



**Ricardo João Martinho**

Licenciado em Ciências da Engenharia Electrotécnica e de  
Computadores

## **Desempenho de Sistemas de Comunicações Full-Duplex**

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em  
Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Orientador : Prof. Dr. Rodolfo Alexandre Duarte Oliveira,  
Prof. Auxiliar, Universidade Nova de Lisboa

Júri:

Presidente: Prof. Dr. Luis Augusto Bica Gomes de Oliveira

Arguente: Prof. Dr. Francisco António Taveira Branco Nunes Monteiro

Vogal: Prof. Dr. Rodolfo Alexandre Duarte Oliveira



FACULDADE DE  
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA  
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA

**JUNHO, 2015**



## **Desempenho de Sistemas de Comunicações Full-Duplex**

Copyright © Ricardo João Martinho, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova de Lisboa

A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade Nova de Lisboa têm o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objectivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.



*"The best way to predict your future is to create it."*  
- Abraham Lincoln



# Agradecimentos

Primeiro que tudo, queria agradecer ao meu orientador, Professor Rodolfo Oliveira por todas as horas, minutos e segundos disponibilizados no meu acompanhamento, nas longas conversas não planeadas e por toda a paciência demonstrada. Agradeço-lhe também todos os conselhos e todas as verificações associadas a este trabalho, especialmente quando se encontrava sobrelotado de trabalho. Agradeço também aos outros docentes da secção de Telecomunicações por me terem contagiado o seu gosto por esta área.

Seguidamente, gostaria de agradecer à FCT-UNL e ao DEE pelas condições que me foram proporcionadas, as quais proporcionaram o meu crescimento pessoal e profissional. Também agradeço à Fundação para a Ciência e Tecnologia pelo apoio prestado através dos projetos ADIN (PTDC/EEI-TEL/2990/2012) e MANY2COMWIN (EXPL/EEI-TEL/0969/2013).

Aos meus pais e à minha avó, por me terem proporcionado todas as condições (e mais algumas) para terminar este curso e me tornar engenheiro. Mesmo perante todas as dificuldades, nunca nada me faltou. Um obrigado especial por tudo. Ao resto dos meus familiares mais próximos (eles sabem quem são), por estarem presentes e por fazerem de mim parte de quem eu sou.

Queria também agradecer aos meus companheiros da Sala 3.5, quer da secção de Telecomunicações, quer da secção de Electrónica, em especial ao José Pedro Reis, Gonçalo Lourenço, Tiago Bento, Rui Cardoso, Paulo Martins, Frederico Monteiro, Sara Ribeiro, Nuno Pereira, Ricardo Madeira, Halyna Korol, Filipe Viegas e João Pinto pela companhia ao pequeno-almoço, almoço e lanche, pelos momentos de descontração e de entretenimento, sem nunca descuidar o trabalho. Um agradecimento a todos vós que participaram na compra da "nossa" máquina de café, a qual foi companheira de todos, nos últimos 6 meses.

Quero agradecer de forma um pouco mais sentida ao João Miguel (sim Vasco, és tu), Tomás "Nano" Ribeiro, António Sá, Cristiana Nóbrega, Joana e Rita França, Sara Brito e Diogo Jorge pelos momentos vividos, pela amizade, pelos conselhos e pela "parvoíce".

Também agradecer ao Pedro Martins e João Barata Oliveira pelos momentos passados nos primeiros anos na Faculdade (Toca a despachar o Curso!). Ao Filipe Araújo,

pelos passeios de bicicleta, em ritmo de competição (havemos de fazer mais). Ao Ricardo Trony, à Camila Pereira e à Liliana Pedro por todo o apoio dado ao longo dos anos e pela amizade que ainda perdura. Ao Frederico Figueiredo e ao Rafael Robalo, por convosco ter vivenciado o mundo do ciclismo (embora apenas de formação), e por tudo o que ficou.

Gostaria também de agradecer ao Professor André Mora e ao Professor José Manuel Fonseca, pela confiança e pela oportunidade que me foi dada. Foi um prazer! Obrigado.

Por último, e não menos importante, queria expressar um especial agradecimento à Sofia Marques por tudo. Por estar lá, por fazer parte da minha vida, e por toda a motivação, amor e carinho. As palavras não fazem jus a tudo aquilo que significas para mim.



# Resumo

---

O aumento do volume de tráfego gerado em redes sem fios e a elevada taxa de ocupação do espectro Rádio-Eléctrico tem levado à procura e desenvolvimento de sistemas de elevada eficiência espectral. Recentemente, diversos grupos de investigação têm abordado a possibilidade de um dispositivo sem fios transmitir e receber dados em simultâneo na mesma banda. Estes dispositivos enquadram-se nos denominados “sistemas de comunicação Full-Duplex”, os quais, no limite, podem duplicar a capacidade da rede, quando comparados aos sistemas Half-Duplex.

A grande dificuldade de implementação destes sistemas está associada ao cancelamento da auto-interferência. Esta interferência é provocada pela transmissão do próprio nó e, uma vez que apresenta uma potência muito superior à do sinal transmitido por outro dispositivo, impossibilita a captura desse sinal. Para permitir a transmissão e recepção de dados em simultâneo, os dispositivos Full-Duplex utilizam mecanismos de cancelamento do sinal auto-interferente, reduzindo-o para valores de potência próximos do nível de ruído.

Nesta dissertação são abordados diversos tipos de mecanismos de redução da auto-interferência, caracterizando as suas vantagens, desvantagens e limitações de utilização. De forma a estudar o funcionamento dos sistemas Full-Duplex, é caracterizado o efeito residual do cancelamento da auto-interferência e a capacidade de transmissão deste tipo de sistemas, incluindo a capacidade de recepção de múltiplos pacotes. Por fim, é proposto um protocolo de acesso ao meio para cenários onde vários dispositivos desejam comunicar com um nó receptor, utilizando um sistema de comunicação Full-Duplex.

**Palavras-chave:** Desempenho de Sistemas Full-Duplex, Capacidade de recepção de Múltiplos Pacotes, Cancelamento de auto-interferência, Protocolos de Acesso ao Meio.

---



# Abstract

---

The growth of the traffic generated by wireless devices, as well as the radio spectrum saturation, have motivated the development of high spectral efficiency communication systems. Recently, different research groups have approached the possibility of a single device transmit and receive data simultaneously in the same band. These devices compose the so-called in-band Full Duplex (FD) systems, which at most can double the network capacity when compared to the traditional Half-duplex systems.

The main challenge in the implementation of an FD system is the self-interference cancellation. The self-interference (SI) is caused by the undesired received signal transmitted by the same node. When SI's power is greater than other signal of interest (e.g. a signal transmitted by another node), the performance of a receiver is generally decreased. In order to allow the transmission and reception of data in a simultaneous way, several mechanisms of self-interference cancellation were proposed to approximate the SI power level close to the noise floor.

In this work we tackle several SI suppression techniques in order to characterize their advantages, disadvantages and their limitations in the practical sense of use. To better characterize the FD systems, the work focuses on studying the residual SI power, which represents the amount unsuppressed power after executing the SI's cancelation. The work also tackles the transmission capacity of FD systems, including the capacity when multiple packets may be received simultaneously. In the final stage of the work we propose a medium access control protocol specifically tailored to the scenario where multiple devices aim to transmit data to a single receiver and simultaneously adopt an FD communication system.

**Keywords:** In-Band Full-Duplex Performance, Self-interference Cancellation, Multi-packet Reception Sistemas, Medium Access Control Protocols.

---



# Conteúdo

|   |            |
|---|------------|
| <b>Agradecimentos</b>   | <b>vii</b> |
| <b>Resumo</b>   | <b>ix</b>  |
| <b>Abstract</b>   | <b>xi</b>  |
| <b>Acrónimos</b>  | <b>xxi</b> |
| <b>1 Introdução</b>   | <b>1</b>   |
| 1.1 Motivação . . . . .   | 2          |
| 1.2 Objectivos e Contribuições . . . . .                                      | 3          |
| 1.3 Estrutura da Dissertação . . . . .  | 4          |
| <b>2 Trabalho Relacionado</b>   | <b>5</b>   |
| 2.1 Auto-Interferência . . . . .  | 5          |
| 2.1.1 Cuidados ao nível do hardware . . . . .                                 | 5          |
| 2.1.2 Mecanismos de Cancelamento da auto-interferência . . . . .              | 7          |
| 2.1.3 Análise ao Desempenho . . . . .   | 11         |
| 2.2 Protocolos de Acesso ao Meio . . . . .                                    | 13         |
| <b>3 Modelo Full-Duplex</b>   | <b>19</b>  |
| 3.1 Caracterização da Potência Residual do Cancelamento da Auto-Interferência | 22         |
| 3.1.1 Cancelamento Analógico . . . . .  | 22         |
| 3.1.2 Cancelamento Analógico e Digital . . . . .                              | 25         |
| 3.2 Distribuição da Potência Residual . . . . .                               | 27         |
| 3.3 Análise e Validação do Modelo . . . . .                                   | 29         |
| 3.3.1 Cancelamento analógico . . . . .  | 29         |
| 3.3.2 Cancelamento analógico e digital . . . . .                              | 32         |
| 3.4 Efeitos secundários do cancelamento - ruído de fase . . . . .             | 37         |
| 3.5 Capacidade de Recepção . . . . .  | 39         |

|          |   |           |
|----------|---|-----------|
| <b>4</b> | <b>Probabilidade de Recepção</b>  | <b>43</b> |
| 4.1      | Caracterização teórica da probabilidade de recepção . . . . .   | 43        |
| 4.1.1    | Probabilidade de recepção para transmissores com suporte à recepção de múltiplos de pacotes . . . . . | 44        |
| 4.2      | Análise da Capacidade de Recepção . . . . .   | 46        |
| 4.2.1    | Impacto da distância ao receptor . . . . .  | 47        |
| 4.2.2    | Sistemas Full-Duplex com recepção de múltiplos pacotes . . . . .                                      | 48        |
| 4.2.3    | Sistemas Full-Duplex em cenários Multi-hop . . . . .  | 50        |
| <b>5</b> | <b>Protocolos de Acesso ao Meio</b>   | <b>53</b> |
| 5.1      | Caracterização do protocolo MAC . . . . .   | 53        |
| 5.2      | Estudo da capacidade de transmissão MPR . . . . .   | 55        |
| 5.3      | Análise de desempenho . . . . .   | 56        |
| <b>6</b> | <b>Conclusões</b>   | <b>61</b> |
| 6.1      | Considerações Finais . . . . .  | 61        |
| 6.2      | Trabalho Futuro . . . . .   | 62        |

# Lista de Figuras

|      |   |    |
|------|---|----|
| 1.1  | Esquema de transmissão em Full-Duplex . . . . .   | 2  |
| 2.1  | Efeito da transmissão de dois tons puros [AES13]. . . . .   | 6  |
| 2.2  | Esquema simplificado de um receptor convencional. . . . .   | 6  |
| 2.3  | Efeito do ADC quando se encontra sobre forte auto-interferência [Jai11]. . . . .  | 7  |
| 2.4  | Classificação de canceladores de auto-interferência [Sah+13]. . . . .   | 8  |
| 2.5  | Ordem da aplicação das diversas técnicas de cancelamento [Sah+13]. . . . .  | 8  |
| 2.6  | Cancelamento em RF (pre/post-mixer) [Sah+13]. . . . .   | 10 |
| 2.7  | Cancelamento em banda base [Sah+13]. . . . .  | 10 |
| 2.8  | Exemplo do problema do nó escondido. . . . .  | 13 |
| 2.9  | Exemplo do problema do nó exposto. . . . .  | 14 |
| 2.10 | Exemplo de <i>Relay</i> e ACK implícito [Cho+10]. . . . .   | 17 |
| 3.1  | Representação do modelo descrito em [Sah+13]. . . . .   | 19 |
| 3.2  | Validação de $f_{\Pi}$ para diversos valores do parâmetro de estimação da amplitude ( $\rho_{an}$ ). . . . .                    | 30 |
| 3.3  | Validação de $f_{\Pi}$ para diversos valores de variância do canal ( $\sigma_r$ ) e/ou do sinal emitido ( $\sigma_r$ ). . . . . | 30 |
| 3.4  | Validação de $f_{\Pi}$ para diversos valores de estimação do tempo de propagação do canal ( $\tau_{an}$ ). . . . .              | 30 |
| 3.5  | Validação de $f_{\Pi}$ para os cenários A, B e C. . . . .   | 31 |
| 3.6  | Validação de $f_{\Pi}$ para diversos valores do parâmetro de estimação da amplitude ( $\rho_{an}$ ). . . . .                    | 32 |
| 3.7  | Validação de $f_{\Pi}$ para diversos valores de estimação do tempo de propagação do canal ( $\tau_{an}$ ). . . . .              | 32 |
| 3.8  | Validação de $f_{\Pi}$ para os cenários A, B e C. . . . .   | 33 |
| 3.9  | Validação de $f_{\Pi}$ para diversos valores do parâmetro de estimação da amplitude ( $\rho_{dig}$ ). . . . .                   | 33 |

|      |  |    |
|------|--|----|
| 3.10 | Validação de $f_{II}$ para diversos valores do parâmetro de estimação da amplitude ( $\tau_{dig}$ ).   | 34 |
| 3.11 | Validação de $f_{II}$ para os cenários A, B e C.   | 34 |
| 3.12 | Validação de $f_{II}$ para os cenários A, B e C.   | 35 |
| 3.13 | Validação de $f_{II}$ para diversos valores do parâmetro de estimação da amplitude ( $\rho_{dig}$ ).   | 35 |
| 3.14 | Validação de $f_{II}$ para diversos valores de estimação do tempo de propagação do canal ( $\tau_{dig}$ ).   | 36 |
| 3.15 | Validação de $f_{II}$ para os cenários A e B.  | 36 |
| 3.16 | Função de autocorrelação do ruído de fase em função do atraso.   | 37 |
| 3.17 | Comparação do parâmetro $\beta_{\phi}^2$ em função do tempo de propagação do canal ( $\Delta_{si}$ ) para cancelador analógico.  | 38 |
| 3.18 | Comparação do parâmetro $\beta_{\phi}^2$ em função da estimação do ganho de amplitude ( $\rho_{dig}$ ) (a) e tempo de propagação do canal ( $\Delta_{si}$ ) (b) para cancelador analógico e digital. | 38 |
| 3.19 | Efeitos de propagação.   | 39 |
| 3.20 | Comparação entre Distribuição Gamma e Lognormal.   | 40 |
| 3.21 | Capacidade para diferentes canceladores.   | 41 |
| 4.1  | Probabilidade de sucesso em função da distância ao receptor.   | 45 |
| 4.2  | Cenário base considerado para a simulação da probabilidade de sucesso.   | 46 |
| 4.3  | Probabilidade de sucesso de vários nós em função da distância do nó 1 ao receptor FD.  | 46 |
| 4.4  | (a) Potência residual do canal auto-interferente após cancelamento. (b) Probabilidade de sucesso de recepção para diferentes cenários de cancelamento da auto-interferência.                         | 47 |
| 4.5  | Probabilidade de Sucesso de Recepção de Pacotes de cada transmissor às distancias de 4, 8 e 12 metros. (a) Sem controlo de potência. (b) Com controlo de potência.                                   | 49 |
| 4.6  | Probabilidade de Sucesso de Recepção de Pacotes de cada transmissor às distancias de 2, 3 e 4 metros. (a) Sem controlo de potência. (b) Com controlo de potência.                                    | 49 |
| 4.7  | Probabilidade de sucesso para transmissor FD-SPR em função da distância entre 2 nós.   | 51 |
| 4.8  | Probabilidade de sucesso para transmissor Recepção de Pacote Único (Single Packet Reception) (SPR) em função da distância <i>end-to-end</i> .  | 52 |
| 5.1  | Ronda de comunicação do Protocolo MAC [Zha10].   | 54 |
| 5.2  | Relação entre o número de pacotes transmitidos e o número médio de pacotes recebidos.  | 55 |



|     |  |    |
|-----|--|----|
| 5.3 | Relação entre o número de pacotes transmitidos e o número médio de pacotes recebidos (c/ controlo de potência). . . . .        | 56 |
| 5.4 | Parâmetros $w$ e $p$ em função do número de nós que desejam transmitir, de forma a se atingir o débito máximo da rede. . . . . | 58 |
| 5.5 | Número médio de pacotes recebidos em função do número de nós que transmitem dos diversos Protocolos MAC. . . . .               | 58 |
| 5.6 | Desempenho dos diversos protocolos MAC. . . . .  | 59 |



# Lista de Tabelas

|     |   |    |
|-----|---|----|
| 3.1 | Valores de $\beta_\phi^2$ para vários tipos de cancelador [Sah+13]. . . . . | 21 |
|-----|---|----|



# Acrónimos

**ACK** Confirmação (Acknowledge)

**ADC** Conversor Analógico - Digital (Analog-to-Digital Converter)

**AP** Ponto de Acesso (Access Point)

**ARQ** Automatic Repeat reQuest

**CDF** Função de Distribuição Cumulativa

**CSMA** Carrier Sense Multiple Access

**CSMA/CA** Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance

**CTS** Autorização de Envio (Clear to Send)

**DCF** Distributed Coordination Function

**FD** Full-Duplex

**FF** Desvanecimento Rápido (Fast-Fading)

**FGM** Função Geradora de Momentos

**HD** Half-Duplex

**LNA** Amplificador de Baixo Ruído (Low Noise Amplifier)

**MAC** Controlo de Acesso ao Meio (Medium Access Control)

**MANET** Rede Ad-Hoc com Mobilidade

**MPR** Recepção de Múltiplos Pacotes (MultiPacket Reception)

**PDF** Função de Densidade de Probabilidade

**PL** Perdas de Propagação (Path-Loss)

**RF** Rádio-Frequência

**RTS** Pedido de Envio (Request to Send)

**SINR** Relação Sinal-Ruído-Interferência (Signal to Interference plus Noise Ratio)

**SNR** Relação Sinal-Ruído (Signal to Noise Ratio)

**SPR** Recepção de Pacote Único (Single Packet Reception)

**SF** Desvanecimento Lento (Slow-Fading ou Shadowing)



# Introdução

As comunicações sem fios fazem parte do quotidiano da sociedade moderna. Embora apenas nas últimas décadas tenham passado a ter um papel fulcral no dia a dia, o aparecimento das mesmas remonta aos finais do século XIX. No entanto, os sistemas de comunicação sem fios são designados de sistemas Half-Duplex (HD), uma vez que a transmissão de dados não ocorre em simultâneo na mesma frequência, ou seja, os dados são transmitidos em instantes diferentes de tempo (TDD) ou em simultâneo utilizando duas frequências distintas (FDD). Esta situação deve-se ao facto da potência recebida associada ao sinal transmitido pelo próprio nó ser sempre superior à potência recebida proveniente de outros nós, dificultando a recepção do sinal.

A capacidade de utilizar a mesma frequência em simultâneo (Full-Duplex (FD)) tanto para a recepção como para a transmissão de dados apresenta-se como uma vantagem, uma vez que em teoria duplica a capacidade da rede. Esta vantagem é amplamente apreciada devido à escassez de espectro radio-eléctrico disponível para os diferentes tipos de comunicações sem fios, e consequentemente devido aos elevados custos de licenciamento para os operadores de telecomunicações.

O principal desafio associado à utilização de técnicas de transmissão Full-Duplex é a interferência criada pelo próprio transmissor ao sistema de recepção. Esta é denominada de auto-interferência, apresentando normalmente elevada potência comparativamente ao sinal recebido, dada a proximidade entre as antenas receptora e emissora.

A figura 1.1 apresenta uma esquematização do princípio de funcionamento de um sistema Full-Duplex (FD). Quando o nó 1 transmite o sinal (1), o receptor do próprio nó recebe também esse sinal (1a). Isto dificulta a recepção do sinal transmitido pelo nó 2 (2), uma vez que a potência do sinal auto-interferente (1a) é tipicamente várias ordens de grandeza superior ao valor de potência recebida do sinal de interesse (2).

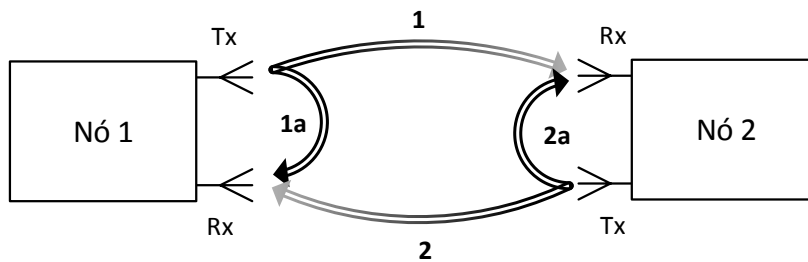


Figura 1.1: Esquema de transmissão em Full-Duplex

## 1.1 Motivação

Ao longo dos últimos anos, principalmente devido à evolução tecnológica, as comunicações sem fios tornaram-se uma realidade em vários domínios de utilização. Até ao final do século passado, a maioria das comunicações sem fios tinham por base esquemas de comunicação unidireccionais utilizando equipamentos com alta potência de transmissão, como por exemplo, Radio AM. Já durante a primeira década do presente século, com a vulgarização de diversos equipamentos tecnológicos, como computadores pessoais, telemóveis e *smartphones*, o número de equipamentos ligados a redes sem fios aumentou de forma significativa.

Actualmente os clientes exigem uma experiência de utilização de serviços de alta qualidade, forçando o desenvolvimento de soluções de rede de alto desempenho. Por outro lado, o espectro radio-eléctrico apresenta uma taxa de ocupação muito elevada, o que leva à procura de soluções de elevada eficiência espectral. Esta escassez provoca elevados custos de licenciamento do espectro rádio-eléctrico. Este tipo de exigências, quer financeiras, quer por parte dos clientes, motiva o desenvolvimento de sistemas de transmissão sem fios altamente eficientes, pelo que os sistemas FD são uma solução a considerar.

A dificuldade da aplicação das técnicas de transmissão FD passa pela capacidade de se conseguir anular o sinal auto-interferente. Para isso são utilizadas técnicas passivas e/ou mecanismos de cancelamento que têm como base o conhecimento prévio do sinal transmitido. Estas dificuldades, mesmo com o actual desenvolvimento tecnológico ao nível da electrónica, ainda não estão totalmente solucionadas, mas é espectável virem a sê-lo num futuro próximo. Um dos grandes desafios está associado à dificuldade de modelação das imperfeições geradas pela cadeia de transmissão do sinal (erros de quantização dos conversores analógico-digital (ADC), ruídos de fase, entre outros).

Por forma a aproveitar os benefícios associados à utilização das técnicas FD, os mecanismos convencionais associados à transmissão de dados (desde o *hardware* às camadas de controlo lógico) necessitarão de ser adaptados. Um dos objectivos deste trabalho consiste na análise do efeito residual do cancelamento da auto-interferência, assim como da capacidade de comunicação para diversas arquitecturas de rede, tendo em vista futuros desenvolvimentos nesta área.



## 1.2 Objectivos e Contribuições

Os objectivos da execução desta dissertação são:

- Apresentar um levantamento bibliográfico das diversas técnicas de cancelamento do sinal auto-interferente. Este objectivo passa também por classificar os diversos mecanismos utilizados e analisar as vantagens, desvantagens e limitações da sua utilização, quer de forma individual, quer colectivamente.
- Estudar o modelo apresentado em [Sah+13], principalmente o efeito residual do cancelamento da auto-interferência, tendo como objectivo verificar quais os parâmetros que mais influenciam positivamente e negativamente o cancelamento do sinal auto-interferente.
- Estudar a capacidade de recepção de transmissores Full-Duplex para diferentes cenários de rede, para diferentes tipos de cancelamento e para diferentes tipos de receptores. Desta forma, será necessário apresentar modelos formais para a caracterização dos efeitos de propagação assim como da recepção de pacotes. O modelo que caracteriza a recepção de pacotes considera que um pacote é recebido com sucesso quando Relação Sinal-Ruído-Interferência (Signal to Interference plus Noise Ratio) (SINR) é superior a um determinado limite de decisão [NEW06]. Em paralelo, pretende-se estudar o efeito da capacidade de recepção quando são utilizados mecanismos de controlo de potência.
- Propor e estudar o desempenho de um protocolo Controlo de Acesso ao Meio (Medium Access Control) (MAC) (baseado em [Zha10]) para transmissores Full-Duplex com capacidade de recepção de múltiplos pacotes, mais especificamente para cenários onde diversos dispositivos desejam comunicar com um nó receptor. Para este estudo serão considerados os resultados obtidos nos diversos capítulos da dissertação.

As principais contribuições deste trabalho são:

- A elaboração de um levantamento bibliográfico sobre as diversas técnicas de cancelamento da auto-interferência, juntamente com uma análise cuidada das vantagens, desvantagens e limitações do seu uso. Mais importante do que uma análise separada de cada um dos mecanismos, são apresentados os factores limitativos associados à utilização em cascata de vários mecanismos de cancelamento.
- A caracterização formal da distribuição da potência residual após cancelamento analógico e/ou digital, a qual permitirá aperfeiçoar os mecanismos de estimação, melhorando o cancelamento agregado do sinal auto-interferente.

- O estudo da capacidade da rede para diferentes parâmetros de cancelamento, para redes com transmissores com capacidade MPR, e para cenários *multi-hop*. Este estudo permitirá analisar os benefícios e as limitações da utilização de técnicas Full-Duplex.
- O protocolo MAC proposto e o estudo do débito da rede apresentado permite demonstrar que, com a introdução de transmissores FD e com as devidas adaptações aos mecanismos de transmissão convencionais, é possível aumentar a capacidade da rede de forma significativa.

No seguimento deste trabalho preparou-se um artigo intitulado "Characterization of the Residual Self-Interference in Full-Duplex Systems", o qual será submetido oportunamente para uma revista ou conferência na área das redes sem fios.

### 1.3 Estrutura da Dissertação

No capítulo 2 são abordados diversos mecanismos de cancelamento e supressão da auto-interferência, as suas vantagens, desvantagens e limitações. Este capítulo ainda inclui um levantamento bibliográfico dos principais desafios dos protocolos de acesso ao meio (MAC) para sistemas Half-Duplex e Full-Duplex.

