N_{ray}} E \left[ \left| \alpha_l^{RIS,S} \right|^2 \right] = 1$ ) e  $\beta_{NLOS}^{RIS,S}$  denota a atenuação do canal NLoS. Assumindo comprimentos de

canal próximos de  $d_{S \leftrightarrow RIS}$ , a atenuação do canal pode ser calculada como

$$\beta_{NLOS}^{RIS,S} = \frac{G_{tx} A_{RIS}}{4\pi (d_{S \leftrightarrow RIS})^2} e^{-k_{abs}(f) d_{S \leftrightarrow RIS}} \quad (4)$$

o que nos permite utilizar o *Rice factor*,  $K_{Rice}$ , para definir o rácio energético entre os componentes LoS e NLoS.

Os vetores  $\mathbf{a}_S(\phi_l^{S \rightarrow RIS}, \theta_l^{S \rightarrow RIS})$  e  $\mathbf{a}_{RIS}(\phi_l^{RIS \leftarrow S}, \theta_l^{RIS \leftarrow S})$  representam o conjunto de antenas de transmissão e as respostas do conjunto do RIS nos ângulos  $(\phi_l^{RIS \leftarrow S}, \theta_l^{RIS \leftarrow S})$  e  $(\phi_l^{S \rightarrow RIS}, \theta_l^{S \rightarrow RIS})$  azimute e elevação, respetivamente. Assumindo a implementação de uma estrutura uniforme plana (UPA), os vetores de direção para o transmissor são dados por

$$\mathbf{a}_S(\phi_l^{S \rightarrow RIS}, \theta_l^{S \rightarrow RIS}) = \begin{bmatrix} 1, \dots, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d_s (p \sin \phi_l^{S \rightarrow RIS} \sin \theta_l^{S \rightarrow RIS} + q \cos \theta_l^{S \rightarrow RIS})}, \\ \dots, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d_s ((\sqrt{N_{tx}} - 1) \sin \phi_l^{S \rightarrow RIS} \sin \theta_l^{S \rightarrow RIS} + (\sqrt{N_{tx}} - 1) \cos \theta_l^{S \rightarrow RIS})} \end{bmatrix}^T \quad (5)$$

$p, q = 0, \dots, \sqrt{N_{tx}} - 1$  são os índices da antena,  $\lambda$  é o comprimento de onda do sinal e  $d_s$  é o espaçamento entre elementos na matriz de transmissão. Os vetores de direção para o RIS e para o recetor,  $\mathbf{a}_{RIS}(\phi_l^{RIS \leftarrow S}, \theta_l^{RIS \leftarrow S})$  e  $\mathbf{a}_D(\phi_l^{D \leftarrow RIS}, \theta_l^{D \leftarrow RIS})$  podem ser definidos usando notação semelhante. Ao admitirmos um padrão normalizado de radiação de potência para as antenas e para os elementos dos RIS ao longo das direções, os componentes do  $\mathbf{H}_{LOS}^{RIS,S}$  podem ser escritos como [38] e [39], ou seja

$$\mathbf{H}_{LOS}^{RIS,S}(n, m) = \sqrt{\frac{G_{tx} A_{RIS}}{4\pi d_{n,m}^2}} e^{-k_{abs}(f) d_{n,m}} e^{-j 2\pi d_{n,m} / \lambda} \quad (6)$$

onde  $d_{n,m}$  representa a distância entre o  $m^{\text{th}}$  elemento da antena de transmissão e o  $n^{\text{th}}$  elemento do RIS,  $G_{tx}$  é o ganho da antena de transmissão,  $A_{RIS}$  é a área do elemento do RIS e  $k_{abs}(f)$  é o coeficiente de absorção molecular na frequência  $f$ .

Com notação similar podemos escrever o canal entre o RIS e o utilizador como

$$\mathbf{H}^{D,RIS} = \mathbf{H}_{LOS}^{D,RIS} + \sqrt{\frac{\beta_{NLOS}^{RIS,S}}{K_{Rice}}} \sum_{l=1}^{N_{ray}} \alpha_l^{D,RIS} \mathbf{a}_D(\phi_l^{D \leftarrow RIS}, \theta_l^{D \leftarrow RIS}) \mathbf{a}_{RIS}(\phi_l^{RIS \rightarrow D}, \theta_l^{RIS \rightarrow D})^H. \quad (7)$$

### 3.3. Otimização da Matriz de Mudança de Fase

#### 3.3.1. Formulação do Problema

Após descrito o modelo do sistema e o modelo do canal na secção anterior, podemos concentrar-nos na formulação do problema, definindo a matriz combinada de canais como

$$\mathbf{H}^{Total}(\boldsymbol{\varphi}) = \mathbf{H}^{D,RIS} \boldsymbol{\Phi} \mathbf{H}^{RIS,S} \quad (8)$$

Com  $\boldsymbol{\Phi} = \text{diag}(\boldsymbol{\varphi})$ . Podemos reescrever o sinal recebido (2) como

$$\mathbf{r} = \sqrt{\rho} \mathbf{W}^H \mathbf{H}^{Total}(\boldsymbol{\varphi}) \mathbf{F} \mathbf{s} + \mathbf{n}. \quad (9)$$

Para limitar a complexidade da implementação, consideramos que o pré-codificador é projetado primeiro com a matriz RIS, sendo otimizada com base neste pré-codificador. Note-se que a projeção proposta também pode ser diretamente alargada a uma abordagem de otimização alternada, recompilando posteriormente a matriz de pré-codificação, seguida de outro cálculo da matriz RIS. Relativamente ao pré-codificador da estação base, consideramos a utilização de um design baseado na Decomposição de Valor Singular (SVD). Neste caso,  $\mathbf{H}^{Total}(\boldsymbol{\varphi})$  decompõe-se em

$$\mathbf{H}^{Total}(\boldsymbol{\varphi}) = \mathbf{U} \boldsymbol{\Lambda} \mathbf{V}^H \quad (10)$$

onde  $\mathbf{U}$  é uma matriz unitária  $N_{rx} \times N_{rx}$ ,  $\boldsymbol{\Lambda}$  é uma matriz diagonal de dimensão  $N_{rx} \times N_{tx}$  e  $\mathbf{V}$  é uma matriz unitária  $N_{tx} \times N_{tx}$ . A matriz do pré-codificador é simplesmente definida como  $\mathbf{F} = \mathbf{V}[:, 1:N_s]$ . É importante salientar que, embora assumindo nesta exposição um pré-codificador totalmente digital, é do nosso conhecimento que o UM-MIMO que opera nas bandas THz deve basear-se em implementações híbridas onde o processamento do sinal é dividido em uma parte digital reduzida e uma parte analógica. No entanto, a configuração híbrida pode ser facilmente obtida através da aproximação direta da matriz pré-codificadora totalmente digital, recorrendo ao produto de uma matriz pré-codificadora digital mais pequena e uma matriz pré-codificadora analógica, tal como descrito em [40] e [41].

Para o cálculo da matriz do RIS, podemos maximizar a taxa máxima alcançável do sistema. Assim, para uma matriz de pré-codificação  $\mathbf{F}$  e assumindo o conhecimento perfeito do canal, a taxa pode ser escrita como

$$R = \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_s} + \frac{\rho}{P_n} \mathbf{F}^H \mathbf{H}^{TotalH}(\boldsymbol{\varphi}) \mathbf{H}^{Total}(\boldsymbol{\varphi}) \mathbf{F} \right) \quad (11)$$

em bits/s/Hz, onde  $P_n$  é a potência de ruído (ou seja,  $P_n = \sigma_n^2$ ).

Finalmente, podemos formular o problema de otimização como

$$\min_{\boldsymbol{\varphi}} -\ln \det \left( \mathbf{I}_{N_s} + \frac{\rho}{P_n} \mathbf{F}^H \mathbf{H}^{TotalH}(\boldsymbol{\varphi}) \mathbf{H}^{Total}(\boldsymbol{\varphi}) \mathbf{F} \right) \text{ subject to } |\boldsymbol{\varphi}| = 1 \quad (12)$$

A restrição  $|\boldsymbol{\varphi}| = 1$  é aplicada elemento a elemento do RIS, assumindo que todos os elementos alcançam a máxima reflexão do sinal. Uma vez que  $\boldsymbol{\varphi}$  tem entradas de magnitude constante, (12) é um problema de otimização não convexo, cuja solução exata não é fácil de encontrar.

### 3.3.2. Método de Gradiente Proximal Proposto

Para resolver o problema de otimização (12) aplicamos o método APG como uma abordagem heurística, a fim de obtermos um algoritmo computacionalmente eficiente para o cálculo da matriz RIS. Em primeiro lugar, reescrevemos (12) como

$$\min_{\boldsymbol{\varphi}} -\ln \det \left( \mathbf{I}_{N_s} + \frac{\rho}{P_n} \mathbf{F}^H \mathbf{H}^{TotalH}(\boldsymbol{\varphi}) \mathbf{H}^{Total}(\boldsymbol{\varphi}) \mathbf{F} \right) + \mathbf{I}_{|\boldsymbol{\varphi}|=1}(\boldsymbol{\varphi}) \quad (13)$$

em que  $\mathbf{I}_{|\boldsymbol{\varphi}|=1}(\boldsymbol{\varphi})$  é a função indicadora definida que retorna zero se  $|\boldsymbol{\varphi}| = 1$  ou  $+\infty$  se não for verdade. Com base na abordagem iterativa descrita em [42], computamos o vetor do ângulo RIS em cada iteração ( $q+1$ ), como a solução do seguinte problema de minimização

$$\boldsymbol{\varphi}^{(q+1)} = \min \left\{ \mathbf{I}_{|\boldsymbol{\varphi}|=1}(\boldsymbol{\varphi}) + \frac{1}{2\mu} \left\| \mathbf{y}^{(q+1)} - \lambda^{(q)} \nabla f(\mathbf{y}^{(q+1)}) - \boldsymbol{\varphi} \right\|^2 \right\} \quad (14)$$

onde  $\lambda^{(q)}$  é o *step size*,  $f(\boldsymbol{\varphi})$  é a função definida como

$$f(\boldsymbol{\varphi}) = -\ln \det \left( \mathbf{I}_{N_s} + \frac{\rho}{P_n} \mathbf{F}^H \mathbf{H}^{TotalH}(\boldsymbol{\varphi}) \mathbf{H}^{Total}(\boldsymbol{\varphi}) \mathbf{F} \right) \quad (15)$$

e  $\nabla f(\mathbf{y}^{(q+1)})$  denota o gradiente de  $f(\cdot)$ . Constata-se que o gradiente é dado por

$$\nabla f(\mathbf{y}^{(q+1)}) = -\text{diag} \left( (\mathbf{H}^{RIS,S})^H \left[ \mathbf{I}_{N_{rx}} + \mathbf{H}^{Total}(\mathbf{y}^{(q+1)}) \mathbf{F} \mathbf{F}^H \right] \right)$$

$$\mathbf{H}^{Total} \left( \mathbf{y}^{(q+1)} \right)^{-1} \times \mathbf{H}^{Total} \left( \mathbf{y}^{(q+1)} \right) \mathbf{F} \mathbf{F}^H \left( \mathbf{H}^{RIS,S} \right)^H \quad (16)$$

Relativamente a  $\mathbf{y}^{(q+1)}$ , corresponde a combinação linear de dois pontos anteriores,  $\boldsymbol{\varphi}^{(q)}$  e  $\boldsymbol{\varphi}^{(q-1)}$ , nomeadamente

$$\mathbf{y}^{(q+1)} = \boldsymbol{\varphi}^{(q)} + \boldsymbol{\omega}^{(q)} \left( \boldsymbol{\varphi}^{(q)} - \boldsymbol{\varphi}^{(q-1)} \right) \quad (17)$$

com  $\boldsymbol{\omega}^{(q)}$ , representando um parâmetro de extrapolação que pode ser calculado como

$$\boldsymbol{\omega}^{(q)} = \frac{q}{q+3}. \quad (18)$$

Neste momento estamos em condições de reescrever a equação (14) em

$$\boldsymbol{\varphi}^{(q+1)} = \text{prox}_{\mu \mathbf{I}(\cdot)_{[\cdot]=1}} \left( \mathbf{y}^{(q+1)} - \lambda^{(q)} \nabla f \left( \mathbf{y}^{(q+1)} \right) \right) \quad (19)$$

ou seja, aplicamos o operador proximal a  $\boldsymbol{\varphi}^{(q+1)}$ , sendo calculado como a projeção sobre o conjunto de vetores cujos elementos têm módulo igual a 1, obtendo-se

$$\boldsymbol{\varphi}^{(q+1)} = \left( \mathbf{y}^{(q+1)} - \lambda^{(q)} \nabla f \left( \mathbf{y}^{(q+1)} \right) \right) \oslash \left[ \mathbf{y}^{(q+1)} - \lambda^{(q)} \nabla f \left( \mathbf{y}^{(q+1)} \right) \right]. \quad (20)$$

Nesta expressão  $\oslash$  corresponde a uma divisão elemento por elemento Hadamard. O *step size* exigido em (20) pode ser encontrado através um procedimento de pesquisa de linha. Neste trabalho, adotamos o proposto em [43]. Algoritmo 1 resume todas as etapas do método proposto.

---

**Algoritmo 1: Accelerated Proximal Gradient (APG)**

---

```
1: Input:  $\boldsymbol{\varphi}^{(0)}, \lambda^{(0)}$ 
2: for  $q=0, \dots, Q-1$  do
3:    $\mathbf{y}^{(q+1)} = \boldsymbol{\varphi}^{(q)} + \boldsymbol{\omega}^{(q)} (\boldsymbol{\varphi}^{(q)} - \boldsymbol{\varphi}^{(q-1)})$ 
4:    $\lambda = \lambda^{(q)}$ 
5:   repeat
6:      $\boldsymbol{\psi} = \left( \mathbf{y}^{(q+1)} - \lambda^{(q)} \nabla f(\mathbf{y}^{(q+1)}) \right) \oslash \left[ \mathbf{y}^{(q+1)} - \lambda^{(q)} \nabla f(\mathbf{y}^{(q+1)}) \right]$ 
7:      $\hat{f}(\boldsymbol{\varphi}) = -\ln \det \left( \mathbf{I}_{N_s} + \mathbf{F}^H \mathbf{H}^{TotalH}(\mathbf{y}^{(q+1)}) \mathbf{H}^{Total}(\mathbf{y}^{(q+1)}) \mathbf{F} \right)$ 
            $+ \mathbf{F}^H(\mathbf{y}^{(q+1)}) (\boldsymbol{\psi} - \mathbf{y}^{(q+1)}) + \frac{1}{2\lambda} \left\| \boldsymbol{\psi} - \mathbf{y}^{(q+1)} \right\|^2$ 
9:     if  $f(\boldsymbol{\psi}) \leq \hat{f}(\boldsymbol{\psi})$ 
10:       break;
11:     else
12:        $\lambda = \beta \lambda$  (with  $\beta \in ]0, 1[$ )
13:     end
14:   end
15:    $\lambda^{(q+1)} = \lambda$ 
16:    $\boldsymbol{\varphi}^{(q+1)} = \boldsymbol{\psi}$ 
17: end for
```

---

### 3.4. Quantização

Como descrito anteriormente, o algoritmo APG proposto assume mudanças de fase contínuas na matriz diagonal de mudança de fase  $\boldsymbol{\Phi}$ . Porém, na prática, devido à limitação de hardware nos sistemas assistidos por RIS [29], os elementos do RIS só podem suportar níveis finitos de mudanças de fase. Denotando  $N_b$  como o número de bits utilizados na quantização para os RIS, então o número de níveis de fase disponíveis é  $2^{N_b}$ . Para simplificar, assumimos que os valores

discretos das mudanças de fase são obtidos por quantização de intervalos uniformes  $[0, 2\pi)$ .

Neste caso, o problema de otimização do RIS (12), deve ser modificado para

$$\begin{aligned} \min_{\boldsymbol{\varphi}} \quad & -\ln \det \left( \mathbf{I}_{N_s} + \frac{\rho}{P_n} \mathbf{F}^H \mathbf{H}^{TotalH}(\boldsymbol{\varphi}) \mathbf{H}^{Total}(\boldsymbol{\varphi}) \mathbf{F}^H \right) \\ \text{subject to } \quad & \varphi_i \in \left\{ e^{\frac{2\pi}{2^{N_b}} i} \right\}, \quad i = 0, \dots, 2^{N_b} - 1 \end{aligned} \quad (21)$$

Ou seja, continuamos a impor que a norma dos elementos em  $\boldsymbol{\varphi}$  seja um, mas agora limitamos

os possíveis valores de mudança de fase a  $\varphi_i \in \left\{ e^{\frac{2\pi}{2^{N_b}} i} \right\}, \quad i = 0, \dots, 2^{N_b} - 1$ .

O Algoritmo 1 pode ser diretamente adaptado a esta nova restrição alterando (20) para uma projeção de um determinado ponto num conjunto de mudanças de fase discretas, o que equivale ao cálculo da distância mínima entre o ponto e todos os valores possíveis do conjunto. Contudo, verificámos numericamente que o Algoritmo 1 apresenta melhor desempenho se assumirmos mudanças de fase contínuas quando calculamos as iterações internas e, apenas calcularmos a projeção sobre o conjunto de mudanças de fase discretas no final. Por esse motivo, adotamos esta configuração quando consideramos a quantização.

