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

SAMUEL BARALDI MAFRA

ANÁLISE DO USO DE TÉCNICAS DE CODIFICAÇÃO DE REDE E COMUNICAÇÃO *FULL-DUPLEX* EM RÁDIO COGNITIVO *UNDERLAY*

TESE

CURITIBA
2015

SAMUEL BARALDI MAFRA

ANÁLISE DO USO DE TÉCNICAS DE CODIFICAÇÃO DE REDE E COMUNICAÇÃO *FULL-DUPLEX* EM RÁDIO COGNITIVO *UNDERLAY*

Tese de doutorado 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 "Doutor em Ciências" – Área de Concentração: Telecomunicações e Redes.

Orientador: Prof. Dr. Richard Demo Souza

Coorientador: Prof. Dr. João Luiz Rebelatto

CURITIBA
2015

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

M187a
2015

Mafra, Samuel Baraldi
Análise do uso de técnicas de codificação de rede e comunicação *full-duplex* am rádio congnitivo *underlay* / Samuel Baraldi Mafra.-- 2015.
69 f.: il.; 30 cm

Texto em português, com resumo em inglês.
Tese (Doutorado) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Curitiba, 2015.
Bibliografia: f. 65-69.

1. Sistemas de comunicação sem fio. 2. Redes de computação - Protocolos. 3. Teoria da codificação. 4. Redes de rádio cognitivo. 5. Compatibilidade eletromagnética. 6. Sistemas de transmissão de dados. 7. Métodos de simulação. 8. Engenharia elétrica - Teses. I. Souza, Richard Demo, orient. II. Rebelatto, João Luiz, 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

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
Câmpus Curitiba

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial

Título da Tese Nº. ____

Análise do Uso de Técnicas de Codificação de Rede e Comunicação Full-Duplex em Rádio Cognitivo Underlay

por

Samuel Baraldi Mafra

Orientador: Prof. Dr. Richard Demo Souza
Coorientador: Prof. Dr. João Luiz Rebelatto

Esta tese foi apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de DOUTOR EM CIÊNCIAS – Área de Concentração: **Telecomunicações e Redes**, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial – CPGEI – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, às **13:30h** do dia **12 de agosto de 2015**. O trabalho foi aprovado pela Banca Examinadora, composta pelos doutores:

Prof. Dr. Richard Demo Souza
(Presidente – UTFPR)

Prof. Dr. Marcelo Eduardo Pellenz
(PUCPR)

Prof. Dr. Luis Henrique Assumpção Lolis
(UFPR)

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

Prof. Dr. Bruno Sens Chang
(UTFPR)

Visto da Coordenação:

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

"A Folha de Aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Programa"

AGRADECIMENTOS

Quero agradecer primeiramente à minha família pelo apoio e incentivo constantes para progredir em meus estudos;

Agradeço ao meu orientador doutor Richard Demo Souza pelos valiosos conselhos, que contribuíram fortemente para o meu aperfeiçoamento como pesquisador;

Agradeço ao meu coorientador doutor João Luiz Rebelatto, assim como aos doutores Glauber Brante, Ohara Kerusauskas Rayel, Hirley Alves e Daniel Benevides da Costa pelas valiosas colaborações nos trabalhos;

Agradeço ao doutor Evelio Martin García Fernandez que com suas sugestões e oportunidades têm impulsionado minha carreira de pesquisador desde o período de mestrado;

Agradeço aos doutores Samuel Montejo Sanchez e Vitalio Alfonso Reguera pela acolhida e apoio durante o período que estive em Santa Clara, Cuba;

Agradeço aos doutores Marcelo Eduardo Pellenz, Bruno Sens Chang e Luis Henrique Assumpção Lolis pela participação na banca examinadora;

Agradeço aos colegas do LabSC pelo companheirismo e momentos de confraternização;

Agradeço a UTFPR e ao CPGEI pela oportunidade de participar do programa de doutorado;

Agradeço a CAPES pelo apoio financeiro durante o doutorado.

RESUMO

MAFRA, Samuel Baraldi. ANÁLISE DO USO DE TÉCNICAS DE CODIFICAÇÃO DE REDE E COMUNICAÇÃO *FULL-DUPLEX* EM RÁDIO COGNITIVO *UNDERLAY*. 69 f. Tese – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2015.

Nesta tese são apresentados dois esquemas de comunicação cooperativa para redes cognitivas limitadas pelo máximo nível de interferência aceito na rede licenciada. Os esquemas são avaliados em função da probabilidade de *outage*, que representa a probabilidade de falha na comunicação. No primeiro esquema, a rede não licenciada é composta por uma fonte, um *relay full-duplex* dedicado e um destino. Contrastando com trabalhos anteriores, o modelo do sistema considera o enlace direto entre o transmissor e o destino não licenciados como informação útil. A análise apresentada inclui o efeito da interferência da rede licenciada, assim como, a auto-interferência no *relay*. Um esquema de alocação ótima de potência (OPA) é proposto, o qual pode escolher entre dois modos de operação, a cooperação entre a fonte e *relay* ou transmissão direta da fonte. O esquema OPA proposto possui o melhor desempenho em termos de probabilidade de *outage* quando comparado com métodos concorrentes. No segundo esquema, o uso de codificação de rede é aplicado em um cenário cognitivo onde múltiplos usuários não licenciados cooperam entre si para enviar mensagens independentes ao destino não licenciado, ou seja, neste cenário não existem nós dedicados à transmissão da informação de um parceiro como no primeiro esquema. Os esquemas codificação de rede dinâmica (DNC) e codificação de rede dinâmica generalizada (GDNC) são avaliados em um cenário cognitivo, considerando um limite máximo de interferência na rede licenciada e uma potência máxima de transmissão para os nós não licenciados. A cooperação com codificação de rede é capaz de aumentar consideravelmente o desempenho da rede não licenciada quando comparado ao esquema decodifica-e-encaminha seletivo (SDF) e à transmissão direta sem cooperação. Adicionalmente, uma expressão analítica é derivada para a capacidade de ε-*outage*, sendo esta a máxima taxa de informação obtida pelos usuários não licenciados dada uma probabilidade de *outage* alvo. No intuito de maximizar a capacidade de ε-*outage* do esquema cognitivo GDNC, o número ótimo de pacotes de paridade é encontrado através do algoritmo de Dinkelbach. Uma comparação entre os dois esquemas propostos nesta tese, avaliando o uso de comunicação *full-duplex* no esquema com codificação de rede, é proposta como um direcionamento para trabalhos futuros.

Palavras-chave: Comunicação cooperativa. Codificação de rede. Rádio cognitivo

ABSTRACT

MAFRA, Samuel Baraldi. ANALYSIS OF THE USE OF NETWORK CODING TECHNIQUES AND FULL-DUPLEX COMMUNICATION IN UNDERLAY COGNITIVE RADIO. 69 f. Tese – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2015.

In this work, two schemes of cooperative communication for cognitive radio networks are presented, both limited by the maximum interference level acceptable at the licensed network. The performance of such schemes is evaluated in terms of the outage probability, which is the probability of failure in the communication. In the first scheme, the unlicensed network is composed by a source, a dedicated full-duplex relay and a destination. Differently from previous works, the system model considers the direct link between the unlicensed transmitter and destination as useful information. The presented analysis includes the effect of the licensed interference, as well as, the self interference at the relay. Moreover, an optimal power allocation (OPA) scheme is proposed, which can choose between two modes of operation, cooperation between source and relay or source transmission only. The proposed OPA scheme has the best performance among the considered schemes. In the second scheme, the use of network coding is applied in a cognitive scenario where multiple unlicensed users cooperate to send independent messages to the unlicensed destination, thus, in this scenario there are not dedicated nodes to transmit the partner information as in the first scheme. The dynamic network coding (DNC) and generalized dynamic network coding (GDNC) schemes are evaluated in a cognitive scenario, under a given maximum interference constraint set by the licensed network, as well as, the maximum transmit power limit of the unlicensed sources. The cooperation with network coding can provide significant gains in terms of performance, when compared to non cooperative or selective decode-and-forward (SDF) cooperative techniques. A closed-form equation is also obtained for the ε-outage capacity, which is the maximum information rate achieved by the secondary sources given a target outage probability. In order to maximize the ε-outage capacity of the cognitive GDNC, the optimum number of parity packets is found with the aid of Dinkelbach algorithm. A comparison between the two proposed schemes in this thesis, by analysing the use of full-duplex communication in the scheme with network coding, is proposed as a direction for future works.

Keywords: Cooperative communication. Cognitive radio. Network coding.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 – Modelo de uma Rede Cognitiva. 12
FIGURA 2 – Modelo do Canal *relay*. 22
FIGURA 3 – Modelo do sistema: rede cooperativa *underlay* com um *relay full-duplex* sofrendo de auto-interferência e interferência da rede primária. 28
FIGURA 4 – Estratégia de decodificação FD. A mensagem é dividida em L blocos, note que a mensagem do *relay* está um bloco atrasada em relação à mensagem da fonte. Depois de receber o último bloco do *relay* , o destino faz a decodificação conjunta das mensagens da fonte e do *relay* aplicando o esquema *backward decoding*. 29
FIGURA 5 – Probabilidade de *outage* para os esquemas EPA FDJD em função do limite de interferência β, para diferentes valores de φ, com $P_p = 10$ dB e $\mathscr{R}_s =$ 4 bpcu. 40
FIGURA 6 – Probabilidade de *outage* para os diferentes esquemas em função do limite de interferência β, com $\mathscr{R}_s = 4$ bpcu, $P_p = 10$ dB e $\varphi = -40$ dB. 41
FIGURA 7 – Probabilidade de *outage* para os diferentes esquemas como uma função da taxa esperada $\mathscr{R}_s$, com $P_p = 10$ dB, $\varphi = -40$ dB e $\beta = 10$ dB 41
FIGURA 8 – Probabilidade de *outage* para os diferentes esquemas com o *relay* próximo ao transmissor secundário, com $\mathscr{R}_s = 4$ bpcu, P_p=10 dB e $\varphi = -40$dB. . 42
FIGURA 9 – Rede secundária com um *relay full-duplex* próximo do transmissor secundário. 42
FIGURA 10 – Probabilidade de *outage* para os diferentes esquemas com o *relay* próximo ao destino secundário, com $\mathscr{R}_s = 4$ bpcu, $P_p = 10$ dB e $\varphi = -40$ dB. . . . 43
FIGURA 11 – Rede secundária com um *relay full-duplex* próximo do destino secundário. 43
FIGURA 12 – Probabilidade de *outage* em função da potência de transmissão da rede primária P_p, com $\mathscr{R} = 4$ bpcu, β=10 dB e $\varphi = -40$ dB. 44
FIGURA 13 – Alocação de potência para P_s e P_r, pela estratégia OPA nos esquemas FDJD e FDDH, em função do limite de interferência β, para três posições diferentes do *relay*: (a) posicionado exatamente no meio da distância entre o transmissor secundário e o destino secundário ($d_{sr} = \frac{1}{4}, d_{ss} = \frac{1}{2}, d_{rs} = \frac{1}{4}$); (b) próximo ao transmissor secundário ($d_{sr} = \frac{1}{8}, d_{ss} = \frac{1}{2}, d_{rs} = \frac{3}{8}$); e (c) próximo ao destino secundário ($d_{sr} = \frac{3}{8}, d_{ss} = \frac{1}{2}, d_{rs} = \frac{1}{8}$). Nos três cenários considera-se $\mathscr{R}_s = 4$ bpcu, $P_p = 10$ dB e $\varphi = -40$ dB. 44
FIGURA 14 – Modelo do sistema para uma rede cognitiva composta por dois usuários primários, T_p e D_p e dois usuários secundários denotados por U_1 e U_2, que se comunicam com destino comum D_s. 48
FIGURA 15 – Pacotes recebidos pelo destino no esquema C-SDF, onde IP_1 e IP_2 são os pacotes de informação originais de U_1 e U_2. 49
FIGURA 16 – Pacotes recebidos pelo destino no esquema C-DNC, onde IP_1 e IP_2 são os pacotes de informação originais de U_1 e U_2. 50
FIGURA 17 – Pacotes recebidos pelo destino para o esquema C-GDNC, onde M usuários enviam k_1 pacotes de informação (IP_m^1,...,$\mathrm{IP}_m^{k_1}$) em BP assim