Ao longo do capítulo 3 é efectuada uma caracterização formal do efeito residual do cancelamento do sinal auto-interferente para diversos tipos de cancelamento analógico e digital. Posteriormente é apresentada e validada a distribuição da potência residual da auto-interferência, assim como as restantes componentes do modelo Full-Duplex utilizado. A título de conclusão, neste capítulo é apresentada uma comparação da capacidade de transmissão para as diferentes topologias de canceladores.

Após análise de todas as parcelas do modelo Full-Duplex apresentado, no capítulo 4 procede-se ao estudo da capacidade de transmissão para diferentes estruturas de rede.

No capítulo 5 é analisado o desempenho de um protocolo MAC para redes em que vários dispositivos transmitem para um nó receptor.

Para finalizar a dissertação, no capítulo 6 são apresentadas algumas considerações finais do trabalho realizado e apresentados alguns tópicos para desenvolvimento futuro.



# Trabalho Relacionado

## 2.1 Auto-Interferência

Para maximizar o desempenho dos sistemas FD, é necessário reduzir, ou se possível cancelar na totalidade, a auto-interferência. Estes mecanismos de cancelamento terão de conseguir reduzir a potência do sinal auto-interferente para valores próximos do nível de ruído, por forma a que os valores de desempenho se aproximem do dobro dos sistemas HD.

Os valores típicos de potência da auto-interferência são aproximadamente 110dB superiores ao nível do ruído [BMK13].

Segundo [BMK13], a auto-interferência pode ser causada por:

- **Componentes lineares e não lineares** - Atenuações associadas a múltiplos ganhos lineares e não lineares quer ao canal de transmissão, quer aos vários componentes electrónicos existentes no radio;
- **Ruído do transmissor** - Ruído associado ao funcionamento de osciladores locais ou de amplificadores de potência. Este ruído manifesta-se principalmente nas frequências adjacentes (*side-bands*).

Cada uma das componentes pode ser observada na figura 2.1.

### 2.1.1 Cuidados ao nível do hardware

O desenvolvimento tecnológico apoia-se nas capacidades e limitações de cada equipamento. A principal limitação associada à utilização do FD é a interferência provocada pelo próprio nó, a qual dificulta a sua implementação.

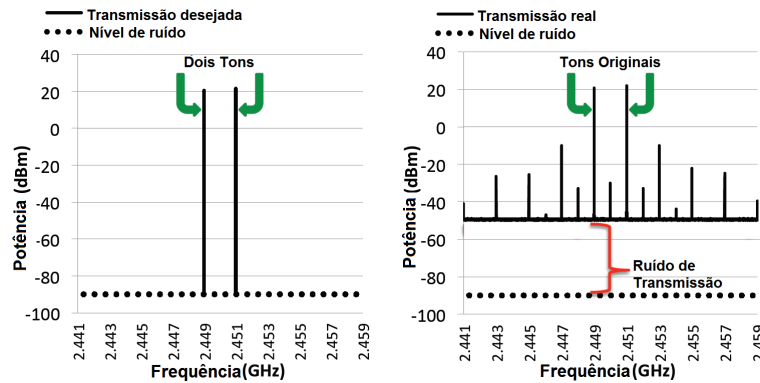


Figura 2.1: Efeito da transmissão de dois tons puros [AES13].

Sendo um dos objectivos do trabalho identificar e classificar os mecanismos de cancelamento dessa interferência, é necessário verificar quais são as etapas pelas quais um determinado sinal passa até ser recebido, e quais as suas limitações.

A figura 2.2 apresenta o desenho típico de um receptor convencional HD. Quando o sinal é recebido passa por um filtro que elimina o sinal fora da banda de interesse. Posteriormente esse sinal é amplificado utilizando um Amplificador de Baixo Ruído (Low Noise Amplifier) (LNA), dado que o sinal recebido é muitas ordens de grandeza inferior ao sinal base para o circuito em questão. Numa terceira fase, o sinal é colocado em banda base, é utilizado um filtro passa baixo para eliminar algum ruído de alta frequência produzido pelo processo de *downconversion* e, finalmente, o sinal é convertido para o domínio digital, utilizando um Conversor Analógico - Digital (Analog-to-Digital Converter) (ADC).

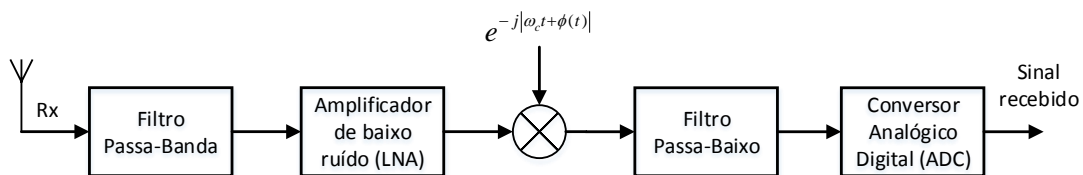


Figura 2.2: Esquema simplificado de um receptor convencional.

Existem algumas questões relativas ao hardware do receptor que se têm de ter em conta quando se considera sistemas de cancelamento de auto-interferência [AES13]. A mais importante reflecte-se no ADC.

A situação, ilustrada na figura 2.3, acontece quando estamos na presença de dois sinais com amplitudes muito distintas. Nesta situação existem duas situações: ou o conversor fica saturado devido ao sinal de grande amplitude, ou existe uma adaptação do ADC ao sinal com maior potência e a quantização do sinal de menor amplitude é destrutiva (ADC *Dynamic Range* [Sab+14]). Em qualquer dos casos, deixa de ser possível a recuperação do sinal de pequena amplitude (o sinal de interesse). Porém, existem soluções para evitar

estas situações. O aumento da resolução do conversor é uma delas. Ao aumentar o número de bits de quantização diminui-se o efeito destrutivo sobre o sinal de pequena amplitude. No entanto, o aumento do número de bits tem efeitos sobre a complexidade e o custo do *hardware*. Outra situação é a aplicação de mecanismos de cancelamento do sinal de maior amplitude (sinal auto-interferente) ao nível analógico, ou seja, antes da fase de conversão para o domínio digital.

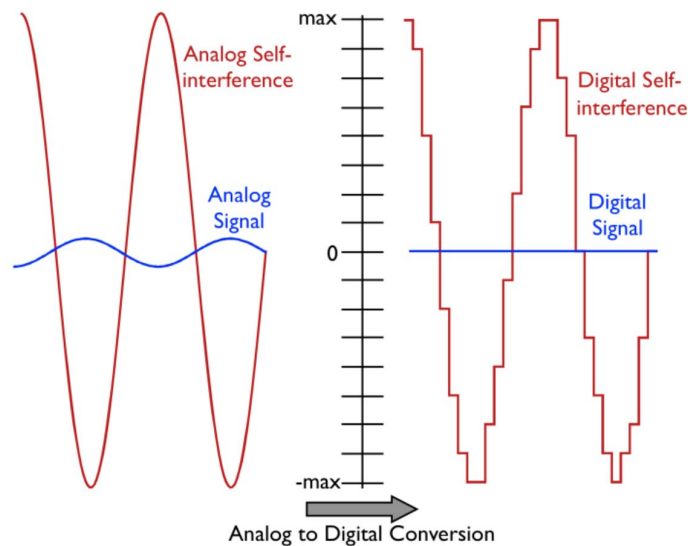


Figura 2.3: Efeito do ADC quando se encontra sobre forte auto-interferência [Jai11].

Uma segunda situação que é necessário ter em conta ao nível do *hardware* são os processos de *upconversion* (passagem do sinal de banda base para a frequência de transmissão) e *downconversion* (passagem do sinal à frequência de transmissão para banda base). Estes processos, embora aparentemente inversos, não o são exactamente. Tudo depende da qualidade do oscilador utilizado para os mesmos. Pequenas variações da fase e amplitude dos osciladores podem piorar a capacidade de cancelar o sinal auto-interferente. Além disso, não é possível garantir que dois nós diferentes tenham a fase do gerador de sinais perfeitamente sincronizada. No entanto, tendo em conta que o sinal interferente é produzido pelo próprio nó emissor, se os osciladores locais associados à cadeia de emissão do sinal e à cascata de cancelamento estiverem sincronizados o impacto desta componente de ruído é reduzida [Sah+13].

Relativamente ao LNA, este poderá operar numa zona de funcionamento linear por forma a evitar o aparecimento de ruído associado à amplificação do sinal de menor potência.

### 2.1.2 Mecanismos de Cancelamento da auto-interferência

As diversas técnicas de redução/cancelamento do sinal auto-interferente podem ser classificadas em mecanismos de cancelamento activo ou técnicas de supressão passiva. Na figura 2.4 propõe-se uma classificação dos diversos mecanismos de redução/cancelamento

da auto-interferência.

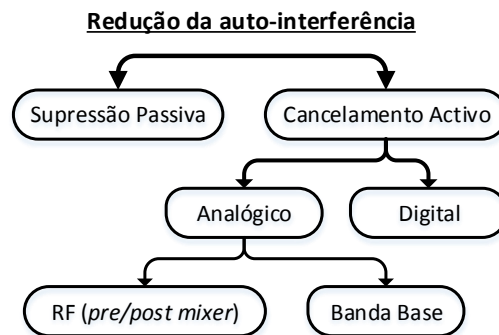


Figura 2.4: Classificação de canceladores de auto-interferência [Sah+13].

As técnicas de cancelamento activas da auto-interferência têm por base o conhecimento do sinal enviado com o intuito de gerar dinamicamente um sinal que cancela o sinal auto-interferente recebido. Nestas técnicas o conhecimento do canal de propagação pode ser utilizado para melhorar o sinal de cancelamento.

Por outro lado, os mecanismos de supressão passiva do sinal auto-interferente têm como princípio a utilização de técnicas de redução da potência de recepção do sinal auto-interferente, sem ser necessário gerar um sinal de cancelamento. A maior parte das técnicas tenta isolar a antena receptora das ondas emitidas pela antena emissora (por exemplo através de diferentes polarizações [DS10]), reduzindo assim a amplitude do sinal auto-interferente.

Por forma a diminuir a auto-interferência, normalmente o seu cancelamento é efectuado através da utilização de várias técnicas em cascata (passivas e activas). Por isso, e tendo em conta as limitações ao nível do hardware, principalmente os efeitos do ADC, as diversas técnicas de cancelamento são normalmente efectuadas segundo a ordem apresentada na figura 2.5.

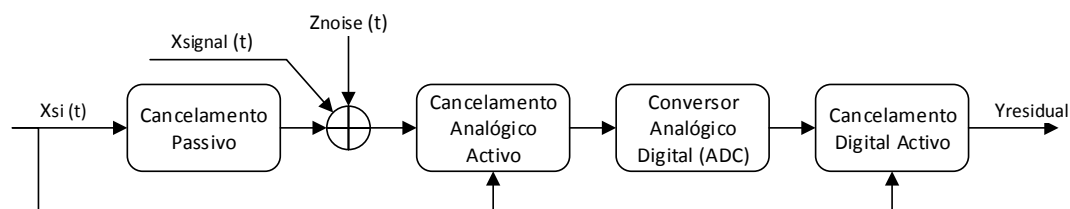


Figura 2.5: Ordem da aplicação das diversas técnicas de cancelamento [Sah+13].

Preferencialmente, o sinal auto-interferente ( $X_{si}$ ) será atenuado por mecanismos de

cancelamento passivos antes de ser capturado. Posteriormente será aplicado o cancelamento analógico, tendo como principal objectivo evitar que o processo de conversão analógico-digital provoque danos sobre o sinal recebido ( $X_{signal}$ ) (descritos na sub-secção 2.1.1). Por fim o cancelamento digital é aplicado para melhorar o resultado agregado do cancelamento.

Tanto o cancelamento activo digital como analógico têm como base o conhecimento do canal auto-interferente. No entanto, a adaptação dos canceladores activos a parâmetros dinâmicos é muito mais simples no domínio digital do que no domínio analógico. Desta forma, e uma vez que a utilização exclusiva do cancelador digital não é satisfatória devido às limitações do ADC, o cancelador analógico pretende reduzir as componentes de maior peso do sinal auto-interferente (por exemplo, componente em linha de vista). Esta parametrização pode ser estimada durante a construção do transmissor, o que possibilita simplificar o mesmo. Isto permite que o ADC funcione em regimes de potência menores, reduzindo o ruído de quantização, proporcionando um melhor cancelamento global.

### 2.1.2.1 Supressão Passiva

De uma forma simplificada, estes mecanismos podem ser vistos como uma tentativa de aumentar as perdas de propagação (*pathloss*) do canal de auto-interferência [Sah+13].

Através de um posicionamento cuidadoso das antenas, [Cho+10] mostra que a colocação de duas antenas emisoras a uma distância  $\lambda$  e  $\lambda/2$ , respectivamente, da antena receptora cria um "ponto espacial nulo" na posição de recepção. Teoricamente se a atenuação de cada um dos canais for idêntica e não existir nem erro de fase, nem mais do que um raio de propagação, o cancelamento seria perfeito. No entanto, tendo em conta que a transmissão é efectuada numa banda e não apenas numa única frequência, a ocorrência de efeitos dispersivos e de reflexão dos canais impossibilita o cancelamento perfeito. Este mecanismo de supressão, além de criar complicações na capacidade de comunicação com a vizinhança devido ao aparecimento dessas zonas "nulas" em diversas direcções, apresenta limitações na largura de banda da comunicação, dado que para larguras de banda superiores a 100MHz a performance é drasticamente deteriorada.

A utilização de antenas direccionais [Eve+11; Eve12] também ajuda a reduzir a auto-interferência, desde que as mesmas sejam colocadas de forma a evitar que os lóbulos principais se interceptem. Mais uma vez, embora seja benéfico do ponto de vista da diminuição da auto-interferência, esta técnica implica que em algumas regiões possa existir interferência provocada pela sobreposição de lóbulos, o que pode criar dificuldades de comunicação com outros nós. Esta situação é especialmente importante se existir mobilidade dos nós.

Também existem trabalhos relacionados com a polarização das antenas [Eve12] onde se propõe que a antena emissora e receptora sejam colocadas de forma ortogonal para evitar o acoplamento mútuo. Também é abordada a possibilidade de utilização de materiais isoladores no percurso em linha de vista, reduzindo assim a potência do sinal

auto-interferente.

Uma outra solução para reduzir a auto-interferência é aumentar a distância entre a antena emissora e a antena receptora. No entanto, isto é impraticável em equipamentos de dimensão reduzida [Sab+14].

Os terminais podem ainda utilizar uma única antena para transmitir e receber. Nesta solução, utilizada há várias décadas nos sistemas de radar, é também possível isolar a transmissão da recepção através de circuladores passivos [Sab+14], os quais são normalmente implementados através de ferrite magnetizada. No entanto, esta solução aumenta consideravelmente as dimensões e o peso dos terminais, impossibilitando a sua implementação em terminais móveis.

### 2.1.2.2 Cancelamento Activo

Como anteriormente indicado, o cancelamento activo tem por base o conhecimento do sinal transmitido com o objectivo de possibilitar a anulação do sinal auto-interferente. Os mecanismos de cancelamento activo podem ser classificados em analógicos e digitais [Sah+13], consoante o domínio onde as respectivas técnicas são aplicadas.

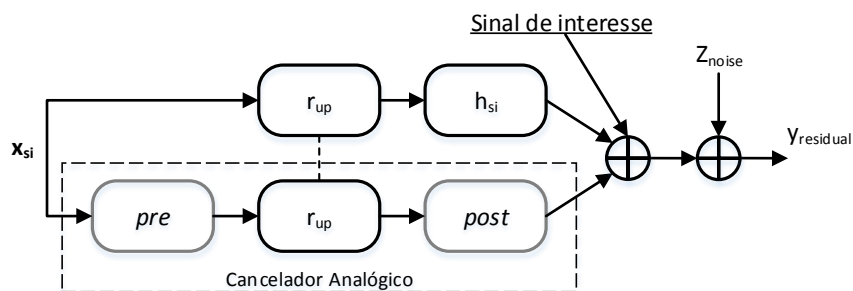


Figura 2.6: Cancelamento em RF (pre/post-mixer) [Sah+13].

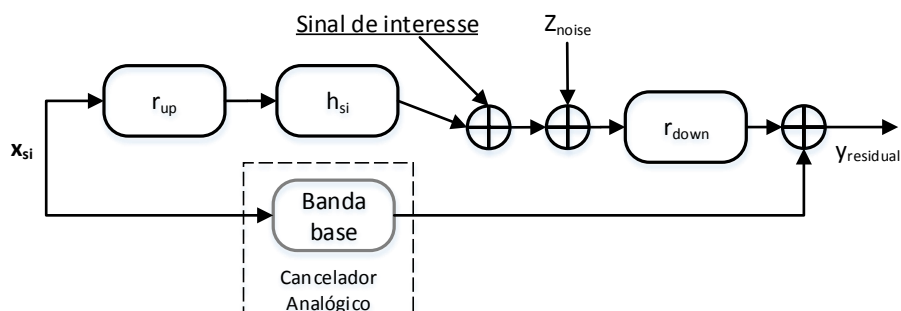


Figura 2.7: Cancelamento em banda base [Sah+13].



O cancelamento activo analógico pode ser efectuado quer em banda-base (figura 2.7) quer na banda de Rádio-Frequência (RF) (figura 2.6) utilizada para transmissão. ( $h_{si}$  representa o canal auto-interferente, e  $r_{up}$  e  $r_{down}$  o processo de *upconversion* e *downconversion*, respectivamente) Neste último, o sinal auto-interferente pode ser processado antes ou depois do processo de *upconversion*, sendo denominado de *pre-mixer* ou *post-mixer*, respectivamente. A inclusão do cancelamento analógico tem um impacto directo na complexidade do receptor, principalmente quando o mesmo permite adaptações associadas à estimação do canal auto-interferente.

Existem diversas técnicas de cancelamento activo analógico, estando entre elas, a utilização de uma segunda cadeia de rádio em paralelo com o sinal transmitido. Neste processo é gerado um sinal invertido do sinal emitido, o qual é utilizado para cancelar a auto-interferência (após o processo de *upconversion*) [Sah+13]. Outra opção é a utilização de canceladores BALUN [Jai+11], os quais são considerados um método de cancelamento *post-mixer* dado que o cancelamento é efectuado na frequência da portadora. A aplicação de rotação de fase do sinal enviado para cancelar o sinal auto-interferente é proposto em [Lee13], sendo semelhante à inversão do sinal.

Por fim, o cancelamento activo digital é efectuado após a conversão Analógico-Digital do sinal resultante do cancelamento analógico, por forma a melhorar o desempenho do cancelamento.

### 2.1.3 Análise ao Desempenho

Ultimamente têm sido propostos diferentes esquemas para cancelamento de interferência. Em [Cho+10] são utilizadas 2 antenas emisoras posicionadas de forma a criar um ponto nulo na posição da antena de recepção. Como já tinha sido explorado anteriormente, este tipo de arquitectura cria problemas ao nível da comunicação em diversas direcções devido ao aparecimento de zonas "nulas". Para atenuar esta situação, [Cho+10] propõe uma redução de potência numa das antenas emisoras. Os autores demonstram que uma redução da potência de emissão de uma das antenas em 6 dB diminui consideravelmente o efeito destrutivo da transmissão nas zonas "nulas".

Além da abordagem convencional (uma antena receptora e uma antena emissora), é proposto em [BMK13] a utilização de apenas uma antena para a emissão e recepção em banda larga.

Os trabalhos citados anteriormente incluem mecanismos de cancelamento analógico e/ou Digital. [Cho+10] apresenta uma análise efectuada utilizando sistemas 802.15.4 (ZigBee), apresentando desempenhos 88 % superiores ao esquema HD. Quando testado em sistemas 802.11, dado que a largura de banda e a potência da transmissão são superiores, os autores reportaram problemas no cancelamento do sinal auto-interferente. Por outro lado, no segundo trabalho [BMK13] foi utilizada a camada física da norma 802.11ac, sendo que os resultados foram semelhantes aos obtidos em [Cho+10].

A nível das técnicas de cancelamento activo analógicas, os valores de atenuação dos

canceladores variam tipicamente entre os 20 dB [Cho+10] e os 40 dB [Sah+13; Syr+14] sendo atingidos valores superiores a 60 dB em [BMK13]. Nestes trabalhos, mas ao nível do cancelamento digital, são apresentados valores entre os 10 dB e os 40 dB.

Ao nível da supressão passiva, foi efectuado um estudo em [SPS11] relativo ao posicionamento e direcção de antenas. Os autores consideraram uma área equivalente a um computador portátil e analisaram a potência recebida. Chegou-se à conclusão que configurações diferentes no posicionamento das antenas podem atenuar a potência do sinal auto-interferente até 30 dB.

No entanto, nos diversos trabalhos analisados, com a excepção de [BMK13], nenhuma cascata de canceladores/supressores consegue reduzir o níveis de potência do Wifi (20 dBm) para níveis de potência do ruído (-90dBm).

Do ponto de vista analítico, mais importante que os resultados obtidos para um determinado esquema prático, interessa caracterizar as dependências dos diversos canceladores relativamente às suas características de funcionamento de forma a permitir determinar os seus limites de desempenho. Em [Sah+13; BMK13; Syr+14; AES13] tenta-se verificar quais serão esses limites tendo em conta as principais componentes limitativas em cada um dos componentes do transmissor, e em cada uma das etapas de cancelamento. De salientar que a necessidade de cancelamento analógico antes da conversão analógico-digital, o erro de fase entre o sinal recebido e a estimação do mesmo, assim como os actuais limites tecnológicos associados à electrónica (por exemplo, os efeitos não lineares dos amplificadores de potência e dos ADC) são factos que limitam a capacidade de cancelamento da auto-interferência.

Uma primeira conclusão é a dependência da correlação entre o sinal auto-interferente e o efeito residual de cada cancelador [Sah+13]. Este dado é importante porque ao ser efectuado um cancelamento analógico perfeito, o cancelador digital não terá efeito sobre o sinal, podendo até piorar o cancelamento.

Uma segunda conclusão está relacionada com o impacto do ruído de fase no cancelamento analógico. Dado que a qualidade do cancelamento depende do erro de fase, que por sua vez depende da estimação do canal (a nível da atenuação e atraso), isto implica existem diferentes limites máximos de desempenho consoante o tipo de cancelador activo analógico utilizado (*pre-mixer*, *post-mixer*, banda base). Estas limitações estão associadas aos procedimentos de tratamento do sinal efectuados em cada cancelador. O ruído de fase está tipicamente associado à qualidade dos osciladores, e aos efeitos dispersivos do canal de auto-interferência. De uma forma simplificada, o efeito residual do cancelamento activo analógico pode ser decomposto em ruído associado ao erro de fase e outra componente associada directamente à potência do sinal auto-interferente.

Uma terceira conclusão está ligada à primeira conclusão, mas aplicada aos mecanismos de supressão passiva. Quando o cancelamento passivo aumenta, a correlação entre os sinais de interesse e auto-interferentes poderá ser menor, o que pode implicar uma menor capacidade de cancelamento, quer analógico quer digital. No entanto, a cascata dos diversos canceladores poderá aumentar o desempenho global do cancelamento [Sah+13].

Do ponto de vista do *hardware*, [BMK13] apresenta como necessário que o cancelamento analógico atenua a auto-interferência pelo menos 50dB para que o ADC funcione num regime de potência menor, reduzindo assim os erros de quantização.

Já do ponto de vista do desempenho, o mesmo trabalho apresenta resultados de testes com equipamentos experimentais (Canceladores BALUN) onde se conclui que para obter vantagens na utilização de transmissões FD é necessário a Relação Sinal-Ruído (Signal to Noise Ratio) (SNR) rondar os 45dB.

## 2.2 Protocolos de Acesso ao Meio

Nos sistemas de comunicações sem fios, o meio de transmissão (espectro radio-eléctrico) é partilhado pelas múltiplas tecnologias de transmissão. Entre tecnologias, a divisão do espectro resolve a maior parte dos problemas de interferência, dado que cada tecnologia tem uma banda reservada para o seu funcionamento. No entanto, existem vários sistemas (por exemplo, o Wifi) onde a quantidade de dispositivos activos em simultâneo poderá limitar o desempenho do sistema devido ao aumento da interferência. Diversas técnicas são utilizadas para controlar o acesso, como a divisão temporal ou espectral da gama de frequências disponíveis para o uso de cada tecnologia. No entanto, é impraticável que cada dispositivo tenha uma banda disponível apenas para ele.

O facto do meio de transmissão ser partilhado implica que cada nó tenha acesso exclusivo ao meio, caso contrário, ocorrerá uma colisão entre múltiplas transmissões, o que pode impossibilitar a recepção das mesmas.

Os protocolos de MAC têm como principal função garantir o acesso de todos os nós à rede de forma a aumentar o débito e a justiça de acesso, sendo que para redes HD pretendem solucionar alguns dos problemas mais comuns, entre eles:

- **Nó Escondido** - Acontece quando dois nós estão a comunicar, e um terceiro que não está no alcance do nó emissor, mas está ao alcance do nó receptor, tenta iniciar uma comunicação para um ou com outro nó ao seu alcance.

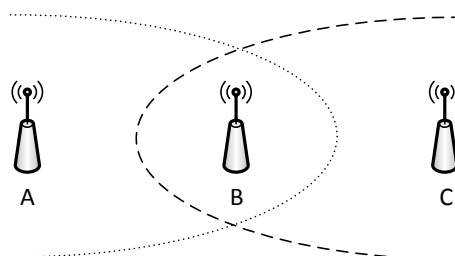


Figura 2.8: Exemplo do problema do nó escondido.

Observando o exemplo da figura 2.8, se C estiver a enviar dados para B, A (nó escondido) não sabe que B está a receber, porque, do seu ponto de vista, o meio

de transmissão está livre. Desta forma ao tentar iniciar uma transmissão, o nó A provoca uma colisão em B.

- **Nó Exposto** - Acontece quando dois nós em alcance um do outro têm dados para transmitir para destinos diferentes, os quais não partilham a mesma área de transmissão.

