

ONEL LUIS ALCARAZ LÓPEZ

**AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DE UM SISTEMA PONTO
A PONTO COM TRANSFERÊNCIA SEM FIO DE ENERGIA
E COMUNICAÇÕES EM REGIME DE BLOCOS DE
CÔMPRIMENTO FINITO**

Dissertação apresentada como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre, no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná
Orientador: Prof. Dr. Evelio Martín García Fernández
Coorientador: Dr. Hirley Alves

CURITIBA

2017

ONEL LUIS ALCARAZ LÓPEZ

**AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DE UM SISTEMA PONTO
A PONTO COM TRANSFERÊNCIA SEM FIO DE ENERGIA
E COMUNICAÇÕES EM REGIME DE BLOCOS DE
CÔMPRIMENTO FINITO**

Dissertação apresentada como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre, no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná
Orientador: Prof. Dr. Evelio Martín García Fernández
Coorientador: Dr. Hirley Alves

CURITIBA

2017

L864a

Lopez , Onel Luis Alcaraz

Avaliação de desempenho de um sistema ponto a ponto com transferência sem fio de energia e comunicações em regime de blocos de comprimento finito / Onel Luis Alcaraz Lopez . – Curitiba, 2017.
78 f ; il. color : 30 cm.

Dissertação - Universidade Federal do Paraná, Setor de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2017.

Orientador: Evelio Martín García Fernández – Co-orientador: Hirley Alves.

Bibliografia: p. 74-78.

1. Energia – Transferência. 2. Circuitos elétricos. 3. Transferência de energia sem fio . I. Universidade Federal do Paraná. II.Fernández , Evelio Martín García. III. Alves, Hirley . IV. Título.

CDD: 621.319



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
Setor TECNOLOGIA
Programa de Pós-Graduação ENGENHARIA ELÉTRICA

TERMO DE APROVAÇÃO

Os membros da Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em ENGENHARIA ELÉTRICA da Universidade Federal do Paraná foram convocados para realizar a arguição da Dissertação de Mestrado de **ONEL LUIS ALCARAZ LÓPEZ** intitulada: **Avaliação de desempenho de um sistema ponto a ponto com transferência sem fio de energia e comunicações em regime de blocos de comprimento finito**, após terem inquirido o aluno e realizado a avaliação do trabalho, são de parecer pela sua APROVAÇÃO.

Curitiba, 24 de Fevereiro de 2017.

EVELIO MARTÍN GARCÍA FERNÁNDEZ
Presidente da Banca Examinadora (UFPR)

GLAUBER GOMES DE OLIVEIRA BRANTE
Avaliador Externo (UTFPR)

HIRLEY ALVES
Co-orientador - Avaliador Externo (OY)

LUIS HENRIQUE ASSUMPÇÃO LOLIS
Avaliador Interno (UFPR)

À minha família presente e futura.

Lisi, Ileana, Luis, Odalys, David, Daniel, Julia, ...

Para eles, tudo quanto eu fiz e farei.

AGRADECIMENTOS

Antes de tudo, agradeço à minha esposa, Lisi, que em todo momento me apoiou firmemente nesta aventura tão longe de nossa terra. Sem seu amor e compreensão, nada teria sido possível.

Agradeço ao meu professor e orientador na UCLV, Samuel M. Sánchez, pela confiança em mim e orientação todos estes anos.

Agradeço ao meu orientador atual, Evelio M. G. Fernández, que me ofereceu uma atenção excelente guiando as minhas atividades acadêmicas e aconselhando-me no dia a dia.

Agradeço ao professor Richard D. Souza, ao Hirley Alves e Samuel B. Mafra, que contribuíram enormemente na minha formação profissional, e ofereceram sua ajuda em todo momento.

Aos meus colegas de laboratório, Favio, Hebert, Guillermo e Carlos, pela convivência, pelas conversas e debates.

Por fim, mas não com menor importância, agradeço a toda minha família, especialmente aos meus pais, Ileana e Luis, por estarem sempre presentes.

RESUMO

Nesta dissertação é avaliado um sistema ponto a ponto com transferência sem fio de energia no *downlink* e transmissão de informação no *uplink*. Alguns resultados teóricos recentes sobre comunicação com palavras-código de tamanho finito são usados para caracterizar matematicamente o desempenho do sistema nos casos de transmissão de pacotes de pequeno comprimento. Comunicação cooperativa também é proposta para melhorar o desempenho do sistema por meio da utilização de um nó *relay* com restrições de energia. O impacto da estimação imperfeita dos canais, do consumo de potência dos circuitos e da capacidade da bateria dos dispositivos é considerado para modelagem de um cenário mais realista. Duas aproximações matemáticas, em forma fechada, são obtidas para o sistema ideal nos casos de bateria infinita e finita. Cenários de comunicação ultra-confiáveis, representativos dos futuros sistemas 5G de comunicação sem fio, e com restrições de confiabilidade e atraso, são analisados através de simulação computacional. Os resultados mostram a existência de uma potência (ou energia) ótima para estimar o canal, que é função da energia captada. O desempenho ótimo acontece usando poucos usos de canal para transferência de informação e um número maior na fase de transferência de energia. A assistência de um nó *relay* melhora o desempenho do sistema, fundamentalmente quando o nó fonte codifica a mensagem em um bloco menor ainda. Além disso, demonstrou-se que o consumo de potência dos circuitos e a imperfeição na estimação do canal são cruciais e devem ser considerados nas análises.

Palavras-chave: Códigos de tamanho finito, transferência sem fio de energia, comunicação ultra-confiável, comunicação cooperativa, estimação imperfeita do canal, capacidade das baterias, consumo de potência dos circuitos.

ABSTRACT

This dissertation evaluates a point-to-point communication system with wireless power transfer in the downlink and information transfer in the uplink. Some recent results on finite block-length codes theory are used to mathematically characterize the system performance when considering the transmission of short codewords. Cooperative communication is also proposed to improve system performance by means of an energy constrained relay. The impact of imperfect channel estimation, circuit power consumption and battery capacity of devices are taken into account in order to model a more realistic scenario. Two closed-form approximations are given for the ideal system case when batteries are assumed of infinite and finite capacity. Simulations are carried out for ultra reliable communication scenarios, representative of the next fifth-generation of wireless systems, with strict error and latency requirements. Results show the existence of an optimum power (or energy) to estimate the channel, which is a function of the harvested energy. The system performance is optimum when the number of channel uses for information transfer is small while more channel uses are employed for energy transfer. The relay assistance improves the system performance, specially when the source node codes the message in a shorter block. Also, we show that the circuit consumption and imperfect channel estimation are crucial and must be taken into account when analyzing these scenarios.

Keywords: Finite blocklength codes, wireless power transfer, ultra-reliable communications, cooperative communications, imperfect channel estimate, battery capacity, circuit consumption.

LISTA DE FIGURAS

2.1	$Q(p(\gamma))$ e $\Omega(\gamma)$ para $k = 300$ bits e $n = 300$ usos de canal.	28
2.2	Protocolo de comunicação de duas vias.	29
3.1	Modelo do sistema com WPT no <i>downlink</i> e WIT no <i>uplink</i>	34
3.2	Modelo do sistema cooperativo.	42
4.1	ξ em função de i_M com $v = 1000$ usos de canal, $n \in \{500, 1000\}$ usos de canal e $B_{\max} \in \{10^{-8}, 10^{-7}\}$ J.	52
4.2	ξ em função de n e v , a) para $B_{\max} \in \{10^{-8}, 10^{-7}\}$ J, $k = 256$ bits e $i_M = 50$, b) para $B_{\max} = \infty$ e $k \in \{64, 256\}$ bits.	53
4.3	a) Desempenho do sistema ideal em termos de a) δ^* e b) ν^* , em função de n com $k = 256$ bits.	54
4.4	Desempenho do sistema ideal. a) p_{out}^* em função de δ com $k = 256$ bits, b) δ^* em função de k para $\epsilon_0 \in \{10^{-2}, 10^{-3}, 10^{-4}\}$	56
4.5	p_s em função de n com $v = \{1000, 3000\}$ usos de canal, $u_{\text{CSI}} = 1$ uso de canal e $P_{\text{CSI}} = \{0, -20, -40\}$ dBm, a) para $d = 80$ m, b) para $d = 10$ m.	58
4.6	p_s em função de n com $v = \{1000, 3000\}$ usos de canal, $P_{\text{CSI}} = -20$ dBm e $u_{\text{CSI}} = \{1, 10, 30, 50\}$ usos de canal.	58
4.7	$p_{\text{out}}^{\text{CD}}$ em função de n com $v_{\text{CD}} = 2000$ usos de canal, $k = 256$ bits, $B_{\max} = \infty$ e $u_{\max} = \{1, 20, 50\}$ usos de canal, a) para $P_{\text{CSI}} = -30$ dBm, b) para $P_{\text{CSI}} = -20$ dBm.	59
4.8	$p_{\text{out}}^{\text{CD}}$ em função de n com $v_{\text{CD}} = 2000$ usos de canal, $k = 256$ bits, $P_{\text{CSI}} = -10$ dBm, $u_{\text{CSI}} = 1$ uso de canal e $B_{\max} = \{10^{-8}, 10^{-7}, \infty\}$ J.	60

4.9	a) P_{CSI}^* e b) $p_{\text{out}}^{\text{CD}}$, em função de n e v com $k = 256$ bits.	61
4.10	Desempenho do sistema em termos de a) δ^* , b) ν^* , em função de n com $P_{\text{CSI}} = -15\text{dBm}$, $u_{\text{CSI}} = 1$ uso de canal e $k = 256$ bits.	62
4.11	Impacto do tamanho da mensagem com $\epsilon_0 \in \{10^{-2}, 10^{-3}, 10^{-4}\}$, $P_{\text{CSI}} = -15\text{dBm}$, $n = 500$ e $u_{\text{CSI}} = 1$ usos de canal. a) Atraso mínimo requerido, b) Fração das falhas devida à insuficiência da energia no nó S	63
4.12	Probabilidade de <i>outage</i> mínima atingível, p_{out}^* , em função do atraso com $k = 256$ bits, $P_{\text{CSI}} = -15\text{dBm}$, $u_{\text{CSI}} = 1$ e $n = 500$ usos de canal.	64

LISTA DE SIGLAS

EH	<i>Energy Harvesting</i>
RF	<i>Radiofrequency</i>
WPT	<i>Wireless Power Transfer</i>
WPC	<i>Wireless-Powered Communication</i>
WPCN	<i>WPC Network</i>
5G	<i>Fifth-Generation</i>
URC	<i>Ultra-Reliable Communications</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
WIT	<i>Wireless Information Transfer</i>
CSI	<i>Channel State Information</i>
WSN	<i>Wireless Sensor Networks</i>
IoT	<i>Internet of Things</i>
SWIPT	<i>Simultaneous Wireless Information and Power Transfer</i>
2G	<i>Second-Generation</i>
4G	<i>Fourth-Generation</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
ACK	<i>Acknowledgement</i>
AF	<i>Amplify-and-Forward</i>

DF	<i>Decode-and-Forward</i>
SC	<i>Selection Combining</i>
MRC	<i>Maximum Ratio Combining</i>
PDF	<i>Probability Density Function</i>
CDF	<i>Cumulative Distribution Function</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

T_c	Duração de um uso de canal
n	Número de usos de canal que abrange uma palavra-código
ϵ	Probabilidade de erro
r	Taxa de transmissão
k	Número de bits de informação
γ	SNR
ϵ_0	Probabilidade de erro alvo
δ_0	Atraso máximo permitido
δ	Atraso do sistema
d_{xy}	Distância entre os nós X e Y
h_{xy}	Coefficiente do canal $X \rightarrow Y$. $g_{xy} = h_{xy} ^2$
$E_{x,i}$	Energia captada pelo nó X na i -ésima fase
$B_{x,i}$	Estado de carga da bateria imediatamente depois da i -ésima fase de carregamento
B_{\max}	Capacidade da bateria
P_d	Potência de transmissão de D
v_{CD}	Número de usos de canal para WPT
m	Exponente de perda de percurso

η	Eficiência na conversão de energia
κ	Parâmetro de perda que tem em conta fatores como a frequência de portadora, alturas e ganhos das antenas
λ	Limiar de ganho do canal $D \rightarrow S$ para saturação da bateria de S
P_{CSI}	Potência de transmissão do sinal piloto
u_{CSI}	Número de usos de canal para estimativa de CSI
n_{CD}	Número de usos de canal para WIT
$x_{s,i}$	Vetor de informação normalizado em energia que transmite S
$w_{d,i}$	Vetor de ruído AWGN em D
σ_d^2	Variância do ruído $w_{d,i}$
δ	Atraso do sistema
$p_{\text{out}}^{\text{CD}}$	Probabilidade de outage no modo de comunicação direta
p_s	Probabilidade da captação de energia não seja suficiente para a estimação do canal e os requerimentos dos circuitos simultaneamente no nó S
\hat{h}_{sd}	Estimativa do canal \tilde{h}_{sd}
x_s^p	Simbolos pilotos enviados por S para a estimação do canal
v_{CC}	Número de usos de canal no caso cooperativo durante WPT
n_1	Número de usos de canal entre S e R
n_2	Número de usos de canal entre R e D
λ_r	Limiar de ganho do canal $D \rightarrow R$ para saturação da bateria de R

$p_{\text{out}}^{\text{CC}}$ Probabilidade de *outage* para o cenário cooperativo

p_r Probabilidade da captação de energia não seja suficiente para a estimação do canal e os requerimentos dos circuitos simultaneamente no nó R

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	Motivação e Justificativa	17
1.2	Objetivos	21
1.3	Estrutura da Dissertação	21
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	23
2.1	Introdução	23
2.2	Técnicas de Transferência sem fio de Potência	24
2.3	Análise em Regime de Blocos de Comprimento Finito	25
2.3.1	Probabilidade de erro	26
2.3.2	Aproximação em forma fechada da probabilidade de erro	27
2.3.3	Blocos finitos vs Blocos infinitos	28
2.3.4	Considerações para cenários URC-S	30
2.4	Comunicação Cooperativa	30
2.5	Considerações Finais	32
3	TRANSFERÊNCIA SEM FIO DE POTÊNCIA E COMUNICAÇÕES COM BLOCOS DE COMPRIMENTO FINITO	33
3.1	Introdução	33
3.2	Comunicação direta (CD)	34
3.2.1	Desempenho	37

3.2.2	Estimação imperfeita do canal	39
3.3	Comunicação cooperativa (CC)	41
3.3.1	Desempenho	45
3.3.2	Estimação imperfeita dos canais	47
3.4	Atingindo as restrições dos sistemas URC-S	48
3.5	Considerações Finais	48
4	RESULTADOS NUMÉRICOS	50
4.1	Introdução	50
4.2	Análise de um sistema ideal	51
4.2.1	Exatidão das expressões (3.17) e (3.18)	51
4.2.2	Análise de desempenho	53
4.3	Sistema não ideal	56
4.3.1	Análise das falhas devido à insuficiência da energia	57
4.3.2	Efeito da estimação imperfeita do canal e a capacidade da bateria	59
4.3.3	Impacto da comunicação cooperativa	61
4.4	Considerações Finais	64
5	CONCLUSÕES E SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS	66
6	APÊNDICES	68
6.1	Apêndice A - Demonstração de (3.17)	68
6.2	Apêndice B - Demonstração de (3.18)	71
	BIBLIOGRAFIA	74

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 Motivação e Justificativa

A autonomia dos dispositivos é um fator crítico em redes de comunicações sem fio e está diretamente relacionada com o consumo de energia. Aumentar a autonomia dessas redes, ou até mesmo torná-la ilimitada, é o objetivo do campo de pesquisa conhecido como *Energy Harvesting* (EH) ou captação de energia. Os esforços iniciais de integração dos dispositivos com capacidade de EH em sistemas de comunicação sem fio têm-se centrado principalmente em fontes de energia renováveis, como a solar, eólica, térmica, vibração (MEDEPALLY; MEHTA, 2010; OZEL et al., 2011; HO; ZHANG, 2012; XU; ZHANG, 2014). No entanto, estas fontes de energia naturais são geralmente dependentes do clima e/ou da localização. Desta forma, a sua natureza intermitente e imprevisível pode fazer a técnica de EH inaplicável para muitas aplicações com requerimentos mínimos de qualidade de serviço (QoS, do inglês *Quality of Service*). Uma tecnologia alternativa de EH que pode superar estas limitações é a técnica de transferência de energia por radiofrequência (RF), que refere-se a um processo de transferência sem fio de energia (WPT, do inglês *Wireless Power Transfer*) a partir de um transmissor de RF que carrega as baterias dos dispositivos (VISSER; VULLERS, 2013). O WPT caracteriza-se pela transferência de energia em longas distâncias e baixa potência, e é adequado para alimentar um grande número de terminais com baixo consumo de energia, distribuídos numa área relativamente ampla (LU et al., 2015).

Uma nova linha de pesquisa na transferência sem fio de energia consiste em integrar esta tecnologia nos sistemas de comunicação sem fio (VARSHNEY, 2008). Isso abriu um novo paradigma de pesquisa, nomeado *wireless-powered communication* (WPC), onde

os terminais sem fio podem captar energia a partir de sinais de RF irradiados pelo(s) transmissor(es) de energia, dedicado(s) ou não, e utilizar esta para seu processamento e/ou processo de transmissão (BI et al., 2015; HUANG; ZHOU, 2015). Nas WPCNs (do inglês *WPC Networks*) os dispositivos sem fio não seriam interrompidos pelo esgotamento de suas baterias. Assim, a WPC pode ser considerada como uma tecnologia potencial para realizar comunicações realmente perpétuas. Além disso, espera-se alcançar um maior desempenho da rede com menores custos de manutenção e flexibilidade reforçada de implantação. A transferência simultânea sem fio de energia e informação é proposta em (ZHANG; HO, 2013), destacando a vantagem de entregar de forma eficiente a informação necessária e a energia concorrentemente, oferecendo assim uma opção de baixo custo para operações sustentáveis de sistemas sem fio sem necessidade de modificar o *hardware* do lado do transmissor.

Por outro lado, a maioria dos avanços teóricos recentes no projeto de sistemas sem fio com altas taxas de transmissão estão baseados em princípios de teoria de informação que abordam o problema de transmitir eficientemente grandes pacotes de dados. Os conceitos relacionados com a capacidade de Shannon e sua extensão a canais não ergódicos, a capacidade de *outage*, têm sido muito úteis nesse sentido, mas eles estão baseados na suposição ideal de comunicações com blocos de comprimento infinito. No entanto, os próximos sistemas sem fio, fundamentalmente os sistemas 5G (do inglês *Fifth-Generation*), precisarão suportar novos tipos de tráfego que usam pacotes pequenos (POPOVSKI, 2014; DURISI et al., 2016). Esse tipo de tráfego é comumente gerado por sensores e outros dispositivos participando de comunicações máquina a máquina (M2M, do inglês *Machine-to-Machine*). Adicionalmente, existem aplicações emergentes nas quais pequenos pacotes podem carregar informação crítica que deve ser recebida com baixa latência e ultra confiabilidade, por exemplo, conexões críticas para automação industrial e coordenação sem fio entre veículos. Os sistemas sem fio atuais não são projetados para suportar este tipo de transmissão (POPOVSKI, 2014; DURISI et al., 2016). Nesses novos cenários, onde são necessárias comunicações ultra confiáveis (URC, do inglês *Ultra-Reliable Communications*), a principal métrica de desempenho é a taxa máxima atingível para um certo comprimento de bloco

e probabilidade de erro do bloco (POLYANSKIY et al., 2010; YANG et al., 2013).

Só recentemente, alguns cenários com EH têm sido analisados em regime de blocos de comprimento finito (YANG, 2014; SHENOY; SHARMA, 2016; GUO et al., 2016) assumindo canais com ruído aditivo branco Gaussiano (AWGN, do inglês *Additive White Gaussian Noise*). Shenoy e Sharma (2016) consideram um transmissor que utiliza a energia proveniente de um processo de EH e são obtidos novos e melhores limites para a taxa máxima de código com blocos de comprimento finito. Também para um canal AWGN, a taxa de código atingível e o atraso médio para um sistema ponto a ponto com EH é investigada por Guo et. al. (2016). As análises apresentadas são independentes do processo de captação de energia, tendo sentido prático para sistemas onde as técnicas de EH não são baseadas nos sinais de RF. Entretanto, outras análises são necessárias nos sistemas com WPC. Tandon et. al. (2016) analisam códigos com sub-blocos limitados em energia para um sistema onde o receptor utiliza a técnica de WPT de divisão de potência e determinam o comprimento dos sub-blocos para evitar a falha no receptor. Khan et. al. (2016) estudam o impacto do comprimento dos códigos para WPT e transferência sem fio de informação (WIT, do inglês *Wireless Information Transfer*) em um cenário onde o nó limitado em energia faz uso da técnica de multiplexação no tempo. Um cenário ponto a ponto com um nó *relay* limitado em energia e sendo carregado mediante um processo de WPT é analisado em (HAGHIFAM et al., 2016) para comunicações com blocos pequenos. O *relay* amplifica e retransmite a informação recebida da fonte e são derivadas aproximações para a probabilidade de *outage*/vazão do sistema. Adicionalmente, em (LÓPEZ et al., 2017) investigamos as métricas taxa de codificação e atraso médio em função do comprimento dos blocos. As análises são feitas para um cenário URC com canais Nakagami-m onde um nó *relay* assiste uma comunicação fonte-destino sem enlace direto. Porém, esse cenário é muito particular e precisa ser estendido.

