

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E
INFORMÁTICA INDUSTRIAL

FERNANDO AUGUSTO DE WITT

**DESEMPENHO DE ESQUEMAS ARQ HÍBRIDO PARA
TRANSMISSÃO DE INFORMAÇÃO NO UPLINK COM
TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA NO DOWNLINK**

DISSERTAÇÃO

CURITIBA

2014

FERNANDO AUGUSTO DE WITT

**DESEMPENHO DE ESQUEMAS ARQ HÍBRIDO PARA
TRANSMISSÃO DE INFORMAÇÃO NO UPLINK COM
TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA NO DOWNLINK**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial da Universidade Tecnológica Federal do Paraná como requisito parcial para obtenção do grau de “Mestre em Ciências” – Área de Concentração: Telecomunicações e Redes.

Orientador: Prof. Dr. Glauber Gomes de Oliveira Brante

Co-orientador: Prof. Dr. Richard Demo Souza

CURITIBA
2014

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

W827d Witt, Fernando Augusto de
2014 Desempenho de esquemas ARQ híbrido para transmissão de
informação no *uplink* com transferência de energia do
downlink / Fernando Augusto de Witt.-- 2014.
61 f.: il.; 30 cm

Texto em português, com resumo em inglês.
Dissertação (Mestrado) - Universidade Tecnológica
Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica e Informática Industrial, Curitiba, 2014.
Bibliografia: f. 60-61.

1. Transmissão de energia sem fio. 2. Sistemas de
comunicação sem fio. 3. Sistemas de transmissão de
dados. 4. HARQ (Sistema de comunicação). 5. Comutação
de pacotes (Transmissão de dados). 6. Métodos de simulação.
7. Engenharia elétrica - Dissertações. I. Brante, Glauber
Gomes de Oliveira, orient. II. Souza, Richard Demo,
coorient. III. Universidade Tecnológica Federal do Paraná -
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e
Informática Industrial. IV. Título.

CDD 22 -- 621.3

Biblioteca Central da UTFPR, Câmpus Curitiba

Título da Dissertação N°. 674

Desempenho de Esquemas de ARQ Híbrido para Transmissão de Informação no Uplink com Transferência de Energia no Downlink.

por

Fernando Augusto de Witt

Orientador: Prof. Dr. Glauber Gomes de Oliveira Brante.

Coorientador: Prof. Dr. Richard Demo Souza.

Esta dissertação foi apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de MESTRE EM CIÊNCIAS – Área de Concentração: Telecomunicações e Redes do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial – CPGEI – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, às 10h00 do dia 16 de dezembro de 2014. O trabalho foi aprovado pela Banca Examinadora, composta pelos professores doutores:

Prof. Dr. Glauber Gomes de Oliveira
Brante
(Presidente – UTFPR)

Prof. Dr. Marcelo Eduardo Pellenz
(PUCPR)

Prof. Dr. André Augusto Mariano
(UFPR)

Visto da coordenação:

Prof. Emilio Carlos Gomes Wille, Dr.
(Coordenador do CPGEI)

AGRADECIMENTOS

Eu gostaria de agradecer a todos os que colaboraram, direta ou indiretamente, para a realização deste trabalho.

Primeiramente agradeço a Deus pela vida e inteligência.

Também agradeço meus pais, Mauri e Rosemeire de Witt, minha irmã, Marcela de Witt, e todos os demais familiares que sempre me deram força e me apoiaram.

Agradeço aos meus orientadores, Glauber Brante e Richard Souza, que sempre me motivaram e indicaram o caminho a seguir, permitindo que o pensamento científico fosse construído dia após dia.

Ainda, meu agradecimento aos diversos colegas: Hirley Alves, Marcos Monteiro, Eduardo Hodgson, Marco Antônio Chiodi Júnior, Guilherme Moritz, e Ohara Rayel pelas conversas construtivas e motivacionais.

Agradeço, também, toda a família Pumatronix pela parceria e apoio.

RESUMO

WITT, F. A.. DESEMPENHO DE ESQUEMAS ARQ HÍBRIDO PARA TRANSMISSÃO DE INFORMAÇÃO NO UPLINK COM TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA NO DOWNLINK. 61 f. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2014.

Investiga-se uma forma de *energy harvesting* que consiste em recuperar a energia do sinal eletromagnético de rádio frequência (RF), processo que também é conhecido como transferência de energia sem fio. Aplica-se o protocolo *time switching* (TS) para coordenar o processo de *energy harvesting*, o qual divide o período de envio de um pacote em dois blocos, o primeiro é dedicado à transferência de energia e o segundo ao envio de informação. A fração do tempo dedicada a cada tarefa, dada pelo parâmetro TS, tem grande impacto no desempenho do sistema. Esta dissertação mostra a investigação do uso do protocolo TS em conjunto com esquemas de retransmissão (HARQ) para o envio da informação. Os resultados mostram que os esquemas HARQ melhoram o desempenho do sistema para a alta relação sinal-ruído (SNR). Essa melhoria é ainda maior quando o destino aplica combinação de Chase entre as diversas cópias do quadro recebido.

Palavras-chave: Transferência de energia sem fio, Envio de informação sem fio, HARQ

ABSTRACT

WITT, F. A.. Performance of Hybrid ARQ Schemes for Uplink Information Transmission with Wireless Power Transfer in the Downlink. 61 f. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2014.

We investigate a form of energy harvesting consisting of gathering energy from the radio frequency (RF) electromagnetic waves, also known as wireless power transfer. We employ a time switching (TS) protocol to coordinate the harvesting process, which separates a time slot into two parts, one devoted to wireless energy transfer and the other to wireless information transmission. The fraction of time devoted to each task, the TS parameter, has great impact on the overall performance. This thesis presents an investigation on the usage of the TS protocol, including the numerical optimization of the TS parameter, when hybrid automatic repeat request (HARQ) schemes are used for information transmission. Our results demonstrate that HARQ schemes can improve the system performance for high SNR. This improvement is even better if the destination applies Chase combining among the previously received copies of a frame.

Keywords: Wireless Energy Transfer, Wireless Information Transmission, HARQ

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 2.1 – Cenário com os nós fonte de informação (S) e destino (D) estão separados por uma distância d . O nó S recupera energia pelo canal sem fio h (fase WPT) antes de transmitir suas informações pelo canal sem fio g (fase WIT).	20
FIGURA 2.2 – Protocolo TS para a coordenação das fases WPT e WIT. A fase WPT ocorre na fração αT to período de transmissão total T , já a fase WIT usa o tempo restante $(1 - \alpha)T$	21
FIGURA 2.3 – Comparação entre P_{out} simulada e aproximada em função de ξ	27
FIGURA 2.4 – Comparação entre o <i>throughput</i> (τ) resultantes da probabilidade de <i>outage</i> simulada e aproximada em função de ξ . Utilizou-se $\alpha = 0,5$ e $R = 3$ bpcu.	28
FIGURA 3.1 – Comparação entre a probabilidade de <i>outage</i> simulada e aproximada em função de ξ , para diversos valores de N	35
FIGURA 3.2 – Comparação entre o <i>throughput</i> (τ) resultantes da probabilidade de <i>outage</i> simulada e aproximada em função de ξ , para diversos valores de N . Utilizou-se $\alpha = 0,5$ e $R = 3$ bpcu.	36
FIGURA 3.3 – Comparação entre a probabilidade de <i>outage</i> simulada e aproximada em função de ξ , para diversos valores de N	41
FIGURA 3.4 – Comparação entre o <i>throughput</i> (τ) resultantes da probabilidade de <i>outage</i> simulada e aproximada em função de ξ , para diversos valores de N . Utilizou-se $\alpha = 0,5$ e $R = 3$ bpcu.	42
FIGURA 4.1 – Probabilidade de <i>outage</i> em função da potência de transmissão do destino, para $\alpha = 0,5$	44
FIGURA 4.2 – <i>Throughput</i> do sistema em relação a potência de transmissão do destino, para $\alpha = 0,5$	44
FIGURA 4.3 – Energia total consumida em função de P_d , para $\alpha = 0,5$	45
FIGURA 4.4 – <i>Throughput</i> alcançado em função da energia total consumida, para $\alpha = 0,5$	46
FIGURA 4.5 – Energia total consumida para um dado <i>throughput</i> desejado.	47
FIGURA 4.6 – Probabilidade de <i>outage</i> em função do parâmetro α	47
FIGURA 4.7 – <i>Throughput</i> em função do parâmetro α	48
FIGURA 4.8 – Parâmetro α que otimiza o <i>throughput</i> para diferentes valores de potência de transmissão P_d	49
FIGURA 4.9 – <i>Throughput</i> τ maximizado pela otimização do α para diferentes valores de potência de transmissão P_d	49
FIGURA 4.10 – Energia consumida (E^{HS} para HARQ simples e E^{CC} para combinação de Chase) para diferentes valores de potência de transmissão P_d	50
FIGURA 4.11 – <i>Throughput</i> maximizado pelo ótimo α em função da energia total consumida.	50
FIGURA 4.12 – Comparação entre a energia consumida para alcançar um dado <i>throughput</i>	51
FIGURA 4.13 – Comparação entre a energia consumida para alcançar um dado	

<i>throughput</i>	52
FIGURA 4.14– <i>Throughput</i> alcançado pelo sistema em função de R , para $\alpha = 0,5$	52
FIGURA 4.15– Otimização da taxa R em função da potência de transmissão do destino.	53
FIGURA 4.16– <i>Throughput</i> alcançado em função da potência P_d , quando α e R são escolhidos para maximizar o <i>throughput</i>	53
FIGURA 4.17– Energia total consumida para atingir um dado <i>throughput</i> , quando α e R maximizam o <i>throughput</i>	54
FIGURA 4.18– <i>Throughput</i> alcançado em função da eficiência de recuperação de energia η , quando o α é ótimo.	55
FIGURA 4.19– Energia total consumida em função de <i>throughput</i> . Utiliza-se diversos valores de N e o α empregado é tal que maximiza o <i>throughput</i>	56

LISTA DE TABELAS

TABELA 3.1– Parâmetros necessários para a aproximação da soma de variáveis aleatórias Weibull.	34
TABELA 3.2– Parâmetros necessários para a aproximação da soma de variáveis aleatórias $\alpha - \mu$	40

LISTA DE SIGLAS

ARQ	requisição de repetição automática (<i>automatic repeat request</i>)
bpcu	bits por uso do canal (<i>bits per channel use</i>)
CC	combinação de Chase
CDF	função de probabilidade acumulada
CRC	código de redundância cíclica (<i>cyclic redundancy check</i>)
FEC	código corretor de erro, do inglês <i>forward error correction</i>
HARQ	ARQ híbrido (protocolo)
HS	HARQ simples
i.i.d.	independentes e igualmente distribuídas
MIMO	múltiplas entradas e múltiplas saídas (<i>multiple input multiple output</i>)
PDF	função densidade de probabilidade
PS	divisão da potência (do inglês <i>power splitting</i>)
PSR	<i>power splitting relaying</i>
RE	recuperação de energia
RF	rádio frequência
SNR	relação sinal-ruído (<i>signal-to-noise ratio</i>)
TS	chaveamento do tempo (protocolo) (do inglês <i>time switching</i>)
TSR	<i>time switching relaying</i>
VA	variável aleatória
WIT	transmissão de informação sem fio (<i>wireless information transmission</i>)
WPT	transferência de energia sem fio (do inglês <i>wireless power transmission</i>)

LISTA DE SÍMBOLOS

d	distância entre nós
h	canal entre o destino e a fonte de informação
g	canal entre a fonte de informação e o destino
α	fração de tempo dedicada à transferência de energia
T	tempo do bloco de informação
E_h	energia recuperada pelo nó fonte
P_d	potência de transmissão do destino
m	expoente de perda de percurso
η	eficiência do circuito de conversão de energia
\mathbf{y}_d	vetor de informação recebido no destino
\mathbf{x}_s	vetor de informação da fonte com energia unitária
P_s	potência de transmissão da fonte
\mathbf{n}_d	vetor de ruído Gaussiano no destino
N_0	variância do ruído Gaussiano
$\mathbb{E}\{\cdot\}$	operador valor esperado
$ \cdot $	operador valor absoluto
P_{out}	probabilidade de <i>outage</i>
$\Pr\{\phi\}$	probabilidade de ocorrência do evento ϕ
γ_0	mínima SNR necessária para a decodificação correta da informação
R	Taxa de transmissão
ξ	valor mínimo da VA do ganho do sinal para que ocorra <i>outage</i>
λ_h	parâmetro escala da VA h com distribuição Rayleigh
τ	<i>throughput</i> alcançado pelo sistema
E_d	energia consumida pelo nó destino
γ_d	SNR percebida no destino
Y	variável aleatória com distribuição $\alpha - \mu$
$p(y)$	função densidade de probabilidade da VA Y
$F_Y(y)$	função de probabilidade acumulada da VA Y
α_y	fator de forma da VA Y
\hat{y}	parâmetro escalada da VA Y
μ_y	figura de desvanecimento da VA Y
$\Gamma(\alpha, x)$	função gamma incompleta
$\Gamma(z)$	função gamma
n_i	número de variáveis aleatórias
μ_i	figura de desvanecimento
α_i	parâmetro de forma
λ_i	parâmetro escala da variável aleatória
i	Índice da variável aleatória
μ_0	parâmetro usado para sintonizar a aproximação
Ω_0	parâmetro usado para sintonizar a aproximação
λ_g	parâmetro escala do canal g

N	número máximo de retransmissões
$P_{\text{out}}^{\text{HS}}$	probabilidade de <i>outage</i> para o esquema HS
τ^{HS}	<i>throughput</i> do sistema para o esquema HS
E^{HS}	energia consumida pelo sistema para o esquema HS
$P_{\text{out}}^{\text{CC}}$	probabilidade de <i>outage</i> para o esquema CC
γ_{d_n}	SNR percebida no destino durante a retransmissão n
h_n	canal percebido na retransmissão n
X	variável aleatória para a soma de VAs h_n
μ_x	figura de desvanecimento da variável aleatória X
α_x	parâmetro de forma da VA X
Ω_x	parâmetro escala da VA X
$\mathbb{E}[X]$	primeiro momento de X
$\mathbb{E}[X^2]$	segundo momento de X
$\mathbb{E}[X^4]$	quarto momento de X
k	índice do momento de uma VA
τ^{CC}	<i>throughput</i> alcançado pelo sistema para o esquema CC
$\mathfrak{P}(n)$	probabilidade de decodificar com sucesso na n -ésima retransmissão
$P_{\text{out}}^{\text{CC}}(N)$	probabilidade de <i>outage</i> dado que as últimas decodificações falharam
Z	VA equivalente a soma de $N + 1$ VAs Y_n
Y_n	variável aleatória com distribuição $\alpha - \mu$
μ_z	figura de desvanecimento da VA Z
α_z	parâmetro de forma da VA Z
\hat{z}	parâmetro escala da VA Z
$\mathfrak{P}(n)$	probabilidade de decodificar com sucesso na n -ésima retransmissão

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	MOTIVAÇÃO	17
1.2	OBJETIVOS	18
1.3	ESTRUTURA DO DOCUMENTO	19
2	RECUPERAÇÃO DE ENERGIA	20
2.1	CANAIS RECÍPROCOS	21
2.1.1	Fase de Transferência de Energia (WPT)	22
2.1.2	Fase de Transmissão de Informação (WIT)	22
2.1.3	Análise da probabilidade de <i>outage</i>	23
2.1.4	Análise do <i>throughput</i>	24
2.1.5	Análise da energia consumida pelo sistema	24
2.2	CANAIS DISTINTOS	24
2.2.1	Fase de Transferência de Energia (WPT)	25
2.2.2	Fase de Transmissão de Informação (WIT)	25
2.2.3	Análise da probabilidade de <i>outage</i>	26
2.2.4	Análise do <i>throughput</i>	28
2.2.5	Análise da energia consumida pelo sistema	28
2.3	CONCLUSÕES	29
3	ESQUEMAS DE RETRANSMISSÃO	30
3.1	CANAIS RECÍPROCOS	31
3.1.1	HARQ Simples (HS)	31
3.1.1.1	Probabilidade de <i>outage</i>	31
3.1.1.2	<i>throughput</i>	32
3.1.1.3	Energia	32
3.1.2	Combinação de Chase (CC)	32
3.1.2.1	Probabilidade de <i>outage</i>	33
3.1.2.2	<i>throughput</i>	35
3.1.2.3	Energia	36
3.2	CANAIS DISTINTOS	37
3.2.1	HARQ Simples (HS)	37
3.2.1.1	Probabilidade de <i>outage</i>	37
3.2.1.2	<i>throughput</i>	38
3.2.1.3	Energia	38
3.2.2	Combinação de Chase (CC)	38
3.2.2.1	Probabilidade de <i>outage</i>	38
3.2.2.2	<i>throughput</i>	40
3.2.2.3	Energia	41
3.3	CONCLUSÕES	42
4	RESULTADOS NUMÉRICOS	43
4.1	COMPORTAMENTO DO SISTEMA EM FUNÇÃO DA POTÊNCIA DE TRANSMISSÃO DO DESTINO	43

4.2	COMPORTAMENTO DO SISTEMA EM RELAÇÃO AO PARÂMETRO α	46
4.3	COMPORTAMENTO DO SISTEMA PARA O α OTIMIZADO NUMERICAMENTE	48
4.4	ANÁLISE DA OTIMIZAÇÃO SIMULTÂNEA DE α E R	52
4.5	CONSIDERAÇÕES SOBRE A EFICIÊNCIA DE RECUPERAÇÃO DE ENERGIA	55
4.6	CONSIDERAÇÕES SOBRE O NÚMERO MÁXIMO DE RETRANSMISSÕES ...	56
5	COMENTÁRIOS FINAIS	58
	REFERÊNCIAS	60

1 INTRODUÇÃO

Questões como operação sustentável e ecológica têm ganhado extrema importância em aplicações como Internet das Coisas (do inglês *Internet of Things*), cidades inteligentes e redes de sensores sem fio. Técnicas para recuperar energia do ambiente (comumente conhecidas no inglês como *energy harvesting*) têm se demonstrado promissoras para tornar a operação de sistemas de comunicação sem fio mais ecológicas e prolongar o seu tempo de operação [Kim et al. 2014]. Essas técnicas de recuperação de energia (RE) permitem obter energia de fontes disponíveis no ambiente, como luz do sol, força do vento, vibrações, ondas eletromagnéticas de rádio frequência (RF), etc. [Mateu e Moll 2005, Kim et al. 2014]. Grande atenção da comunidade científica tem sido dada à RE, de forma que tem sido propostos vários sistemas, dispositivos para recuperação de energia, topologias de operação [Moritz et al. 2014, Nasir et al. 2013, Zhang e Ho 2013], circuitos [Kim et al. 2014, Zhou et al. 2012] e protocolos [Nasir et al. 2013, Zhang e Ho 2013].

Dentre os diversos fenômenos físicos que podem ser usados para a recuperação de energia, a atenção para sinais eletromagnéticos de RF tem crescido rapidamente. Isso é devido à grande quantidade de radiação emitida por aplicações como: televisão, rádio, celular, satélite e redes sem fio [Kim et al. 2014]. A ideia de transferência de energia por sinais sem fio (WPT, do inglês *wireless power transmission*) remete a Nikola Tesla e Heinrich Hertz. Essa transferência ocorre em três etapas: 1) a energia elétrica em corrente contínua é convertida para sinal de RF, 2) o sinal de RF é transmitido pelo espaço para um ponto remoto e 3) a energia é recuperada e convertida novamente para corrente contínua no ponto de recebimento [Lumpkins 2014, Brown 1984].