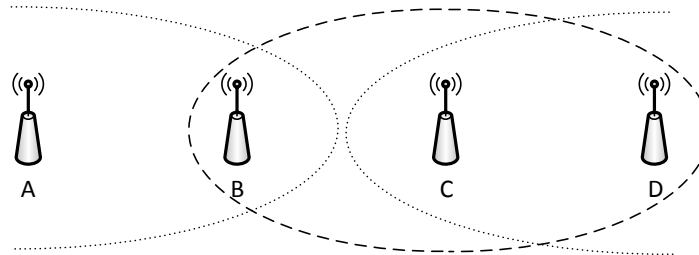


Figura 2.9: Exemplo do problema do nó exposto.

Considerando o cenário da figura 2.9, vamos assumir que B e C têm dados para transmitir para A e D, respectivamente. Como B-A não interfere com C-D, dado que o alcance de transmissão não se sobrepõe nos receptores, ambas as transmissões poderiam ser efectuadas em simultâneo. No entanto, se C estiver a enviar dados para D, B assume que o canal está ocupado e fica à espera que a transmissão termine para enviar dados para A.

- **Justiça de Acesso** - passa por garantir que todos os nós de uma rede têm uma probabilidade de utilização do canal semelhante, ou seja, que todos os nós possuam aproximadamente a mesma probabilidade de acesso ao meio.

Para a resolução destes problemas, são implementadas várias soluções. Inicialmente, se uma rede tem múltiplos dispositivos activos, é necessário garantir que os mesmos não transmitem em simultâneo. Para isso é introduzida uma fase de contenção, tipicamente Carrier Sense Multiple Access (CSMA), por forma a evitar que existam colisões, aumentando o desempenho da rede. A norma 802.11 no modo Distributed Coordination Function (DCF) implementa o Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance (CSMA/CA) que, além do mecanismo de contenção, inclui um temporizador exponencial (*Exponential Backoff*) para forçar um nó a aguardar um determinado tempo se existirem transmissões a decorrer. Assim, é reduzida a probabilidade de colisão na captura do canal.

Relativamente ao problema do nó exposto, a norma 802.11 implementa o esquema RTS/CTS (Pedido de Envio (Request to Send) (RTS)/Autorização de Envio (Clear to Send) (CTS)) juntamente com CSMA/CA. Este esquema exige que exista uma fase na ronda de comunicação, na qual os nós que queiram transmitir enviam um RTS e o nó destinatário responde com um pacote a informar que está livre para receber (CTS). Desta forma, todos os nós ao alcance de transmissão de ambos os nós em transmissão, sabem

que existe uma transmissão a ocorrer, pelo que devem aguardar que esta termine para procederem a tentativa de captura do canal. No entanto, esta solução não é perfeita, principalmente para redes móveis, uma vez que apenas os nós que "ouviram" os pacotes RTS/CTS estão conscientes da comunicação em curso. Este mecanismo também tende a solucionar a problemática do nó exposto desde que os nós se encontrem sincronizados. Se o nó exposto "ouvir" um RTS de um nó vizinho, mas não o CTS de resposta, pode deduzir que é um terminal exposto e pode transmitir para um outro vizinho em simultâneo sem prejudicar a transmissão actual.

Relativamente à justiça de acesso, em cenários de controlo centralizado é possível gerir o acesso ao meio por forma a garantir que todos os nós partilham do mesmo tempo de transmissão. No entanto, isto é muito difícil de garantir em redes distribuídas, uma vez que seria necessário transmitir uma quantidade considerável de informação de controlo para tentar proporcionar justiça no acesso. Para o caso de redes Rede Ad-Hoc com Mobilidade (MANET) a situação ainda se torna um pouco mais complicada, devido à necessidade de encaminhamento.

Durante os últimos anos, foram desenvolvidos novos protocolos MAC para explorar as vantagens e condicionantes do FD, tendo em conta as diversas topologias de rede existentes. Os tipos de MAC podem ser divididos em duas classes, os centralizados e os distribuídos [Kim+13]. A principal diferença entre eles é o facto da decisão relativa ao acesso ao meio ser gerida por um nó coordenador (tipicamente um Ponto de Acesso (Access Point) (AP)) ou de uma forma distribuída (por cada nó da rede), respectivamente.

Naturalmente que cada classe tem as suas vantagens e desvantagens. Enquanto na coordenação centralizada o débito poderá ser superior, esta necessita de ter um conhecimento preciso da rede e do tráfego de cada nó, por forma a agendar as transmissões que maximizem o débito da mesma. Já do lado da coordenação distribuída, o facto de ser mais difícil obter informações concretas, tende a diminuir o débito da rede, além de dificultar a coordenação do acesso ao meio.

A utilização do FD soluciona alguns dos desafios dos protocolos MAC. Por exemplo, considerando um cenário *single-hop* e volumes de dados simétricos entre dois nós, a problemática do nó escondido pode ser solucionada mais facilmente, uma vez que, ao transmitirem em simultâneo, o meio de transmissão deixa de estar livre para qualquer nó no raio de alcance do sinal. Já para terminais com volumes de tráfego assimétrico, será necessário alguns cuidados adicionais como a utilização de um "tom ocupado" (*busy-tone*) [ZSS13; Jai+11].

Relativamente aos problemas do nó exposto, existem algumas soluções exploradas em [Dua+14; SPS11; Sin+11] para coordenação distribuída e [ZSS13; Kim+13] para coordenação centralizada. De um modo geral, a solução passa primeiro por procurar oportunidades de transmissão FD, e seguidamente por perceber se existem outros caminhos de transmissão (*flows*) que podem ser explorados sem prejuízo da transmissão primária (a primeira transmissão efectuada no meio de transmissão), denominada de transmissão secundária. Isto possibilita o aumento de desempenho da rede, desde que não provoque

colisões num dos nós da transmissão primária.

Para redes infra-estruturadas, onde é possível a existência de um controlo centralizado, as oportunidades de FD podem ser pesquisadas através de uma análise de auto-interferência entre nós e, desta forma, torna-se possível agendar as transmissões de forma a evitar colisões. No entanto, isto requer uma fase de recolha de informação de todos os nós, o que provoca um impacto negativo no débito máximo da rede. Uma das soluções para esta situação é permitir a transmissão de múltiplos pacotes apenas com um conjunto de pacotes de controlo, reduzindo o *overhead* por pacote transmitido [Kim+13].

Para redes Ad-Hoc, a coordenação têm obrigatoriamente de ser distribuída, pelo que o agendamento é mais dificultado. Em [SPS11; Dua+14] são propostas alterações à norma 802.11 DCF de forma a garantir a retrocompatibilidade com as versões actuais (permitindo ligações HD e FD em simultâneo). Estas propostas seguem a mesma linha de pensamento relativamente à descoberta de oportunidades de transmissão em FD, assim como a descoberta de possíveis transmissões secundárias. No entanto, este conhecimento é mais complicado de obter do que nas redes com controlo centralizado, dado que é impraticável transmitir este tipo de informação para todos os nós de uma rede. O protocolo "ContraFlow" proposto em [Sin+11] também é uma solução baseada no 802.11 DCF sendo que no entanto pretende garantir justiça no acesso, a qual não é garantida directamente pelo 802.11 DCF.

Relativamente a cenários *multi-hop* [Cho+10; Jai+11; Tam+13], as abordagens são um pouco diferentes dado a natureza da rede. Num cenário *multi-hop*, o ideal é conseguir transmitir um pacote enquanto o mesmo está a ser recebido. Este funcionamento pode-se classificar, como assíncrono, dado que a informação flui apenas numa direcção. Uma das vantagens do FD é a capacidade de *Relay* quase instantâneo [Sab+14], uma vez que um dos maiores problemas relativos a redes *multi-hop* são os atrasos *end-to-end* [Cho+10]. Enquanto para redes HD com  $n$  nós intermédios o atraso *end-to-end* é dado aproximadamente por  $n \times t_{pacote}$ , para FD podemos considerar o tempo um pouco superior a  $t_{pacote}$  (figura 2.10). Ao nível de desempenho, considerando num cenário tipo estrela em que  $n$  nós comunicam directamente com o nó central, o débito máximo aumenta de  $1/n$  para 1 (dado que a limitação passa a ser dada pelo débito do canal (*link*) de ligação). [Cho+10] ainda indica que o Automatic Repeat reQuest (ARQ) pode ser removido dos pacotes de controlo, uma vez que se pode considerar a transmissão do nó seguinte (*Relay*) como um Confirmação (Acknowledge) (ACK) implícito (figura 2.10).

Em [Tam+13], é proposto um protocolo com enfoque no modo *Relay*, o qual apresenta melhorias a rondar o 70 % comparativamente com CSMA/CA. Este protocolo MAC têm em conta o tempo necessário para o cancelamento da auto-interferência ser efectuado, e utiliza um mecanismo assíncrono de transmissão. Um segundo objectivo deste trabalho passa por evitar colisões sem descartar os impactos no desempenho, pelo que é salientada a necessidade de procurar oportunidades para a transmissão secundária. Com este intuito, o RFD-MAC (Relay Full-Duplex MAC) utiliza uma tabela de vizinhos com informação referente à existência de pacotes sucessivos para se decidir quais os nós que

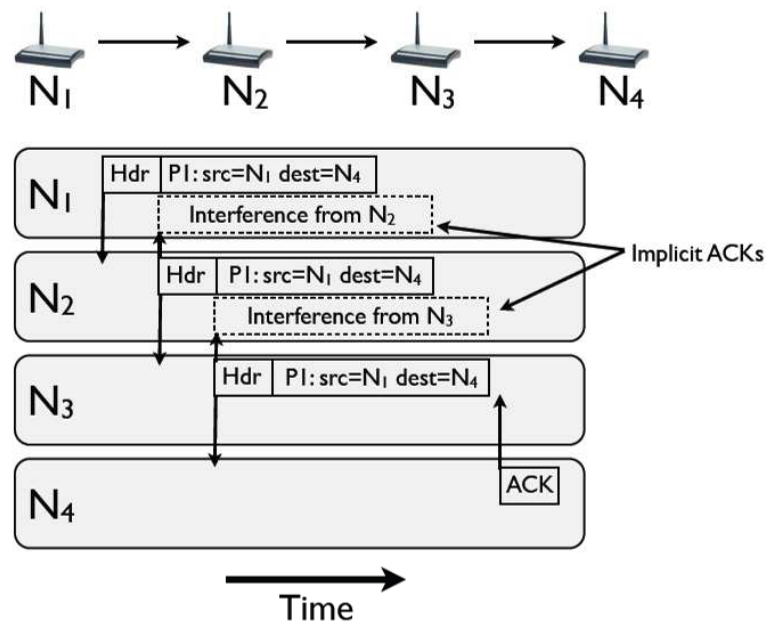


Figura 2.10: Exemplo de *Relay* e ACK implícito [Cho+10].

têm prioridade, sendo esta incluída no cabeçalho dos pacotes. Tendo em conta apenas o desempenho em cenários *multi-hop*, em [Jai+11] é proposta a possibilidade de existirem pacotes pré-carregados no transmissor, os quais necessitam de ser flexíveis, por forma a atingir uma redução da latência da transmissão secundária. Isto permitiria que o encaminhamento do pacote se iniciasse de forma mais célere, reduzindo o atraso end-to-end.

Do ponto de vista da justiça em redes distribuídas, [Dua+14] demonstra que existem formas de adaptar o 802.11 DCF para FD e tentar garantir que os diversos nós, sejam eles HD ou FD tenham a mesma probabilidade de captura do canal. Para isso, é necessário ter em conta o modo de funcionamento dos transmissores FD, e forçá-los a ter um comportamento similar aos HD quando não estão a enviar dados (principalmente associado aos tempos de espera no fim de cada transmissão de forma evitar que os nós FD se antecipeem relativamente aos HD). Os autores demonstram ainda que será necessário ter um cuidado de gestão dos ACK, relativamente aos tempos de timeout, principalmente no caso de tráfego assimétrico de dados.

Em [XZ14] é quantificado o ganho teórico para diversos cenários de rede. Este trabalho demonstra que o ganho global dos sistemas FD, utilizando os protocolos MAC actuais, só se aproxima do dobro dos sistemas HD em cenários *single-link*. No caso de redes com contenção o débito atingido foi aproximadamente 1,5 vezes superior à utilização de transmissores HD. Um outro tema explorado neste trabalho é a reutilização espacial onde se percebe que a utilização do FD diminui em alguns casos a possibilidade de comunicação entre nós, para cenários distribuídos.

Ainda ao nível do acesso ao meio, o trabalho realizado por [Sab+14] aponta como

grande vantagem do FD a capacidade de detectar colisões e a possibilidade de ser recebido um *feedback* instantâneo numa comunicação entre dois nós. Além disso, são referidas uma série de oportunidades de desenvolvimento de protocolos que tirem partido do FD para diversos cenários. Entre elas, a redução do comprimento das rotas de encaminhamento *wireless* (uma vez que os caminhos de encaminhamento podem se interceptar, sem prejudicar o desempenho), a capacidade de *sensing* permite que se encontrem oportunidades de comunicação FD (com partilha do algoritmo de *backoff*) e ainda, em redes cognitivas, a redução de interferência provocada pelos nós secundários nos nós primários.



# 3

## Modelo Full-Duplex

Neste capítulo é apresentado um modelo para sistemas de comunicação bidireccionais, o qual caracteriza a interferência residual provocada pelo cancelamento imperfeito do sinal auto-interferente. Dada a necessidade de se obter uma caracterização da potência residual após cancelamento da auto-interferência, este capítulo parte do trabalho apresentado em [Sah+13], o qual apresenta uma análise detalhada de diversos sistemas FD tendo em conta várias arquitecturas de cancelamento. Desta forma, decidiu-se utilizar como base o modelo para sinais de banda curta com cancelamento analógico e digital com estimação imperfeita do canal de auto-interferência.

O modelo conceptual adoptado neste capítulo encontra-se ilustrado na figura 3.1 em que  $h_{signal}$  e  $h_{si}$  representam o canal referente ao sinal desejado e ao sinal auto-interferente, respectivamente.

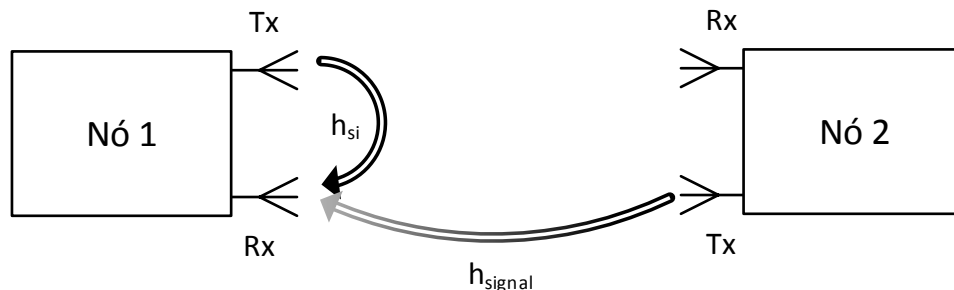


Figura 3.1: Representação do modelo descrito em [Sah+13].

Assumindo que cada canal apresenta uma resposta impulsiva com apenas 1 raio, o

canal associado ao sinal de interesse (desejado) e ao sinal auto-interferente é dado respectivamente por  $\mathbf{h}_{signal}(t)$  e  $\mathbf{h}_{si}(t)$ ,

$$\begin{aligned}\mathbf{h}_{signal}(t) &= h_{signal} \times \delta(t - \Delta_{signal}), \\ \mathbf{h}_{si}(t) &= h_{si} \times \delta(t - \Delta_{si}),\end{aligned}\tag{3.1}$$

em que  $h_{signal}$ ,  $h_{si}$ ,  $\Delta_{signal}$  e  $\Delta_{si}$  são os ganhos de amplitude e os tempos de propagação de cada canal, respectivamente, e  $\delta(t)$  representa a função delta-dirac.

Procedendo à amostragem do sinal recebido pelo nó 1 (figura 3.1) obtém-se o sinal

$$\begin{aligned}y_1[iT] &= \sqrt{P_{signal}} \mathbf{h}_{signal}[iT] * x_{signal}[iT] + \sqrt{P_{si}} |h_{si}| \beta_\phi z_{phase-noise}[iT] + \\ &\quad \sqrt{P_{si}} \mathbf{h}_{residual_{si}}[iT] * x_{si}[iT] + z_{noise},\end{aligned}\tag{3.2}$$

onde  $T$  representa o período de amostragem e  $i \in \mathbb{Z}$  representa cada uma das amostras. A operação de convolução é representada por "\*". A primeira parcela da equação (3.2) refere-se ao sinal de interesse, ou seja, ao sinal que se pretende receber. A segunda parcela refere-se ao ruído provocado pelo erro de fase do canal de auto-interferência. A terceira parcela representa a componente residual provocada pelo cancelamento imperfeito do canal auto-interferente. A última parcela representa ruído térmico gaussiano associado ao receptor.

Detalhando um pouco mais,  $P_{signal}$  e  $P_{si}$  são os valores normalizados das potências recebidas do sinal de interesse e do sinal auto-interferente, respectivamente. O sinal de interesse é designado por  $x_{signal}$  enquanto o sinal transmitido pelo próprio nó (sinal que provoca a auto-interferência) é representado por  $x_{si}$ .  $\mathbf{h}_{residual_{si}}$  representa o canal auto-interferente após cancelamento, ou seja, o efeito residual do cancelamento. Admitindo cancelamento analógico,  $\mathbf{h}_{residual_{si}}$  é descrito como

$$\mathbf{h}_{residual_{si}}[iT] = h_{si} (\delta[iT - \Delta_{si}] e^{-j\omega_c \Delta_{si}} - \rho_{an} \delta[iT - \tau_{an}] e^{-j\omega_c \tau_{an}}),\tag{3.3}$$

onde  $\tau_{an}$  e  $\rho_{an}$  são os valores estimados do atraso e do ganho de amplitude desse mesmo canal. Quando  $\tau_{an} = \Delta_{si}$  e  $\rho_{an} = 1$  a estimação é perfeita e a equação (3.3) toma valor nulo. Neste caso o cancelamento é perfeito.

Como abordado na sub-secção 2.1.1, o cancelamento analógico torna-se praticamente obrigatório para a utilização do cancelamento digital, principalmente devido ao comportamento dos ADC's. No entanto, o cancelamento analógico não possibilita uma adaptação directa às variações do canal, devido à sua própria natureza. A inclusão do cancelamento digital na cascata de cancelamento permite que o cancelamento se possa adaptar a essas variações temporais do canal auto-interferente. Desta forma, o canal residual após

a inclusão do cancelador digital toma a representação

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{residual_{si}}[iT] = & h_{si}(\delta[iT - \Delta_{si}]e^{-j\omega_c\Delta_{si}} - \rho_{an}\delta[iT - \tau_{an}]e^{-j\omega_c\tau_{an}} - \\ & \rho_{dig}\delta[iT - \Delta_{si} - \tau_{dig}]e^{-j\omega_c(\Delta_{si}-\tau_{dig})} + \\ & \rho_{dig}\rho_{an}\delta[iT - \tau_{an} - \tau_{dig}]e^{-j\omega_c(\tau_{an}-\tau_{dig})}), \end{aligned} \quad (3.4)$$

onde  $\tau_{an}$ ,  $\tau_{dig}$ ,  $\rho_{an}$  e  $\rho_{dig}$  são os valores de estimação do atraso e do ganho de amplitude do canal auto-interferente para o cancelamento analógico e digital, respectivamente. O cancelamento é perfeito quando  $\rho_{dig} = \rho_{an} = 1$ ,  $\tau_{an} = \Delta_{si}$  e  $\tau_{dig} = 0$ .

$z_{noise}$  representa ruído térmico gaussiano no receptor e  $z_{phase-noise}$  representa ruído branco gaussiano, independente do ruído térmico e do sinal de interesse. Este último representa o efeito dos erros de fase, associados às imperfeições dos geradores de sinal.

O ruído de fase está associado ao parâmetro  $\beta_\phi$ , que representa o erro de fase do receptor/emissor, o qual toma valores diferentes consoante o tipo de cancelador utilizado. Esses valores podem ser visualizados na tabela 3.1, onde  $\sigma_{si}^2$  e  $\sigma_{down}^2$  são as variâncias do desvio de fase do sinal auto-interferente e do processo de *downconversion*, respectivamente.  $R_{\phi_{si}}(k)$  e  $R_{x_{si}}(k)$  representam a auto-correlação do desvio de fase do sinal auto-interferente e do próprio sinal auto-interferente, respectivamente. A obtenção da função de auto-correlação é detalhada na secção 3.4.

Tabela 3.1: Valores de  $\beta_\phi^2$  para vários tipos de cancelador [Sah+13].

|                                | <i>Pre-Mixer</i>  | <i>Post-Mixer</i>   | Banda-base                        |
|--------------------------------|---|---|-----------------------------------|
| Cancelador Analógico           | $2\sigma_{si}^2 \times (1 - R_{\phi_{si}}(\Delta_{si}))$  | $2\sigma_{si}^2 \times (1 - R_{\phi_{si}}(\tau_{an} - \Delta_{si}))$  | $\sigma_{si}^2 + \sigma_{down}^2$ |
| Cancelador Analógico e Digital | $(\sigma_{si}^2 + \sigma_{down}^2) \times (1 +  \rho_{an} ^2 - 2 \rho_{an} R_{x_{si}}(\tau_{an} - \Delta_{si})) + 2\sigma_{si}^2 \times (1 - R_{\phi_{si}}(\Delta_{si}))$ | $(\sigma_{si}^2 + \sigma_{down}^2) \times (1 +  \rho_{an} ^2 - 2 \rho_{an} R_{x_{si}}(\tau_{an} - \Delta_{si})) + 2\sigma_{si}^2 \times (1 - R_{\phi_{si}}(\tau_{an} - \Delta_{si}))$ | $\sigma_{si}^2 + \sigma_{down}^2$ |

Considerando que o sinal transmitido pelo próprio nó tem por base valores aleatórios com uma distribuição gaussiana de média nula, com o aumento de  $\Delta_{si}$  (atraso do canal), o valor da autocorrelação tende a ser nulo. Sabendo que o erro de estimação temporal para o cancelador *post-mixer* será sempre menor que para o cancelador *pre-mixer*, utilizando cancelamento analógico ( $|\Delta_{si} - \tau_{an}| \leq 25\%\Delta_{si}$ ), a segunda parcela da equação (3.2) terá um valor de potência inferior para o cancelador *post-mixer*, uma vez que depende do erro de estimação e não directamente do tempo de propagação do canal auto-interferente. Para o cancelador de banda-base, o valor de potência da mesma parcela está apenas relacionado com a variância do ruído de fase do emissor e do receptor (considerando que os processos de *upconversion* e *downconversion* são independentes).

Quando é utilizado cancelamento analógico e digital, o valor de  $\beta_\phi^2$  passa também a ter em conta a autocorrelação do sinal auto-interferente, e a estimação do ganho de amplitude do canal interferente. As conclusões são similares às indicadas utilizando apenas cancelamento analógico, uma vez que para uma determinada estimação ( $\rho_{an}$ ,  $\tau_{an}$ ) o factor

$\beta_\phi^2$  é menor para o cancelador *post-mixer* do que para o cancelador *pre-mixer*. A comparação directa dos diversos canceladores será apresentada na secção 3.4.

Nas secções seguintes serão analisados os efeitos residuais do cancelamento da auto-interferência. Estes resultados serão classificados em formato de distribuições de probabilidade e posteriormente validados através de simulação. Por fim, será abordada a capacidade de recepção para diferentes canceladores.

### 3.1 Caracterização da Potência Residual do Cancelamento da Auto-Interferência

Nesta secção será caracterizada a potência residual após cancelamento. A análise será feita primeiro para o cancelamento analógico e posteriormente para o cancelamento analógico e digital. Cada caracterização irá partir de um canal com apenas 1 raio, sendo posteriormente generalizado para  $K$  raios.

#### 3.1.1 Cancelamento Analógico

##### Canal com efeitos de desvanecimento rápido (*Rayleigh*) com 1 raio

Assumindo um canal auto-interferente com efeito de desvanecimento rápido (*fast-fading*), simulado por uma distribuição de Rayleigh então a variável  $h_{si}$  da equação (3.3) é dada por  $h_r + jh_j$  em que  $h_r$  e  $h_j$  são variáveis aleatórias cuja Função de Densidade de Probabilidade (PDF) é uma distribuição normal com média nula e variância  $\sigma_r^2$ .