Adicionalmente, a maioria dos trabalhos na área considera estimação perfeita do estado do canal (CSI, do inglês *Channel State Information*), porém essa estimação não consegue ser perfeita em sistemas práticos devido às limitações na energia requerida para

estimar o canal e ainda mais em sistemas com atraso limitado. Nesse sentido, Zhang e Pan (2016) investigam um sistema MIMO (do inglês *Multiple-In Multiple-Out*) ponto a ponto onde os nós *relays* com só uma antena decodificam e reenviam a informação recebida da fonte e são carregados por um processo de WPT. Em cada *relay* o *hardware* captador da energia é assumido não linear com um limiar de saturação que limita o nível da energia captada. O desempenho em termos de probabilidade de *outage* é analisado assumindo uma CSI imperfeita e disponível na fonte e no destino. Enquanto Schiessl et. al (2016) obtêm uma aproximação em forma fechada para a probabilidade de erro considerando comunicações com blocos de comprimento finito e CSI imperfeita no transmissor. Os autores mostram a conveniência de adaptar tanto o comprimento da sequência de treinamento na estimação como a taxa de transmissão para atingir uma alta confiabilidade. De acordo com nosso conhecimento, um sistema URC com WPT, atraso limitado, CSI imperfeita no lado receptor e considerando outras fontes de consumo de energia como a requerida pelos circuitos e o processamento, ainda não foi abordado na literatura científica atual.

Dado isto vê-se a importância deste tema para o projeto de novos sistemas de comunicação sem fio o que motiva o problema científico desta pesquisa: *Qual é o desempenho de um sistema com WPT em regime de blocos de comprimento finito?* Enquadrando-se o **objeto de estudo** em sistemas de comunicação com WPT, e seu **escopo** na avaliação do desempenho em regime de blocos de comprimento finito. Conseqüentemente, como contribuição deste trabalho pretende-se analisar um sistema em regime de blocos de comprimento finito, onde um ou vários nós utilizam a técnica de multiplexação no tempo de WPT. Cada nó limitado em energia usa a energia captada para alimentar seus circuitos, enviar sinais pilotos para que os receptores sejam capazes de estimar os canais e a restante no processo de transmissão da informação. Será considerado o impacto de vários fatores no desempenho do sistema tais como a capacidade das baterias dos dispositivos, a imperfeição da CSI, os usos de canal requeridos para WPT e WIT, e os requerimentos de confiabilidade e atraso do sistema.

1.2 Objetivos

O objetivo geral do projeto é avaliar o desempenho de uma rede de comunicação sem fio com WPT em um regime onde os blocos têm comprimento finito.

Os objetivos específicos desta dissertação são:

- Fazer revisão bibliográfica do estado da arte relacionado aos principais temas abordados nesta dissertação;
- Estudar a relevância das análises em regime de blocos de comprimento finito e o equacionamento relacionado;
- Caracterizar matematicamente um sistema ponto a ponto com WPT no *downlink* e WIT no *uplink* em um regime de blocos de comprimento finito assumindo estimação imperfeita dos canais considerando baterias finitas nos dispositivos;
- Avaliar através de simulações a exatidão das expressões matemáticas obtidas e o desempenho do sistema;
- Avaliar a conveniência da cooperação para melhorar o desempenho do sistema e atingir os requerimentos próprios de sistemas URC com atraso limitado.

1.3 Estrutura da Dissertação

O restante da dissertação está organizado da seguinte forma: no Capítulo 2 são apresentadas as principais técnicas de WPT na literatura científica, alguns conceitos fundamentais relacionados com comunicação cooperativa e comunicações ultra-confiáveis em regime de blocos de comprimento finito. No Capítulo 3 é caracterizado um sistema com WPT no *downlink* e WIT no *uplink*. Também, a técnica de comunicação cooperativa é proposta para melhorar o desempenho do sistema e atingir um cenário URC. No Capítulo 4 são discutidos os resultados numéricos e no Capítulo 5 são apresentadas as conclusões finais e propostas de trabalhos futuros.

Por fim, listamos abaixo as submissões feitas até o momento. As duas primeiras estão fortemente ligadas ao tema desta dissertação e alguns dos seus resultados foram usados aqui. A última explora outro tipo de cenário, porém proveu a familiarização com o tema de comunicação cooperativa.

1. O. L. A. López, H. Alves, R. D. Souza, and E. Fernández, “Ultra reliable short message relaying with wireless power transfer,” Accepted **IEEE Int. Conference on Communications (ICC)**, Paris, France, May 21-25, 2017.
2. O. L. A. López, H. Alves, R. D. Souza, and E. Fernández, “Ultra-Reliable Short-Packet Communications with Wireless Power Transfer,” Accepted - In press, **IEEE Signal Processing Letters**, 2017.
3. O. L. A. López, S. M. Sánchez, E. Fernández, G. Brante, and R. D. Souza, “Power Control and Relay Selection in Cognitive Radio Ad Hoc Networks using Game Theory,” **IEEE Systems Journal**, vol. PP, no. 99, pp. 1-12, 2017.

CAPÍTULO 2

FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 Introdução

As redes de sensores sem fio (WSN, do inglês *Wireless Sensor Networks*) são compostas por um grande número de pequenos nós de baixo custo, o que torna a tarefa de recarregar ou substituir as baterias complexa e, conseqüentemente é essencial a utilização de métodos para prolongar a vida útil das baterias e minimizar os custos de funcionamento (AKYILDIZ et al., 2002). Recentemente, técnicas de WPT foram propostas como uma nova forma de garantir a autonomia destas redes (HO; ZHANG, 2012). Esse cenário torna-se muito atrativo para paradigmas futuros de comunicações como a Internet das Coisas (IoT, do inglês *Internet of Things*), onde carregar um número potencialmente grande de dispositivos será desafiador. As características mais importantes dos sistemas com WPT são (MAKKI et al., 2016):

- o consumo de potência dos nós é da ordem dos μW ;
- existem fortes requerimentos de confiabilidade da fonte de energia e da transferência dos dados;
- a informação é transmitida em pacotes pequenos.

O último requerimento é devido à transmissão de pacotes de dados intrinsecamente pequenos, requerimentos de atraso pequeno e/ou à ausência de recursos de energia para suportar transmissões com pacotes maiores (DURISI et al., 2016; YANG, 2014; FONG et al., 2015). Desta forma, as comunicações com pacotes pequenos acontecem em cenários URC, onde as métricas tradicionais de desempenho como a capacidade de Shannon e a capacidade de *outage* não são válidas devido ao seu comportamento assintótico.

Neste capítulo são detalhadas as principais técnicas de WPT abordadas na literatura científica e se estudam questões fundamentais relativas aos sistemas URC. A técnica de comunicação cooperativa é brevemente discutida também.

2.2 Técnicas de Transferência sem fio de Potência

As técnicas de WPT permitem a um dispositivo de comunicação sem fio com pequenas exigências de potência usar a energia dos sinais de RF provenientes de fontes próximas para alimentar seus circuitos de transmissão e recepção (GROVER; SAHAI, 2010). Por isso, durante a última década, a tecnologia para a construção de circuitos de captação de energia de RF tem recebido atenção significativa tanto no meio acadêmico quanto industrial (HUANG; LAU, 2014; LIU et al., 2014). Embora a transferência simultânea de energia e informação não seja estritamente possível na prática, uma vez que a operação de captação de energia realizada no domínio de RF destrói o conteúdo da informação, existem na literatura científica quatro classes principais de técnicas para obter um sistema sem fio prático com transferência de informação e energia (SWIPT, do inglês *Simultaneous Wireless Information and Power Transfer*):

- Multiplexação no tempo (TS, do inglês *Time Switching*), em que na recepção o tempo é dividido entre a decodificação da informação e a captação de energia (ZHANG; HO, 2013);
- Divisão de potência (PS, do inglês *Power Splitting*), no qual o sinal recebido é dividido em dois fluxos de diferentes níveis de potência; um deles é enviado para o circuito de captação de energia, e o outro é convertido para banda base para a decodificação da informação (LIU et al., 2014);
- Multiplexação de Antenas (AS, do inglês *Antenna Switching*), onde as antenas de recepção são divididas em dois grupos: um utilizado para decodificar a informação e o outro para a captação de energia (ZHANG; HO, 2013);

- Multiplexação espacial (SS, do inglês *Spatial Switching*), que pode ser aplicado em configurações MIMO e atinge o sistema SWIPT no domínio espacial, aproveitando os múltiplos graus de liberdade do canal de interferência (TIMOTHEOU; KRIKIDIS, 2013).

2.3 Análise em Regime de Blocos de Comprimento Finito

Os sistemas celulares da segunda até a quarta geração (2G e 4G, respectivamente) evoluíram na direção de oferecer aos usuários conectividade a taxas cada vez mais elevadas. Embora se espera que esta tendência continue nos sistemas 5G, existem fortes indícios (BOCCARDI et al., 2014; OSSEIRAN et al., 2014) de que 5G não será somente “4G” mais veloz, e conseqüentemente dois novos modos operacionais serão suportados:

- Comunicações URC. Refere-se à provisão de um nível de serviço de comunicação com alta confiabilidade durante quase 100% do tempo;
- Comunicações M2M maciças. Este modo emerge como uma extensão dos sistemas LTE (do inglês *Long Term Evolution*) 4G e refere-se a suportar um número maciço (dezenas de milhares) de dispositivos em uma determinada área.

Os problemas relacionados com as comunicações URC ainda podem ser divididos em dois cenários diferentes (POPOVSKI, 2014):

- URC-L (do inglês *URC over Long term*). Cenários onde requer-se uma taxa de transmissão mínima em períodos grandes de tempo (> 10 ms). Exemplo: a conexão a uma nuvem pública em uma área densamente povoada;
- URC-S (do inglês *URC over Short term*). Cenários com requerimentos exigentes de latência (≤ 10 ms). Exemplo: veículos se comunicando numa estrada, tele-proteção em *smart grid* e automação industrial.

Existe uma diferença metodológica entre os cenários URC-L e URC-S no seguinte sentido: enquanto nas comunicações URC-L podem ser usados os limites e métodos de codificação tradicionais relacionados com a teoria clássica da informação, onde o comprimento do código é muito grande, isto não é válido em cenários URC-S. Para os cenários URC-S é preciso usar os resultados fundamentais da área de codificação para blocos de comprimento finito (POLYANSKIY et al., 2010), uma vez que pode-se garantir baixa latência e alta confiabilidade. Análises em cenários URC-S são o foco da presente pesquisa.

2.3.1 Probabilidade de erro

Um uso de canal é a unidade atômica de comunicação que um transmissor pode enviar (POPOVSKI, 2014). Considere T_c a duração de um uso de canal e n o número de usos de canal necessário para a transmissão de uma palavra-código. A probabilidade de erro, ϵ , para um canal AWGN com uma taxa fixa de transmissão $r = k/n$, onde k é o número de bits de informação a ser transmitido no bloco, é dada por Polyanskiy et. al. (2010) como,

$$\epsilon(\gamma, k, n) \approx Q\left(\frac{C(\gamma) - r}{\sqrt{V(\gamma)/n}}\right), \quad (2.1)$$

onde γ é a relação sinal-ruído (SNR, do inglês *Signal-to-Noise Ratio*) do enlace,

$$C(\gamma) = \log_2(1 + \gamma) \quad (2.2)$$

é a capacidade de Shannon para banda unitária,

$$V(\gamma) = \left(1 - \frac{1}{(1 + \gamma)^2}\right) (\log_2 e)^2 \quad (2.3)$$

é a dispersão do canal que mede a variabilidade estocástica do canal relativo a um canal determinístico com a mesma capacidade, e

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2} dt. \quad (2.4)$$

A expressão (2.1) é uma aproximação válida¹ para $n \geq 100$ com CSI perfeita no receptor. Para canais com desvanecimento quase-estático, a probabilidade de erro é então dada por

$$\mathbb{E}[\epsilon(\gamma, k, n)] \approx \mathbb{E} \left[Q \left(\frac{C(\gamma) - r}{\sqrt{V(\gamma)/n}} \right) \right], \quad (2.5)$$

cujas validades foram verificadas por Yang et. al (2013). Note que para encontrar a probabilidade de erro média em (2.5), é necessário integrar (2.1) sobre a distribuição da SNR instantânea.

2.3.2 Aproximação em forma fechada da probabilidade de erro

Pela complexidade intrínseca de (2.5), muitos autores têm usado aproximações para (2.1) que permitem achar uma expressão fechada para diferentes modelos do sistema. A linearização de $Q(p(\gamma))$ presente em (2.1), onde $p(\gamma) = \frac{C(\gamma) - r}{\sqrt{V(\gamma)/n}}$, é a aproximação mais simples e é dada por Makki et. al (2014) como

$$Q(p(\gamma)) \approx \Omega(\gamma) = \begin{cases} 1, & \gamma \leq \varrho \\ \frac{1}{2} - \frac{\varphi}{\sqrt{2\pi}}(\gamma - \theta), & \varrho < \gamma < \vartheta \\ 0, & \gamma \geq \vartheta \end{cases}, \quad (2.6)$$

onde $\theta = 2^{k/n} - 1$, $\varphi = \sqrt{\frac{n}{2\pi}}(2^{2k/n} - 1)^{-\frac{1}{2}}$, $\varrho = \theta - \frac{1}{\varphi}\sqrt{\frac{\pi}{2}}$ e $\vartheta = \theta + \frac{1}{\varphi}\sqrt{\frac{\pi}{2}}$.

A Figura 2.1 mostra uma comparação entre $Q(p(\gamma))$ e sua aproximação $\Omega(\gamma)$ para $k = 300$ bits e $n = 300$ usos de canal. Embora possa parecer grande o afastamento entre as duas curvas, há uma simetria em relação ao ponto de cruzamento da função aproximada

¹Isto pode ser verificado através das Figuras 9 e 10 em (POLYANSKIY et al., 2010).

e original. Durante o processo de integração utilizado para avaliar (2.5) em canais com desvanecimento, esta simetria possibilita obter valores muito próximos dos exatos, como será comprovado na Seção 4.2.1.

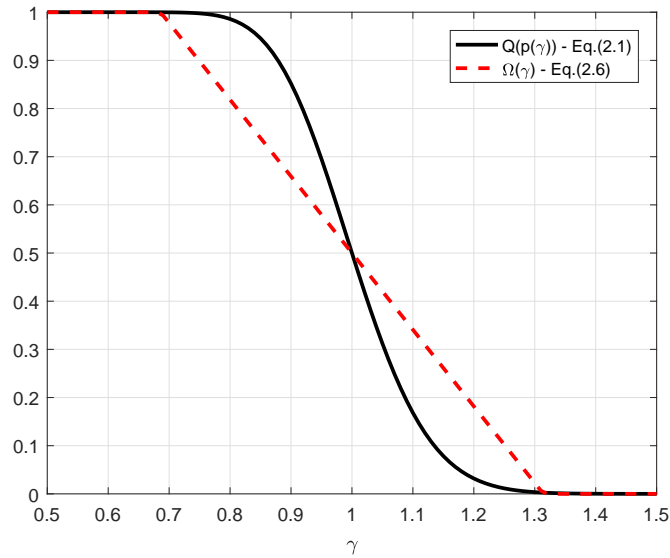


Figura 2.1: $Q(p(\gamma))$ e $\Omega(\gamma)$ para $k = 300$ bits e $n = 300$ usos de canal.

2.3.3 Blocos finitos vs Blocos infinitos

Quando se consideram pacotes suficientemente grandes ($n \rightarrow \infty$) as análises estabelecem que para um canal AWGN a comunicação é livre de erros desde que $\gamma > 2^r - 1$. As restrições de atraso para os cenários URC-S dos futuros sistemas sem fio não permitem analisar o desempenho dos sistemas sob a premissa de blocos de comprimento infinito. Como é apontado por Bertsekas et. al (1992) e refletido em (2.1), quando o número de usos de canal para comunicação em um canal ruidoso é limitado, então nenhum protocolo é capaz de garantir comunicação totalmente confiável. Mesmo quando $\gamma > 2^r - 1$, haverá sempre uma probabilidade de erro na recepção que será cada vez menor na medida em que n aumente.

Além disto, o projeto dos atuais sistemas de comunicação sem fio parte da premissa de que a informação de controle ou *metadata* é de tamanho desprezível em comparação com os dados de informação. Conseqüentemente a transmissão de *metadata* usando métodos

heurísticos não afeta o desempenho geral do sistema. Porém, quando os pacotes são pequenos, esses dados de controle podem ser da mesma magnitude que a carga útil do pacote, e os métodos e protocolos convencionais podem ser sub-ótimos (DURISI et al., 2016).

Considere, por exemplo, o protocolo de comunicação de duas vias mostrado na Figura 2.2, onde os nós reconhecem a recepção correta de um pacote de dados transmitindo um ACK (do inglês *Acknowledgement*). Assumindo um canal AWGN com SNR $\gamma = 0$ dB para os dois enlaces (Nó 1 \rightarrow Nó 2 e vice-versa), a transmissão correta de um pacote de dados desde o nó 1 para o nó 2 resultará na seguinte sequência de eventos:

1. A mensagem de k_1 bits enviada pelo nó 1 é corretamente decodificada pelo nó 2 com probabilidade $1 - \epsilon_1(\gamma, k_1, n_1)$;
2. O nó 2 envia um ACK, de k_2 bits, para o nó 1 sendo corretamente decodificado com probabilidade $1 - \epsilon_2(\gamma, k_2, n_2)$.

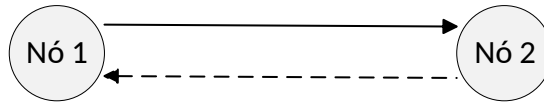


Figura 2.2: Protocolo de comunicação de duas vias.

Um erro na comunicação acontece quando o pacote de dados é recebido incorretamente (evento com probabilidade $\epsilon_1(\gamma, k_1, n_1)$) ou o ACK é recebido incorretamente (evento com probabilidade $\epsilon_2(\gamma, k_2, n_2)$). Como pode ser observado em (2.1), erros na decodificação acontecem com maior probabilidade na medida em que o tamanho dos blocos é pequeno. Então, as suposições usualmente feitas de detecção livre de erros ou sucesso na transmissão de ACKs (o chamado de “um bit de *feedback*”) não são adequadas quando os pacotes são consideravelmente pequenos. Continuando com o exemplo, seja $k_1 = 193$ bits, $k_2 = 97$ bits (que abrange os bits de endereço da fonte e destino mais um bit de reconhecimento), e $n = 400$ o número total de usos de canal disponíveis para enviar os dados e o ACK. Para otimizar o protocolo, queremos achar os valores ótimos de n_1 e $n_2 = 400 - n_1$ para obter a máxima confiabilidade na transmissão. O problema $\max_{n_1, n_2} (1 - \epsilon_1(\gamma, k_1, n_1))(1 -$

$\epsilon_2(\gamma, k_2, n_2)$) pode ser resolvido numericamente usando (2.1). Os valores ótimos obtidos são $n_1^* = 255$ e $n_2^* = 145$ usos de canal o qual oferece uma confiabilidade de 99,83%. Note que $\gamma = 1$ e considerando blocos de comprimento infinito $1 > 2^{k_1/n_1} - 1 = 2^{193/255} - 1 = 0.6898$ e $1 > 2^{k_2/n_2} - 1 = 2^{97/145} - 1 = 0.5899$ o qual renderia a falsa conclusão de uma comunicação perfeitamente confiável.

2.3.4 Considerações para cenários URC-S

Os requerimentos de confiabilidade e atraso são fundamentais nos cenários URC-S. Assim, seja ϵ_0 a probabilidade de erro alvo tal que $\mathbb{E}[\epsilon] \leq \epsilon_0$, e δ_0 o atraso máximo permitido tal que $\delta \leq \delta_0$, onde δ é o atraso do sistema. Com base nesses requerimentos, será interessante avaliar o desempenho do sistema e, por conseguinte, o impacto da variação dos parâmetros de projeto.

2.4 Comunicação Cooperativa

Os canais de comunicação sem fio sofrem de degradações tais como desvanecimento, sombreamento e interferências, as quais afetam notavelmente o desempenho dos sistemas. A técnica de comunicação cooperativa emergiu como uma alternativa para enfrentar esses problemas aproveitando a própria natureza de difusão das redes sem fio e explorando sua característica de inerente diversidade. Atualmente se constitui também como uma solução para otimizar o tempo de vida das baterias dos dispositivos, aumentar a capacidade de transmissão e o desempenho do sistema em geral (GOMEZ-CUBA et al., 2012). Os principais protocolos usados pelos nós *relays* para encaminhar a informação recebida da fonte para o destino são (LANEMAN et al., 2004):

- Amplifica e encaminha (AF, do inglês *Amplify-and-Forward*), onde o(s) nó(s) *relay*(s) encaminha(m) para o destino uma versão amplificada do sinal recebido da fonte;

- Decodifica e encaminha (DF, do inglês *Decode-and-Forward*), onde o(s) nó(s) *relay*(s) decodifica(m) o sinal recebido da fonte, re-codifica(m) a informação e a encaminha(m) para o destino.

Os sinais recebidos no nó destino pelos diferentes caminhos pode ser combinada de formas diferentes, as quais variam em complexidade e no desempenho que oferecem. As principais técnicas são (GOLDSMITH, 2005):

- Combinação seletiva (SC, do inglês *Selection Combining*): o receptor escolhe o sinal com a maior SNR;
- Combinação de máxima taxa (MRC, do inglês *Maximum Ratio Combining*): o sinal resultante é uma combinação ponderada dos sinais recebidos para maximizar a SNR de saída. Consequentemente, a SNR de saída é a soma das SNRs dos sinais recebidos.