A implementação de WPT pode ser feita através de estratégias como: indução eletromagnética (*e.g.*, acoplamento indutivo ou acoplamento capacitivo) e radiação de ondas eletromagnéticas. Essas são, respectivamente, indicadas a aplicações de curta (cerca de menos de um metro), como identificação por RF (RFID), e aplicações de longa distância (até alguns quilômetros), como transmissão de energia entre satélites e a Terra [Zhang e Ho 2013]. Para a WPT de longa distância, os equipamentos que coletam energia utilizam antenas para capturar o

sinal irradiado remotamente e circuitos baseados em diodos/transistores retificam o sinal [Kim et al. 2014].

O uso de WPT tem sido investigado como alternativa para prolongar o tempo de operação de redes de sensores sem fio. Normalmente os nós que compõem esse tipo de rede são sensores alimentados por baterias e na medida que a energia disponível na bateria é consumida, esses nós deixam de exercer sua função. Embora substituir ou recarregar as baterias desses nós possa prolongar o tempo de operação de uma rede de sensores, isso pode ser perigoso (*e.g.*, em ambientes tóxicos) ou indesejável (*e.g.*, sensores implantados no corpo humano). Assim, o uso de WPT nesses cenários é interessante, pois permite a transferência de energia de forma não invasiva.

Ainda, sabe-se que os sinais de RF podem ser utilizado para a transmissão de informação (WIT, do inglês *wireless information transmission*). Dessa forma, a utilização de sinais de RF para a transmissão simultânea de energia e informação tem atraído bastante atenção e esforço de pesquisa [Zhang e Ho 2013].

Inicialmente, a transmissão simultânea de energia e informação foi investigada em [Varshney 2008], que considera um receptor ideal capaz de processar a informação e recuperar energia simultaneamente. Entretanto, como discutido em [Zhou et al. 2012], essa premissa pode não ser válida na prática, pois os circuitos para a recuperação de energia de sinais de RF ainda não permitem decodificar diretamente a informação, principalmente em aplicações que requerem taxas de transmissão mais elevadas. Assim, devido a essa limitação, os autores em [Zhou et al. 2012] propuseram um modelo de circuito composto por dois receptores individuais (*i.e.*, um receptor de energia e um receptor de informação).

No contexto de transferência de energia pelo canal sem fio e transmissão de informação simultânea, o trabalho [Zhang e Ho 2013] propõe dois protocolos para coordenar a operação de WPT e WIT. Esses coordenam WPT e WIT por chaveamento de tempo (TS, do inglês *time switching*), ou por divisão da potência (PS, do inglês *power splitting*). No protocolo TS, as fases WPT e WIT são multiplexadas no tempo, de forma que uma fração do período de transmissão é dedicada ao envio de energia e a fração restante ao envio de informação. No protocolo PS, a multiplexação ocorre em termos de potência, de forma que a potência do sinal é dividida entre o circuito de recuperação de energia e o circuito de decodificação de informação.

Em [Zhang e Ho 2013] é investigado um cenário composto por três nós (um transmissor e dois receptores), cada receptor é potencialmente um receptor de energia ou informação. A comunicação entre os nós utiliza MIMO, (do inglês *multiple input multiple output*). Referente a coordenação entre WPT e WIT, são abordadas questões para otimizar a

eficiência da coordenação das duas etapas.

Uma extensão para os protocolos TS e PS é apresentada em [Nasir et al. 2013] para um cenário com dois saltos. Esse considera um par de nós fonte e destino, auxiliado por um nó *relay*, de forma que para enviar informação para o nó destino, o nó fonte primeiramente envia a informação para o nó *relay* e esse, por sua vez, encaminha a informação para o destino. Entretanto, o nó *relay* possui restrições de energia e primeiramente deve recuperar energia do nó fonte. Os autores propuseram novos protocolos para multiplexar as fases WPT e WIT. Esses são o *time switching relaying* (TSR) e o *power splitting relaying* (PSR). Além disso, o *throughput* do sistema foi otimizado pela alocação apropriada da fração de tempo de recarga (em TSR) ou de potência (em PSR).

Outro exemplo é encontrado em [Moritz et al. 2014], no qual diversos nós, com restrição de energia, atuam como fonte de informação para um destino comum. Esses nós utilizam cooperação [Laneman et al. 2004] e codificação de rede, de forma a melhorar o desempenho da comunicação. Assim, visando receber a informação, o destino deve primeiramente transferir energia para os nós fonte. Posteriormente, os nós fonte enviam sua informação em *broadcast*, utilizando canais ortogonais. Finalmente, os nós fonte enviam a informação recebida do nó parceiro para o destino. Nesse cenário, a coordenação das fases WPT e WIT é feita através do protocolo TS e o período de recarga é otimizado para minimizar a probabilidade de *outage* do sistema.

1.1 MOTIVAÇÃO

MIMO e cooperação são estratégias conhecidas para aumentar o desempenho de sistemas. Outra maneira de alcançar um maior desempenho é através de mecanismos de retransmissão de pacotes [Wicker], os quais pelo conhecimento dos autores desse trabalho, ainda não foram considerados em conjunto com técnicas de recuperação de energia.

O protocolo para o gerenciamento de retransmissões é comumente conhecido por *automatic repeat request* (ARQ), o qual permite detectar a ocorrência de uma falha na recepção de um pacote através de códigos de redundância cíclica (CRC, do inglês *cyclic redundancy check*), solicitando uma retransmissão caso necessário [Costello D.J. et al. 1998]. Além disso, ao empregar códigos corretores de erro (FEC, do inglês *forward error correction*) em conjunto com um protocolo ARQ, tem-se os chamados protocolos de ARQ híbrido (em inglês *hybrid ARQ*, ou HARQ). HARQ permite que a probabilidade de ocorrência de retransmissões diminua, pois a solicitação de uma nova retransmissão somente ocorrerá quando o FEC falhar em corrigir

os erros detectados [Costello D.J. et al. 1998].

A abordagem convencional dos protocolos HARQ faz com que os pacotes de informação sejam repetidos até que esses sejam recebidos corretamente, ou seja, o receptor apenas provê um bit informando se a decodificação teve ou não sucesso; e a decodificação baseia-se apenas no último pacote transmitido. Porém, sabe-se que essa estratégia é efetiva apenas em canais de comunicação em que ocorrem erros esporádicos, sendo ineficiente em condições de canal na qual muitos pacotes possuem erros. Dessa forma, o desempenho do protocolo HARQ pode ser ainda maior se os diversos pacotes recebidos forem agrupados antes da decodificação. Para isso, o receptor deve ser capaz de armazenar as transmissões anteriores. Uma técnica bastante conhecida para agrupar os pacotes é chamada de combinação de Chase (CC), que combina os pacotes símbolo a símbolo, ponderados pela qualidade do canal de cada transmissão [Chase 1985].

1.2 OBJETIVOS

No contexto de WPT e HARQ, essa dissertação tem como objetivo avaliar o impacto do uso de HARQ em um cenário composto por um par de nós fonte-destino, onde WPT ocorre do destino para a fonte. Em outras palavras, assume-se que o destino é alimentado por uma fonte de energia externa e que a fonte de informação possui restrições de energia. Dessa forma, antes de enviar a informação, o nó fonte deve primeiramente recuperar a energia disponibilizada pelo nó destino por meio de sinais de RF. Ou seja, o nó destino atua como um interrogador, requisitando informação para o nó fonte; entretanto, o nó fonte deve primeiramente ser recarregado antes da transmissão de dados.

Nesse cenário, o protocolo TS é utilizado para a coordenação das fases WPT e WIT. Diferentemente do protocolo PS, que seria aplicável no caso de o nó fonte receber simultaneamente informação e energia do nó destino, o protocolo TS apresenta-se como a alternativa mais plausível para a coordenação das duas fases. Ainda, considera-se o uso de duas estratégias de HARQ na fase WIT: *i.*) HARQ simples (HS), em que não há combinação dos pacotes [Wicker]; *ii.*) Combinação de Chase (CC) [Chase 1985], que permite que o destino combine as diversas versões dos pacotes recebidos antes de decodificar. A combinação dos pacotes no esquema CC melhora a probabilidade de decodificar a informação corretamente, porém a implementação desse esquema é mais complexa, quando comparada com o esquema HS.

O desempenho do sistemas é avaliado em em termos de *throughput* e eficiência

energética, que é definida como o *throughput* alcançado pela energia total consumida pelo sistema. Os resultados demonstram que HARQ pode melhorar o desempenho do sistema, especialmente se a combinação de Chase for aplicada no receptor. Parte dos resultados dessa dissertação foram publicados em [Witt et al. 2014].

1.3 ESTRUTURA DO DOCUMENTO

O restante dessa dissertação está organizada da seguinte maneira. O Capítulo 2 apresenta o modelo de sistema. Nesse são derivadas equações que descrevem o processo de recuperação de energia pelo nó fonte. Ainda, são definidas as métricas de desempenho para o sistema, sendo elas: a probabilidade de *outage*, *throughput* e energia total consumida pelo sistema. No Capítulo 3 são apresentadas as duas estratégias de HARQ utilizadas, sendo que elas diferem na forma de combinação de pacotes no destino. A primeira estratégia é mais simplificada e utiliza apenas a última retransmissão para a decodificação. A segunda, por sua vez, permite combinar os diversos pacotes recebidos, melhorando o desempenho do sistema. Na sequência, o Capítulo 4 apresenta exemplos numéricos, obtidos a partir dos resultados dos capítulos anteriores. Os exemplos abordados nesse capítulo buscam aprofundar a compreensão do sistema em relação alguns parâmetros fundamentais. O Capítulo 5 conclui esse documento com comentários e considerações finais.

2 RECUPERAÇÃO DE ENERGIA

Transferência de energia sem fio (WPT) apresenta-se como uma solução para fornecer suprimento perpétuo de energia para redes sem fio. No contexto de transferência de energia sem fio por ondas eletromagnéticas, é proposto um sistema de comunicação composto por dois nós, dispostos conforme o cenário ilustrado pela Figura 2.1. Nesse cenário o nó S representa a fonte de informação e o nó D representa o destino. Assume-se que os dois nós estão separados por uma distância d . Ainda, considera-se que o destino é alimentado por uma fonte de energia externa e atua como um interrogador, requisitando as informações do nó S . Por sua vez, o nó S não possui fornecimento próprio de energia.

Dessa forma, visando obter informação, o nó D primeiramente deve transferir energia para o nó S , usando WPT por ondas eletromagnéticas. A transferência de energia é feita pelo canal denotado por h . Com a energia recuperada, o nó S pode então enviar seus dados para o nó destino. Esse processo é chamado de transmissão de informação sem fio (WIT) e ocorre através do canal denotado por g .

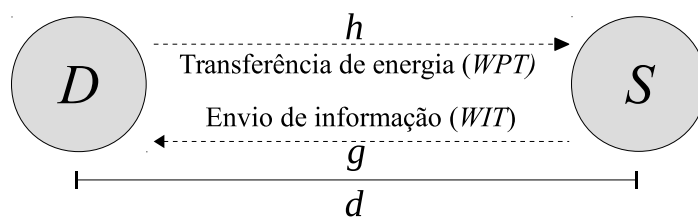


Figura 2.1: Cenário com os nós fonte de informação (S) e destino (D) estão separados por uma distância d . O nó S recupera energia pelo canal sem fio h (fase WPT) antes de transmitir suas informações pelo canal sem fio g (fase WIT).

Fonte: Autoria Própria

Para a coordenação dessas duas fases, WPT e WIT, o protocolo chaveamento de tempo (TS) é utilizado. O protocolo TS foi inicialmente proposto por [Zhang e Ho 2013], para um cenário onde os nós possuem múltiplas antenas (MIMO) com WPT e WIT no *downlink*.

A Figura 2.2 ilustra o funcionamento desse protocolo para o cenário proposto neste trabalho. Perceba que a transmissão de um bloco de informação requer um período T , o qual é

dividido em duas fases, sendo a primeira fase dedicada ao WPT e a segunda dedicada ao WIT. Na primeira fase, o nó S recupera energia de D usando uma fração de tempo α do período de bloco T . Na sequência, durante a segunda fase, a fonte de informação utiliza o restante do tempo $(1 - \alpha) T$ para enviar sua informação com a energia previamente recuperada.

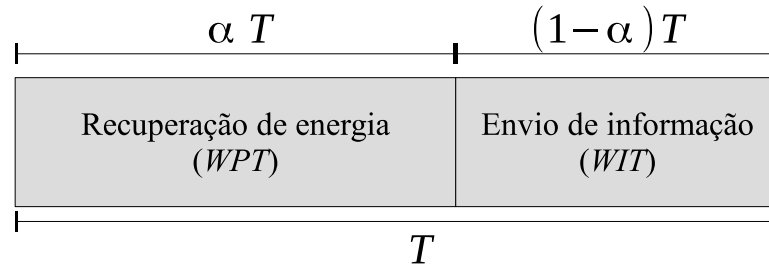


Figura 2.2: Protocolo TS para a coordenação das fases WPT e WIT. A fase WPT ocorre na fração αT to período de transmissão total T , já a fase WIT usa o tempo restante $(1 - \alpha)T$.

Fonte: Autoria Própria

Adicionalmente, assume-se que o efeito do desvanecimento nos canais é quase estático e segue a distribuição de Rayleigh, de forma que o canal permanece constante no período de um bloco (T), e muda de forma independente de um bloco para outro [Goldsmith 2005]. Ainda, considera-se que a transferência de energia e recuperação de informação sempre ocorrem para todo o bloco sem restrição quanto ao mínimo nível de potência do sinal recebido. Por fim, assume-se conhecimento perfeito do estado do canal no destino e que o consumo energético dos circuitos é desprezível em relação à energia consumida pela transmissão do sinal de RF. Isso é válido quando os nós estão separados por uma distância tal que a maior quantidade de energia gasta é referente à transmissão.

Na sequência, são consideradas duas situações envolvendo os canais de WPT e WIT. As seções 2.1 e 2.2 tratam respectivamente dos casos onde os canais são recíprocos e distintos. O primeiro caso trata uma situação mais restrita em que os canais são os mesmos tanto para WPT como WIT, ou seja $h = g$. Por outro lado, o segundo caso trata de uma condição mais genérica em que o canal utilizado na fase WPT é distinto do canal usado pela fase WIT. Para cada caso derivam-se a probabilidade de *outage*, *throughput* e energia consumida pelo sistema.

2.1 CANAIS RECÍPROCOS

Nessa seção é abordado o caso em que os canais g e h são recíprocos. Assim, h é igual a g durante todo um período de bloco T . Esse caso é apropriado, por exemplo, para aplicações que requerem a mesma frequência de portadora, tanto para o sinal usado para a transferência de

energia, como para o sinal usado para o envio de informação. Ainda, essa consideração permite um desenvolvimento matemático mais simples, o que possibilita obter equações fechadas e exatas para o modelo de sistema e métricas de desempenho (*i.e.*, probabilidade de *outage* e *throughput*), diferentemente do que ocorre quando os canais h e g são distintos. No decorrer dessa seção derivam-se equações fechadas para a probabilidade de *outage*, o *throughput* e a energia consumida pelo sistema.

2.1.1 FASE DE TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA (WPT)

Na primeira fase do protocolo TS, que corresponde à fração α do período de transmissão T do bloco de informação, o nó fonte recupera energia do sinal de rádio frequência emitido pelo destino. A energia recuperada desse sinal é dada por

$$E_h = P_d d^{-m} h^2 \eta \alpha T, \quad (2.1)$$

onde P_d é a potência de transmissão do nó D , m é o expoente da perda de percurso e $0 < \eta \leq 1$ é a eficiência do circuito de conversão de energia [Zhou et al. 2012].

2.1.2 FASE DE TRANSMISSÃO DE INFORMAÇÃO (WIT)

Com a energia recuperada na fase WPT, a fonte utiliza o tempo restante $(1 - \alpha)T$, para enviar a informação ao destino. O sinal recebido no destino pode ser escrito como

$$\mathbf{y}_d = \mathbf{x}_s \sqrt{P_s d^{-m} h} + \mathbf{n}_d, \quad (2.2)$$

onde \mathbf{x}_s é o vetor de informação da fonte com energia unitária, P_s é potência de transmissão da fonte e \mathbf{n}_d é o vetor do ruído Gaussiano no destino com variância N_0 . Além disso, como foi considerada reciprocidade nos canais, indica-se tanto o canal de transmissão de energia quanto o de transmissão de informação entre a fonte e o destino por h .

A potência de transmissão de S é função da quantidade de energia recuperada durante a fase WPT e a fração de tempo dedicada à fase WIT. Assim, a potência de transmissão da fonte pode ser escrita como

$$P_s = \frac{E_h}{(1 - \alpha)T} = \frac{P_d d^{-m} h^2 \eta \alpha}{1 - \alpha}. \quad (2.3)$$

Ao aplicar (2.3) em (2.2), tem-se que o sinal recebido no destino passa a ser

$$\mathbf{y}_d = \mathbf{x}_s \sqrt{\frac{P_d d^{-2m} \eta \alpha}{1 - \alpha} h^2} + \mathbf{n}_d. \quad (2.4)$$

Finalmente, pode-se obter a relação sinal-ruído (SNR, do inglês *signal-to-noise ratio*) no destino, conforme

$$\gamma_d = \frac{\mathbb{E}\{| \text{Parte referente ao sinal} |^2\}}{\mathbb{E}\{| \text{Parte referente ao ruído} |^2\}} = \frac{\mathbb{E}\left\{\left| \mathbf{x}_s \sqrt{\frac{P_d d^{-2m} \eta \alpha}{1-\alpha}} h^2 \right|^2\right\}}{\mathbb{E}\{|\mathbf{n}_d|^2\}}, \quad (2.5)$$

onde $\mathbb{E}\{\cdot\}$ é o operador valor esperado e $|\cdot|$ é o operador valor absoluto. Assim, tem-se que a SNR no destino é

$$\gamma_d = \frac{P_d d^{-2m} \eta \alpha h^4}{N_0(1-\alpha)}. \quad (2.6)$$

2.1.3 ANÁLISE DA PROBABILIDADE DE *OUTAGE*

Sempre que a SNR no destino for menor que uma SNR limite ocorre uma falha na decodificação, o que normalmente é chamado de um evento de *outage*. A probabilidade de que um evento de *outage* ocorra pode ser expressa como

$$P_{\text{out}} = \Pr\{\gamma_d \leq \gamma_0\} = \Pr\{h^4 \leq \xi\}, \quad (2.7)$$

onde $\Pr\{\phi\}$ é a probabilidade que o evento ϕ ocorra, γ_0 é a mínima SNR necessária para a decodificação correta da informação, a qual, supondo o uso de códigos que alcancem a capacidade de canal, é dada por [Goldsmith 2005]

$$\gamma_0 = 2^R - 1, \quad (2.8)$$

na qual R é a taxa da transmissão dada em bits por uso do canal (bpcu, do inglês *bits per channel use*) e, finalmente, ξ pode ser obtido a partir de (2.6) como

$$\xi = \frac{d^{2m} \gamma_0 N_0 (1-\alpha)}{P_d \alpha \eta}. \quad (2.9)$$

Com (2.6) e sabendo que se $h \sim \text{Rayleigh}(\lambda_h)$, onde λ_h é o parâmetro de escala da VA h com distribuição Rayleigh, então $h^2 \sim \text{Exp}(\lambda_h)$ e $h^4 \sim \text{Weibull}(\lambda_h, \frac{1}{2})$ [Leemis e McQueston 2008], de forma que a probabilidade de *outage* torna-se

$$P_{\text{out}} = \Pr\left\{h^4 \leq \frac{d^{2m} N_0 (1-\alpha) \gamma_0}{\alpha \eta P_d}\right\} = 1 - \exp\left(-\sqrt{\frac{d^{2m} N_0 (1-\alpha) \gamma_0}{\alpha \eta \lambda_h P_d}}\right). \quad (2.10)$$

2.1.4 ANÁLISE DO THROUGHPUT

Além da probabilidade de *outage*, outra métrica de desempenho importante para o sistema é o *throughput*. O *throughput* é definido como a taxa de informação transmitida efetiva, de forma que

$$\tau = R(1 - \alpha)(1 - P_{\text{out}}) = R(1 - \alpha) \exp\left(-\sqrt{\frac{d^{2m} N_0 (1 - \alpha) \gamma_0}{\alpha \eta \lambda_h P_d}}\right). \quad (2.11)$$

Perceba que (2.11) leva em consideração que a informação é transmitida utilizando-se apenas $(1 - \alpha)T$ do período total T e que apenas uma fração $(1 - P_{\text{out}})$ dos pacotes enviados é decodificada corretamente.