Substituindo  $h_{si} = \mathcal{N}(0, \sigma_r^2) + j\mathcal{N}(0, \sigma_r^2)$  na equação (3.3), e representando-a como tendo uma distribuição normal complexa e circularmente simétrica  $\mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)$ , obtêm-se

$$\mathbf{h}_{residual_{si}}[iT] = \mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)(\delta[iT - \Delta_{si}]e^{-j\omega_c\Delta_{si}} - \rho_{an}\delta[iT - \tau_{an}]e^{-j\omega_c\tau_{an}}). \quad (3.5)$$

Tendo em conta que  $\Delta_{si}$  e  $\tau_{an}$  são constantes, podemos representar o problema através de

$$\mathbf{h}_{residual_{si}}[iT] * x_{si}[iT] = \alpha_a * x_{si} - \alpha_b * x_{si}, \quad (3.6)$$

em que  $\alpha_a = \mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)e^{-j\omega_c\Delta_{si}}$  e  $\alpha_b = \mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)\rho_{an}e^{-j\omega_c\tau_{an}}$ , sendo equivalente a

$$\begin{aligned} \alpha_a &= \mathcal{CN}(0, \sigma_r^2), \\ \alpha_b &= \mathcal{CN}(0, \rho_{an}^2\sigma_r^2). \end{aligned} \quad (3.7)$$

**Prova 1.** Partindo de

$$\begin{aligned} \alpha_a &= \mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)e^{-j\omega_c\Delta_{si}}, \\ \alpha_b &= \mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)\rho_{an}e^{-j\omega_c\tau_{an}}, \end{aligned}$$

e uma vez que  $e^{-j\omega_c\Delta_{si}} = \cos(\omega_c\Delta_{si}) - j\text{sen}(\omega_c\Delta_{si})$ , obtêm-se

$$\begin{aligned}\alpha_a &= \text{Re}\{\mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)\}\cos(\omega_c\Delta_{si}) - j\text{Re}\{\mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)\}\text{sen}(\omega_c\Delta_{si}) \\ &\quad + j\text{Im}\{\mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)\}\cos(\omega_c\Delta_{si}) + \text{Im}\{\mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)\}\text{sen}(\omega_c\Delta_{si}) \\ &= \text{Re}\{\mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)\}\cos(\omega_c\Delta_{si}) + \text{Im}\{\mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)\}\text{sen}(\omega_c\Delta_{si}) \\ &\quad - j(\text{Re}\{\mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)\}\text{sen}(\omega_c\Delta_{si}) - \text{Im}\{\mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)\}\cos(\omega_c\Delta_{si})),\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\alpha_b &= \rho_{an}\text{Re}\{\mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)\}\cos(\omega_c\tau_{an}) - j\rho_{an}\text{Re}\{\mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)\}\text{sen}(\omega_c\tau_{an}) \\ &\quad + j(\rho_{an}\text{Im}\{\mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)\}\cos(\omega_c\tau_{an}) + \rho_{an}\text{Im}\{\mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)\}\text{sen}(\omega_c\tau_{an})) \\ &= \rho_{an}\text{Re}\{\mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)\}\cos(\omega_c\tau_{an}) + \rho_{an}\text{Im}\{\mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)\}\text{sen}(\omega_c\tau_{an}) \\ &\quad - j(\rho_{an}\text{Re}\{\mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)\}\text{sen}(\omega_c\tau_{an}) - \rho_{an}\text{Im}\{\mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)\}\cos(\omega_c\tau_{an})).\end{aligned}$$

Sabendo que  $\alpha\mathcal{N}(0, \sigma^2) = \mathcal{N}(0, \alpha^2\sigma^2)$ ,

$$\begin{aligned}\alpha_a &= \text{Re}\{\mathcal{CN}(0, \cos^2(\omega_c\Delta_{si})^2\sigma_r^2)\} + \text{Im}\{\mathcal{CN}(0, \text{sen}^2(\omega_c\Delta_{si})^2\sigma_r^2)\} \\ &\quad - j(\text{Re}\{\mathcal{CN}(0, \text{sen}^2(\omega_c\Delta_{si})^2\sigma_r^2)\} - \text{Im}\{\mathcal{CN}(0, \cos^2(\omega_c\Delta_{si})^2\sigma_r^2)\}),\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\alpha_b &= \text{Re}\{\mathcal{CN}(0, \rho_{an}^2\cos^2(\omega_c\Delta_{si})^2\sigma_r^2)\} + \text{Im}\{\mathcal{CN}(0, \rho_{an}^2\text{sen}^2(\omega_c\Delta_{si})^2\sigma_r^2)\} \\ &\quad - j(\text{Re}\{\mathcal{CN}(0, \rho_{an}^2\text{sen}^2(\omega_c\Delta_{si})^2\sigma_r^2)\} - \text{Im}\{\mathcal{CN}(0, \rho_{an}^2\cos^2(\omega_c\Delta_{si})^2\sigma_r^2)\}),\end{aligned}$$

e que  $\mathcal{N}(\mu_1, \sigma_1^2) \pm \mathcal{N}(\mu_2, \sigma_2^2) = \mathcal{N}(\mu_1 \pm \mu_2, \sigma_1^2 + \sigma_2^2)$  e ainda que  $\cos^2(x) + \text{sen}^2(x) = 1$  e  $\text{Re}\{\mathcal{CN}(0, \sigma^2)\} = \text{Im}\{\mathcal{CN}(0, \sigma^2)\} = \mathcal{N}(0, \sigma^2)$ :

$$\begin{aligned}\alpha_a &= \mathcal{N}(0, \cos^2(\omega_c\Delta_{si})^2\sigma_r^2 + \text{sen}^2(\omega_c\Delta_{si})^2\sigma_r^2) \\ &\quad - j(\mathcal{N}(0, \text{sen}^2(\omega_c\Delta_{si})^2\sigma_r^2 + \cos^2(\omega_c\Delta_{si})\sigma_r^2)) \\ &= \mathcal{N}(0, \sigma_r^2) - j\mathcal{N}(0, \sigma_r^2) \\ &= \mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\alpha_b &= \mathcal{N}(0, \rho_{an}^2\cos^2(\omega_c\Delta_{si})^2\sigma_r^2 + \rho_{an}^2\text{sen}^2(\omega_c\Delta_{si})^2\sigma_r^2) \\ &\quad - j(\mathcal{N}(0, \rho_{an}^2\text{sen}^2(\omega_c\Delta_{si})^2\sigma_r^2 + \rho_{an}^2\cos^2(\omega_c\Delta_{si})\sigma_r^2)) \\ &= \mathcal{N}(0, \rho_{an}^2\sigma_r^2) - j\mathcal{N}(0, \rho_{an}^2\sigma_r^2) \\ &= \mathcal{CN}(0, \rho_{an}^2\sigma_r^2)\end{aligned}$$

■

Convolvendo  $\alpha_a$  e  $\alpha_b$  com o sinal circular e simétrico  $x_{si} = \mathcal{N}(0, \sigma_x^2) + j\mathcal{N}(0, \sigma_x^2)$ , obtêm-se

$$\begin{aligned}\alpha_a * x_{si} &= \mathcal{CN}(0, 2\sigma_r^2 + 2\sigma_x^2), \\ \alpha_b * x_{si} &= \mathcal{CN}(0, 2\rho_{an}^2\sigma_r^2 + 2\sigma_x^2).\end{aligned}\tag{3.8}$$

**Prova 2.** Partindo de

$$\begin{aligned}\alpha_a * x_{si} &= \mathcal{CN}(0, \sigma_r^2) * \mathcal{CN}(0, \sigma_x^2) \\ &= \mathcal{N}(0, \sigma_r^2) * \mathcal{N}(0, \sigma_x^2) + j(\mathcal{N}(0, \sigma_r^2) * \mathcal{N}(0, \sigma_x^2)) - \\ &\quad j(\mathcal{N}(0, \sigma_r^2) * \mathcal{N}(0, \sigma_x^2)) + \mathcal{N}(0, \sigma_r^2) * \mathcal{N}(0, \sigma_x^2),\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\alpha_b * x_{si} &= \mathcal{CN}(0, \rho_{an}^2 \sigma_r^2) * \mathcal{CN}(0, \sigma_x^2) \\ &= \mathcal{N}(0, \rho_{an}^2 \sigma_r^2) * \mathcal{N}(0, \sigma_x^2) + j(\mathcal{N}(0, \rho_{an}^2 \sigma_r^2) * \mathcal{N}(0, \sigma_x^2)) - \\ &\quad j(\mathcal{N}(0, \rho_{an}^2 \sigma_r^2) * \mathcal{N}(0, \sigma_x^2)) + \mathcal{N}(0, \rho_{an}^2 \sigma_r^2) * \mathcal{N}(0, \sigma_x^2),\end{aligned}$$

e dado que  $\mathcal{N}(\mu_1, \sigma_1^2) * \mathcal{N}(\mu_2, \sigma_2^2) = \mathcal{N}(\mu_1 + \mu_2, \sigma_1^2 + \sigma_2^2)$ , obtem-se

$$\begin{aligned}\alpha_a * x_{si} &= \mathcal{N}(0, \sigma_r^2 + \sigma_x^2) + j\mathcal{N}(0, \sigma_r^2 + \sigma_x^2) - j\mathcal{N}(0, \sigma_r^2 + \sigma_x^2) + \mathcal{N}(0, \sigma_r^2 + \sigma_x^2) \\ &= \mathcal{N}(0, 2\sigma_r^2 + 2\sigma_x^2) + j\mathcal{N}(0, 2\sigma_r^2 + 2\sigma_x^2) \\ &= \mathcal{CN}(0, 2\sigma_r^2 + 2\sigma_x^2),\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\alpha_b * x_{si} &= \mathcal{N}(0, \rho_{an}^2 \sigma_r^2 + \sigma_x^2) + j\mathcal{N}(0, \rho_{an}^2 \sigma_r^2 + \sigma_x^2) - j\mathcal{N}(0, \rho_{an}^2 \sigma_r^2 + \sigma_x^2) + \mathcal{N}(0, \rho_{an}^2 \sigma_r^2 + \sigma_x^2) \\ &= \mathcal{N}(0, 2\rho_{an}^2 \sigma_r^2 + 2\sigma_x^2) + j\mathcal{N}(0, 2\rho_{an}^2 \sigma_r^2 + 2\sigma_x^2) \\ &= \mathcal{CN}(0, 2\rho_{an}^2 \sigma_r^2 + 2\sigma_x^2).\end{aligned}$$

■

Como  $\mathcal{CN}(0, \sigma^2) = \mathcal{N}(0, \sigma^2) + j\mathcal{N}(0, \sigma^2)$  cada uma das componentes ( $|\alpha_a * x_{si}|$  e  $|\alpha_b * x_{si}|$ ) pode ser representada por uma distribuição de Rayleigh,

$$\begin{aligned}|\alpha_a * x_{si}| &= \text{Rayleigh}(\sqrt{2\sigma_r^2 + 2\sigma_x^2}) \\ |\alpha_b * x_{si}| &= \text{Rayleigh}(\sqrt{2\rho_{an}^2 \sigma_r^2 + 2\sigma_x^2}).\end{aligned}\tag{3.9}$$

Tendo como objectivo o cálculo da potência residual após cancelamento, e sabendo que  $\alpha_a * x_{si}$  e  $\alpha_b * x_{si}$  são realizações em instantes de tempo diferentes, respectivamente em  $\Delta_{si}$  e  $\tau$ , a potência é obtida através da equação

$$P_{y_{residual_{si}}} = |\alpha_a * x_{si}|^2 + |\alpha_b * x_{si}|^2,\tag{3.10}$$

a qual pode ser vista como

$$P_{y_{residual_{si}}} = \sum_{l=1}^L \text{Rayleigh}_l^2(\sigma_l),\tag{3.11}$$

sendo que neste caso  $L = 2$ . No entanto, uma vez que ambas as parcelas da equação (3.10) têm como base um mesmo canal  $h_{si}$  e, dado serem convoluídas pelo mesmo sinal  $x_{si}$ , as mesmas estão correlacionadas.

### Canal com efeitos de desvanecimento rápido (*Rayleigh*) com $K$ raios

Estando na presença de um canal com  $K$  respostas impulsivas, podemos considerar que o canal é representado obtido através de

$$h_{si} = \sum_{n=1}^K \mathcal{CN}(0, \sigma_{r_n}^2). \quad (3.12)$$

Assumindo que todas as resposta impulsivas ocorrem em instantes de tempo diferentes, estamos na presença de  $K$  distribuições normais complexas. As variáveis  $\alpha_a$  e  $\alpha_b$ , e as convoluções dos mesmos com  $x_{si}$ , também são representadas por distribuições normais complexas. Assim, o canal residual pode ser visto como

$$\mathbf{h}_{residual_{si}}[iT] = \sum_{n=1}^K (\mathcal{CN}(0, \sigma_{r_n}^2) \times (\delta[iT - \Delta_{si}]e^{-j\omega_c \Delta_{si}} - \rho_{an_n} \delta[iT - \tau_{an_n}]e^{-j\omega_c \tau_{an_n}})), \quad (3.13)$$

sendo que a representação do problema da equação (3.6) pode ser vista como

$$\mathbf{h}_{residual_{si}}[iT] * x_{si} = \sum_{n=1}^K (\alpha_{an} * x_{si} - \alpha_{bn} * x_{si}), \quad (3.14)$$

o que equivale a um somatório de  $L = 2K$  distribuições Rayleigh ao quadrado (provas 1 e 2),

$$P_{y_{residual_{si}}} = \sum_{l=1}^L Rayleigh_l^2(\sigma_l).$$

Uma vez que qualquer das distribuições Rayleigh têm por base o mesmo sinal auto-interferente ( $x_{si}$ ), estas são correlacionadas entre si.

### 3.1.2 Cancelamento Analógico e Digital

#### Canal com efeitos de desvanecimento rápido (*Rayleigh*) com 1 raio

Utilizando as mesmas condições da análise efectuada para o cancelamento analógico (sub-seção 3.1.1), e partido da equação (3.4), referente ao canal residual para cancelamento analógico e digital, obtém-se

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{residual_{si}}[iT] = & \mathcal{CN}(0, \sigma_{r_n}^2) \times (\delta[iT - \Delta_{si}]e^{-j\omega_c \Delta_{si}} - \rho_{an} \delta[iT - \tau_{an}]e^{-j\omega_c \tau_{an}} - \\ & \rho_{dig} \delta[iT - \Delta_{si} - \tau_{dig}]e^{-j\omega_c (\Delta_{si} - \tau_{dig})} + \\ & \rho_{dig} \rho_{an} \delta[iT - \tau_{an} - \tau_{dig}]e^{-j\omega_c (\tau_{an} - \tau_{dig})}), \end{aligned} \quad (3.15)$$

sendo que a convolução entre o canal residual e  $x_{si}$  pode ser representado como

$$\mathbf{h}_{residual_{si}}[iT] * x_{si}[iT] = \alpha_a * x_{si} - \alpha_b * x_{si} - \alpha_c * x_{si} + \alpha_d * x_{si}, \quad (3.16)$$

com

$$\begin{aligned}\alpha_a &= \mathcal{CN}(0, \sigma_r^2) e^{-j\omega_c \Delta_{si}}, \\ \alpha_b &= \mathcal{CN}(0, \sigma_r^2) \rho_{an} e^{-j\omega_c \tau_{an}}, \\ \alpha_c &= \mathcal{CN}(0, \sigma_r^2) \rho_{dig} e^{-j\omega_c (\Delta_{si} + \tau_{dig})}, \\ \alpha_d &= \mathcal{CN}(0, \sigma_r^2) \rho_{an} \rho_{dig} e^{-j\omega_c (\tau_{an} + \tau_{dig})}.\end{aligned}$$

Desta forma, e seguindo o mesmo raciocínio das provas (1) e (2), obtém-se

$$\begin{aligned}\alpha_a &= \mathcal{CN}(0, \sigma_r^2), \\ \alpha_b &= \mathcal{CN}(0, \rho_{an}^2 \sigma_r^2), \\ \alpha_c &= \mathcal{CN}(0, \rho_{dig}^2 \sigma_r^2), \\ \alpha_d &= \mathcal{CN}(0, \rho_{an}^2 \rho_{dig}^2 \sigma_r^2),\end{aligned}\tag{3.17}$$

$$\begin{aligned}|\alpha_a * x_{si}| &= \text{Rayleigh}(\sqrt{2\sigma_r^2 + 2\sigma_x^2}), \\ |\alpha_b * x_{si}| &= \text{Rayleigh}(\sqrt{2\rho_{an}^2 \sigma_r^2 + 2\sigma_x^2}), \\ |\alpha_c * x_{si}| &= \text{Rayleigh}(\sqrt{2\rho_{dig}^2 \sigma_r^2 + 2\sigma_x^2}), \\ |\alpha_d * x_{si}| &= \text{Rayleigh}(\sqrt{2\rho_{dig}^2 \rho_{an}^2 \sigma_r^2 + 2\sigma_x^2}).\end{aligned}\tag{3.18}$$

Assumindo que todas as realizações da equação (3.18) ocorrem em instantes de tempo diferentes, a potência residual da convolução do sinal auto-interferente com o canal residual passa a ser representada por

$$P_{y_{residual_{si}}} = |\alpha_a * x_{si}|^2 + |\alpha_b * x_{si}|^2 + |\alpha_c * x_{si}|^2 + |\alpha_d * x_{si}|^2,\tag{3.19}$$

podendo ser representada pelo somatório de distribuições Rayleigh quadradas

$$P_{y_{residual_{si}}} = \sum_{l=1}^L \text{Rayleigh}_l^2(\sigma_l),$$

neste caso, com  $L = 4$ . Uma vez que todas as componentes de  $P_{y_{residual_{si}}}$  partilham o mesmo canal, as  $L$  distribuições Rayleigh estão correlacionadas.

### Canal com efeitos de desvanecimento rápido (*Rayleigh*) com K raios

De forma análoga à generalização efectuada para um canal com K raios para o cancelador analógico, considerando que o canal é representado obtido através de

$$h_{si} = \sum_{n=1}^K \mathcal{CN}(0, \sigma_{rn}^2).$$



Assumindo que as respostas impulsivas ocorrem em instantes de tempo diferentes, e aplicando  $h_{si}$  na equação 3.4, o canal residual pode ser descrito como

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{residual_{si}}[iT] = \sum_{n=1}^K (\mathcal{CN}(0, \sigma_{\tau_n}^2)) \times & (\delta[iT - \Delta_{si}]e^{-j\omega_c \Delta_{si}} - \rho_{an}\delta[iT - \tau_{an}]e^{-j\omega_c \tau_{an}} - \\ & \rho_{dig}\delta[iT - \Delta_{si} - \tau_{dig}]e^{-j\omega_c(\Delta_{si} - \tau_{dig})} + \\ & \rho_{dig}\rho_{an}\delta[iT - \tau_{an} - \tau_{dig}]e^{-j\omega_c(\tau_{an} - \tau_{dig})}). \end{aligned} \quad (3.20)$$

De forma análoga ao método apresentado para o canal com apenas 1 raio, a convolução entre o canal residual e o sinal auto-interferente pode ser representada como

$$\mathbf{h}_{residual_{si}} * x_{si} = \sum_{n=1}^K (\alpha_a * x_{si} - \alpha_b * x_{si} - \alpha_c * x_{si} + \alpha_d * x_{si}), \quad (3.21)$$

em que  $\alpha_a$ ,  $\alpha_b$ ,  $\alpha_c$  e  $\alpha_d$  apresentam os mesmos valores apresentados para o cancelamento considerando um canal com apenas 1 raio (3.17). Seguindo as provas (1) e (2), a potência residual pode ser representada por

$$P_{y_{residual_{si}}} = \sum_{n=1}^K (|\alpha_{a_n} * x_{si}|^2 + |\alpha_{b_n} * x_{si}|^2 + |\alpha_{c_n} * x_{si}|^2 + |\alpha_{d_n} * x_{si}|^2), \quad (3.22)$$

podendo esta ser dada pela soma do quadrado de  $L = 4K$  distribuições de Rayleigh,

$$P_{y_{residual_{si}}} = \sum_{l=1}^L \text{Rayleigh}_l^2(\sigma_l).$$

Estas distribuições Rayleigh encontram-se correlacionadas uma vez que são geradas a partir do mesmo sinal auto-interferente ( $x_{si}$ ).

## 3.2 Distribuição da Potência Residual

Nesta secção apresenta-se um método de decorrelação do quadrado de distribuições Rayleigh por forma a se obter uma caracterização da potência residual através de uma distribuição equivalente.

Desta forma, e de acordo com o trabalho realizado em [KST06; WCW00], a potência residual do cancelamento ( $\Pi$ ) pode ser representada através da soma de  $L$  distribuições de Erlang,

$$\Pi = \sum_{l=1}^L \text{Rayleigh}_l^2(\sigma_l) \approx \sum_{l=1}^L \text{Erlang}_l(m_l, \eta_l) \quad (3.23)$$

em que os parâmetros das distribuições Erlang ( $m_l, \eta_l$ ), podem ser obtidos através da

seguinte metodologia de descorrelação de variáveis aleatórias:

1. Definir  $W_l$  como um vector coluna de dimensão  $2 \times 1$  dado por  $W_l = [W_{1,1}, W_{1,2}]$ ;
2. Definir  $W$ , a qual terá dimensão  $D_t \times 1$ .  $D_t = 2 \times L$  é definido como  $W = [W_1' W_2' \dots W_L']'$  e a sua matriz de co-variância é dada por  $K_w = E(WW')$ .  $L$  é o número de Distribuições Rayleigh correlacionadas;
3. Obter  $K_w$  através das seguintes condições

$$E(W_{i,k}, W_{j,l}) = \begin{cases} \eta_i/2 & \text{se } i = j \text{ e } k = l \\ \rho_{i,j} \sqrt{\eta_i \eta_j} / 2 & \text{se } i \neq j \text{ e } k = l, \text{ com } k=l=1,2 \\ 0 & \text{outros casos} \end{cases}$$

$$\text{em que } \rho_{i,j} = \sqrt{\frac{E((Y_i - m_i \eta_i)(Y_j - m_j \eta_j))}{\sqrt{\text{var}(Y_i) \text{var}(Y_j)}}};$$

4. Determinar os valores próprios ( $\lambda_l$ ) da matriz  $K_w$ , com multiplicidade algébrica  $\mu_l$ , sendo que  $\sum_{i=1}^L \mu_i = D_t$ ;
5. Proceder à geração de  $L$  distribuições Erlang ( $m_l, \eta_l$ ) com parâmetros  $m_l = \mu_l/2$  e  $\eta_l = 4\lambda_l/\mu_l$ .

Sabendo a parametrização das  $L$  distribuições Erlang, por definição a Função Geradora de Momentos (FGM) da Variável Aleatória  $\Pi$  é dada por

$$M_{\Pi}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{tx} f_{\Pi}(x) dx. \quad (3.24)$$

Identificando cada distribuição Erlang como  $\pi_l$ , a equação (3.23) pode ser vista como

$$\Pi = \pi_1 + \pi_2 + \dots + \pi_l, \quad (3.25)$$

a FGM de  $\Pi$  é dada por

$$M_{\Pi}(t) = M_{\pi_1}(t) \times M_{\pi_2}(t) \times \dots \times M_{\pi_l}(t), \quad (3.26)$$

uma vez que, após a aplicação da metodologia de descorrelação apresentada, as diversas Variáveis Aleatórias são independentes.

Sabendo que a FGM e a função característica de uma variável  $z$  estão relacionadas através da condição

$$\varphi_{\Pi}(z) = M_{iz}(t) = M_z(it), \quad (3.27)$$

a função característica da variável aleatória  $\Pi$ ,  $\varphi_{\Pi}$  é dada por

$$\varphi_{\Pi}(u) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{ixu} f_{\Pi}(x) dx, \quad (3.28)$$

pelo que é possível obter a PDF de  $\Pi$ ,  $f_{\Pi}$ , através da sua inversa

$$f_{\Pi} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-ixu} \varphi_{\Pi}(it) dt. \quad (3.29)$$

Na próxima secção, em simultâneo com a análise da potência residual, o modelo apresentado para a obtenção da PDF da Potência Residual será validado para diversos cenários de cancelamento.

### 3.3 Análise e Validação do Modelo

Nesta secção são analisados os resultados de cada caracterização do modelo de cancelamento da auto-interferência. A organização é similar à secção 3.1, pelo que inicialmente são analisados os resultados associados ao cancelamento analógico considerando um canal auto-interferente com 1 raio e com 3 raios (utilizando a caracterização para  $K$  raios). Posteriormente será analisada a potência residual para o cancelamento analógico e digital. Em simultâneo será validada a metodologia de decorrelação do quadrado das variáveis descritas através de distribuições Rayleigh apresentada na secção 3.2.

#### 3.3.1 Cancelamento analógico

Considerando que o canal residual apresenta um tempo de propagação ( $\Delta_{si}$ ) de  $1ns$  (equivale a uma distância percorrida pelo sinal auto-interferente de aproximadamente  $30cm$ ) e que tanto a variância do sinal auto-interferente ( $\sigma_x^2$ ) como a variância do canal ( $\sigma_r^2$ ) são unitárias, apresentam-se os resultados para o cancelamento analógico parametrizado com  $\tau_{an} = 0.75ns$  e  $\rho_{an} = 1$ . Efectuaram-se diversas simulações por forma a verificar quais os parâmetros com maior influência na potência residual. Estas simulações passam por variar um parâmetro de cada vez, permitindo também validar o "Modelo" caracterizado pelo somatório de distribuições Erlang, relativamente à Simulação efectuada.

Na figura 3.2 representa-se a variação da potência residual para  $\rho_{an} = 1, 0.6$  e  $0.2$ . Pode-se concluir que estas variações sobre este parâmetro influenciam significativamente a forma da PDF e da Função de Distribuição Cumulativa (CDF). Na figura 3.3 podemos verificar que a variância quer do sinal auto-interferente como do canal têm efeitos muito significativos na potência média do sinal após cancelamento. Já na figura 3.4 podemos confirmar que a variação de  $\tau_{an}$  praticamente não tem influência sobre a potência residual, caso este se mantenha diferente de  $\Delta_{si}$  (neste caso, a potência residual seria mínima e apenas associado ao  $\rho_{an}$ ) (equação (3.5)).

Na figura 3.5 é estudado o comportamento da potência residual para três cenários:

- Cenário A -  $\rho_{an} = 1, \Delta_{si} = 1ns, \tau_{an} = 0.75ns, \sigma_r^2 = 1$  e  $\sigma_x^2 = 1$ ;
- Cenário B -  $\rho_{an} = 0.7, \Delta_{si} = 1ns, \tau_{an} = 0.9ns, \sigma_r^2 = 2$  e  $\sigma_x^2 = 1$ ;
- Cenário C -  $\rho_{an} = 0.4, \Delta_{si} = 1ns, \tau_{an} = 1.15ns, \sigma_r^2 = 1$  e  $\sigma_x^2 = 3$ .

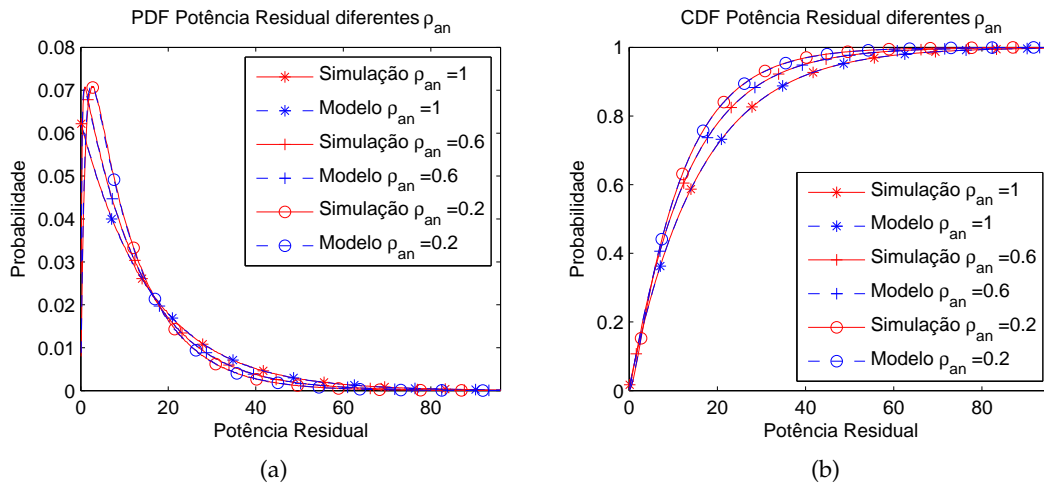


Figura 3.2: Validação de  $f_{PI}$  para diversos valores do parâmetro de estimação da amplitude ( $\rho_{an}$ ).