como transmitem k_2 combinações lineares (PP_m^1,...,$\mathrm{PP}_m^{k_2}$) em CP, com $m \in \{1,...,M\}$. 51
FIGURA 18 – Probabilidade de *outage* em função do limite de interferência da rede primária β com uma potência máxima de transmissão de $P_{\max} = 20$ dB para os usuários secundários. 56
FIGURA 19 – Probabilidade de *outage* em função da taxa esperada da rede secundária $\mathscr{R}_s$. 57
FIGURA 20 – Probabilidade de *outage* em função da potência de transmissão do primário P_p 57
FIGURA 21 – Probabilidade de *outage* do esquema C-GDNC em função do número de usuários secundários com $\mathscr{R}_s = \{2,3,4,5\}$ bpcu. 58
FIGURA 22 – Capacidade de ε-*outage* em função do limite de interferência β sem um limite de potência máxima. 58
FIGURA 23 – Capacidade de ε-*outage* do esquema C-GDNC em função de k_2. 59
FIGURA 24 – $k_2^\star$ em função do limite de interferência β. 60
FIGURA 25 – Capacidade de ε-*outage* do esquema C-GDNC em função do número de usuários secundários. 61
FIGURA 26 – Capacidade de ε-*outage* do esquema C-GDNC em função de β com $k_2 = 4$, $k_2 = 10$ e $k_2^\star$ otimizado. 61

LISTA DE SIGLAS

AF	Amplifica e Encaminha, do inglês: *Amplify-and-Forward*
AWGN	Ruído Gaussiano Aditivo Branco, do inglês: *Additive white Gaussian noise*
BP	Fase de Difusão, do inglês: *Broadcast Phase*
bpcu	bits por uso do canal, do inglês: *bits per channel use*
C-DNC	Cognitivo DNC
C-GDNC	Cognitivo GDNC
CP	Fase de Cooperação, do inglês: *Cooperation Phase*
C-SDF	Cognitivo SDF
DF	Decodifica e Encaminha, do inglês: *Decode-and-Forward*
DH	*Dual-Hop*
DMT	*Diversity-Multiplexing Tradeoff*
DNC	Codificação de Rede Dinâmica, do inglês: *Dynamic Network Coding*
DT	Transmissão Direta, do inglês: *Direct Transmission*
EPA	Alocação de Potência Igualitária, do inglês: *Equal Power Allocation*
FD	*Full-Duplex*
FDDH	*Full-Duplex Dual-Hop*
FDF	Decodifica e Encaminha Fixo, do inglês: *Fixed Decode-and-Forward*
FDJD	*Full-Duplex* com Decodificação Conjunta, do inglês: *Full-Duplex Joint Decoding*
GF	Campo de Galois, do inglês: *Galois Field*
GDNC	Codificação de Rede Dinâmica Generalizada, do inglês: *Generalized Dynamic Network Coding*
HD	*Half-Duplex*
IDF	Decodifica e Encaminha Incremental, do inglês: *Incremental Decode-and-Forward*
i.i.d.	Independente e Indenticamente Distribúido
JD	Decodificação Conjunta, do inglês: *Joint Decoding*
MAC	Múltiplo Acesso, do inglês: *Multiple Access Channel*
MDS	Máxima Distância Separável, do inglês: *Maximum Distance Separable*
MRC	Combinação de Máxima Taxa, do inglês: *Maximal Ratio Combining*
OPA	Alocação de Potência Ótima, do inglês: *Optimal Power Allocation*
s.a.	Sujeito a
SC	Combinação Seletiva, do inglês: *Selection Combining*
SDF	Decodifica e Encaminha Seletivo, do inglês: *Selective Decode-and-Forward*
SINR	Relação Sinal Interferência Mais Ruído, do inglês: *Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio*
SNR	Relação Sinal-Ruído, do inglês: *Signal-to-Noise Ratio*

LISTA DE SÍMBOLOS

C	Capacidade do canal
$\Pr(a)$	Probabilidade do evento a
T_s	Transmissor secundário
r	*Relay* secundário *full-duplex*
D_s	Destino secundário
T_p	Transmissor primário
D_p	Destino primário
L	Número de blocos de informação
h_{ij}	Coeficiente do canal entre o transmissor i e o destino j
σ_{ij}	Variância do canal entre os nós i e j
λ_{ij}	Energia média do canal entre os nós i e j
d_{ij}	Distância normalizada entre os nós i e j
υ	Expoente de perda de percurso
P_s	Potência de transmissão do transmissor secundário
P_r	Potência de transmissão do *relay*
P_p	Potência de transmissão do nó primário
$x[t]$	Mensagem enviada por T_s
$\tilde{x}[t-1]$	Mensagem enviada por r após um atraso de um bloco
$x_p[t]$	Mensagem enviada por T_p
$w[t]$	Ruido Gaussiano branco
N_0	Densidade espectral de potência
λ_{rr}	Energia média do canal da auto-interferência
φ	Fator de atenuação da auto-interferência
β	Nível máximo de interferência aceito pelo destino primário
$\mathscr{R}_s$	Taxa esperada do enlace secundário
$\mathscr{O}_{sch}$	Probabilidade de *outage* do esquema *sch*
$\mathscr{I}_{sr}^{sch}$	Informação mútua para o enlace entre a fonte e o *relay* no esquema *sch*
$\mathscr{I}_{ss}^{sch}$	Informação mútua para o enlace entre a fonte e o destino no esquema *sch*
$\mathscr{I}_{rs}^{sch}$	Informação mútua para o enlace entre o *relay* e o destino no esquema *sch*
γ_{ss}	SINR do enlace transmissor secundário-destino secundário
γ_{sr}	SINR do enlace transmissor secundário-*relay*
γ_{JD}	SINR do enlace *relay*-destino secundário
$P_r^{\star}$	Potências ótima de transmissão para o *relay*
$P_s^{\star}$	Potências ótima de transmissão para o transmissor secundário
$P_s^{\star ss}$	Potência de transmissão da fonte quando o *relay* está inoperante
γ_{coop}	SINR quando a cooperação é favorável
$\%P_s$	Porcentagem da potência média total alocada para o transmissor secundário
$\%P_r$	Porcentagem da potência média total alocada para o *relay*
M	Número de usuários secundários
U_m	m-th Usuário secundário
$\mathbf{y}_{mn}$	Mensagem recebida no nó secundário n-th após a transmissão de U_m

$\mathbf{x}_m$	Palavra transmitida por U_m
$\mathbf{x}_p$	Palavra transmitida por T_p
w_m	Ruido aditivo Gaussiano branco
P_m	Potência de transmissão do usuário U_m
$\mathscr{I}_{mn}$	Informação mútua entre $\mathbf{x}_m$ e $\mathbf{y}_{mn}$
P_{max}	Potência máxima de transmissão do usuário m
R_{sch}	Taxa do código de um dado esquema sch
$\mathscr{O}_{\text{sch}}$	Probabilidade de *outage* do esquema sch
μ_{sch}	Ganho de codificação
D_{sch}	Ordem de diversidade do esquema sch
$\bigoplus$	Soma em um campo de Galois não binário GF(q)
q	Tamanho do campo do código GF(q)
k_1	Número de pacotes de informação enviados no esquema C-GDNC
k_2	Número de pacotes de paridade enviados no esquema C-GDNC
$\mathscr{R}_{\text{sch}}^{\max}$	Capacidade de ε-outage do esquema sch
ε	Probabilidade de *outage* alvo
$k_2^\star$	Número ótimo de pacotes de paridade
Δ	Tolerância do algoritmo de Dinkelbach

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO **12**
1.1 COMUNICAÇÃO FULL-DUPLEX 14
1.2 TÉCNICAS DE CODIFICAÇÃO DE REDE 15
1.3 PUBLICAÇÕES 16
1.3.1 Artigos em Periódicos 16
1.3.2 Artigos em anais de Congressos 17
1.4 ESTRUTURA DO DOCUMENTO 17
2 CONCEITOS FUNDAMENTAIS **18**
2.1 RÁDIO COGNITIVO 18
2.1.1 Protocolo *Underlay* 19
2.1.2 Protocolo *Overlay* 20
2.1.3 Protocolo *Interweave* 21
2.2 COMUNICAÇÃO COOPERATIVA 22
2.3 INFORMAÇÃO MÚTUA E PROBABILIDADE DE *OUTAGE* 23
2.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS 24
3 REDE COOPERATIVA *FULL-DUPLEX* EM UM CENÁRIO *UNDERLAY* **26**
3.1 MODELO DO SISTEMA 28
3.2 PROBABILIDADE DE *OUTAGE* 31
3.2.1 Esquema Cognitivo *Full-Duplex* Com Decodificação Conjunta 32
3.2.2 Esquema *Full-Duplex Dual-Hop* 34
3.2.3 Esquema *Half-Duplex* 34
3.3 ALOCAÇÃO ÓTIMA DE POTÊNCIA (OPA) 35
3.3.1 Esquema Cognitivo Full-Duplex com Decodificação Conjunta (FDJD) 36
3.3.2 Esquema Ótimo *Full-Duplex Dual-Hop* 39
3.4 RESULTADOS 39
3.5 CONCLUSÃO 45
4 USO DE CODIFICAÇÃO DE REDE EM UM CENÁRIO COOPERATIVO *UNDERLAY* **46**
4.1 MODELO DO SISTEMA 47
4.2 ANÁLISES DE PROBABILIDADE DE *OUTAGE* 48
4.2.1 Esquema Cognitivo SDF (C-SDF) 49
4.2.2 Esquema Cognitivo DNC (C-DNC) 50
4.2.3 Esquema Cognitivo GDNC (C-GDNC) 51
4.3 CAPACIDADE DE ε-*OUTAGE* 52
4.3.1 Otimização da capacidade de ε-*outage* 53
4.4 RESULTADOS 55
4.4.1 Capacidade de ε-*outage* 59
4.5 CONCLUSÃO 61
5 CONCLUSÕES **63**
5.1 TRABALHOS FUTUROS 63
REFERÊNCIAS **65**

1 INTRODUÇÃO

Nos últimos anos ocorreu um crescimento no número de sistemas e serviços sem fio como por exemplo as redes locais Wi-Fi, Bluetooth, as redes 3G, 4G e os sistemas de televisão digital, entretanto o espectro de radiofrequência é um recurso natural e limitado (GOLDSMITH et al., 2009). Neste cenário surgiu a ideia do rádio cognitivo (MITOLA; MAGUIRE, 1999): uma nova forma de alocação do espectro onde usuários não licenciados podem se comunicar por meio de frequências do espectro licenciado, desde que não prejudiquem a comunicação dos usuários licenciados, permitindo um uso mais eficiente do espectro.