Todas essas técnicas têm sido avaliadas amplamente na literatura científica em termos de probabilidade de *outage* e taxa de transmissão alvo, mas sempre sob a premissa de comunicação com blocos de comprimento suficientemente grande. Só recentemente, Hu et. al (2015, 2016) consideram um sistema de comunicação de dois saltos com encaminhamento DF e combinação MRC dos sinais recebidos no destino, e avaliam seu desempenho para blocos finitos. As condições que permitem uma melhora do desempenho em relação à comunicação direta são investigadas por Hu et. al (2015); enquanto Hu et. al (2016) analisam o desempenho do sistema na camada física (*vazão*) e de enlace (capacidade efetiva) quando o receptor tem uma estimativa média do canal. Porém, a técnica MRC implica uma maior complexidade no receptor e somente é válida quando ambos nós, a fonte e o *relay*, codificam os sinais com a mesma taxa. Contrariamente, a técnica SC aceita a utilização de taxas diferentes nos enlaces e usualmente requer um consumo menor de energia e menor complexidade.

2.5 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentadas as técnicas principais de transferência sem fio de potência. O novo modo operacional, URC-S, dos próximos sistemas sem fio caracteriza-se pela transmissão de pacotes pequenos. Novas análises para esses cenários considerando blocos de comprimento finito são necessárias, o qual foi demonstrado partindo de um exemplo. A comunicação cooperativa que tem sido uma técnica amplamente pesquisada nos últimos anos foi brevemente introduzida como candidata para melhorar o desempenho dos cenários analisados mais adiante. No próximo capítulo, analisa-se o desempenho de um sistema ponto a ponto com blocos de comprimento finito em termos das métricas de probabilidade de erro e atraso. Nesse sistema o nó fonte emprega a técnica TS de transferência sem fio de potência para carregar sua bateria e conseguir transmitir sua informação.

CAPÍTULO 3

TRANSFERÊNCIA SEM FIO DE POTÊNCIA E COMUNICAÇÕES COM BLOCOS DE COMPRIMENTO FINITO

3.1 Introdução

Este capítulo apresenta um sistema ponto a ponto com transferência sem fio de potência no *downlink* a partir da técnica TS, e transferência de informação no *uplink*. O sistema é avaliado a partir das métricas de probabilidade de erro e atraso para comunicações com blocos de comprimento finito. Técnicas de comunicação cooperativa também são propostas visando atingir os requerimentos próprios de sistemas URC-S.

A modo de notação, seja d_{xy} a distância entre os nós X e Y e h_{xy} o coeficiente de ganho do canal $X \rightarrow Y$. Neste trabalho considera-se que os canais experimentam desvanecimento quase-estático com coeficientes modelados como variáveis aleatórias circularmente simétricas com variância unitária, $h_{xy} \sim \mathcal{CN}(0,1)$, então o envelope do canal segue uma distribuição de Rayleigh com energia normalizada. Consequentemente, $g_{xy} = |h_{xy}|^2$ segue uma distribuição exponencial com média unitária. As funções de densidade de probabilidade (PDF, do inglês *Probability Density Function*) e de distribuição cumulativa (CDF, do inglês *Cumulative Distribution Function*) de g_{xy} são dadas a seguir

$$f_G(g) = e^{-g}, \quad (3.1)$$

$$F_G(g) = 1 - e^{-g}. \quad (3.2)$$

A energia captada pelo nó X na i -ésima fase é $E_{x,i}$, o estado da sua bateria imediatamente depois é $B_{x,i}$ e todos os nós têm bateria com capacidade limite B_{\max} . Assume-se em todo

momento que os nós transmissores da informação não possuem qualquer conhecimento do estado do canal e que os receptores poderão contar com CSI perfeita ou imperfeita segundo o caso.

3.2 Comunicação direta (CD)

Considera-se o cenário mostrado na Figura 3.1, onde o nó S representa a fonte de informação e D o seu destino². Os nós são dispositivos *half-duplex* com uma única antena. O nó D é energizado externamente e atua como um interrogador solicitando informação ao nó S , que pode ser considerado como um nó sensor limitado em energia. O protocolo, como ilustrado na Figura 3.1, consta das seguintes etapas:

1. D carrega a bateria de S durante v_{CD} usos de canal no *downlink*;
2. S envia uma sequência de treinamento com potência fixa durante u_{CSI} usos de canal e que é conhecida por D para que possa estimar o canal;
3. S envia uma mensagem de k bits de informação codificados em n_{CD} usos de canal no *uplink*.

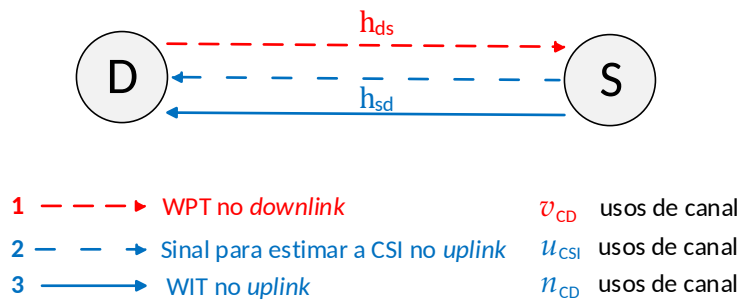


Figura 3.1: Modelo do sistema com WPT no *downlink* e WIT no *uplink*.

²Note que enquanto D é o destino da informação transmitida por S , ao mesmo tempo constitui a fonte de energia que carrega a S .

O nó S é dependente da energia captada das transmissões de D . A energia captada e o estado da bateria são dados por

$$E_{s,i} = \frac{\eta P_d g_{ds}}{\kappa d_{ds}^m} v_{\text{CD}} T_c, \quad (3.3)$$

$$B_{s,i} = \min(E_{s,i}, B_{\text{max}}) = \begin{cases} \frac{v_{\text{CD}} T_c \eta P_d g_{ds}}{\kappa d_{ds}^m}, & \text{if } g_{ds} < \lambda \\ B_{\text{max}}, & \text{if } g_{ds} \geq \lambda \end{cases} = \frac{v_{\text{CD}} T_c \eta P_d \min(g_{ds}, \lambda)}{\kappa d_{ds}^m}, \quad (3.4)$$

onde P_d é a potência de transmissão de D , v_{CD} é o número de usos de canal para WPT em *downlink*, m é o expoente de perda de percurso, η é a eficiência na conversão de energia com $0 < \eta < 1$, κ é um parâmetro de perda que tem em conta fatores como a frequência de portadora, alturas e ganhos das antenas (GOLDSMITH, 2005) e λ é o limiar de ganho do canal $D \rightarrow S$ para saturação da bateria de S dado por

$$\lambda = \frac{B_{\text{max}} \kappa d_{ds}^m}{v_{\text{CD}} T_c \eta P_d}. \quad (3.5)$$

Adicionalmente, assume-se que P_d é suficientemente grande tal que a energia captada do ruído é desprezível. Note que (3.4) é válida desde que toda a energia captada por S seja usada nos processos seguintes de estimação do canal e transmissão da informação, e portanto não existe acumulação de energia entre uma fase de WPT e a seguinte. Evidentemente, aceitando acumulação de energia entre as fases de WPT e adotando estratégias adequadas de controle de potência, o desempenho do sistema poderia melhorar consideravelmente.

Após S ser carregado, ele transmite com potência fixa (P_{CSI}) os sinais pilotos conhecidos por D para estimação do canal utilizando u_{CSI} usos de canal. Esta fase precisa ser tida em conta pois as expressões da probabilidade de erro mencionadas no Capítulo anterior, (2.1), (2.5), estão baseadas no fato do receptor ter conhecimento do canal. Diferentemente de muitos trabalhos na área de WPT aqui considera-se também o consumo de potência, P_c , dos circuitos e do processamento em banda base. Quando a energia captada

por S é insuficiente acontece um evento de *outage* e não há transmissão, caso contrário S utiliza o excedente de energia para a transmissão da informação. Note que o evento de *outage* acontece quando o transmissor não possui a energia suficiente para alimentar seus circuitos e estimar o canal (não existe transmissão da informação) ou quando há transmissão mas o receptor não consegue decodificar corretamente a mensagem recebida. Neste último caso são utilizados n_{CD} usos de canal para transmissão de informação. Desta forma, a energia disponível para transmissão e a correspondente potência de transmissão são dadas por

$$E_{s,i}^T = B_{s,i} - P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}} T_c - P_c (u_{\text{CSI}} + n_{\text{CD}}) T_c, \quad (3.6)$$

$$P_{s,i}^{\text{CD}} = \frac{E_{s,i}^T}{n_{\text{CD}} T_c} = \frac{v_{\text{CD}} \eta P_d \min(g_{ds}, \lambda)}{n_{\text{CD}} \kappa d_{ds}^m} - \frac{u_{\text{CSI}}}{n_{\text{CD}}} (P_{\text{CSI}} + P_c) - P_c. \quad (3.7)$$

Assim, o sinal recebido em D pode ser escrito como

$$\begin{aligned} y_{d,i} &= \sqrt{\frac{P_{s,i}^{\text{CD}} g_{sd}}{\kappa d_{sd}^m}} x_{s,i} + w_{d,i} \\ &= \sqrt{\frac{\eta v_{\text{CD}} P_d g_{sd} \min(g_{ds}, \lambda)}{n_{\text{CD}} \kappa^2 d_{ds}^{2m}} - \frac{g_{sd}}{\kappa d_{sd}^m} \left(\frac{u_{\text{CSI}}}{n_{\text{CD}}} (P_{\text{CSI}} + P_c) + P_c \right)} x_{s,i} + w_{d,i}, \end{aligned} \quad (3.8)$$

onde $x_{s,i}$ é o vetor de informação normalizado em energia transmitido pela fonte, isto é, $\mathbb{E}[|x_{s,i}|^2] = 1$ e $w_{d,i}$ é o vetor de ruído AWGN em D com variância σ_d^2 . Partindo de (3.8), a SNR instantânea do sinal recebido em D é

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{CD}} &= \frac{\eta v_{\text{CD}} P_d g_{sd} \min(g_{ds}, \lambda)}{n_{\text{CD}} \kappa^2 d_{ds}^{2m} \sigma_d^2} - \frac{g_{sd}}{\kappa d_{sd}^m \sigma_d^2} \left(\frac{u_{\text{CSI}}}{n_{\text{CD}}} (P_{\text{CSI}} + P_c) + P_c \right) \\ &= \alpha g_{sd} \min(g_{ds}, \lambda) - \beta g_{sd}, \end{aligned} \quad (3.9)$$

onde

$$\alpha = \frac{\eta v_{\text{CD}} P_d}{n_{\text{CD}} \kappa^2 d_{ds}^{2m} \sigma_d^2}, \quad (3.10)$$

$$\beta = \frac{1}{\kappa d_{sd}^m \sigma_d^2} \left[\frac{u_{\text{CSI}}}{n_{\text{CD}}} (P_{\text{CSI}} + P_c) + P_c \right]. \quad (3.11)$$

3.2.1 Desempenho

O atraso, δ , na entrega da mensagem para este cenário é dado por

$$\delta_{\text{CD}} = v_{\text{CD}} + u_{\text{CSI}} + n_{\text{CD}}, \quad (3.12)$$

enquanto a probabilidade de *outage*, $p_{\text{out}}^{\text{CD}}$, é determinada como

$$p_{\text{out}}^{\text{CD}} = p_s + \mathbb{E}[\epsilon(\gamma_{\text{CD}}, k, n_{\text{CD}})], \quad (3.13)$$

onde p_s é a probabilidade da energia captada não ser suficiente para a estimação do canal e para garantir os requerimentos de consumo dos circuitos simultaneamente no nó S , e pode ser obtida como

$$\begin{aligned} p_s &= \mathbb{P}[B_{s,i} < P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}} T_c + P_c(u_{\text{CSI}} + n_{\text{CD}}) T_c] \\ &= \mathbb{P}\left[\frac{v_{\text{CD}} T_c \eta P_d \min(g_{ds}, \lambda)}{\kappa d_{ds}^m} < P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}} T_c + P_c(u_{\text{CSI}} + n_{\text{CD}}) T_c\right] \\ &= \mathbb{P}\left[\min(g_{ds}, \lambda) < \frac{\kappa d_{ds}^m}{v_{\text{CD}} \eta P_d} (P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}} + P_c(u_{\text{CSI}} + n_{\text{CD}}))\right] \\ &\stackrel{(a)}{=} \mathbb{P}\left[g_{ds} < \frac{\kappa d_{ds}^m}{v_{\text{CD}} \eta P_d} (P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}} + P_c(u_{\text{CSI}} + n_{\text{CD}}))\right] \\ &\stackrel{(b)}{=} 1 - e^{-\frac{\kappa d_{ds}^m}{v_{\text{CD}} \eta P_d} (P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}} + P_c(u_{\text{CSI}} + n_{\text{CD}}))} = 1 - e^{-\frac{\beta}{\alpha}}. \end{aligned} \quad (3.14)$$

Note que a igualdade em (a) é obtida partindo da ideia que

$$\lambda > \frac{\kappa d_{ds}^m}{v_{\text{CD}} \eta P_d} (P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}} + P_c(u_{\text{CSI}} + n_{\text{CD}})),$$

para todo sistema prático pois caso contrário, nunca haveria energia suficiente para estimar a CSI e alimentar os próprios circuitos simultaneamente. A igualdade em (b) é obtida com o uso de (3.2). Considerando CSI perfeita, o que significa uma estimação perfeita do canal mediante os u_{CSI} símbolos pilotos com potência P_{CSI} , e usando (2.5) e (3.1), a

probabilidade de erro esperada quando existe comunicação pode ser obtida como

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}_{\text{fin}}[\epsilon(\gamma_{\text{CD}}, k, n_{\text{CD}})] &\approx \mathbb{E} \left[Q \left(\frac{C(\gamma_{\text{CD}}) - k/n_{\text{CD}}}{\sqrt{V(\gamma_{\text{CD}})/n_{\text{CD}}}} \right) \right] \\
&\approx \int_0^\infty \int_{\frac{\beta}{\alpha}}^\lambda Q \left(\frac{C(\alpha g_{ds} g_{sd} - \beta g_{sd}) - k/n_{\text{CD}}}{\sqrt{V(\alpha g_{ds} g_{sd} - \beta g_{sd})/n_{\text{CD}}}} \right) f_G(g_{ds}) f_G(g_{sd}) dg_{ds} dg_{sd} \\
&\quad + \int_0^\infty \int_\lambda^\infty Q \left(\frac{C((\alpha\lambda - \beta)g_{sd}) - k/n_{\text{CD}}}{\sqrt{V((\alpha\lambda - \beta)g_{sd})/n_{\text{CD}}}} \right) f_G(g_{ds}) f_G(g_{sd}) dg_{ds} dg_{sd} \\
&\approx \int_0^\infty \int_{\frac{\beta}{\alpha}}^\lambda Q \left(\frac{C(\alpha g_{ds} g_{sd} - \beta g_{sd}) - k/n_{\text{CD}}}{\sqrt{V(\alpha g_{ds} g_{sd} - \beta g_{sd})/n_{\text{CD}}}} \right) e^{-g_{ds} - g_{sd}} dg_{ds} dg_{sd} \\
&\quad + \int_0^\infty \int_\lambda^\infty Q \left(\frac{C((\alpha\lambda - \beta)g_{sd}) - k/n_{\text{CD}}}{\sqrt{V((\alpha\lambda - \beta)g_{sd})/n_{\text{CD}}}} \right) e^{-g_{ds} - g_{sd}} dg_{ds} dg_{sd}. \quad (3.15)
\end{aligned}$$

Quando a capacidade da bateria é suficientemente grande tal que $\lambda \rightarrow \infty$, (3.15) pode ser simplificada como

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}_{\text{inf}}[\epsilon(\gamma_{\text{CD}}, k, n_{\text{CD}})] &\approx \int_0^\infty \int_{\frac{\beta}{\alpha}}^\infty Q \left(\frac{C(\alpha g_{ds} g_{sd} - \beta g_{sd}) - k/n_{\text{CD}}}{\sqrt{V(\alpha g_{ds} g_{sd} - \beta g_{sd})/n_{\text{CD}}}} \right) f_G(g_{ds}) f_G(g_{sd}) dg_{ds} dg_{sd} \\
&\approx \int_0^\infty \int_{\frac{\beta}{\alpha}}^\infty Q \left(\frac{C(\alpha g_{ds} g_{sd} - \beta g_{sd}) - k/n_{\text{CD}}}{\sqrt{V(\alpha g_{ds} g_{sd} - \beta g_{sd})/n_{\text{CD}}}} \right) e^{-g_{ds} - g_{sd}} dg_{ds} dg_{sd}. \quad (3.16)
\end{aligned}$$

Se o sistema for considerado ideal no sentido de toda a energia captada por S ser usada para a transmissão da informação ($P_{\text{CSI}} = P_c = 0 \rightarrow \beta = 0$) e ainda assim o nó D tem conhecimento perfeito do canal, então:

Teorema 1. *A probabilidade de outage dada em (3.13), para dispositivos com bateria finita e considerando ideal o sistema, pode ser aproximada por*

$$\begin{aligned} \mathbb{E}_{\text{fin}}[\epsilon(\gamma_{\text{CD}}, k, n_{\text{CD}})] \approx & 1 - \left(\frac{1}{2} - \frac{\varphi}{\sqrt{2\pi}}(\theta - \varrho - \lambda\alpha) \right) e^{-\lambda \frac{\varrho}{\lambda\alpha}} - \left(\frac{1}{2} + \frac{\varphi}{\sqrt{2\pi}}(\theta - \vartheta - \lambda\alpha) \right) e^{-\lambda \frac{\vartheta}{\lambda\alpha}} \\ & + \sum_{i=0}^{i_M} \frac{(-1)^i \lambda^{i+1}}{i!} \left[\frac{\varphi \lambda \alpha}{\sqrt{2\pi}} \left(\text{Ei}\left(i + 3, \frac{\vartheta}{\lambda\alpha}\right) - \text{Ei}\left(i + 3, \frac{\varrho}{\lambda\alpha}\right) \right) \right. \\ & \left. - \left(\frac{1}{2} - \frac{\varphi(\theta - \varrho)}{\sqrt{2\pi}} \right) \text{Ei}\left(i + 2, \frac{\varrho}{\lambda\alpha}\right) - \left(\frac{1}{2} + \frac{\varphi(\theta - \vartheta)}{\sqrt{2\pi}} \right) \text{Ei}\left(i + 2, \frac{\vartheta}{\lambda\alpha}\right) \right], \quad (3.17) \end{aligned}$$

onde λ e α são dados em (3.5) e (3.10), $\theta = 2^{k/n_{\text{CD}}} - 1$, $\varphi = \sqrt{\frac{n_{\text{CD}}}{2\pi}}(2^{2k/n_{\text{CD}}} - 1)^{-\frac{1}{2}}$, $\varrho = \theta - \frac{1}{\varphi}\sqrt{\frac{\pi}{2}}$ e $\vartheta = \theta + \frac{1}{\varphi}\sqrt{\frac{\pi}{2}}$. Ei é a função exponencial integral definida como $\text{Ei}(i, j) = \int_1^\infty \frac{e^{-jt}}{t^i} dt$ (JEFFREY; ZWILLINGER, 2007).

Prova. Veja o Apêndice A.

Teorema 2. *A probabilidade de outage dada em (3.13), para dispositivos com bateria infinita e considerando ideal o sistema, pode ser aproximada por*

$$\begin{aligned} \mathbb{E}_{\text{inf}}[\epsilon(\gamma_{\text{CD}}, k, n_{\text{CD}})] \approx & 1 - \sqrt{\frac{\varrho}{\alpha}} \left[1 + \left(\frac{2\varphi}{\sqrt{2\pi}} \right) (\varrho + \alpha - \theta) \right] K_1 \left(2\sqrt{\frac{\varrho}{\alpha}} \right) - \frac{2\varphi\varrho}{\sqrt{2\pi}} K_0 \left(2\sqrt{\frac{\varrho}{\alpha}} \right) \\ & - \sqrt{\frac{\vartheta}{\alpha}} \left[1 - \left(\frac{2\varphi}{\sqrt{2\pi}} \right) (\vartheta + \alpha - \theta) \right] K_1 \left(2\sqrt{\frac{\vartheta}{\alpha}} \right) + \frac{2\varphi\vartheta}{\sqrt{2\pi}} K_0 \left(2\sqrt{\frac{\vartheta}{\alpha}} \right), \quad (3.18) \end{aligned}$$

onde $K_t(\cdot)$ é a função de Bessel modificada de segundo tipo e ordem t (JEFFREY; ZWILLINGER, 2007).

Prova. Veja o Apêndice B.