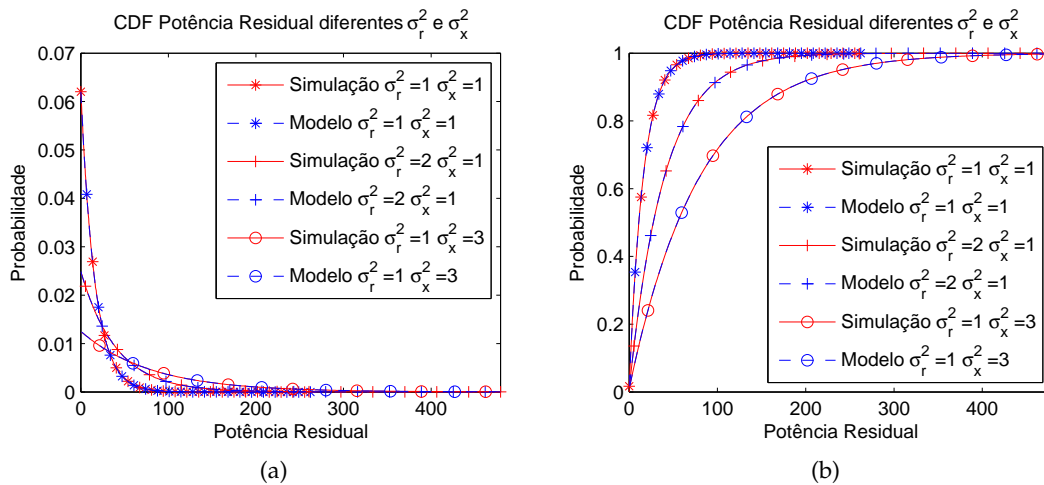


Figura 3.3: Validação de  $f_{PI}$  para diversos valores de variância do canal ( $\sigma_r$ ) e/ou do sinal emitido ( $\sigma_r$ ).

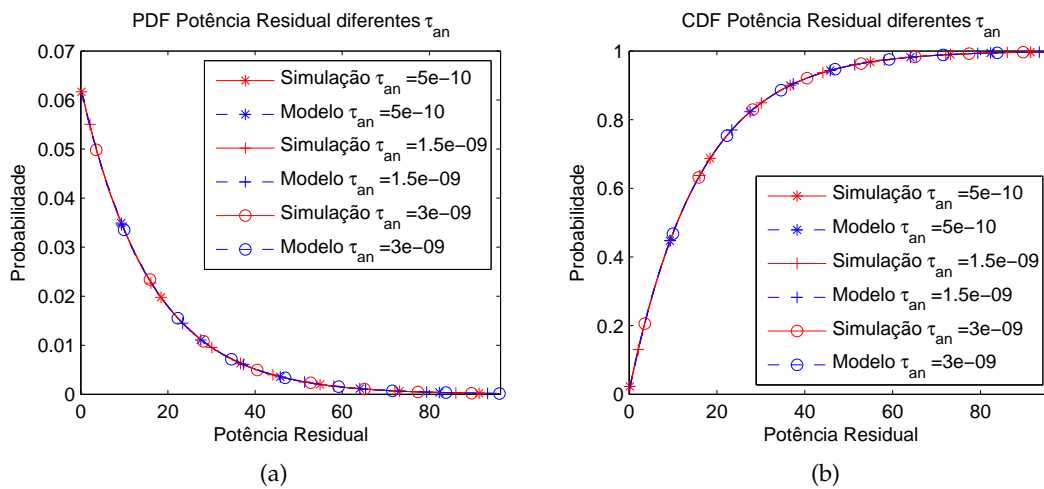


Figura 3.4: Validação de  $f_{PI}$  para diversos valores de estimação do tempo de propagação do canal ( $\tau_{an}$ ).

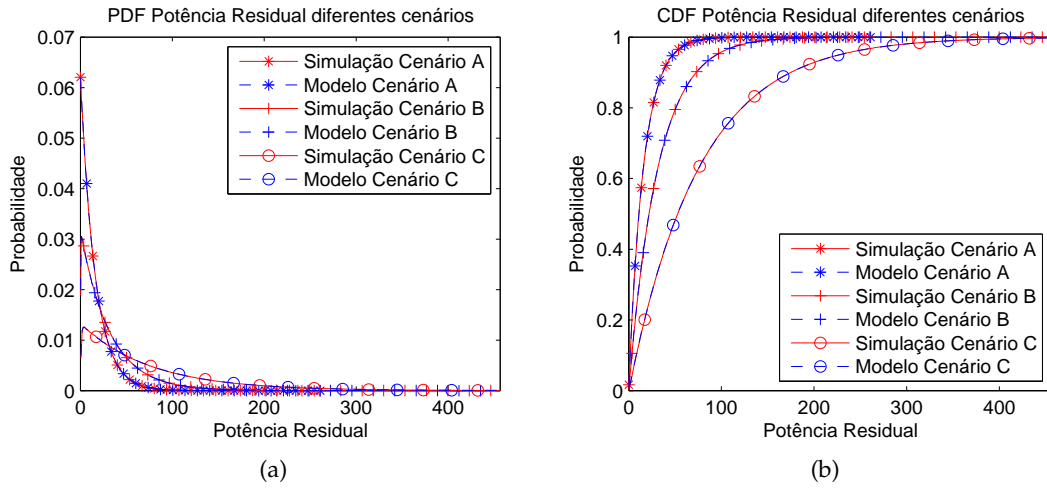


Figura 3.5: Validação de  $f_{\Pi}$  para os cenários A, B e C.

Relativamente à validação para os Cenários A, B e C, naturalmente que os resultados apresentados vão de encontro ao esperado, uma vez que o mesmo depende principalmente dos parâmetros que, separadamente, apresentam efeitos mais significativos.

De seguida realiza-se a análise de potência e validação do modelo para canais com mais do que 1 raio. As simulações foram efectuadas considerando um canal auto-interferente com 3 raios, o que exige a existência de 3 parâmetros de estimação do ganho de amplitude ( $\rho_{an}$ ) e de estimação temporal do canal ( $\tau_{an}$ ).

Nas figuras 3.6 e 3.7 analisa-se o impacto entre dois conjuntos de valores para  $\rho_{an}$  e  $\tau_{an}$ , por forma a estudar o comportamento da potência residual. Podemos verificar que variações em  $\tau_{an}$  não provocam efeitos sobre a potência residual. No entanto, o mesmo não é verdade para o parâmetro  $\rho_{an}$ . Ainda de salientar, que o facto do cancelamento ser imperfeito nos 3 raios do canal auto-interferente, aumenta consideravelmente a potência residual quando comparado com os resultados apresentados para o canal com apenas um raio.

Na figura 3.8 são estudados 2 cenários:

- Cenário A -  $\rho_{an} = [0.1, 0.55, 1]$ ,  $\tau_{an} = [0.75, 1, 1.25]$  ns,  $\sigma_x^2 = \sigma_r^2 = 1$  e  $\Delta_{si} = 1$  ns;
- Cenário B -  $\rho_{an} = [0.7, 0.85, 1]$ ,  $\tau_{an} = [0.75, 1.1, 1.25]$  ns,  $\sigma_x^2 = \sigma_r^2 = 1$  e  $\Delta_{si} = 1$  ns.

Como esperado, a análise comparativa dos cenários A e B demonstra que, os parâmetros com impacto mais significativo sobre o desempenho do cancelador têm um efeito dominante na potência residual. Pode-se também verificar que o facto de  $\tau_{an} = \Delta_{si}$  em apenas uma das  $K$  componentes, reduz significativamente a potência residual.

Relativamente à metodologia de decorrelação das distribuições Rayleigh quadradas, podemos confirmar a sua validação para todos os cenários apresentados para o cancelamento analógico.

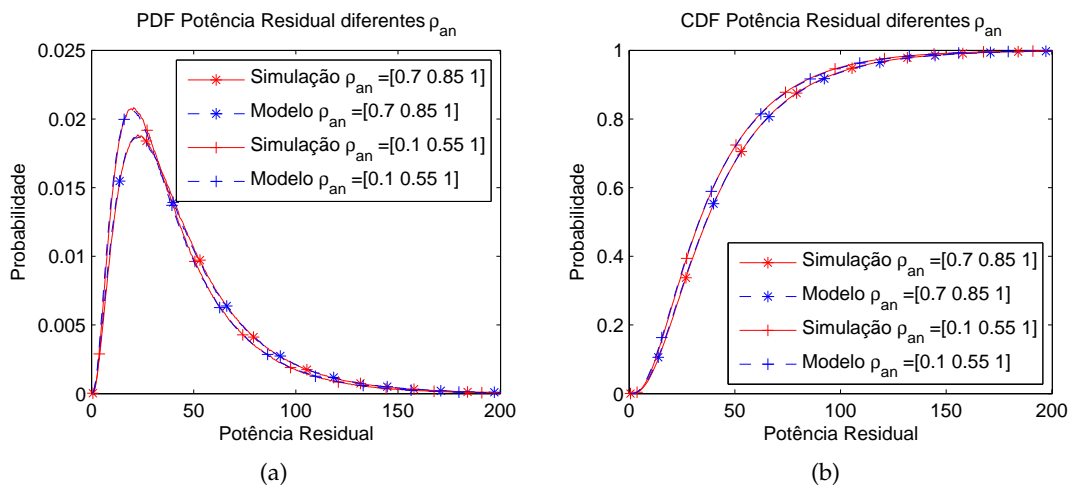


Figura 3.6: Validação de  $f_{II}$  para diversos valores do parâmetro de estimação da amplitude ( $\rho_{an}$ ).

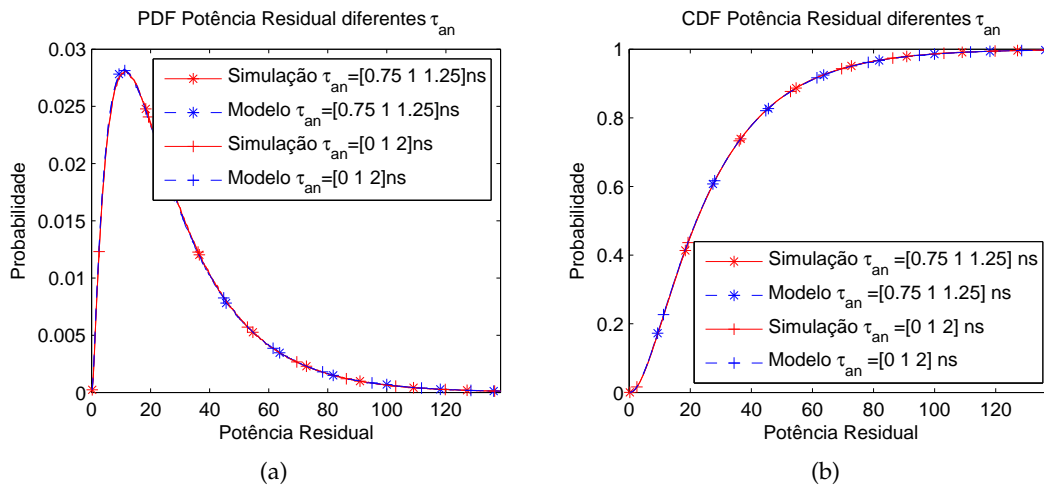


Figura 3.7: Validação de  $f_{II}$  para diversos valores de estimação do tempo de propagação do canal ( $\tau_{an}$ ).

### 3.3.2 Cancelamento analógico e digital

De forma similar à efectuada na sub-secção anterior, procedeu-se à realização de um conjunto de testes por forma a verificar a validação da metodologia de decorrelação apresentada na secção 3.2 e em simultâneo estudar a potência residual proveniente do cancelamento analógico e digital. Assumindo  $\sigma_x^2 = \sigma_r^2 = 1$ ,  $\Delta_{si} = 1ns$ , e que o cancelador está parametrizado com  $\rho_{an} = 0.7$ ,  $\tau_{an} = 0.75ns$ ,  $\rho_{dig} = 0.4$  e  $\tau_{dig} = 0$ , e ainda considerando como "Modelo" o somatório das distribuições Erlang e como "Simulação" os resultados simulados, procedeu-se ao estudo de diversos cenários.

Na figura 3.9 é estudada a potência residual quando existem variações no parâmetro  $\rho_{dig}$ , enquanto na figura 3.10 é estudada a variação do parâmetro  $\tau_{dig}$ . Mais uma vez, o parâmetro de estimação do ganho de amplitude ( $\rho_{dig}$ ) provoca alterações significativas na potência residual, sendo que no entanto não se pode associar o seu valor de uma

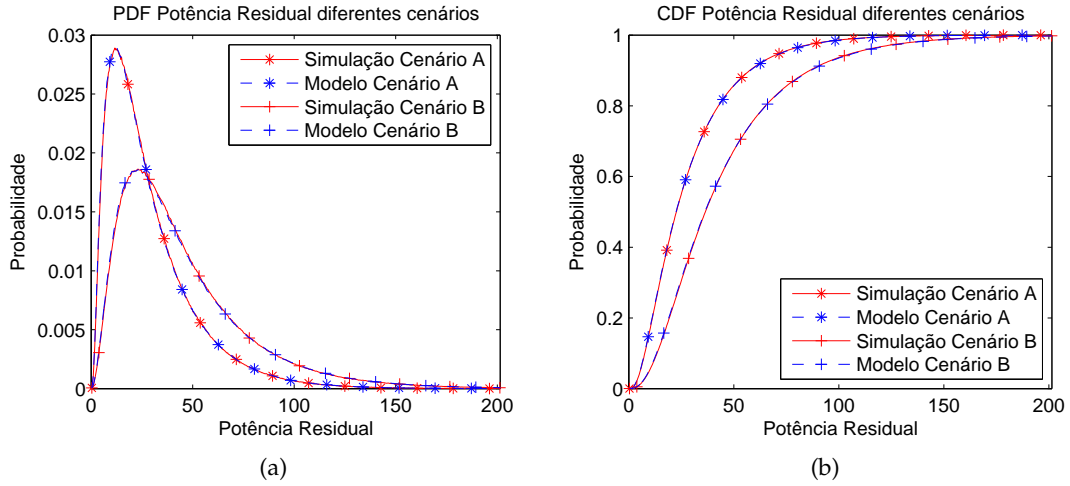


Figura 3.8: Validação de  $f_{II}$  para os cenários A, B e C.

forma directa a uma melhoria ou degradação do cancelamento, uma vez que estando na presença de sinais em instante de tempo diferente, uma melhor estimação da amplitude ( $\rho_{dig}$ ) pode implicar uma maior potência residual, em vez de provocar uma redução da mesma (equação (3.4)). Já relativamente ao parâmetro  $\tau_{dig}$  as conclusões são semelhantes, sendo possível verificar os ganhos associados à capacidade de captura de fase do sinal auto-interferente, após cancelamento digital. Pode-se verificar a redução acentuada da potência residual, caso  $\tau_{dig}$  tome valor nulo (de notar que o caso de cancelamento perfeito, verifica-se quando  $\Delta_{si} = \tau_{an}$ ,  $\rho_{an} = \rho_{dig} = 1$  e  $\tau_{dig} = 0$ ).

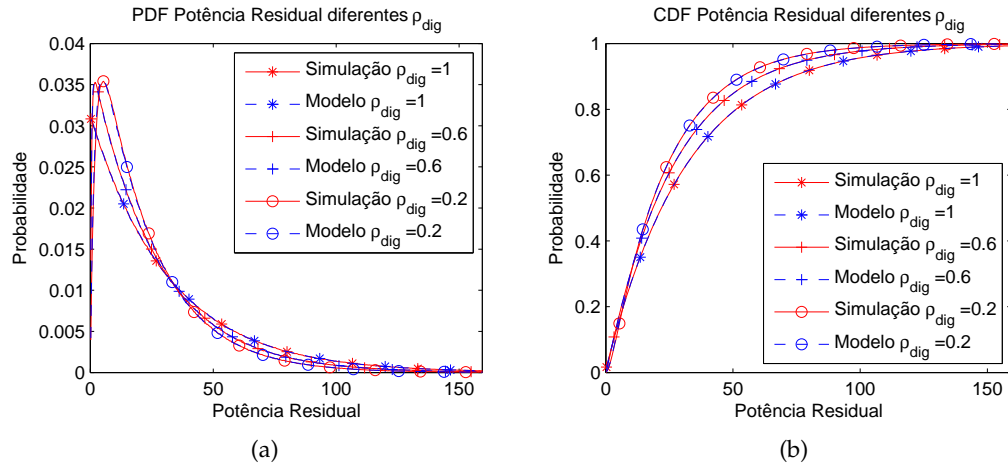


Figura 3.9: Validação de  $f_{II}$  para diversos valores do parâmetro de estimação da amplitude ( $\rho_{dig}$ ).

Para finalizar foi efectuado o estudo de três cenários:

- Cenário A -  $\rho_{dig} = 0.8$  e  $\tau_{dig} = 1$  ns;
- Cenário B -  $\rho_{dig} = 0.6$  e  $\tau_{dig} = 2$  ns;
- Cenário C -  $\rho_{dig} = 0.2$  e  $\tau_{dig} = 0$  ns,

considerando constantes os valores  $\rho_{an} = 1$ ,  $\tau_{an} = 0.75$  ns,  $\sigma_x^2 = \sigma_r^2 = 1$  e  $\Delta_{si} = 1$  ns.

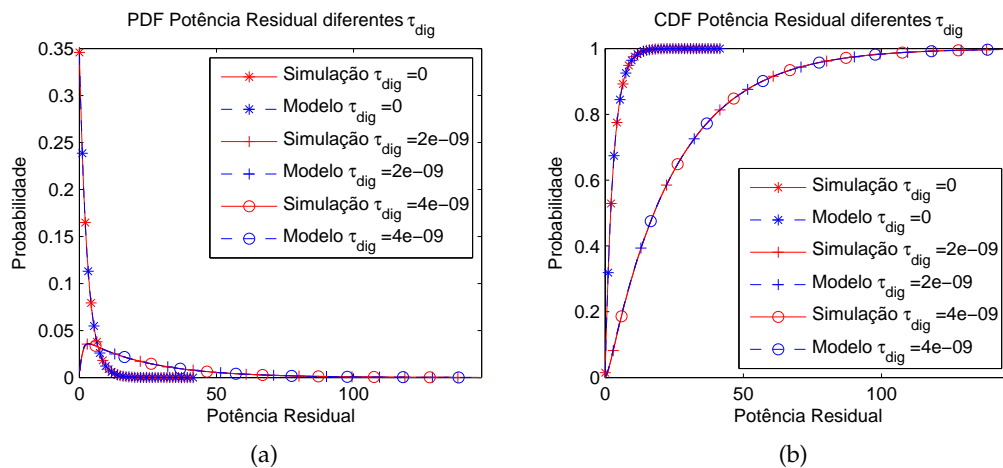


Figura 3.10: Validação de  $f_{II}$  para diversos valores do parâmetro de estimação da amplitude ( $\tau_{dig}$ ).

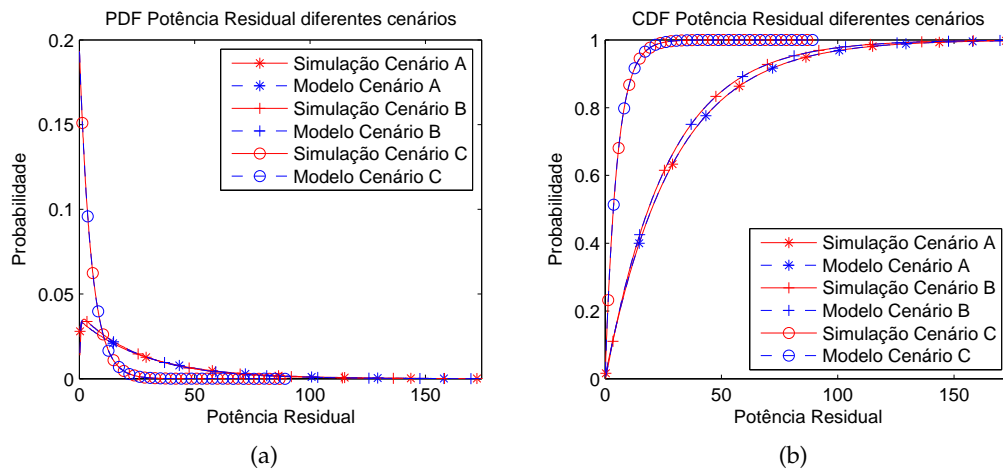


Figura 3.11: Validação de  $f_{II}$  para os cenários A, B e C.

Relativamente à simulação dos 3 cenários apresentados (figura 3.11), as conclusões a retirar são idênticas às retiradas no cancelador analógico, ou seja, os parâmetros que mais influenciam o resultado final são os que maior influência têm na análise individual.

Por forma a verificar em que situação será benéfico ou não a inclusão do cancelamento digital após o cancelamento analógico, efectuaram-se simulações com as seguintes configurações:

- Cenário A -  $\rho_{dig} = 0.6$  e  $\tau_{dig} = 0ns$ ;
- Cenário B -  $\rho_{dig} = 0.6$  e  $\tau_{dig} = 1ns$ ;
- Cenário C - Apenas cancelamento analógico.

O resto dos parâmetros mantêm os valores apresentados para os resultados da figura 3.11 ( $\Delta_{si} = 1ns$ ,  $\tau_{an} = 0.75ns$ ,  $\rho_{an} = 1$ ,  $\rho_{dig} = 0.4$ ,  $\sigma_x^2 = \sigma_r^2 = 1$ ).

Analisando os resultados da comparação entre os canceladores, verifica-se que o cancelamento digital prejudica o cancelamento analógico se não conseguir capturar a fase do canal residual após o cancelamento analógico (como anteriormente referido no Capítulo



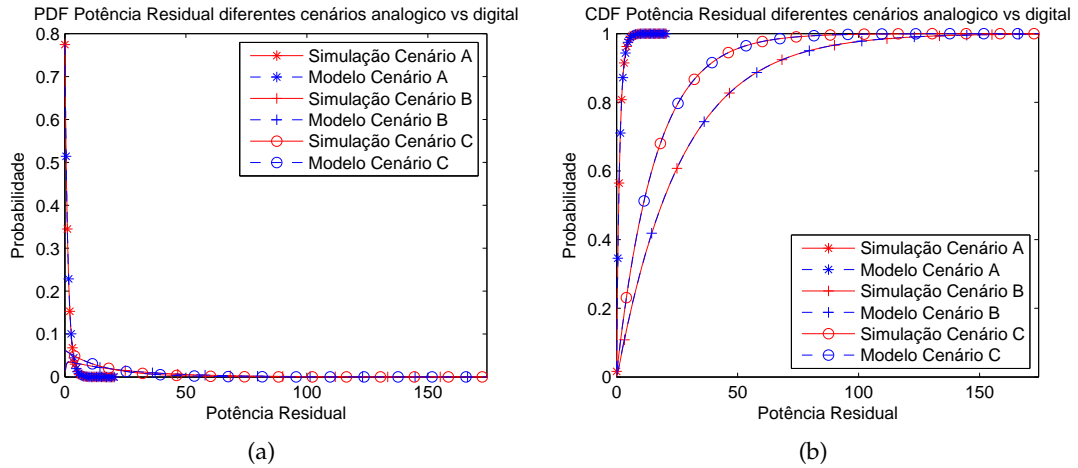


Figura 3.12: Validação de  $f_{II}$  para os cenários A, B e C.

2, secção 2.1). Isto deve-se ao facto do mesmo estar a acrescentar novas réplicas sobre o efeito residual do cancelamento em instantes de tempo diferentes, as quais passam a poluir o sinal residual em vez de o cancelarem. No entanto, o ganho proporcionado pelo cancelamento digital quando a fase é capturada é muito significativo (cenário A), quando comparado com o cenário C (apenas cancelamento analógico).

Procedendo à validação considerando um canal com 3 raios, considerou-se que os parâmetros  $\rho_{an} = 1$ ,  $\tau_{an} = 0.75$  ns,  $\sigma_x^2 = \sigma_r^2 = 1$ ,  $\Delta_{si} = 1$  ns são constantes e procedeu-se à variação dos parâmetros  $\rho_{dig}$  (figura 3.13) e  $\tau_{dig}$  (figura 3.15).

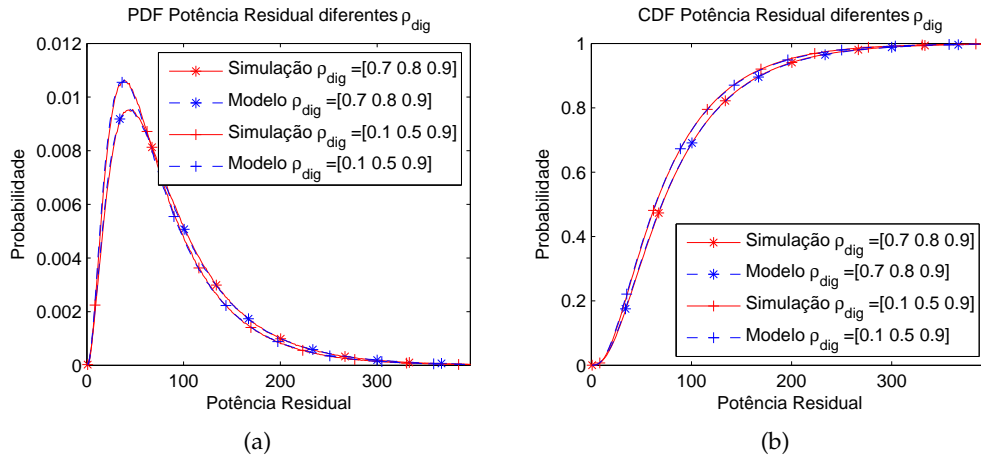


Figura 3.13: Validação de  $f_{II}$  para diversos valores do parâmetro de estimação da amplitude ( $\rho_{dig}$ ).