Uma rede cognitiva é composta por uma rede licenciada (primária) e uma rede não licenciada (secundária) conforme ilustrado na Figura 1, onde as linhas contínuas representam os sinais desejados, e as linhas pontilhadas representam os sinais de interferência. Neste caso particular, a rede primária é composta por um transmissor primário (T_p), um destino primário (D_p), enquanto que a rede secundária é composta por um transmissor secundário (T_s) e um destino secundário (D_s). A interferência da comunicação de T_s em D_p deve ser limitada no intuito de não prejudicar a comunicação da rede primária.

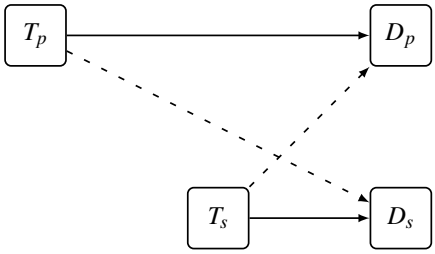

Figura 1: Modelo de uma Rede Cognitiva.

São três os protocolos de comunicação para rádio cognitivo mais conhecidos: *underlay*, *overlay* e *interweave* (GOLDSMITH et al., 2009; SRINIVASA; JAFAR, 2007). No protocolo *interweave*, os usuários secundários fazem um sensoriamento do espectro licenciado à procura de faixas de frequência não utilizadas , se estas forem encontradas existe a possibilidade de transmitirem nessas frequências sem causar interferência no usuário primário. Se o usuário primário começar a transmitir nessa determinada frequência, o usuário secundário deve procurar

outra frequência não utilizada no momento para continuar sua transmissão. No protocolo *underlay*, os usuários secundários podem transmitir simultaneamente com usuários primários, desde que sua interferência no destino primário esteja abaixo de um determinado limite. Assim, a potência de transmissão do secundário é limitada pelo nível de interferência aceito pelo usuário primário. No protocolo *overlay*, o usuário secundário conhece a mensagem e os ganhos dos canais da rede primária. Através desse conhecimento e de técnicas avançadas de comunicação, o usuário secundário pode transmitir de forma concorrente, auxiliando na comunicação da rede primária. Para o usuário primário é como se o usuário secundário não existisse (JOVICIC; VISWANATH, 2009). Na Seção 2.1 são apresentados em maiores detalhes os três protocolos de rádio cognitivo.

Em redes de comunicação sem fio o desvanecimento por multipercurso causa uma degradação severa da informação transmitida. Para combater esse efeito são usadas técnicas de diversidade. Segundo (GOLDSMITH et al., 2009), a probabilidade de múltiplas transmissões independentes da mesma informação sofrerem um desvanecimento profundo é muito baixa. A diversidade espacial com o uso de múltiplas antenas têm atraído interesse desde o surgimento de seus trabalhos fundamentais (ALAMOUTI, 1998; FOSCHINI; GANS, 1998). Entretanto, o uso desta técnica pode ser limitado em áreas de redes de sensores sem fio, onde o tamanho ou custo do aparelho impossibilita a instalação de múltiplas antenas.

Uma alternativa (ou complemento) ao caso de múltiplas antenas é a chamada comunicação cooperativa (LANEMAN et al., 2004; SENDONARIS et al., 2003; NOSRATINIA et al., 2004), em que um ou mais nós *relays* dedicados cooperam com a comunicação entre fonte e destino. A diversidade espacial é obtida mesmo no caso de dispositivos com uma única antena. Em (LANEMAN et al., 2004), os autores apresentam dois protocolos de comunicação cooperativa: amplifica-e-encaminha (AF) e decodifica-e-encaminha (DF). No protocolo AF, o *relay* amplifica o sinal e reencaminha para o destino. Já no protocolo DF, o *relay* tenta decodificar a mensagem do transmissor para depois recodificar e encaminhá-la para o destino. O protocolo DF possui uma complexidade maior de implementação, entretanto não há a amplificação do ruído como no protocolo AF, obtendo assim um desempenho melhor em termos de probabilidade de *outage*.

A transmissão pode ocorrer em dois modos distintos: modo *half-duplex*, em que a recepção e a transmissão ocorrem em *slots* de tempo diferentes, ou em modo *full-duplex*, onde transmissão e recepção ocorrem ao mesmo tempo e na mesma frequência. Adicionalmente, no modo *full-duplex*, enquanto a fonte envia uma nova mensagem, o *relay* envia uma versão atrasada de uma mensagem transmitida pela fonte. Consequentemente, evitando a perda por

multiplexação ocorrida no modo *half-duplex*. Entretanto no modo *full-duplex*, há a introdução de auto-interferência no *relay* devido à dificuldade prática em se garantir isolamento perfeito entre sinais transmitidos e recebidos (KRAMER et al., 2005; KWON et al., 2010; DUARTE et al., 2012; RIIHONEN et al., 2011b; SABHARWAL et al., 2014; LIU et al., 2015).

Com o propósito de aumentar a vazão das redes, o conceito de codificação de rede foi proposto por Ahlswede em (AHLSWEDE et al., 2000). Em um cenário com codificação de rede, os nós intermediários enviam combinações lineares formadas pela sua própria informação e informações dos parceiros, ao invés de apenas reenviar individualmente as mensagens de seus parceiros. Consequentemente, ocorre um aumento no número de percursos em que uma mensagem é transmitida.

Trabalhos recentes têm aplicado os conceitos de codificação de rede (AHLSWEDE et al., 2000; LI et al., 2003; KOETTER; MEDARD, 2003) em redes cooperativas (XIAO et al., 2007; XIAO; SKOGLUND, 2010; REBELATTO et al., 2012). Em uma rede cooperativa com codificação de rede, múltiplos usuários cooperam entre si para enviar mensagens independentes a um destino comum. A comunicação acontece em duas fases: na fase de difusão (do inglês: *Broadcast Phase* (BP)) cada usuário dissemina sua informação, enquanto na fase de cooperação (do inglês: *Cooperative Phase* (CP)) cada usuário transmite uma combinação linear composta por sua própria mensagem e a mensagem de seus parceiros, se corretamente decodificada.

Esta tese faz uma análise do uso de técnicas de comunicação *full-duplex* e codificação de rede em um cenário cognitivo com limitação de interferência na rede primária.

1.1 COMUNICAÇÃO FULL-DUPLEX

Motivados pelos benefícios adquiridos através da união de rádio cognitivo e técnicas de cooperação, diversos trabalhos analisam o desempenho de redes cooperativas cognitivas com limite de interferência na rede primária, por exemplo (DUONG et al., 2012a, 2012b, 2012c, 2012d; BAO et al., 2013; XU et al., 2012; MAFRA et al., 2013; SI et al., 2012; JIA et al., 2014; ZHAO et al., 2014; OLIVO et al., 2014; KIM et al., 2012). À exceção de (KIM et al., 2012), todos os trabalhos operam com *relays half-duplex*.

Em (KIM et al., 2012), os autores consideram um cenário com um *relay full-duplex* sujeito a auto-interferência, cuja a informação do enlace direto é considerada como interferência pelo destino secundário. Em (KHAFAGY et al., 2013), um cenário não cognitivo foi avaliado em termos de probabilidade de *outage*, onde o sinal do enlace direto é considerado como informação útil e o *relay* aplica o protocolo decodifica e encaminha seletivo (do inglês: *Selective*

Decode-and-Forward (SDF)), em que a informação só é encaminhada se não ocorreram erros na decodificação.

Similarmente a (KIM et al., 2012), nesta tese é proposta uma técnica de comunicação cooperativa usando *relays full-duplex* em uma rede cognitiva com limite de interferência, onde o *relay* não possui informação própria para encaminhar para o destino secundário. Todavia, o enlace direto é visto como informação útil, ademais considera-se que o *relay* aplica o protocolo SDF como em (KHAFAGY et al., 2013). Um esquema de alocação de potência ótimo é proposto, onde a rede secundária pode escolher entre dois modos de operação: i) cooperação entre o transmissor secundário e o *relay* ou ii) transmissão direta sem a ajuda do *relay*. O esquema proposto será abordado em maiores detalhes no Capítulo 3. Os resultados desta parte da tese forma publicados em (MAFRA et al., 2013, 2015).

1.2 TÉCNICAS DE CODIFICAÇÃO DE REDE

Em (XIAO et al., 2007), um esquema cooperativo com codificação de rede é proposto onde os usuários enviam uma soma binária (XOR) na fase de cooperação. Contudo, o esquema não incrementa o ganho de diversidade. Em (XIAO; SKOGLUND, 2010), uma técnica chamada codificação de rede dinâmica (do inglês: *Dynamic Network Coding* (DNC)) é proposta, onde as combinações lineares transmitidas durante a CP são formadas a partir de um campo de Galois não binário GF(q). Em (REBELATTO et al., 2012), há uma generalização para o esquema DNC, conhecido como esquema de codificação de rede dinâmica generalizada (do inglês:*Generalized Dynamic Network Coding* (GDNC)). No esquema GDNC, os usuários podem transmitir vários pacotes na BP assim como transmitir um número arbitrário de combinações lineares na CP.

Nesta tese os esquemas de codificação de rede em (XIAO; SKOGLUND, 2010; REBELATTO et al., 2012) são avaliados em um cenário cognitivo com limites de interferência na rede primária e potência máxima de transmissão dos nós secundários. Os esquemas cognitivos com codificação de rede são comparados com um esquema tradicional de cooperação, assim como com a transmissão direta em termos de probabilidade de *outage*. Adicionalmente, são derivadas expressões para a capacidade de ε-*outage*, que é a máxima taxa esperada atingida pelos nós secundários dado uma probabilidade de *outage* alvo ε. Por fim, o algoritmo de Dinkelbach é usado para obter o número ótimo de pacotes de paridade que maximiza a capacidade de ε-*outage*. O esquema proposto será abordado em maiores detalhes no Capítulo 4. Os resultados desta parte da tese foram publicados em (MAFRA et al., 2014, 2015).