3.2.2 Estimação imperfeita do canal

Nesta subseção considera-se o caso prático quando a estimativa \hat{h}_{sd} que D faz do canal h_{sd} não é necessariamente perfeita: $h_{sd} \neq \hat{h}_{sd}$. Na fase de estimação do canal, o sinal

recebido por D é

$$y_{d,i}^p = \sqrt{\frac{P_{\text{CSI}}}{\kappa d_{sd}^m}} h_{sd} x_{s,i}^p + w_{d,i}, \quad (3.19)$$

em que x_s^p são os símbolos pilotos com $\mathbb{E}[|x_s^p|^2] = 1$. Baseado no método de estimação de mínimos quadrados, o coeficiente do canal pode ser expressado como segue (GURSOY, 2009)

$$h_{sd} = \hat{h}_{sd} + \tilde{h}_{sd}, \quad (3.20)$$

onde \tilde{h}_{sd} denota o erro na estimação do canal e

$$\hat{h}_{sd} \sim \mathcal{CN}\left(0, \frac{\frac{P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}}}{\kappa d_{sd}^m}}{\frac{P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}}}{\kappa d_{sd}^m} + \sigma_d^2}\right), \quad (3.21)$$

$$\tilde{h}_{sd} \sim \mathcal{CN}\left(0, \frac{\sigma_d^2}{\frac{P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}}}{\kappa d_{sd}^m} + \sigma_d^2}\right). \quad (3.22)$$

Usando (3.20), (3.21) e (3.22), o sinal recebido durante a fase de transmissão da informação é dado por

$$\begin{aligned} y_{d,i} &= \sqrt{\frac{P_{s,i}^{\text{CD}}}{\kappa d_{sd}^m}} h_{sd} x_{s,i} + w_{d,i} = \sqrt{\frac{P_{s,i}^{\text{CD}}}{\kappa d_{sd}^m}} \hat{h}_{sd} x_{s,i} + \sqrt{\frac{P_{s,i}^{\text{CD}}}{\kappa d_{sd}^m}} \tilde{h}_{sd} x_{s,i} + w_{d,i}, \\ &= \sqrt{\frac{P_{s,i}^{\text{CD}}}{\kappa d_{sd}^m}} \hat{h}_{sd} x_{s,i} + w_{eq,i}, \end{aligned} \quad (3.23)$$

onde $P_{s,i}^{\text{CD}}$ está dado em (3.7) e w_{eq} é o ruído equivalente, ou efetivo, devido ao erro na estimação e ao ruído AWGN. Em geral, esse ruído não é Gaussiano nem independente do sinal de dados, porém pode ser aproximado por um processo Gaussiano circularmente simétrico $\mathcal{CN}\left(0, \frac{P_{s,i}^{\text{CD}}}{\kappa d_{sd}^m} \sigma_{\hat{h}_{sd}}^2 + \sigma_d^2\right)$ que proporciona o cenário do pior caso para o desempenho do sistema (GURSOY, 2009; HAGHIGHI et al., 2010). A SNR instantânea equivalente do sinal recebido em D para o caso de CSI imperfeita pode então ser calculada como

$$\begin{aligned}
\gamma_{\text{CD}}^i &= \frac{\frac{P_{s,i}^{\text{CD}} \hat{g}_{sd}}{\kappa d_{sd}^m}}{\frac{P_{s,i}^{\text{CD}}}{\kappa d_{sd}^m} \sigma_d^2 + \sigma_d^2} \\
&= \frac{\left(\frac{P_{s,i}^{\text{CD}} g_{sd}}{\kappa d_{sd}^m} \frac{P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}}}{\kappa d_{sd}^m} \right) / \left(\frac{P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}}}{\kappa d_{sd}^m} + \sigma_d^2 \right)}{\frac{P_{s,i}^{\text{CD}}}{\kappa d_{sd}^m} \frac{\sigma_d^2}{\frac{P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}}}{\kappa d_{sd}^m} + \sigma_d^2} + \sigma_d^2} \\
&= \frac{P_{s,i}^{\text{CD}} g_{sd}}{\kappa d_{sd}^m \sigma_d^2} \left(\frac{P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}}}{P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}} + P_{s,i}^{\text{CD}} + \kappa d_{sd}^m \sigma_d^2} \right), \\
&= (\alpha \min(g_{ds}, \lambda) - \beta) g_{sd} \frac{P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}}}{P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}} + \kappa d_{sd}^m \sigma_d^2 (\alpha \min(g_{ds}, \lambda) - \beta + 1)}. \tag{3.24}
\end{aligned}$$

Esta modelagem de estimação imperfeita do canal pode ser interpretada como uma estimação perfeita mas com uma SNR diminuída produto da magnitude da imperfeição na estimação. Desta forma a probabilidade de erro pode ser calculada de forma similar ao caso de CSI perfeita de acordo com (3.15) e (3.16) porém usando $\gamma_{\text{CD}} = \gamma_{\text{CD}}^i$.

3.3 Comunicação cooperativa (CC)

Agora será considerado o uso de comunicação cooperativa como técnica para melhorar o desempenho do sistema descrito anteriormente. Neste cenário, um nó *relay* com limitação de energia, R , estará disponível para assistir as comunicações do enlace $S \rightarrow D$. Assume-se por simplicidade que os circuitos do *relay* e da fonte consomem a mesma quantidade de energia. Considera-se também que tanto a quantidade de usos de canal quanto a potência média necessária para a estimação do canal $R \rightarrow D$ são similares ao caso da comunicação direta. O modelo do sistema é mostrado na Figura 3.2 e pode ser resumido nas seguintes etapas:

1. D carrega as baterias de S e R durante v_{CC} usos de canal no *downlink*;
2. S envia uma sequência de treinamento com potência fixa P_{CSI} durante u_{CSI} usos de canal que é conhecida por D e R para que eles possam estimar os canais;

3. S envia uma mensagem contendo k bits de informação codificada em n_1 usos de canal no *uplink*;
4. A informação é recebida por D e R . R opera de acordo com o protocolo DF tentando decodificar a informação recebida. Caso não haja sucesso na decodificação o *relay* não transmite e a energia não utilizada nesse caso não será considerada na análise. Em sistemas URC a probabilidade deste evento acontecer tem que ser bem pequena e conseqüentemente o impacto dessa energia no desempenho do sistema pode ser considerado insignificante;
5. Caso R consiga decodificar a informação um sinal piloto com potência fixa P_{CSI} é enviado para D durante u_{CSI} usos de canal para possibilitar a estimação do canal $R \rightarrow D$;
6. Na seqüência, R recodifica e re-envia a informação por meio de n_2 usos de canal.

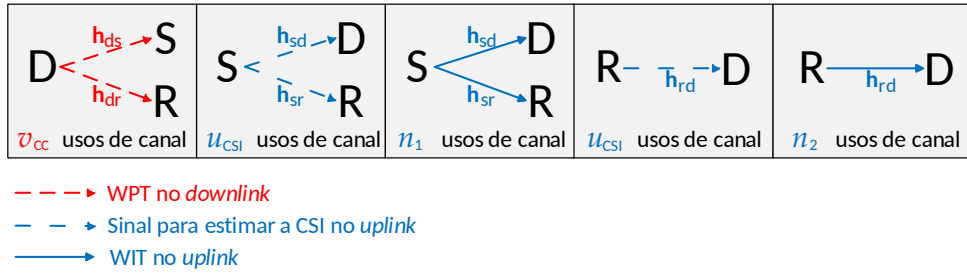


Figura 3.2: Modelo do sistema cooperativo.

A energia captada por S a partir das transmissões de D no *downlink* e o estado da sua bateria no começo de cada fase de transmissão são dadas por (3.3) e (3.4), respectivamente. Agora R é também dependente da energia captada no *downlink* portanto, a energia captada pelo *relay* e o estado da sua bateria podem ser calculados, respectivamente, como

$$E_{r,i} = \frac{\eta P_d g_{dr}}{\kappa d_{dr}^m} v_{\text{CC}} T_c, \quad (3.25)$$

$$B_{r,i} = \min(E_{r,i}, B_{\text{max}}) = \begin{cases} \frac{v_{\text{CC}} T_c \eta P_d g_{dr}}{\kappa d_{dr}^m}, & \text{if } g_{dr} < \lambda_r \\ B_{\text{max}}, & \text{if } g_{dr} \geq \lambda_r \end{cases} = \frac{v_{\text{CC}} T_c \eta P_d \min(g_{dr}, \lambda_r)}{\kappa d_{dr}^m}, \quad (3.26)$$

onde λ_r é o limiar de ganho do canal $D \rightarrow R$ para saturação da bateria de R dado por

$$\lambda_r = \frac{B_{\max} \kappa d_{dr}^m}{v_{CC} T_c \eta P_d}. \quad (3.27)$$

A energia disponível para transmissão e a correspondente potência de transmissão para os nós S e R são dadas a seguir

$$E_{s,i}^T = B_{s,i} - P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}} T_c - P_c (u_{\text{CSI}} + n_1) T_c, \quad (3.28)$$

$$E_{r,i}^T = B_{r,i} - P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}} T_c - P_c (2u_{\text{CSI}} + n_1 + n_2) T_c, \quad (3.29)$$

$$P_{s,i}^{\text{CC}} = \frac{E_{s,i}^T}{n_1 T_c} = \frac{v_{CC} \eta P_d \min(g_{ds}, \lambda)}{n_1 \kappa d_{ds}^m} - \frac{u_{\text{CSI}}}{n_1} (P_{\text{CSI}} + P_c) - P_c, \quad (3.30)$$

$$P_{r,i}^{\text{CC}} = \frac{E_{r,i}^T}{n_2 T_c} = \frac{v_{CC} \eta P_d \min(g_{dr}, \lambda_r)}{n_2 \kappa d_{dr}^m} - \frac{1}{n_2} (u_{\text{CSI}} P_{\text{CSI}} + (2u_{\text{CSI}} + n_1 + n_2) P_c). \quad (3.31)$$

De forma similar a (3.8), os sinais recebidos em D e R na primeira fase (fase de difusão) podem ser escritos como

$$y_{d,i}^1 = \sqrt{\frac{\eta v_{CC} P_d g_{sd} \min(g_{ds}, \lambda)}{n_1 \kappa^2 d_{ds}^{2m}} - \frac{g_{sd}}{\kappa d_{sd}^m} \left(\frac{u_{\text{CSI}}}{n_1} (P_{\text{CSI}} + P_c) + P_c \right)} x_{s,i} + w_{d,i}, \quad (3.32)$$

$$y_{r,i} = \sqrt{\frac{\eta v_{CC} P_d g_{sr} \min(g_{ds}, \lambda)}{n_1 \kappa^2 d_{ds}^m d_{sr}^m} - \frac{g_{sr}}{\kappa d_{sr}^m} \left(\frac{u_{\text{CSI}}}{n_1} (P_{\text{CSI}} + P_c) + P_c \right)} x_{s,i} + w_{r,i}, \quad (3.33)$$

onde $w_{r,i}$ é o vetor de ruído AWGN em R com variância σ_r^2 .

Partindo de (3.32) e (3.33), as SNRs instantâneas desses sinais na fase de difusão são dadas por

$$\begin{aligned} \gamma_{d1} &= \frac{\eta v_{CC} P_d g_{sd} \min(g_{ds}, \lambda)}{n_1 \kappa^2 d_{ds}^{2m} \sigma_d^2} - \frac{g_{sd}}{\kappa d_{sd}^m \sigma_d^2} \left(\frac{u_{\text{CSI}}}{n_1} (P_{\text{CSI}} + P_c) + P_c \right) \\ &= \alpha_{d1} g_{sd} \min(g_{ds}, \lambda) - \beta_{d1} g_{sd}, \end{aligned} \quad (3.34)$$

$$\begin{aligned} \gamma_r &= \frac{\eta v_{CC} P_d g_{sr} \min(g_{ds}, \lambda)}{n_1 \kappa^2 d_{ds}^m d_{sr}^m \sigma_r^2} - \frac{g_{sr}}{\kappa d_{sr}^m \sigma_r^2} \left(\frac{u_{\text{CSI}}}{n_1} (P_{\text{CSI}} + P_c) + P_c \right), \\ &= \alpha_r g_{sr} \min(g_{ds}, \lambda) - \beta_r g_{sr}, \end{aligned} \quad (3.35)$$

onde

$$\alpha_{d1} = \frac{\eta v_{CC} P_d}{n_1 \kappa^2 d_{ds}^2 \sigma_d^2}, \quad (3.36)$$

$$\beta_{d1} = \frac{1}{\kappa d_{sd}^m \sigma_d^2} \left(\frac{u_{\text{CSI}}}{n_1} (P_{\text{CSI}} + P_c) + P_c \right), \quad (3.37)$$

$$\alpha_r = \frac{\eta v_{CC} P_d}{n_1 \kappa^2 d_{ds}^m d_{sr}^m \sigma_r^2}, \quad (3.38)$$

$$\beta_r = \frac{1}{\kappa d_{sr}^m \sigma_r^2} \left(\frac{u_{\text{CSI}}}{n_1} (P_{\text{CSI}} + P_c) + P_c \right). \quad (3.39)$$

Quando R consegue decodificar a informação recebida na primeira fase, esta informação é recodificada e enviada para D na segunda fase, sendo o sinal recebido em D dado por

$$\begin{aligned} y_{d,i}^2 &= \sqrt{\frac{P_{r,i}^{\text{CC}} g_{rd}}{\kappa d_{rd}^m}} x_{s,i} + w_{d,i}} \\ &= \sqrt{\frac{v_{CC} \eta P_d g_{rd} \min(g_{dr}, \lambda_r)}{n_2 \kappa^2 d_{dr}^{2m}} - \frac{g_{rd}}{\kappa d_{rd}^m n_2} (u_{\text{CSI}} P_{\text{CSI}} + (2u_{\text{CSI}} + n_1 + n_2) P_c)} x_{s,i} + w_{d,i}}, \end{aligned} \quad (3.40)$$

onde a última igualdade é obtida calculando $P_{r,i}^{\text{CC}}$ por meio de (3.31). Então, a SNR instantânea recebida em D é dada por

$$\begin{aligned} \gamma_{d2} &= \frac{v_{CC} \eta P_d g_{rd} \min(g_{dr}, \lambda_r)}{n_2 \kappa^2 d_{dr}^{2m} \sigma_d^2} - \frac{g_{rd}}{\kappa d_{rd}^m n_2 \sigma_d^2} (u_{\text{CSI}} P_{\text{CSI}} + (2u_{\text{CSI}} + n_1 + n_2) P_c) \\ &= \alpha_{d2} g_{rd} \min(g_{dr}, \lambda_r) - \beta_{d2} g_{rd}, \end{aligned} \quad (3.41)$$

onde

$$\alpha_{d2} = \frac{\eta v_{CC} P_d}{n_2 \kappa^2 d_{dr}^{2m} \sigma_d^2} \quad (3.42)$$

$$\beta_{d2} = \frac{1}{\kappa d_{rd}^m n_2 \sigma_d^2} (u_{\text{CSI}} P_{\text{CSI}} + (2u_{\text{CSI}} + n_1 + n_2) P_c). \quad (3.43)$$

3.3.1 Desempenho

Como mostrado na Figura 3.2, o atraso na entrega da mensagem para o cenário cooperativo aqui proposto é

$$\delta_{CC} = v_{CC} + 2u_{CSI} + n_1 + n_2, \quad (3.44)$$

enquanto a probabilidade de *outage*, p_{out}^{CC} , pode ser calculada como

$$p_{out}^{CC} = p_s + p_r \mathbb{E}[\epsilon(\gamma_{d1}, k, n_1)] + (1 - p_r) \mathbb{E}[\epsilon(\gamma_r, k, n_1)] \mathbb{E}[\epsilon(\gamma_{d1}, k, n_1)] + \mathbb{E}[(1 - \epsilon(\gamma_r, k, n_1)) \epsilon_{comb}], \quad (3.45)$$

onde p_s está dado em (3.14) com $n_{CD} = n_1$, p_r é a probabilidade de a captação de energia não ser suficiente para garantir simultaneamente a estimação do canal e os requerimentos dos circuitos em R , e pode ser derivada de forma similar a p_s como

$$\begin{aligned} p_r &= \mathbb{P}[B_{r,i} < P_{CSI} u_{CSI} T_c + P_c (2u_{CSI} + n_1 + n_2) T_c] \\ &= 1 - e^{-\frac{\kappa_d^m}{v_{CC} \eta P_d} (P_{CSI} u_{CSI} + P_c (2u_{CSI} + n_1 + n_2))} \\ &= 1 - e^{-\frac{\beta_{d2}}{\alpha_{d2}}}. \end{aligned} \quad (3.46)$$

$\mathbb{E}[\epsilon(\gamma_{d1}, k, n_1)]$ e $\mathbb{E}[\epsilon(\gamma_r, k, n_1)]$ podem ser obtidas a partir de (3.15) (ou (3.16) para o caso de bateria infinita) com $\gamma_{CD} = \gamma_{d1}$ ou γ_r , $n_{CD} = n_1$, e para o segundo caso fazendo a integração sobre as variáveis g_{ds} e g_{sr} . Por fim, $\epsilon_{comb} \in \{\epsilon_{SC}, \epsilon_{MRC}\}$ é a probabilidade de erro quando D tenta decodificar a informação a partir da combinação dos sinais recebidos nas duas fases e depende da técnica de combinação empregada: SC ou MRC, como foi mencionado na Seção 2.4. Note que em (3.45), $\mathbb{E}[(1 - \epsilon(\gamma_r, k, n_1)) \epsilon_{comb}] \neq \mathbb{E}[(1 - \epsilon(\gamma_r, k, n_1))] \mathbb{E}[\epsilon_{comb}]$ porque ambos os termos estão correlacionados devido a sua dependência do coeficiente g_{ds} .

A técnica SC original estabelece que o sinal com a maior SNR seja escolhido porque sua probabilidade de erro é a menor, porém quando o tamanho dos blocos é pequeno

isto não sempre acontece devido à dispersão do canal, $V(\gamma)$. Além disso, o emprego de taxas diferentes nos enlaces, $n_1 \neq n_2$, poderia contribuir com esse fato. Considerando os cenários anteriores, e de forma diferente à tradicional, aqui define-se o erro quando a técnica SC é utilizada como

$$\epsilon_{\text{SC}} = \min(\epsilon(\gamma_{d1}, k, n_1), \epsilon(\gamma_{d2}, k, n_2)), \quad (3.47)$$

onde $\mathbb{E}[\epsilon(\gamma_{d2}, k, n_2)]$ pode ser obtida a partir de (3.15) (ou (3.16) para o caso de bateria infinita) com $\gamma_{\text{CD}} = \gamma_{d2}$, $n_{\text{CD}} = n_2$, e fazendo a integração sobre as variáveis g_{dr} e g_{rd} . Então o receptor D deve fazer a escolha do sinal a ser decodificado baseado em

$$\frac{C(\gamma_{d1}) - k/n_1}{\sqrt{V(\gamma_{d1})}/n_1} \geq \frac{C(\gamma_{d2}) - k/n_2}{\sqrt{V(\gamma_{d2})}/n_2}. \quad (3.48)$$

Note que esta é a estratégia ótima, embora pode ser difícil de ser implementada nos sistemas reais. Além disso, a complexidade matemática de (3.47) não permite encontrar uma expressão matemática de forma fechada, e por isso no próximo capítulo utilizaremos simulação computacional para avaliar esse caso em particular.

Por outro lado, a técnica MRC normalmente atinge resultados superiores aos de SC, embora com uma complexidade de *hardware* superior a sua versão tradicional (GOLDSMITH, 2005). Porém, a técnica MRC usada neste trabalho pode ser somente aplicada quando $n_1 = n_2 = n$. A probabilidade de erro para esse caso é dada por

$$\epsilon_{\text{MRC}} = \epsilon(\gamma_{d1} + \gamma_{d2}, k, n). \quad (3.49)$$

Substituindo (3.49) em (3.45), o último termo na expressão resultante para os casos de bateria finita e infinita é dado, respectivamente, por

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}_{\text{fin}}[\epsilon_{\text{MRC}}] &\approx \mathbb{E}\left[\left(1 - Q\left(\frac{C(\gamma_r) - k/n}{V(\gamma_r)/n}\right)\right) Q\left(\frac{C(\gamma_{d1} + \gamma_{d2}) - k/n}{\sqrt{V(\gamma_{d1} + \gamma_{d2})/n}}\right)\right] \\
&\approx \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_{\frac{\beta_{d1}}{\alpha_{d1}}}^\lambda \int_{\frac{\beta_{d2}}{\alpha_{d2}}}^{\lambda_r} q(g_{dr}, g_{ds}, g_{rd}, g_{sd}, g_{sr}) e^{-g_{ds} - g_{sd} - g_{dr} - g_{rd} - g_{sr}} dg_{dr} dg_{ds} dg_{rd} dg_{sd} dg_{sr} + \\
&\quad + \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_\lambda^\infty \int_{\lambda_r}^\infty q(\lambda_r, \lambda, g_{rd}, g_{sd}, g_{sr}) e^{-g_{ds} - g_{sd} - g_{dr} - g_{rd} - g_{sr}} dg_{dr} dg_{ds} dg_{rd} dg_{sd} dg_{sr}, \quad (3.50) \\
\mathbb{E}_{\text{inf}}[\epsilon_{\text{MRC}}] &\approx \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_{\frac{\beta_{d1}}{\alpha_{d1}}}^\infty \int_{\frac{\beta_{d2}}{\alpha_{d2}}}^\infty q(g_{dr}, g_{ds}, g_{rd}, g_{sd}, g_{sr}) e^{-g_{ds} - g_{sd} - g_{dr} - g_{rd} - g_{sr}} dg_{dr} dg_{ds} dg_{rd} dg_{sd} dg_{sr}, \\
&\hspace{25em} (3.51)
\end{aligned}$$

onde

$$\begin{aligned}
q(g_{dr}, g_{ds}, g_{rd}, g_{sd}, g_{sr}) &= \quad (3.52) \\
&\left(1 - Q\left(\frac{C(g_{sd}(\alpha_r g_{sr} - \beta_r)) - k/n}{\sqrt{V(g_{sd}(\alpha_r g_{sr} - \beta_r))/n}}\right)\right) Q\left(\frac{C(g_{sd}(\alpha_{d1} g_{ds} - \beta_{d1}) + g_{rd}(\alpha_{d2} g_{dr} - \beta_{d2})) - k/n}{\sqrt{V(g_{sd}(\alpha_{d1} g_{ds} - \beta_{d1}) + g_{rd}(\alpha_{d2} g_{dr} - \beta_{d2}))/n}}\right).
\end{aligned}$$

3.3.2 Estimação imperfeita dos canais

O procedimento para abordar a análise no caso de CSI imperfeita foi detalhado na Subseção 3.2.2, cuja ideia principal é achar o valor equivalente da SNR instantânea no nó receptor, que por sua vez depende do processo de estimação do canal. Seguindo a mesma ideia, as versões para CSI imperfeita das equações (3.34), (3.35) e (3.41) são, respectivamente

$$\gamma_{d1}^i = (\alpha_{d1} \min(g_{ds}, \lambda) - \beta_{d1}) g_{sd} \frac{P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}}}{P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}} + \kappa d_{sd}^m \sigma_d^2 (\alpha_{d1} \min(g_{ds}, \lambda) - \beta_{d1} + 1)}, \quad (3.53)$$

$$\gamma_r^i = (\alpha_r \min(g_{ds}, \lambda) - \beta_r) g_{sr} \frac{P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}}}{P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}} + \kappa d_{sr}^m \sigma_r^2 (\alpha_r \min(g_{ds}, \lambda) - \beta_r + 1)}, \quad (3.54)$$

$$\gamma_{d2}^i = (\alpha_{d2} \min(g_{dr}, \lambda_r) - \beta_{d2}) g_{rd} \frac{P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}}}{P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}} + \kappa d_{rd}^m \sigma_d^2 (\alpha_{d2} \min(g_{dr}, \lambda_r) - \beta_{d2} + 1)}, \quad (3.55)$$

Agora cada probabilidade de erro pode ser calculada da mesma forma que no caso com CSI perfeita porém com $\gamma_x = \gamma_x^i$.