De forma análoga a todos os outros cenários, os efeitos com maior influência na variação da potência residual na análise parcial são os que mais influenciam os resultados totais. De notar que o simples facto da captura da fase do sinal por parte do cancelador digital de um dos três raios do canal auto-interferente provoca uma diminuição significativa da potência residual (figura 3.14).

Já na figura 3.15, são apresentados dois cenários em que ambos utilizam os valores de  $\rho_{dig} = [0.7, 0.8, 0.9]$ , sendo que no cenário A é utilizado  $\tau_{digital} = [0, 1, 2]$  ns e para o

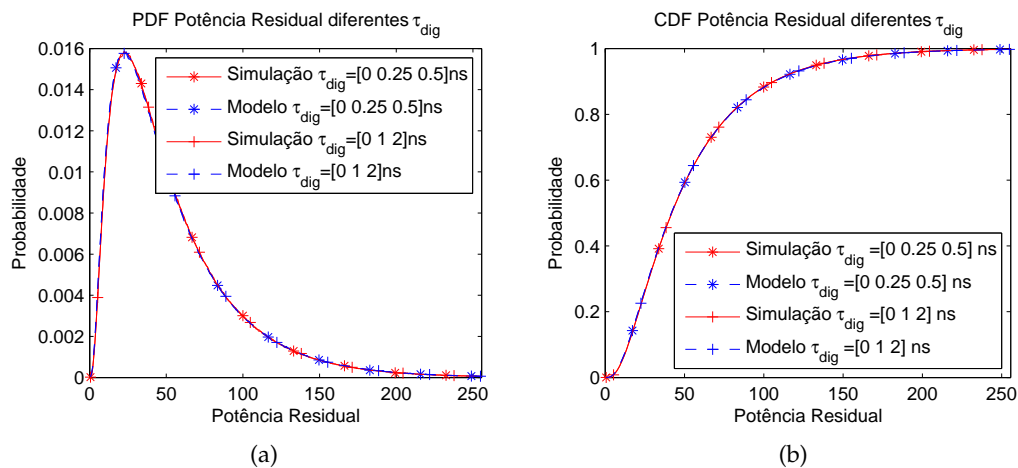


Figura 3.14: Validação de  $f_{PI}$  para diversos valores de estimação do tempo de propagação do canal ( $\tau_{dig}$ ).

cenário B,  $\tau_{digital} = [0.1, 1, 2]$  ns (valores utilizados para a simulação efectuada na figura 3.14).

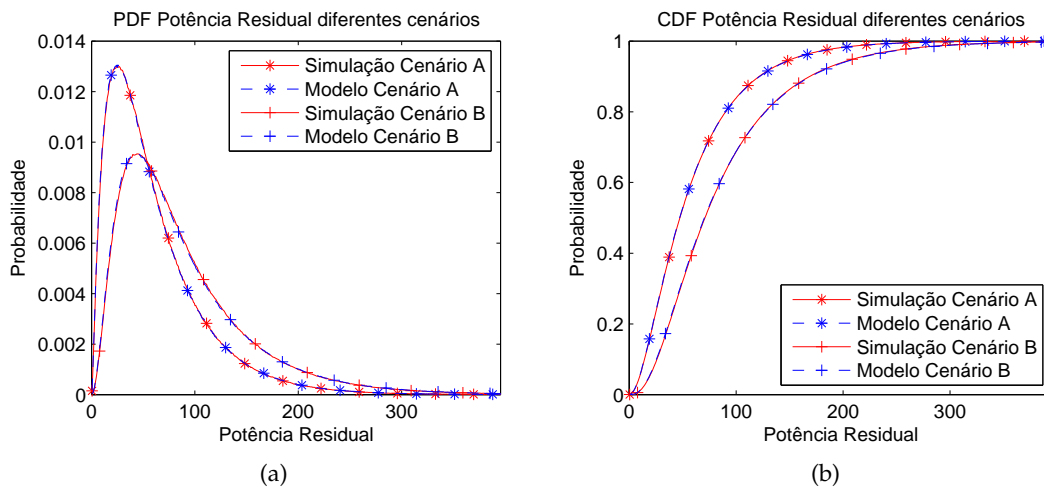


Figura 3.15: Validação de  $f_{PI}$  para os cenários A e B.

A título de conclusão, enquanto que no cancelamento analógico a dificuldade de estimação do tempo de propagação do canal auto-interferente implica um aumento da potência residual, a inclusão do cancelador digital na cascata de cancelamento é extremamente vantajosa desde que  $\tau_{dig} = 0$ . No entanto, caso  $\tau_{dig} \neq 0$ , em vez de se reduzir a potência residual, a mesma é amplificada. Ainda de salientar que a potência média do sinal é superior à potência média utilizando apenas o cancelamento analógico, a não ser que o cancelador digital capture a fase do sinal após o cancelamento analógico ( $\tau_{dig} = 0$ ). Pode-se ainda confirmar a validação da metodologia de decorrelação para o cancelamento analógico e digital.

### 3.4 Efeitos secundários do cancelamento - ruído de fase

Um efeito importante do cancelamento, representado pela segunda parcela da equação (3.2) referente ao modelo Full-Duplex, está directamente relacionado com o ruído de fase ao nível dos osciladores. Como apresentado no capítulo 2, subsecção 2.1.2.2, existem diversas topologias de canceladores, sendo que cada um têm o seu modo de operação, pelo que o erro de fase ( $\beta_\phi^2$ ) é descrito de forma diferente. As expressões que representam o erro de fase são descritas na tabela 3.1. De notar que a introdução do cancelamento digital também tem efeitos sobre este parâmetro.

A função de autocorrelação foi obtida através da aplicação directa do Apêndice A do trabalho desenvolvido em [Sah+13],

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f)e^{-j2\pi f\tau} df, \quad (3.30)$$

considerando como frequência de símbolo 0.25MHz que corresponde a um período de símbolo de 4  $\mu s$  (tempo de símbolo da norma 802.11n). Na figura 3.16 é apresentado o valor do factor de autocorrelação em função do atraso.

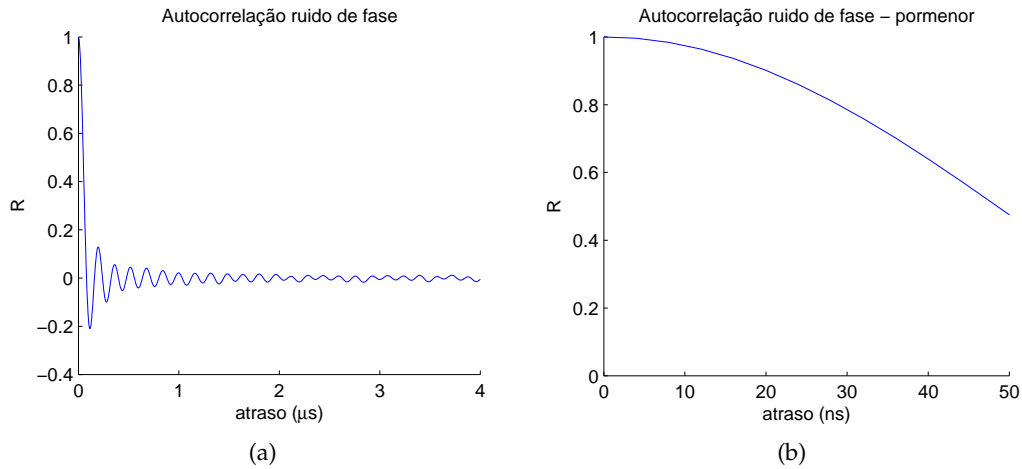


Figura 3.16: Função de autocorrelação do ruído de fase em função do atraso.

Como esperado, o valor do factor de autocorrelação será quanto menor quanto maior for o atraso. Na figura 3.16(b) podemos verificar em pormenor a autocorrelação para atrasos reduzidos, e desta forma confirmar as conclusões apresentadas em [Sah+13] relativamente ao desempenho comparativo do transmissor *pre-mixer* e *post-mixer*. Estas conclusões indicam que o desempenho do *pre-mixer* é sempre pior do que *post-mixer*, uma vez que  $\tau - \Delta_{si} < \Delta_{si}$ , o que leva a que  $R(\tau - \Delta_{si}) > R(\Delta_{si})$  e consequentemente o factor  $\beta_\phi^2$  maior (tabela 3.1).

Seguidamente vamos estudar a influência dos diversos canceladores no parâmetro  $\beta_\phi^2$ , o qual está associado ao ruído de fase e têm um impacto directo sobre o sinal de interesse. Desta forma, foram efectuados simulações considerando  $\sigma_{down}^2 = \sigma_{si}^2 = 0.43$  e  $|\Delta_{si} - \tau| =$

$0.25 * \Delta_{si}$ . Para o cancelamento digital, dado a existência de duas ordens de liberdade, a simulação associada à variação da estimação do ganho de amplitude é efectuada com  $\Delta_{si}$  constante (42ns) e para a estimação do ganho de amplitude  $\rho_{an}$  constante (1).

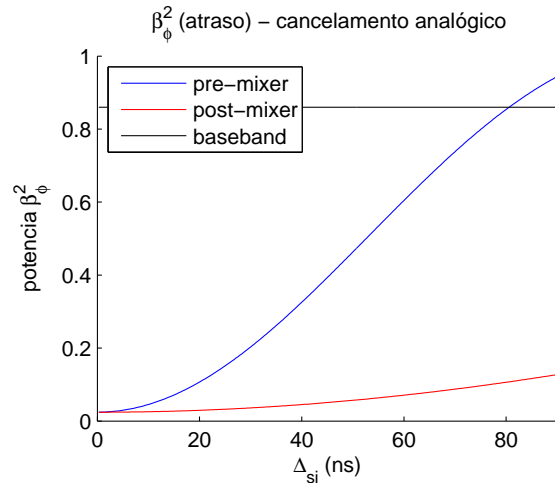


Figura 3.17: Comparação do parâmetro  $\beta_\phi^2$  em função do tempo de propagação do canal ( $\Delta_{si}$ ) para cancelador analógico.

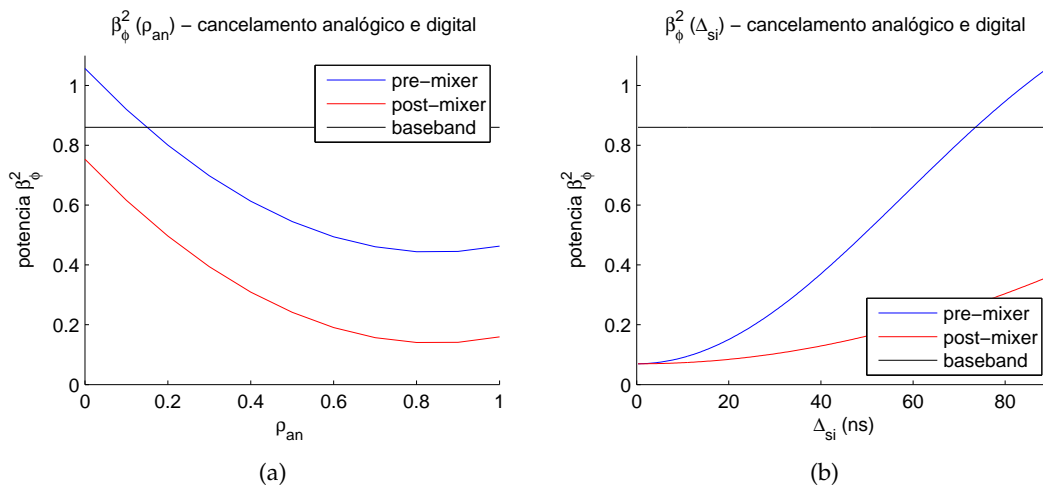


Figura 3.18: Comparação do parâmetro  $\beta_\phi^2$  em função da estimação do ganho de amplitude ( $\rho_{dig}$ ) (a) e tempo de propagação do canal ( $\Delta_{si}$ ) (b) para cancelador analógico e digital.

Nas figuras 3.17 e 3.18 podemos verificar o impacto da utilização dos diversos canceladores no parâmetro  $\beta_\phi^2$ . Como esperado, os canceladores *post-mixer* apresentam níveis de potência provocada pelo ruído de fase menores, comparativamente aos canceladores *pre-mixer*. Os canceladores de banda-base apresentam valores constantes, uma vez que não dependem dos parâmetros de estimação do canal auto-interferente. É válido afirmar que quanto menor o erro de estimação do canal auto-residual, quer do ganho de amplitude quer do tempo de propagação, menor será a potência associada à segunda parcela da equação (3.2) uma vez que esta depende do parâmetro  $\beta_\phi^2$ .

### 3.5 Capacidade de Recepção

Relativamente ao sinal de interesse, ou seja, o sinal que é emitido por um nó vizinho e o qual pretendemos receber (primeira parcela da equação (3.2) referente ao modelo Full-Duplex), temos de ter em consideração diversos factores.

Tendo em conta que o meio de propagação do sinal apresenta efeitos de atenuação, torna-se necessário definir as condições de propagação do sinal. O principal efeito a considerar é o efeito de Perdas de Propagação (Path-Loss) (PL) que está directamente associado à distância percorrida pelo sinal e à frequência de transmissão. Desta forma, considerando um ambiente de "espaço livre", o mesmo pode ser representado por

$$PL(d) = \frac{1}{d^2}, \quad d \geq 1, \quad (3.31)$$

negligenciando o efeito da frequência de transmissão.

Ainda podem ser representados os efeitos de Desvanecimento Lento (Slow-Fading ou Shadowing) (SF) e Desvanecimento Rápido (Fast-Fading) (FF). Estes efeitos estão associados a variações mais rápidas do canal, não dependentes directamente da distância entre o emissor e o receptor, sendo que diferença entre ambos está na duração da perturbação. No primeiro, a atenuação ocorre num intervalo de tempo que engloba múltiplos símbolos, enquanto no desvanecimento rápido a duração da perturbação é inferior ao tempo de um símbolo (ver figura 3.19).

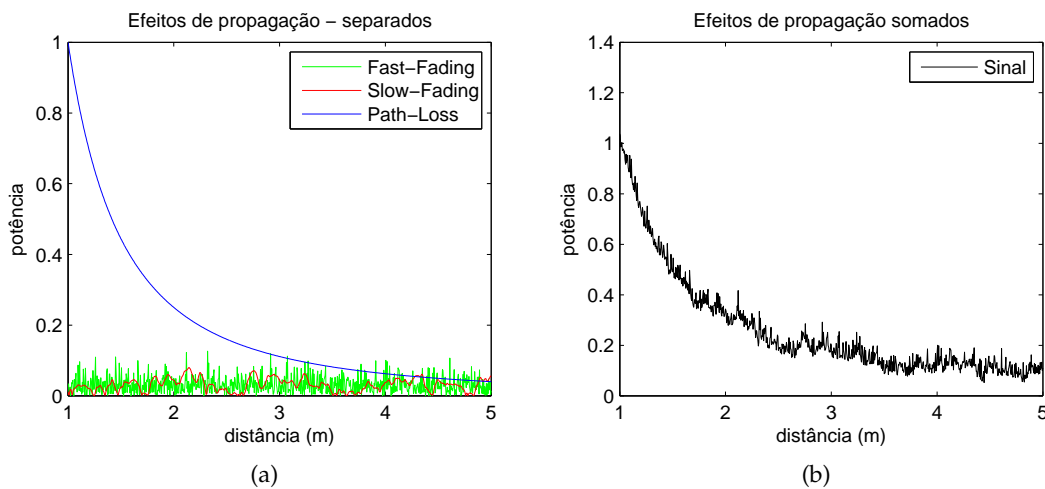


Figura 3.19: Efeitos de propagação.

Para simular estes efeitos, a componente de desvanecimento lento será descrita através de uma distribuição Gamma, dado que esta se aproxima à distribuição Lognormal tipicamente utilizada para a representação deste efeito de propagação [ABK01]. A função de densidade probabilística da distribuição Gamma é definida como

$$PDF_{SF}(x, k, \theta) = \frac{1}{\Gamma(k)\theta^k} x^{k-1} e^{-\frac{x}{\theta}}. \quad (3.32)$$

Na figura 3.20 podemos verificar a semelhança da CDF entre a distribuição Lognormal, parametrizada com média nula ( $\mu = 0$ ) e  $\sigma = 3dB$ , com a distribuição Gamma, parametrizada com  $k = 1/(e^{\sigma^2} - 1)$  e com  $\theta = e^{\mu + \sigma^2/2}(e^{\sigma^2} - 1)$  [ABK01].

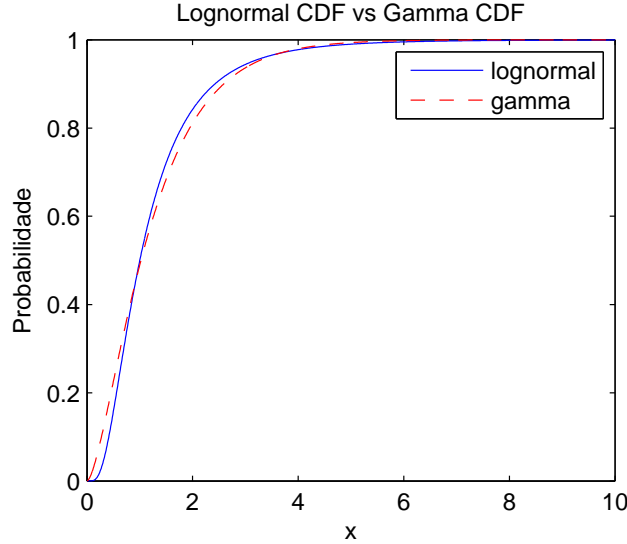


Figura 3.20: Comparação entre Distribuição Gamma e Lognormal.

Para a amplitude da componente de desvanecimento rápido será considerada uma distribuição Rayleigh

$$PDF_{FF}(x, \lambda) = \frac{x}{1} e^{-x^2/2\lambda^2}, \quad (3.33)$$

parametrizada com  $\lambda = 1$ . Desta forma, uma vez que  $\text{Rayleigh}(X, \lambda^{-1/2}) \approx \text{Exp}(X^2/2, \lambda)$  a potência associada à mesma é simulada através de uma distribuição exponencial

$$PDF_{FF}(x) = e^{-x}. \quad (3.34)$$

Assim, o sinal recebido ( $x_{\text{signal}}$ ) terá em consideração as três componentes de propagação acima descritas. De notar que as perdas de propagação serão simuladas considerando que os nós se encontram a uma determinada distância, sendo o valor de atenuação determinístico.

De forma a averiguar as diferenças de capacidade para os diversos tipos de cancelador, procedeu-se ao cálculo da mesma seguindo o teorema de Shannon-Hartley, o qual define a capacidade ( $C$ ) para um canal com ruído gaussiano, como

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right), \quad (3.35)$$

onde  $B$  é a banda do canal em Hertz,  $S$  é a média de potência recebida associada ao sinal de interesse e  $N$  é o valor médio da potência do Ruído.

Uma vez que a capacidade do modelo FD é influenciada pelo sinal auto-interferente,

considerando  $B = 1\text{Hz}$ , a capacidade será calculada através da SINR, passando a ser obtida através de

$$C(\text{bits/s/Hz}) \approx \log_2(1 + \text{SINR}), \quad (3.36)$$

sendo que SINR terá em conta os efeitos de propagação acima referidos.

A figura 3.21 representa a capacidade entre os três tipos de canceladores utilizados, considerando  $\Delta_{si} = 42\text{ns}$  e um cancelador analógico e digital parametrizado com  $\rho_{an} = 0.7$ ,  $\tau_{an} = 0.25 \times \Delta_{si}$ ,  $\rho_{dig} = 0.5$  e  $\tau_{dig} = 0$ . Os resultados confirmam as afirmações efectuadas no início deste capítulo e na sub-secção 3.4, ou seja, o melhor desempenho é obtido com a utilização do cancelador do tipo *post-mixer* enquanto o cancelador de banda base apresenta um desempenho inferior.

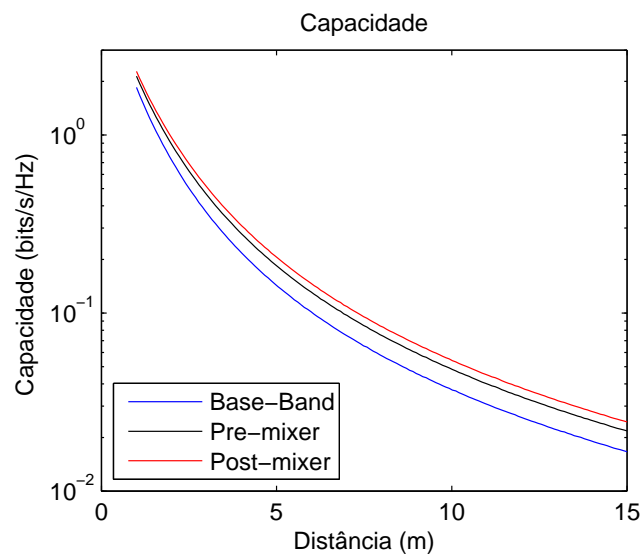


Figura 3.21: Capacidade para diferentes canceladores.





# 4

## Probabilidade de Recepção

### 4.1 Caracterização teórica da probabilidade de recepção

Nesta secção são abordadas as características do modelo utilizado para o cálculo da probabilidade de sucesso da recepção de pacotes, tendo em conta os efeitos de propagação referidos na secção 3.5.

Desta forma, a potência total recebida pelo nó Full-Duplex é dada por

$$\Lambda = P_{signal} + P_{h_{res}} + P_{\phi_{noise}} + N_0, \quad (4.1)$$

onde  $P_{signal}$  é a potência do sinal de interesse,  $P_{h_{res}}$  é a potência residual do cancelamento da auto-interferência (3ª parcela da eq.(3.2)),  $P_{\phi_{noise}}$  é a potencia relativa ao ruído de fase do transmissor (2ª parcela da eq.(3.2)), e  $N_0$  representa ruído gaussiano associado ao receptor.

A capacidade de recepção está directamente relacionada com o SINR, representada por

$$\gamma = \frac{P_{signal}}{\Lambda - P_{signal}}. \quad (4.2)$$

O sucesso da recepção é aproximada pela condição em que o SINR é maior que um determinado limiar  $b$ , estando este último dependente de diversos factores do receptor. Tipicamente [NEW06] para SPR os valores de  $b$  variam entre 1 e 10 e para Recepção de Múltiplos Pacotes (MultiPacket Reception) (MPR)  $b$  toma valores inferiores a 1 [HKL97].

Assim, a probabilidade de sucesso de recepção é dada por

$$P_r(P_{signal} > \frac{b\Lambda}{b+1}). \quad (4.3)$$

Considerando  $b' = b/(b+1)$ , a condição de recepção é dada por  $P_{signal} > b'\Lambda$  pelo que a probabilidade de recepção é definida como

$$p_s = P_r(P_{signal} > b'\Lambda) \equiv 1 - P_r(P_{signal} - b'\Lambda \leq 0). \quad (4.4)$$

Ao definir  $\alpha = P_{signal} - b'\Lambda$ , obtém-se

$$\alpha = \frac{P_{signal}b + P_{signal} - b\Lambda}{b+1} = \frac{P_{signal}}{b+1} - b' \times (P_{signal} + P_{hres} + P_{\phi_{noise}} + N_0). \quad (4.5)$$

Por definição, a função característica da variável  $\alpha$ ,  $\varphi_\alpha$  é dada por

$$\varphi_\alpha(u) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{ixu} f_\alpha(x) dx, \quad (4.6)$$

pelo que é possível obter a PDF de  $\alpha$ ,  $f_\alpha$ , através de

$$f_\alpha = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-ixu} \varphi_\alpha(it) dt. \quad (4.7)$$

A probabilidade de recepção de cada nó transmissor (equação (4.4)) é representada por

$$p_s = 1 - \int_{-\infty}^0 f_\alpha(x) dt. \quad (4.8)$$

Considerando que o sinal transmitido é afectado pelos diversos efeitos de propagação indicadas na secção 3.5 (FF, SF e PL) e, considerando a parametrização descrita na mesma, procedeu-se à validação da probabilidade de sucesso obtida através da geração de valores aleatórios (Simulação) relativamente ao resultado resultante da integração da função característica (Modelo). De forma a proporcionar uma comparação directa com a secção seguinte (probabilidade de sucesso para transmissores com capacidade de recepção de múltiplos pacotes), manteve-se o parâmetro  $b = 0.02$ , dado ser o único que depende das características do transmissor. Os resultados são apresentados na figura 4.1.

#### 4.1.1 Probabilidade de recepção para transmissores com suporte à recepção de múltiplos de pacotes

Considerando que  $n$  nós transmitem em simultâneo, e que a potência recebida proveniente de cada um deles ( $P_k$ ) é dada por variáveis aleatórias independentes e identicamente distribuídas, a potência total ( $P_t$ ) recebida no nó de destino é dada por

$$P_t = \sum_{k=1}^n P_k. \quad (4.9)$$

De forma análoga ao procedimento efectuado para modelo sem MPR,  $P_{signal}$  é substituído por  $P_t$ , que passa a ser o sinal de interesse. A interferência total passa a ser dada

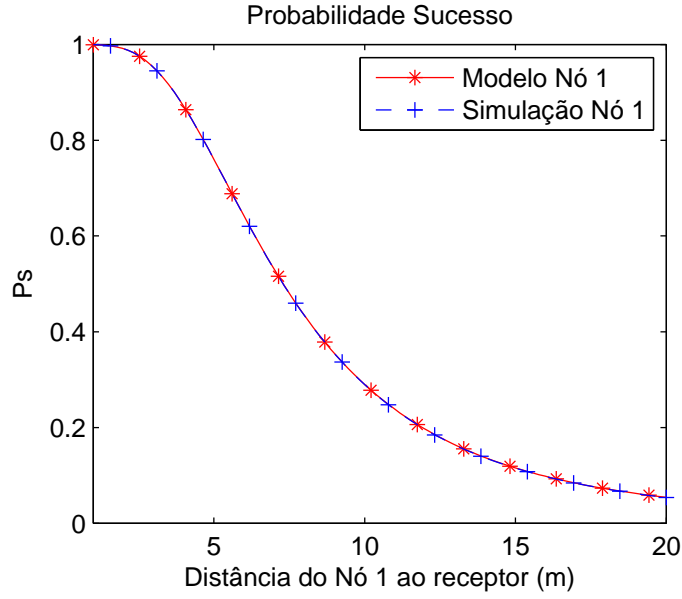


Figura 4.1: Probabilidade de sucesso em função da distância ao receptor.

por

$$\Lambda = P_t + P_{h_{res}} + P_{\phi_{noise}} + N_0. \quad (4.10)$$

Passando a representar  $\gamma$  como  $\gamma_j$ , uma vez que a capacidade de recepção individual de cada transmissão  $j$  é dada pelo SINR para cada transmissão, esta relação é descrita por

$$\gamma_j = \frac{P_j}{\Lambda - P_j}, \quad (4.11)$$

sendo que  $P_j$  é a potência recebida associada à transmissão  $j$ .