2.1.5 ANÁLISE DA ENERGIA CONSUMIDA PELO SISTEMA

A energia total consumida pelo sistema é outro parâmetro de extrema importância para a avaliação de sistemas com restrições energéticas. Como é considerado que a energia utilizada pelo nó fonte é recuperada do sinal de RF transmitido pelo nó destino (*i.e.*, o nó interrogador) e que, como discutido anteriormente, despreza-se a energia gasta pelos circuitos, a energia total consumida pelo sistema é dada pela energia gasta pelo nó destino na fase WPT.

A energia consumida pelo nó destino depende apenas da potência de transmissão do sinal usado para carregar a fonte (P_d), do parâmetro α e do período do bloco T . Assim, a energia gasta pelo nó destino, que representa a energia total consumida pelo sistema, é dada por

$$E_d = \alpha T P_d. \quad (2.12)$$

2.2 CANAIS DISTINTOS

Essa seção trata o caso mais geral para o cenário em questão, o qual considera que o canal utilizado para a transmissão de energia (WPT) é diferente do canal usado para o envio de informação (WIT). Como é descrito ao decorrer dessa seção, a variável aleatória (VA) da SNR no destino segue a distribuição resultante do produto de duas VAs com distribuição exponencial. Salienta-se que, para esse caso, a avaliação exata desse produto de VAs é complicada e resulta em expressões complexas, que dificultam a compreensão do sistema. Dessa maneira, para a análise desse produto de VAs, utiliza-se a aproximação proposta em [Chen et al. 2012]. Ainda,

no decorrer dessa seção são derivadas equações fechadas para a probabilidade de *outage*, o *throughput* e o consumo de energia do sistema.

2.2.1 FASE DE TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA (WPT)

Assim como no caso de canais recíprocos, na primeira fase (αT) o nó fonte primeiramente deve recuperar energia do sinal de rádio frequência emitido pelo destino. O montante de energia recuperada pelo nó fonte pode ser descrito como

$$E_h = P_d d^{-m} h^2 \eta \alpha T, \quad (2.13)$$

lembrando que a potência de transmissão do destino é representada por P_d , o expoente da perda de percurso é representada por m e η é a eficiência da conversão de energia.

2.2.2 FASE DE TRANSMISSÃO DE INFORMAÇÃO (WIT)

Após a fase de transferência de energia (WPT), o nó fonte pode enviar seus dados para o nó destino na segunda fase do protocolo TS (WIT). Dessa forma, o sinal recebido no destino passa a ser escrito como

$$\mathbf{y}_d = \mathbf{x}_s \sqrt{P_s d^{-m}} g + \mathbf{n}_d, \quad (2.14)$$

onde, novamente, \mathbf{x}_s é o vetor de informação com energia unitária da fonte, P_s é potência de transmissão da fonte e \mathbf{n}_d é o vetor do ruído Gaussiano no destino com variância N_0 . Perceba que agora que o canal que influencia o sinal recebido é o canal g , diferentemente do canal de carregamento representado por h em (2.13).

Assim como no caso anterior, a potência de transmissão utilizada pela fonte, para o envio desse sinal, é a quantidade de energia recuperada dividida pelo tempo de duração da fase WIT

$$P_s = \frac{E_h}{(1 - \alpha)T} = \frac{P_d d^{-m} h^2 \eta \alpha}{1 - \alpha}, \quad (2.15)$$

a qual combinada com (2.14), resulta em

$$\mathbf{y}_d = \mathbf{x}_s \sqrt{\frac{P_d d^{-2m} h^2 \eta \alpha}{1 - \alpha}} g + \mathbf{n}_d. \quad (2.16)$$

Finalmente, a SNR no destino pode ser obtida como

$$\gamma_d = \frac{P_d d^{-2m} \eta \alpha h^2 g^2}{N_0 (1 - \alpha)}. \quad (2.17)$$

2.2.3 ANÁLISE DA PROBABILIDADE DE *OUTAGE*

Conforme definido na Seção 2.1.3, a probabilidade de *outage* pode ser expressa como $P_{\text{out}} = \Pr\{\gamma_d \leq \gamma_0\}$. Entretanto, a partir de (2.17) percebe-se que $h^2 \sim \text{Exp}(\lambda_h)$ [Leemis e McQueston 2008], sendo o mesmo para g . Assim, a variável aleatória γ_d segue a distribuição resultante do produto de duas VAs independentes e igualmente distribuídas (i.i.d.) com distribuição exponencial, cujo cálculo exato representa um grande desafio matemático.

Dessa maneira, considera-se a aproximação para o produto de variáveis aleatórias com distribuição Gamma generalizada apresentada em [Chen et al. 2012]. Diferentemente de outras técnicas de aproximação, resultante de somatórios truncados ou integrais de contorno, essa estratégia de aproximação fornece uma expressão fechada escrita em termos de funções simples (e.g., potências e exponenciais). A distribuição Gamma generalizada, que também é conhecida como distribuição $\alpha - \mu$, foi proposta em [Yacoub 2002] e pode ser usada para representar o efeito de desvanecimento (variações de pequena escala).

Considere uma variável aleatória Y com distribuição $\alpha - \mu$. Assim, a função densidade de probabilidade (PDF) é descrita como

$$p(y) = \frac{\alpha_y \mu_y^{\mu_y} y^{\alpha_y \mu_y - 1}}{\hat{y}^{\alpha_y \mu_y} \Gamma(\mu_y)} \exp\left(-\mu_y \left(\frac{y}{\hat{y}}\right)^{\alpha_y}\right) \quad (2.18)$$

e a função de probabilidade acumulada (CDF) é descrita por

$$F_Y(y) = 1 - \frac{\Gamma\left(\mu_y, \mu_y \left(\frac{y}{\hat{y}}\right)^{\alpha_y}\right)}{\Gamma(\mu_y)}, \quad (2.19)$$

onde α_y é o fator de forma, \hat{y} é o parâmetro escala, μ_y é a figura de desvanecimento, $\Gamma(\alpha, x) = \int_x^\infty e^{-t} t^{\alpha-1} dt$ é a função gamma incompleta [Gradshteyn e Ryzhik 2007, §8.350-2] e $\Gamma(z) = \int_0^\infty e^{-t} t^{z-1} dt$ é a função gamma completa [Gradshteyn e Ryzhik 2007, §8.310-1].

Ainda, a distribuição $\alpha - \mu$ destaca-se por incluir como casos especiais a distribuição Nakagami- m e a distribuição Weibull. Consequentemente, também são sub casos da distribuição $\alpha - \mu$: Gaussiana unilateral, Rayleigh e exponencial [Yacoub 2002]. Para $\mu_y = 1$, Y reduz-se à uma VA com distribuição Weibull. Adicionalmente, se $\alpha_y = 1$ ou $\alpha_y = 2$, Y reduz-se respectivamente às VAs com distribuição exponencial e Rayleigh.

Finalmente, a CDF do produto de n_i VAs com distribuição $\alpha - \mu$ é aproximadamente

dada por [Chen et al. 2012]

$$\Pr \{Y_1 Y_2 \dots Y_{n_i} \leq \xi\} \approx 1 - \frac{\Gamma\left(\mu_0 + \mu_i n_i - n_i, \mu_i \frac{2\mu_0}{\Omega_0} \left(\frac{\xi}{\prod_i \lambda_i}\right)^{\alpha_i/n_i}\right)}{\Gamma(\mu_0 + \mu_i n_i - n_i)}, \quad (2.20)$$

e ao especializar para o cálculo da probabilidade de *outage* (i.e., produto de duas exponenciais), tem-se que, $n_i = 2$ é o número de variáveis aleatórias envolvidas no produto, $\mu_i = 1$ é a figura do desvanecimento, $\alpha_i = 1$ é o parâmetro forma, λ_i é o parâmetro escala da variável aleatória no produto representada por $i = \{h^2, g^2\}$ e, finalmente, $\mu_0 = 0,6102 n_i + 0,4263$ e $\Omega_0 = 0,8808 n_i^{-0,9661} + 1,12$ são determinados heurísticamente utilizando uma ferramenta de sintonização com base nos valores simulados para produto, conforme discutido em [Chen et al. 2012].

Dessa maneira, a equação (2.20) resume-se a

$$P_{\text{out}} \approx 1 - \frac{\Gamma\left(\mu_0, \frac{2\mu_0}{\Omega_0} \left(\frac{\xi}{\lambda_h \lambda_g}\right)^{1/2}\right)}{\Gamma(\mu_0)} = 1 - \frac{\Gamma\left(\mu_0, \frac{2\mu_0}{\Omega_0} \left(\frac{d^{2m} \gamma_0 N_0 (1-\alpha)}{P_d \alpha \eta \lambda_h \lambda_g}\right)^{1/2}\right)}{\Gamma(\mu_0)}. \quad (2.21)$$

Para verificar a qualidade da aproximação, a Figura 2.3 compara a probabilidade de *outage* simulada e aproximada, em função de ξ . Para esse exemplo considera-se que $\lambda_h = \lambda_g = 1$. É possível perceber que as duas curvas são altamente correlacionadas, demonstrando que a aproximação é satisfatória.

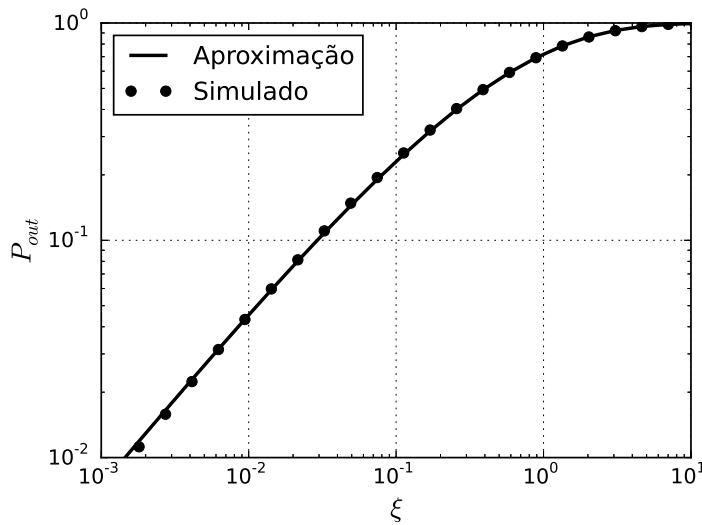


Figura 2.3: Comparação entre P_{out} simulada e aproximada em função de ξ .

Fonte: Autoria Própria

2.2.4 ANÁLISE DO THROUGHPUT

O *throughput* é a taxa de informação transmitida efetiva, Assim, tem-se que o *throughput* é dado por

$$\begin{aligned} \tau &\approx R(1 - \alpha) \frac{\Gamma\left(\mu_0, \frac{2\mu_0}{\Omega_0} \left(\frac{\xi}{\lambda_h \lambda_g}\right)^{1/2}\right)}{\Gamma(\mu_0)} \\ &= R(1 - \alpha) \frac{\Gamma\left(\mu_0, \frac{2\mu_0}{\Omega_0} \left(\frac{d^{2m} \gamma_0 N_0 (1 - \alpha)}{P_d \alpha \eta \lambda_h \lambda_g}\right)^{1/2}\right)}{\Gamma(\mu_0)}. \end{aligned} \quad (2.22)$$

Ainda, para verificar a acurácia da aproximação para a expressão de *throughput*, na Figura 2.4 está representado o gráfico *throughput* aproximado obtido em (2.22) e simulado em função de ξ . Adicionalmente, para fins do exemplo, foram utilizados $R = 3$ bpcu e $\alpha = 0,5$. Pode-se perceber que o resultado do *throughput* aproximado é bastante acurado quando comparado com o *throughput* obtido através da simulação.

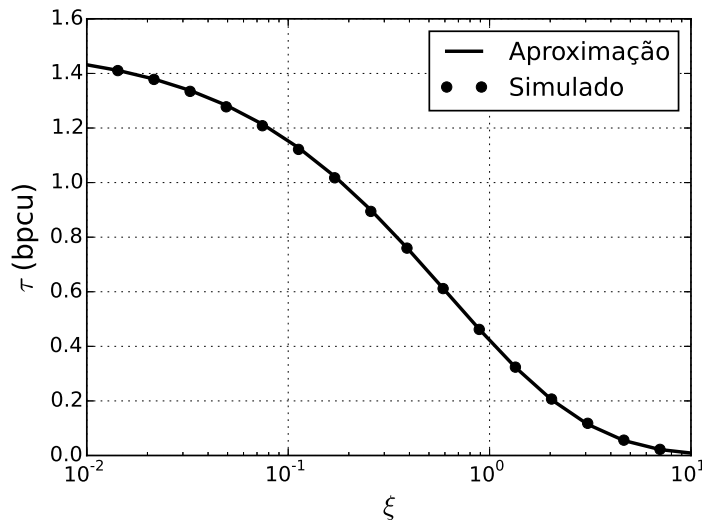


Figura 2.4: Comparação entre o *throughput* (τ) resultantes da probabilidade de *outage* simulada e aproximada em função de ξ . Utilizou-se $\alpha = 0,5$ e $R = 3$ bpcu.

Fonte: Autorial Própria

2.2.5 ANÁLISE DA ENERGIA CONSUMIDA PELO SISTEMA

Finalmente, a energia total consumida pelo sistema é a energia utilizada pelo destino para recarregar o nó fonte. Portanto, a energia gasta tanto para o cenário com canais distintos (*i.e.*, h e g são diferentes) e canais recíprocos (*i.e.*, h é igual a g) são idênticas.

2.3 CONCLUSÕES

Nessa seção é proposto um cenário composto por dois nós: a fonte de informação e o destino. A fonte de informação possui restrições energéticas. Assim, o nó destino ao requisitar as informações para a fonte, deve primeiramente fornecê-la energia (fase WPT) e só então receber as informações (fase WIT). Para a coordenação das fases WPT e WIT, utiliza-se o protocolo *time switching* (TS).

Em relação aos canais utilizados pelas fases WPT e WIT, dois casos foram abordados. O primeiro trata de canais recíprocos, onde h e g são iguais em todo o período de bloco T . O segundo caso, e mais genérico, consiste em canais distintos. De forma que h (canal usado pela transferência de energia) é diferente de g (canal usado para o envio de informação). Para os dois casos derivam-se, em equações fechadas, a probabilidade de *outage*, o *throughput* e a energia consumida pelo sistema. Para o caso onde os canais são distintos, a análise estatística para a probabilidade de *outage* foi realizada através de uma aproximação bastante acurada. No capítulo a seguir, o esquema de transmissão proposto será estendido com o uso de técnicas de retransmissão, ou em inglês *hybrid Automatic Repeat Request* (HARQ).

3 ESQUEMAS DE RETRANSMISSÃO

Aplicações que requerem alto grau de confiança na comunicação normalmente utilizam técnicas para determinar se um dado pacote recebido foi interpretado corretamente. Uma das formas mais simples de executar essa verificação é através de bits de paridade ou através de código de redundância cíclica (CRC). Ao detectar a ocorrência de falha na decodificação, a retransmissão do mesmo pacote de informação pode ser solicitada. O protocolo para o gerenciamento das solicitações de retransmissão permite que esse processo seja transparente para as camadas superiores e que essas solicitações ocorram de forma automática. Dessa forma, esse tipo de protocolo é comumente chamado de *requisição de repetição automática* (ARQ) [Costello D.J. et al. 1998].

De forma a reduzir a probabilidade de ocorrência de retransmissões, protocolos mais sofisticados usam códigos corretores de erro. Esse tipo de protocolo é chamado de ARQ híbrido (HARQ). Apesar da simples adição de códigos corretores de erro ao ARQ puro melhorar bastante o desempenho do sistema, o desempenho pode ser ainda maior se uma estratégia de combinação de pacotes for utilizada. Isso ocorre, pois a abordagem convencional dos protocolos ARQ, na qual a informação é repetida até que possa ser recebida corretamente, é efetiva em canais onde ocorrem erros esporádicos. Porém essa estratégia é ineficiente em condições de canal onde todos os pacotes possuem erros [Chase 1985]. Assim, se as diversas versões recebidas do pacote forem combinadas, um grande aumento na probabilidade de acerto na decodificação é obtido. Uma forma bastante conhecida de combinar os pacotes é chamada de combinação de Chase [Chase 1985].

Dessa maneira, visando reduzir a probabilidade de *outage* no destino e melhorar o *throughput*, investiga-se o impacto de uso de esquemas HARQ [Wicker] no desempenho do sistema. Assume-se que o destino é capaz de verificar se a informação foi decodificada corretamente por meio de CRC. Se um erro na decodificação for detectado, então o destino requisita à fonte uma nova transmissão. Ainda, considera-se que a requisição de retransmissão é sempre recebida com sucesso pela fonte. Por fim, esse processo de retransmissão se repete até que a mensagem seja decodificada corretamente ou até que um número máximo

de retransmissões seja atingido.

Com relação ao tratamento dos pacotes no destino, dois mecanismos HARQ são considerados: *i.*) HARQ simples (HS), um esquema de retransmissão sem combinação dos pacotes [Wicker]; *ii.*) combinação de Chase (CC) [Chase 1985], que permite que o destino combine as diversas versões dos pacotes recebidos antes de decodificar.

3.1 CANAIS RECÍPROCOS

Nesta seção considera-se o uso de esquemas de HARQ para o caso de reciprocidade dos canais, ou seja, o canal utilizado pela transferência de energia (WPT) é igual ao canal usado para o envio de informação (WIT). Equações em forma fechada são derivadas para a probabilidade de *outage*, *throughput* e energia total consumida.

Para o esquema combinação de Chase, as diversas cópias do pacote recebido são combinadas, o que implica na soma de variáveis aleatórias com distribuição de Weibull para o cálculo da probabilidade de *outage* [Alves et al. 2011]. A avaliação exata dessa soma de VAs é complicada e resulta em expressões de difícil compreensão. Dessa forma, utiliza-se uma aproximação para essa soma de VAs com distribuição Weibull [Filho e Yacoub 2006].

Nesse contexto, na sequência é analisado o uso do HARQ simples, na Seção 3.1.1, e o combinação de Chase, na Seção 3.1.2.

3.1.1 HARQ SIMPLES (HS)

No esquema HARQ simples, o destino descarta as versões previamente recebidas do pacote e executa a decodificação baseando-se apenas no pacote atual. Dessa forma, a decodificação depende apenas do último pacote recebido.

3.1.1.1 PROBABILIDADE DE *OUTAGE*

Dado que para o esquema HARQ simples, cada retransmissão é independente das demais, a probabilidade de *outage* para um determinado número máximo de retransmissões N é o produto da probabilidade de *outage* de cada transmissão individual, P_{out} , dada por (2.10). Assim, a probabilidade de *outage* para o esquema HS pode ser expressa como

$$P_{\text{out}}^{\text{HS}}(N) = \prod_{n=0}^N P_{\text{out}} = (P_{\text{out}})^{N+1}. \quad (3.1)$$

3.1.1.2 THROUGHPUT

O *throughput* médio para o esquema HS para um dado número N máximo de retransmissões é dado por

$$\begin{aligned} \tau^{\text{HS}} &= \begin{cases} R(1 - \alpha) \left[(1 - P_{\text{out}}) + \sum_{n=1}^N \frac{(1 - P_{\text{out}}) P_{\text{out}}^{\text{HS}}(n-1)}{n+1} \right], & N \geq 1 \\ R(1 - \alpha)(1 - P_{\text{out}}), & N = 0 \end{cases} \\ &= R(1 - \alpha)(1 - P_{\text{out}}) \sum_{n=0}^N \frac{(P_{\text{out}})^n}{n+1} \end{aligned} \quad (3.2)$$

onde o numerador do somatório representa a probabilidade de se decodificar corretamente o pacote da transmissão atual ponderado pela probabilidade de que todas as tentativas anteriores falharam. O denominador $(n+1)$ significa que a taxa de transmissão efetiva R é reduzida a cada retransmissão.