No Capítulo 5 são apresentadas as diretrizes para trabalhos futuros, dentre elas propor e analisar o uso de comunicação *full-duplex* em um cenário cognitivo com codificação de rede. O esquema possibilitará uma comparação entre os dois esquemas propostos nesta tese. A ideia inicial é explorar a comunicação *full-duplex* em um cenário semelhante ao de (MAFRA et al., 2015), onde dois usuários cooperam para enviar mensagens independentes a um destino não licenciado comum. Ademais, pretende-se generalizar o esquema proposto para um cenário com múltiplos usuários, em que pares de usuários são formados e transmitem simultaneamente em cada *slot* de tempo.

Na sequência, todas as publicações obtidas até o momento (incluindo alguns trabalhos que não são diretamente discutidos nesta tese, mas que possuem relação com o que é apresentado aqui) são listadas na Seção 1.3, e a estrutura para o restante dessa tese de doutorado é apresentada na Seção 1.4.

1.3 PUBLICAÇÕES

1.3.1 ARTIGOS EM PERIÓDICOS

- Mafra, S. B.; Souza, R. D.; Rebelatto, J.L.; Brante, G.; Rayel, O. K.. "Outage performance of a network coding aided multi-user cooperative secondary network". **Transactions on Emerging Telecommunications Technologies**, v. 1, p. n/a-n/a, 2015.

- Mafra, S. B.; Alves, H.; Costa, D.B; Souza, R. D.; Fernández, E. M. G. e Latva-Aho, M.. "On the performance of cognitive full-duplex relaying under spectrum sharing constraints". **EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking**, v. 2015, 2015.

- Bordón, R.; Sánchez, S. M.; Mafra, S. B.; Fernandez, E. M. G.; Souza, R. D.; Rebelatto, J.L.. "Energy-efficient outage-constrained power allocation based on statistical channel knowledge for dual-hop cognitive relay networks". **International Journal of Communication Systems**, v. n/a, p. n/a-n/a, 2015.

- Mafra, S. B.; Souza, R. D.; Rebelatto, J.L.; Fernandez, E. M. G. e Alves, H. "Cooperative overlay secondary transmissions exploiting primary retransmissions,"**EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking**, 2013, 2013:196.

1.3.2 ARTIGOS EM ANAIS DE CONGRESSOS

- Mafra, S. B.; Rayel, O. K.; Rebelatto, J. L.; Souza, R. D. . ”Cognitive radio system with a two-user non-binary network-coded cooperative secondary network”. In: **22nd European Signal Processing Conference (EUSIPCO)**, 2014, Lisboa, Portugal.

- Sánchez, S. M.;Mafra, S. B.; Souza, R. D.; Fernandez, E. M. G.. ”Power-rate control with directional transmission and reception in a cognitive radio network”. In: **2014 International Telecommunications Symposium (ITS)**, 2014, Sao Paulo, Brasil.

- Mafra, S. B.; Alves, H.; Costa, D.B.; Souza, R. D.; Fernandez, E.; Latva-aho, M.. ”On the performance of cognitive full-duplex relaying systems under spectrum sharing constraints”. In: **Brazilian Telecommunications Symposium (Sbrt)**, 2013, Fortaleza, Brasil.

- Mafra, S. B.; Alves, H.; Souza, R. D.; Fernandez, E.; Rebelatto, J.L., ”Using multiple co-channel femtocells as relays to increase the performance of the outdoor user”. In:**36th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP)**, pp.166-170, 2013, Roma, Itália.

- Mafra, S. B. ; Fernandez, E. M. G. ; Souza, R. D. ; Rebelatto, J. L. . ”Cooperative cognitive radio protocol exploiting primary retransmissions in Nakagami-m fading”. In: **9th International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)** 2012, Paris, França.

- Mafra, S. B. ; Fernandez, E. M. G. ; Souza, R. D. ; Rebelatto, J. L. . ”Protocolo Cooperativo de Rádio Cognitivo Explorando Retransmissões do Primário”. In: **XXX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrt)**, 2012, Brasília, Brasil.

1.4 ESTRUTURA DO DOCUMENTO

O restante desta tese está organizado do seguinte modo. No Capítulo 2 são apresentados os conceitos fundamentais sobre rádio cognitivo, comunicação cooperativa, informação mútua e probabilidade de *outage*. Nos Capítulos 3 e 4 são avaliados o uso de *relays full-duplex* e codificação de rede em um cenário cognitivo limitado por interferência, respectivamente. No Capítulo 5 são apresentados as conclusões finais e possíveis extensões para os trabalhos apresentados neste documento.

2 CONCEITOS FUNDAMENTAIS

Neste capítulo são apresentados os principais conceitos de rádio cognitivo e comunicação cooperativa, assim como as definições de informação mútua e probabilidade de *outage*.

2.1 RÁDIO COGNITIVO

Rádio cognitivo é uma nova forma de alocação do espectro em que usuários não licenciados (secundários ou cognitivos) podem se comunicar usando as frequências do espectro licenciado desde que não prejudiquem a comunicação dos usuários licenciados (primários). O termo rádio cognitivo foi introduzido por Mitola em (MITOLA; MAGUIRE, 1999) para designar redes inteligentes de comunicação que conhecem o ambiente e seus recursos e que são capazes de alterar seus parâmetros, com estratégias complexas de adaptação, em caso de mudanças. Segundo Haykin (HAYKIN, 2005), rádio cognitivo é um sistema de comunicação sem fio inteligente que faz modificações em certos parâmetros de funcionamento como potência de transmissão, frequência de portadora, entre outros, em tempo real, com dois objetivos principais:

- comunicação altamente confiável quando e onde necessário;
- utilização eficiente do espectro de rádio.

O sistema de rádio cognitivo usa a tecnologia de rádio definido por *software* para se reconfigurar, que envolve ações como adaptação da interface de rádio às variações de novos padrões, incorporação de novas aplicações, serviços e atualizações de *software*, além da exploração de serviços providos pela rede. Para as outras habilidades o rádio cognitivo usa processamento de sinais e processos de aprendizagem de máquina para a sua implementação. O processo cognitivo começa com o sensoriamento dos estímulos de rádio frequência e culmina com a ação. As três tarefas executadas em tempo real pelo rádio cognitivo, segundo Haykin (HAYKIN, 2005), são:

1. Análise do ambiente, que envolve os seguintes atos:
   - estimação do nível de interferência aceito pelo cenário;
   - detecção de espaços vazios no espectro.
2. Identificação do canal, que compreende os seguintes atos:
   - estimação da informação do estado do canal;
   - predição da capacidade do canal para uso do transmissor.
3. Controle da potência de transmissão e gerenciamento dinâmico do espectro.

Os três protocolos de comunicação para rádio cognitivo mais conhecidos são *underlay*, *overlay* e *interweave* (GOLDSMITH et al., 2009; SRINIVASA; JAFAR, 2007). Os quais serão detalhados na sequência.

2.1.1 PROTOCOLO *UNDERLAY*

No protocolo *underlay*, os usuários cognitivos têm o conhecimento da interferência causada pelo transmissor secundário em todos os usuários primários. A comunicação concorrente só ocorre se a interferência gerada pelos usuários secundários estiver abaixo de um limite aceitável. A potência de transmissão do nó secundário é limitada por dois fatores: potência máxima de transmissão e a potência que gera a máxima interferência no usuário primário,

$$P_s < \min\left(\frac{\beta}{|h_{sp}|^2}, P_{max}\right), \tag{1}$$

em que P_s representa a potência de transmissão, β é a máxima interferência aceita pelo usuário primário, $|h_{sp}|^2$ o ganho do canal entre o transmissor secundário e o receptor primário e P_{max} a potência máxima de transmissão do nó secundário. Em uma análise similar a apresentada em (BAGAYOKO et al., 2011; KIM et al., 2012), o parâmetro β é calculado pelo destino primário com base nas informações dos parâmetros da rede primária, sendo posteriormente enviado para todos os nós da rede cognitiva. Ao recebimento do parâmetro β, os nós secundários ajustam a potência de transmissão no intuito de que sua interferência fique abaixo do limite calculado.

Gastpar (GASTPAR, 2007) avalia a capacidade de diferentes canais com ruído Gaussiano aditivo branco (do inglês, *Additive white Gaussian noise* (AWGN)) com limite de interferência. Desconsiderando o efeito do desvanecimento no canal sem fio (RAPPAPORT, 2001), os limites na potência transmitida e recebida dão origem a fórmulas de capacidade similares para canais AWGN ponto a ponto. Isto deve-se ao fato que a potência recebida no

receptor primário é uma versão escalada da potência transmitida. Ghasemi e Sousa (GHASEMI; SOUSA, 2006) avaliam a capacidade ergódica de um sistema em um canal com desvanecimento e limite de interferência, demonstrando que quando o canal entre as redes secundária e primária está em desvanecimento profundo, há um ganho significativo na capacidade do usuário secundário em relação ao canal sem desvanecimento.

2.1.2 PROTOCOLO *OVERLAY*

No protocolo *overlay*, os usuários cognitivos conhecem os ganhos dos canais e as mensagens dos usuários não cognitivos. Os usuários cognitivos, por terem conhecimento da mensagem da rede primária, podem cancelar a interferência da rede secundária nos usuários licenciados através de técnicas avançadas de comunicação e processamento digital de sinais, como *dirty paper coding* (COSTA, 1983). Existem basicamente duas estratégias para a comunicação usando o protocolo *overlay* (SRINIVASA; JAFAR, 2007):

- Acesso Egoísta (do inglês: *selfish approach*): Em (DEVROYE et al., 2006) é considerado um cenário onde o transmissor secundário usa toda a sua potência para transmitir a sua mensagem para o destino secundário. O transmissor secundário usa o conhecimento da mensagem da rede primária para eliminar a interferência da rede primária no destino secundário através do uso da técnica de codificação *dirty paper*(COSTA, 1983). Esta estratégia viola a premissa do rádio cognitivo de que os usuários primários não podem sofrer interferência dos usuários secundários. Entretanto provê a máxima vazão atingida por um usuário secundário.

- Acesso Generoso (do inglês: *selfless approach*): Nesta estratégia o transmissor secundário aloca parte da potência para reencaminhar a mensagem do enlace primário e a restante é usada para encaminhar a sua mensagem. A potência alocada para a mensagem do enlace primário é calculada para que a relação sinal-ruído (do inglês: *Signal-to-Noise Rate* (SNR)) no receptor primário seja a mesma com e sem o usuário secundário. O incremento da SNR no usuário primário devido à assistência do usuário secundário é equilibrada com a perda de SNR devido à interferência causada pelo transmissor secundário, assim para o receptor primário é como se o usuário secundário não existisse (JOVICIC; VISWANATH, 2009). Através do conhecimento da mensagem do usuário primário, o transmissor secundário elimina a interferência da rede primária no receptor secundário usando codificação *dirty paper*(COSTA, 1983).