Assim, mantendo o mesmo raciocínio apresentado nas equações 4.2 a 4.4, e tendo em conta que estamos perante a recepção de múltiplos pacotes,  $\alpha$  é definido por

$$\alpha = \frac{P_j b + P_j - b\Lambda}{b+1} = \frac{P_j}{b+1} - b' \times \left( \sum_{k=1, k \neq j}^n (P_k) + P_{h_{res}} + P_{\phi_{noise}} + N_0 \right). \quad (4.12)$$

Desta forma, pode-se obter a probabilidade de sucesso de cada transmissão (equação (4.8)), através da sua função característica (equação (4.6)).

Na figura 4.3 pretende-se analisar o efeito de interferência provocada pelos outros nós transmissores ao considerar um transmissor FD com MPR. A simulação foi efectuada considerando  $b = 0.02$ ,  $\Delta_{si} = 1ns$ ,  $\rho_{an} = 0.7$ ,  $\tau_{an} = 0.75ns$ , sendo que o nó 2 e 3 encontram-se a uma distância fixa de 5 e 10 metros, respectivamente, enquanto o nó 1, é colocado a diferentes distâncias entre os 0 e os 20 metros relativamente ao transmissor FD. Este cenário pode ser observado na figura 4.2.

Comparando directamente os resultados obtidos na figura 4.3, relativos ao nó 1, com os resultados apresentados na figura 4.1, podemos verificar que ao introduzir outros nós



Numa segunda fase, abordar-se-á o mesmo, mas considerando transmissores com capacidade de recepção de múltiplos pacotes. Em paralelo, serão efectuadas simulações incluindo controlo de potência, por forma a garantir a mesma probabilidade de sucesso para cada nó que se encontre a transmitir em simultâneo.

O último passo passa por estudar a capacidade da rede para cenários *multi-hop*.

### 4.2.1 Impacto da distância ao receptor

Considerando um transmissor FD, com capacidade MPR ( $b = 0.02$ ), e utilizando um cancelador de banda-base, com as mesmas configurações utilizadas nos capítulos e secções anteriores ( $\sigma_x^2 = \sigma_r^2 = 1$ ,  $\Delta_{si} = 1$  ns, e considerando os 3 efeitos de propagação enumerados anteriormente), procedeu-se à simulação de 3 cenários: cancelamento perfeito (equivalente ao HD ao nível da probabilidade de sucesso); cancelamento analógico; cancelamento analógico e digital.

Na figura 4.4 pretende-se analisar a variação da probabilidade de sucesso da transmissão (b) (equação (4.8)) associado aos diversos cancelamentos (a). Considerando  $\tau_{an} = 0.75$  ns,  $\rho_{an} = 0.7$ ,  $\tau_{dig} = 0$  ns,  $\rho_{dig} = 0.5$ , procedeu-se à simulação dos três cenários referidos.

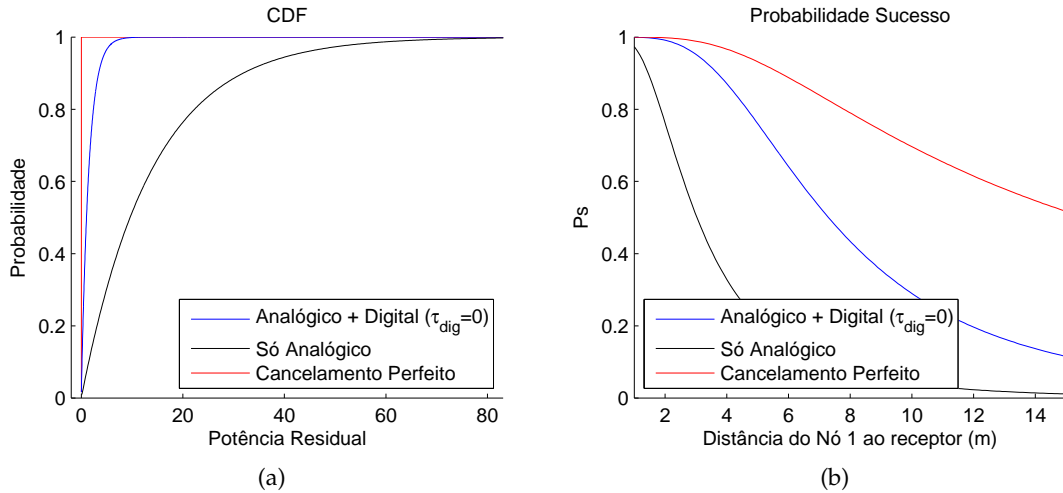


Figura 4.4: (a) Potência residual do canal auto-interferente após cancelamento. (b) Probabilidade de sucesso de recepção para diferentes cenários de cancelamento da auto-interferência.

Analisando a figura 4.4(a), podemos verificar que quanto menor for o efeito residual do cancelamento do canal auto-interferente maior será probabilidade de sucesso de recepção dos pacotes. De notar que o cenário de cancelamento perfeito será equivalente a um cenário HD, dado que se exclui toda a componente residual do cancelamento, podendo desta forma ser utilizado como comparação directa.

Não obstante, considerando o cenário FD com cancelamento analógico e digital, com captura de fase ( $\tau_{dig} = 0$ ), o mais provável é o alcance da transmissão ser de poucos metros dado que a partir de certo ponto a probabilidade de sucesso é tão diminuta que é

preferível comutar o modo de funcionamento para HD para melhorar o desempenho (de notar que não estão a ser considerados ganhos quer ao nível do posicionamento, quer da topologia das antenas).

#### 4.2.2 Sistemas Full-Duplex com recepção de múltiplos pacotes

Passando à análise da capacidade MPR, mantendo as mesmas características do transmissor apresentadas na subsecção anterior utilizando um cancelador analógico e digital com captura da fase (resultado a azul da figura 4.4), procedeu-se a diversas simulações.

Uma das formas de se tentar reduzir as injustiças ao nível da rede é controlar a potência dos transmissores, por forma a igualar a probabilidade de sucesso da transmissão. Tendo este factor em foco, foi implementado um mecanismo de compensação de potência associado directamente à distância do transmissor, o qual é descrita por:

$$P_{R_1} = P_{R_2} = \dots = P_{R_n} = c, \quad (4.13)$$

sendo  $c$  uma constante, e  $P_{R_k}$  a potência recebida pelo  $k$ -ésimo transmissor numa rede com  $n$  transmissores. Representando  $P_E$  a potência emitida por cada transmissor, então  $P_R = P_E \times PL \times SF \times FF$ , sendo que  $PL$ ,  $SF$  e  $FF$  são respectivamente os efeitos de perdas de propagação, de desvanecimento lento e rápido, pelo que a equação (4.13) pode ser escrita como

$$\begin{aligned} P_{E_1} \times PL_1 \times SF_1 \times FF_1 &= P_{E_2} \times PL_2 \times SF_2 \times FF_2 = \\ &= \dots = P_{E_n} \times PL_n \times SF_n \times FF_n = c. \end{aligned} \quad (4.14)$$

Admitindo que a potência média dos efeitos de desvanecimento rápido e lento são iguais para cada transmissor, e que o efeito de perdas de propagação é dado por  $1/d^\alpha$ , podemos simplificar a solução para

$$\frac{P_{E_1}}{d_1^\alpha} = \frac{P_{E_2}}{d_2^\alpha} = \dots = \frac{P_{E_n}}{d_n^\alpha} = c, \quad P_{E_k} \leq 1, k \in [1, n]. \quad (4.15)$$

Desta forma, em cada simulação são apresentados os valores relativos à probabilidade de sucesso de recepção de pacotes provenientes de cada transmissor, com e sem controlo de potência. Para uma análise mais exaustiva, procedeu-se à simulação de dois cenários, no qual a principal diferença está na disposição dos nós. Enquanto no primeiro cenário estamos perante uma topologia em que os nós estão mais afastados do nó receptor FD, no segundo cenário os nós apresentam-se consideravelmente mais próximos do receptor. Nas duas simulações foi utilizado o cenário semelhante ao apresentado na figura 4.2, com mais um nó associado ao receptor, sendo que no primeiro cenário os nós 2, 3 e 4 encontram-se fixos a 4, 8 e 12 metros respectivamente, enquanto no segundo cenário os mesmos estão colocados a 2, 3 e 4 metros do receptor. Desta forma, torna-se possível analisar os impactos de interferência entre nós na probabilidade de sucesso.

Os resultados de cada simulação são apresentados em dois gráficos, sendo o primeiro simulado sem controlo de potência de emissão, e o segundo com controlo da potência. Estes resultados dizem respeito à aplicação da equação (4.8) para cenários de transmissores com capacidade MPR. Para efeitos de simulação consideraram-se os mesmos parâmetros utilizados na subsecção anterior ( $\tau_{an} = 0.75ns$ ,  $\rho_{an} = 0.7$ ,  $\tau_{dig} = 0ns$ ,  $\rho_{dig} = 0.5$  e  $b = 0.02$ ).

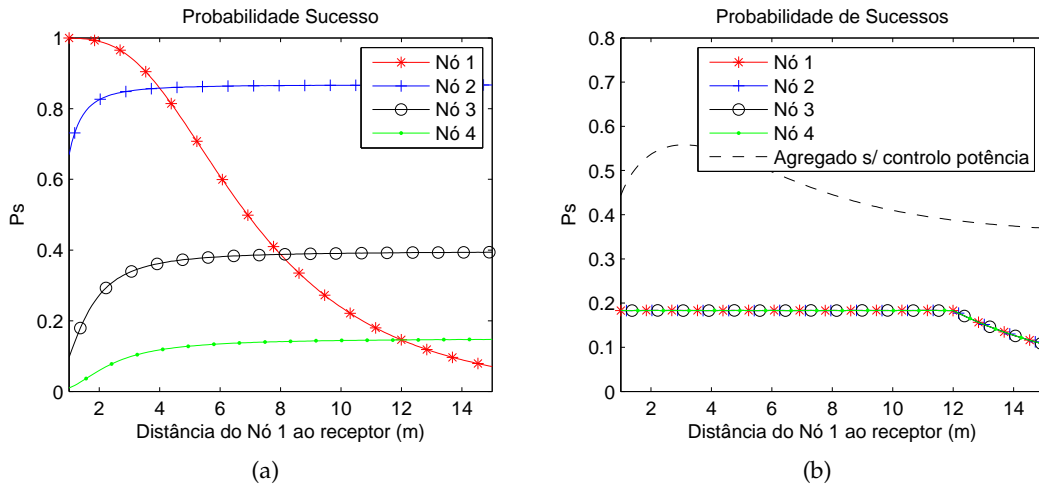


Figura 4.5: Probabilidade de Sucesso de Recepção de Pacotes de cada transmissor às distancias de 4, 8 e 12 metros. (a) Sem controlo de potência. (b) Com controlo de potência.

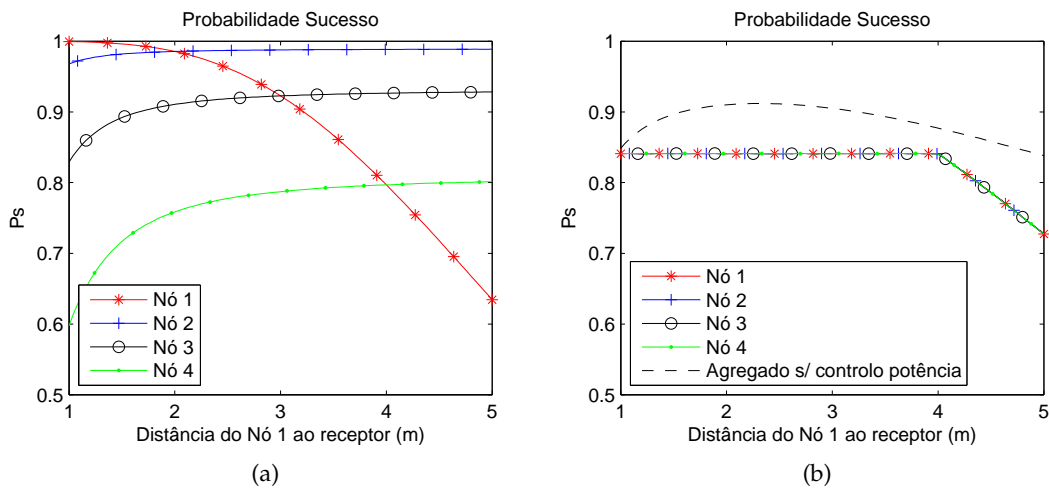


Figura 4.6: Probabilidade de Sucesso de Recepção de Pacotes de cada transmissor às distancias de 2, 3 e 4 metros. (a) Sem controlo de potência. (b) Com controlo de potência.

Analisando as figuras 4.5(a) e 4.6(a), podemos observar o efeito da interferência provocada pelos outros nós vizinhos que comunicam em simultâneo com o nó receptor (em ambos os cenários é considerado que todos os nós transmitem em simultâneo). O aumento significativo da probabilidade de sucesso dos nós que se encontram mais longe do receptor está associado ao afastamento do nó 1 relativamente ao receptor. Uma vez que os nós transmitem todos à sua potência máxima, a interferência causada por esse nó

provoca uma degradação do SINR dos outros terminais. À medida que o nó 1 se afasta do receptor, a potência capturada associada à transmissão do nó 1 é menor, aumentando o SINR dos outros nós. Este facto melhora a sua probabilidade de sucesso (o efeito é especialmente visível até ao momento em que o nó 1 atinge a distância do segundo nó mais próximo do receptor).

Já do ponto de vista das simulações com controlo de potência (figura 4.5(b) e 4.6(b)), podemos verificar que caso a potência recebida ao nível do receptor seja similar para todos os nós, todos os nós partilham um valor similar da probabilidade de sucesso. No entanto, ao reduzir a potência de emissão dos nós mais próximos para que os nós mais distantes melhorem a sua capacidade de comunicação, estamos a prejudicar os nós mais próximos. Este efeito é facilmente identificável na figura (4.5(b)). A linha a tracejado é o valor normalizado da probabilidade agregada do cenário sem controlo de potência, sendo que desta forma podemos perceber a deterioração do valor agregado da probabilidade de sucesso quando se aplica controlo de potência (idêntico aos valores individuais uma vez que todos apresentam aproximadamente o mesmo valor). Este efeito de degradação é muito menos significativo quando estamos perante um cenário com todos os nós mais próximos do receptor, uma vez que o SINR, não depende apenas da interferência causada pelos outros nós, mas também do efeito residual do cancelamento da auto-interferência. O efeito de redução da probabilidade de sucesso verificado no final dos dois cenários é provocado pelo facto do nó 1 estar colocado numa posição mais distante do que qualquer outro nó no alcance do receptor. Desta forma, o nó 1 passa a ser o nó limitativo ao nível de potência máxima de transmissão.

A principal vantagem do controlo de potência, além de garantir justiça no acesso ao canal, reside no aumento da probabilidade de sucesso da transmissão dos nós mais distantes. Por exemplo, na figura (4.6(b)) podemos verificar que a probabilidade de sucesso do nó 4 aumenta cerca de 10 pontos percentuais quando o nó 1 se encontra muito próximo do receptor, e que mesmo quando o nó 1 se encontra mais afastado (até passar a ser o nó "limitativo"), apresenta resultados cerca de 3% superiores comparativamente aos resultados da simulação sem controlo de potência. Essa diferença também pode ser verificada no cenário com os transmissores mais espalhados, mas no entanto o desempenho do agregado é muito afectado, prejudicando o desempenho da rede.

Uma das propostas para garantir qualidade do acesso, será perceber até que distância existem vantagens na utilização do FD relativamente ao FD em cenários em que os transmissores têm capacidade de transmissão multi-pacote, uma vez que em situações onde os nós estão muito afastados do receptor, o efeito residual do cancelamento da auto-interferência têm um efeito limitativo no desempenho.

### 4.2.3 Sistemas Full-Duplex em cenários Multi-hop

Nesta sub-secção será analisado o desempenho do FD em cenários *multi-hop*. Para efeitos de simulação, considerou-se um transmissor FD SPR utilizando um cancelador de banda



base. A distância máxima considerada entre dois nós é de 14 metros. A probabilidade de sucesso de um *hop* pode ser observado na figura 4.7. Os resultados apresentados na figura 4.7 foram simulados utilizando um transmissor com cancelamento analógico e digital parametrizado com  $\Delta_{si} = 1ns$ ,  $\tau_{an} = 0.75ns$ ,  $\rho_{an} = 0.7$ ,  $\tau_{dig} = 0$ ,  $\rho_{dig} = 0.5$  e  $\sigma_x^2 = \sigma_r^2 = 1$ .

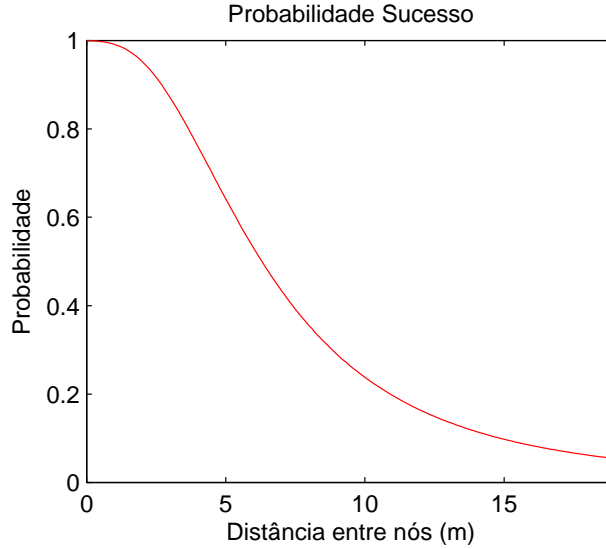


Figura 4.7: Probabilidade de sucesso para transmissor FD-SPR em função da distância entre 2 nós.

Considerando uma rede com  $n$  nós, um caminho pode ter no máximo  $h = n - 1$  hops. A probabilidade de sucesso de um percurso com múltiplos hops é dada por

$$P_{s_{path}}(d_t, h) = \prod_{k=1}^h P_{s_{hop}}(d_k) \quad : \quad \sum_{k=1}^h d_k = d_t \quad (4.16)$$

em que  $P_{s_{hop}}$  é a probabilidade de sucesso da transmissão entre dois nós (ver figura 4.7),  $d_t$  é a distância *end-to-end*,  $d_k$  a distância do hop  $k$  e  $h$  o número de hops. A distância máxima para  $h$  hops será dada por  $h \times d_{max_{hop}}$ . Uma vez que existem várias combinações de hops cujo somatório das distâncias é igual a  $d_t$ ,  $P_{s_{path}}$  será um vector de  $L$  elementos, pelo que a probabilidade de sucesso *multi-hop* ( $P_{s_{multi-hop}}$ ) pode ser escrita como

$$P_{s_{multi-hop}}(d_t, h) = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L P_{s_{path_k}}(d_t, h). \quad (4.17)$$

Por palavras,  $P_{s_{multi-hop}}$  é o valor médio do sucesso de todas as combinações de caminhos, cujo somatório da distancia de cada hop é igual a  $d_t$ .

Desta forma, procedeu-se ao cálculo de  $P_{s_{multi-hop}}$  em função do número de hops, utilizando a parametrização aplicada na simulação anterior. Os resultados são apresentados na figura 4.8 e permitem verificar quantos nós serão necessários colocar entre dois terminais, por forma a obter um determinado desempenho do *link*.

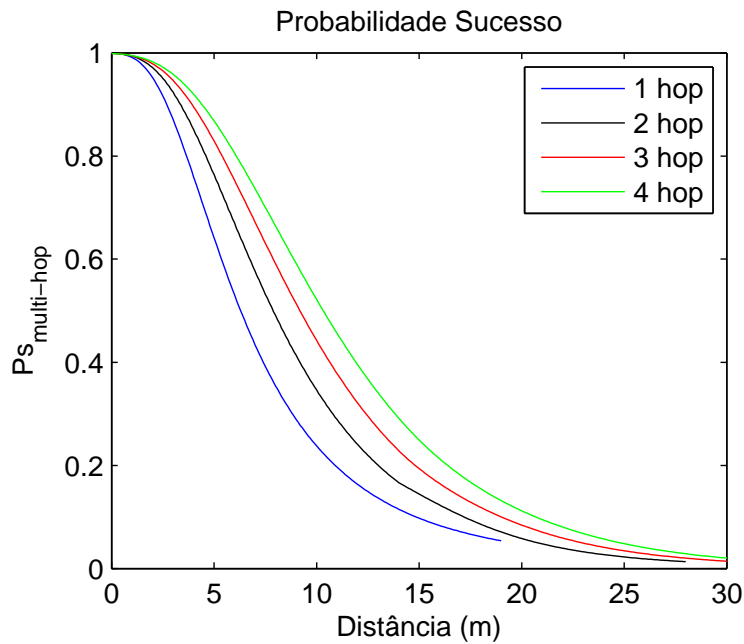


Figura 4.8: Probabilidade de sucesso para transmissor SPR em função da distância *end-to-end*.

Analisando a figura 4.8, podemos verificar o aumento da capacidade de transmissão com o aumento do número de *hops* entre dois terminais. No entanto, consegue-se verificar que o desempenho não é significativamente superior que torne o FD interessante para comunicação a grandes distâncias. Isto deve-se ao fraco desempenho dos canceladores do sinal auto-interferente, que provocam uma redução significativa do SINR, degradando muito a capacidade da rede.



# Protocolos de Acesso ao Meio

No seguimento dos capítulos anteriores (análise dos efeitos do cancelamento da auto-interferência para sistemas Full-Duplex, análise da capacidade de recepção de sistemas Full-Duplex sem e com capacidade de recepção múltipla de pacotes), neste capítulo é analisado o desempenho de protocolos de acesso ao meio (MAC) que utilizem sistemas Full-Duplex.

Numa primeira fase é apresentado um protocolo MAC para redes onde vários dispositivos transmitem dados para um nó receptor, assim como uma caracterização matemática do mesmo. Numa segunda fase será efectuada uma análise ao desempenho do protocolo MAC apresentado, tendo como principal objectivo maximizar o desempenho do mesmo.

## 5.1 Caracterização do protocolo MAC

O esquema típico de um protocolo MAC onde vários dispositivos transmitem para um nó receptor (figura 5.1) passa por uma fase de negociação, onde os nós que desejam transmitir tentam informar o receptor enviando um pacote RTS. Para esta fase estão reservados  $k$  slots de acesso, em que os  $n$  nós que desejarem transmitir utilizam para enviar RTS. Se considerarmos que esta fase tem por base um esquema SPR, quando mais do que um nó transmitir no mesmo slot existirá uma colisão e, ambos os nós não terão acesso à fase de transmissão nesta ronda de comunicação.

A autorização de comunicação será dada pelo nó receptor no final da ronda de negociação, sendo utilizado um pacote CTS o qual informa, de uma só vez, todos os nós autorizados a transmitir nesta ronda de transmissão.

Na ronda de transmissão, considerando que o receptor tem capacidade MPR, todos

os nós autorizados a transmitir procedem ao envio simultâneo dos dados. Em condições ideais, o receptor será capaz de receber todos os pacotes.

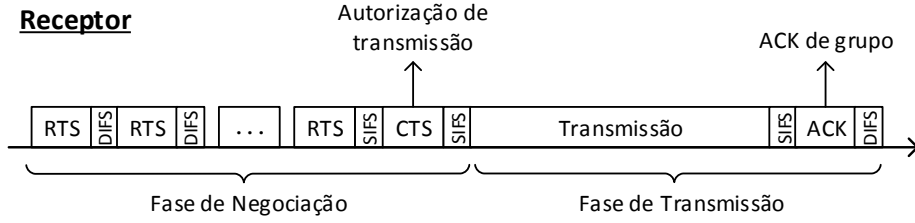


Figura 5.1: Ronda de comunicação do Protocolo MAC [Zha10].

Considerando que a fase de negociação é composta por  $w$  slots RTS e um slot CTS, e que  $n_{max}$  representa o número máximo de nós que querem transmitir, cada nó irá aceder ao slot  $k$  com uma probabilidade de acesso  $p$ . Assumindo que  $X$  e  $N$  são variáveis aleatórias que representam, respectivamente, o número do slot da fase de negociação e o nº de nós que acedem a um determinado slot,

$$\begin{aligned} N &\in \{0, 1, \dots, n_{max}\}, \\ X &\in \{1, 2, \dots, w\}, \end{aligned} \quad (5.1)$$

a probabilidade de um nó transmitir no slot RTS  $k \in \{1, 2, \dots, w\}$  é representada por uma distribuição geométrica

$$P_r(X = k) = p \times (1 - p)^{k-1}, \quad (5.2)$$

pelo que a probabilidade de  $N$  nós acederem num determinado slot  $k$  é dada por uma distribuição binomial

$$P(N = n; X = k) = \binom{n_{max}}{n} \times [P_r(X = k)]^n \times [1 - P_r(X = k)]^{n_{max}-n}. \quad (5.3)$$

Aplicando a equação (5.2) à equação (5.3), obtém-se

$$P(N = n; X = k) = \binom{n_{max}}{n} \times [p \times (1 - p)^{k-1}]^n \times [1 - p \times (1 - p)^{k-1}]^{n_{max}-n}, \quad (5.4)$$

sendo que com base na duração da fase de negociação e da fase de transmissão, é possível estudar o desempenho ( $S$ ),

$$S = \frac{R_{T_x} \times T_x}{w + T_{CTS} + T_x + T_{ACK}}, \quad (5.5)$$

apenas sendo necessário obter um valor médio para o número de pacotes que são recebidos com sucesso ( $R_{T_x}$ ) quando  $N_{T_x}$  nós são autorizados a transmitir.