### 3.5. Pré-codificação híbrida

Para tentarmos atingir eficiências espectrais próximas do modelo já existente totalmente digital, introduzimos uma arquitetura de pré-codificação híbrida baseada em [44], como podemos observar na Figura 7. Assim, substituímos o sinal que chega ao utilizador em (2) por

$$\mathbf{r} = \sqrt{\rho} \mathbf{W}^H \mathbf{H}^{D,RIS} \boldsymbol{\Phi} \mathbf{H}^{RIS,S} \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (22)$$

onde o vetor-símbolo  $\mathbf{s}$  é primeiro pré-codificado por uma matriz de pré-codificação de banda de base  $\mathbf{F}_{BB} \in \mathbb{C}^{N_{RF} \times N_s}$ , seguido de uma etapa de pré-codificação RF com mudanças de fase analógicas representadas por uma matriz  $\mathbf{F}_{RF} \in \mathbb{C}^{N_{ix} \times N_{RF}}$ . Ao assumirmos uma estrutura totalmente ligada, quando uma cadeia RF se liga a todas as antenas, todos os elementos da matriz  $\mathbf{F}_{RF}$  passam a ter a mesma magnitude. Neste caso a taxa em (11) pode ser substituída por

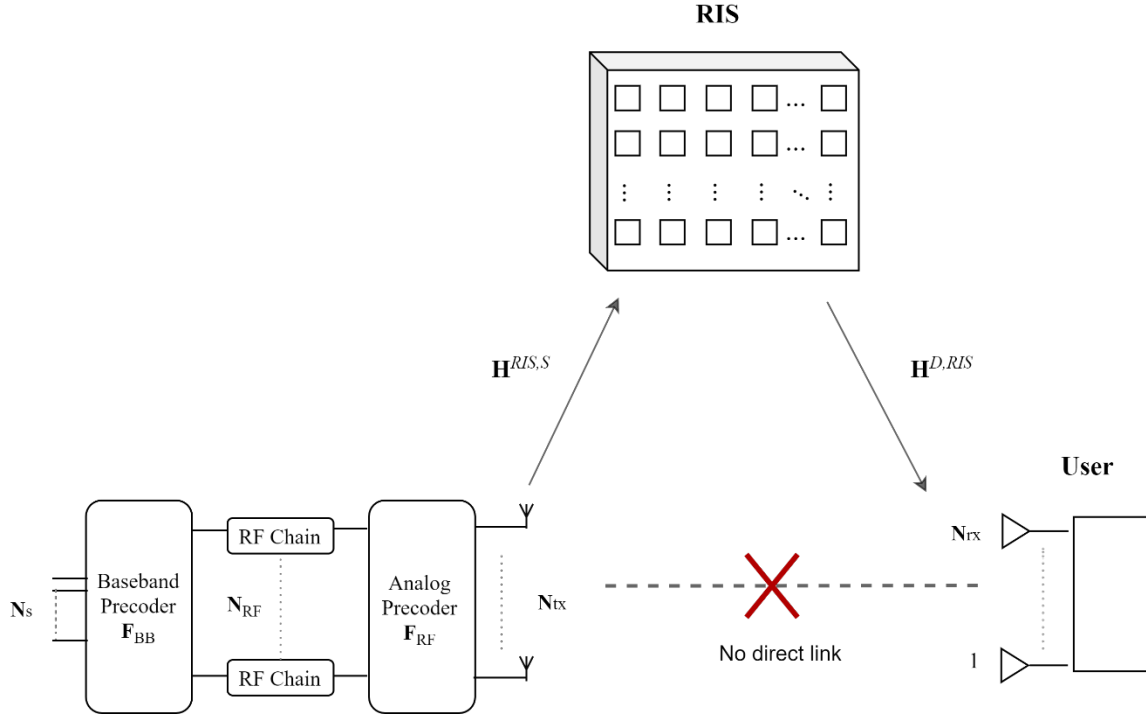


Figura 7 - Diagrama de blocos do sistema com pré-codificação híbrida baseada em [44]

$$R = \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_s} + \frac{\rho}{P_n} \mathbf{F}_{RF}^H \mathbf{F}_{BB}^H \mathbf{H}^{TotalH}(\boldsymbol{\varphi}) \mathbf{H}^{Total}(\boldsymbol{\varphi}) \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \right) \quad (23)$$

Admitindo que os parâmetros do sistema e do canal ( $N_{tx}$ ,  $N_{rx}$ ,  $N_{RF}$ , ...) são tais que permitem a conceptualização de  $\mathbf{F}_{RF}$  e  $\mathbf{F}_{BB}$  satisfazendo  $\mathbf{F}^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \approx \mathbf{I}_{N_s}$ , as matrizes híbridas de pré-codificação que maximizam a taxa de dados são obtidas como as soluções do seguinte problema de otimização não convexo:

$$\min_{\mathbf{F}_{RF}, \mathbf{F}_{BB}} f(\mathbf{F}_{RF}, \mathbf{F}_{BB}) \triangleq \|\mathbf{F} - \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}\|_F^2 \quad (24)$$

$$\text{subject to } \mathbf{F}_{RF} \in \mathbb{C}^{N_{tx} \times N_{RF}} \quad (25)$$

$$\|\mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}\|_F^2 = N_s \quad (26)$$

onde  $\|\cdot\|_F$  é a norma de *Frobenius* e (26) impõe a restrição total da potência do transmissor.

Portanto, podemos resolver este problema não convexo utilizando dois pré-codificadores diferentes. O primeiro pré-codificador é baseado no design híbrido por *Alternating Minimization* (AM) de [45], e o segundo pré-codificador híbrido é baseado na aplicação do *Alternating Direction Method of the Multipliers* (ADMM) de [44]. O Algoritmo 2 resume as etapas do pré-codificador híbrido ADMM.

---

**Algoritmo 2:** Algoritmo de pré-codificação híbrido iterativo (ADMM) baseado em [43]

---

1:     **Input:**  $\mathbf{F}$ ,  $\mathbf{F}_{\text{RF}}^{(0)}$ ,  $\mathbf{F}_{\text{BB}}^{(0)}$ ,  $\mathbf{R}^{(0)}$ ,  $\mathbf{W}^{(0)}$ ,  $Q$

2:     **for**  $t = 0, \dots, Q-1$  **do**

3:         Compute  $\mathbf{F}_{\text{RF}}^{(t+1)}$

4:         Compute  $\mathbf{F}_{\text{BB}}^{(t+1)}$

5:         Compute  $\mathbf{R}^{(t+1)}$

6:         Update  $\mathbf{W}^{(t+1)}$

7:     **end for**

8:      $\hat{\mathbf{F}}_{\text{RF}} \leftarrow \mathbf{R}^{(Q)}$

9:      $\hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}} \leftarrow \left( \hat{\mathbf{F}}_{\text{RF}}^H \hat{\mathbf{F}}_{\text{RF}} \right)^{-1} \hat{\mathbf{F}}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}$

10:     $\hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}} \leftarrow \sqrt{N_s} \left\| \hat{\mathbf{F}}_{\text{RF}} \hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}} \right\|_F^{-1} \hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}}$

11:    **Output:**  $\hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}}$ ,  $\hat{\mathbf{F}}_{\text{RF}}$

---



## Análise e Discussão dos Resultados

Neste capítulo demonstramos como procedemos ao desenvolvimento do simulador, e analisamos e discutimos os resultados numéricos obtidos.

### 4.1. Desenvolvimento do Simulador

Com o objetivo de catalisar a investigação das comunicações THz, desenvolvemos um simulador em Matlab baseado no método numérico de Monte Carlo para simular diferentes cenários, em ambiente de comunicação THz UM-MIMO assistido por RIS. Tivemos em consideração diversas preocupações ao longo da ferramenta de avaliação, tais como a sua precisão e eficiência, e a facilidade de utilização e modificação para diferentes cenários. Por isso, agrupamos os parâmetros de entrada em três principais categorias:

- Configuração do cenário;
- Modelo do canal;
- Configuração do transmissor, RIS e recetor.

Na primeira categoria configuramos o cenário que vamos simular. Primeiro, definimos os valores de  $N_s$ ,  $N_{tx}$ ,  $N_{RIS}$ ,  $N_{rx}$ . De seguida, definimos frequência de funcionamento de cada elemento do RIS  $f$ , o  $k_{abs}(f)$ , e os espaçamentos entre elementos  $d_s$ ,  $d_r$  e  $d_{ris}$  das matrizes do transmissor, recetor e RIS, respetivamente. Também é necessário decidirmos qual largura de banda  $B$  utilizar e os ganhos das antenas de transmissão,  $G_{tx}$ , e de receção,  $G_{rx}$ .

Em relação ao modelo do canal, construímos um script para gerar canais geométricos que consideram o efeito da distância, o valor da componente LoS,  $K_{Rice}$  e de  $N_{ray}$  caminhos. A geração dos canais tem como base o modelo do canal descrito no Capítulo 3, mais concretamente das expressões (3) a (7), sendo também baseada nos trabalhos [46] e [21].

Por fim, na última categoria temos os valores de input relativos à configuração do transmissor, do RIS e recetor. Ou seja, decidimos se a estimação do canal é perfeita ou imperfeita, e se existe quantização ou não das mudanças de fases do RIS. No caso de existir quantização, precisamos de definir o valor de  $N_b$ . Também é nesta categoria, que no caso de ser utilizado um pré-codificador híbrido, definimos qual das duas arquiteturas de pré-codificação utilizar.

Após consulta da literatura anteriormente descrita e com várias simulações de adaptação decorridas, decidimos definir diversos parâmetros fixos. Assim, independentemente do cenário,  $B = 10$  GHz,  $f = 300$  GHz (ou seja,  $\lambda = 0.09$ cm),  $k_{abs}(f) = 0.0033$  retirado de [38],  $d_s = d_r = \lambda/2 = 0.045$  cm e o espaçamento entre os elementos da matriz do RIS,  $d_{ris} = \lambda/2 = 0.045$  cm, logo  $A_{RIS} = 0.045$  cm<sup>2</sup>. Assumimos um canal com  $K_{Rice} = 10$  e  $N_{ray} = 6$  NLOS caminhos e os ganhos das antenas são configurados como  $G_{tx} = G_{rx} = 22$  dBi.

Depois de todos os parâmetros fixos e não fixos inseridos, o simulador calcula todos os resultados da simulação para um número elevado de realizações independentes de canais aleatórios. Os resultados são obtidos em função de três diferentes variantes do simulador. Na primeira variante fixamos a potência de transmissão ao longo da distância entre a BS e o utilizador. De modo contrário, na segunda variante fixamos a distância entre a BS e o utilizador ao longo de diferentes valores de potência de transmissão. Por último, fixamos também a distância, mas neste caso ao longo de diferentes valores de SNR.

## 4.2. Resultados numéricos

Nesta secção são realizadas simulações numéricas para examinar a eficácia do algoritmo proposto na otimização da matriz RIS,  $\Phi = \text{diag}(\varphi)$ .

### 4.2.1. Potência de Transmissão fixa e Distância variável

Nesta subsecção, avaliamos a taxa alcançável do algoritmo de otimização RIS proposto. Consideramos uma configuração de simulação em ambiente interior como na Figura 6. As coordenadas da BS, RIS e utilizador são  $(0,0)$ ,  $(\frac{\sqrt{2}}{2}\text{m}, \frac{\sqrt{2}}{2}\text{m})$  e  $(d, 1)$  respetivamente, onde  $d$  é um valor que varia ao longo das simulações, alterando a distância Tx-Rx. A potência de transmissão na BS é  $P_{tx} = 30$  dBm e a potência de ruído é  $N_0 = -72.24$  dBm. Nas seguintes figuras é

apresentado a taxa alcançável (em Gbps) ao longo da distância entre a BS e o utilizador (em metros). As Figuras 8,9,10,11,12 e 14 mostram os resultados para um cenário  $N_s=2$ ,  $N_{rx}=256$ ,  $N_{rx}=4$ .

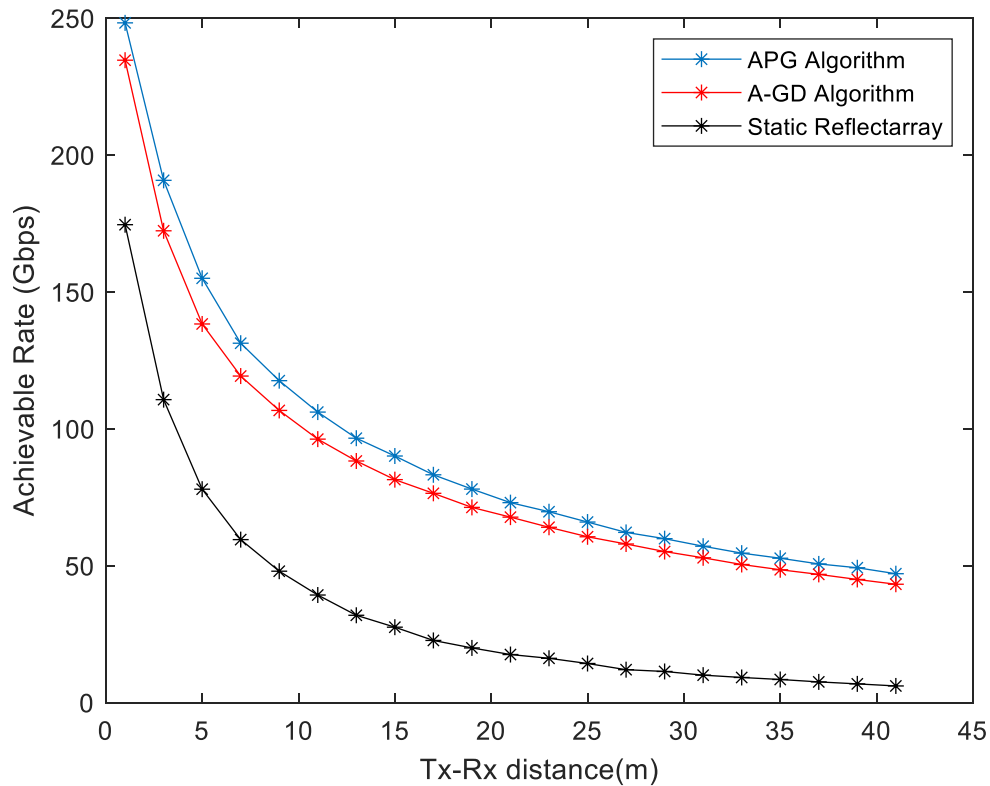


Figura 8 - Taxa alcançável versus distância entre BS-Utilizador para vários algoritmos

A Figura 8 compara o algoritmo APG proposto com um *reflectarray* estático e com o algoritmo *adaptive gradient descent* (A-GD) de [37], considerando um RIS com  $N_{RIS} = 81$ . Ao observarmos as curvas, podemos ver que, como esperado, quanto mais afastado está o utilizador da BS, menor é a taxa de bits que o sistema alcança. A partir dos resultados, podemos concluir que a curva correspondente a um RIS a funcionar como um simples refletor, alcança os piores resultados das três. As outras duas curvas, que consideram a adaptação de fases individuais do RIS, melhoram significativamente os resultados, com o proposto algoritmo APG a atingir taxas mais elevadas do que o A-GD. O *reflectarray* passivo atinge taxas superiores a 100 Gbps até cerca de 4 metros, o A-GD até cerca de 10 metros e o APG até cerca de 12,5 metros.

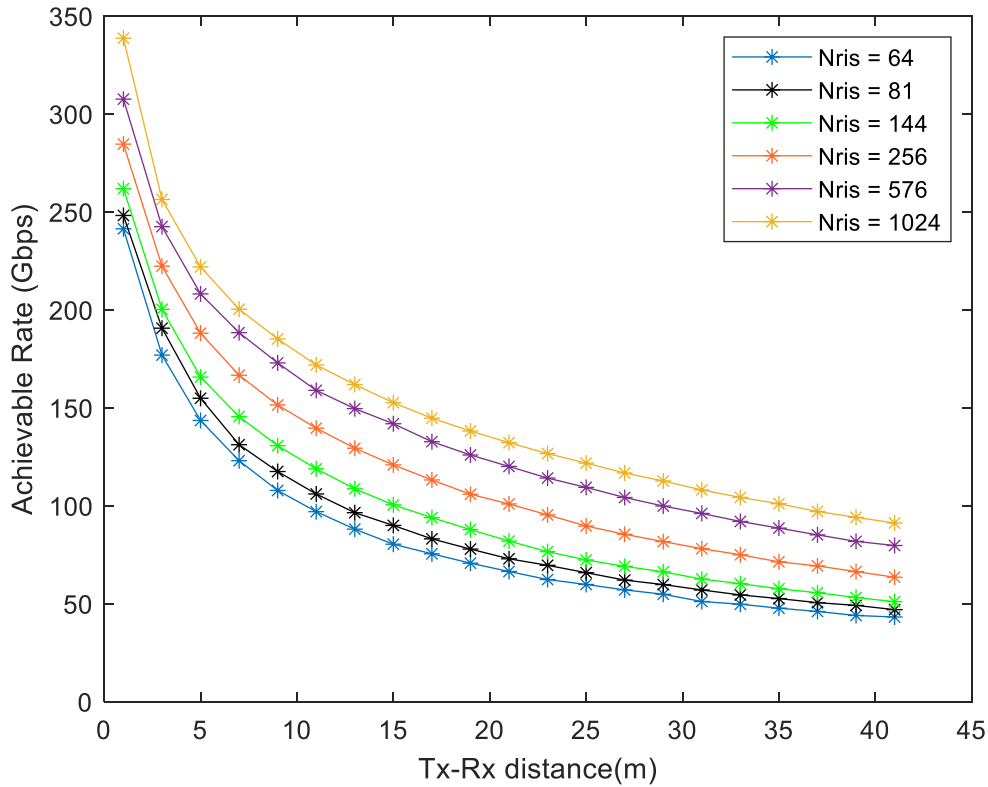


Figura 9 - Taxa alcançável do APG proposto para vários elementos no RIS versus distância entre BS-Utilizador

Para obtermos uma melhor avaliação do impacto dos RIS na variação da taxa alcançável, na Figura 9 mostramos curvas que representam um aumento gradual do valor de  $N_{RIS}$ . Neste caso, o tamanho físico do RIS está a aumentar, logo, aumenta sucessivamente a superfície de reflexão do RIS. Podemos então observar que a taxa alcançável melhora notoriamente para RIS maiores. Por exemplo, quando aumentamos o  $N_{RIS}$  de 64 para 1024, constatamos uma melhoria de aproximadamente 70 Gbps a 20 metros.