3.4 Atingindo as restrições dos sistemas URC-S

Como foi brevemente discutido na Subseção 2.3.4, nos cenários URC-S existem fortes restrições de confiabilidade ϵ_0 e atraso δ_0 , dependendo da aplicação. Os parâmetros n (n_{CD} para o caso de comunicação direta ou n_1 e n_2 para o caso de comunicação cooperativa), u_{CSI} , v (v_{CD} ou v_{CC}) e P_{CSI} devem garantir o atendimento dessas restrições. Na maioria dos casos, a dificuldade matemática dos problemas derivados torna impossível achar uma solução em forma fechada, portanto recorreremos para métodos numéricos e/ou simulação.

De toda forma, é evidente que para que $p_{\text{out}} \leq \epsilon_0$ é necessário que $p_s < \epsilon_0$, o que pode constituir uma condição inicial para o projeto do sistema. Trabalhando nessa restrição inicial e usando (3.14) para o caso de comunicação direta temos que

$$\begin{aligned}
 1 - \exp\left(-\frac{\kappa d_{ds}^m}{v_{\text{CD}} \eta P_d} (P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}} + P_c(u_{\text{CSI}} + n_{\text{CD}}))\right) &< \epsilon_0, \\
 \frac{\kappa d_{ds}^m}{v_{\text{CD}} \eta P_d} (P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}} + P_c(u_{\text{CSI}} + n_{\text{CD}})) &\stackrel{(a)}{<} \epsilon_0, \\
 \frac{P_{\text{CSI}} u_{\text{CSI}} + P_c(u_{\text{CSI}} + n_{\text{CD}})}{v_{\text{CD}}} &< \epsilon_0 \frac{\eta P_d}{\kappa d_{ds}^m}, \tag{3.56}
 \end{aligned}$$

onde (a) vem da aproximação $1 - e^{-x} \approx x$ quando $x \ll 1$. O resultado dado em (3.56) é válido para o cenário cooperativo fazendo $n_{\text{CD}} = n_1$ e $v_{\text{CD}} = v_{\text{CC}}$.

3.5 Considerações Finais

Neste capítulo foi apresentado e avaliado analiticamente um cenário de comunicações sem fio ponto a ponto com transferência de potência no *downlink* e transmissão de informação no *uplink*. As análises foram feitas para uma estimação perfeita e imperfeita dos canais, e para dispositivos com bateria de limitada capacidade ou não. A influência no

desempenho do sistema de um nó *relay*, também limitado em energia e disposto a assistir as comunicações fonte-destino, foi caracterizada matematicamente. Foram derivadas aproximações em forma fechada para o modo ideal, isto é, assume-se um sistema com conhecimento perfeito da CSI no nó receptor e que os nós transmissores usam toda a energia captada para transmissão. A exatidão das aproximações propostas e o desempenho do sistema serão avaliados no próximo capítulo.

CAPÍTULO 4

RESULTADOS NUMÉRICOS

4.1 Introdução

Este capítulo apresenta os resultados numéricos do desempenho do sistema abordado no capítulo anterior com WPT no *downlink* e WIT no *uplink*. Para tal fim, os esquemas de comunicação direta e comunicação cooperativa são analisados e a exatidão das aproximações feitas em (3.17) e (3.18) é avaliada.

Em todas as análises é considerado coeficiente de perda de percurso $m = 2$, distâncias equidistantes entre todos os nós, $d_{sd} = d_{sr} = d_{rd} = d$ e $P_d = 50\text{dBm}$ (100W)³. Adicionalmente, assume-se $\kappa = 10^3$, que é equivalente a uma atenuação média em potência de 30dB a uma distância de referência de 1m. Os nós sensores são de ultra baixo consumo de potência com⁴ $P_c = -30\text{dBm}$ ($1\mu\text{W}$), e seguindo o estado da arte no projeto dos circuitos com captação de energia considera-se $\eta = 0,5$ (LU et al., 2015). Cada uso de canal tem duração $T_c = 2\mu\text{s}$ (tempo do símbolo) e a largura de banda considerada é de 1MHz, desta forma é válido considerar⁵ $\sigma_d^2 = \sigma_r^2 = -110\text{dBm}$. Por fim, sejam $\delta_0 = 8\text{ms} \Rightarrow 4000$ usos de canal ($= 8\text{ms}/T_c$) e $\epsilon_0 \in \{10^{-2}, 10^{-3}, 10^{-4}\}$ as restrições de atraso e confiabilidade, respectivamente, dos cenários analisados.

Define-se ν como a fração do tempo total requerida para a fase de WPT, então

$$\nu = \frac{v}{\delta}, \quad (4.1)$$

³Note que essa é uma potência relativamente elevada, mas em um cenário prático não tem que ser obrigatoriamente entregue pelo nó receptor da informação, D , senão que pode ser fornecida por um outro transmissor independente da comunicação $S \rightarrow D$.

⁴Note que sensores nessa ordem de consumo em modo ativo já existem na prática. Exemplos de alguns deles podem-se encontrar em (HESTNES, 2016).

⁵Note que a potência de ruído térmico para uma largura de banda de 1MHz é de -114dBm .

onde $v = v_{\text{CD}}$ e $\delta = \delta_{\text{CD}}$ para o caso de comunicação direta, e $v = v_{\text{CC}}$ e $\delta = \delta_{\text{CC}}$ para o caso de comunicação cooperativa. No cenário cooperativo serão avaliados os esquemas de combinação de sinais MRC e SC com $n_1 = n_2$. No caso de SC também serão testadas as configurações com $n_1 < n_2$ e $n_1 > n_2$.

O capítulo está organizado da seguinte maneira. Na Seção 4.2 é avaliada a exatidão das aproximações dadas nos Teoremas 1 e 2 para um sistema ideal cujo o desempenho também é avaliado. Enquanto na Seção 4.3 avalia-se um sistema não ideal, a partir das falhas provocadas pela insuficiência de energia, o efeito da estimação imperfeita do canal e a capacidade da bateria. Em ambos os casos é mostrado o desempenho dos esquemas de comunicação direta e comunicação cooperativa. Considerações finais são apresentadas na Seção 4.4.

4.2 Análise de um sistema ideal

Em um sistema ideal toda a energia é empregada no processo de transmissão da informação útil e considera-se que o receptor tem conhecimento perfeito do canal. Nesse caso $\beta = 0$ ($P_{\text{CSI}} = P_c = 0$) e $p_s = p_r = 0$ para os casos de comunicação direta e comunicação cooperativa, respectivamente. Note que a probabilidade de *outage* e a probabilidade de erro na comunicação coincidem nesse caso. Esse tipo de sistemas oferece um limite superior para o desempenho de um sistema prático real e é usualmente o cenário abordado na maioria das pesquisas na área. Nesta seção assume-se em todo momento $d = 80\text{m}$.

4.2.1 Exatidão das expressões (3.17) e (3.18)

Os Teoremas 1 e 2 apresentam expressões aproximadas para a probabilidade de *outage* no caso de um sistema ideal de comunicação direta. Para avaliar a exatidão dessas aproximações usa-se a seguinte métrica de erro na aproximação

$$\xi = \frac{|\mathbb{E}[\epsilon_{\text{ex}}] - \mathbb{E}[\epsilon_{\text{ap}}]|}{\mathbb{E}[\epsilon_{\text{ex}}]}, \quad (4.2)$$

onde $\mathbb{E}[\epsilon_{\text{ex}}]$ é o valor exato da probabilidade de erro e é dada em (3.15) ou (3.16) para dispositivos com bateria finita ou infinita, respectivamente, e $\mathbb{E}[\epsilon_{\text{ap}}]$ é o valor aproximado de acordo com as expressões (3.17) e (3.18) dadas nos Teoremas 1 e 2 para dispositivos com bateria finita e infinita, respectivamente.

Um parâmetro que deve ser cuidadosamente selecionado na aproximação dada em (3.17) quando os dispositivos têm bateria finita é i_M pois define a quantidade de elementos que devem ser tomados na somatória. Um valor relativamente pequeno de i_M não vai proporcionar uma boa aproximação, enquanto um valor grande demais requer um maior custo computacional. A Figura 4.1 mostra o impacto de i_M em ξ quando $v = v_{\text{CD}} = 1000$ usos de canal, $n \in \{500, 1000\}$ usos de canal e $B_{\text{max}} \in \{10^{-8}, 10^{-7}\}$ J. Na medida em que a capacidade da bateria aumenta é necessário um maior valor de i_M . Porém, e como será discutido nas próximas seções, quando $B_{\text{max}} > 10^{-7}$ J o sistema pode ser modelado como se os dispositivos tivessem bateria infinita, pois seu desempenho fica muito próximo. Nesses casos seria mais útil usar a aproximação dada em (3.18). Note que para todos os casos mostrados, um valor $i_M \geq 25$ já proporciona resultados muito bons na aproximação, ou seja um erro menor que 1%.

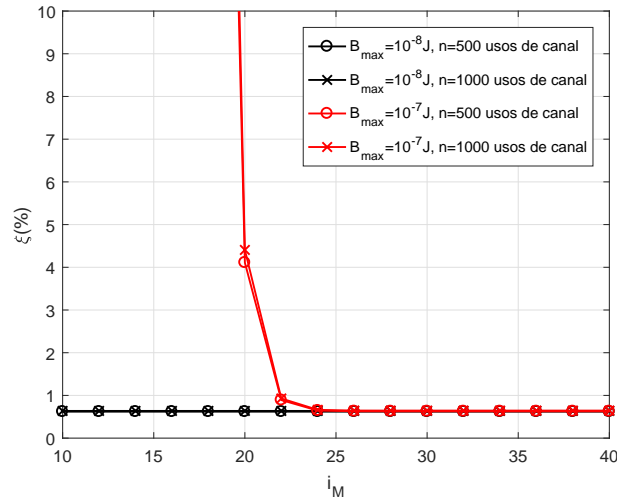


Figura 4.1: ξ em função de i_M com $v = 1000$ usos de canal, $n \in \{500, 1000\}$ usos de canal e $B_{\text{max}} \in \{10^{-8}, 10^{-7}\}$ J.

Na Figura 4.2(a) mostra-se o fator ξ em função do par (n, v) para o sistema com dispositivos de bateria finita transmitindo mensagens de $k = 256$ bits e usando $i_M = 50$

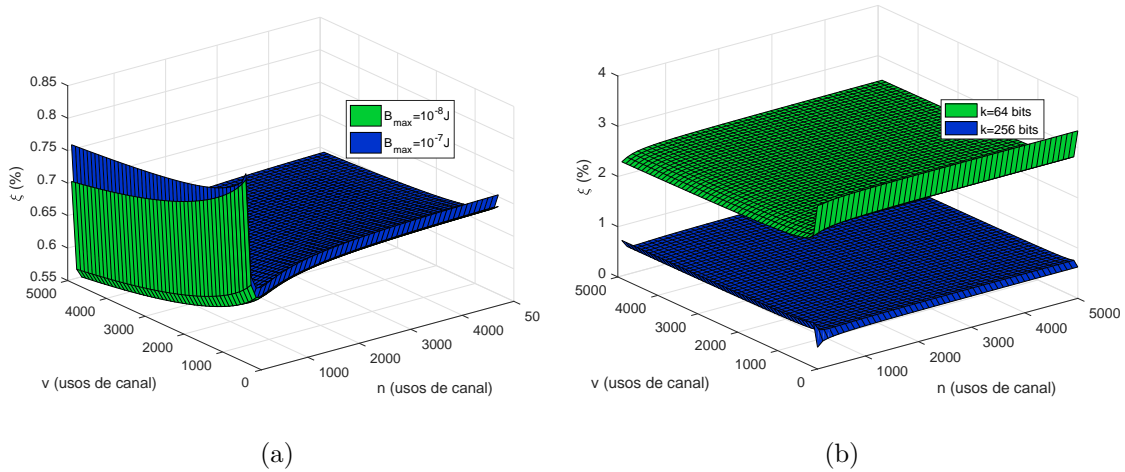


Figura 4.2: ξ em função de n e v , a) para $B_{\max} \in \{10^{-8}, 10^{-7}\}J$, $k = 256$ bits e $i_M = 50$, b) para $B_{\max} = \infty$ e $k \in \{64, 256\}$ bits.

no cálculo da aproximação⁶. Os resultados validam a exatidão da aproximação proposta em (3.17) porque o erro na aproximação fica abaixo de 0,8% em todos os casos. Note que o erro cometido com a aproximação feita quando $B_{\max} = 10^{-8}J$ é levemente inferior do que para $B_{\max} = 10^{-7}J$ como já discutimos. A análise do cenário onde as baterias dos dispositivos têm capacidade infinita é ilustrado na Figura 4.2(b) para $k \in \{64, 256\}$ bits. Note que um valor menor de k ocasiona um erro maior na aproximação, porém um valor menor que $k = 64$ bits não teria relevância prática na maioria dos sistemas⁷, além disto nesse caso o erro sempre é menor que 3,5%. Desta forma, pode-se concluir que a aproximação feita em (3.18) é válida também.

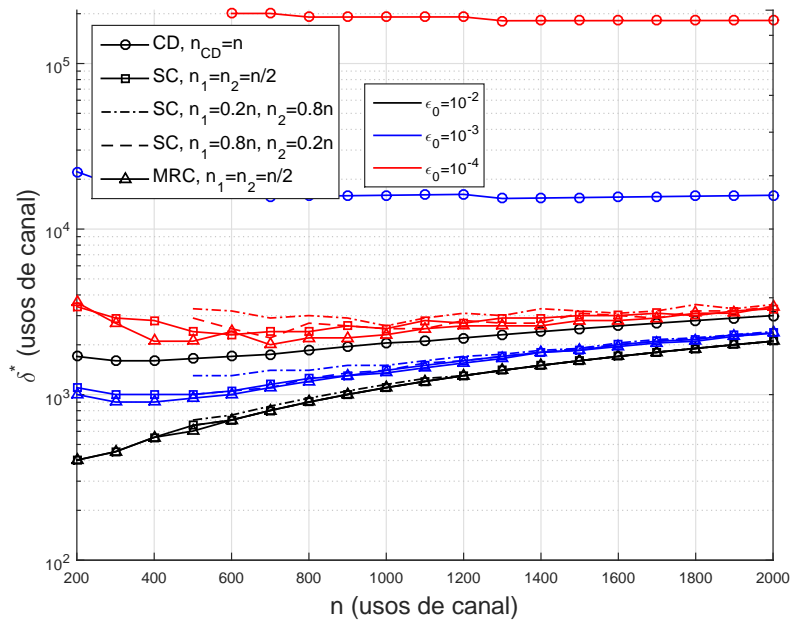
4.2.2 Análise de desempenho

A Figura 4.3(a) mostra o atraso mínimo requerido medido em número de usos de canal⁸, δ^* , na entrega de pacotes de $k = 256$ bits para atender requerimentos de confiabilidade de $\epsilon_0 \in \{10^{-2}, 10^{-3}, 10^{-4}\}$ em um sistema ideal. Os esquemas de comunicação direta e comunicação cooperativa com MRC ($n_1 = n_2 = n$) e SC ($n_1 = n_2 = n$, $n_1 = 0.2n$ e $n_2 =$

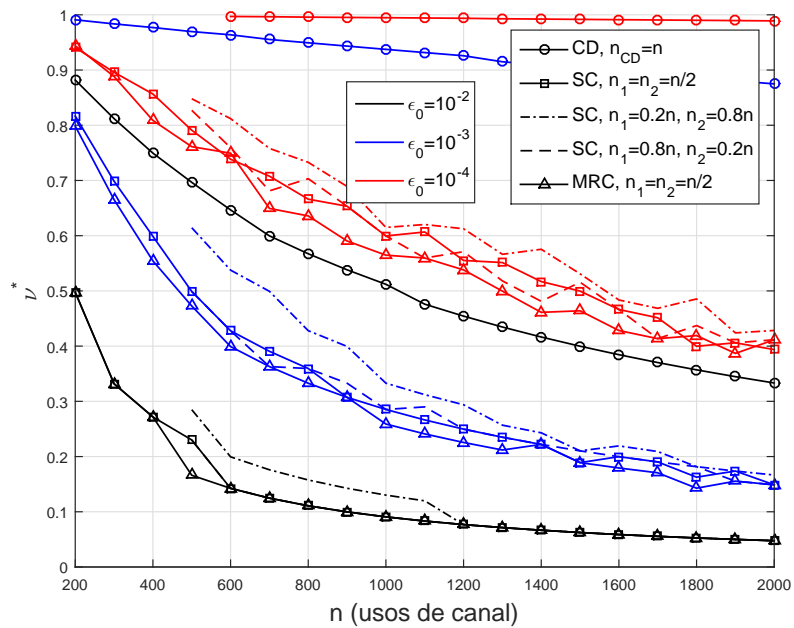
⁶Usa-se um valor muito maior do limiar $i_M = 25$ discutido na Figura 4.1 para contar com uma margem aceitável na hora de avaliar todos os possíveis cenários de pares (n, v) considerados.

⁷Note que o tamanho dos pacotes em protocolos de comunicação, que vão conter informações de cabeçalho e carga útil, vão ser pelo menos desse tamanho, por mais simples que seja o protocolo.

⁸O atraso em segundos seria δ^*T_c .



(a)



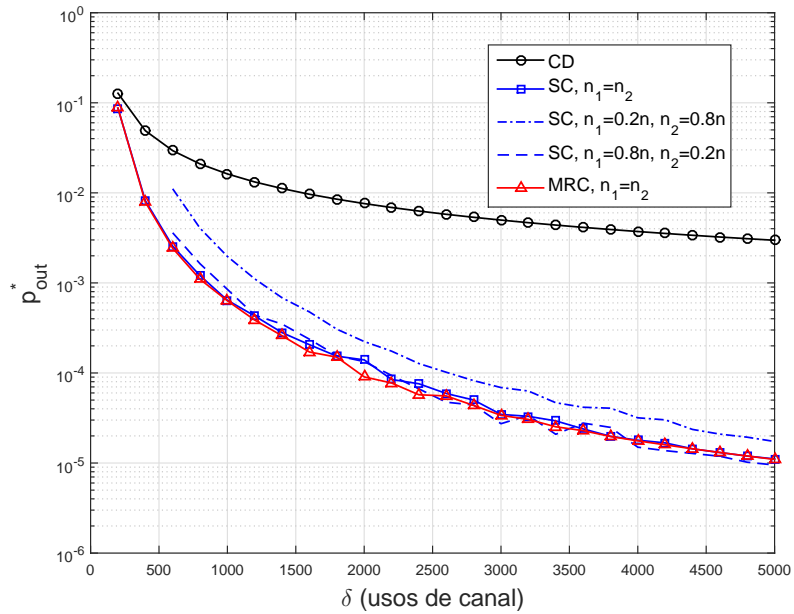
(b)

Figura 4.3: a) Desempenho do sistema ideal em termos de a) δ^* e b) ν^* , em função de n com $k = 256$ bits.

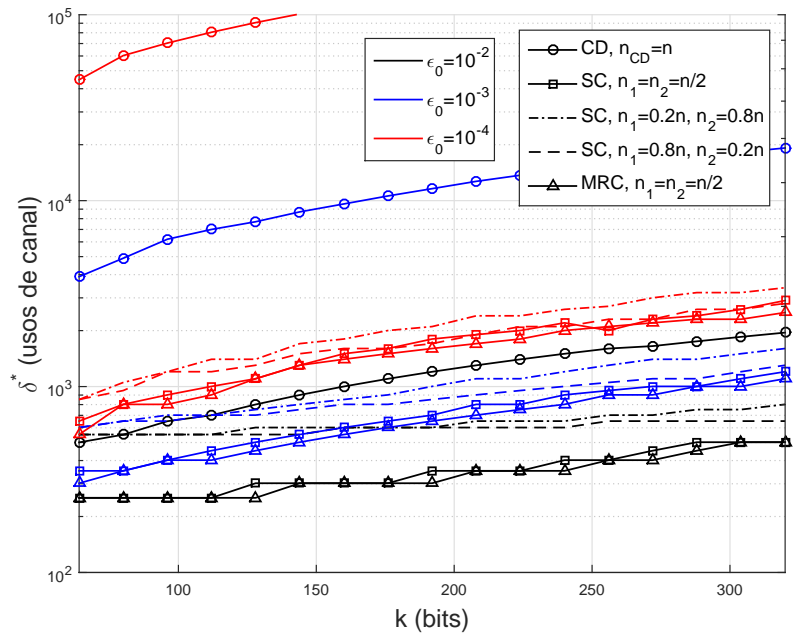
$0.8n$, $n_1 = 0.8n$ e $n_2 = 0.2n$) são comparados. Em todo momento assumem-se dispositivos de bateria infinita deixando para mais adiante algumas análises que consideram baterias de capacidade finita.