3.1.1.3 ENERGIA

A energia consumida para N retransmissões é a soma da energia gasta em cada retransmissão individual ponderada pela probabilidade de que aquela retransmissão ocorra (probabilidade de *outage* de todas as transmissões anteriores), portanto

$$E^{\text{HS}} = \underbrace{E_d}_{\text{1a transmissão}} + \underbrace{E_d \sum_{n=0}^{N-1} P_{\text{out}}^{\text{HS}}(n)}_{\text{retransmissões}} = E_d \sum_{n=0}^N (P_{\text{out}})^n \quad (3.3)$$

3.1.2 COMBINAÇÃO DE CHASE (CC)

No HARQ simples, a decodificação é feita baseando-se apenas no último pacote recebido, o que pode ser ineficiente em condições de canal onde todos os pacotes possuem erros. De forma a contornar essa ineficiência, uma estratégia de combinação de pacotes pode ser empregada. Nesse caso, uma forma bastante conhecida para combinar os pacotes é chamada de combinação de Chase (CC), que resulta em uma SNR acumulada no destino [Chase 1985].

3.1.2.1 PROBABILIDADE DE *OUTAGE*

A probabilidade que ocorra um *outage* no envio de um pacote utilizando N retransmissões é

$$P_{\text{out}}^{\text{CC}}(N) = \Pr \left\{ \sum_{n=0}^N \gamma_{d_n} \leq \gamma_0 \right\} = \Pr \left\{ \sum_{n=0}^N h_n^4 \leq \xi \right\}, \quad (3.4)$$

onde γ_{d_n} e h_n são, respectivamente, a SNR acumulada e o canal percebido por cada tentativa de envio do pacote. Lembrando que, como definido no Capítulo 2, $\xi = \frac{d^{2m} \gamma_0 N_0 (1-\alpha)}{P_d \alpha \eta}$.

Observa-se que a probabilidade de *outage* em (3.4) depende da soma de $(N + 1)$ variáveis aleatórias que seguem a distribuição de Weibull. Assim, utilizou-se a aproximação para a soma de variáveis aleatórias Weibulls por uma única variável aleatória $\alpha - \mu$ [Filho e Yacoub 2006].

Dessa maneira, considere a variável aleatória X dada por

$$X = \sum_{n=0}^N h_n^4. \quad (3.5)$$

Assim, pode-se aproximar a CDF de X da seguinte forma

$$\Pr \{X \leq \xi\} \approx 1 - \frac{\Gamma\left(\mu_x, \frac{\mu_x \xi^{\alpha_x}}{\Omega_x}\right)}{\Gamma(\mu_x)}, \quad (3.6)$$

onde μ_x é a figura de desvanecimento, α_x é a forma e Ω_x é a escala da VA X . Os parâmetros μ_x , α_x e Ω_x são determinados através do estimador baseado nos momentos da VA X , conforme descrito em [Filho e Yacoub 2006]. Esse está representado no seguinte sistema de equações transcendentais ¹

$$\frac{\Gamma^2\left(\mu_x + \frac{1}{\alpha_x}\right)}{\Gamma(\mu_x)\Gamma\left(\mu_x + \frac{2}{\alpha_x}\right) - \Gamma^2\left(\mu_x + \frac{1}{\alpha_x}\right)} = \frac{\mathbb{E}^2[X]}{\mathbb{E}[X^2] - \mathbb{E}^2[X]} \quad (3.7)$$

$$\frac{\Gamma^2\left(\mu_x + \frac{2}{\alpha_x}\right)}{\Gamma(\mu_x)\Gamma\left(\mu_x + \frac{4}{\alpha_x}\right) - \Gamma^2\left(\mu_x + \frac{2}{\alpha_x}\right)} = \frac{\mathbb{E}^2[X^2]}{\mathbb{E}[X^4] - \mathbb{E}^2[X^2]} \quad (3.8)$$

$$\Omega_x = \left[\frac{\mu_x^{1/\alpha_x} \Gamma(\mu_x) \mathbb{E}[X]}{\Gamma\left(\mu_x + \frac{1}{\alpha_x}\right)} \right]^{\alpha_x}, \quad (3.9)$$

onde $\mathbb{E}[X]$, $\mathbb{E}[X^2]$ e $\mathbb{E}[X^4]$ são, respectivamente, o primeiro, segundo e quarto momentos da

¹Equação transcendentais não podem ser expressadas em termos de uma sequência finita de operações algébricas de adição, multiplicação e extração de raízes [Townsend 1915].

VA X , que podem ser obtidos através da expansão multinomial [Filho e Yacoub 2006]

$$\mathbb{E}[X^n] = \sum_{n_1=0}^n \sum_{n_2=0}^{n_1} \cdots \sum_{n_N=0}^{n_{N-1}} \binom{n}{n_1} \binom{n_1}{n_2} \cdots \binom{n_{\{N-1\}}}{n_{\{N\}}} \times \mathbb{E}[h_0^{n-n_1}] \mathbb{E}[h_1^{n_1-n_2}] \cdots \mathbb{E}[h_N^{n_{\{N\}}}], \quad (3.10)$$

em que

$$\mathbb{E}[h_n^k] = \lambda_h^{k/\alpha_n} \Gamma\left(1 + \frac{k}{\alpha_n}\right), \quad (3.11)$$

cujo parâmetro escala de cada Weibull que compõe o somatório é $\alpha_n = 1/2$, conforme os resultados obtidos na Seção 2.1.3.

Finalmente, a probabilidade de *outage* é aproximadamente

$$P_{\text{out}}^{\text{CC}}(N) \approx 1 - \frac{\Gamma\left(\mu_x(N), \frac{\mu_x(N) \xi^{\alpha_x(N)}}{\Omega_x(N)}\right)}{\Gamma(\mu_x(N))}, \quad (3.12)$$

onde, a título de exemplo, a Tabela 3.1 mostra os parâmetros utilizados na aproximação. Esses parâmetros foram calculados para valores de N variando de um até dez, o que são valores bastante razoáveis para serem utilizados na prática, mantendo um atraso fim-a-fim pequeno. Ainda, para esses cálculos, considera-se que $\lambda_h = 1$.

Tabela 3.1: Parâmetros necessários para a aproximação da soma de variáveis aleatórias Weibull.

N	μ_x	α_x	Ω_x
1	2,4025	0,4506	1,5172
2	4,2491	0,4112	1,8029
3	6,5869	0,3786	1,9630
4	9,4636	0,3511	2,0504
5	12,9262	0,3275	2,0940
6	17,0205	0,3069	2,1107
7	21,7902	0,2889	2,1107
8	27,2765	0,2730	2,1002
9	33,5184	0,2588	2,0834
10	40,5521	0,2461	2,0629

Fonte: Autoria Própria.

Para verificar a acurácia da aproximação, a Figura 3.1 compara a probabilidade de *outage* aproximada e simulada em função de ξ . Como pode ser observado a partir da figura, para valores muito pequenos de ξ a aproximação se afasta dos valores obtidos com a simulação. Entretanto, a aproximação é satisfatória, pois, de forma geral, consegue capturar o comportamento de P_{out} .

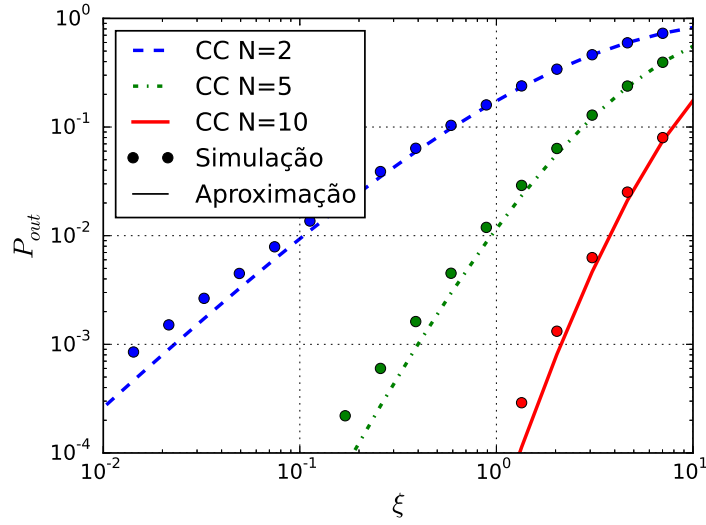


Figura 3.1: Comparação entre a probabilidade de *outage* simulada e aproximada em função de ξ , para diversos valores de N .

Fonte: Autoria Própria

3.1.2.2 THROUGHPUT

Para o esquema CC, as retransmissões não são mais independentes entre si, dada a combinação entre os pacotes. Portanto, o *throughput* pode ser expresso como

$$\tau^{\text{CC}} = R(1 - \alpha) \sum_{n=0}^N \frac{\mathfrak{P}(n)}{n+1}, \quad (3.13)$$

onde $\mathfrak{P}(n)$ é a probabilidade de decodificar com sucesso na n -ésima retransmissão e é dado por

$$\mathfrak{P}(N) = \left[1 - \overline{P_{\text{out}}^{\text{CC}}}(N) \right] \prod_{n=0}^{N-1} \overline{P_{\text{out}}^{\text{CC}}}(n), \quad (3.14)$$

em que $\overline{P_{\text{out}}^{\text{CC}}}(N)$ representa a probabilidade que ocorra *outage* dado que a decodificação das transmissões anteriores falharam. Essa é dada por

$$\overline{P_{\text{out}}^{\text{CC}}}(N) = \Pr \left\{ \sum_{j=0}^N h_j^4 \leq \xi \mid \sum_{j=0}^{N-1} h_j^4 \leq \xi, \dots, h_0^4 \leq \xi \right\} = \frac{\Pr \left\{ \sum_{j=0}^N h_j^4 \leq \xi, \dots, h_0^4 \leq \xi \right\}}{\Pr \left\{ \sum_{j=0}^{N-1} h_j^4 \leq \xi, \dots, h_0^4 \leq \xi \right\}}. \quad (3.15)$$

Ainda, como os canais são distribuídos segundo Rayleigh, então $\sum_{j=0}^N h_j^4 \geq \sum_{j=0}^{N-1} h_j^4, \forall N > 0$, e conseqüentemente (3.15) se resume em

$$\overline{P_{\text{out}}^{\text{CC}}}(N) = \frac{\Pr \left\{ \sum_{j=0}^N h_j^4 \leq \xi \right\}}{\Pr \left\{ \sum_{j=0}^{N-1} h_j^4 \leq \xi \right\}} = \frac{P_{\text{out}}^{\text{CC}}(N)}{P_{\text{out}}^{\text{CC}}(N-1)}. \quad (3.16)$$

Perceba que a equação (3.16) não é válida para $N = 0$, dado que não há transmissão anterior nesse ponto. Entretanto, $\overline{P_{\text{out}}^{\text{CC}}}(0) = P_{\text{out}}^{\text{CC}}(0)$, assim pode-se generalizar (3.16) como

$$\overline{P_{\text{out}}^{\text{CC}}}(N) = \begin{cases} \frac{P_{\text{out}}^{\text{CC}}(N)}{P_{\text{out}}^{\text{CC}}(N-1)} & N \geq 1 \\ P_{\text{out}}^{\text{CC}}(N) & N = 0 \end{cases}. \quad (3.17)$$

Finalmente, aplicando (3.14) e (3.17) em (3.13) tem-se que

$$\tau^{\text{CC}} = R(1 - \alpha) \left[1 - P_{\text{out}}^{\text{CC}}(0) \right] + R(1 - \alpha) \left[\sum_{n=1}^N \frac{P_{\text{out}}^{\text{CC}}(n-1) - P_{\text{out}}^{\text{CC}}(n)}{n+1} \right]. \quad (3.18)$$

Para verificar a acurácia do *throughput*, dado que esse foi derivado baseando-se na probabilidade de *outage* aproximada, a Figura 3.2 compara o *throughput* obtido com a probabilidade de *outage* simulada e aproximada em função de ξ . Para essa análise, considerou-se $\alpha = 1/2$ e $R = 3$ bpcu. Novamente, pode-se perceber que o resultado da aproximação é bem satisfatório.

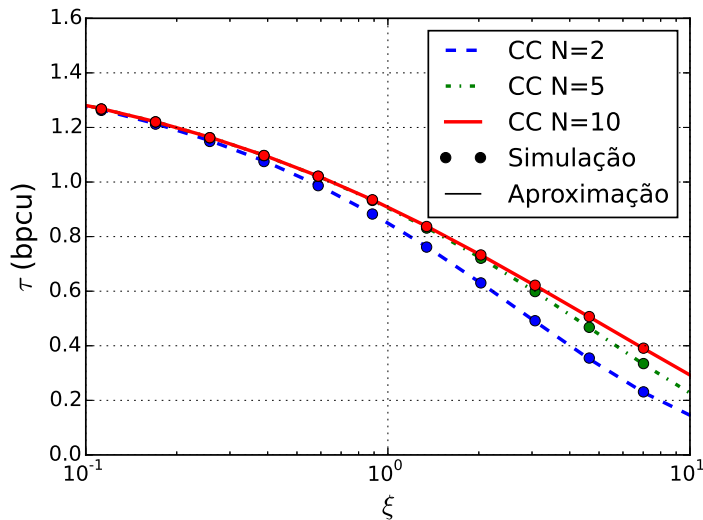


Figura 3.2: Comparação entre o *throughput* (τ) resultantes da probabilidade de *outage* simulada e aproximada em função de ξ , para diversos valores de N . Utilizou-se $\alpha = 0,5$ e $R = 3$ bpcu.

Fonte: Autoria Própria

3.1.2.3 ENERGIA

Da mesma forma que o esquema HS, a energia gasta para N retransmissões é dada pela energia consumida em cada retransmissão ponderada pela probabilidade de que aquela retransmissão ocorra. Como a probabilidade de que uma retransmissão ocorra é igual a probabilidade de que todas as transmissões anteriores falhem, a energia consumida pelo

esquema CC é

$$E^{\text{CC}} = E_d + E_d \sum_{n=0}^{N-1} \prod_{j=0}^n \overline{P_{\text{out}}^{\text{CC}}}(j) = \underbrace{E_d}_{\text{1a transmissão}} + E_d \underbrace{\sum_{n=0}^{N-1} P_{\text{out}}^{\text{CC}}(n)}_{\text{retransmissões}}. \quad (3.19)$$

3.2 CANAIS DISTINTOS

Nessa seção aborda-se o caso mais genérico em que os canais são distintos, isto é, o canal sem fio utilizado para a transferência de energia é diferente do canal usado para o envio de informação. Nesse caso, os resultados obtidos para o esquema HS são muitos similares aos obtidos para o caso de canais recíprocos (ver Seção 3.1.1). Entretanto, para o esquema CC a SNR percebida no destino é a soma de VAs com distribuição $\alpha - \mu$ (resultante do produto de duas VAs com distribuição exponencial). Dessa maneira, para o avaliação da probabilidade de *outage* para o esquema CC, utiliza-se a aproximação proposta em [Costa et al. 2008].

3.2.1 HARQ SIMPLES (HS)

As derivações, para o esquema HS para canais distintos, da probabilidade de *outage*, *throughput* e energia consumida são muito similares ao caso para canais recíprocos. Dessa forma, essa seção aponta as equações obtidas de forma breve.

3.2.1.1 PROBABILIDADE DE *OUTAGE*

A probabilidade de *outage* para o esquema HARQ simples é dada por

$$P_{\text{out}}^{\text{HS}}(N) = \prod_{n=0}^N P_{\text{out}} = (P_{\text{out}})^{N+1} \approx \left(1 - \frac{\Gamma\left(\mu_0, \frac{2\mu_0}{\Omega_0} \left(\frac{\xi}{\lambda_h \lambda_g}\right)^{1/2}\right)}{\Gamma(\mu_0)} \right)^{N+1}, \quad (3.20)$$

onde N é o número máximo de retransmissões e P_{out} é a probabilidade de *outage* de uma única transmissão, obtida em (2.2.3).

3.2.1.2 THROUGHPUT

O *throughput* é obtido como a taxa líquida de informação transmitida por uso do canal. Assim, aplicando-se (2.21) em (3.2) tem-se que

$$\tau^{\text{HS}} \approx R(1 - \alpha) \frac{\Gamma\left(\mu_0, \frac{2\mu_0}{\Omega_0} \left(\frac{\xi}{\lambda_h \lambda_g}\right)^{1/2}\right)}{\Gamma(\mu_0)} \sum_{n=0}^N \frac{\left(1 - \frac{\Gamma\left(\mu_0, \frac{2\mu_0}{\Omega_0} \left(\frac{\xi}{\lambda_h \lambda_g}\right)^{1/2}\right)}{\Gamma(\mu_0)}\right)^n}{n+1}. \quad (3.21)$$

3.2.1.3 ENERGIA

A energia total consumida pelo sistema é dada pela energia gasta em uma transmissão ponderada pela probabilidade de que aquela transmissão ocorra, conforme

$$E^{\text{HS}} = \underbrace{E_d}_{\text{1a transmissão}} + \underbrace{E_d \sum_{n=0}^{N-1} P_{\text{out}}^{\text{HS}}(n)}_{\text{retransmissões}} = E_d \sum_{n=0}^N (P_{\text{out}})^n. \quad (3.22)$$

Aplicando-se (2.21) em (3.22), tem-se que

$$E^{\text{HS}} \approx E_d \sum_{n=0}^N \left(1 - \frac{\Gamma\left(\mu_0, \frac{2\mu_0}{\Omega_0} \left(\frac{\xi}{\lambda_h \lambda_g}\right)^{1/2}\right)}{\Gamma(\mu_0)}\right)^n. \quad (3.23)$$

3.2.2 COMBINAÇÃO DE CHASE (CC)

3.2.2.1 PROBABILIDADE DE OUTAGE

Retomando o fato de que, para o caso de canais distintos, a distribuição da SNR percebida no destino é o produto das VAs $h^2 g^2$, onde h^2 e g^2 são independentes e igualmente distribuídas (i.i.d.). A probabilidade de *outage* para o esquema CC é dada por

$$P_{\text{out}}^{\text{CC}}(N) = \Pr \left\{ \sum_{n=0}^N \gamma_{d_n} \leq \gamma_0 \right\} = \Pr \left\{ \sum_{n=0}^N h_n^2 g_n^2 \leq \xi \right\}. \quad (3.24)$$

Como o produto $h^2 g^2$ é bem aproximado por uma VA com distribuição $\alpha - \mu$ [Chen et al. 2012], então a probabilidade de *outage* para o esquema CC pode ser derivada com base na soma de VAs com distribuição $\alpha - \mu$. Considere a VA $Y = h^2 g^2$, cuja CDF é aproximadamente

[Yacoub 2002]

$$F_Y(\xi) = \Pr\{Y \leq \xi\} \approx 1 - \frac{\Gamma(\mu_y, \mu_y \left(\frac{\xi}{\hat{y}}\right)^{\alpha_y})}{\Gamma(\mu_y)}. \quad (3.25)$$

Os parâmetros de Y (*i.e.*, μ_y , \hat{y} e α_y) podem ser obtidos usando os resultados derivados na Seção 2.2.3. Assim, comparando a equação (3.25) com a equação (2.21), tem-se que a figura de desvanecimento é dada por $\mu_y = \mu_0$ e a forma é dada por $\alpha_y = 1/2$. Finalmente, da comparação pode-se obter a relação

$$\frac{2\mu_0}{\Omega_0} \left(\frac{\xi}{\lambda_h \lambda_g}\right)^{1/2} = \mu_y \left(\frac{\xi}{\hat{y}}\right)^{\alpha_y}, \quad (3.26)$$

que resulta em

$$\hat{y} = \frac{\lambda_h \lambda_g \Omega_0^2}{4}. \quad (3.27)$$

Dessa maneira, considere a variável aleatória Z como sendo a soma de VAs Y_n

$$Z = \sum_{n=0}^N Y_n = \sum_{n=0}^N h_n^2 g_n^2, \quad (3.28)$$

onde as VAs Y_n representam as realizações da VA Y para cada retransmissão.