A fim de compreender melhor o comportamento do método APG proposto, é necessário considerar a incidência de várias não-idealidades que são típicas num sistema de comunicação assistido por RIS. A taxa alcançável para o caso de mudanças de fase discretas num RIS com  $N_{RIS} = 81$  e para um RIS com  $N_{RIS} = 576$ , e o impacto do conhecimento imperfeito do canal são retratados na Figura 10, Figura 11, Figura 12 e na Figura 13, respetivamente.

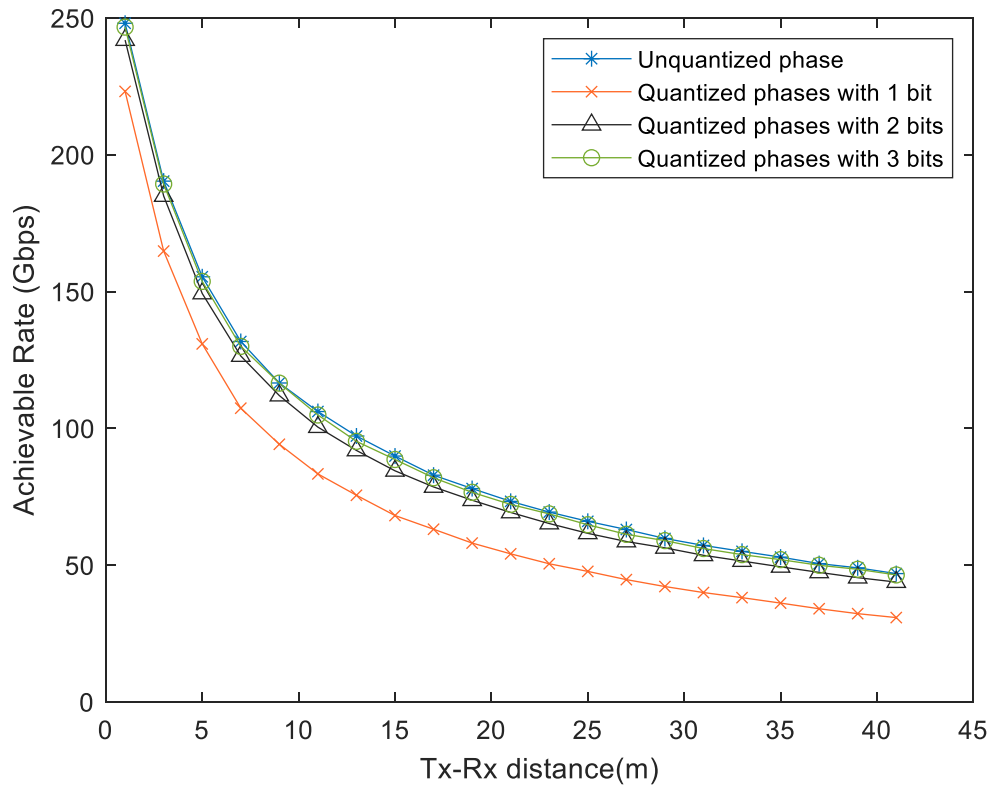


Figura 10 - Taxa alcançável do APG proposto para o caso de mudanças de fase discretas versus distância entre BS-Utilizador, considerando  $N_{RIS} = 81$ .

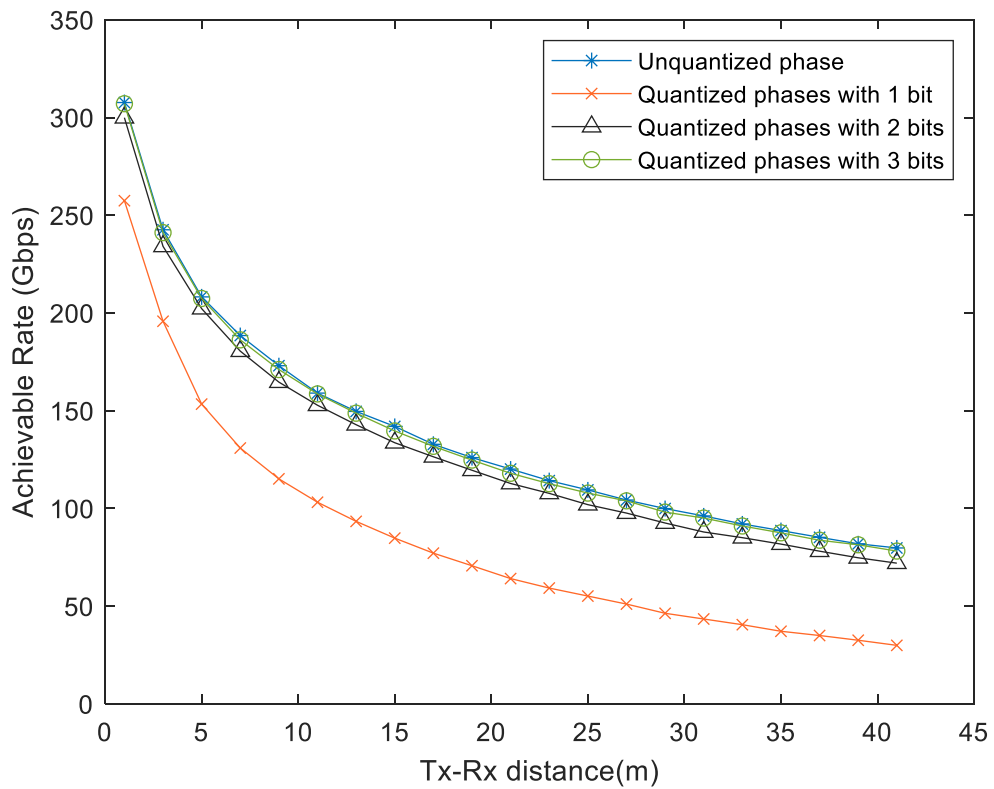


Figura 11 - Taxa alcançável do APG proposto para o caso de mudanças de fase discretas versus distância entre BS-Utilizador, considerando  $N_{RIS} = 576$ .

A partir da Figura 10, concluímos que o uso de mudanças de fase discretas de 1 bit pode penalizar significativamente o desempenho da taxa alcançável. Por exemplo, quando o utilizador está próximo da BS e do RIS, a 5 metros de distância, a taxa diminui de 156 Gbps para 130 Gbps. Contudo, as mudanças de fase de 2 ou 3 bits podem ser suficientes para alcançar um desempenho próximo do ideal com uma redução de apenas aproximadamente 3 Gbps ou 1 Gbps a 40 metros, respetivamente. Ao aumentarmos o  $N_{RIS}$  para 576, Figura 11, reparamos que o uso de 1 bit de quantização penaliza ainda mais o desempenho, como era expectável. Neste caso, a 5 metros de distância, a taxa diminui de 307 Gbps para 257 Gbps. Porém, as mudanças de fase 2 ou 3 bits de quantização continuam a apresentar um desempenho próximo do ideal, com uma redução de apenas aproximadamente 5 Gbps ou 2 Gbps a 40 metros, respetivamente. Assim, concluímos que o algoritmo proposto não é muito sensível a erros de quantização, e uma resolução de  $N_b = 2$  deve ser suficiente para quantizar as mudanças de fase discretas dos elementos do RIS, sem uma degradação substancial do desempenho, independentemente do valor do  $N_{RIS}$ .

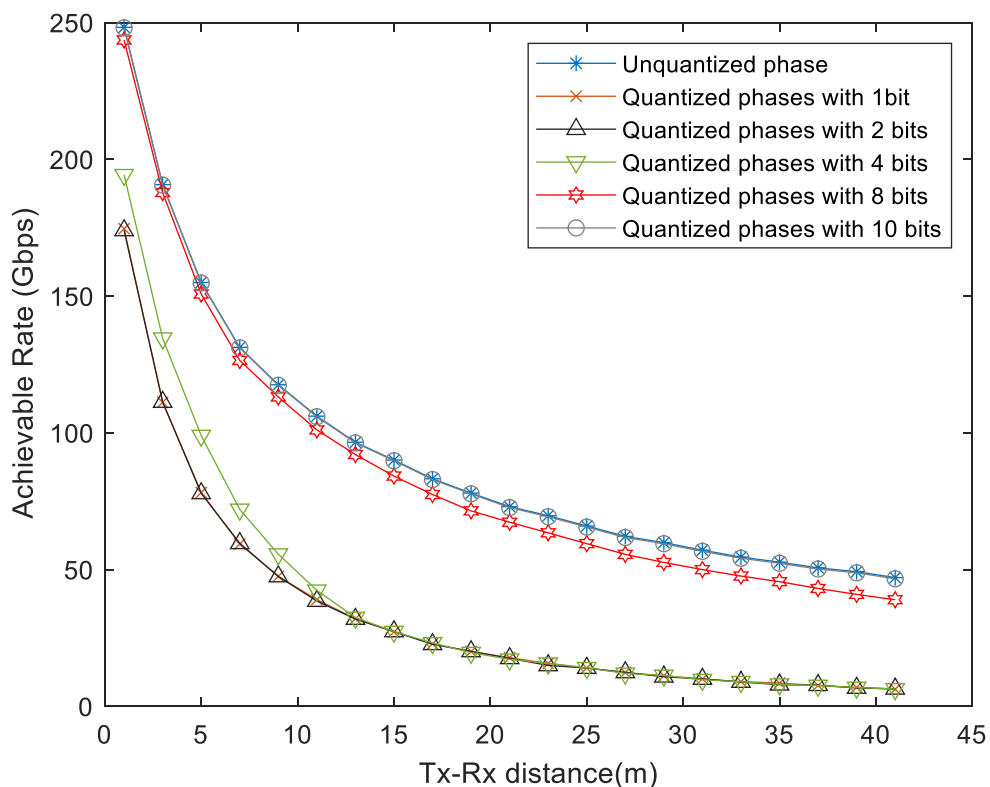


Figura 12 - Taxa alcançável do APG proposto para o caso de mudanças de fase discretas com cálculo de RIS quantizado ao longo das iterações, considerando  $N_{RIS} = 81$ .

Como já referido na subsecção 3.3.1, inicialmente consideramos calcular a matriz de quantização em todas as iterações do algoritmo. Os resultados obtidos estão demonstrados na Figura 12. Ao compararmos as curvas da Figura 10 com as da Figura 12, é notório o pior desempenho das curvas da última figura para o mesmo  $N_{RIS}$ . Por exemplo, a 5 metros de distância, a taxa apresenta um nível de redução 76 Gbps para  $N_b=1$ , enquanto a curva para o mesmo  $N_b$  na Figura 10, apresenta um menor nível de redução de 23 Gbps. Neste caso são necessários 8 bits de quantização, mais 6 bits comparativamente com os 2 bits da Figura 10, para obtermos um desempenho próximo do ideal, com redução de apenas aproximadamente 6 Gbps a 40 metros. Isto é, existe uma maior degradação do desempenho, logo é necessário um maior número de bits de quantização para alcançar uma taxa próxima do ideal.

Assim, podemos concluir que se o cálculo do RIS quantizado for feito em todas as iterações, tende a prender a convergência do algoritmo e os resultados pioram comparativamente, se assumirmos mudanças de fase contínuas quando calculamos as iterações internas e, calcularmos a matriz de quantização do RIS apenas no final.

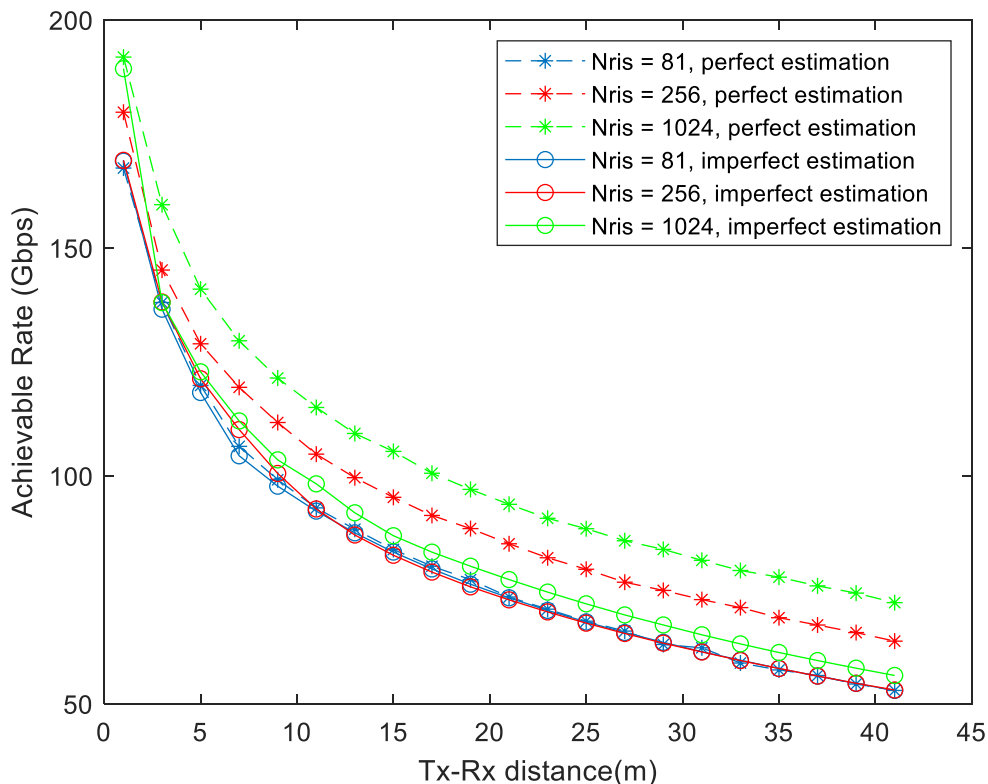


Figura 13 - Taxa alcançável do APG proposto para o caso de estimação perfeita/imperfeita versus distância entre BS-Utilizador, considerando  $N_{RIS} = 81$ .

Na Figura 13, avaliamos o impacto do conhecimento imperfeito do canal para um cenário onde  $N_s=1$ ,  $N_{tx}=256$ ,  $N_{rx}=4$ . Neste caso, incluímos curvas que consideram apenas o conhecimento da componente LoS, ou seja,  $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H}_{LOS}$ . Observando os resultados, podemos ver que, como esperado, a taxa ótima alcançável diminui com o conhecimento imperfeito do canal, independentemente do  $N_{RIS}$ . Contudo, quanto maior for o  $N_{RIS}$ , mais acentuado será o nível de redução. Por exemplo, a 40 metros de distância com  $N_{RIS} = 81$  a taxa diminuiu de 53 Gbps para 52 Gbps, enquanto que com  $N_{RIS} = 256$  diminuiu de 63 Gbps para 53 Gbps, e com  $N_{RIS} = 1024$  diminuiu de 73 Gbps para 56 Gbps.

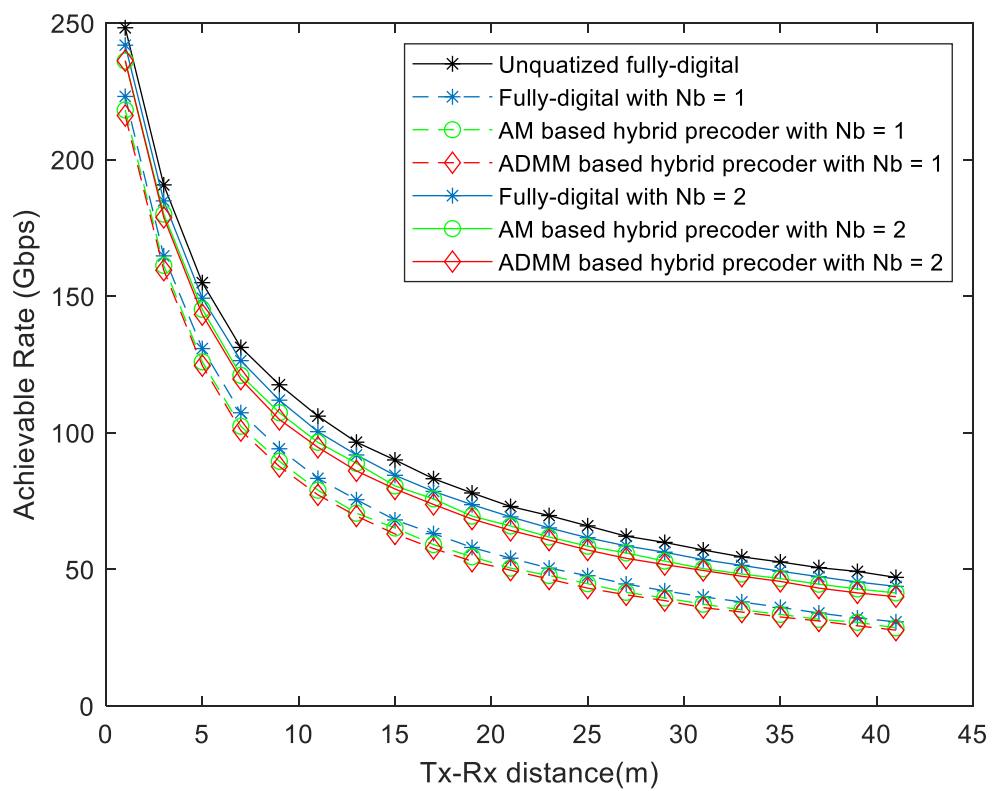


Figura 14 - Taxa alcançável do APG proposto para implementações híbridas versus distância entre BS-Utilizador, considerando  $N_{RIS} = 81$ .