Uma limitação prática para o protocolo *overlay* é a dificuldade de se obter a mensagem da rede primária e todos os ganhos dos canais pelo transmissor secundário.

2.1.3 PROTOCOLO *INTERWEAVE*

O protocolo *interweave* é baseado no acesso oportunístico, sendo a motivação inicial para as pesquisas com rádio cognitivo. Os usuários não licenciados fazem um sensoriamento do espectro licenciado à procura de faixas de frequência não utilizadas, encontrando-as transmitem nessas frequências sem causar interferência no usuário licenciado. Se por acaso o usuário licenciado começar a transmitir nessa frequência, o usuário secundário deve sair da mesma e procurar uma outra que não esteja sendo utilizada.

A escolha da banda de frequência usada para a comunicação é feita com base no tipo de transmissor e receptor: banda estreita ou banda larga (SRINIVASA; JAFAR, 2007; GOLDSMITH et al., 2009):

- Técnicas de banda estreita: Com transmissor e receptor de banda estreita, a banda de frequência a ser usada para a transmissão pode ser predeterminada ou dinamicamente escolhida, baseando-se na ocupação dos usuários não cognitivos. As técnicas de seleção da frequência de comunicação são classificadas em:
  - Salto de frequência: No salto de frequência, transmissor e receptor cognitivos simultaneamente saltam através de múltiplas frequências de acordo com uma sequência predeterminada. Esta técnica é bem simples pois não explora o passado e o presente da disponibilidade dos canais.
  - Rastreamento de frequência: No rastreamento de frequência, o transmissor cognitivo baseado em uma estratégia escolhe uma das bandas de frequência livres para a transmissão. O receptor cognitivo baseado nos sinais recebidos anteriormente, escolhe o canal com maior probabilidade de ter sido escolhido pelo transmissor.
- Técnica de banda larga: Conhecida como codificação de frequência (do inglês: *Frequency Coding*), onde o sistema secundário pode varrer todo o espectro à procura de espaços vazios e se comunicar oportunisticamente através de múltiplas faixas de frequência disponíveis. A codificação de frequência requer a disponibilidade de canal em todas as bandas de frequência antes de cada transmissão.

Resultados apresentados em (JAFAR; SRINIVASA, 2007; SRINIVASA et al., 2006)

demonstram que, quando a atividade do enlace primário é muito dinâmica, a técnica de salto de frequência supera a de rastreamento em frequência. Porém quando o usuário primário demora para mudar de estado, o rastreamento em frequência pode usar a memória sobre a ocupação do usuário primário e prover uma vazão mais alta que o salto de frequência.

Dentre os três métodos, o *underlay* é o protocolo com aplicação mais viável em um cenário real, pois a transmissão da rede secundária pode ocorrer simultaneamente com a rede primária e não necessita de conhecimento sobre a mensagem e ganhos dos canais da rede primária. Nos Capítulos 3 e 4 são analisadas duas técnicas de comunicação cooperativa em uma rede cognitiva *underlay*.

2.2 COMUNICAÇÃO COOPERATIVA

Para aumentar a capacidade e a confiabilidade de uma rede sem fio, é possível usar a comunicação cooperativa (LANEMAN et al., 2004; SENDONARIS et al., 2003; NOSRATINIA et al., 2004), baseada no conceito do canal *relay* proposto por Van Der Meulen em 1971 (MEULEN, 1971). A comunicação cooperativa propõe o compartilhamento das antenas entre os nós transmissor e *relay* com o objetivo de criar um *array* de antenas virtual.

O canal *relay* básico é composto por três nós: fonte (S), *relay* (r) e destino (D), conforme a Figura 2. O *relay* auxilia a comunicação entre fonte e destino, com o objetivo de obter uma transmissão mais confiável. O nó *relay* pode ser dedicado sem informação própria para transmitir, ou ser um nó do sistema contendo as suas próprias informações a serem enviadas.

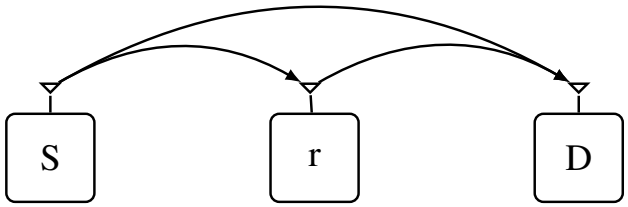

Figura 2: Modelo do Canal *relay*.

De acordo com o modo de transmissão o canal *relay* pode ser classificado em duas categorias:

- *Half-duplex* (HD): A transmissão e recepção são realizadas usando multiplexação no tempo ou na frequência.

- *Full-duplex* (FD): O *relay* recebe e transmite as informações ao mesmo tempo e na mesma frequência. Adicionalmente, no modo *full-duplex*, enquanto a fonte envia uma nova mensagem, o *relay* envia uma versão atrasada de uma mensagem transmitida pela fonte. Consequentemente, evitando a perda por multiplexação ocorrida no modo *half-duplex*. Entretanto, há a introdução de auto-interferência no *relay* devido à dificuldade prática em se garantir isolamento perfeito entre sinais transmitidos e recebidos (KRAMER et al., 2005; KWON et al., 2010; DUARTE et al., 2012; RIIHONEN et al., 2011b). Resultados experimentais em (DUARTE et al., 2012) mostram que com processamento avançado de sinais junto com técnicas de isolamento das antenas, a auto-interferência pode ser consideravelmente reduzida, mas não para o nível de ruído. Portanto, uma interferência residual ainda permanece (KWON et al., 2010; RIIHONEN et al., 2011b, 2009; ALVES et al., 2012, 2013; ZHU et al., 2008; ALVES et al., 2013; SABHARWAL et al., 2014; LIU et al., 2015).

Em (LANEMAN et al., 2004) são apresentados dois protocolos de comunicação cooperativa: amplifica e encaminha (do inglês: *Amplify-and-Forward* (AF)) e decodifica e encaminha (do inglês: *Decode-and-Forward* (DF)). No protocolo AF o *relay* amplifica o sinal e reencaminha para o destino. Com a amplificação, a atenuação do sinal por causa do percurso diminui, entretanto além de amplificar o sinal, o *relay* também amplifica o ruído. Já no protocolo DF o *relay* tenta decodificar a mensagem da fonte para então recodificar e encaminhá-la para o destino. O protocolo DF possui duas subdivisões: decodifica e encaminha fixo (do inglês: *Fixed Decode-and-Forward* (FDF)) e decodifica e encaminha seletivo (do inglês: *Selective Decode-and-Forward* (SDF)). No protocolo FDF, o *relay* sempre encaminha a mensagem para o destino mesmo que não tenha conseguido decodificar, enquanto que no SDF o *relay* só encaminha se não ocorreram erros na decodificação. Na presença de um canal de retorno, é possível usar o protocolo decodifica e encaminha incremental (do inglês: *Incremental Decode-and-Forward* (IDF)) em que o *relay* só encaminha a mensagem para o destino no caso de não ocorrerem erros na decodificação e que o destino tenha requisitado uma retransmissão.

2.3 INFORMAÇÃO MÚTUA E PROBABILIDADE DE *OUTAGE*

A informação mútua $\mathscr{I}(X;Y)$ é a medida da quantidade de informação que a variável aleatória X possui sobre a variável aleatória Y. Portanto, a informação mútua expressa a quantidade de incerteza em X que é removida pelo conhecimento de Y e é dada por

(GOLDSMITH, 2005):

$$\mathscr{I}(X;Y) = \sum_{x \in X, y \in Y} \Pr(x,y) \log_2 \left(\frac{\Pr(x,y)}{\Pr(x)\Pr(y)} \right), \tag{2}$$

onde $\Pr(x)$ representa a probabilidade da fonte produzir o símbolo x para transmissão, $\Pr(y)$ a probabilidade do símbolo y ser recebido no destino e $\Pr(x,y)$ a probabilidade conjunta de ser transmitido x e de ser recebido y. A capacidade do canal C é igual à informação mútua do canal maximizada sobre todas as possíveis distribuições de probabilidade $\Pr(x)$ e é dada por (GOLDSMITH, 2005):

$$C = \max_{\Pr(x)} \mathscr{I}(X;Y). \tag{3}$$

Shannon demonstrou que a capacidade para um canal AWGN é:

$$C = B \log_2(1 + SNR), \tag{4}$$

onde C é a capacidade do canal em bits/s, B é a largura de banda em Hz. A eficiência espectral é obtida a partir da normalização da capacidade, $\mathscr{R} = \frac{C}{B}$ em bits/s/Hz. Isolando a SNR em (4), obtém-se a SNR mínima (δ) para que ocorra uma transmissão com sucesso, que é dada por:

$$\delta = 2^{\mathscr{R}} - 1. \tag{5}$$

Para um canal com desvanecimento quase-estático e banda unitária, a máxima taxa (em bits/s/Hz) de comunicação confiável é $\log_2(1 + |h|^2 SNR)$ (GOLDSMITH, 2005), que depende da ganho do canal $|h|^2$, que é uma variável aleatória. Considerando que o transmissor codifica a informação a uma taxa de $\mathscr{R}$ bits/s/Hz, um evento de *outage* ocorre quando a informação mútua é menor que $\mathscr{R}$, ou seja,

$$\mathscr{O} = \Pr(\log_2(1 + |h|^2 SNR) < \mathscr{R}), \tag{6}$$

onde $\Pr(a)$ representa a probabilidade do evento a. Para um canal com desvanecimento quase-estático Rayleigh, a probabilidade de *outage* é (GOLDSMITH, 2005)

$$\mathscr{O} = 1 - e^{-\frac{2^{\mathscr{R}}-1}{\lambda SNR}}, \tag{7}$$

onde λ representa a energia média do canal.

2.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentados os principais conceitos sobre rádio cognitivo. Dentre os três protocolos apresentados, o *underlay* é o protocolo com aplicação mais viável em

um cenário real, pois não necessita de informações da rede primária, como no protocolo *overlay*, assim como a transmissão pode ocorrer simultaneamente com a rede primária, diferentemente do protocolo *interweave*, onde o usuário secundário somente transmite em frequências não utilizadas pela rede primária. Ademais, neste capítulo foram apresentados os conceitos de comunicação cooperativa, e definições de probabilidade de *outage* e informação mútua. Nos Capítulos 3 e 4 serão analisadas duas técnicas de comunicação cooperativa em uma rede cognitiva *underlay*.

3 REDE COOPERATIVA *FULL-DUPLEX* EM UM CENÁRIO *UNDERLAY*

Recentemente, vários trabalhos analisaram o desempenho de redes cognitivas cooperativas sujeitas a limitações na potência de transmissão devido ao compartilhamento de espectro (DUONG et al., 2012a, 2012b, 2012c, 2012d; SI et al., 2012; XU et al., 2012; KIM et al., 2012; BAO et al., 2013; JIA et al., 2014; ZHAO et al., 2014; OLIVO et al., 2014). Uma característica destes trabalhos é que todos esquemas propostos operam sob modo *half-duplex* com exceção de (KIM et al., 2012).