Note que a comunicação direta não consegue atender nunca requerimentos de confiabilidade da ordem de 99.9% e 99.99% ($\epsilon_0 = 10^{-3}$ e $\epsilon_0 = 10^{-4}$, respectivamente) para um atraso máximo permitido de 4000 usos de canal. Porém a cooperação resolve esse problema e os resultados desejados podem ser atingidos em todos os casos mostrados. Pode-se notar também que o valor ótimo de n é pequeno, $200 \leq n^* \leq 500$ usos de canal, nos casos de comunicação cooperativa. Por outro lado, na Figura 4.3(b) é mostrado o comportamento dos esquemas em termos de a fração do tempo ótima que usam para WPT, ν^* . Quando n aumenta, o valor requerido de ν tende a diminuir e pelo contrário, na medida em que os requerimentos de confiabilidade são maiores o tempo de carregamento precisa ser maior, sendo este comportamento mais acentuado no caso da comunicação direta. Note que a utilização dos esquemas de combinação de sinais SC ou MRC no destino não provoca diferenças significativas de desempenho.

A probabilidade de erro mínima atingível na comunicação, p_{out}^* , em função do atraso do sistema é mostrado na Figura 4.4(a). Note que é possível atingir uma confiabilidade de até 99.998% ($\epsilon_0 = 2 \cdot 10^{-5}$) com um atraso de 8ms (4000 usos de canal) quando se usa comunicação cooperativa, mas se considerada somente comunicação direta, o atraso requerido será sempre maior que 10ms (5000 usos de canal) e não é mostrado na figura. O esquema SC com $n_1 < n_2$ tem o pior desempenho entre os esquemas de comunicação cooperativa enquanto os restantes têm um desempenho semelhante. Como mostrado na Figura 4.4(b), reduzindo o tamanho da mensagem a ser enviada melhora o atraso mínimo requerido para uma confiabilidade dada. Desta forma é possível atingir uma confiabilidade de 99.9% para o caso da comunicação direta desde que os pacotes não contenham mais do que $k = 64$ bits de informação. Para uma dada confiabilidade e baseado em (2.1), quando k aumenta n deve aumentar também para diminuir a taxa r , e conseqüentemente γ e $C(\gamma)$ tendem a aumentar. Ademais, aumentar ν desacelera o decremento da capacidade e o valor requerido de n não precisa ser tão elevado, então um compromisso entre o aumento de n e ν pode ser identificado. Contudo, o aumento de k para um ϵ_0 fixo leva a um inevitável aumento na quantidade total de usos de canal (ou atraso). Mesmo assim, uma confiabilidade da ordem de 99.99% é ainda impossível de ser atendida no caso de CD.



(a)



(b)

Figura 4.4: Desempenho do sistema ideal. a) p_{out}^* em função de δ com $k = 256$ bits, b) δ^* em função de k para $\epsilon_0 \in \{10^{-2}, 10^{-3}, 10^{-4}\}$.

4.3 Sistema não ideal

Nesta seção analisa-se um caso mais prático em que parte da energia captada pelos dispositivos (S e/ou R) é usada para alimentar seus circuitos e para estimar os canais. A

imperfeição na estimação do canal também será analisada.

4.3.1 Análise das falhas devido à insuficiência da energia

A Figura 4.5 mostra a probabilidade da captação de energia não ser suficiente para alimentar os circuitos de S e estimar o canal simultaneamente. Note que as curvas estão em função de n onde $n = n_{\text{CD}}$ ou $n = n_1$ para os casos de comunicação direta ou comunicação cooperativa, respectivamente. As curvas em preto representam o sistema com $v = 1000$ usos de canal, enquanto que para $v = 3000$ usos de canal as curvas são mostradas em vermelho. Nesse caso $v = v_{\text{CD}} = v_{\text{CC}}$. Foram testados diferentes valores de potência na estimação da CSI, $P_{\text{CSI}} = \{0, -20, -40\}$ dBm com $u_{\text{CSI}} = 1$ uso de canal. De essa forma, $P_{\text{CSI}}T_c$ é equivalente à energia utilizada na estimação da CSI, e pode ser observado que na medida em que n aumenta p_s piora, o que é esperado a partir de (3.14), pois o atraso do sistema aumenta e o sensor fica ativo mais tempo, sendo maior então o consumo de energia dos seus circuitos. De igual forma, um valor maior de v provoca um valor maior de α (ou α_{dl} no caso cooperativo) diminuindo p_s . Na Figura 4.5(a) foi considerada $d = 80\text{m}$, porém pode-se notar que com essa distância é impossível atender fortes requerimentos de confiabilidade. Consequentemente, de agora em diante será considerada $d = 10\text{m}$ para analisar o desempenho do sistema prático em um cenário URC-S. Pode-se notar na Figura 4.5(b) que os valores de p_s são muito parecidos quando $P_{\text{CSI}} = -20\text{dBm}$ e $P_{\text{CSI}} = -40\text{dBm}$, enquanto que para $P_{\text{CSI}} = 0\text{dBm}$ o desempenho piora bastante particularmente para valores pequenos de n . Assim, parece conveniente usar sempre uma energia não maior de $u_{\text{CSI}}T_cP_{\text{CSI}}|_{u_{\text{CSI}}=1, P_{\text{CSI}}=-20\text{dBm}}$, tendo em conta também que na medida em que P_{CSI} diminui, aumenta o erro na comunicação devido a uma maior imperfeição na estimação do canal.

Por outro lado, na Figura 4.6 foi considerada $P_{\text{CSI}} = -20\text{dBm}$ e o desempenho do sistema é avaliado para $u_{\text{CSI}} = \{1, 10, 30, 50\}$ usos de canal. Na medida que u_{CSI} aumenta a energia requerida para estimação do canal aumenta e portanto, a probabilidade de a energia captada não ser suficiente para atender esses requerimentos também aumenta.

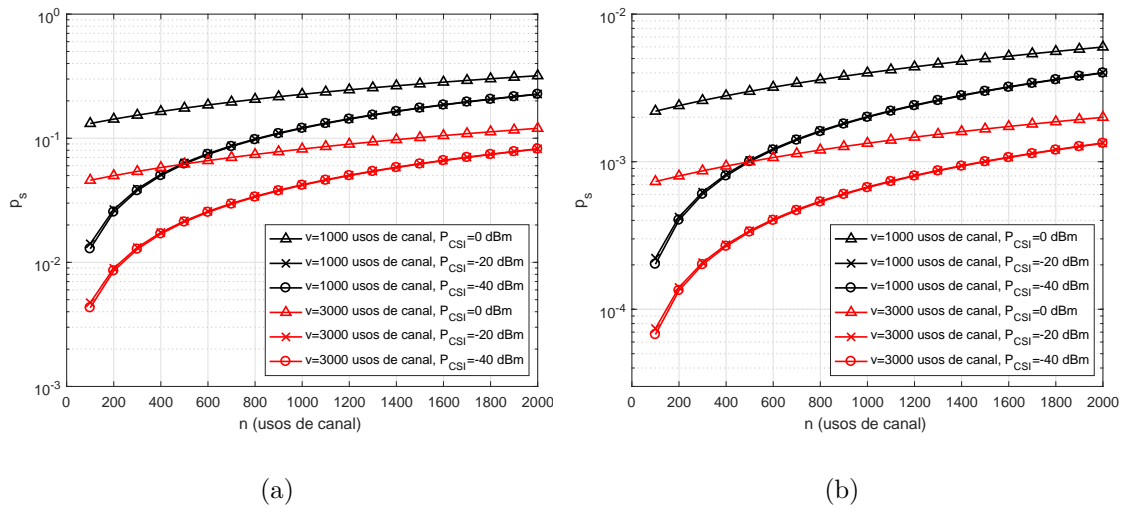


Figura 4.5: p_s em função de n com $v = \{1000, 3000\}$ usos de canal, $u_{\text{CSI}} = 1$ uso de canal e $P_{\text{CSI}} = \{0, -20, -40\}$ dBm, a) para $d = 80\text{m}$, b) para $d = 10\text{m}$.

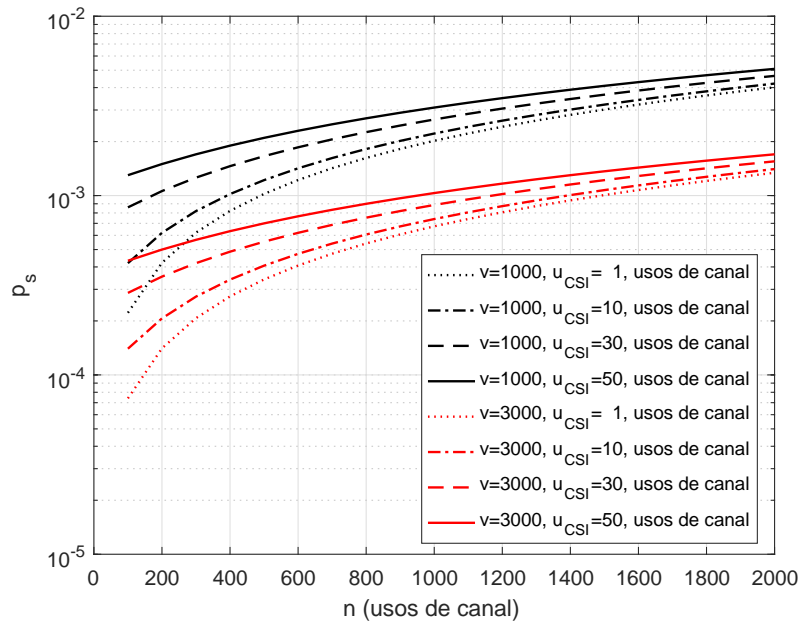


Figura 4.6: p_s em função de n com $v = \{1000, 3000\}$ usos de canal, $P_{\text{CSI}} = -20\text{dBm}$ e $u_{\text{CSI}} = \{1, 10, 30, 50\}$ usos de canal.

Esta dependência começa a diminuir quando n aumenta pois a influência de u_{CSI} no atraso e na fase ativa do sensor é menor neste caso. Note que do ponto de vista de p_s seria mais aconselhável usar $u_{\text{CSI}} = 1$ e escolher apropriadamente o valor de P_{CSI} para assim minimizar o impacto de P_c . Além disso, ao analisar as expressões do erro na comunicação pode-se notar também a conveniência de escolher $u_{\text{CSI}} = 1$ e analisar então apenas P_{CSI} .

4.3.2 Efeito da estimação imperfeita do canal e a capacidade da bateria

A Figura 4.7 mostra o desempenho do sistema de comunicação direta em termos da probabilidade de *outage* em função de n ($n = n_{\text{CD}}$) considerando $v_{\text{CD}} = 2000$ usos de canal, mensagens de $k = 256$ bits e dispositivos com bateria infinita. Na Figura 4.7(a) assume-se $P_{\text{CSI}} = -30\text{dBm}$ e as curvas mostram o desempenho para $u_{\text{CSI}} \in \{1, 20, 50\}$ usos de canal quando a estimação é imperfeita e perfeita, enquanto que na Figura 4.7(b) assume-se $P_{\text{CSI}} = -20\text{dBm}$.

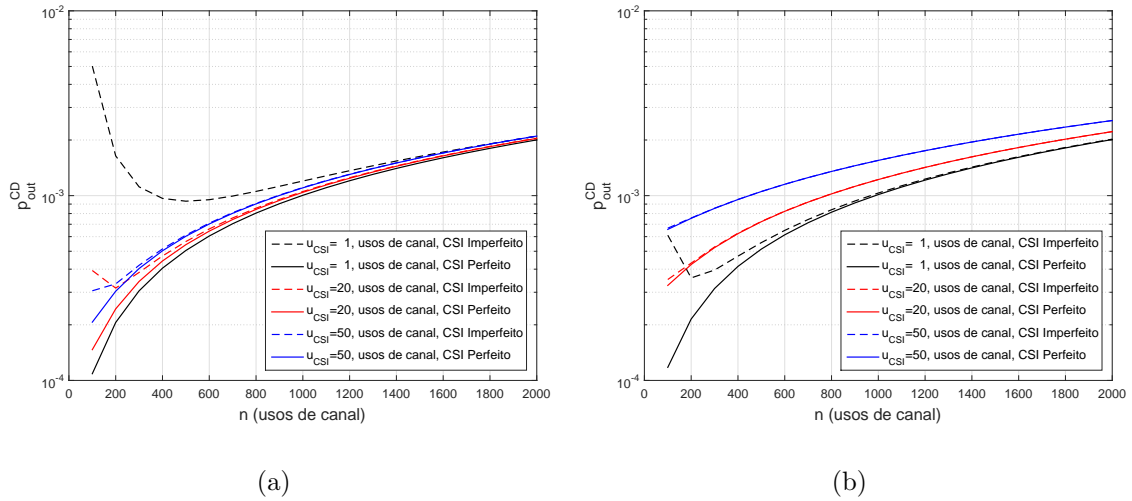


Figura 4.7: $p_{\text{out}}^{\text{CD}}$ em função de n com $v_{\text{CD}} = 2000$ usos de canal, $k = 256$ bits, $B_{\text{max}} = \infty$ e $u_{\text{max}} = \{1, 20, 50\}$ usos de canal, a) para $P_{\text{CSI}} = -30\text{dBm}$, b) para $P_{\text{CSI}} = -20\text{dBm}$.

A diferença entre estimação perfeita e imperfeita quando $u_{\text{CSI}} = 1$ uso de canal é bem notável, o que quer dizer que a energia utilizada é insuficiente, portanto precisa-se mais (se requer um número maior de usos de canal e/ou uma maior potência para estimação). Como pode ser notado um valor apropriado de energia fica perto de $50T_c P_{\text{CSI}(a)} \approx -10\text{dBm} \cdot T_c$, embora dependa do valor de n . Note que esse valor é maior do recomendado de acordo aos resultados obtidos na seção anterior pois agora a imperfeição na estimação do canal influi significativamente na probabilidade de erro quando existe comunicação, e um valor relativamente grande de energia para a estimação da CSI é requerida. Consequentemente, nos resultados mostrados na Figura 4.8 considera-se $P_{\text{CSI}} = -10\text{dBm}$

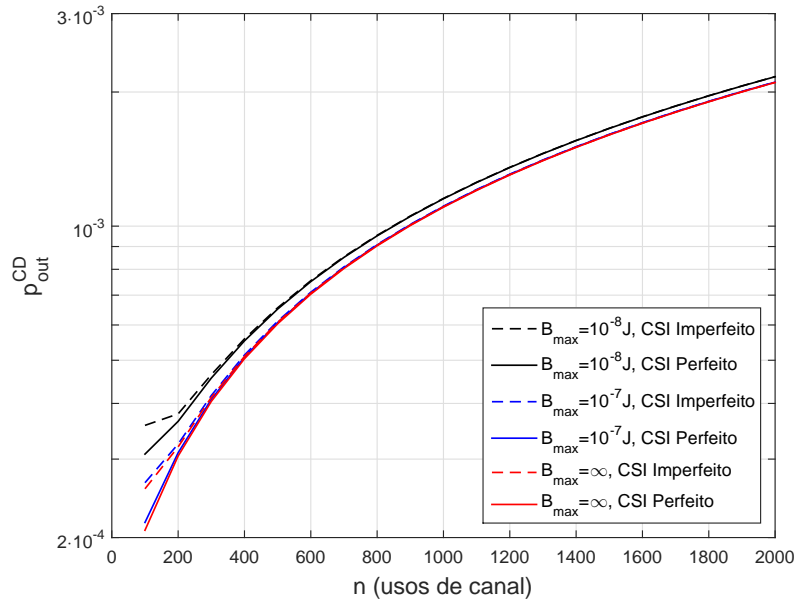


Figura 4.8: $p_{\text{out}}^{\text{CD}}$ em função de n com $v_{\text{CD}} = 2000$ usos de canal, $k = 256$ bits, $P_{\text{CSI}} = -10\text{dBm}$, $u_{\text{CSI}} = 1$ uso de canal e $B_{\text{max}} = \{10^{-8}, 10^{-7}, \infty\}\text{J}$.

com $u_{\text{CSI}} = 1$ uso de canal para analisar os casos de bateria infinita, $B_{\text{max}} = \infty$, e finita, $B_{\text{max}} \in \{10^{-8}, 10^{-7}\}\text{J}$, e tendo em conta estimação imperfeita e perfeita do canal. Note que para $B_{\text{max}} = 10^{-7}\text{J}$ o desempenho do sistema aproxima-se muito ao do sistema com $B_{\text{max}} = \infty$, sendo praticamente imperceptível a diferença em relação ao caso com estimação perfeita do canal (as curvas em azul e vermelho quase coincidem). O desempenho geral piora quando $B_{\text{max}} = 10^{-8}\text{J}$, contudo baterias práticas têm capacidade muito maior do que os valores aqui considerados, o que significa que modelar este tipo de sistema assumindo baterias de capacidade infinita é adequado.

A Figura 4.9(a) mostra o valor ótimo da potência destinada para a estimação da CSI, P_{CSI}^* , para $u_{\text{CSI}} = 1$ uso de canal, enquanto na Figura 4.9(b) é mostrado o valor da probabilidade de *outage* atingida para esses valores. É interessante notar como P_{CSI}^* depende do par (n, v) . Valores elevados de v requerem valores elevados de P_{CSI}^* , sendo esta tendência mais acentuada quando n é pequeno. Enquanto valores elevados de n requerem valores pequenos de P_{CSI}^* , note que esta tendência é mais acentuada quando v é pequeno. Como foi mostrado na Seção 4.2.2 o desempenho ótimo do sistema ideal acontece para valores relativamente pequenos e grandes de v e n respectivamente, por isso a partir de

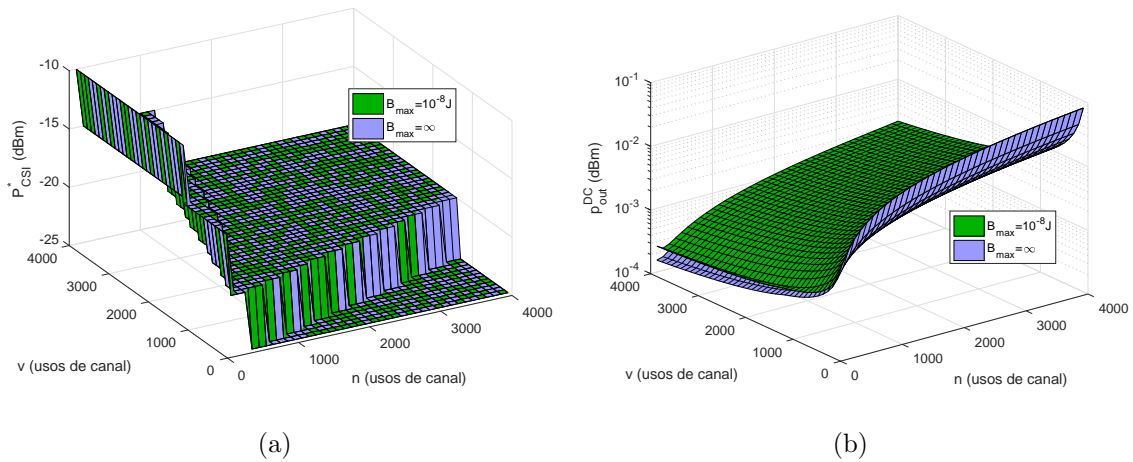


Figura 4.9: a) P_{CSI}^* e b) $p_{\text{out}}^{\text{CD}}$, em função de n e v com $k = 256$ bits.

agora assume-se um valor de potência na estimação do canal de -15dBm que mostra os melhores resultados segundo a Figura 4.9(a). Novamente pode-se apreciar uma diferença bem pequena ao comparar o desempenho do sistema com dispositivos de bateria pequena e dispositivos com bateria infinita, reforçando a conveniência das análises considerando dispositivos de bateria infinita.

4.3.3 Impacto da comunicação cooperativa

Nesta subseção são analisados cenários onde os dispositivos assumem-se equipados de baterias com capacidade infinita. A Figura 4.10(a) mostra o atraso mínimo requerido na entrega de pacotes de $k = 256$ bits para atender requerimentos de confiabilidade de $\epsilon_0 \in \{10^{-2}, 10^{-3}, 10^{-4}\}$. Note que uma confiabilidade de 99.9% ($\epsilon_0 = 10^{-3}$) só pode ser atingida com um esquema de comunicação direta quando $n \leq 1200$ usos de canal, enquanto um esquema cooperativo permite obter essa mesma confiabilidade para valores ainda maiores de n . Adicionalmente, uma confiabilidade maior, 99.99% ($\epsilon_0 = 10^{-4}$), não é possível de ser atendida sem a assistência do *relay*, e aí pode-se notar a conveniência do esquema SC com $n_1 < n_2$ que nesse caso restringe o número de usos de canal para WIT a $n \leq 600$ usos de canal⁹. Evidentemente enquanto menor o valor de n_1 mais tempo fica

⁹Note também que $n \geq 500$ usos de canal pois $n_1 = 0.2n = 100$ usos de canal que é o limite inferior para o qual a expressão (2.1) é válida.