Dessa forma, a variável aleatória Z pode ser aproximada pela estratégia desenvolvida em [Costa et al. 2008], onde a soma de VAs $\alpha - \mu$ resulta em uma nova VA com distribuição $\alpha - \mu$. Para determinar os parâmetros μ_z e α_z da VA Z , deve-se resolver o seguinte sistema de equações transcendentais

$$\frac{\Gamma^2(\mu_z + \frac{1}{\alpha_z})}{\Gamma(\mu_z)\Gamma(\mu_z + \frac{2}{\alpha_z}) - \Gamma^2(\mu_z + \frac{1}{\alpha_z})} = \frac{\mathbb{E}^2[Z]}{\mathbb{E}[Z^2] - \mathbb{E}^2[Z]} \quad (3.29)$$

$$\frac{\Gamma^2(\mu_z + \frac{2}{\alpha_z})}{\Gamma(\mu_z)\Gamma(\mu_z + \frac{4}{\alpha_z}) - \Gamma^2(\mu_z + \frac{2}{\alpha_z})} = \frac{\mathbb{E}^2[Z^2]}{\mathbb{E}[Z^4] - \mathbb{E}^2[Z^2]}. \quad (3.30)$$

O parâmetro de escala, por sua vez, pode ser determinado através de

$$\hat{z} = \frac{\mu_z^{1/\alpha_z} \Gamma(\mu_z) \mathbb{E}[Z]}{\Gamma(\mu_z + 1/\alpha_z)}. \quad (3.31)$$

Os momentos necessários para a resolução de desse sistema, $\mathbb{E}[Z]$, $\mathbb{E}[Z^2]$, e $\mathbb{E}[Z^4]$, podem ser obtidos através da expansão multinomial escrita em termos dos momentos de cada VA que compõe o somatório (Y_n), conforme (3.7). Já os momentos das VAs Y_n podem ser

obtidos através de [Costa et al. 2008]

$$\mathbb{E}(Y^k) = \hat{y}^k \frac{\Gamma(\mu_y + k/\alpha_y)}{\mu_y^{k/\alpha_y} \Gamma(\mu_y)}. \quad (3.32)$$

Finalmente tem-se que a probabilidade de *outage* para o esquema CC é dada por

$$P_{\text{out}}^{\text{CC}}(N) = \Pr\{Z \leq \xi\} \approx 1 - \frac{\Gamma\left(\mu_z(N), \mu_z(N) \left(\frac{\xi}{\hat{z}(N)}\right)^{\alpha_z(N)}\right)}{\Gamma(\mu_z(N))}. \quad (3.33)$$

Para exemplificar os resultados obtidos para a aproximação, considere que $\lambda_h = \lambda_g = 1$. De forma que, $\alpha_y = 0,5$, $\mu_y = 1,6467$ e $\hat{y} = 0,6169$. Assim, a Tabela 3.2 mostra os valores obtidos para a aproximação para valores de N de um a dez, visto que são valores razoáveis utilização prática.

Tabela 3.2: Parâmetros necessários para a aproximação da soma de variáveis aleatórias $\alpha - \mu$.

N	μ_z	α_z	\hat{z}
1	4,1163	0,4413	1,4592
2	7,4201	0,3988	2,3534
3	11,5564	0,3665	3,2731
4	16,5064	0,3410	4,2085
5	22,2384	0,3204	5,1547
6	28,7123	0,3034	6,1087
7	35,8830	0,2892	7,0686
8	43,7034	0,2772	8,0331
9	52,1266	0,2669	9,0012
10	61,1068	0,2580	9,9724

Fonte: Autoria Própria.

Na Figura 3.3 está representada a curva da probabilidade de *outage* simulada (pontos) e a aproximada (linhas). Pode-se notar pela figura que a aproximação é bastante satisfatória, dado que os valores obtidos por simulação são muito próximos dos obtidos pela aproximação.

3.2.2.2 THROUGHPUT

No esquema de combinação de Chase, as retransmissões não são mais independentes. Assim, o *throughput* é dado por

$$\tau^{\text{CC}} = R(1 - \alpha) \sum_{n=0}^N \frac{\mathfrak{P}(n)}{n+1}, \quad (3.34)$$

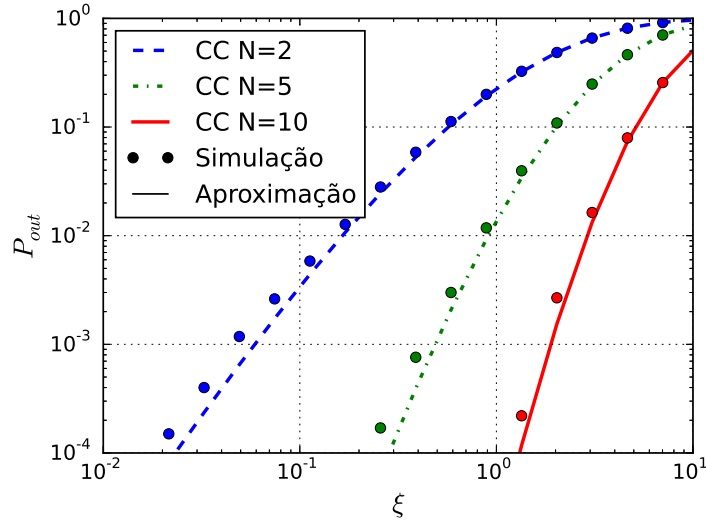


Figura 3.3: Comparação entre a probabilidade de *outage* simulada e aproximada em função de ξ , para diversos valores de N .

Fonte: Autoria Própria

onde $\mathfrak{P}(n)$ é a probabilidade de decodificar com sucesso na n -ésima retransmissão. Seguindo a mesma linha de raciocínio da Seção 3.1.2.2, tem-se que

$$\tau^{\text{CC}} = R(1 - \alpha) \left[1 - P_{\text{out}}^{\text{CC}}(0) \right] + R(1 - \alpha) \left[\sum_{n=1}^N \frac{P_{\text{out}}^{\text{CC}}(n-1) - P_{\text{out}}^{\text{CC}}(n)}{n+1} \right]. \quad (3.35)$$

Para verificar a acurácia do *throughput*, dado que esse foi derivado baseando-se na probabilidade de *outage* aproximada, a Figura 3.2 compara o *throughput* obtido com a probabilidade de *outage* simulada e aproximada em função de ξ . Para essa análise, considerou-se $\alpha = 1/2$ e $R = 3$ bpcu. Novamente, pode-se perceber que o resultado da aproximação é bem satisfatório.

3.2.2.3 ENERGIA

Por fim, da mesma forma que na Seção 3.1.2.3 a energia consumida, no esquema de canais distintos, é dada por

$$E^{\text{CC}} = E_d + E_d \sum_{n=0}^{N-1} \prod_{j=0}^n \overline{P_{\text{out}}^{\text{CC}}(j)} = \underbrace{E_d}_{\text{1a transmissão}} + E_d \underbrace{\sum_{n=0}^{N-1} P_{\text{out}}^{\text{CC}}(n)}_{\text{retransmissões}}. \quad (3.36)$$

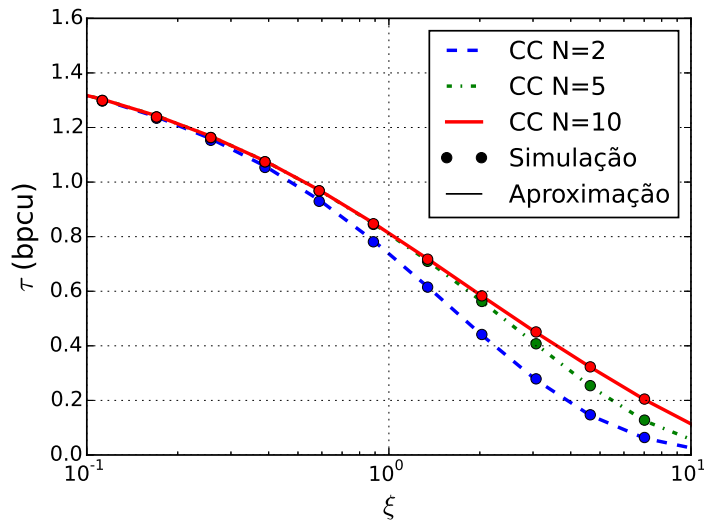


Figura 3.4: Comparação entre o *throughput* (τ) resultante da probabilidade de *outage* simulada e aproximada em função de ξ , para diversos valores de N . Utilizou-se $\alpha = 0,5$ e $R = 3$ bpcu.

Fonte: Autoria Própria

3.3 CONCLUSÕES

Nessa seção são apresentadas as técnicas de HARQ aplicadas para o cenário de dois nós proposto. São consideradas duas estratégias para tratamento de pacotes no destino: a primeira chamada de HARQ simples e a segunda chamada de combinação de Chase. No HARQ simples, a decodificação é feita apenas com base no último pacote recebido. O esquema CC, por sua vez, permite combinar as diversas versões recebidas do pacote, o que resulta em uma SNR acumulada no destino.

Ainda, em relação ao CC, o desenvolvimento matemático se torna um pouco mais intrincado, dado que a análise estatística é feita em relação a soma de variáveis aleatórias. Nesse sentido, aproximações para a soma de VAs Weibull e VAs resultantes do produto de duas exponenciais foram usadas, respectivamente, para o caso de canais recíprocos e distintos. A acurácia das aproximações foram demonstradas através de gráficos comparativos. No próximo capítulo os resultados obtidos são avaliados em exemplos numéricos.

4 RESULTADOS NUMÉRICOS

Nesse capítulo, são apresentados resultados numéricos para os modelos obtidos nos capítulos anteriores. Quanto aos parâmetros utilizados para o sistema, a menos que seja especificado ao contrário, é considerado: fração dedicada a transferência de energia $\alpha = 0,5$, $m = 2,7$ (que corresponde a uma área rural), taxa de transmissão $R = 3$ bpcu, e potência de transmissão do destino $P_d = 10$ W. Ainda, visando simplificar a análise, sem comprometer a essência do comportamento do sistema, os seguintes parâmetros são considerados normalizados: variância do ruído Gaussiano $N_0 = 1$, efeito de desvanecimento $\lambda_h = \lambda_g = 1$, distância entre nós $d = 1$ m, período do bloco de informação $T = 1$ s e eficiência do circuito de recuperação de energia $\eta = 1$.

4.1 COMPORTAMENTO DO SISTEMA EM FUNÇÃO DA POTÊNCIA DE TRANSMISSÃO DO DESTINO

Nessa seção analisa-se o comportamento do sistema com relação à potência de transmissão do nó destino. A energia recuperada pelo nó fonte, representada na equação (2.1), depende da potência de transmissão do destino, da distância e canal entre os nós, da eficiência do sistema de recuperação de energia e do tempo dedicado para transferência de energia (αT). Neste exemplo, com exceção da potência de transmissão do destino, todos os outros parâmetros possuem valores constantes, conforme especificado anteriormente. Dessa forma, a energia recuperada pela fonte é diretamente afetada pela potência de transmissão do destino. Salienta-se que, a energia recuperada define a potência do sinal transmitido pela fonte, e, conseqüentemente, influencia na probabilidade de *outage*.

Dessa maneira, a Figura 4.1 representa a probabilidade de *outage* (*i.e.*, probabilidade que ocorra falha na decodificação) em função da potência de transmissão do destino. Note que a figura representa o esquema CC e o HS. Para ambos esquemas é utilizado número máximo de retransmissões N variando de zero a dois. Ainda, note que quando $N = 0$, os dois esquemas são iguais. Perceba que na medida que mais potência é usada pelo destino, menor é a probabilidade

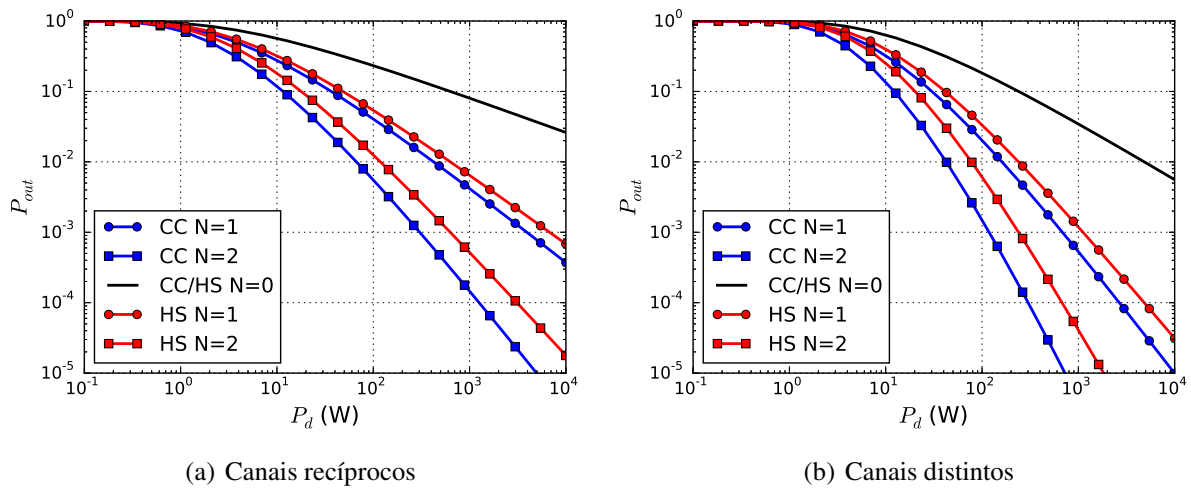


Figura 4.1: Probabilidade de *outage* em função da potência de transmissão do destino, para $\alpha = 0,5$.

Fonte: Autoria Própria

de *outage*. Ainda, perceba que os esquemas HARQ melhoram o desempenho do sistema, dado que a medida que N aumenta, menor é a probabilidade de falha. A Figura 4.1(a) ilustra o caso em que os canais h e g são recíprocos (*i.e.*, iguais em todo o período do bloco de informação T) e a Figura 4.1(b) mostra o caso em que os canais são distintos. Adicionalmente, pode-se notar pela figura que a inclinação das curvas é mais acentuada para o caso de canais distintos, o que indica que o grau de diversidade é maior nesse caso. Entretanto, perceba que, para o caso de canais recíprocos, menos potência é necessária para que o sistema deixe de operar com probabilidade de *outage* tendendo a um.

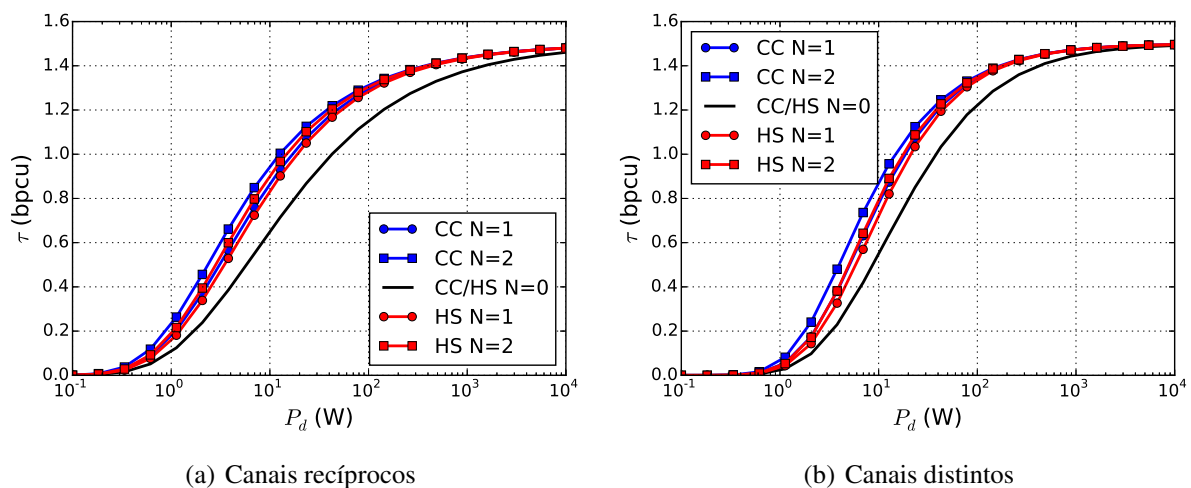


Figura 4.2: *Throughput* do sistema em relação a potência de transmissão do destino, para $\alpha = 0,5$.

Fonte: Autoria Própria

Na sequência, a Figura 4.2 mostra o *throughput* alcançado pelo sistema em função de P_d . É possível perceber que quando a potência de transmissão é muito pequena, o *throughput*

tende a zero. Isso é devido a alta probabilidade de falha na recepção dos pacotes. Na medida que a P_d aumenta, maior é a SNR do sinal recebido no destino, permitindo que a probabilidade de decodificar a informação com sucesso também aumente, ou seja, a probabilidade de *outage* diminui. Nessas condições, o sistema tende a alcançar o máximo $\tau = 1,5$ bpcu; que é determinado pela taxa de transmissão (nesse caso $R = 3$ bpcu) e pela fração de tempo dedicada à transferência de energia (nesse caso $\alpha = 0,5$). Note que as particularidades de canais recíprocos e distintos também se refletem no *throughput*, pois o *throughput* é maior em baixa SNR para o caso de canais recíprocos. Já para alta SNR, essa relação se inverte, tornando o *throughput* maior para o caso de canais distintos. Esse efeito está diretamente relacionado ao comportamento da probabilidade de *outage* para os dois casos.

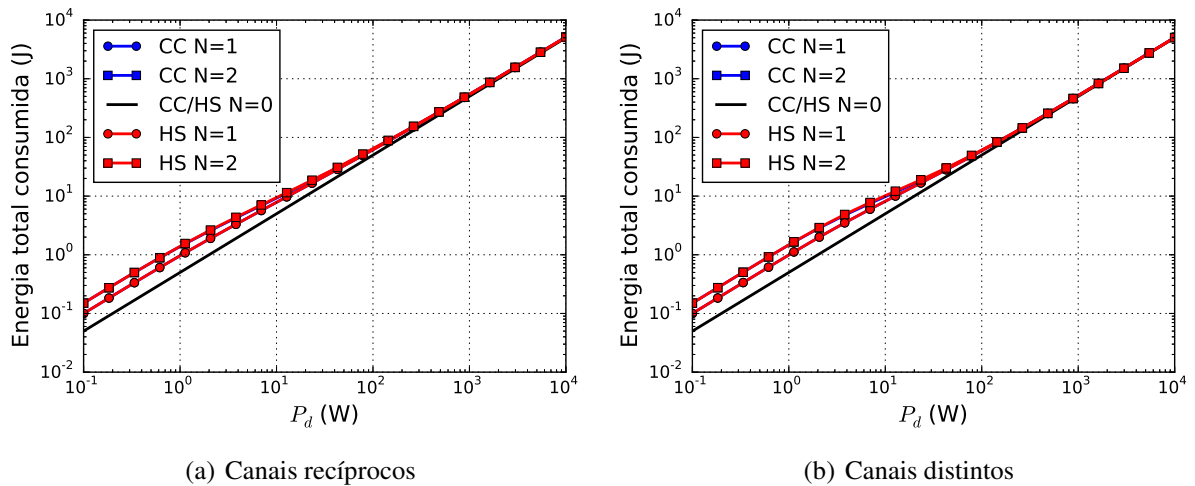


Figura 4.3: Energia total consumida em função de P_d , para $\alpha = 0,5$.