Como referido anteriormente, os sistemas UM-MIMO que operam nas bandas THz devem basear-se em implementações híbridas. Posto isto, na Figura 14 comparamos a quantização no modelo totalmente digital utilizado, com a quantização em duas implementações de pré-codificação híbrida, considerando um RIS com  $N_{RIS} = 81$ . A partir dos resultados, podemos observar que as duas implementações híbridas apresentam resultados bastante equivalentes, por exemplo, com  $N_b=1$  a 5 metros de distância, a curva ADMM apresenta apenas uma pequena redução de 2 Gbps para a curva AM. E ao comparar com a implementação totalmente digital, as curvas apresentam níveis de redução muito reduzidos, tanto com 1 ou 2 bits de quantização, já que com  $N_b=2$  a 40 metros de distância, a curva AM apresenta apenas uma redução de aproximadamente 1,5 Gbps em comparação á implementação totalmente digital. Assim sendo, podemos considerar a implementação de pré-codificação híbrida nos sistemas UM-MIMO assistidos por RIS como uma boa solução, já que com apenas 2 bits de quantização conseguimos alcançar um desempenho próximo do ideal.

#### 4.2.2. Potência de Transmissão variável e Distância Fixa

Em diferentes estudos da literatura [21], [23] e [47] os autores comprovaram que o RIS deve ficar situado na vizinhança da BS, ou na do utilizador para maximizar o desempenho. Portanto, nesta subsecção avaliamos a taxa alcançável do algoritmo de otimização RIS proposto para três posições diferentes do RIS. Definimos a distância entre a BS e o utilizador, Tx-Rx, em 10 metros e variamos a potência transmitida na BS,  $P_{tx} = [0:4:40]$  dBm. Inicialmente situamos o RIS a 1 metro de distância da BS, de seguida colocamos o RIS ao meio, isto é, a 5 metros de distância tanto da BS como do utilizador, e por fim, situamos o RIS a 1 metro do utilizador. Ou seja, as coordenadas do RIS são  $(\frac{\sqrt{2}}{2}\text{m}, \frac{\sqrt{2}}{2}\text{m})$ ,  $(\frac{5\sqrt{2}}{2}\text{m}, \frac{5\sqrt{2}}{2}\text{m})$  e  $(\frac{20-\sqrt{2}}{2}\text{m}, \frac{\sqrt{2}}{2}\text{m})$ , respetivamente. As Figuras 15,16,17,18 e 19 mostram os resultados para um cenário  $N_s=2$ ,  $N_{tx}=256$ ,  $N_{rx}=4$ .

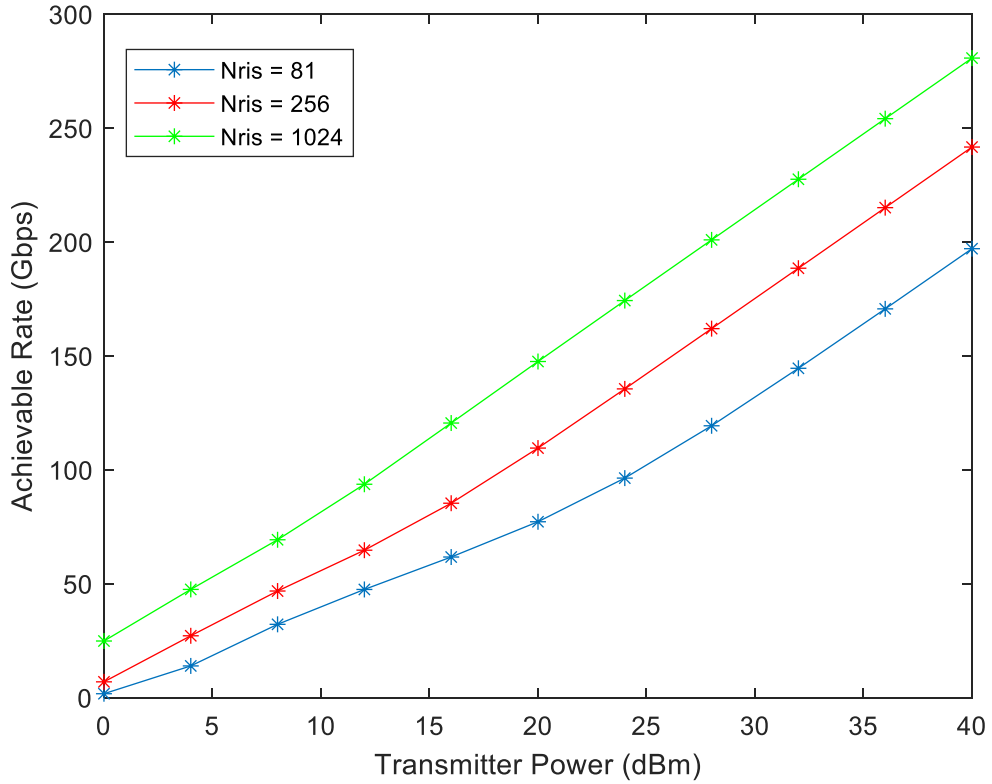


Figura 15 - Taxa alcançável do APG proposto versus Potência transmitida na BS, considerando  $T_x$ - $R_x = 10$  m e RIS a 1 m do emissor

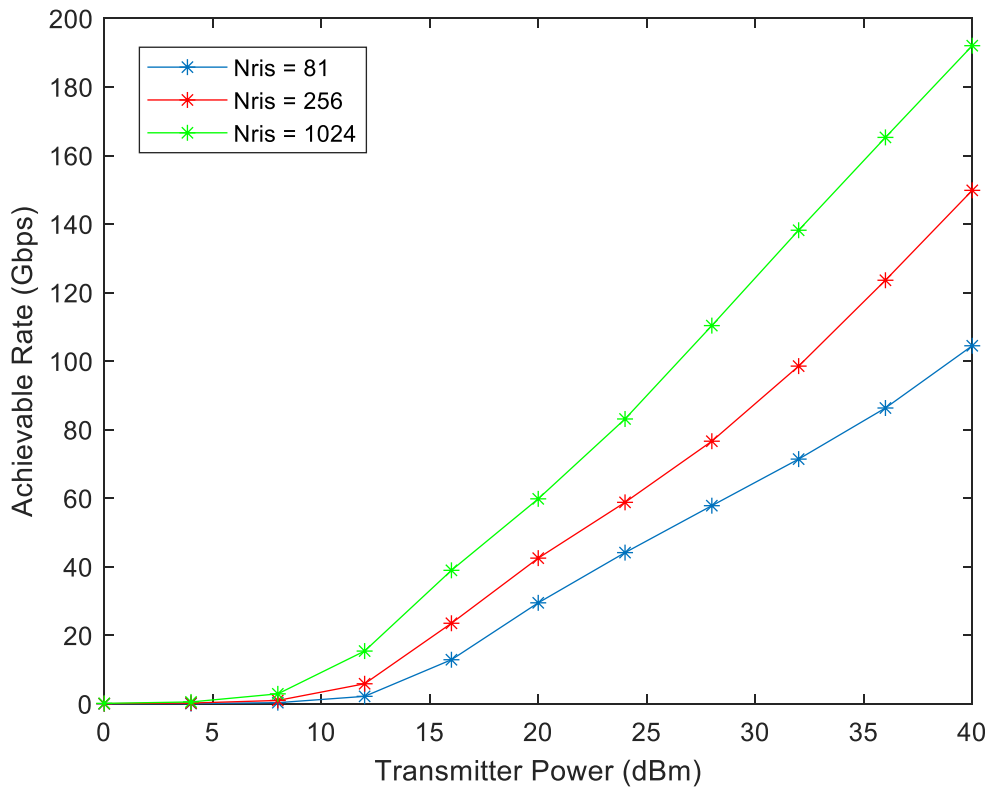


Figura 16 - Taxa alcançável do APG proposto versus Potência transmitida na BS, considerando  $T_x$ - $R_x = 10$  m e RIS a 5 m do emissor

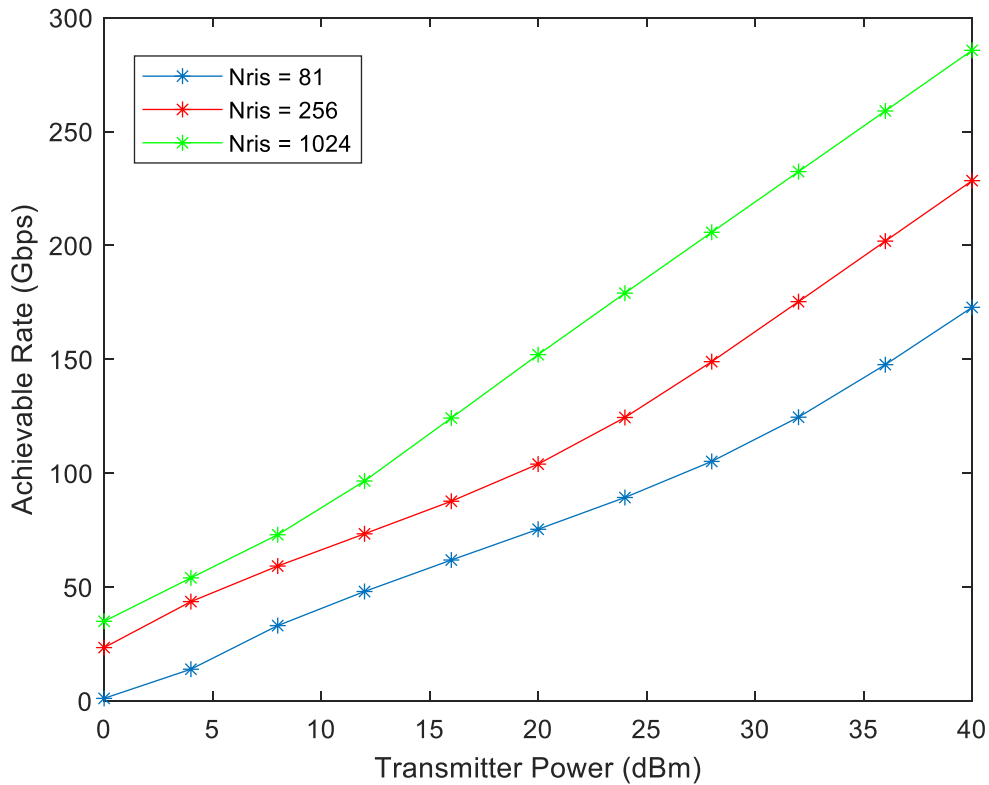


Figura 17 - Taxa alcançável do APG proposto versus Potência transmitida na BS, considerando Tx-Rx = 10 m e RIS a 1 m do recetor

Ao analisarmos as Figuras 15, 16 e 17 podemos comprovar que as curvas para os diferentes  $N_{RIS}$  que apresentam piores resultados são as da Figura 16, ou seja, quando o RIS está situado a meio da distância entre a BS e o utilizador. Por exemplo, para  $P_{tx} = 30$  dBm e com  $N_{RIS} = 81$  apresenta níveis de redução de 60 Gbps para o RIS situado a 1 metro do emissor, e de 49 Gbps para o RIS situado a 1 metro do recetor. As curvas das Figuras 15 e 17 apresentam resultados similares, contudo as curvas da Figura 15 apresentam melhor desempenho. Para  $P_{tx} = 30$  dBm, os RIS com  $N_{RIS} = 81$  e com  $N_{RIS} = 256$  alcançam uma maior taxa quando o RIS está mais próximo da BS do que do utilizador, com diferença de 14 Gbps e 15 Gbps, respetivamente. Sendo assim, podemos considerar colocar o RIS perto da BS, ou perto das zonas mais prováveis do utilizador se localizar.

Definimos em seguida um cenário interior com Tx-Rx até 40 metros de forma a testarmos as duas diferentes posições do RIS para uma distância maior. Consideramos Tx-Rx = 40 metros e situamos novamente o RIS a 1 metro do emissor e a 1 metro do recetor, em que as coordenadas são  $(\frac{\sqrt{2}}{2}m, \frac{\sqrt{2}}{2}m)$  e  $(\frac{80-\sqrt{2}}{2}m, \frac{80-\sqrt{2}}{2}m)$ , respetivamente.

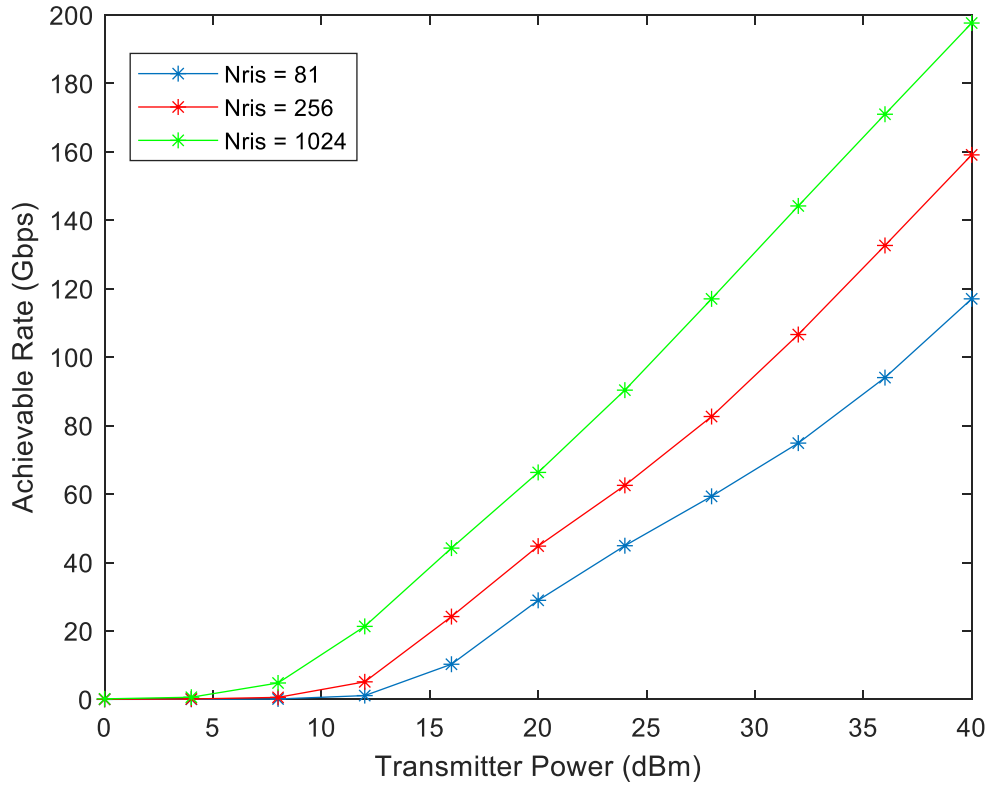


Figura 18 - Taxa alcançável do APG proposto versus Potência transmitida na BS, considerando  $T_x-R_x = 40$  e RIS a 1m do emissor

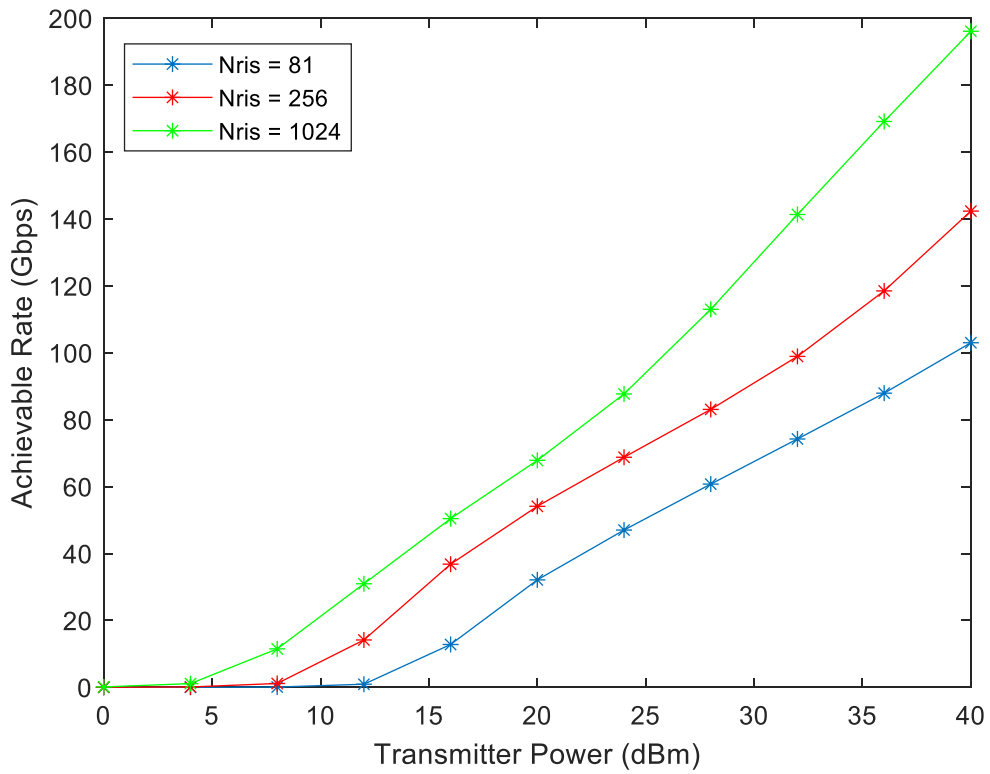


Figura 19 - Taxa alcançável do APG proposto versus Potência transmitida na BS, considerando  $T_x-R_x = 40$  e RIS a 1m do recetor

Para uma distância maior, as curvas das Figuras 18 e 19 continuam a seguir a mesma tendência, pois a taxa alcançável do sistema aumenta com o aumento da potência transmitida na BS. Para  $P_{tx} = 30$  dBm, os três RIS apresentam resultados muito equivalentes independentemente das suas coordenadas, tendo níveis de redução de aproximadamente 1 Gbps quando localizados perto do utilizador. Na potência máxima,  $P_{tx} = 40$  dBm, o RIS com  $N_{RIS} = 1024$  alcança uma maior taxa de dados próximo do utilizador.