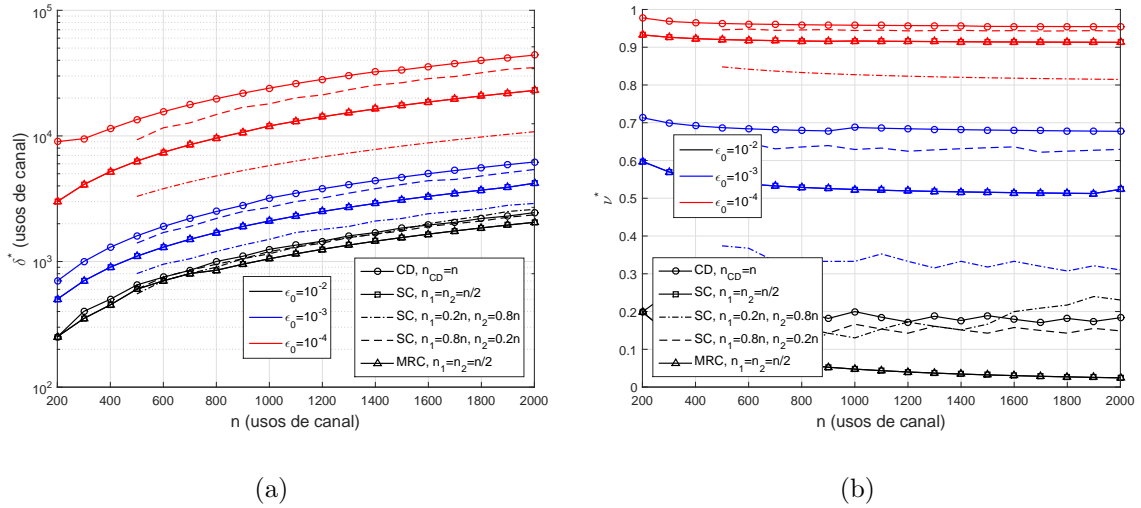


Figura 4.10: Desempenho do sistema em termos de a) δ^* , b) ν^* , em função de n com $P_{\text{CSI}} = -15\text{dBm}$, $u_{\text{CSI}} = 1$ uso de canal e $k = 256$ bits.

inativo o nó sensor S é o consumo de energia dos seus circuitos é menor. O valor ótimo de n fica abaixo de $n = 200$ usos de canal e não aparece no gráfico diferentemente do caso do cenário ideal discutido na Subseção 4.2.2. Os esquemas SC e MRC com $n_1 = n_2$ apresentam um desempenho muito parecido, enquanto SC com $n_1 > n_2$ obriga a um maior consumo de energia nos circuitos de S restando poucos recursos para transmissão, mesmo assim o desempenho ainda supera o esquema de transmissão direta. Com aumento de P_c o desempenho dos esquemas SC com $n_1 > n_2$, $n_1 = n_2$ e $n_1 < n_2$ difere ainda mais. Com o aumento de n a fração do tempo requerida para WPT diminui como é mostrado na Figura 4.10(b), embora um decréscimo muito leve¹⁰ devido ao valor considerável de P_c . Note que para atingir uma alta confiabilidade necessita-se de um gasto maior de energia e então o valor de ν se aproxima da unidade. Ademais, pode-se notar que a diferença quanto ao uso dos esquemas de combinação de sinais SC e MRC no destino torna-se mais significativa na medida em que os requerimentos de confiabilidade são mais estridentes.

A Figura 4.11 mostra o impacto do tamanho da mensagem no desempenho do sistema. Fixamos $n = 500$ usos de canal, que é o mínimo valor de n para o qual as expressões usadas são válidas para todos esquemas SC e MRC analisados¹¹. O atraso mínimo requerido

¹⁰Note que no caso ideal discutido na Subseção 4.2.2 esse decréscimo é muito mais acentuado.

¹¹Note que foi selecionado o mínimo valor de n possível baseado nos resultados da Figura 4.10 que demonstram a conveniência de poucos usos de canal para WIT.

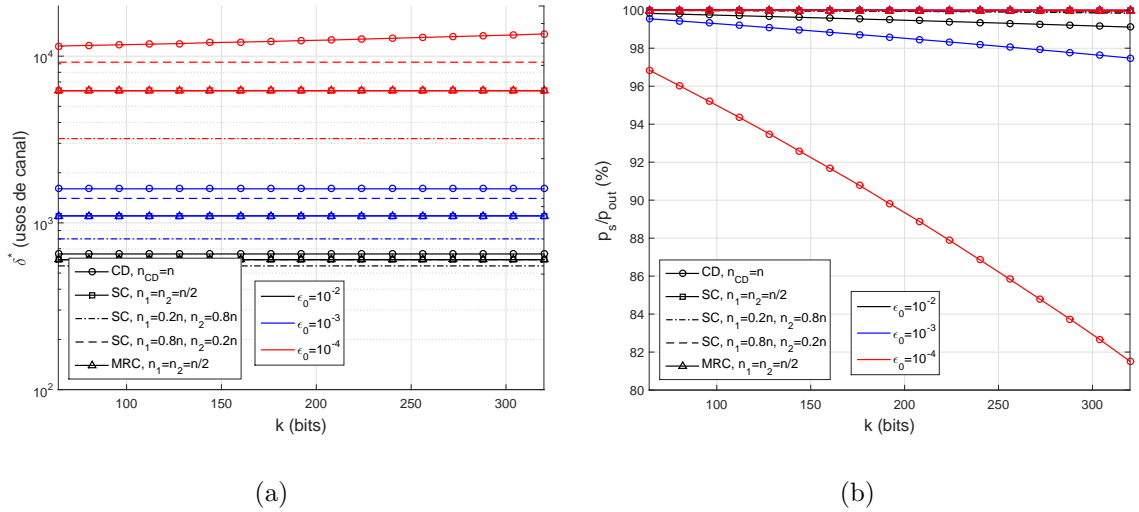


Figura 4.11: Impacto do tamanho da mensagem com $\epsilon_0 \in \{10^{-2}, 10^{-3}, 10^{-4}\}$, $P_{\text{CSI}} = -15\text{dBm}$, $n = 500$ e $u_{\text{CSI}} = 1$ usos de canal. a) Atraso mínimo requerido, b) Fração das falhas devida à insuficiência da energia no nó S .

para atingir uma confiabilidade ϵ_0 aparece na Figura 4.11(a), enquanto na Figura 4.11(b) mostra-se a porcentagem das falhas que são devidas à insuficiência de energia na fonte. Note que o atraso é consideravelmente maior no caso da comunicação direta, enquanto os esquemas cooperativos atingem os melhores resultados, particularmente no caso do esquema SC com $n_1 < n_2$. O desempenho do sistema não piora de forma significativa com o aumento de k devido a que o erro na comunicação é bem menor do que as falhas provocadas pela insuficiência da energia como mostrado na Figura 4.11(b). Somente existem diferenças apreciáveis no caso da comunicação direta com fortes requerimentos de confiabilidade onde as falhas na comunicação ($1 - \frac{p_s}{p_{\text{out}}}$) podem ser responsáveis por quase 20% dos eventos de *outage* para $k \sim 300$ bits.

A probabilidade de *outage* mínima atingível é mostrada na Figura 4.12 em função do atraso na entrega da mensagem de 256 bits com $n = 500$ usos de canal. Um atraso de 10ms (5000 usos de canal) usando comunicação direta ou esquemas cooperativos com $n_1 \geq n_2$ não é suficiente para atingir uma confiabilidade de 99,99%. Nesses cenários o atraso do sistema teria que ser bem maior para atender esse requerimento, principalmente no caso de comunicação direta. Enquanto que com SC e usando $n_1 = 100$, $n_2 = 400$ usos de canal, esse requerimento pode ser atendido com um atraso aproximado de 6,6ms (~ 3300 usos

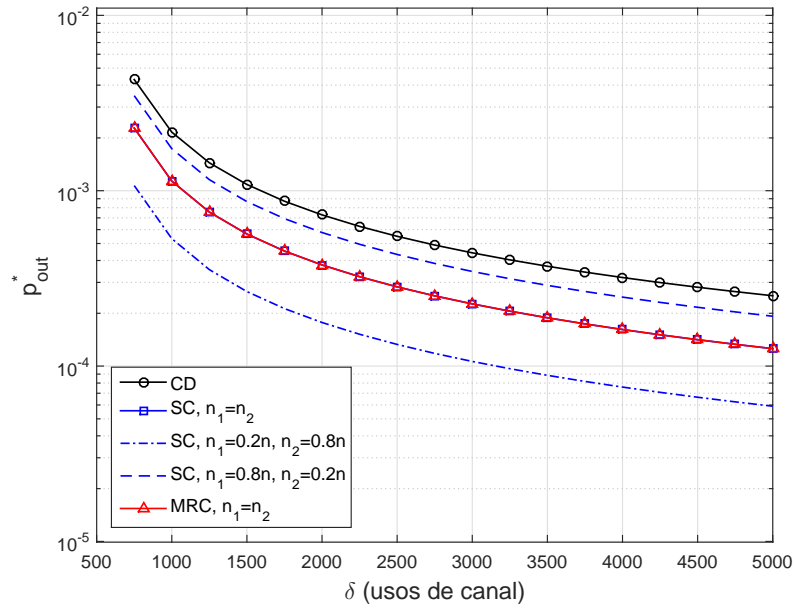


Figura 4.12: Probabilidade de *outage* mínima atingível, p_{out}^* , em função do atraso com $k = 256$ bits, $P_{\text{CSI}} = -15\text{dBm}$, $u_{\text{CSI}} = 1$ e $n = 500$ usos de canal.

de canal). A conveniência de escolher $n_1 < n_2$ já foi previamente discutida na análise da Figura 4.10.

4.4 Considerações Finais

Neste capítulo foi avaliado o desempenho em termos de probabilidade de *outage* e atraso do cenário discutido no capítulo anterior. Primeiramente, avaliou-se um sistema ideal e confirmou-se a exatidão das aproximações em forma fechada dadas nos Teoremas 1 e 2. A seguir, analisamos um sistema não ideal considerando falhas devido à insuficiência de energia, além do efeito da estimação imperfeita do canal e da capacidade da bateria. Em todos os casos mostramos o desempenho dos esquemas considerando comunicação direta e comunicação cooperativa fazendo uso de diferentes técnicas de combinação de sinais no destino.

Observamos através dos resultados numéricos a existência de uma potência (ou energia) ótima para estimar o canal dependente dos parâmetros do sistema, tais como n , v , P_d e k . Na medida em que uma maior quantidade de energia é captada, a potência reque-

rida para estimar os canais precisa também aumentar, este aumento é ainda maior para pequenos valores de n . Além disto, mostramos que transmitindo pacotes com menos bits de informação melhora-se o erro na comunicação, e que características de consumo dos circuitos influenciam o desempenho em termos de probabilidade de *outage*. Para cenários com alto consumo de potência dos circuitos os erros na comunicação podem ser insignificantes em comparação com as falhas devido à insuficiência de energia, ademais transmitir pacotes pequenos de informação não ajudaria muito no desempenho do sistema. Por outro lado, a falha do sistema, principalmente devido à insuficiência de energia, é a condição mais crítica nesses cenários, tornando-se crucial no projeto deste tipo de sistema. Adicionalmente, e de acordo com os resultados numéricos, o desempenho ótimo acontece para valores pequenos de n ($n < 400$ usos de canal), por outro lado o valor requerido de v é maior (por exemplo, chegando até 4000 usos de canal como ilustrado na Figura 4.10b com $\nu^* \approx 0.95$ para $\epsilon_0 = 10^{-4}$).

Também foi verificado que não existe uma diferença apreciável de desempenho com relação ao uso das técnicas SC e MRC de combinação de sinais no destino no caso da comunicação cooperativa com $n_1 = n_2 = n/2$. Contudo, o método SC com $n_1 < n_2$ tem desempenho superior ao MRC, pois o nó sensor fonte fica mais tempo inativo diminuindo assim o consumo de energia de seus circuitos. Por outro lado, se $n_1 > n_2$ o desempenho pode piorar de forma significativa. Em geral, uma maior flexibilidade quanto aos requerimentos de atraso permite atingir requerimentos mais fortes de confiabilidade e vice-versa. Mostrou-se também a validade de considerar capacidade infinita da bateria dos dispositivos, por outro lado o consumo de potência dos circuitos e a imperfeição na estimação do canal são cruciais e devem ser considerados com objetivo de uma análise mais fidedigna destes sistemas de comunicação sem fio. Estes resultados ressaltam a necessidade de um projeto cuidadoso dos sistemas com restrições de confiabilidade e atraso, e a conveniência da cooperação para atingir esses requerimentos.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES E SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

O objetivo principal desta dissertação é avaliar o desempenho de um sistema de comunicação ponto a ponto com transferência sem fio de potência e transmissão de pacotes de pequeno comprimento. Baseado nisto, no Capítulo 2 foram apresentadas as técnicas principais de transferência de energia de forma sem fio, além das características dos sistemas URC-S e da introdução à técnica de comunicação cooperativa. O cenário em questão foi apresentado e caracterizado analiticamente no Capítulo 3 tendo em conta a imperfeição na estimação dos canais, o consumo de potência dos circuitos e a capacidade da bateria dos dispositivos. Foram derivadas aproximações em forma fechada da probabilidade de *outage* para o modo ideal de comunicação direta, isto é, o sistema com conhecimento perfeito da CSI no nó receptor, e os nós transmissores usando toda a energia captada para transmissão. Além disto, considerou-se as técnicas SC e MRC no nó destino quando o esquema cooperativo era utilizado.

Os resultados mostram a existência de uma potência (ou energia) ótima para estimar o canal, que é maior na medida em que uma maior quantidade de energia seja captada. O desempenho ótimo acontece quando poucos usos de canal são necessários para transferência de informação, enquanto um maior número é requerido na fase de transferência de energia. Foi verificado que não existe uma diferença apreciável de desempenho com relação ao uso das técnicas SC e MRC no destino no caso da comunicação cooperativa usando blocos de comprimento igual nas fases de difusão e cooperação. Todavia, o desempenho com SC pode ser melhorado em um cenário prático no qual o nó fonte codifica a mensagem em um bloco curto, ficando mais tempo inativo e conseqüentemente o consumo de energia seria menor.

Em geral, uma maior flexibilidade quanto aos requerimentos de atraso permite atingir

requerimentos mais fortes de confiabilidade e vice-versa. Tudo isso evidencia a necessidade de um projeto cuidadoso dos sistemas com restrições de confiabilidade e atraso, e demonstra a conveniência da cooperação para atingir esses requerimentos. Além disso, mostrou-se a validade de considerar bateria infinita dos dispositivos, porém é imprescindível que o consumo de potência dos circuitos e a imperfeição na estimação do canal sejam considerados nas análises.

Como sugestão de trabalhos futuros, seria interessante analisar o impacto da existência de certa linha de visada no desempenho do sistema considerando canais Nakagami-m, além da disponibilidade de múltiplos *relays* dispostos a assistir o enlace $S \rightarrow D$. Uma outra sugestão seria propor um esquema de controle de potência e avaliar o impacto da capacidade finita dos dispositivos nesse tipo de cenários. Também, sugere-se estender os resultados obtidos para o caso onde o *relay* usa o protocolo cooperativo AF.

CAPÍTULO 6

APÊNDICES

6.1 Apêndice A - Demonstração de (3.17)

Seja $x = g_{ds}$ e $y = g_{sd}$, e como o sistema é considerado ideal temos que $p_0 = 0 \rightarrow p_{\text{out}}^{\text{CD}} = \mathbb{E}[\epsilon_{\text{CD}}(\gamma_{\text{CD}}, k, n_{\text{CD}})]$, assim usando (3.9) temos $\gamma_{\text{CD}} = \alpha y \min(x, \lambda)$. Então a aproximação linear de $Q(p(\alpha y \min(x, \lambda)))$ de acordo com (2.6) é dada por

$$\Omega(\alpha y \min(x, \lambda)) = \begin{cases} 1, & y \leq \frac{\varrho}{x\alpha}, x < \lambda \\ 1, & y \leq \frac{\varrho}{\lambda\alpha}, x \geq \lambda \\ \frac{1}{2} - \frac{\varphi}{\sqrt{2\pi}}(\alpha xy - \theta), & \frac{\varrho}{x\alpha} < y < \frac{\vartheta}{x\alpha}, x < \lambda \\ \frac{1}{2} - \frac{\varphi}{\sqrt{2\pi}}(\alpha \lambda y - \theta), & \frac{\varrho}{\lambda\alpha} < y < \frac{\vartheta}{\lambda\alpha}, x \geq \lambda \\ 0, & \text{fora} \end{cases}, \quad (6.1)$$

onde $\theta = 2^{k/n_{\text{CD}}} - 1$, $\varphi = \sqrt{\frac{n_{\text{CD}}}{2\pi}}(2^{2k/n_{\text{CD}}} - 1)^{-\frac{1}{2}}$, $\varrho = \theta - \frac{1}{\varphi}\sqrt{\frac{\pi}{2}}$ e $\vartheta = \theta + \frac{1}{\varphi}\sqrt{\frac{\pi}{2}}$. Substituindo (6.1) em (3.15) com $Q(p(\alpha y \min(x, \lambda))) \approx \Omega(\alpha y \min(x, \lambda))$ temos

$$\begin{aligned} p_{\text{out}}^{\text{CD}} &\approx \int_0^\lambda \int_0^{\frac{\varrho}{x\alpha}} e^{-x-y} dy dx + \int_\lambda^\infty \int_0^{\frac{\varrho}{\lambda\alpha}} e^{-x-y} dy dx + \int_0^\lambda \int_{\frac{\varrho}{x\alpha}}^{\frac{\vartheta}{x\alpha}} \left(\frac{1}{2} - \frac{\varphi}{\sqrt{2\pi}}(\alpha xy - \theta) \right) e^{-x-y} dy dx + \\ &\quad + \int_\lambda^\infty \int_{\frac{\varrho}{\lambda\alpha}}^{\frac{\vartheta}{\lambda\alpha}} \left(\frac{1}{2} - \frac{\varphi}{\sqrt{2\pi}}(\alpha \lambda y - \theta) \right) e^{-y-x} dy dx \\ &\approx I_1 + I_2 + I_3 + I_4, \end{aligned} \quad (6.2)$$

onde I_j é a j -ésima integral nessa expressão com $j = 1, 2, 3, 4$, as quais precisam ser resolvidas para obtenção de uma solução fechada para (6.2). Assim vamos recorrer primeiramente às seguintes relações

$$\begin{aligned}
\int_0^c e^{-x-\frac{d}{x}} dx &\stackrel{(a)}{=} \int_0^c \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i x^i}{i!} e^{-\frac{d}{x}} dx = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i}{i!} \int_0^c x^i e^{-\frac{d}{x}} dx \\
&\stackrel{(b)}{=} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i x^{i+1} \text{Ei}(i+2, \frac{d}{x})}{i!} \Big|_0^c \\
&= \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i c^{i+1} \text{Ei}(i+2, \frac{d}{c})}{i!} - \lim_{x \rightarrow 0} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i x^{i+1} \text{Ei}(i+2, \frac{d}{x})}{i!} \\
&= \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i c^{i+1} \text{Ei}(i+2, \frac{d}{c})}{i!}, \tag{6.3}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\int_0^c x e^{-x-\frac{d}{x}} dx &\stackrel{(a)}{=} \int_0^c \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i x^{i+1}}{i!} e^{-\frac{d}{x}} dx = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i}{i!} \int_0^c x^{i+1} e^{-\frac{d}{x}} dx \\
&\stackrel{(b)}{=} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i x^{i+2} \text{Ei}(i+3, \frac{d}{x})}{i!} \Big|_0^c \\
&= \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i c^{i+2} \text{Ei}(i+3, \frac{d}{c})}{i!} - \lim_{x \rightarrow 0} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i x^{i+2} \text{Ei}(i+3, \frac{d}{x})}{i!} \\
&= \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i c^{i+2} \text{Ei}(i+3, \frac{d}{c})}{i!}, \tag{6.4}
\end{aligned}$$

onde a igualdade em (a) vem da expansão em series de Taylor de e^{-x} e a igualdade em (b) vem da definição da integral exponencial $\text{Ei}(i, j) = \int_1^{\infty} \frac{e^{-jt}}{t^i} dt$ (JEFFREY; ZWILLINGER, 2007). As expressões (6.3) e (6.4) são usadas para resolver I_1 e I_3 . A seguir resolve-se cada integral, I_j , logo