Fonte: Autoria Própria

A Figura 4.3 mostra o consumo total de energia do sistema em relação à potência de transmissão do destino. A energia total consumida é dada pela soma da energia gasta em cada retransmissão ponderada pela probabilidade de que aquela retransmissão ocorra. Assim, quando a SNR do sistema é pequena, os esquemas HARQ tendem a usar todas as retransmissões possíveis, implicando em um maior consumo de energia. Entretanto, na medida que P_d aumenta, a probabilidade de decodificar com sucesso a informação nas primeiras transmissões é maior. Assim, menos retransmissões são utilizadas. Note que quando a SNR for tal que todos os esquemas utilizem apenas uma retransmissão, a energia total consumida é a mesma.

Uma métrica muito importante para comparar o desempenho dos diferentes esquemas é a eficiência energética, sendo ainda mais expressiva em cenários com restrições energéticas. Essa métrica pode ser observada na Figura 4.4, onde está representado o *throughput* em função da energia média total consumida pelo sistema. Da figura, pode-se perceber que os esquemas com HARQ não são interessantes quando a energia disponibilizada é muito pequena (*i.e.*,

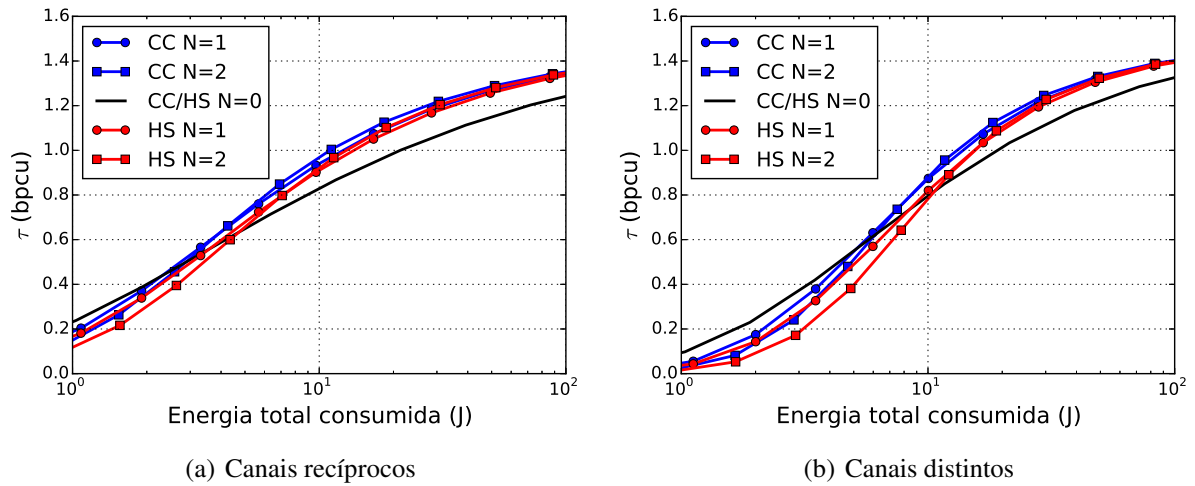


Figura 4.4: *Throughput* alcançado em função da energia total consumida, para $\alpha = 0,5$.
Fonte: Autoria Própria

quando a potência do sinal usado pelo destino para carregar a fonte é pequena). Entretanto, vale observar que nessas regiões de baixa energia, o *throughput* também é bastante pequeno, sendo uma região de baixo interesse prático. Por outro lado, na medida que mais energia é disponibilizada, os esquemas com HARQ se tornam bastante atrativos. Em resumo, pode-se notar pela Figura 4.4 que HARQ melhora a eficiência energética do sistema, uma vez que a informação pode ser entregue gastando menos energia. Ainda, é possível perceber que o esquema CC apresenta melhor desempenho se comparado com o esquema HS.

De forma a facilitar a visualização da eficiência energética, apresentada na Figura 4.4, a Figura 4.5 mostra a energia consumida para um determinado *throughput* desejado. A título de exemplo, são escolhidos alguns valores para *throughput* de forma a capturar os diversos comportamentos observados na eficiência energética. Novamente, é possível perceber que para alcançar um maior *throughput*, mais energia é consumida pelo sistema. Ainda, fica claro que quando o montante de energia é pequeno, por exemplo para $\tau = 0,4$ bpcu; o uso dos esquemas HARQ não é vantajoso, pois consomem mais energia para atingir o mesmo *throughput*. Entretanto, na medida que deseja-se alcançar um *throughput* maior, as vantagens dos esquema HARQ se tornam expressivas. É possível perceber que em relação ao esquema sem retransmissões, para $\tau = 1,2$ bpcu, os esquema HARQ poupam cerca de 60% de energia para o caso de canais recíprocos e cerca de 40% para o caso de canais distintos.

4.2 COMPORTAMENTO DO SISTEMA EM RELAÇÃO AO PARÂMETRO α

De forma a investigar mais a fundo o comportamento do sistema, considera-se a variação do parâmetro α . Esse parâmetro determina a fração de tempo dedicada para a

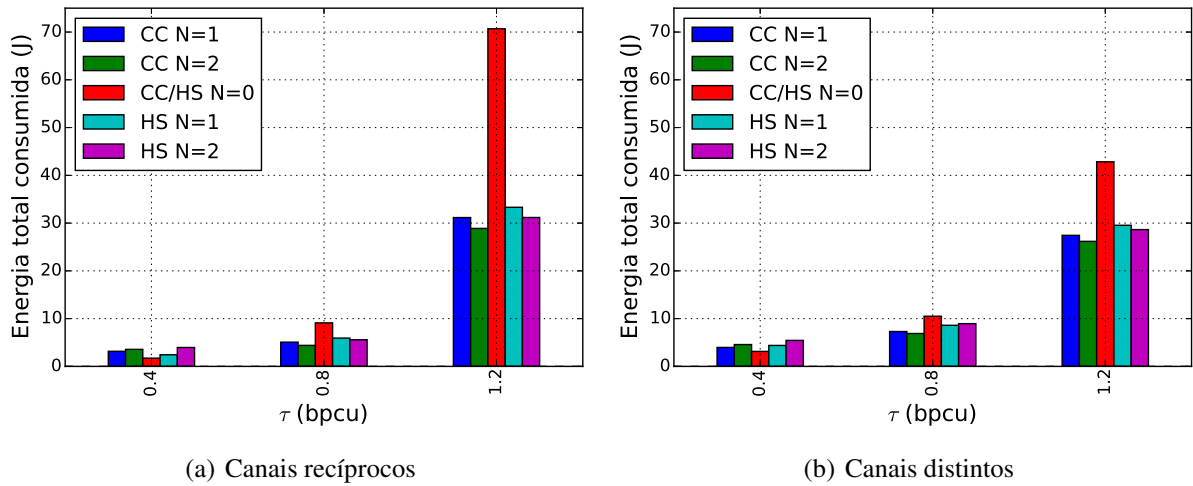


Figura 4.5: Energia total consumida para um dado *throughput* desejado.
Fonte: Autoria Própria

transferência de energia e, conseqüentemente, o tempo dedicado ao envio de informação. Assim, é de se esperar que o sistema seja grandemente impactado pela escolha do α . As figuras 4.6 e 4.7 mostram respectivamente a probabilidade de *outage* e *throughput*, em função do tempo de recarga ($0 \leq \alpha \leq 1$).

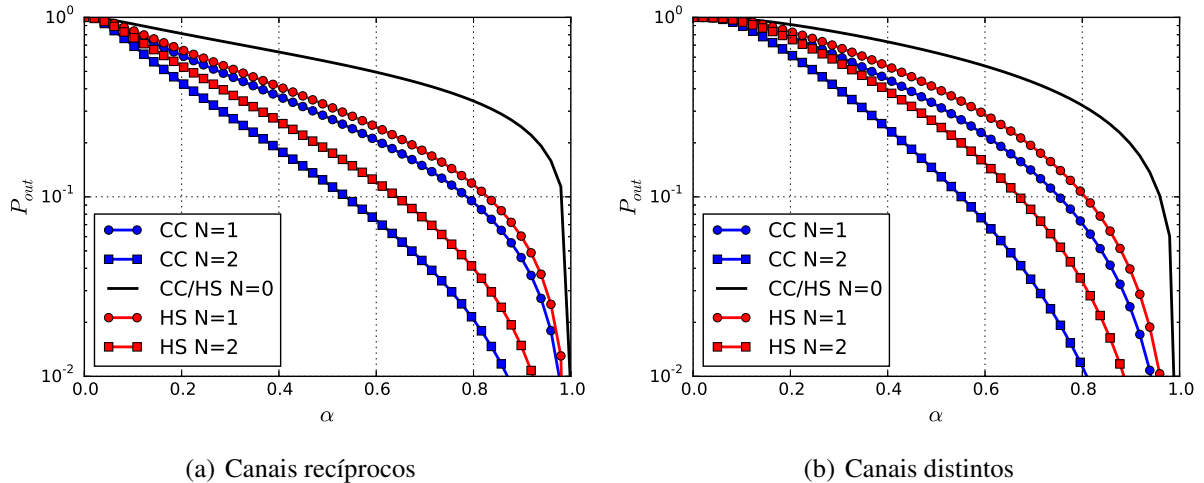


Figura 4.6: Probabilidade de *outage* em função do parâmetro α .
Fonte: Autoria Própria

Pela Figura 4.6, é possível perceber que o comportamento da probabilidade de *outage* é similar ao observado na Figura 4.1, pois quando α tende a zero, pouca energia é recuperada, implicando em baixa potência de transmissão, levando a alta probabilidade de *outage*. Na medida que mais tempo é dedicado para a transferência de energia (maior α), mais energia é recuperada pelo nó S que, por sua vez, pode transmitir com mais potência, diminuindo a probabilidade de *outage*.

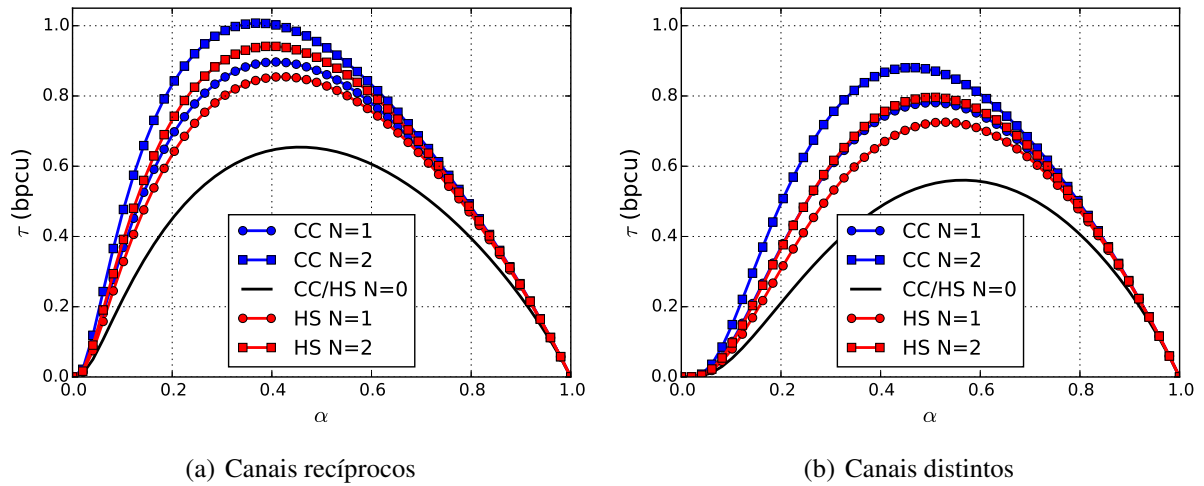


Figura 4.7: *Throughput* em função do parâmetro α .

Fonte: Autoria Própria

O *throughput* do sistema em relação à variação de α está representado na Figura 4.7. Perceba que τ assume valores muito pequenos na medida que α tende aos seus extremos (*i.e.*, próximo a zero ou próximo a um). Quando α se aproxima de zero, o baixo *throughput* é explicado pelas altas probabilidades de *outage*, como mostrado na Figura 4.6. Por outro lado, quando α aumenta, mais tempo é dedicado para a transferência de energia e menos tempo resta para o envio de informação, o que também reduz o *throughput* quando α tende a um. Além disso, é possível concluir pela Figura 4.7 que existe um certo α que maximiza o *throughput*. Perceba que na medida que as condições de operação do sistema melhoram (*i.e.*, menor probabilidade de *outage*), menor será o α ótimo, visto que o ponto máximo do *throughput* tende para a esquerda na medida que N aumenta. Finalmente, é possível notar que com o uso do esquema CC o desempenho do sistema é superior ao desempenho obtido com o esquema HS. Ainda, note que nessas condições o *throughput* máximo alcançado para o caso de canais recíprocos é maior do que para o caso de canais distintos.

4.3 COMPORTAMENTO DO SISTEMA PARA O α OTIMIZADO NUMERICAMENTE

A Seção 4.2 demonstra que existe um determinado α que maximiza o *throughput*. Ainda, esse α é diferente para cada esquema HARQ e varia com o máximo número de retransmissões empregado. Assim, na sequência investiga-se mais sobre o impacto do uso do α ótimo.

A Figura 4.8 mostra o α que maximiza o *throughput* para diferentes valores de P_d . Os valores do α ótimo foram determinados numericamente utilizando o método *downhill simplex*, que é um método numérico para problemas onde as derivadas podem não ser conhecidas. Esse

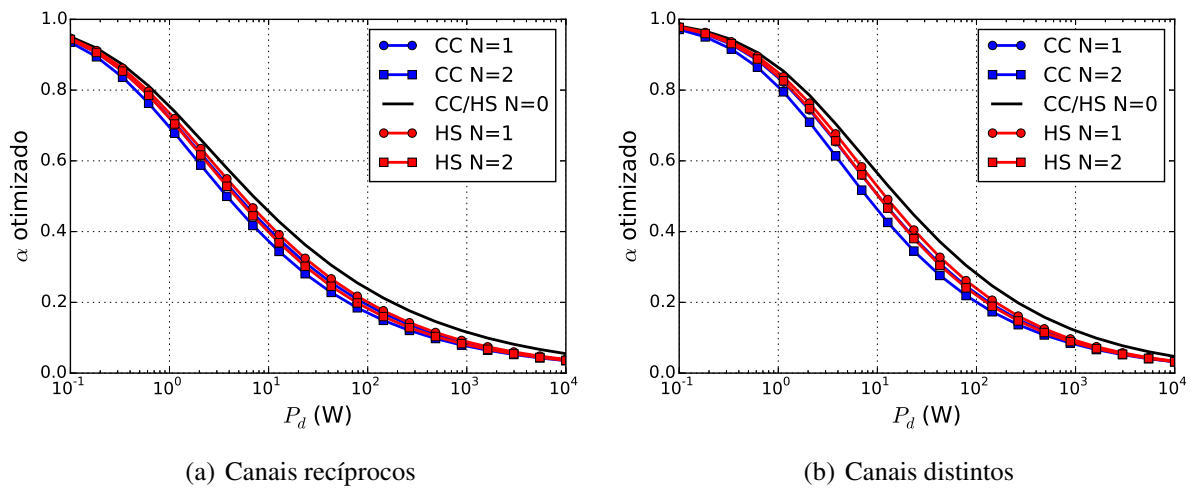


Figura 4.8: Parâmetro α que otimiza o *throughput* para diferentes valores de potência de transmissão P_d .

Fonte: Autoria Própria

baseia-se em heurísticas de buscas e utiliza apenas os valores da função, não dependendo de suas derivadas [Nelder e Mead 1965]. Novamente, salienta-se que potência de transmissão P_d reflete diretamente na energia recuperada pelo nó fonte de informação, o que conseqüentemente interfere na SNR percebida do sinal recebido, na medida que P_d aumenta, maior é a SNR. Isso implica em melhores condições de operação para o sistema, confirmando que α diminui, como anteriormente indicado pela Figura 4.8.

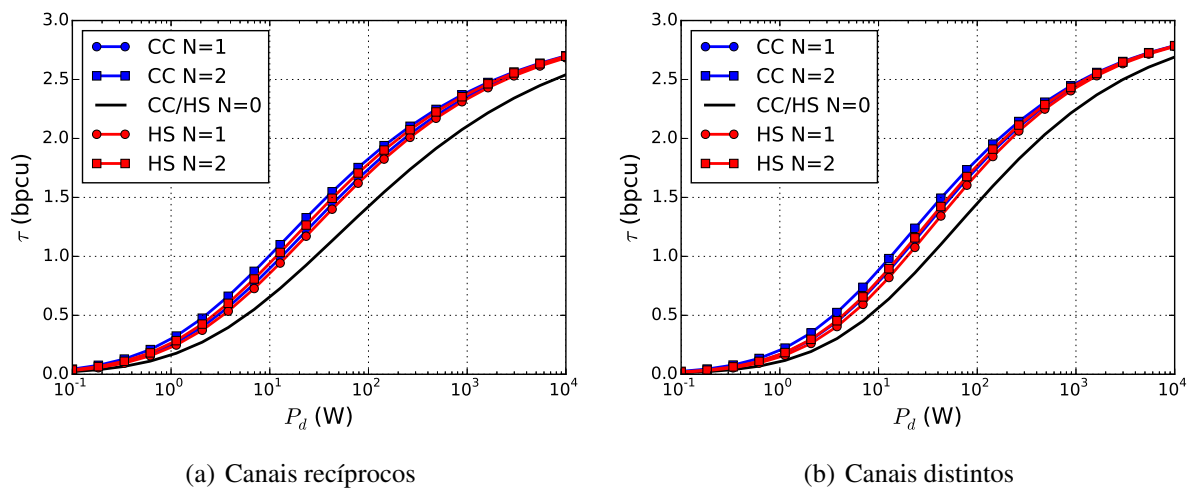


Figura 4.9: *Throughput* τ maximizado pela otimização do α para diferentes valores de potência de transmissão P_d .

Fonte: Autoria Própria

A Figura 4.9 mostra o *throughput* maximizado pela otimização do parâmetro α . Como pode-se observar pela figura, na medida que P_d assume valores elevados o *throughput* alcançado tende à taxa de transmissão R . Essa é uma grande vantagem de se utilizar o α ótimo, pois na

medida que o α ótimo diminui, mais tempo pode ser dedicado para o envio de informação, de maneira que o *throughput* aumenta.

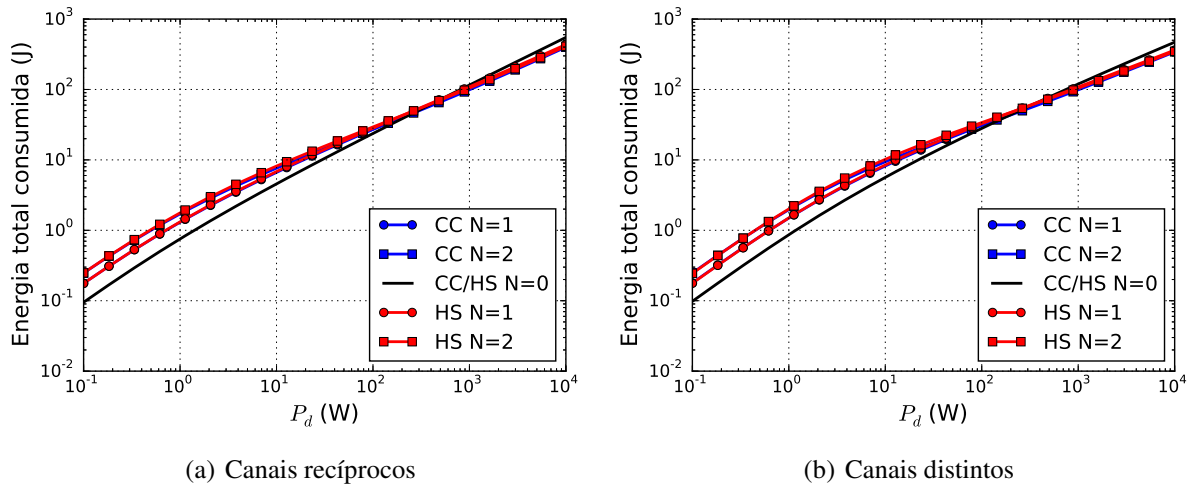


Figura 4.10: Energia consumida (E^{HS} para HARQ simples e E^{CC} para combinação de Chase) para diferentes valores de potência de transmissão P_d .