Podemos concluir perante a análise de todos os resultados e em concordância com a literatura, que para  $P_{tx} = 30$  dBm devemos situar o RIS na vizinhança da BS, de forma a maximizar a taxa alcançável do sistema.

### 4.2.3. Relação Sinal-Ruído (SNR) variável e Distância Fixa

Nesta subsecção estudamos o desempenho da taxa de erros bit (BER) face à relação sinal-ruído (SNR) em dB, do algoritmo de otimização proposto. Consideramos Tx-Rx = 40 metros e colocamos o RIS nas seguintes coordenadas  $(\frac{\sqrt{2}}{2}m, \frac{\sqrt{2}}{2}m)$ . As Figuras 20, 21 e 22 mostram os resultados para um cenário  $N_s=1, N_{tx}=256, N_{rx}=4$ .

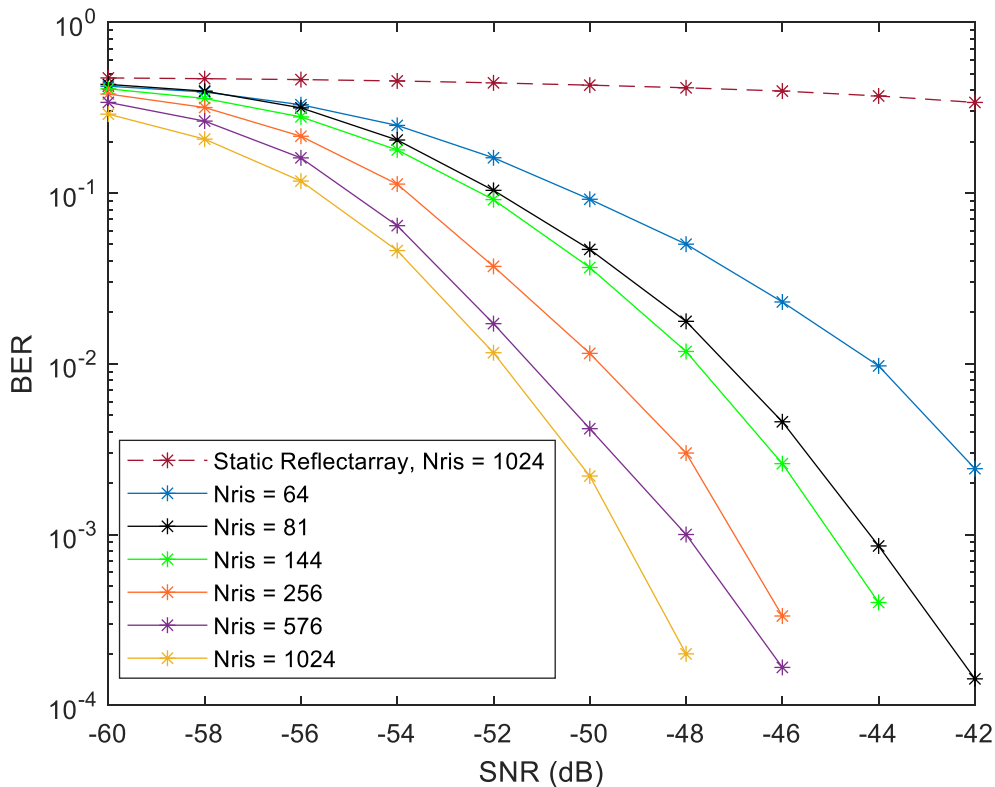


Figura 20 - Desempenho BER para vários elementos no RIS

Ao observarmos a Figura 20, é notório que a curva do *reflectarray* estático com  $N_{RIS} = 1024$  é a que apresenta pior desempenho de todas as curvas, mesmo com o maior número de elementos no RIS considerado neste estudo, atingindo um BER de 0.35 para um SNR de aproximadamente -42 dB. Em relação às restantes curvas, podemos concluir que à medida que aumentamos o  $N_{RIS}$  melhor é o desempenho do sistema. Por exemplo, ao quadruplicarmos o  $N_{RIS}$  de 64 para 256, consegue-se uma melhoria de aproximadamente 3 dB de SNR para um BER de  $10^{-2}$ . Assim, concluímos que os resultados estão de acordo com a subsecção 4.2.1, isto é, ao aumentar-se o  $N_{RIS}$  maior taxa de dados consegue-se alcançar.

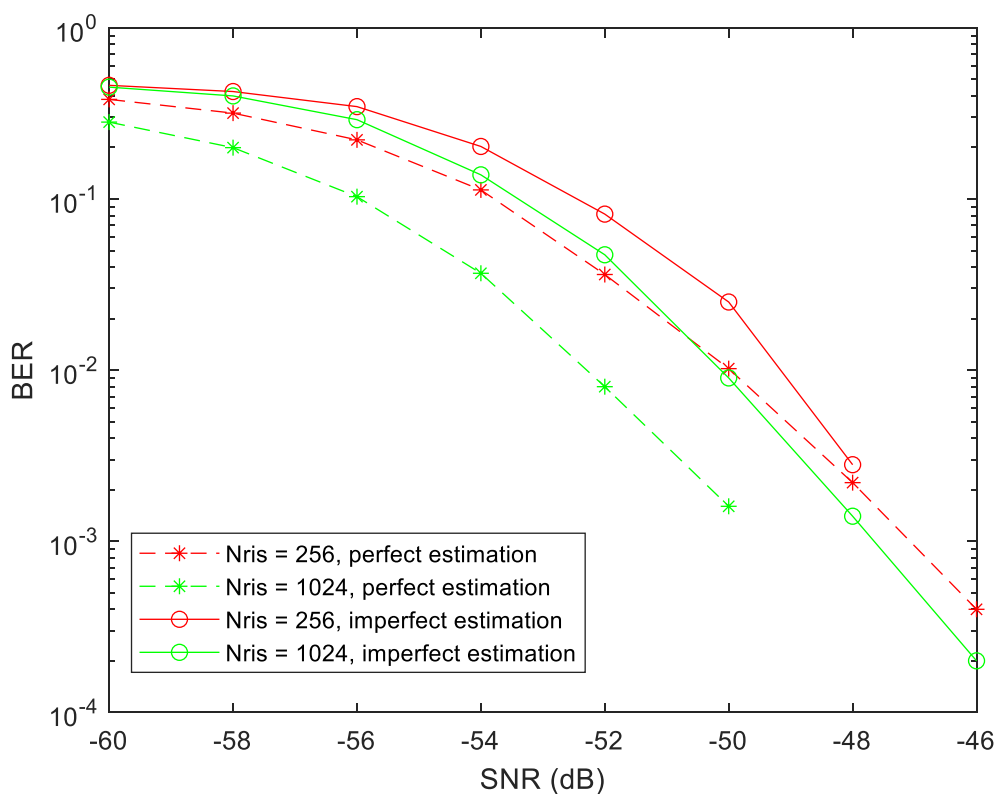


Figura 21 - Desempenho BER para o caso de estimação perfeita/imperfeita

Na Figura 21 avaliamos o desempenho do BER para o caso de estimação perfeita/imperfeita do canal. Observando os resultados, podemos ver que a estimação imperfeita do canal resulta em degradação do SNR recebido, independentemente do  $N_{RIS}$ . No entanto, ao compararmos as curvas do  $N_{RIS} = 256$  com as do  $N_{RIS} = 1024$ , concluímos que quanto maior for o  $N_{RIS}$ , mais acentuada será a degradação do desempenho devido à estimação imperfeita. Para  $N_{RIS} = 256$  têm-se aproximadamente 1 dB de degradação do desempenho, enquanto que esta lacuna é superior a 4 dB para  $N_{RIS} = 1024$ .

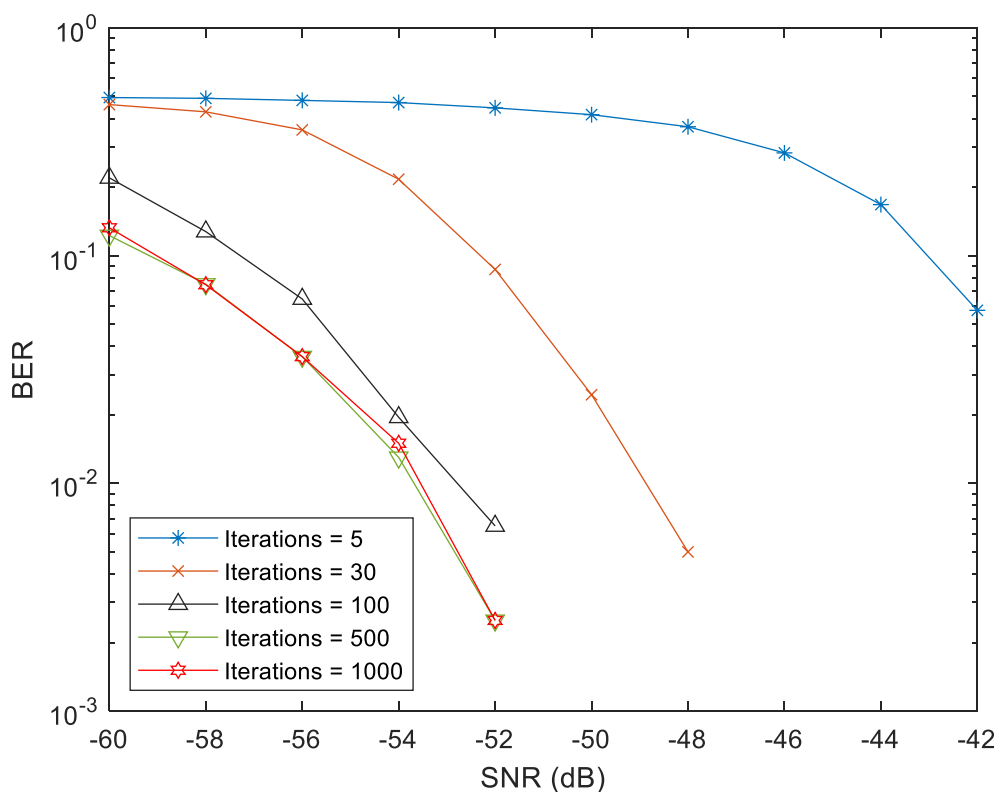


Figura 22 - Desempenho BER para diferentes valores máximos de iteração, considerando  $N_{RIS} = 256$

É do nosso conhecimento que o algoritmo proposto converge para uma boa solução com um número alto de iterações internas, ou seja, a partir de um certo número de iterações deixará de haver ganhos no desempenho do sistema. Para ilustrar isto, a Figura 22 mostra as curvas do desempenho do BER para diferentes valores máximos de iterações internas do algoritmo APG proposto, considerando  $N_{RIS} = 256$ . Podemos observar que para um número baixo de iterações, 5 e 30, existe uma clara degradação do desempenho do BER comparado com os números mais elevados de iterações internas. Ao analisar as restantes curvas, deduzimos que o algoritmo tende a convergir para uma boa solução com um número de iterações internas a rondar os 500, pois não ocorre nenhuma melhoria significativa para valores mais elevados.





## Conclusões e Trabalho Futuro

### 5.1. Conclusões

Este trabalho focou-se no estudo de um sistema eficaz em ambiente *indoor* para as comunicações sem fio na banda dos THz. O principal objetivo era apresentar ferramentas e abordagens válidas para tentar combater a severa limitação de distância que existe na banda dos THz. Com este propósito em mente, no Capítulo 2 discutiu-se a passagem à próxima geração das comunicações sem fios, a sexta geração. Dos trabalhos tecnológicos relacionados com o 6G, apresentaram-se as principais características e aplicações das comunicações THz e dos RIS. Por fim, abordou-se a implementação dos RIS nos sistemas UM-MIMO como forma potencialmente eficaz de aumentar o alcance da comunicação na banda dos THz.

No Capítulo 3 demonstrou-se a implementação de um sistema UM-MIMO THz que opera num cenário interior, onde uma BS transmite para um utilizador com a ajuda de um RIS passivo. Começou-se por descrever o modelo do sistema, de seguida formulou-se a otimização da matriz do RIS como um problema não convexo, e propôs-se um algoritmo APG de baixa complexidade para resolver o problema, ao tentar maximizar a taxa alcançável do sistema. Também introduzimos a pré-codificação híbrida e a incidência de não-idealidades que são típicas na implementação prática do sistema, como a quantização de fases.

Para avaliar o sistema proposto desenvolveu-se um simulador de camada física em Matlab com três diferentes configurações de simulação. No Capítulo 4, fez-se um resumo do desenvolvimento do simulador, tendo-se analisado e discutido os resultados obtidos com o mesmo. A partir dos resultados obtidos, concluiu-se que o algoritmo APG proposto alcança maiores taxas de dados comparativamente com um *reflectarray* passivo ou com o algoritmo A-GD da literatura. Também se verificou que alcança maiores taxas de dados quanto maior a superfície de reflexão do RIS. Por consideração das não-idealidades existentes na prática, demonstrou-se que RIS práticos de baixa resolução, com apenas 2 bits de quantização podem ser suficientes para alcançar um desempenho próximo do não quantizado. Mostrou-se também que a taxa ótima alcançável diminui com o conhecimento imperfeito do canal. Neste estudo, os dois pré-codificadores híbridos apresentaram níveis de degradação muito baixos comparativamente com o modelo totalmente digital. Assim, sustenta-se de acordo com a

literatura a implementação de pré-codificação híbrida nos sistemas UM-MIMO assistidos por RIS.

Na segunda parte do capítulo 4 estudou-se qual seria a melhor localização do RIS, de modo a maximizar a taxa alcançável do sistema. Concluiu-se que o RIS deve ficar situado na vizinhança da BS ou do utilizador, não entre os dois, o que está de acordo com os resultados obtidos na literatura. Porém, para a potência de transmissão escolhida comprovou-se que se obtêm melhores resultados, situando o RIS na vizinhança da BS.

No final do capítulo 4, estudou-se o desempenho do BER face à SNR para o algoritmo proposto. Observámos que se obtêm melhores resultados quando aumentamos o número de elementos refletores no RIS para o algoritmo proposto. Pelo contrário, para um *reflectarray* passivo, mesmo com o maior número de elementos considerado neste estudo, o sistema apresentou o pior desempenho. Os resultados também indicaram que a estimação imperfeita do canal resulta em degradação do SNR recebido. Consequentemente quanto maior for o número de elementos mais acentuado será o deterioramento. Por último, comprova-se que o algoritmo converge com número alto de iterações internas, a rondar as 500 iterações.

Globalmente, os resultados da simulação confirmam a eficácia da abordagem proposta. Em particular, é capaz de suportar grandes taxas de transmissão para grandes distâncias, mesmo sem uma ligação direta entre o transmissor e o recetor. Assim, podemos concluir que o principal objetivo foi cumprido.

## 5.2. Trabalho Futuro

O estudo da dissertação focou-se na conceção de um sistema UM-MIMO THz assistido por RIS. No entanto, é possível abordar outras vertentes a fim de tornar o sistema mais realista e eficaz, tais como:

- Desenhar o sistema considerando mais do que um painel. Neste estudo considerou-se apenas um painel no RIS, mas é possível (e interessante) estudar a situação mais geral com mais painéis na superfície de reflexão;
- Estender o sistema para multi-utilizadores. Neste trabalho considerámos que a BS transmite apenas para um utilizador. Num trabalho futuro pode generalizar-se o estudo feito e adaptar o sistema para vários utilizadores;
- Estudar esquemas eficientes de estimação de canal. Como a prévia aquisição de informação sobre o estado de canal é uma prioridade para garantir comunicações sem

fos viáveis, torna-se fundamental estudar esquemas de estimação de canal de baixa latência adequados para os RIS e implementá-los no sistema.