$$\begin{aligned}
I_1 &= \int_0^{\lambda} \int_0^{\frac{\rho}{x\alpha}} e^{-x-y} dy dx = \int_0^{\lambda} (e^{-x} - e^{-x-\frac{\rho}{x\alpha}}) dx = 1 - e^{-\lambda} - \int_0^{\lambda} e^{-x-\frac{\rho}{x\alpha}} dx \\
&= 1 - e^{-\lambda} - \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i \lambda^{i+1} \text{Ei}(i+2, \frac{\rho}{\lambda\alpha})}{i!}, \tag{6.5}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
I_2 &= \int_{\lambda}^{\infty} \int_0^{\frac{\rho}{\lambda\alpha}} e^{-x-y} dy dx = \int_{\lambda}^{\infty} (1 - e^{-\frac{\rho}{\lambda\alpha}}) e^{-x} dx = (1 - e^{-\frac{\rho}{\lambda\alpha}}) e^{-\lambda} \\
&= e^{-\lambda} - e^{-\lambda-\frac{\rho}{\lambda\alpha}}, \tag{6.6}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
I_3 &= \int_0^\lambda \int_{\frac{\varrho}{x\alpha}}^{\frac{\vartheta}{x\alpha}} \left(\frac{1}{2} - \frac{\varphi}{\sqrt{2\pi}} (\alpha xy - \theta) \right) e^{-x-y} dy dx \\
&= \left(\frac{1}{2} + \frac{\varphi\theta}{\sqrt{2\pi}} \right) \int_0^\lambda \int_{\frac{\varrho}{x\alpha}}^{\frac{\vartheta}{x\alpha}} e^{-x-y} dy dx - \frac{\varphi\alpha}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\lambda \int_{\frac{\varrho}{x\alpha}}^{\frac{\vartheta}{x\alpha}} xy e^{-x-y} dy dx \\
&= \left(\frac{1}{2} + \frac{\varphi\theta}{\sqrt{2\pi}} \right) \int_0^\lambda (e^{-x-\frac{\varrho}{\alpha x}} - e^{-x-\frac{\vartheta}{\alpha x}}) dx - \frac{\varphi\alpha}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\lambda x e^{-x-\frac{\varrho}{\alpha x}} dx \\
&\quad - \frac{\varphi\varrho}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\lambda e^{-x-\frac{\varrho}{\alpha x}} dx + \frac{\varphi\alpha}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\lambda x e^{-x-\frac{\vartheta}{\alpha x}} dx + \frac{\varphi\vartheta}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\lambda e^{-x-\frac{\vartheta}{\alpha x}} dx \\
&= \left(\frac{1}{2} + \frac{\varphi(\theta - \varrho)}{\sqrt{2\pi}} \right) \int_0^\lambda e^{-x-\frac{\varrho}{\alpha x}} dx - \left(\frac{1}{2} + \frac{\varphi(\theta - \vartheta)}{\sqrt{2\pi}} \right) \int_0^\lambda e^{-x-\frac{\vartheta}{\alpha x}} dx \\
&\quad - \frac{\varphi\alpha}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\lambda x e^{-x-\frac{\varrho}{\alpha x}} dx + \frac{\varphi\alpha}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\lambda x e^{-x-\frac{\vartheta}{\alpha x}} dx \\
&= \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i \lambda^{i+1}}{i!} \left[\left(\frac{1}{2} + \frac{\varphi(\theta - \varrho)}{\sqrt{2\pi}} \right) \text{Ei}\left(i+2, \frac{\varrho}{\lambda\alpha}\right) - \left(\frac{1}{2} + \frac{\varphi(\theta - \vartheta)}{\sqrt{2\pi}} \right) \text{Ei}\left(i+2, \frac{\vartheta}{\lambda\alpha}\right) \right. \\
&\quad \left. + \frac{\varphi\alpha\lambda}{\sqrt{2\pi}} \left(\text{Ei}\left(i+3, \frac{\vartheta}{\lambda\alpha}\right) - \text{Ei}\left(i+3, \frac{\varrho}{\lambda\alpha}\right) \right) \right], \quad (6.7)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
I_4 &= \int_\lambda^\infty \int_{\frac{\varrho}{\lambda\alpha}}^{\frac{\vartheta}{\lambda\alpha}} \left(\frac{1}{2} - \frac{\varphi}{\sqrt{2\pi}} (\alpha\lambda y - \theta) \right) e^{-x-y} dy dx \\
&= \left(\frac{1}{2} + \frac{\varphi\theta}{\sqrt{2\pi}} \right) \int_\lambda^\infty \int_{\frac{\varrho}{\lambda\alpha}}^{\frac{\vartheta}{\lambda\alpha}} e^{-x-y} dy dx - \frac{\varphi\alpha\lambda}{\sqrt{2\pi}} \int_\lambda^\infty \int_{\frac{\varrho}{\lambda\alpha}}^{\frac{\vartheta}{\lambda\alpha}} y e^{-x-y} dy dx \\
&= \left(\frac{1}{2} + \frac{\varphi\theta}{\sqrt{2\pi}} \right) (e^{-\frac{\varrho}{\lambda\alpha}} - e^{-\frac{\vartheta}{\lambda\alpha}}) e^{-\lambda} + \frac{\varphi\alpha\lambda}{\sqrt{2\pi}} \left(\left(\frac{\vartheta}{\lambda\alpha} + 1 \right) e^{-\frac{\vartheta}{\lambda\alpha}} - \left(\frac{\varrho}{\lambda\alpha} + 1 \right) e^{-\frac{\varrho}{\lambda\alpha}} \right) e^{-\lambda} \\
&= \left(\frac{1}{2} + \frac{\varphi}{\sqrt{2\pi}} (\theta - \varrho - \lambda\alpha) \right) e^{-\lambda-\frac{\varrho}{\lambda\alpha}} - \left(\frac{1}{2} + \frac{\varphi}{\sqrt{2\pi}} (\theta - \vartheta - \lambda\alpha) \right) e^{-\lambda-\frac{\vartheta}{\lambda\alpha}}. \quad (6.8)
\end{aligned}$$

Substituindo (6.5), (6.6), (6.7) e (6.8) em (6.2) e fazendo a somatória de um número finito de termos i_M obtém-se a expressão (3.17). \square

6.2 Apêndice B - Demonstração de (3.18)

Segundo (3.16) com $\beta = 0$ faz-se a substituição $z = g_{ds}g_{sd}$, onde z é uma amostra da variável aleatória Z cuja PDF é obtida a seguir

$$\begin{aligned}
 f_Z(z) &= \frac{\partial F_Z(z)}{\partial z} = \frac{\partial}{\partial z} \int_0^\infty F_G(z/g_{sd}) f_G(g_{sd}) dg_{sd}, \\
 &= \frac{\partial}{\partial z} \int_0^\infty (1 - e^{-z/g_{sd}}) e^{-g_{sd}} dg_{sd} \\
 &= \int_0^\infty \frac{1}{z} e^{-g_{sd} - z/g_{sd}} dg_{sd} \\
 &= 2 K_0(2\sqrt{z}), \quad z > 0,
 \end{aligned} \tag{6.9}$$

onde a última igualdade vem da definição da função de Bessel modificada de segundo tipo e ordem zero (JEFFREY; ZWILLINGER, 2007, Eq.(8.432(6))). Usando a definição de z e substituindo (6.9) em (3.16) com $\beta = 0$ e $p_{\text{out}}^{\text{CD}} = \mathbb{E}[\epsilon_{\text{CD}}(\gamma_{\text{CD}}, k, n_{\text{CD}})]$ temos

$$\begin{aligned}
 p_{\text{out}}^{\text{CD}} &\approx \int_0^\infty Q\left(\frac{C(\alpha z) - k/n_{\text{CD}}}{V(\alpha z)/n_{\text{CD}}}\right) f_Z(z) dz \\
 &= 2 \int_0^\infty Q\left(\frac{C(\alpha z) - k/n_{\text{CD}}}{V(\alpha z)/n_{\text{CD}}}\right) K_0(2\sqrt{z}) dz.
 \end{aligned} \tag{6.10}$$

A aproximação linear de $Q(p(\alpha z))$ de acordo com (2.6) é dada por

$$\Omega(\alpha z) = \begin{cases} 1, & z \leq \frac{\varrho}{\alpha} \\ \frac{1}{2} - \frac{\varphi}{\sqrt{2\pi}}(\alpha z - \theta), & \frac{\varrho}{\alpha} < z < \frac{\vartheta}{\alpha} \\ 0, & z \geq \frac{\vartheta}{\alpha} \end{cases}, \tag{6.11}$$

onde $\theta = 2^{k/n_{\text{CD}}} - 1$, $\varphi = \sqrt{\frac{n_{\text{CD}}}{2\pi}}(2^{2k/n_{\text{CD}}} - 1)^{-\frac{1}{2}}$, $\varrho = \theta - \frac{1}{\varphi}\sqrt{\frac{\pi}{2}}$ e $\vartheta = \theta + \frac{1}{\varphi}\sqrt{\frac{\pi}{2}}$. Substituindo

(6.11) em (6.10) obtemos

$$\begin{aligned}
p_{\text{out}}^{\text{CD}} &\approx 2 \int_0^\infty K_0(2\sqrt{z})\Omega(\alpha z)dz \\
&\approx 2 \int_0^{\varrho/\alpha} K_0(2\sqrt{z})dz + \left(1 + \frac{2\varphi\theta}{\sqrt{2\pi}}\right) \int_{\varrho/\alpha}^{\vartheta/\alpha} K_0(2\sqrt{z})dz - \frac{2\varphi\alpha}{\sqrt{2\pi}} \int_{\varrho/\alpha}^{\vartheta/\alpha} z K_0(2\sqrt{z})dz. \\
&\approx 2I_1(z)\Big|_{z=0}^{z=\varrho/\alpha} + \left(1 + \frac{2\varphi\theta}{\sqrt{2\pi}}\right) I_1(z)\Big|_{z=\varrho/\alpha}^{z=\vartheta/\alpha} - \frac{2\varphi\alpha}{\sqrt{2\pi}} I_2(z)\Big|_{z=\varrho/\alpha}^{z=\vartheta/\alpha},
\end{aligned} \tag{6.12}$$

onde $I_1(z) = \int K_0(2\sqrt{z})dz$ e $I_2(z) = \int z K_0(2\sqrt{z})dz$, são obtidas a seguir.

$$I_1(z) = \int K_0(2\sqrt{z})dz \stackrel{(a)}{=} \frac{1}{2} \int q K_0(q)dq \stackrel{(b)}{=} -\frac{1}{2}q K_1(q) + \varsigma \stackrel{(a)}{=} -\sqrt{z} K_1(2\sqrt{z}) + \varsigma, \tag{6.13}$$

onde as igualdades do tipo (a) são derivadas da transformação $q = 2\sqrt{z}$, a igualdade em (b) está baseada na propriedade $\int q^{t+1} K_t(q)dq = -q^{t+1} K_{t+1}(q)$ (KREH, 2012), e ς é uma constante.

$$\begin{aligned}
I_2(z) &= \int z K_0(2\sqrt{z})dz \stackrel{(a)}{=} \int \frac{q^3}{8} K_0(q)dq \stackrel{(b)}{=} \int \left(\frac{q^3}{8} K_2(q) - \frac{q^2}{4} K_1(q)\right) dq \\
&\stackrel{(c)}{=} -\frac{q^3}{8} K_3(q) + \frac{1}{4}q^2 K_2(q) + \varsigma \\
&\stackrel{(b)}{=} -\frac{q^3}{8} \left(\frac{8}{q^2} K_1(q) + \frac{4}{q} K_0(q) + K_1(q)\right) + \frac{q^2}{4} \left(\frac{2}{q} K_1(q) + K_0(q)\right) + \varsigma \\
&\stackrel{(d)}{=} -\frac{q}{2} \left(\frac{q^2}{4} + 1\right) K_1(q) - \frac{q^2}{4} K_0(q) + \varsigma, \\
&\stackrel{(a)}{=} \sqrt{z}(z+1) K_1(2\sqrt{z}) - z K_0(2\sqrt{z}) + \varsigma,
\end{aligned} \tag{6.14}$$

onde as igualdades do tipo (a) são derivadas da transformação $q = 2\sqrt{z}$, nas igualdades (b) usa-se $K_{t+1}(q) - K_{t-1}(q) = \frac{2t}{q} K_t(q)$ (KREH, 2012), depois (c) vem de $\int q^{t+1} K_t(q)dq = -q^{t+1} K_{t+1}(q)$ (KREH, 2012), e mediante transformações algebraicas chega-se (d) a partir de (b).

Substituindo (6.13) e (6.14) em (6.12) temos

$$\begin{aligned}
p_{\text{out}}^{\text{CD}} &\approx -2\sqrt{z} K_1(2\sqrt{z}) \Big|_0^{\frac{\varrho}{\alpha}} - \left(1 + \frac{2\varphi\theta}{\sqrt{2\pi}}\right) \sqrt{z} K_1(2\sqrt{z}) \Big|_{\frac{\vartheta}{\alpha}}^{\frac{\varrho}{\alpha}} \\
&\quad + \frac{2\varphi\alpha}{\sqrt{2\pi}} [\sqrt{z}(z+1) K_1(2\sqrt{z}) + z K_0(2\sqrt{z})] \Big|_{\frac{\vartheta}{\alpha}}^{\frac{\varrho}{\alpha}} \\
&\stackrel{(a)}{\approx} 1 - 2\sqrt{\frac{\varrho}{\alpha}} K_1\left(2\sqrt{\frac{\varrho}{\alpha}}\right) - \left(1 + \frac{2\varphi\theta}{\sqrt{2\pi}}\right) \sqrt{\frac{\vartheta}{\alpha}} K_1\left(2\sqrt{\frac{\vartheta}{\alpha}}\right) + \left(1 + \frac{2\varphi\theta}{\sqrt{2\pi}}\right) \sqrt{\frac{\varrho}{\alpha}} K_1\left(2\sqrt{\frac{\varrho}{\alpha}}\right) \\
&\quad + \frac{2\varphi\alpha}{\sqrt{2\pi}} \left[\frac{\vartheta}{\alpha} K_0\left(2\sqrt{\frac{\vartheta}{\alpha}}\right) + \sqrt{\frac{\vartheta}{\alpha}} \left(\frac{\vartheta}{\alpha} + 1\right) K_1\left(2\sqrt{\frac{\vartheta}{\alpha}}\right) - \frac{\varrho}{\alpha} K_0\left(2\sqrt{\frac{\varrho}{\alpha}}\right) - \sqrt{\frac{\varrho}{\alpha}} \left(\frac{\varrho}{\alpha} + 1\right) K_1\left(2\sqrt{\frac{\varrho}{\alpha}}\right) \right], \quad (6.15)
\end{aligned}$$

onde (a) é equivalente a (3.18), dado que o primeiro termo vem da propriedade do limite:

$$2 \lim_{z \rightarrow 0} \sqrt{z} K_1(2\sqrt{z}) = 2 \frac{1}{2} = 1 \quad (\text{o qual vem da sua expansão em series em } z = 0). \quad \square$$

BIBLIOGRAFIA

AKYILDIZ, I. et al. Wireless sensor networks: a survey. **Computer Networks**, v. 38, n. 4, p. 393 – 422, 2002. ISSN 1389-1286. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1389128601003024>>.

BERTSEKAS, D. P.; GALLAGER, R. G.; HUMBLET, P. **Data networks**. Prentice-Hall International New Jersey, 1992.

BI, S.; HO, C. K.; ZHANG, R. Wireless powered communication: opportunities and challenges. **IEEE Communications Magazine**, v. 53, n. 4, p. 117–125, April 2015. ISSN 0163-6804.

BOCCARDI, F. et al. Five disruptive technology directions for 5G. **IEEE Communications Magazine**, v. 52, n. 2, p. 74–80, February 2014. ISSN 0163-6804.

DURISI, G.; KOCH, T.; POPOVSKI, P. Toward massive, ultrareliable, and low-latency wireless communication with short packets. **Proceedings of the IEEE**, v. 104, n. 9, p. 1711–1726, Sept 2016. ISSN 0018-9219.

FONG, S. L.; TAN, V. Y.; YANG, J. Non-asymptotic achievable rates for energy-harvesting channels using save-and-transmit. **arXiv preprint arXiv:1507.02444**, 2015.

GOLDSMITH, A. **Wireless communications**. Cambridge university press, 2005.

GOMEZ-CUBA, F.; ASOREY-CACHEDA, R.; GONZALEZ-CASTANO, F. J. A survey on cooperative diversity for wireless networks. **IEEE Communications Surveys Tutorials**, v. 14, n. 3, p. 822–835, Third 2012. ISSN 1553-877X.

GROVER, P.; SAHAI, A. Shannon meets tesla: Wireless information and power transfer. In: IEEE. **Information Theory Proceedings (ISIT), 2010 IEEE International Symposium on**. 2010. p. 2363–2367.

GUO, A.; YIN, H.; WANG, W. Performance analysis of energy harvesting wireless communication system with finite blocklength. **IEEE Communications Letters**, v. 20, n. 2, p. 324–327, 2016.

GURSOY, M. C. On the capacity and energy efficiency of training-based transmissions over fading channels. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 55, n. 10, p. 4543–4567, Oct 2009. ISSN 0018-9448.

HAGHIFAM, M. et al. Wireless-powered relaying with finite block-length codes. **arXiv preprint arXiv:1611.05995**, 2016.

HAGHIGHI, S. J. et al. On energy efficiency of pilot assisted modulation schemes. In: **2010 IEEE Sarnoff Symposium**. 2010. p. 1–5.

HESTNES, E. **Low Power Inertial Measurement Unit for Internet of Things Applications**. Dissertação (Mestrado) — NTNU, 2016.

HO, C. K.; ZHANG, R. Optimal energy allocation for wireless communications with energy harvesting constraints. **IEEE Transactions on Signal Processing**, v. 60, n. 9, p. 4808–4818, Sept 2012. ISSN 1053-587X.

HU, Y.; GROSS, J.; SCHMEINK, A. On the performance advantage of relaying under the finite blocklength regime. **IEEE Communications Letters**, v. 19, n. 5, p. 779–782, May 2015. ISSN 1089-7798.

HU, Y.; SCHMEINK, A.; GROSS, J. Blocklength-limited performance of relaying under quasi-static rayleigh channels. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, v. 15, n. 7, p. 4548–4558, July 2016. ISSN 1536-1276.

HUANG, K.; LAU, V. K. N. Enabling wireless power transfer in cellular networks: Architecture, modeling and deployment. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, v. 13, n. 2, p. 902–912, February 2014. ISSN 1536-1276.

HUANG, K.; ZHOU, X. Cutting the last wires for mobile communications by microwave power transfer. **IEEE Communications Magazine**, v. 53, n. 6, p. 86–93, June 2015. ISSN 0163-6804.

JEFFREY, A.; ZWILLINGER, D. **Table of integrals, series, and products**. Academic Press, 2007.

KHAN, T. A.; JR, R. W. H.; POPOVSKI, P. On wirelessly powered communications with short packets. **arXiv preprint arXiv:1609.04891**, 2016.

KREH, M. Bessel functions. **Lecture Notes, Penn State-Göttingen Summer School on Number Theory**, v. 82, 2012.

LANEMAN, J. N.; TSE, D. N. C.; WORNELL, G. W. Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 50, n. 12, p. 3062–3080, Dec 2004. ISSN 0018-9448.

LIU, L.; ZHANG, R.; CHUA, K. C. Multi-antenna wireless powered communication with energy beamforming. **IEEE Transactions on Communications**, v. 62, n. 12, p. 4349–4361, Dec 2014. ISSN 0090-6778.

LÓPEZ, O. L. A. et al. Ultra reliable short message relaying with wireless power transfer. **arXiv preprint arXiv:1702.00584**, 2017.

LU, X. et al. Wireless networks with rf energy harvesting: A contemporary survey. **IEEE Communications Surveys Tutorials**, v. 17, n. 2, p. 757–789, Secondquarter 2015. ISSN 1553-877X.

MAKKI, B.; SVENSSON, T.; ZORZI, M. Finite block-length analysis of the incremental redundancy HARQ. **IEEE Wireless Communications Letters**, v. 3, n. 5, p. 529–532, Oct 2014. ISSN 2162-2337.

MAKKI, B.; SVENSSON, T.; ZORZI, M. Wireless energy and information transmission using feedback: Infinite and finite block-length analysis. **IEEE Transactions on Communications**, IEEE, v. 64, n. 12, p. 5304–5318, 2016.

MEDEPALLY, B.; MEHTA, N. B. Voluntary energy harvesting relays and selection in cooperative wireless networks. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, v. 9, n. 11, p. 3543–3553, November 2010. ISSN 1536-1276.

OSSEIRAN, A. et al. Scenarios for 5G mobile and wireless communications: the vision of the METIS project. **IEEE Communications Magazine**, v. 52, n. 5, p. 26–35, May 2014. ISSN 0163-6804.

OZEL, O. et al. Transmission with energy harvesting nodes in fading wireless channels: Optimal policies. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, v. 29, n. 8, p. 1732–1743, September 2011. ISSN 0733-8716.

POLYANSKIY, Y.; POOR, H. V.; VERDÚ, S. Channel coding rate in the finite blocklength regime. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 56, n. 5, p. 2307–2359, 2010.

POPOVSKI, P. Ultra-reliable communication in 5G wireless systems. In: **1st International Conference on Ubiquitous Connectivity (5GU)**. IEEE, 2014. p. 146–151.

SCHIESSL, S. et al. Analysis of wireless communications with finite blocklength and imperfect channel knowledge. **arXiv preprint arXiv:1608.08445**, 2016.

SHENOY, K. G.; SHARMA, V. Finite blocklength achievable rates for energy harvesting AWGN channels with infinite buffer. **arXiv preprint arXiv:1601.06410**, 2016.

TANDON, A.; MOTANI, M.; VARSHNEY, L. R. Subblock energy-constrained codes for simultaneous energy and information transfer. In: **IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT)**. 2016. p. 1969–1973.

TIMOTHEOU, S.; KRIKIDIS, I. Joint information and energy transfer in the spatial domain with channel estimation error. In: **IEEE Online Conference on Green Communications (GreenCom)**. 2013. p. 115–120.

VARSHNEY, L. R. Transporting information and energy simultaneously. In: **2008 IEEE International Symposium on Information Theory**. 2008. p. 1612–1616. ISSN 2157-8095.

VISSER, H. J.; VULLERS, R. J. M. RF energy harvesting and transport for wireless sensor network applications: Principles and requirements. **Proceedings of the IEEE**, v. 101, n. 6, p. 1410–1423, June 2013. ISSN 0018-9219.

XU, J.; ZHANG, R. Throughput optimal policies for energy harvesting wireless transmitters with non-ideal circuit power. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, v. 32, n. 2, p. 322–332, February 2014. ISSN 0733-8716.

YANG, J. Achievable rate for energy harvesting channel with finite blocklength. In: **2014 IEEE International Symposium on Information Theory**. IEEE, 2014. p. 811–815.

YANG, W. et al. Quasi-static SIMO fading channels at finite blocklength. In: **2013 IEEE International Symposium on Information Theory Proceedings (ISIT)**. 2013. p. 1531–1535.

ZHANG, J.; PAN, G. Outage analysis of wireless-powered relaying MIMO systems with non-linear energy harvesters and imperfect CSI. **IEEE Access**, v. 4, p. 7046–7053, 2016. ISSN 2169-3536.

ZHANG, R.; HO, C. K. MIMO broadcasting for simultaneous wireless information and power transfer. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, v. 12, n. 5, p. 1989–2001, May 2013. ISSN 1536-1276.