Por exemplo, em (DUONG et al., 2012a) os autores assumem uma rede cooperativa *dual-hop* que sofre interferência do primário e avaliam seu impacto sobre o desempenho do secundário, considerando um protocolo amplifica e encaminha e um limite máximo de interferência β aceito pelo destino primário. Em (DUONG et al., 2012b), a probabilidade de *outage* de uma rede cooperativa cognitiva *dual-hop* sob desvanecimento Nakagami-m é investigada. Assumindo o protocolo amplifica e encaminha, duas estratégias diferentes são propostas para determinar a potência de transmissão da rede secundária. Os autores mostram que a ordem de diversidade é dominada pelo mínimo da severidade do desvanecimento entre os dois saltos da rede secundária.

Um cenário similar foi investigado em (DUONG et al., 2012c), onde os autores consideram o enlace direto na rede cooperativa secundária operando sobre um protocolo decodifica e encaminha. A potência é limitada pelo minimo entre a potência que gera o nível máximo de interferência aceito pelo destino primário e sua potência máxima de transmissão. Os resultados mostram que a ordem de diversidade é somente dependente dos parâmetros de severidade do canal da rede secundária. Entretanto os autores não consideram o efeito da interferência da rede primária. Em (DUONG et al., 2012d) é considerada uma rede cognitiva *underlay* com múltiplos usuários primários. Os autores consideram que o secundário ajusta sua potência de acordo com o nível de interferência aceito pelos destinos primário e sua potência máxima de transmissão. Ademais, o sistema analisa o efeito da interferência dos múltiplos usuários primários na rede secundária. Entretanto o efeito do ruído AWGN e do enlace direto entre o transmissor e o destino secundário não são considerados.

Em (XU et al., 2012), o enlace direto não é considerado, mas os autores incluem os efeitos da interferência da rede primária e do ruído AWGN nas análises da probabilidade de *outage*. Em (SI et al., 2012), a probabilidade de *outage* e a capacidade ergódica são avaliadas em um cenário com múltiplos *relays*. Os autores mostram que a interferência da rede primária pode ser combatida com a inclusão de mais *relays* na rede secundária. Em (BAO et al., 2013), o desempenho de uma rede com múltiplos *relays* na rede secundária é avaliado, revelando que o ganho de diversidade é definido pelo número de *relays* disponíveis. Em (JIA et al., 2014), os autores avaliam a probabilidade de *outage* e alocação de potência para uma rede cognitiva com múltiplos transmissores e destinos primários. A rede secundária é composta de múltiplos *relays* e o enlace direto é considerado na análise. O número de usuários primários têm um grande impacto no desempenho do esquema proposto. Em (ZHAO et al., 2014), a probabilidade de *outage* é avaliada para um cenário cognitivo *overlay*, onde um *relay* colabora com as transmissões tanto dos usuários primários quanto dos usuários secundários. Os resultados mostram que a probabilidade de *outage* diminui em comparação aos esquemas sem cooperação em ambas as redes. Em (OLIVO et al., 2014), dois esquemas são avaliados para uma rede secundária com múltiplos destinos, em que o melhor destino é selecionado.

Apesar das notáveis contribuições de (DUONG et al., 2012a, 2012b, 2012c, 2012d; XU et al., 2012; SI et al., 2012; BAO et al., 2013; JIA et al., 2014; ZHAO et al., 2014; OLIVO et al., 2014), os trabalhos consideram somente redes com *relays* em modo *half-duplex*, que é espectralmente ineficiente devido às perdas de multiplexação. Portanto, contrário a todos trabalhos anteriores, em (KIM et al., 2012) os autores consideram um cenário em que a rede secundária cooperativa utiliza um *relay full-duplex* sujeito a auto-interferência. Os autores de (KIM et al., 2012) usam um filtro branqueador para a interferência da rede primária, onde a interferência é aproximada por um ruído Gaussiano. Esta aproximação é válida nos casos em que a distância é grande entre o transmissor primário e a rede secundária. Baseado nesta suposição, em (KIM et al., 2012) são deduzidas as equações de *outage* de forma fechada para um esquema *full-duplex dual-hop* (FDDH), em que a auto-interferência no *relay* é considerada e o enlace direto é visto como interferência no destino secundário. Por sua vez, em (KHAFAGY et al., 2013) é apresentado um esquema de comunicação cooperativa, em uma rede não cognitiva, com *relay full-duplex*, onde a transmissão do enlace direto é considerada uma informação útil no destino. Em (KHAFAGY et al., 2015), o esquema proposto em (KHAFAGY et al., 2013) é estendido para um cenário com desvanecimento Nakagami-m.

Neste capítulo é proposto o uso de um esquema similar ao de (KHAFAGY et al., 2013, 2015) em uma rede cognitiva cooperativa, operando em um cenário de compartilhamento de espectro, com um *relay full duplex* sujeito à auto-interferência e interferência da rede primária

na rede secundária. Em particular, o esquema proposto *full-duplex* com decodificação conjunta (do inglês: *full-duplex joint decoding* (FDJD)) difere de (KIM et al., 2012), porque o destino secundário aplica decodificação conjunta nos sinais recebidos da fonte e do *relay*, em que o enlace direto é visto como informação útil em vez de interferência.

Primeiro é analisada a probabilidade de *outage*, considerando alocação de potência igualitária (do inglês: *Equal Power Allocation* (EPA)) entre fonte e *relay*. Neste esquema os dois nós contribuem de forma igual para a interferência na rede primária. Ademais, um esquema de alocação ótima de potência (do inglês: *Optimal Power Allocation* (OPA)) entre a fonte e o *relay* é proposto.

Este capítulo está organizado da seguinte maneira. Na Seção 3.1 é introduzido o modelo do sistema, enquanto na Seção 3.2 são feitas análises do desempenho analítico do esquema proposto em termos de probabilidade de *outage*. Na Seção 3.3, uma estratégia de alocação ótima de potência para o esquema proposto é introduzida. Na Seção 3.4, os resultados numéricos são apresentados. Finalmente, a Seção 3.5 conclui o capítulo.

3.1 MODELO DO SISTEMA

Considera-se uma rede cooperativa cognitiva composta por um transmissor secundário T_s (fonte), um *relay* secundário *full-duplex* r, um destino secundário D_s (destino), um transmissor primário T_p e um destino primário D_p, como ilustrado na Figura 3. A rede cognitiva opera em um modo de compartilhamento de espectro, onde os usuários secundários podem transmitir suas mensagens, se a interferência na rede primária estiver abaixo de um certo limite β(GHASEMI; SOUSA, 2007; SRINIVASA; JAFAR, 2007; GOLDSMITH et al., 2009).

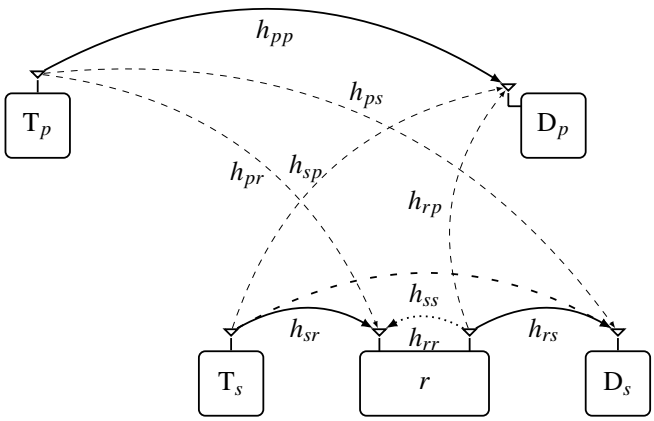

Figura 3: Modelo do sistema: rede cooperativa *underlay* com um *relay full-duplex* sofrendo de auto-interferência e interferência da rede primária.

Fonte	$x[1]$	$x[2]$	$\cdots$	$x[L-1]$	$x[L]$	
Relay		$\tilde{x}[1]$	$\tilde{x}[2]$	$\cdots$	$\tilde{x}[L-1]$	$\tilde{x}[L]$

Figura 4: Estratégia de decodificação FD. A mensagem é dividida em L blocos, note que a mensagem do *relay* está um bloco atrasada em relação à mensagem da fonte. Depois de receber o último bloco do *relay* , o destino faz a decodificação conjunta das mensagens da fonte e do *relay* aplicando o esquema *backward decoding*.

Este trabalho considera uma variação do protocolo decodifica e encaminha (DF) para o canal *relay* inicialmente proposto em (COVER; GAMAL, 1979) e depois estendido para cenários com desvanecimento (KRAMER et al., 2005). Dentre as várias estratégias analisadas em (KRAMER et al., 2005), a estratégia com codificação regular/*backward decoding* (WILLEMS; MEULEN, 1985; ZENG et al., 1989; KHAFAGY et al., 2013) é a que apresenta o melhor desempenho em canais com desvanecimento quase-estático.

A Figura 4 descreve a estratégia de codificação/decodificação utilizada, onde a mensagem é dividida em L blocos de informação. Note que x denota a mensagem enviada pela fonte, enquanto $\tilde{x}$ é a mensagem re-codificada no *relay*. Observa-se que existe um atraso de um bloco entre a transmissão da fonte e do *relay* .

No esquema *backward decoding* (WILLEMS; MEULEN, 1985; ZENG et al., 1989; KHAFAGY et al., 2013), o processo de decodificação começa depois do destino receber todos os $L+1$ blocos de informação. Em um primeiro momento, o destino decodifica a última mensagem enviada $\tilde{x}[L]$, com essa informação o destino consegue separar a mensagem da fonte e do *relay* no *slot* anterior e decodificar simultaneamente $\tilde{x}[L-1]$ e $x[L]$. O processo continua até que todos as informações dos $L+1$ blocos sejam decodificadas.

Em (KHAFAGY et al., 2013), o esquema *backward decoding* é generalizado para número qualquer de blocos, onde é mostrado que o desempenho não é afetado quando a proporção do atraso entre a transmissão da fonte e do *relay* pelo número de blocos transmitidos pela fonte é pequena. Quando o número de blocos transmitidos não é muito maior que o atraso entre as transmissões, estes parâmetros interferem no tempo de transmissão do esquema e precisam ser considerados no cálculo da taxa de código do esquema. Como mostrado em (RIIHONEN et al., 2011a), este atraso entre as transmissões é grande o suficiente para garantir que os sinais recebidos no destino secundário simultaneamente possam ser descorrelacionados e decodificados juntos.

Como em (KHAFAGY et al., 2013), considera-se o protocolo decodifica e encaminha seletivo (SDF) para *relays full-duplex* em que o *relay* somente encaminha a mensagem da

fonte se decodificada corretamente, de forma similar ao protocolo SDF para o caso *half-duplex* (LANEMAN et al., 2004).