## Referências Bibliográficas

- [1] N. M. Karie, N. M. Sahri, and P. Haskell-Dowland, “IoT Threat Detection Advances, Challenges and Future Directions,” in *Proceedings - 2020 Workshop on Emerging Technologies for Security in IoT, ETSecIoT 2020*, Apr. 2020, pp. 22–29.
- [2] K. B. Letaief, W. Chen, Y. Shi, J. Zhang, and Y. J. A. Zhang, “The Roadmap to 6G: AI Empowered Wireless Networks,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 57, no. 8, pp. 84–90, 2019.
- [3] H. Sardeddeen, Y. Al-Naffouri, and M.-S. Alouini, “Next Generation Terahertz Communications: A Rendezvous of Sensing, Imaging, and Localization”, *IEEE Communications Magazine*, vol.58, pp.69-75, 2020.
- [4] E. Björnson, Ö. Özdogan, and E. G. Larsson, “Reconfigurable intelligent surfaces: Three myths and two critical questions,” *arXiv*, pp. 1–7, 2020.
- [5] A. Silmiya Meril, M. Basthikodi, and A. Rimaz Faizabadi, “Review: Comprehensive study of 5G and 6G Communication Network,” no. May 2019, 2019.
- [6] J. G. Andrews *et al.*, “What will 5G be?,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 32, no. 6, pp. 1065–1082, 2014.
- [7] S. Dang, O. Amin, B. Shihada, and M. S. Alouini, “What should 6G be?,” *Nature Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 20–29, 2020.
- [8] W. Saad, M. Bennis, and M. Chen, “A Vision of 6G Wireless Systems: Applications, Trends, Technologies, and Open Research Problems,” *IEEE Network*, vol. 34, no. 3, pp. 134–142, 2020.
- [9] C. Han, Y. Wu, Z. Chen, and X. Wang, “Terahertz communications (TeraCom): Challenges and impact on 6G wireless systems,” *arXiv*, pp. 1–8, 2019.
- [10] H. Sardeddeen, M. S. Alouini, and T. Y. Al-Naffouri, “An Overview of Signal Processing Techniques for Terahertz Communications,” *arXiv*, pp. 1–29, 2020.
- [11] N. Rajatheva *et al.*, “White paper on broadband connectivity in 6G,” *arXiv*, pp. 1–46, 2020.
- [12] “Introduction to the Terahertz Band - Technical Articles.” <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/introduction-to-terahertz/> (accessed 15 Jun, 2021).
- [13] L. Yan, C. Han, and J. Yuan, “Hybrid Precoding for 6G Terahertz Communications : Performance Evaluation and Open Problems,” pp. 12–16, 2020.

- [14] S. Hu, F. Rusek, and O. Edfors, “Beyond Massive MIMO: The Potential of Data Transmission with Large Intelligent Surfaces,” in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 66, no. 10, pp. 2746–2758, May 2018.
- [15] C. Huang *et al.*, “Holographic MIMO Surfaces for 6G Wireless Networks: Opportunities, Challenges, and Trends,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 27, no. 5, pp. 118–125, Nov. 2019.
- [16] C. Pan *et al.*, “Reconfigurable Intelligent Surfaces for 6G and Beyond: Principles, Applications, and Research Directions,” *arXiv*, pp. 1–7, 2020.
- [17] M. di Renzo *et al.*, “Smart Radio Environments Empowered by AI Reconfigurable Meta-Surfaces: An Idea Whose Time Has Come,” *Eurasip Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2019, no. 1, Mar. 2019.
- [18] O. Tsilipakos *et al.*, “Toward Intelligent Metasurfaces: The Progress from Globally Tunable Metasurfaces to Software-Defined Metasurfaces with an Embedded Network of Controllers,” *Advanced Optical Materials*, vol. 8, no. 17, Sep. 2020.
- [19] C. Liaskos, S. Nie, A. Tsioliariidou, A. Pitsillides, S. Ioannidis, and I. Akyildiz, “A New Wireless Communication Paradigm through Software-controlled Metasurfaces” *IEEE Wireless Communications*, vol. 56, no. 9, pp. 162–169, Sep. 2018.
- [20] Q. Wu and R. Zhang, “Towards Smart and Reconfigurable Environment: Intelligent Reflecting Surface Aided Wireless Network” *IEEE Wireless Communications*, vol. 58, no. 1, pp. 106–112, Jan. 2020.
- [21] N. S. Perovic, L. N. Tran, M. di Renzo, and M. F. Flanagan, “Achievable Rate Optimization for MIMO Systems with Reconfigurable Intelligent Surfaces,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, pp. 1–17, 2021.
- [22] T. Hou, Y. Liu, Z. Song, X. Sun, Y. Chen, and L. Hanzo, “MIMO Assisted Networks Relying on Intelligent Reflective Surfaces,” *arXiv*, pp. 1–30, 2019.
- [23] J. Zhang, J. Liu, S. Ma, C. K. Wen, and S. Jin, “Large System Achievable Rate Analysis of RIS-Assisted MIMO Wireless Communication with Statistical CSIT,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 20, no. 9, pp. 5572–5585, Mar. 2021.
- [24] I. F. Akyildiz, C. Han, and S. Nie, “Combating the Distance Problem in the Millimeter Wave and Terahertz Frequency Bands,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, no. 6, pp. 102–108, 2018.
- [25] H. Sardeddeen, M. S. Alouini, and T. Y. Al-Naffouri, “Terahertz-Band Ultra-Massive Spatial Modulation MIMO,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 37, no. 9, pp. 2040–2052, 2019.
- [26] C. Han, L. Yan, and J. Yuan, “Hybrid Beamforming for Terahertz Wireless Communications: Challenges, Architectures, and Open Problems,” *arXiv*, pp. 1–7, 2021.

- [27] Y. Lu and L. Dai, "Reconfigurable Intelligent Surface Based Hybrid Precoding for THz Communications," *arXiv*, pp. 1–26, Dec. 2020.
- [28] S. Nie and I. F. Akyildiz, "Beamforming in Intelligent Environments based on Ultra-Massive MIMO Platforms in Millimeter Wave and Terahertz Bands," *ICASSP, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing - Proceedings*, vol. 2020-May, pp. 8683–8687, 2020.
- [29] Q. Wu and R. Zhang, "Towards Smart and Reconfigurable Environment: Intelligent Reflecting Surface Aided Wireless Network," *IEEE Communications Magazine*, vol. 58, no. 1, pp. 106–112, May 2019.
- [30] Q. Wu and R. Zhang, "Beamforming Optimization for Wireless Network Aided by Intelligent Reflecting Surface with Discrete Phase Shifts," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 68, no. 3, pp. 1838–1851, 2020.
- [31] Z. Wang, L. Liu, and S. Cui, "Channel Estimation for Intelligent Reflecting Surface Assisted Multiuser Communications: Framework, Algorithms, and Analysis," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 19, no. 10, pp. 6607–6620, Oct. 2020.
- [32] Y. Yang *et al.*, "Intelligent Reflecting Surface Meets OFDM: Protocol Design and Rate Maximization," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 69, no. 7, pp. 4522–4535, Jun. 2019.
- [33] Z. Chen, X. Ma, C. Han, and Q. Wen, "Towards intelligent reflecting surface empowered 6G terahertz communications: A survey," *China Communications*, vol. 18, no. 5, pp. 93–119, 2021.
- [34] X. Ma *et al.*, "Joint Channel Estimation and Data Rate Maximization for Intelligent Reflecting Surface Assisted Terahertz MIMO Communication Systems," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 99565–99581, 2020.
- [35] Z. Li, Z. Chen, X. Ma, and W. Chen, "Channel Estimation for Intelligent Reflecting Surface Enabled Terahertz MIMO Systems: A Deep Learning Perspective," *2020 IEEE/CIC International Conference on Communications in China, ICCIC Workshops 2020*, pp. 75–79, Aug. 2020.
- [36] A. A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, no. 2, pp. 128–137, 1987.
- [37] X. Ma *et al.*, "Joint Hardware Design and Capacity Analysis for Intelligent Reflecting Surface Enabled Terahertz MIMO Communications," *arXiv*, pp. 1–21, 2021.
- [38] K. Dovelos, S. D. Assimonis, H. Q. Ngo, B. Bellalta, and M. Matthaiou, "Intelligent Reflecting Surfaces at Terahertz Bands: Channel Modeling and Analysis," *2021 IEEE International Conference on Communications Workshops, ICC Workshops 2021 - Proceedings*, Mar. 2021.

- [39] W. Tang *et al.*, “Path Loss Modeling and Measurements for Reconfigurable Intelligent Surfaces in the Millimeter-Wave Frequency Band,” *arXiv*, pp. 1–32, 2021.
- [40] X. Yu, J. Zhang and K.B.Letaief, “Doubling Phase Shifters for Efficient Hybrid Precoder Design in Millimeter-Wave Communication Systems,” *Journal of Communications and Information Networks*, vol. 4, no. 2, pp. 51–67, Jun. 2019.
- [41] J. P. Pavia, V. Velez, R. Ferreira, N. Souto, M. Ribeiro, J. Silva and R.Dinis, “Low Complexity Hybrid Precoding Designs for Multiuser mmWave/THz Ultra Massive MIMO Systems,” *Sensors*, vol. 21, no. 18, p. 6054, Sep. 2021.
- [42] N. Parikh and S. P. Boyd, “Proximal Algorithms”, *Found. Trends Optim.*, vol. 1, no. 3, pp. 123–231, 2014.
- [43] A. Beck and M. Teboulle, “Gradient-based algorithms with applications to signal recovery problems,” in *Convex Optimization in Signal Processing and Communications*, D. Palomar and Y. Eldar, Ed. University Press, 2010, pp. 42–88.
- [44] N. Souto, J. Silva, J. Pavia, and M. Ribeiro, “An alternating direction algorithm for hybrid precoding and combining in millimeter wave MIMO systems,” *Physical Communication*, vol. 34, pp. 165–173, Jun. 2019.
- [45] C. Rusu, R. Mendez-Rial, N. Gonzalez-Prelcic, and R. W. Heath, “Low Complexity Hybrid Precoding Strategies for Millimeter Wave Communication Systems,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 15, no. 12, pp. 8380–8393, 2016.
- [46] Jr. O. E. Ayach, S. Rajagopal, S. Abu-Surra, Z. Pi, R. W. Heath, “Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 13, no. 3, pp. 1499–1513, 2014.
- [47] R. Hashemi, S. Ali, N. Mahmood, and M. Latva-aho, “Average Rate and Error Probability Analysis in Short Packet Communications over RIS-aided URLLC Systems,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol.70 , no.10 , pp.10320-10334, Aug. 2021.



# **Anexos**

ANEXO A

**Artigo: Phase Shift Design for Reconfigurable Intelligent Surface Assisted  
THz Communications**

Article

# Phase Shift Design for Reconfigurable Intelligent Surface Assisted THz Communications

João Praia <sup>1,\*</sup>, João Pedro Pavia<sup>1,2</sup>, Nuno Souto <sup>1,2</sup> and Marco Ribeiro <sup>1,2</sup>

<sup>1</sup> Department of Information Science and Technology, ISCTE-University Institute of Lisbon, 1649-026 Lisboa, Portugal; Joao\_Pedro\_Pavia@iscte-iul.pt (J.P.P.); Nuno.Souto@iscte-iul.pt (N.S.); Marco.Ribeiro@iscte-iul.pt (M.R.).

<sup>2</sup> Instituto de Telecomunicações, 1049-001 Lisboa, Portugal.

\* Correspondence: Joao\_Praia@iscte-iul.pt (J.P.)

**Abstract:** Terahertz (THz)-band communications are considered a crucial technology for ultrahigh data rate transmission in future-generation wireless communication systems. The extensive available bandwidths at THz frequencies come at the cost of severe propagation losses and power limitations, which results in very short communication distances. Reconfigurable intelligent surfaces are a promising technology to overcome this limitation as they can be used to shape THz waves by adequately adjusting the phase shifts. Motivated by this, in this paper we design a RIS-assisted ultra-massive multiple-input multiple-output (UM-MIMO) wireless communication system. To maximize the achievable rate of the system, while coping with the large problem setting that is typical in RIS-aided UM-MIMO systems, a low complexity accelerated proximal gradient (APG) algorithm is developed for computing the phase-shifts of the RIS elements. Numerical results demonstrate the effectiveness of the proposed algorithm even when considering realistic discrete phase shifts quantization and imperfect channel knowledge.

**Keywords:** Terahertz (THz) communications; reconfigurable intelligent surface (RIS); achievable rate; ultra-massive multiple-input multiple-output (UM-MIMO).

**Citation:** Praia, J.; Pavia, J.P.; Souto, N. and Ribeiro, M.; Phase Shift Design for Reconfigurable Intelligent Surface Assisted THz Communications. *Electronics* **2021**, *10*, x. <https://doi.org/10.3390/xxxxx>

Received: 11 November 2021

Accepted: -

Published: -

**Publisher's Note:** MDPI stays neutral with regard to jurisdictional claims in published maps and institutional affiliations.



**Copyright:** © 2021 by the authors. Submitted for possible open access publication under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

## 1. Introduction

With the commercial deployment of the fifth generation of wireless communications (5G), academic and industry efforts are now focused on the sixth generation of wireless communications (6G) [1]–[3]. In 6G networks, coverage and data rate improvements are expected, enabling denser networks and global connectivity. Therefore, new emerging technologies are needed to meet the future demands of 6G wireless systems, with THz communications being one of the most promising research fields on the subject.

Unlike mmWave communications, the THz band can enable low latency, high reliability, and terabit/second data rates without additional techniques to improve spectral efficiency [4]. However, adopting the Terahertz band (0.1–10 THz) in wireless communication environments introduces several challenges. In fact, the high propagation losses in the THz band and the existing power constraints significantly limit the communication distance. Furthermore, obstacles in the wireless communication environment can easily block THz signals due to the THz wave's poor diffraction and scattering capability.

In order to overcome these problems, work on smart communication environments for the THz band has been attracting significant attention recently, which relies on the emerging concept of Reconfigurable Intelligent Surfaces (RIS) [5]–[7]. Specifically, RIS are flat ElectroMagnetic (EM) material surface composed of an array of dispersive elements. Each element can induce an amplitude and/or phase shift to the incident signal to enhance the received signal power and create a desirable multi-path effect without the need for complex coding and decoding schemes or without additional Frequency-Radio (FR)

operations. Considering that it is expensive to implement simultaneous independent control of reflection amplitude and phase shift, each RIS element is usually designed to maximize signal reflection for simplicity [5],[8]. When implemented in a wireless communications environment, RIS enables extended coverage, low power consumption, and more secure transmissions [9]. Thus, the integration of RIS in THz communications is considered a promising solution. In [10] and [11] potential applications of RIS to combat the strong propagation attenuations at THz frequencies are presented. In [6], the authors present some THz-RIS communication scenarios and address the joint formation of active and passive beams as a strategy to improve Energy Efficiency (EE) and provide virtual Line-of-Sight (LoS) paths to reduce the blocking probability.

Recently, several works on massive MIMO systems with RIS have emerged as solutions to enhance wireless communications in other bands. When concerning indoor environments, the achievable rate of the system can be optimized based on a small number of RIS elements. Since, they can be enough to allow the indirect connection to achieve a higher rate than the direct connection, as referred in [12]. Another example is a practical RIS network designed in [13], which considers users' position by using Stochastic Geometry (SG). The authors prove that by increasing the number of antennas in the Base Station (BS) or the RIS elements, Spectral Efficiency (SE) and EE can be improved. Moreover, the fading distribution among the RIS and users has only a slight impact on the network performance. The study in [14] focuses on maximizing the achievable ergodic rate of the system, where the design of the diagonal phase-shifting matrix is obtained by using the projected gradient ascent method. The results show that the proposed algorithm can significantly enhance the RIS-assisted MIMO system performance.

Another potential solution to effectively overcome the severe path loss in the THz band corresponds to ultra-massive MIMO (UM-MIMO) schemes based on ultra-dense arrays of sub-millimetre wavelength antennas, which has been proposed in [11]. Relying on this UM-MIMO approach, some recent solutions have already been described in the literature [15]. Apart from the research works mentioned above, the achievable rate and performance analyses for RIS-assisted UM-MIMO communication systems are still treated as an open problem.

In this paper, we study the transmission design for a THz UM-MIMO system operating in an indoor scenario, where a BS transmits to a user with the aid of a passive RIS. The aim is to maximize the achievable rate over the distance between the BS and the user. To accomplish this and at the same time cope with the large dimensions of RIS-aided UM-MIMO systems, we formulate the RIS design (i.e., phase shifts) as a non-convex optimization problem and derive an Accelerated Projected Gradient (APG) based algorithm to solve it. Simulation results demonstrate the effectiveness of the proposed algorithm in helping to overcome the distance limitation in the THz band, with the achievable rate being significantly improved by increasing the number of RIS elements. Furthermore, we consider the impact of phase quantization in the RIS elements and also of imperfect channel knowledge. This paper is organized as follows: section II presents the model for the RIS-assisted UM-MIMO system. Section III derives the phase-shifting matrix design algorithm followed by the numerical results in section IV. Finally, the conclusions are outlined in section V.