Fonte: Autoria Própria

Na Figura 4.10 mostra-se a energia consumida pelos diferentes esquema em função de P_d . Pode-se perceber que, para valores baixos de P_d , o comportamento do consumo energético é muito similar para o caso sem otimização. Por outro lado, na medida que P_d aumenta, as vantagens dos esquemas HARQ são evidenciadas em termos de consumo energético. Para alta SNR, a energia consumida pelos esquemas com HARQ é menor do que a energia consumida pelo esquema sem retransmissão ($N = 0$). Isso se dá pois, mesmo usando apenas uma transmissão em média, os esquemas com HARQ podem utilizar valores menores para α , dado a possibilidade de retransmissão em caso de falha na decodificação.

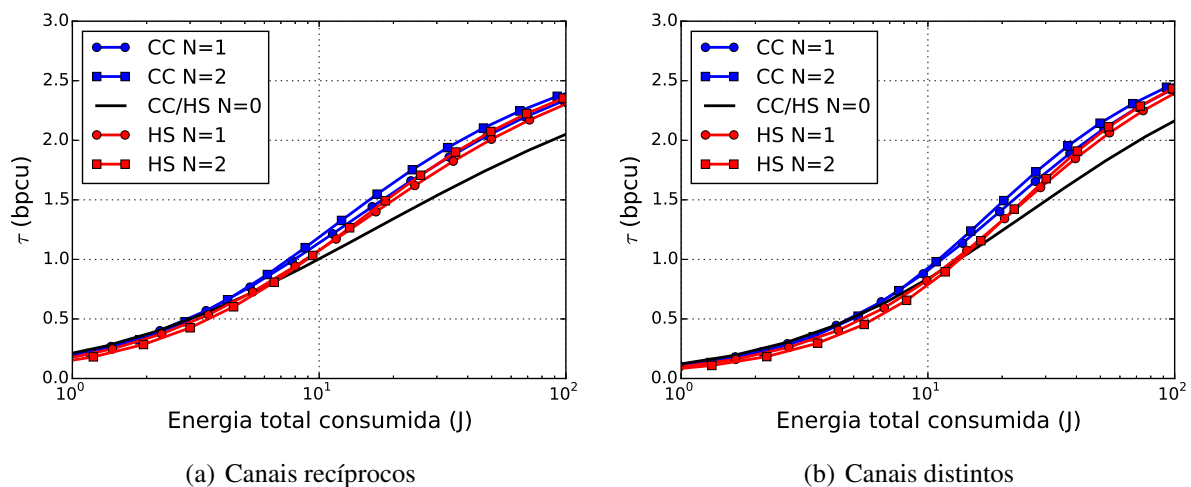


Figura 4.11: *Throughput* maximizado pelo ótimo α em função da energia total consumida.

Fonte: Autoria Própria

A Figura 4.11 mostra o desempenho do sistema por um aspecto de eficiência energética. Da figura, pode-se perceber, novamente, que os esquema com HARQ não são interessantes quando a energia disponibilizada é muito pequena. Por outro lado, na medida que mais energia é disponibilizada, os esquemas com HARQ se tornam bastante atrativos, pois aumentam consideravelmente o *throughput* do sistema.

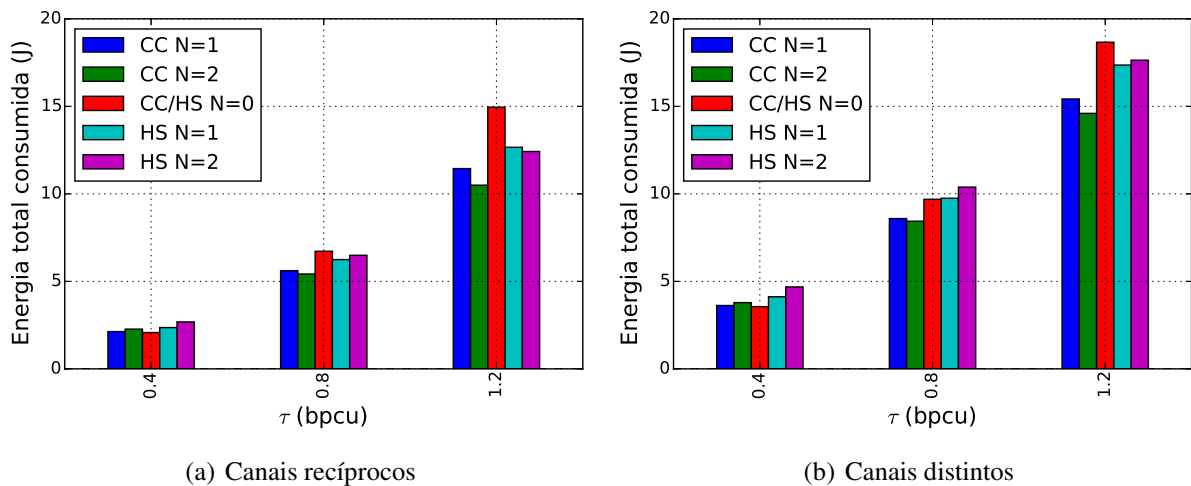


Figura 4.12: Comparação entre a energia consumida para alcançar um dado *throughput*.
Fonte: Autoria Própria

De forma a comparar o impacto da alocação do parâmetro α para maximizar o *throughput*, a Figura 4.12 mostra a energia consumida para um determinado *throughput* alvo. Os valores de *throughput* são os mesmos escolhidos na Seção 4.1. Ao comparar a Figura 4.5 com a Figura 4.12 possível perceber o grande impacto do uso de um α apropriado em relação à eficiência energética. Note que, ao utilizar a otimização de α , para alcançar o mesmo $\tau = 1,2$ bpcu o esquema sem retransmissão ($N = 0$) consome aproximadamente 80% menos energia para o caso de canais recíprocos e 58% menos energia para o caso de canais distintos.

Ainda, como mencionado anteriormente, uma das grandes vantagens da otimização do α é que, em condições de sistema extremamente favoráveis, pode-se alcançar *throughput* próximo da taxa de transmissão R . Assim, considera-se diferentes valores de *throughput* alvo de forma a explorar melhor o comportamento da eficiência energética quando o α ótimo é utilizado. Através da Figura 4.13, pode-se perceber que na medida que se deseja alcançar um *throughput* maior, mais energia é consumida e mais expressivas se tornam as vantagens dos esquemas de HARQ. A título de exemplo, para o caso de canais recíprocos, para alcançar $\tau = 2$ bpcu pode-se perceber que os esquemas CC e HS com $N = 2$ gastam respectivamente cerca 58% e 52% menos energia que o esquema com $N = 0$. Já para o caso de canais distintos, para alcançar $\tau = 2$ bpcu pode-se perceber que os esquemas CC e HS com $N = 2$ gastam respectivamente cerca de 46% e 38% menos energia que o esquema com $N = 0$.

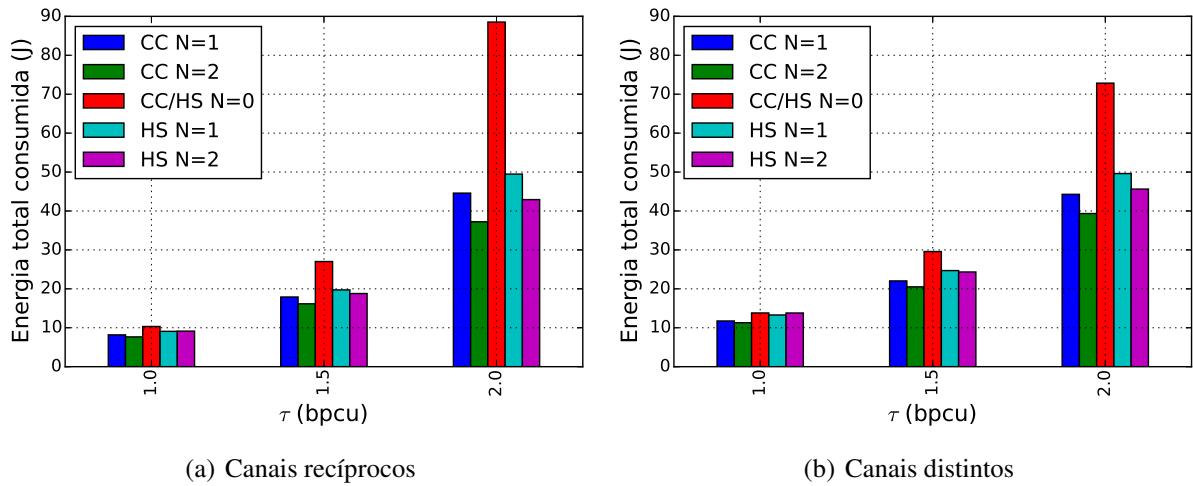


Figura 4.13: Comparação entre a energia consumida para alcançar um dado *throughput*.
Fonte: Autoria Própria

4.4 ANÁLISE DA OTIMIZAÇÃO SIMULTÂNEA DE α E R

Outro parâmetro que afeta diretamente o *throughput* do sistema é a taxa de transmissão R . A Figura 4.14 mostra o *throughput* em função da taxa de transmissão, quando $\alpha = 0,5$. Assim como para o parâmetro α , pode-se perceber que existe um determinado valor de R que maximiza o *throughput*. Dessa maneira, investiga-se o comportamento do sistema, quando é escolhido simultaneamente o α e R que maximizam o *throughput*. A Figura 4.15 mostra o parâmetro R obtido numericamente para maximizar o *throughput* em função da potência de transmissão do destino.

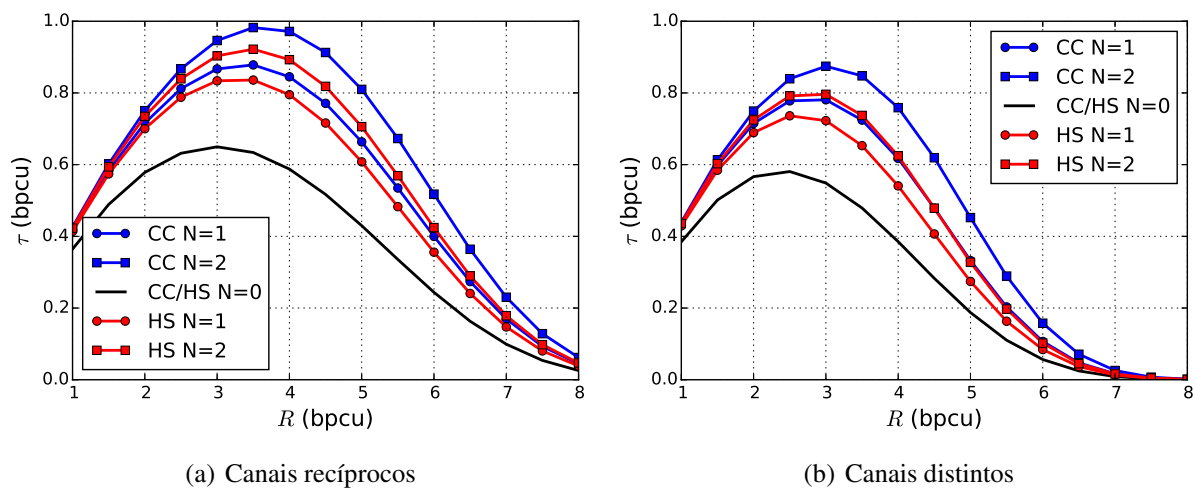


Figura 4.14: *Throughput* alcançado pelo sistema em função de R , para $\alpha = 0,5$.
Fonte: Autoria Própria

O comportamento do α ótimo é similar ao observado na Seção 4.3. Já pela Figura 4.15 observa-se que a taxa ótima é pequena quando as condições do sistema não são favoráveis (*i.e.*,

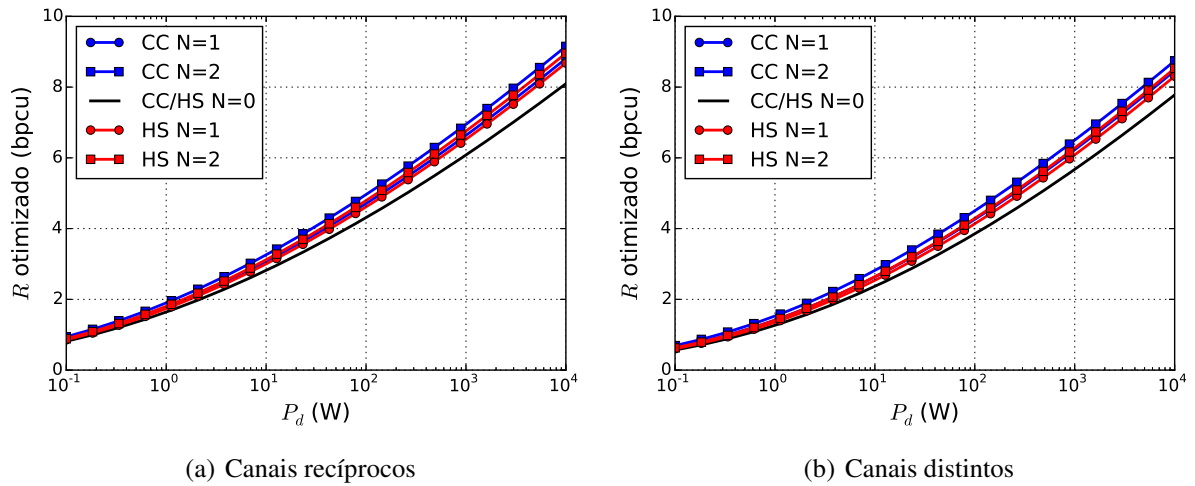


Figura 4.15: Otimização da taxa R em função da potência de transmissão do destino.
Fonte: Autoria Própria

baixa SNR). Na medida que mais potência é utilizada pelo destino, a SNR aumenta, levando o sistema a operar com taxa ótima maior.

A Figura 4.16 mostra o *throughput* em função da potência de transmissão do destino, quando são aplicados o α e o R ótimos. Perceba que quanto maior for a potência de transmissão, maior é o *throughput*. Também perceba que os esquemas de HARQ melhoram o desempenho do sistema e que o esquema CC é superior ao do esquema HS.

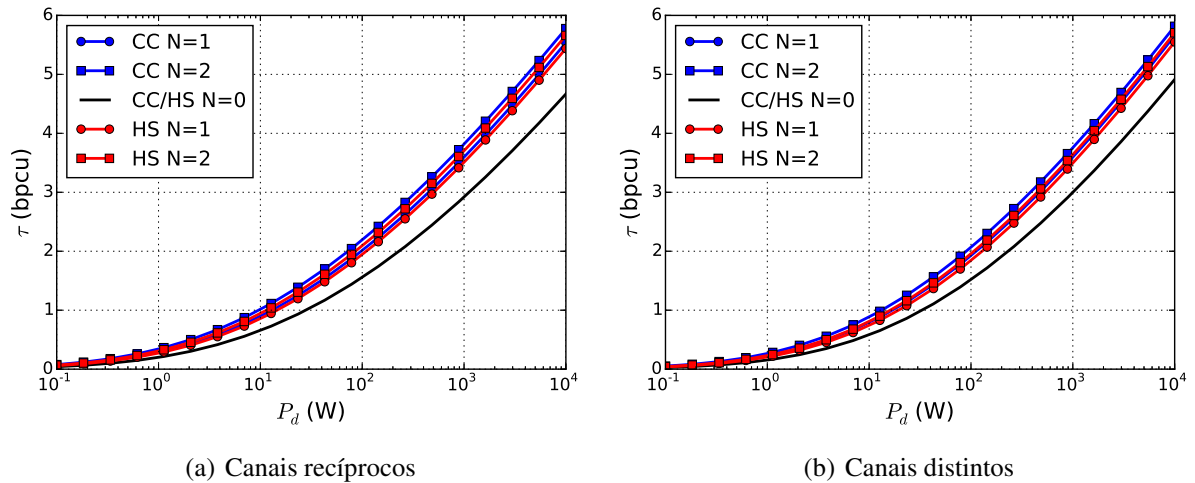


Figura 4.16: *Throughput* alcançado em função da potência P_d , quando α e R são escolhidos para maximizar o *throughput*.

Fonte: Autoria Própria

Finalmente, de forma a verificar o impacto da otimização simultânea de α e R , a Figura 4.17 mostra a energia total necessária para alcançar um certo *throughput* alvo. Os valores de *throughput* foram escolhidos de forma a permitir a comparação com os resultados obtidos na Seção 4.3. Perceba que para um *throughput* alvo $\tau = 1$ bpcu é necessária potência

de transmissão $P_d \approx 10^1$ W. O que implica na taxa de operação ótima $R \approx 3$ bpcu, conforme a Figura 4.16. Assim os resultados obtidos para $\tau = 1$ bpcu são muito similares para os dois casos, pois a taxa utilizada na análise anterior leva em consideração $R = 3$ bpcu.

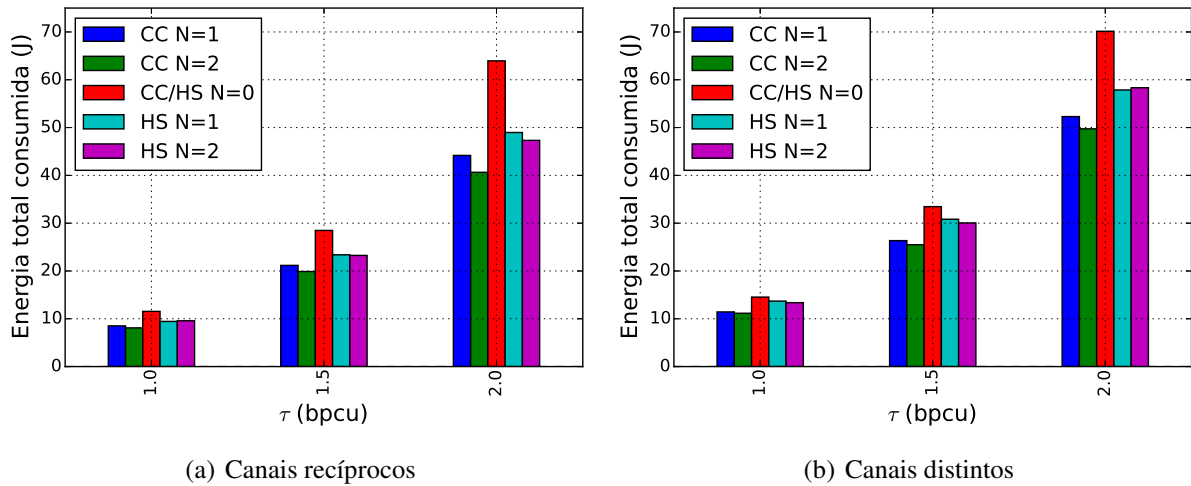


Figura 4.17: Energia total consumida para atingir um dado *throughput*, quando α e R maximizam o *throughput*.