O canal com desvanecimento quase-estático entre o transmissor i e o destino j é denotado por h_{ij}, com índices $i \in \{p,s,r\}$ e $j \in \{r,s,p\}$, onde p denota o transmissor e o destino primários, s o transmissor e o destino secundários e r o *relay*. Todos os canais são i.i.d. Rayleigh, portanto $|h_{ij}|^2$ segue uma distribuição exponencial com média zero e variância σ_{ij}. A energia média do canal entre os nós i e j é definida como $\lambda_{ij} = d_{ij}^{-\upsilon}\sigma_{ij}$, com d_{ij} sendo a distância normalizada entre os nós i e j, com respeito à d_{pp} (distância entre T_p e D_p), enquanto υ representa o expoente de perda de percurso. No tempo t, os sinais recebidos no *relay* e no destino secundário podem ser expressos, respectivamente, como (KHAFAGY et al., 2013)

$$y_r[t] = \sqrt{P_s}\, h_{sr}\, x[t] + \sqrt{P_r} h_{rr}\, \tilde{x}[t-1] + \sqrt{P_p}\, h_{pr}\, x_p[t] + w[t], \tag{8}$$

$$y_s[t] = \sqrt{P_r}\, h_{rs}\, \tilde{x}[t-1] + \sqrt{P_s}\, h_{ss}\, x[t] + \sqrt{P_p}\, h_{ps}\, x_p[t] + w[t], \tag{9}$$

onde P_s é a potência de transmissão do transmissor secundário, P_r é a potência de transmissão do *relay*, P_p representa a potência de transmissão do nó primário, $x[t]$ é a mensagem enviada por T_s e $\tilde{x}[t-1]$ é a mensagem enviada por r após um atraso de um bloco, $x_p[t]$ é a mensagem enviada por T_p, $w[t]$ é o ruído Gaussiano branco com variância $\sigma_w^2 = N_0$, onde N_0 é a densidade espectral de potência. Todos os ganhos dos canais permanecem constantes durante $L+1$ *slots* de tempo correspondendo a L mensagens.

Como o *relay* opera sob um modo *full-duplex*, a transmissão e a recepção ocorrem simultaneamente. A interferência residual é dominada pela componente de dispersão, como a linha de visada é consideravelmente reduzida pelo isolamento da antena (KWON et al., 2010). O canal da auto-interferência é modelado como um canal de desvanecimento (RIIHONEN et al., 2009; KWON et al., 2010; ZHU et al., 2008; ALVES et al., 2013), com variância σ_{rr} e energia média $\lambda_{rr} \triangleq \varphi\, \sigma_{rr}$, onde φ representa o fator de atenuação que decorre da associação de diferentes técnicas de isolamento das antenas e cancelamento da auto-interferência (RIIHONEN et al., 2009; KWON et al., 2010; ZHU et al., 2008; ALVES et al., 2013; SABHARWAL et al., 2014; LIU et al., 2015); quanto menor este valor mais eficiente é o processo de cancelamento da auto-interferência. Por simplicidade de notação define-se $g_{ij} = \left|h_{ij}\right|^2$.

Inspirado por (KIM et al., 2012) e com o objetivo de simplificar as derivações, um filtro branqueador é empregado para converter a interferência em um sinal aproximadamente Gaussiano (KIM et al., 2012). Uma análise similar foi considerada em (JOVICIC; VISWANATH, 2009; PEI et al., 2011; GONG et al., 2011; PUNCHIHEWA et al., 2011). A interferência da rede primária é considerada como tendo uma distribuição Gaussiana com média

zero e variância $\sigma_{pr}^2 = P_p\lambda_{pr}$ no *relay* e variância $\sigma_{ps}^2 = P_p\lambda_{ps}$ no destino secundário. Então, de acordo com (KIM et al., 2012, Equação (7)), a variância total do ruído Gaussiano no destino que inclui o efeito da interferência do transmissor primário é $\sigma_s^2 = \sigma_w^2 + \sigma_{ps}^2$, enquanto no *relay* é $\sigma_r^2 = \sigma_w^2 + \sigma_{pr}^2$.

Devido ao cenário de compartilhamento de espectro, o destino primário aceita um nível máximo de interferência dado por β. Como um *relay full-duplex* é empregado, o transmissor secundário e o *relay* transmitem suas mensagens simultaneamente, o que significa que o destino primário recebe interferência de ambos transmissores ao mesmo tempo. Então, a potência de transmissão de T_s e r devem ser limitadas como (KIM et al., 2012):

$$g_{sp}P_s + g_{rp}P_r \leq \beta. \tag{10}$$

No caso de alocação de potência igualitária (EPA), T_s e r têm suas potências de transmissões limitadas, respectivamente, por (KIM et al., 2012):

$$P_s = \frac{\beta}{2g_{sp}}, \qquad P_r = \frac{\beta}{2g_{rp}}, \tag{11}$$

onde cada nó contribui igualmente com a interferência no destino primário, ou seja, a interferência é limitada por $\frac{\beta}{2}$ em cada nó.

3.2 PROBABILIDADE DE *OUTAGE*

Nesta seção é analisada a probabilidade de *outage* para o esquema cognitivo FDJD proposto. Além disso, as probabilidades de *outage* para os esquemas FDDH e *half-duplex*, que já são conhecidos na literatura (KIM et al., 2012; ALVES et al., 2012, 2013) são apresentadas e usadas como referência para o esquema proposto. Por simplicidade de notação os esquemas FDJD, FDDH e *half-duplex* serão denotados nos equacionamentos por JD, DH, HD, respectivamente.

Nos esquemas a seguir, a taxa esperada do enlace secundário é denotada por $\mathscr{R}_s$. A probabilidade de *outage* do esquema $sch \in \{\text{JD, DH, HD}\}$, que representa a falha na comunicação entre a fonte e o destino, considerando todos os padrões de *outage* dos enlaces individuais, é denotada por $\mathscr{O}_{sch}$.

3.2.1 ESQUEMA COGNITIVO *FULL-DUPLEX* COM DECODIFICAÇÃO CONJUNTA

Nesta subseção é analisada a probabilidade de *outage* para o esquema cognitivo baseado em (KHAFAGY et al., 2013) com a ajuda de um *relay full-duplex* e com decodificação conjunta (FDJD) no destino. O protocolo FDJD pode ser decomposto em duas fases: difusão e múltiplo acesso (do inglês: *Multiple Access Channel* (MAC)). Na primeira fase, o transmissor secundário envia sua mensagem para o *relay* e o destino secundário. Então, após um atraso de processamento de um bloco, na fase de múltiplo acesso, caso o *relay* tenha decodificado a mensagem da fonte, este envia a mensagem para o destino. O destino aplica decodificação conjunta entre os sinais recebidos do transmissor secundário e do *relay* (KHAFAGY et al., 2013; KRAMER et al., 2005; ALVES et al., 2013, 2013). Para uma comparação justa com os esquemas FDDH (KIM et al., 2012) e *half- duplex*, considera-se um atraso de um *slot* de tempo entre as mensagens enviadas da fonte e do *relay*. Lembrando que pequenos atrasos não afetam o desempenho do protocolo *full-duplex* quando se utiliza um número grande de blocos L (KHAFAGY et al., 2013). Portanto, neste contexto de rede cooperativa cognitiva e baseado em (KHAFAGY et al., 2013; KRAMER et al., 2005; ALVES et al., 2013, 2013), é possível escrever as informações mútuas para os enlaces entre a fonte e o *relay* ($\mathscr{I}_{sr}^{sch}$) e entre a fonte e o destino ($\mathscr{I}_{ss}^{sch}$) como

$$\mathscr{I}_{sr}^{\mathrm{JD}} = \log_2\left(1 + \frac{g_{sr}P_s}{g_{rr}P_r + \sigma_r^2}\right), \tag{12}$$

$$\mathscr{I}_{ss}^{\mathrm{JD}} = \log_2\left(1 + \frac{P_s g_{ss}}{\sigma_s^2}\right), \tag{13}$$

enquanto a informação mútua entre o *relay* e o destino ($\mathscr{I}_{rs}^{sch}$) na fase MAC (KHAFAGY et al., 2013, Equação (11)) é dado por

$$\mathscr{I}_{rs}^{\mathrm{JD}} = \log_2\left(1 + \frac{P_s g_{ss} + P_r g_{rs}}{\sigma_s^2}\right). \tag{14}$$

Nota-se que em (14) os sinais vindos da fonte e do *relay* são vistos como informação útil pelo destino. Além disso, a auto-interferência no *relay* é considerada em (12).

A probabilidade de *outage* completa para o esquema cognitivo FDJD é

$$\mathscr{O}_{\mathrm{JD}} = \mathscr{O}_{sr}^{\mathrm{JD}}\mathscr{O}_{ss}^{\mathrm{JD}} + (1 - \mathscr{O}_{sr}^{\mathrm{JD}})\mathscr{O}_{rs}^{\mathrm{JD}}. \tag{15}$$

Note que se o enlace fonte-*relay* está em *outage*, então o *relay* fica em silêncio, caso contrário encaminha a mensagem para o destino. É assumido que o destino aplica decodificação conjunta, que é um processo interativo dependente de decodificação de bloco (KRAMER et al., 2005; KHAFAGY et al., 2013) cujo propósito é combinar as transmissões da fonte e do *relay*, usando

técnicas de detecção avançada e informações adquiridas dos pacotes anteriores (KHAFAGY et al., 2013).