*Notation:* Bold lower and upper-case letters represent vectors and matrices, respectively.  $\mathbb{C}^{a \times b}$  denotes the space of complex matrices of dimensions  $a \times b$ ,  $(\cdot)^H$  denotes the conjugate transpose of a matrix/vector,  $\text{diag}(\mathbf{a})$  is a diagonal matrix with elements of  $\mathbf{a}$  on its diagonal and  $\mathbf{I}_n$  is the  $n \times n$  identity matrix

## 2. System Model

Let us consider a UM-MIMO indoor scenario, where a base station with an array of  $N_{tx}$  antennas transmits to a user with  $N_{rx}$  antennas without a direct link (due to possible surrounding obstacles). In this case, the communication link is established resorting to a

RIS with  $N_{RIS}$  elements, as shown in Fig. 1. Each transmission comprises  $N_s$  simultaneous data streams, which are represented as  $\mathbf{s} = [s_1 \dots s_{N_s}]^T$ , with  $s_i \in \mathbb{C}$  corresponding to a modulated symbol and  $E[\|\mathbf{s}\|^2] = N_s$ . The signal arriving at the user, can be modelled as

$$\mathbf{r} = \sqrt{\rho} \mathbf{W}^H \mathbf{H}^{D,RIS} \mathbf{\Phi} \mathbf{H}^{RIS,S} \mathbf{F} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1)$$

where  $\sqrt{\rho}$  denotes the power per stream,  $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N_n \times N_s}$  is the base station precoder matrix,  $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N_n \times N_s}$  is the user combining matrix,  $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_n \times 1}$  is the noise vector which contains independent zero-mean circularly symmetric Gaussian samples with covariance  $\sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_n}$ ,  $\mathbf{H}^{RIS,S} \in \mathbb{C}^{N_{rx} \times N_{tx}}$  is the channel matrix between the base station and the RIS and  $\mathbf{H}^{D,RIS} \in \mathbb{C}^{N_{rx} \times N_{ris}}$  is the channel matrix between the RIS and the user. Matrix  $\mathbf{\Phi} \in \mathbb{C}^{N_{ris} \times N_{ris}}$  models the effect of the RIS panel, having a diagonal structure with  $\mathbf{\Phi} = \text{diag}(\boldsymbol{\varphi})$  where  $\boldsymbol{\varphi} = [\varphi_1, \dots, \varphi_{N_{ris}}]^T$  and  $\varphi_m$  represents the phase shift of the  $m^{\text{th}}$  RIS element.

We consider a clustered geometric channel model [16], which is commonly adopted in THz literature [17]. Furthermore, we assume that the channels consist of a LoS component, denoted as  $\mathbf{H}_{LOS}^{RIS,S}$ , and  $N_{ray}$  Non-Line-of-Sight (NLoS) paths. In this case we can write

$$\mathbf{H}^{RIS,S} = \mathbf{H}_{LOS}^{RIS,S} + \sqrt{\frac{\beta_{NLOS}^{RIS,S}}{K_{Rice}}} \sum_{l=1}^{N_{ray}} \alpha_l^{RIS,S} \mathbf{a}_{RIS}(\phi_l^{RIS \leftarrow S}, \theta_l^{RIS \leftarrow S}) \mathbf{a}_S(\phi_l^{S \rightarrow RIS}, \theta_l^{S \rightarrow RIS})^H \quad (2)$$

for the channel between the base station and the RIS, where  $\alpha_l^{RIS,S}$  is the complex gain of the  $l^{\text{th}}$  NLoS ray (with  $\sum_{l=1}^{N_{ray}} E[|\alpha_l^{RIS,S}|^2] = 1$ ) and  $\beta_{NLOS}^{RIS,S}$  denotes the path loss of the NLoS channel. Assuming path lengths close to  $d_{S \leftrightarrow RIS}$ , this path loss can be approximated as

$$\beta_{NLOS}^{RIS,S} = \frac{G_{tx} A_{RIS}}{4\pi (d_{S \leftrightarrow RIS})^2} e^{-k_{\text{abs}}(f) d_{S \leftrightarrow RIS}} \quad (3)$$

which allows us to use the Rice factor,  $K_{Rice}$ , to define the energy ratio between the LoS and NLoS components. Vectors  $\mathbf{a}_S(\phi_l^{S \rightarrow RIS}, \theta_l^{S \rightarrow RIS})$  and  $\mathbf{a}_{RIS}(\phi_l^{RIS \leftarrow S}, \theta_l^{RIS \leftarrow S})$  represent the transmit antenna array and RIS array responses at the  $(\phi_l^{RIS \leftarrow S}, \theta_l^{RIS \leftarrow S})$  and  $(\phi_l^{S \rightarrow RIS}, \theta_l^{S \rightarrow RIS})$  azimuth and elevation angles, respectively. Assuming the adoption of a uniform planar array (UPA) structure, the steering vectors for the transmitter are given by

$$\mathbf{a}_S(\phi_l^{S \rightarrow RIS}, \theta_l^{S \rightarrow RIS}) = \left[ 1, \dots, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d_s (p \sin \phi_l^{S \rightarrow RIS} \sin \theta_l^{S \rightarrow RIS} + q \cos \theta_l^{S \rightarrow RIS})}, \dots, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d_s ((\sqrt{N_{tx}} - 1) \sin \phi_l^{S \rightarrow RIS} \sin \theta_l^{S \rightarrow RIS} + (\sqrt{N_{tx}} - 1) \cos \theta_l^{S \rightarrow RIS})} \right]^T \quad (4)$$

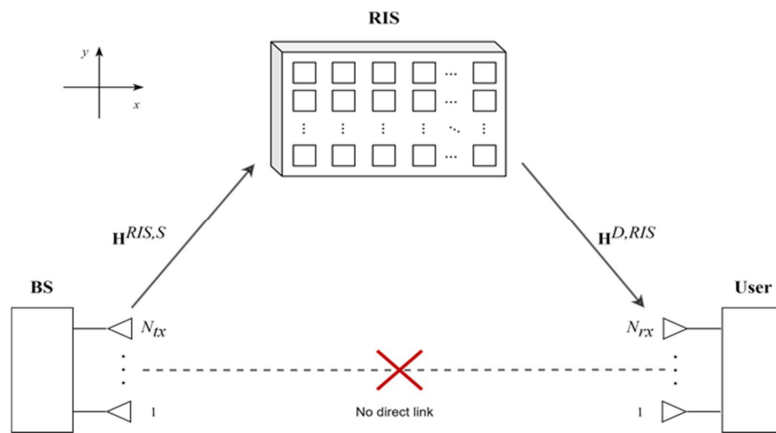
where  $p, q = 0, \dots, \sqrt{N_{tx}} - 1$  are the antenna indices,  $\lambda$  is the signal wavelength and  $d_s$  is the inter-element spacing at the transmit array. The steering vectors for the RIS and receiver,  $\mathbf{a}_{RIS}(\phi_l^{RIS \leftarrow S}, \theta_l^{RIS \leftarrow S})$  and  $\mathbf{a}_D(\phi_l^{D \leftarrow RIS}, \theta_l^{D \leftarrow RIS})$ , can be defined using a similar notation. Assuming a unit normalized power radiation pattern for the antennas and RIS elements along the directions of interest, the components of  $\mathbf{H}_{LOS}^{RIS,S}$  can be written as [18], [19]

$$\mathbf{H}_{LOS}^{RIS,S}(n,m) = \sqrt{\frac{G_{tx} A_{RIS}}{4\pi d_{n,m}^2}} e^{-k_{abs}(f)d_{n,m}} e^{-j2\pi d_{n,m}/\lambda} \quad (5)$$

where  $d_{n,m}$  represents the distance between the  $m^{\text{th}}$  transmit antenna element and the  $n^{\text{th}}$  RIS element,  $G_{tx}$  is the transmit antenna gain,  $A_{RIS}$  is the RIS element area and  $k_{abs}(f)$  is the molecular absorption coefficient at frequency  $f$ .

Using a similar notation, we can write the channel between the RIS and the user as

$$\mathbf{H}^{D,RIS} = \mathbf{H}_{LOS}^{D,RIS} + \sqrt{\frac{\beta_{NLOS}^{RIS,S}}{K_{Rice}}} \sum_{l=1}^{N_{ray}} \alpha_l^{D,RIS} \mathbf{a}_D(\phi_l^{D \leftarrow RIS}, \theta_l^{D \leftarrow RIS}) \mathbf{a}_{RIS}(\phi_l^{RIS \rightarrow D}, \theta_l^{RIS \rightarrow D})^H \quad (6)$$



**Figure 1.** A RIS-assisted UM-MIMO system consisting of a BS, a user, and a RIS with  $N_{RIS}$  reflecting elements.

### 3. Phase-Shifting Matrix Optimization

#### 3.1. Problem Formulation

After describing the system model and the channel model in the previous section, we can focus on the problem formulation by defining the combined channel matrix as

$$\mathbf{H}^{Total}(\boldsymbol{\varphi}) = \mathbf{H}^{D,RIS} \boldsymbol{\Phi} \mathbf{H}^{RIS,S} \quad (7)$$

with  $\boldsymbol{\Phi} = \text{diag}(\boldsymbol{\varphi})$ . We can then rewrite the received signal (1) as

$$\mathbf{r} = \sqrt{\rho} \mathbf{W}^H \mathbf{H}^{Total}(\boldsymbol{\varphi}) \mathbf{F} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (8)$$

To limit the implementation complexity, in this paper we consider that the precoder is designed first with the RIS matrix being optimized based on this precoder. It should be noted that the proposed design can also be directly extended to an alternating optimization approach by subsequently recomputing the precoding matrix followed by another computation of the RIS matrix. While this can improve the performance, it also increases the complexity. Regarding the base station precoder, we consider the use of a Singular Value Decomposition (SVD) based design. In this case, we decompose  $\mathbf{H}^{Total}(\boldsymbol{\varphi})$  into

$$\mathbf{H}^{Total}(\boldsymbol{\varphi}) = \mathbf{U} \boldsymbol{\Lambda} \mathbf{V}^H \quad (9)$$

where  $\mathbf{U}$  is a unitary matrix  $N_{rx} \times N_{rx}$ ,  $\mathbf{\Lambda}$  is a diagonal matrix of dimension  $N_{rx} \times N_{rx}$  and  $\mathbf{V}$  is a unitary matrix  $N_{rx} \times N_{rx}$ . The precoder matrix is then simply set as  $\mathbf{F} = \mathbf{V}[:, 1 : N_s]$ . It is important to highlight that while we are assuming a fully digital precoder in this exposition, it is well-known that UM-MIMO operating in the THz bands must rely on hybrid implementations where the signal processing is split into a reduced digital part and an analog part. However, the hybrid design can be easily obtained through direct approximation of the fully-digital precoder matrix using the product of a smaller digital precoder matrix and an analog precoder matrix, as described in [20] and [21].

For the computation of the RIS matrix, we can maximize the maximum achievable rate of the system, which for a given precoder matrix  $\mathbf{F}$  and assuming perfect channel knowledge can be written as

$$R = \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_s} + \frac{P}{P_n} \mathbf{F}^H \mathbf{H}^{TotalH}(\boldsymbol{\varphi}) \mathbf{H}^{Total}(\boldsymbol{\varphi}) \mathbf{F} \right) \quad (10)$$

in bits/s/Hz, with  $P_n$  denoting the noise power (i.e.,  $P_n = \sigma_n^2$ ). The optimization problem can then be formulated as

$$\begin{aligned} \min_{\boldsymbol{\varphi}} \quad & -\ln \det \left( \mathbf{I}_{N_s} + \frac{P}{P_n} \mathbf{F}^H \mathbf{H}^{TotalH}(\boldsymbol{\varphi}) \mathbf{H}^{Total}(\boldsymbol{\varphi}) \mathbf{F} \right) \\ \text{subject to} \quad & |\boldsymbol{\varphi}| = 1 \end{aligned} \quad (11)$$

Constraint  $|\boldsymbol{\varphi}| = 1$  is applied to each individual RIS element, assuming that all elements of the RIS achieve maximum signal reflection. Since  $\boldsymbol{\varphi}$  has constant magnitude inputs, (11) is a nonconvex bounded optimization problem whose exact solution is not easy to find.

### 3.2. Proposed Proximal Gradient Method

To address the optimization problem (11) we use the APG method as a heuristic approach, in order to obtain a computationally efficient algorithm for computing the RIS matrix. Let us first rewrite (11) as

$$\min_{\boldsymbol{\varphi}} \quad -\ln \det \left( \mathbf{I}_{N_s} + \frac{P}{P_n} \mathbf{F}^H \mathbf{H}^{TotalH}(\boldsymbol{\varphi}) \mathbf{H}^{Total}(\boldsymbol{\varphi}) \mathbf{F} \right) + \mathbf{I}_{|\boldsymbol{\varphi}|=1}(\boldsymbol{\varphi}) \quad (12)$$

where  $\mathbf{I}_{|\boldsymbol{\varphi}|=1}(\boldsymbol{\varphi})$  is the set indicator function that returns zero if  $|\boldsymbol{\varphi}| = 1$  or  $+\infty$  if not true. Based on the iterative APG approach described in [22], we compute the RIS angle vector at each iteration ( $q+1$ ) as the solution of the following minimization problem

$$\boldsymbol{\varphi}^{(q+1)} = \min \left\{ \mathbf{I}_{|\boldsymbol{\varphi}|=1}(\boldsymbol{\varphi}) + \frac{1}{2\mu} \left\| \mathbf{y}^{(q+1)} - \lambda^{(q)} \nabla f(\mathbf{y}^{(q+1)}) - \boldsymbol{\varphi} \right\|^2 \right\} \quad (13)$$

where  $\lambda^{(q)}$  is the step size,  $f(\boldsymbol{\varphi})$  is the function defined as

$$f(\boldsymbol{\varphi}) = -\ln \det \left( \mathbf{I}_{N_s} + \frac{P}{P_n} \mathbf{F}^H \mathbf{H}^{TotalH}(\boldsymbol{\varphi}) \mathbf{H}^{Total}(\boldsymbol{\varphi}) \mathbf{F} \right) \quad (14)$$

and  $\nabla f(\mathbf{y}^{(q+1)})$  denotes the gradient of  $f(\cdot)$ . It can be seen that this gradient is given by

$$\nabla f(\mathbf{y}^{(q+1)}) = -\text{diag} \left( \left( \mathbf{H}^{RIS,S} \right)^H \left[ \mathbf{I}_{N_{rx}} + \mathbf{H}^{Total}(\mathbf{y}^{(q+1)}) \mathbf{F} \mathbf{F}^H \right] \right)$$

$$\mathbf{H}^{Total} \left( \mathbf{y}^{(q+1)} \right)^{-1} \times \mathbf{H}^{Total} \left( \mathbf{y}^{(q+1)} \right) \mathbf{F} \mathbf{F}^H \left( \mathbf{H}^{RIS,S} \right)^H \quad (15)$$

Regarding  $\mathbf{y}^{(q+1)}$ , it corresponds to a linear combination of the previous two points,  $\boldsymbol{\varphi}^{(q)}$  and  $\boldsymbol{\varphi}^{(q-1)}$ , namely

$$\mathbf{y}^{(q+1)} = \boldsymbol{\varphi}^{(q)} + \boldsymbol{\omega}^{(q)} \left( \boldsymbol{\varphi}^{(q)} - \boldsymbol{\varphi}^{(q-1)} \right) \quad (16)$$

with  $\boldsymbol{\omega}^{(q)}$ , representing an extrapolation parameter that can be calculated as

$$\boldsymbol{\omega}^{(q)} = \frac{q}{q+3}. \quad (17)$$

At this point, we can rewrite equation (13) as

$$\boldsymbol{\varphi}^{(q+1)} = \text{prox}_{\mu \mathcal{H}_{\{1\}^n}} \left( \mathbf{y}^{(q+1)} - \lambda^{(q)} \nabla f \left( \mathbf{y}^{(q+1)} \right) \right) \quad (18)$$

that is, we apply the proximal operator to  $\boldsymbol{\varphi}^{(q+1)}$  which can be calculated as the projection on the set of vectors whose elements have modulus equal to 1, resulting

$$\boldsymbol{\varphi}^{(q+1)} = \left( \mathbf{y}^{(q+1)} - \lambda^{(q)} \nabla f \left( \mathbf{y}^{(q+1)} \right) \right) \oslash \left[ \mathbf{y}^{(q+1)} - \lambda^{(q)} \nabla f \left( \mathbf{y}^{(q+1)} \right) \right] \quad (19)$$

In this expression  $\oslash$  corresponds to an element-by-element Hadamard division. The step size,  $\lambda^{(q)}$ , that is required in (19) can be found by a line search procedure. In this paper we adopt the one proposed in [23]. Algorithm 1 summarizes all the steps of the proposed method.

### 3.3. Quantization

The proposed APG algorithm as described previously, assumes continuous phase shifts in the phase-shifting diagonal matrix  $\boldsymbol{\Phi}$ . In practice, due to the hardware limitation in RIS-assisted systems [5], RIS elements can only support finite levels of phase shifts. Denoting  $N_b$  as the number of bits used in the quantization for the RIS, then the number of available phase levels is  $2^{N_b}$ . For simplicity, we assume that the discrete phase shift values are obtained by uniform interval quantization  $[0, 2\pi)$ . In this case the RIS optimization problem (11), must be modified as

$$\begin{aligned} \min_{\boldsymbol{\varphi}} & -\ln \det \left( \mathbf{I}_{N_s} + \frac{P}{P_n} \mathbf{F}^H \mathbf{H}^{TotalH} \left( \boldsymbol{\varphi} \right) \mathbf{H}^{Total} \left( \boldsymbol{\varphi} \right) \mathbf{F} \right) \\ \text{subject to } & \varphi_i \in \left\{ e^{\frac{2\pi}{2^{N_b} i}} \right\}, \quad i = 0, \dots, 2^{N_b} - 1 \end{aligned} \quad (20)$$

The constraint in this problem still enforces the norm of the elements in the  $\boldsymbol{\varphi}$  to remain one, but the possible phase shift values are limited to  $\varphi_i \in \left\{ e^{\frac{2\pi}{2^{N_b} i}} \right\}, \quad i = 0, \dots, 2^{N_b} - 1$ .