Fonte: Autoria Própria

Por outro lado, note que, se comparado com o caso em que apenas o parâmetro α é otimizado, quando usa-se otimização simultânea de α e R , de maneira geral, a eficiência energética do sistema é reduzida. Isso se dá, pois quando se otimiza α e R , existem dois graus de liberdade para maximização do *throughput*. Isso significa que o sistema pode aumentar o *throughput* também modificando a taxa, e não apenas o tempo dedicado para o envio de informação. Assim, na otimização simultânea, os valores obtidos para α ótimo podem ser maiores do que os obtidos ao otimizar apenas α . Sabe-se que o parâmetro α exerce grande impacto sobre o consumo de energia, de forma que, em geral, um maior α implica em maior quantidade de energia consumida.

Entretanto, salienta-se que o esquema de otimização simultânea também possui vantagens. Uma delas é que a potência utilizada pelo destino para alcançar o mesmo *throughput* é menor quando o R ótimo é empregado. Ou seja, o destino pode transmitir com menos potência, pois mais tempo é dedicado para a recuperação de energia. A título de exemplo, observe pela Figura 4.9(a) (caso em que apenas α é otimizado) que, para $\tau = 2$ bpcu no esquema com $N = 0$, o sistema opera com $\alpha \approx 0,2$ e o destino carrega a fonte com $P_d \approx 8 \times 10^2$ W. Por sua vez, quando se otimiza simultaneamente α e R , para alcançar $\tau = 2$ obtém-se como parâmetros ótimos $\alpha \approx 0,4$ e, pela Figura 4.15(a), $R \approx 5$ bpcu, permitindo que o destino utilize $P_d \approx 2,5 \times 10^2$ W.

4.5 CONSIDERAÇÕES SOBRE A EFICIÊNCIA DE RECUPERAÇÃO DE ENERGIA

Até agora toda a análise desenvolvida foi feita utilizando a eficiência do circuito de recuperação de energia como sendo ideal ($\eta = 1$). Entretanto, é sabido que na prática essa premissa não é verdadeira. Assim, verifica-se o comportamento do sistema na medida que a eficiência é diferente da ideal. Para a análise a seguir é considerado o caso em que o parâmetro α é otimizado para maximizar o *throughput*. Ainda, os demais parâmetros do sistema são considerados conforme indicado no início do capítulo.

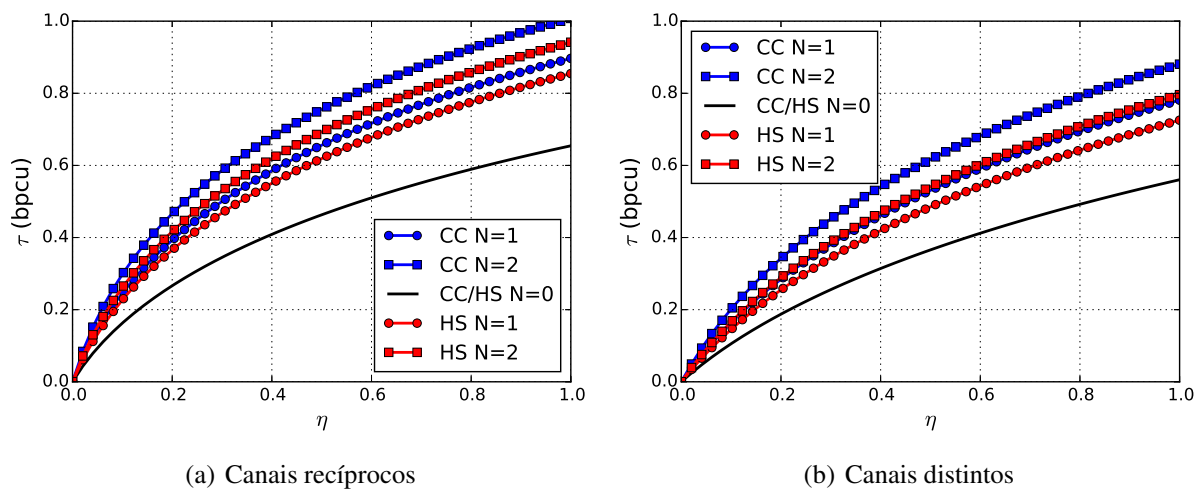


Figura 4.18: *Throughput* alcançado em função da eficiência de recuperação de energia η , quando o α é ótimo.

Fonte: Autoria Própria

Na Figura 4.18 está representado o *throughput* maximizado pelo α ótimo obtido em função da variação da eficiência η . Perceba que na medida que a eficiência deixa de ser ideal ($\eta < 1$) menor é o *throughput* alcançado. Entretanto, note que todos os esquemas de transmissão são afetados de igual forma, de modo que o uso de HARQ continua melhorando o desempenho do sistema. Quando a eficiência é tal que pouquíssima energia é recuperada ($\eta \rightarrow 0$) o *throughput* vai a zero. Isso ocorre pela alta probabilidade de *outage*. Ainda, como o parâmetro α está sendo otimizado, nessas condições todo o tempo é dedicado para a recuperação de energia e nenhum tempo é dedicado para o envio de informação.

Assim, mesmo que na prática não se obtenha $\eta = 1$, contanto que $\eta > 0$, as conclusões desse capítulo se mantêm. Isso é devido ao comportamento relativo (*i.e.*, entre os diversos esquemas) do sistema ser o mesmo para diferentes valores de η . Entretanto, vale salientar que quanto menor for η , menor é a eficiência energética do sistema. Pois para a mesma quantidade de energia, passa-se a entregar menos informação.

4.6 CONSIDERAÇÕES SOBRE O NÚMERO MÁXIMO DE RETRANSMISSÕES

Como verificado nas seções anteriores, é possível perceber que o uso dos esquemas HARQ melhora o desempenho do sistema. Ainda, esses benefícios são maiores na medida que o número máximo de retransmissão permitidas aumenta. Entretanto, de forma a tornar mais claro o impacto do parâmetro N sobre o desempenho sistema, são feitas algumas considerações levando em conta a eficiência energética.

A Figura 4.19 mostra a energia total consumida pelo sistema normalizada em relação a energia consumida pelo esquema sem retransmissão ($N = 0$). Assim, pode-se notar que os esquemas $N = 0$ está representado na linha para energia normalizada igual a um. A Figura 4.19(a) representa o caso para canais recíprocos e a Figura 4.19(b) representa o caso para canais distintos. Para essa análise é considerado a otimização do α para maximizar o *throughput*.

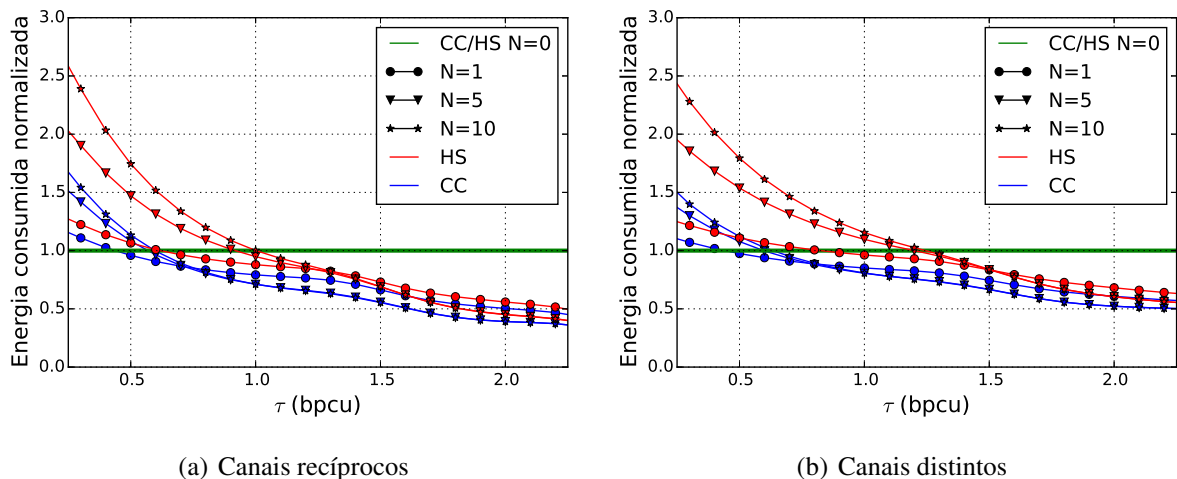


Figura 4.19: Energia total consumida em função de *throughput*. Utiliza-se diversos valores de N e o α empregado é tal que maximiza o *throughput*.

Fonte: Autoria Própria

Quando o *throughput* é baixo, a região de operação é de baixa SNR, ou seja, o orçamento de energia é baixo. Assim, tendo como critério de desempenho de sistema a eficiência energética, nessas condições o uso de HARQ não é adequado. Ainda, percebe-se que quanto maior for o N , pior é a eficiência energética. A título de exemplo, percebe-se pela Figura 4.19(a) que para o esquema HS com $N = 1$ consome-se aproximadamente 130% da energia consumida pela esquema $N = 0$, enquanto para HS com $N = 10$ consome-se 250%. Entretanto, vale lembrar que se apenas o *throughput* for levado em consideração os esquemas HARQ também são vantajosos nessa região de operação dado que alcançam maior *throughput* (ver Figura 4.9).

Na medida que mais energia é disponibilizada pelo destino, maior é o *throughput* alcançado. Então, as vantagens do uso de HARQ em termos de eficiência energética se evidenciam. Na medida que as curvas de energia consumida normalizada assumem valores inferiores a um, passa a ser vantajoso utilizar aquele esquema em relação ao esquema com $N = 0$. Ao bem da verdade, como critério de escolha, deve-se utilizar o esquema que apresenta menores valores de energia consumida. Novamente, a título de exemplo, percebe-se pela Figura 4.19(a) que para $\tau < 0,4$ bpcu é vantajoso usar o esquema com $N = 0$; para $0,4 < \tau < 0,7$ o esquema CC com $N = 1$ passa a ser melhor; e assim por diante.

Outro ponto importante é que quando o *throughput* alvo é alto (por exemplo, $\tau > 1$ bpcu) pode-se perceber uma saturação na melhoria do desempenho do sistema, com relação ao número máximo de retransmissões. Na verdade, das figuras, pode-se notar que não há diferença expressiva entre o consumo energético do sistema com $N = 5$ e $N = 10$. Ainda, fica claro que o desempenho do esquema CC é superior ao esquema HS.

5 COMENTÁRIOS FINAIS

Em um contexto onde questões energéticas e sustentabilidade exercem grande impacto sobre sistemas de comunicações sem fio, esse trabalho propõe um cenário composto por dois nós (*i.e.*, fonte de informação e destino), no qual o nó fonte de informação possui restrições energéticas. Assim, o Capítulo 2 apresenta o modelo de sistema para que, de ponto de vista do nó fonte, ocorra transferência de energia no *downlink* e transmissão de informação no *uplink*. Esse modelo de sistema considera como métricas de desempenho a probabilidade de *outage*, *throughput* e energia total consumida.

De forma a melhorar o desempenho do sistema, ou seja, aumentar o *throughput* e diminuir a probabilidade de *outage* e consumo energético, o Capítulo 3 modela o uso de esquemas HARQ. Esses esquemas permitem que, na ocorrência de falha na decodificação de um pacote, a informação seja retransmitida pelo nó fonte. Duas formas de tratamento para as diversas cópias recebidas do pacote foram consideradas. A primeira, HARQ simples, descarta todas as cópias previamente recebidas e utiliza apenas o último pacote para a decodificação. A segunda, combinação de Chase, combina as diversas cópias de maneira a aumentar a probabilidade de sucesso da decodificação.

O Capítulo 4 verifica através de exemplos numéricos os resultados obtidos. Primeiramente, leva-se em consideração a variação da potência de transmissão do destino, quando parâmetro α possui um valor fixo (relembrando que α determina a fração de tempo dedicada para a transferência de energia). Posteriormente, é verificado o comportamento do sistema com relação a esse parâmetro α . Com isso, verifica-se que existe um determinado α que maximiza o *throughput* do sistema. Na sequência, considerando esse α ótimo, verifica-se novamente o comportamento do sistema com relação a potência de transmissão do destino. Ainda, considera-se a otimização mútua do parâmetro α e a taxa R . Finalmente, são feitas considerações em relação à eficiência de recuperação de energia e ao número máximo de retransmissões permitidas. Pelos exemplos, é possível notar que os esquemas HARQ melhoram o desempenho do sistema, sendo esse ainda melhor quando o esquema combinação de Chase é aplicado. A título de exemplo, para o caso de canais recíprocos e α ótimo, para alcançar

$\tau = 2$ bpcu pode-se perceber que os esquemas CC e HS com $N = 2$ gastam respectivamente cerca 58% e 52% menos energia que o esquema sem retransmissão. Ainda, percebe-se que a otimização de α melhora bastante a eficiência energética do sistema em relação ao caso sem otimização.

Como trabalhos futuros, contempla-se o desenvolvimento analítico da otimização do parâmetro α e R para maximizar o *throughput*. Apesar das aproximações derivadas nessa dissertação para o produto e soma de VAs resultarem em equações fechadas, a manipulação dessas equações ainda se apresenta como um grande desafio matemático. Assim, para a otimização, o uso de métodos iterativos ou algoritmos de baixa complexidade podem ser investigados.

Na sequência, vislumbra-se a adição do consumo energético dos circuitos ao modelo derivado nessa dissertação. Uma das premissas para esse trabalho é que os nós estão separados por uma distância tal que a energia gasta pelo sistema é predominantemente devido à transmissão. Entretanto, para algumas redes, em especial as redes de curto alcance, onde os nós estão mais próximos, o consumo energético dos circuitos passa a ser um parâmetro importante [Brante et al. 2011, Rayel et al. 2014], o qual deve impactar na alocação dos parâmetros α e R . Referente ao circuito de recuperação de energia, pode-se estender esse trabalho considerando um modelo onde um valor mínimo de potência é necessária para a transferência de energia. Isso dificulta a operação do sistema em regiões de baixa potência de transmissão do nó destino.

Ainda, pode-se estender esse cenário composto por dois nós para um cenário mais complexo e que contemple cooperação entre os nós. O trabalho [Moritz et al. 2014] já aborda um cenário com cooperação e codificação de rede. Entretanto, a investigação conjunta de cooperação e o uso de esquemas HARQ permanece como uma questão aberta. Adicionalmente, pode-se considerar o impacto da operação de HARQ em um cenário com WPT, no qual os nós possuam múltiplas antenas.

REFERÊNCIAS

- ALVES, H. et al. Performance of type-I and type-II hybrid ARQ in decode and forward relaying. **2011 IEEE 73rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring)**, p. 1–5, 2011.
- BRANTE, G. de O.; KAKITANI, M.; SOUZA, R. D. Energy efficiency analysis of some cooperative and non-cooperative transmission schemes in wireless sensor networks. **IEEE Transactions on Communications**, v. 59, n. 10, p. 2671–2677, out. 2011. ISSN 0090-6778.
- BROWN, W. C. The history of power transmission by radio waves. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 32, n. 9, p. 1230–1242, set. 1984. ISSN 0018-9480.
- CHASE, D. Code combining—a maximum-likelihood decoding approach for combining an arbitrary number of noisy packets. **IEEE Transactions on Communications**, v. 33, n. 5, p. 385 – 393, 1985.
- CHEN, Y. et al. Novel approximations to the statistics of products of independent random variables and their applications in wireless communications. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 61, n. 2, p. 443–454, fev. 2012. ISSN 0018-9545.
- COSTA, D. B. da; YACOUB, M. D.; FILHO, J. C. S. S. Highly accurate closed-form approximations to the sum of $\alpha - \mu$ variates and applications. **Wireless Communications, IEEE Transactions on**, v. 7, n. 9, p. 3301,3306, set. 2008. ISSN 0006-2952.
- COSTELLO D.J., J. et al. Applications of error-control coding. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 44, n. 6, p. 2531–2560, out. 1998. ISSN 0018-9448.
- FILHO, J.; YACOUB, M. Simple precise approximations to weibull sums. **IEEE Communications Letters**, v. 10, n. 8, p. 614–616, 2006.
- GOLDSMITH, A. **Wireless Communications**. Cambridge: Cambridge University Press, 2005. ISBN 9780511841224.
- GRADSHTEYN, I. S.; RYZHIK, I. **Table of integrals, series, and products**. 7. ed. Amsterdam: Elsevier/Academic Press, 2007.
- KIM, S. et al. Ambient RF energy-harvesting technologies for self-sustainable standalone wireless sensor platforms. **Proceedings of the IEEE**, v. 102, n. 11, p. 1649–1666, nov. 2014. ISSN 0018-9219.
- LANEMAN, J.; TSE, D.; WORNELL, G. Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 50, n. 12, p. 3062–3080, dez. 2004. ISSN 0018-9448.
- LEEMIS, L. M.; MCQUESTON, J. T. Univariate distribution relationships. **The American Statistician**, v. 62, n. 1, p. 45–53, fev. 2008. ISSN 0003-1305.

- LUMPKINS, W. Nikola Tesla's dream realized: Wireless power energy harvesting. **IEEE Consumer Electronics Magazine**, v. 3, n. 1, p. 39–42, jan. 2014. ISSN 2162-2248.
- MATEU, L.; MOLL, F. Review of energy harvesting techniques and applications for microelectronics. **SPIE Circuits and Syst. II**, v. 5837, p. 359–373, 2005.
- MORITZ, G. et al. Time-switching uplink network-coded cooperative communication with downlink energy transfer. **IEEE Transactions on Signal Processing**, v. 62, n. 19, p. 5009–5019, out. 2014. ISSN 1053-587X.
- MORITZ, G. L.; REBELATTO, J. L.; SOUZA, R. D. On the performance of network-coded cooperative communications with wireless energy transfer under a realistic power consumption model. In: **IEEE/IFIP Wireless Days Conference**. Rio de Janeiro: IEEE/IFIP Wireless Days Conference, 2014. p. 6.
- NASIR, A. et al. Relaying protocols for wireless energy harvesting and information processing. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, v. 12, n. 7, p. 3622–3636, jul. 2013. ISSN 1536-1276.
- NELDER, J. A.; MEAD, R. A simplex method for function minimization. **The Computer Journal**, v. 7, n. 4, p. 308–313, jan. 1965. ISSN 0010-4620, 1460-2067.
- RAYEL, O. et al. Energy efficiency-spectral efficiency trade-off of transmit antenna selection. **IEEE Transactions on Communications**, PP, n. 99, p. 1–1, 2014. ISSN 0090-6778.
- TOWNSEND, E. J. **Functions Of A Complex Variable**. Henry Holt And Company, 1915. Disponível em: <<http://archive.org/details/functionsofacomp028597mbp>>.
- VARSHNEY, L. R. Transporting information and energy simultaneously. **2008 IEEE International Symposium on Information Theory**, p. 1612–1616, jul. 2008.
- WICKER, S. B. **Error Control Systems for Digital Communication and Storage**. 1st. ed. Englewood Cliffs: Prentice-Hall.
- WITT, F. A. d.; SOUZA, R. D.; BRANTE, G. G. O. On the performance of hybrid ARQ schemes for uplink information transmission with wireless power transfer in the downlink. In: **IEEE/IFIP Wireless Days Conference**. Rio de Janeiro: IEEE/IFIP Wireless Days Conference, 2014. p. 6.
- YACOUB, M. D. The α - μ distribution: a general fading distribution. In: **The 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Lisboa, Portugal, September 15-18, 2002**. Lisboa, Portugal: The 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2002. p. 629–633. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/PIMRC.2002.1047298>>.
- 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, maio 2013. ISSN 1536-1276.
- ZHOU, X.; ZHANG, R.; HO, C. K. Wireless information and power transfer: Architecture design and rate-energy tradeoff. **2012 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)**, v. 61, n. 11, p. 3982–3987, dez. 2012. ISSN 0090-6778.