## 5.2 Estudo da capacidade de transmissão MPR

Tendo por base o modelo MPR apresentado no capítulo anterior (subsecção 4.1.1) procedeu-se à análise da probabilidade de sucesso de transmissão MPR. Desta forma, procedeu-se à simulação de cenários onde o parâmetro  $b$  (associado à sensibilidade do receptor) foi modificado, considerando os efeitos de propagação apresentados na secção 3.5 e controlo de potência. Definindo  $E_r$  como o número médio de pacotes recebidos, este valor pode ser obtido através de

$$E_r = n \times P_s, \quad (5.6)$$

onde  $n$  é o número de nós que transmitem e  $P_s$  a probabilidade de sucesso dessa transmissão (equação (4.8), aplicada a receptores com capacidade MPR). Fazendo variar o número de pacotes enviados, obteve-se a probabilidade de sucesso associada a essas transmissões, obtendo-se  $E_r$  aplicando ou não o mecanismo de controlo de potência. Os resultados podem ser observados nas figuras 5.2 e 5.3.

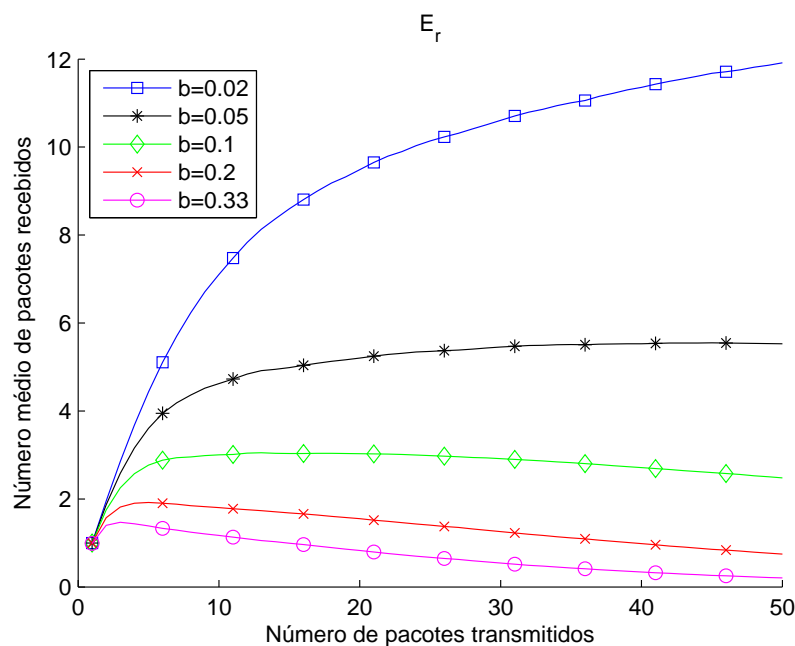


Figura 5.2: Relação entre o número de pacotes transmitidos e o número médio de pacotes recebidos.

Analisando a figura 5.2, podemos verificar que quanto menor for o parâmetro  $b$ , menor será a capacidade de recepção, ou seja, o número máximo de pacotes que são recebidos em simultâneo é menor. Ainda podemos verificar, que a partir de um determinado número de transmissões a capacidade de recepção diminui, prejudicando o desempenho dos transmissores MPR.

Na figura 5.3 podemos verificar as vantagens associadas ao controlo de potência. Comparando os resultados com a figura 5.2 conclui-se que o aumento do desempenho é substancial, por exemplo para  $b = 0.05$  o valor máximo de Pacotes Recebidos ( $E_r$ )

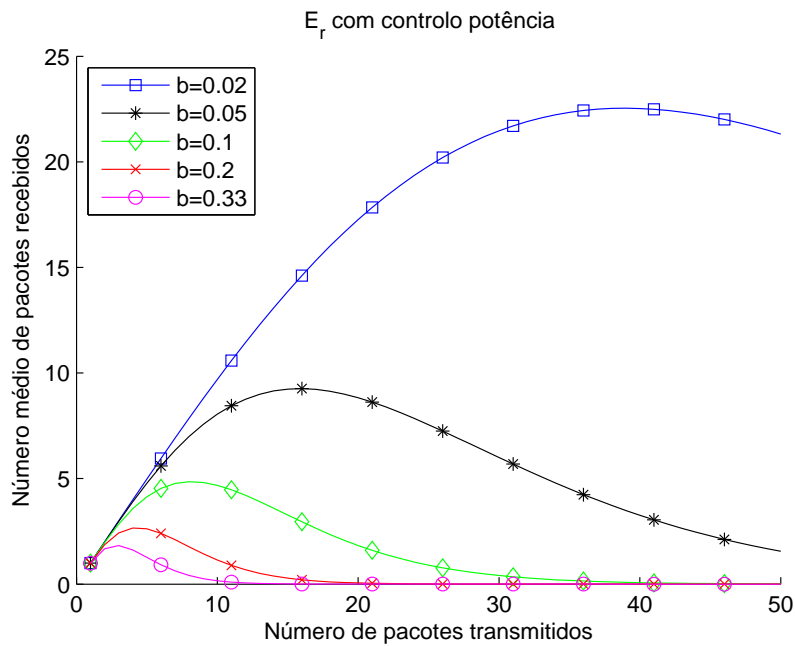


Figura 5.3: Relação entre o número de pacotes transmitidos e o número médio de pacotes recebidos (c/ controlo de potência).

pouco excedia 5, enquanto que com controlo de potência esse valor quase atinge 10. Ainda comparando os resultados, podemos verificar que a quebra de desempenho associado ao aumento do número de pacotes transmitidos, acontece com um menor número de transmissões, e que é mais abrupta. Isto deve-se ao facto do controlo de potência ser efectuado controlando a potência de emissão de todos os nós associados ao nó receptor, por forma a que a potência do sinal recebido proveniente de cada nó pelo receptor seja igual. Ora quando existem mais nós a transmitir do que a relação  $1/b$  (ignorando ruído), o desempenho diminui uma vez que o SINR torna-se menor que  $b$ . Nos resultados apresentados os valores máximos são atingidos antes de  $1/b$  uma vez que é considerado ruído branco ao nível do transmissor.

### 5.3 Análise de desempenho

Nesta secção procedeu-se à análise comparativa do desempenho de três cenários utilizando o protocolo MAC apresentado na secção 5.1. Por forma a garantir uma comparação directa entre os valores obtidos (provenientes quer do modelo (secção 5.1), quer da simulação), o tempo de acknowledge ( $T_{ack}$ ), tempo do slot CTS ( $T_{CTS}$ ) e de transmissão ( $T_x$ ) foram fixados em 1, 1 e 30 tempos de slot, respectivamente e considerou-se o parâmetro  $b = 0.1$ .

Os diferentes cenários são apresentados de seguida:

- Cenário A - Protocolo MAC sem aplicação de controlo de potência com janela de contenção e probabilidade de acesso individual fixa. Neste cenário considerou-se

$w = 50$  e  $p = 1/40$ .

- Cenário B - Protocolo MAC com aplicação de controlo de potência com janela de contenção e probabilidade de acesso individual fixa. Neste cenário considerou-se  $w = 50$ ,  $p = 1/40$  e limitou-se o número de nós a aceder à fase de transmissão com base na capacidade de transmissão MPR (secção 5.2), ou seja, limitou-se o número de nós a transmitir ao desempenho máximo obtido na relação  $E_r$  (por exemplo para  $b = 0.1$  o valor máximo é obtido quando são transmitidos 8 pacotes em simultâneo, pelo que se existirem 10 RTS recebidos pelo transmissor, apenas 8 irão ter acesso à fase de transmissão). Incluindo neste cenário transmissão em FD apenas para a informação de controlo (envio de CTS e ACK de grupo), o desempenho é adaptado para:

$$S = \frac{R_{T_x} \times T_x}{w + T_x}. \quad (5.7)$$

- Cenário C - Neste cenário pretende-se calcular o débito máximo do protocolo MAC apresentado na secção 5.1. Para isso efectuaram-se simulações do modelo variando os parâmetros associados à transmissão ( $w$  e  $p$ ) por forma a encontrar o desempenho máximo ( $S$ ) para cada número de nós associados ao receptor. O desempenho foi calculado da mesma forma que para o cenário B (equação (5.7)), aproveitando mais uma vez os benefícios da comunicação FD apenas para os pacotes de CTS e ACK de grupo. Por forma a descobrir o débito máximo do protocolo, foram efectuadas simulações numéricas utilizando o modelo apresentado na secção anterior. Variando os parâmetros  $w$  e  $p$  procurou-se o valor máximo de  $S$  obtido para cada conjunto de nós que acedem à fase de negociação. A evolução de  $w$  e  $p$  óptimos em função do número de nós pode ser observado na figura 5.4.

Na figura 5.5 e 5.6 podem ser visualizados os resultados das simulações e do modelo para os três cenários apresentados.

Analisando estes resultados, podemos verificar que o aumento do desempenho do cenário B relativamente ao cenário A está principalmente associado à limitação do número de nós que acedem à fase de transmissão. Relativamente ao cenário C, podemos verificar que o número máximo de nós autorizado a transmitir é menor que o valor máximo obtido na relação  $E_r$  (figura 5.2 e 5.3). Esta situação está associada ao pequeno ganho a nível de capacidade entre a transmissão de 6 ou 8 pacotes (para  $b = 0.1$ ) e ao "custo" que o aumento do número de *Slots* tem sobre o débito máximo.

Já relativamente aos resultados obtidos para o débito máximo surgem duas conclusões importantes. A primeira está associada aos resultados obtidos na figura 5.4, onde se pode verificar que o débito máximo é obtido com valores de janela de contenção bastante inferiores às fixadas para os cenários A e B. Isto acontece devido ao número máximo de nós a acederem à fase de transmissão ser relativamente baixo, não justificando o aumento da janela de contenção ( $w$ ) para valores muito superiores a 8 (para  $b = 0.1$ ). A segunda está associada ao desvio entre o valor obtido através do modelo e o valor obtido através de

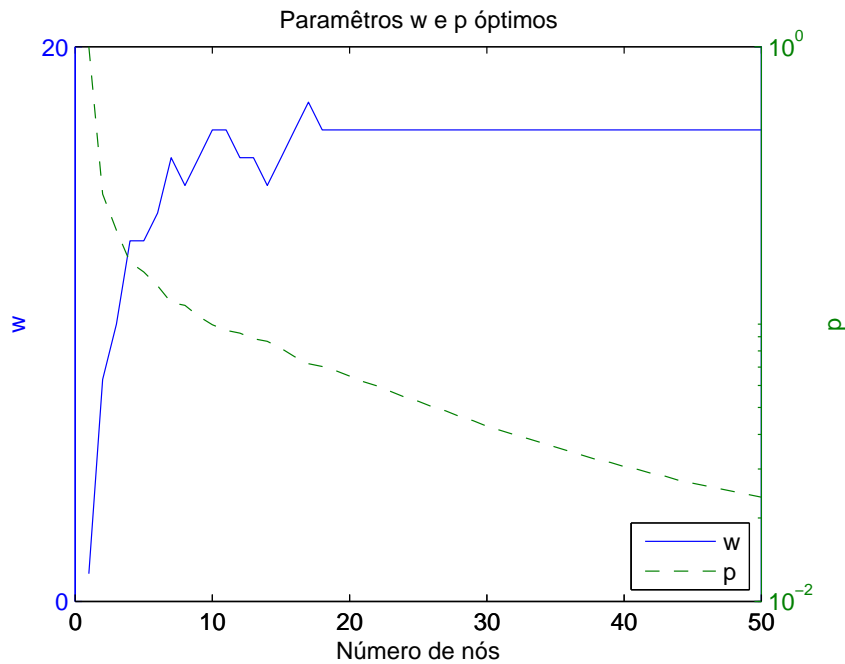


Figura 5.4: Parâmetros  $w$  e  $p$  em função do número de nós que desejam transmitir, de forma a se atingir o débito máximo da rede.

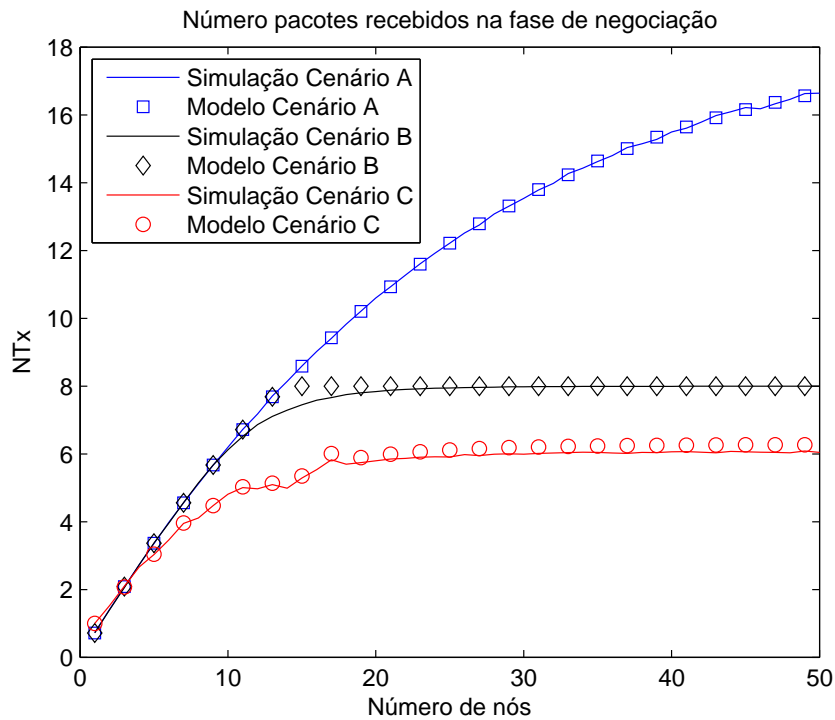


Figura 5.5: Número médio de pacotes recebidos em função do número de nós que transmitem dos diversos Protocolos MAC.

simulação. Este desvio deve-se ao erro de interpolação do modelo, uma vez que a relação  $E_r$  é obtida para valores inteiros de pacotes transmitidos e os resultados provenientes do modelo apresentam casas decimais. Isto exige que seja efectuada uma interpolação entre



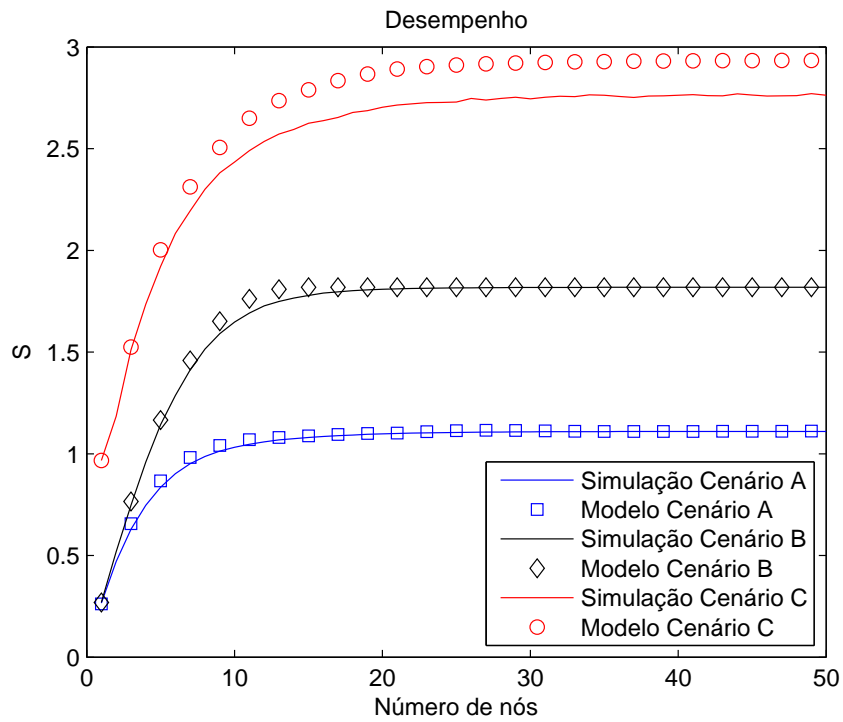


Figura 5.6: Desempenho dos diversos protocolos MAC.

os dois valores da relação  $E_r$  existindo um erro associado, o qual é tanto maior, quanto maior for o número de nós que transmitem dados numa determinada ronda (equação (5.6)).



# 6

## Conclusões

Este trabalho apresenta uma caracterização formal do efeito residual do cancelamento do sinal auto-interferente, um estudo da capacidade de transmissores Full-Duplex com capacidade de recepção de múltiplos pacotes para diversos cenários e termina com uma proposta de protocolo MAC para sistemas FD com capacidade de MPR, juntamente com o estudo do seu desempenho.

### 6.1 Considerações Finais

Partindo de um levantamento bibliográfico relacionado com os mecanismos de supressão e cancelamento da auto-interferência, é efectuada uma análise formal à potência residual após o cancelamento da auto-interferência. Este estudo parte de uma caracterização genérica de um canal auto-interferente incluindo efeitos de desvanecimento rápido. Sendo esta a componente de propagação que apresenta uma variação mais rápida, é consequentemente a componente mais difícil de compensar ao nível do *hardware*. Tendo isso em consideração, procedeu-se ao estudo da distribuição da potência residual do sinal auto-interferente. Devido ao facto das variáveis aleatórias que descrevem a potência residual após o cancelamento se encontrarem correlacionadas, procedeu-se à sua descorrelação utilizando um algoritmo clássico de descorrelação, obtendo-se uma caracterização da distribuição probabilística da potência residual. No capítulo 3 foi ainda validado o mecanismo de descorrelação das variáveis aleatórias, bem como estudada a potência residual do cancelamento para diferentes configurações de canceladores.

Para o estudo da capacidade da rede, foram tidos em consideração os principais efeitos de propagação (perdas de propagação, desvanecimento lento e rápido), tendo sido

analisado o desempenho das diversas topologias de cancelamento. Desta forma, foi apresentado um modelo para a transmissão SPR e MPR e estudada a capacidade de transmissão. Foi ainda efectuada uma análise para cenários *multi-hop*, na qual se verificou uma melhoria, não muito significativa, da probabilidade de recepção associada ao aumento do número de *hops*.

Ao nível do controlo de acesso ao meio, foi proposto um protocolo MAC, e posteriormente efectuada uma análise do débito em função do número de nós associados ao receptor, transmissão sem controlo de potência, com controlo de potência limitando o número de nós a transmitir ao valor máximo de nós recebidos e por fim um estudo das condições de probabilidade de acesso  $p$  e do tamanho da janela de contenção  $w$  que levam ao débito máximo.

## 6.2 Trabalho Futuro

Relativamente à análise formal do efeito residual do cancelamento da auto-interferência, este trabalho considera que o canal auto-interferente apresenta efeitos de desvanecimento rápido. Uma vez que estes efeitos provocam flutuações rápidas no canal auto-interferente, dificultam a boa estimação do canal, provocando uma redução da qualidade do cancelamento. No entanto, seria apropriado efectuar uma análise da potência residual considerando modelos de propagação que incluíssem efeitos de desvanecimento lento e de perdas de propagação. Embora diminutas, devido à proximidade das antenas emissora e receptora, as perdas de propagação continuam a produzir efeitos sobre o canal auto-interferente, sendo mais uma variável na estimação do canal. Seria também interessante obter modelos matemáticos que representassem outros efeitos de ruído associados à cadeia de transmissão do sinal, entre eles, ruídos associados ao ADC e ao *I/Q imbalance*.

Já ao nível da capacidade da rede, este trabalho realiza um estudo tendo em conta os principais efeitos de propagação (*pathloss*, desvanecimento rápido e lento). No entanto, foram considerados canais com respostas impulsivas pouco complexas, e modelos de perdas de propagação simplificados. A inclusão de modelos de propagação mais complexos (por exemplo, canais mais dispersivos) seria uma mais-valia. Por fim, e também relacionado com o controlo de acesso ao meio, seria interessante efectuar uma análise da probabilidade de sucesso de recepção de pacotes que considerasse a distribuição espacial dos nós. Desta forma seria possível perceber qual o conjunto de nós que devem transmitir e aplicar tal conhecimento ao protocolo MAC por forma a maximizar o débito do sistema.

# Bibliografia

- [ABK01] A. Abdi, H. Barger e M. Kaveh. "A simple alternative to the lognormal model of shadow fading in terrestrial and satellite channels". Em: *Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Fall. IEEE VTS 54th*. Vol. 4. 2001, 2058–2062 vol.4.
- [AES13] E. Ahmed, A. Eltawil e A. Sabharwal. "Rate Gain Region and Design Tradeoffs for Full-Duplex Wireless Communications". Em: *IEEE Transactions on Wireless Communications* 12.7 (2013), pp. 3556–3565.
- [BMK13] D. Bharadia, E. McMillin e S. Katti. "Full Duplex Radios". Em: *SIGCOMM Comput. Commun. Rev.* 43.4 (ago. de 2013), pp. 375–386.
- [Cho+10] J. I. Choi, M. Jain, K. Srinivasan, P. Levis e S. Katti. "Achieving Single Channel, Full Duplex Wireless Communication". Em: *MobiCom '10* (2010), pp. 1–12.
- [DS10] M. Duarte e A. Sabharwal. "Full-duplex wireless communications using off-the-shelf radios: Feasibility and first results". Em: *2010 Conference Record of the Forty Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR)*. 2010, pp. 1558–1562.
- [Dua+14] M. Duarte, A. Sabharwal, V. Aggarwal, R. Jana, K. Ramakrishnan, C. Rice e N. Shankaranarayanan. "Design and Characterization of a Full-Duplex Multiantenna System for WiFi Networks". Em: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 63.3 (2014), pp. 1160–1177.
- [Eve+11] E. Everett, M. Duarte, C. Dick e A. Sabharwal. "Empowering full-duplex wireless communication by exploiting directional diversity". Em: *2011 Conference Record of the Forty Fifth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR)*. 2011, pp. 2002–2006.
- [Eve12] E. Everett. "Full-duplex Infrastructure Nodes : Achieving Long Range with Half-duplex Mobiles by A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree Master of Science". Tese de mestrado. 2012, p. 77.

- [HKL97] B. Hajek, A. Krishna e R. O. LaMaire. "On the capture probability for a large number of stations". Em: *IEEE Transactions on Communications* 45.2 (1997), pp. 254–260.
- [Jai11] M Jain. "Single Channel Full-Duplex Wireless Radios". Tese de mestrado. Stanford University, 2011.
- [Jai+11] M. Jain, J. I. Choi, T. Kim, D. Bharadia, S. Seth, K. Srinivasan, P. Levis, S. Katti e P. Sinha. "Practical, Real-time, Full Duplex Wireless". Em: *Proceedings of the 17th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking*. MobiCom '11. 2011, pp. 301–312.
- [KST06] G. Karagiannidis, N. Sagias e T. Tsiftsis. "Closed-form statistics for the sum of squared Nakagami-m variates and its applications". Em: *IEEE Transactions on Communications* 54.8 (2006), pp. 1353–1359.
- [Kim+13] J. Y. Kim, O. Mashayekhi, H. Qu, M Kazadiieva e P. Levis. "Janus: A novel MAC protocol for full duplex radio". Em: *CSTR 2.7* (2013), p. 23.
- [Lee13] J.-H. Lee. "Self-Interference Cancellation Using Phase Rotation in Full-Duplex Wireless". Em: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 62.9 (2013), pp. 4421–4429.
- [NEW06] G. D. Nguyen, A. Ephremides e J. Wieselthier. "On Capture in Random-Access Systems". Em: *2006 IEEE International Symposium on Information Theory*. 2006, pp. 2072–2076.
- [Sab+14] A. Sabharwal, P. Schniter, D. Guo, D. Bliss, S. Rangarajan e R. Wichman. "In-Band Full-Duplex Wireless: Challenges and Opportunities". Em: *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 32.9 (2014), pp. 1637–1652.
- [Sah+13] A. Sahai, G. Patel, C. Dick e A. Sabharwal. "On the Impact of Phase Noise on Active Cancellation in Wireless Full-Duplex". Em: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 62.9 (2013), pp. 4494–4510.
- [SPS11] A. Sahai, G. Patel e A. Sabharwal. "Pushing the limits of full-duplex: Design and real-time implementation". Em: *arXiv preprint arXiv:1107.0607* (2011).
- [Sin+11] N. Singh, D. Gunawardena, A. Proutiere, B. Radunovic, H. Balan e P. Key. "Efficient and fair MAC for wireless networks with self-interference cancellation". Em: *2011 International Symposium on Modeling and Optimization in Mobile, Ad Hoc and Wireless Networks (WiOpt)*. 2011, pp. 94–101.
- [Syr+14] V. Syrjala, M. Valkama, L. Anttila, T. Riihonen e D. Korpi. "Analysis of Oscillator Phase-Noise Effects on Self-Interference Cancellation in Full-Duplex OFDM Radio Transceivers". Em: *IEEE Transactions on Wireless Communications* 13.6 (2014), pp. 2977–2990.

- [Tam+13] K. Tamaki, H. Ari Raptino, Y. Sugiyama, M. Bandai, S. Saruwatari e T. Watanabe. "Full Duplex Media Access Control for Wireless Multi-Hop Networks". Em: *2013 IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*. 2013, pp. 1–5.
- [WCW00] M. Win, G. Chrisikos e J. Winters. "MRC performance for M-ary modulation in arbitrarily correlated Nakagami fading channels". Em: *IEEE Communications Letters* 4.10 (2000), pp. 301–303.
- [XZ14] X. Xie e X. Zhang. "Does full-duplex double the capacity of wireless networks?" Em: *2014 Proceedings IEEE INFOCOM*. 2014, pp. 253–261.
- [Zha10] Y. Zhang. "Multi-round contention in wireless LANs with multipacket reception". Em: *IEEE Transactions on Wireless Communications* 9.4 (2010), pp. 1503–1513.
- [ZSS13] W. Zhou, K. Srinivasan e P. Sinha. "RCTC: Rapid concurrent transmission coordination in full Duplex Wireless networks". Em: *2013 21st IEEE International Conference on Network Protocols (ICNP)*. 2013, pp. 1–10.