Algorithm 1 can be directly adapted to this new constraint by changing (19) to a projection of a given point onto a set of discrete phase shifts, which is equivalent to calculating the minimum distance between the point and all the set's possible values. However, we have verified numerically that Algorithm 1 performs better if we assume continuous

**Table 1.** Description of the Accelerated Proximal Gradient algorithm.



**Algorithm 1:** Accelerated Proximal Gradient (APG)

---

```

1: Input:  $\boldsymbol{\varphi}^{(0)}, \lambda^{(0)}$ 
2: for  $q=0, \dots, Q-1$  do
3:    $\mathbf{y}^{(q+1)} = \boldsymbol{\varphi}^{(q)} + \boldsymbol{\omega}^{(q)} (\boldsymbol{\varphi}^{(q)} - \boldsymbol{\varphi}^{(q-1)})$ 
4:    $\lambda = \lambda^{(q)}$ 
5:   repeat
6:      $\boldsymbol{\psi} = (\mathbf{y}^{(q+1)} - \lambda^{(q)} \nabla f(\mathbf{y}^{(q+1)})) \oslash [\mathbf{y}^{(q+1)} - \lambda^{(q)} \nabla f(\mathbf{y}^{(q+1)})]$ 
7:      $\hat{f}(\boldsymbol{\varphi}) = -\ln \det (\mathbf{I}_{N_s} + \mathbf{F}^H \mathbf{H}^{Total}(\mathbf{y}^{(q+1)}) \mathbf{H}^{Total}(\mathbf{y}^{(q+1)}) \mathbf{F})$ 
        $+ \mathbf{F}^H(\mathbf{y}^{(q+1)}) (\boldsymbol{\psi} - \mathbf{y}^{(q+1)}) + \frac{1}{2\lambda} \|\boldsymbol{\psi} - \mathbf{y}^{(q+1)}\|^2$ 
9:     if  $f(\boldsymbol{\psi}) \leq \hat{f}(\boldsymbol{\psi})$ 
10:      break;
11:     else
12:        $\lambda = \beta \lambda$  (with  $\beta \in ]0, 1[$ )
13:     end
14:   end
15:    $\lambda^{(q+1)} = \lambda$ 
16:    $\boldsymbol{\varphi}^{(q+1)} = \boldsymbol{\psi}$ 
17: end for

```

---

phase shifts when computing the inner iterations and the projection over the discrete phase shifts set is only computed in the end. Therefore, we adopt this configuration when considering quantization.

#### 4. Numerical Results

In this section, we evaluate the achievable rate of the proposed RIS optimization algorithm with the aid of Monte Carlo simulations for different configurations. We consider a RIS-assisted UM-MIMO communication operating in an indoor environment as in Fig.1. The coordinates of the BS, RIS, and user are  $(0 \text{ m}, 0 \text{ m})$ ,  $(\frac{\sqrt{2}}{2} \text{ m}, \frac{\sqrt{2}}{2} \text{ m})$  and  $(d, 1 \text{ m})$ , respectively, where  $d$  is a value that varies along the simulations (changing the Tx-Rx distance). The transmit power at the BS is  $P_{tx} = 30 \text{ dBm}$  and the noise power is  $N_0 = -72.24 \text{ dBm}$ . The operating frequency of each RIS element is  $f = 300 \text{ GHz}$  (i.e.,  $\lambda = 0.09 \text{ cm}$ ),  $k_{abs}(f) = 0.0033$ ,  $d_s = d_r = \lambda/2 = 0.045 \text{ cm}$  and the spacing between the RIS matrix elements is  $d_{ris} = \lambda/2 = 0.045 \text{ cm}$ , resulting in  $A_{RIS} = 0.045 \text{ cm}^2$ . Also, we consider a bandwidth of  $B = 10 \text{ GHz}$  and assume a channel with  $K_{Rice} = 10$  and  $N_{ray} = 6$  NLOS paths. The antenna gains are  $G_{tx} = G_{rx} = 22 \text{ dBi}$ .

The figures below show the achievable rate (in Gbps) over the distance between the BS and the user (in meters). Figures 2,3,4 show the results for a scenario with  $N_s=2$ ,  $N_r=256$  and  $N_{rx}=4$ .

Fig. 2 compares the proposed APG algorithm with a static reflectarray, and with the adaptive gradient descent (A-GD) algorithm from [17], considering a RIS with  $N_{RIS} = 81$ . Looking at the curves we can observe that, as expected, the further away the user is from the BS, the lower the bitrate the system can achieve. From the results we can conclude that the curve corresponding to a RIS acting as a simple reflector, achieves the worst results of the three. The other two curves, which consider adaption of the individual RIS phases, clearly improve the results, with the proposed APG algorithm achieving higher rates than A-GD. The passive reflectarray achieves rates above 100 Gbps to about 4 m, the A-GD about 10 m, and the APG about 12.5m.

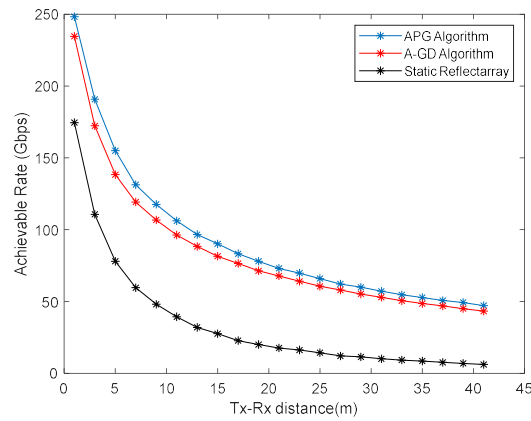


Figure 2. Achievable rate versus distance between BS-User for various schemes.

For better assessment of the impact of the RIS on the achievable rate variation, we show in Fig.3 curves for increasing values of  $N_{RIS}$ . In this case, the physical size of the RIS is increasing, so it presents a larger reflection surface. We can observe that the achievable rate clearly improves for larger RIS. For example, when we increase  $N_{RIS}$  from 64 to 1024, we can observe an improvement of approximately 70 Gbps at 20m.

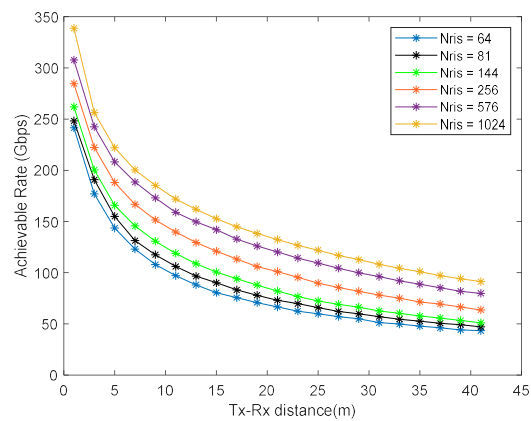
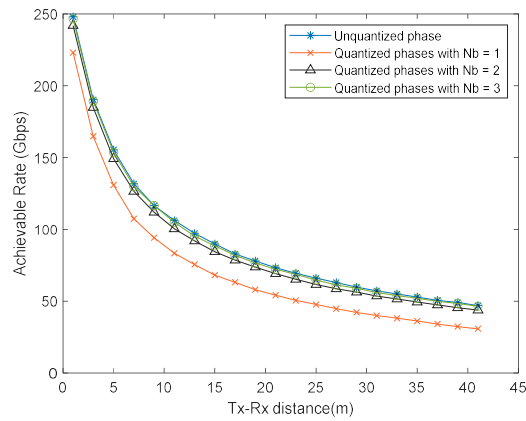


Figure 3. Achievable rate of the proposed APG for various elements in RIS versus distance between BS-User.

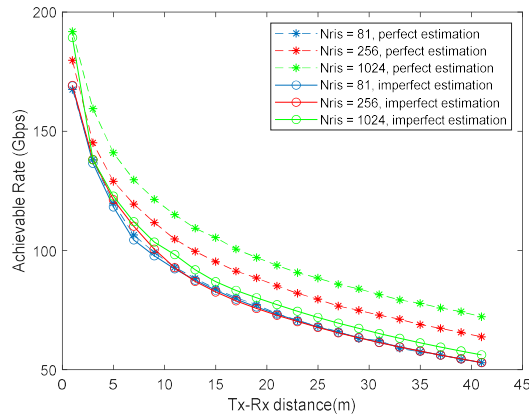
To better understand the behavior of the proposed APG method, it is necessary to consider the incidence of several non-idealities that are typical in a RIS-assisted communication system. The achievable rate for the case of discrete phase shifts in a RIS with  $N_{RIS} = 81$  and the impact of imperfect channel knowledge are shown in Fig. 4 and Fig. 5, respectively.

From Fig.4, we conclude that the use of discrete 1-bit phase shifts can significantly penalize the achievable rate performance. For example, when the user is close to the BS and RIS, at 5m distance, the rate decreases from 156 Gbps to 130 Gbps. However, using 2 or 3-bit phase shifters can be sufficient to achieve close-to-ideal performance with a reduction of only approximately 3 Gbps or 1 Gbps at 40m, respectively. Thus, we conclude that the proposed algorithm is not very sensitive to quantization errors and a resolution of  $N_b = 2$  should be enough to quantize the discrete phase shifts of the RIS elements without a substantial performance degradation.



**Figure 4.** Achievable rate of the proposed APG for the case of discrete phase shifts versus distance between BS-User, considering  $N_{RIS} = 81$ .

In Fig. 5, we evaluate the impact of imperfect channel knowledge for a scenario where  $N_s=1$ ,  $N_{it}=256$  and  $N_{rx}=4$ . In this case we include curves that consider knowledge of only the LoS component, i.e.,  $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H}_{LOS}$ . Observing the results, we can see that, as expected, the optimal achievable rate decreases with imperfect channel knowledge, independently of the  $N_{RIS}$ . However, the higher the  $N_{RIS}$ , the sharper is the reduction level. For example, at 40 m distance with  $N_{RIS} = 81$  the rate decreased from 53 Gbps to 52 Gbps, whereas with  $N_{RIS} = 256$  it decreased from 63 Gbps to 53 Gbps, and with  $N_{RIS} = 1024$  it reduced from 73 Gbps to 56 Gbps.



**Figure 5.** Achievable rate of the proposed APG for the case of perfect/imperfect estimation versus distance between BS-User, considering  $N_{RIS} = 81$ .

## 5. Conclusions

In this paper, we studied a UM-MIMO system operating in the THz band where a base station transmits to a user with the aid of a RIS. In order to compute the individual phase-shifts of the RIS elements and at the same time cope with the large problem setting that is typical in RIS-aided UM-MIMO systems, we proposed the use of a low complexity accelerated proximal gradient algorithm which attempts to maximize the achievable rate. The simulation results confirm the effectiveness of the proposed approach which is able to support large transmission rates for extended distances even without a direct link between the transmitter and receiver. Furthermore, it was also shown that practical low resolution RIS elements may suffice to achieve close to unquantized performance.

**Author Contributions:** Conceptualization, J.P., N.S. and M.R.; methodology, J.P. and N.S.; software, J.P. and N.S.; validation, J.P., J.P.P. and N.S.; formal analysis, J.P. and N.S.; investigation, J.P., J.P.P. and N.S.; resources, J.P.P., N.S. and M.R.; data curation, J.P.; writing—original draft preparation, J.P., J.P.P., N.S. and M.R.; writing—review and editing, J.P., J.P.P., N.S. and M.R.; visualization, J.P.; supervision, N.S. and M.R.; project administration, N.S. and M.R.; funding acquisition, N.S. and M.R. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

**Funding:** This work was supported by the FCT—Fundação para a Ciência e Tecnologia under the grant 2020.05621.BD. The authors also acknowledge the funding provided by FCT/MCTES through national funds and when applicable co-funded EU funds under the project UIDB/50008/2020.

**Conflicts of Interest:** The authors declare no conflict of interest.

## References

1. S. Dang, O. Amin, B. Shihada, and M. S. Alouini, "What should 6G be?," *Nature Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 20–29, 2020.
2. W. Saad, M. Bennis, and M. Chen, "A Vision of 6G Wireless Systems: Applications, Trends, Technologies, and Open Research Problems," *IEEE Network*, vol. 34, no. 3, pp. 134–142, 2020.
3. N. Rajatheva *et al.*, "White paper on broadband connectivity in 6G," *arXiv*, pp. 1–46, 2020.
4. H. Sarrieddeen, M. S. Alouini, and T. Y. Al-Naffouri, "An Overview of Signal Processing Techniques for Terahertz Communications," *arXiv*, pp. 1–29, 2020.
5. Q. Wu and R. Zhang, "Towards Smart and Reconfigurable Environment: Intelligent Reflecting Surface Aided Wireless Network," *IEEE Communications Magazine*, vol. 58, no. 1, pp. 106–112, May 2019.
6. M. di Renzo *et al.*, "Smart Radio Environments Empowered by AI Reconfigurable Meta-Surfaces: An Idea Whose Time Has Come," *Eurasip Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2019, no. 1, Mar. 2019.

7. Z. Chen, X. Ma, C. Han, and Q. Wen, "Towards intelligent reflecting surface empowered 6G terahertz communications: A survey," *China Communications*, vol. 18, no. 5, pp. 93–119, 2021.
8. Q. Wu and R. Zhang, "Beamforming Optimization for Wireless Network Aided by Intelligent Reflecting Surface with Discrete Phase Shifts," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 68, no. 3, pp. 1838–1851, 2020.
9. S. Gong *et al.*, "Toward Smart Wireless Communications via Intelligent Reflecting Surfaces: A Contemporary Survey," *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 22, no. 4, pp. 2283–2314, 2020.
10. H. Saeed, N. Saeed, T. Y. Al-Naffouri, and M.-S. Alouini, "Next Generation Terahertz Communications: A Rendezvous of Sensing, Imaging, and Localization," *IEEE Communications Magazine*, vol. 58, no. 5, pp. 69–75, Sep. 2019.
11. I. F. Akyildiz, C. Han, and S. Nie, "Combating the Distance Problem in the Millimeter Wave and Terahertz Frequency Bands," *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, no. 6, pp. 102–108, 2018.
12. N. S. Perovic, L. N. Tran, M. di Renzo, and M. F. Flanagan, "Achievable Rate Optimization for MIMO Systems with Reconfigurable Intelligent Surfaces," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, pp. 1–17, 2021.
13. T. Hou, Y. Liu, Z. Song, X. Sun, Y. Chen, and L. Hanzo, "MIMO Assisted Networks Relying on Intelligent Reflective Surfaces," pp. 1–30, 2019.
14. J. Zhang, J. Liu, S. Ma, C. K. Wen, and S. Jin, "Large System Achievable Rate Analysis of RIS-Assisted MIMO Wireless Communication with Statistical CSIT," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, pp. 1–33, 2021.
15. C. Han, L. Yan, and J. Yuan, "Hybrid Beamforming for Terahertz Wireless Communications: Challenges, Architectures, and Open Problems," *arXiv*, pp. 1–7, 2021.
16. A. A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, no. 2, pp. 128–137, 1987.
17. X. Ma *et al.*, "Joint Hardware Design and Capacity Analysis for Intelligent Reflecting Surface Enabled Terahertz MIMO Communications," *arXiv*, pp. 1–29, Oct. 2020.
18. K. Dovelos, S. D. Assimonis, H. Q. Ngo, B. Bellalta, and M. Matthaiou, "Intelligent Reflecting Surfaces at Terahertz Bands: Channel Modeling and Analysis," *2021 IEEE International Conference on Communications Workshops, ICC Workshops 2021 - Proceedings*, Mar. 2021.
19. W. Tang *et al.*, "Path Loss Modeling and Measurements for Reconfigurable Intelligent Surfaces in the Millimeter-Wave Frequency Band," *arXiv*, pp. 1–32 Jan. 2021.
20. X. Yu, J. Zhang, and K. B. Letaief, "Doubling Phase Shifters for Efficient Hybrid Precoder Design in Millimeter-Wave Communication Systems," *Journal of Communications and Information Networks*, vol. 4, no. 2, pp. 51–67, Jun. 2019.
21. J. P. Pavia, V. Velez, R. Ferreira, N. Souto, M. Ribeiro, J. Silva, and R. Dinis, "Low Complexity Hybrid Precoding Designs for Multiuser mmWave/THz Ultra Massive MIMO Systems," *Sensors*, vol. 21, no. 18, p. 6054, Sep. 2021.
22. N. Parikh and S. P. Boyd, "Proximal algorithms," *Found. Trends Optim.*, vol. 1, no. 3, pp. 123–231, 2014.
23. A. Beck and M. Teboulle, "Gradient-based algorithms with applications to signal recovery problems," in *Convex Optimization in Signal Processing and Communications*, D. Palomar and Y. Eldar, Ed. University Press, 2010, pp. 42–88.