Para obter (15), a seguir investiga-se a probabilidade de *outage* dos enlaces individuais. Considerando um número grande de blocos L em (KHAFAGY et al., 2013, Equação (10)), onde a relação entre o atraso e o número de blocos seja pequena e com a ajuda de (KHAFAGY et al., 2013, Equação (15)), a probabilidade de *outage* para o enlace entre o *relay* e o destino secundário $\mathscr{O}_{rs}^{JD}$ pode ser definida como (KHAFAGY et al., 2013, Equação (16))

$$\mathscr{O}_{rs}^{\mathrm{JD}} = \Pr\left(\log_2\left(1+\frac{P_s g_{ss}+P_r g_{rs}}{\sigma_s^2}\right) < \mathscr{R}_s\right). \tag{16}$$

Com o objetivo de resolver (16), as variáveis aleatórias são redefinidas como $Z_{ks} = \frac{g_{ks}}{g_{kp}}$, com $k = \{s,r\}$, cuja função densidade de probabilidade é dada por $f_{Z_{ks}}(z_{ks}) = \frac{\lambda_{ks}\lambda_{kp}}{\left(\lambda_{ks}+\lambda_{kp}z_{ks}\right)^2}$ (KIM et al., 2012). Portanto, a probabilidade de *outage* para o enlace entre o *relay* e o destino secundário $\mathscr{O}_{rs}^{JD}$ pode ser reescrita como

$$\mathscr{O}_{rs}^{\mathrm{JD}} = \Pr\left(Z_{ss}+Z_{rs} < \frac{\delta}{\mu_s}\right), \tag{17}$$

onde $\delta = 2^{\mathscr{R}_s}-1$, $\mu_s = \beta/(2\sigma_s^2)$. Considerando $V = Z_{ss}+Z_{rs}$, cuja função densidade de probabilidade $f_V(v)$ pode ser obtida como

$$\begin{aligned} f_V(v) &= \int_0^v f_{Z_{ss}}(z_{ss}) f_{Z_{rs}}(v-z_{ss})\mathrm{d}z_{ss} \\ &= \lambda_{rd}\lambda_{sr}\mu_s \frac{w(\lambda_{rd}\lambda_{sp}\mu_s+\lambda_{rp}\lambda_{sr}\mu_s+\lambda_{rd}\lambda_{sr}w)\left(\mu_s\left(\lambda_{rd}^2\lambda_{sp}^2+\lambda_{rp}^2\lambda_{sr}^2\right)+\lambda_{rd}\lambda_{sr}w(\lambda_{rd}\lambda_{sp}+\lambda_{rp}\lambda_{sr})\right)}{(\lambda_{rp}\mu_s+\lambda_{rd}w)(\lambda_{sp}\mu_s+\lambda_{sr}w)(\lambda_{rd}\lambda_{sp}\mu_s+\lambda_{rp}\lambda_{sr}\mu_s+\lambda_{rd}\lambda_{sr}w)^3} \\ &\quad + \frac{2\lambda_{rp}\lambda_{sp}(\lambda_{rd}\lambda_{sr}\mu_s)^2}{(\lambda_{rd}\lambda_{sp}\mu_s+\lambda_{rp}\lambda_{sr}\mu_s+\lambda_{rd}\lambda_{sr}w)^3}\ln\left(\frac{(\lambda_{rp}\mu_s+\lambda_{rd}w)(\lambda_{sp}\mu_s+\lambda_{sr}w)}{\lambda_{rp}\lambda_{sp}\mu_s^2}\right), \end{aligned} \tag{18}$$

a probabilidade de *outage* do enlace entre o *relay* e o destino é obtida integrando (18) de 0 até $\frac{\delta}{\mu_s}$, que resulta em:

$$\begin{aligned} \mathscr{O}_{rs}^{\mathrm{JD}} &= \Pr\left(V < \frac{\delta}{\mu_s}\right) = \int_0^{\frac{\delta}{\mu_s}} f_V(v)\mathrm{d}v \\ &= \frac{\lambda_{rp}\lambda_{sp}}{\left(\delta\lambda_{rp}\lambda_{sp}+\lambda_{rp}\lambda_{ss}\mu_s+\lambda_{rs}\lambda_{sp}\mu_s\right)^2} \\ &\quad \times\left[\delta\left(\delta\lambda_{rp}\lambda_{sp}+\lambda_{rp}\lambda_{ss}\mu_s+\lambda_{rs}\lambda_{sp}\mu_s\right)-\lambda_{rs}\lambda_{ss}\mu_s^2\ln\left(\frac{\left(\delta\lambda_{rp}+\lambda_{rs}\mu_s\right)\left(\delta\lambda_{sp}+\lambda_{ss}\mu_s\right)}{\lambda_{rs}\lambda_{ss}\mu_s^2}\right)\right]. \end{aligned} \tag{19}$$

Seguindo a análise feita em (KIM et al., 2012), a probabilidade de *outage* do enlace

entre fonte e *relay*, pode ser escrita como

$$\begin{aligned}\mathscr{O}_{sr}^{\mathrm{JD}} &= \frac{\lambda_{sp}\delta}{\left(\lambda_{rp}\lambda_{sp}\delta+\lambda_{rp}\lambda_{sr}\mu_r-\lambda_{rr}\lambda_{sp}\delta\mu_r\right)^2} \\ &\times\left[\left(\lambda_{rp}-\lambda_{rr}\mu_r\right)\left(\lambda_{rp}\lambda_{sp}\delta+\lambda_{rp}\lambda_{sr}\mu_r-\lambda_{rr}\lambda_{sp}\delta\mu_r\right)+\lambda_{rp}\lambda_{rr}\lambda_{sr}\mu_r^2\ln\left(\frac{\lambda_{rp}\left(\lambda_{sp}\delta+\lambda_{sr}\mu_r\right)}{\lambda_{rr}\lambda_{sp}\delta\mu_r}\right)\right],\end{aligned} \tag{20}$$

com $\mu_r = \beta/(2\sigma_r^2)$. Com o objetivo de obter uma expressão mais geral, considera-se, diferentemente de (KIM et al., 2012), que o canal entre a fonte e o *relay* possui uma energia média diferente de um.

A probabilidade de *outage* do enlace fonte-destino pode ser expressa como (BAO; BAC, 2011)

$$\mathscr{O}_{ss}^{\mathrm{JD}} = \Pr\left(\mathscr{I}_{ss}^{\mathrm{JD}} < \mathscr{R}_s\right) = \frac{\lambda_{sp}\delta}{\lambda_{sp}\delta+\lambda_{ss}\mu_s}. \tag{21}$$

Finalmente, a probabilidade de *outage* completa pode ser obtida substituindo (19), (20) e (21) em (15).

3.2.2 ESQUEMA *FULL-DUPLEX DUAL-HOP*

No esquema FDDH introduzido em (KIM et al., 2012), diferentemente do esquema FDJD, o enlace direto é visto como interferência no destino. A informação mútua do enlace fonte-*relay* é escrita como em (12), enquanto a informação mútua do enlace *relay*-destino é definida como

$$\mathscr{I}_{rs}^{\mathrm{DH}} = \log_2\left(1+\frac{g_{rs}P_r}{g_{ss}P_s+\sigma_s^2}\right). \tag{22}$$

Observe que a informação do enlace direto é vista como interferência em (22). Para o esquema FDDH a probabilidade de *outage* completa pode ser escrita como

$$\begin{aligned}\mathscr{O}_{\mathrm{DH}} &= \Pr\left(\min\left(\mathscr{I}_{sr}^{\mathrm{DH}},\mathscr{I}_{rs}^{\mathrm{DH}}\right) < \mathscr{R}_s\right) \\ &= \mathscr{O}_{sr}^{\mathrm{DH}} + \mathscr{O}_{rs}^{\mathrm{DH}} - \mathscr{O}_{sr}^{\mathrm{DH}}\mathscr{O}_{rs}^{\mathrm{DH}}.\end{aligned} \tag{23}$$

Onde $\mathscr{O}_{sr}^{\mathrm{DH}} = \Pr\left(\mathscr{I}_{sr}^{\mathrm{DH}} < \mathscr{R}_s\right)$ é escrita como em (20), enquanto $\mathscr{O}_{rs}^{\mathrm{DH}} = \Pr\left(\mathscr{I}_{rs}^{\mathrm{DH}} < \mathscr{R}_s\right)$ é dada por (20) com as seguintes substituições: λ_{rr} por λ_{ss}, λ_{sr} por λ_{rs}, λ_{sp} por λ_{rp}, λ_{rp} por λ_{sp} e μ_r por μ_s.

3.2.3 ESQUEMA *HALF-DUPLEX*

No esquema *half-duplex*, a transmissão da rede secundária ocorre em dois *slots* de tempo de acordo com o protocolo decodifica e encaminha incremental (IDF). Portanto, no primeiro *slot* de tempo o transmissor secundário envia sua mensagem, enquanto que no segundo

slot de tempo o *relay* atua somente se não ocorrerem erros na decodificação e que o destino tenha requisitado uma retransmissão. No destino ambas mensagens são combinadas e decodificadas de forma conjunta.

As informações mútuas nos enlaces fonte-*relay* e fonte-destino podem ser escritas como

$$\mathscr{I}_{sk}^{\mathrm{HD}} = \frac{1}{2}\log_2\left(1+\frac{P_s\, g_{sk}}{\sigma_k^2}\right), \tag{24}$$

com $k = \{s,r\}$. Como as mensagens da fonte e do *relay* são decodificadas de forma conjunta no destino, a informação mútua do enlace *relay*-destino é dada por

$$\mathscr{I}_{rs}^{\mathrm{HD}} = \frac{1}{2}\log_2\left(1+\frac{P_s\, g_{ss}+P_r\, g_{rs}}{\sigma_s^2}\right). \tag{25}$$

As probabilidades de *outage* final dos enlaces fonte-*relay* e fonte-destino podem ser expressas como

$$\mathscr{O}_{sk}^{\mathrm{HD}} = \Pr\left(\mathscr{I}_{sk}^{\mathrm{HD}} < \mathscr{R}_s\right) = \frac{\lambda_{sp}\delta^{\mathrm{HD}}}{\lambda_{sp}\delta^{\mathrm{HD}}+2\lambda_{sk}\mu_k}, \tag{26}$$

com $\delta^{\mathrm{HD}} = 2^{2\mathscr{R}_s}-1$, enquanto $\mathscr{O}_{rs}^{\mathrm{HD}}$ pode ser escrita como (19), substituindo δ por δ^{HD}.

A probabilidade de *outage* do esquema HD pode ser definida como

$$\mathscr{O}_{\mathrm{HD}} = \mathscr{O}_{ss}^{\mathrm{HD}}\mathscr{O}_{sr}^{\mathrm{HD}} + \left(1-\mathscr{O}_{sr}^{\mathrm{HD}}\right)\mathscr{O}_{rs}^{\mathrm{HD}}. \tag{27}$$

3.3 ALOCAÇÃO ÓTIMA DE POTÊNCIA (OPA)

Nesta seção é proposta uma nova estratégica OPA para o esquema cognitivo FDJD. No esquema OPA considera-se que os nós secundários possuem o conhecimento das informações dos estados dos canais da rede secundária. Os estados dos canais são obtidos através do envio de sinais pilotos pela fonte e pelo *relay*. Adicionalmente, os nós secundários podem obter as informações dos canais entre as redes secundária e primária através de um sinal de retorno do destino primário (GHASEMI; SOUSA, 2007).

Visto que o enlace direto é considerado como fonte de informação útil, o esquema proposto de alocação de potência pode escolher entre dois modos de operação: cooperação entre a fonte e o *relay* ou somente a transmissão direta da fonte.

3.3.1 ESQUEMA COGNITIVO FULL-DUPLEX COM DECODIFICAÇÃO CONJUNTA (FDJD)

Com alocação ótima de potência, a rede cooperativa cognitiva pode operar em um dos seguintes modos:

1. O *relay* coopera com a transmissão da fonte e o destino secundário aplica decodificação conjunta entre os sinais da fonte e do *relay*. Neste caso a potência pode ser dividida de forma ótima entre o transmissor secundário e o *relay*. A alocação ótima ocorre quando o enlace entre a fonte e o *relay* e o enlace entre *relay*-destino apresentem mesma capacidade. Se um dos enlaces trabalha com uma capacidade maior que o outro, há um excesso na relação sinal interferência mais ruído (do inglês:*Signal-to-Interference-plus-Noise ratio* (SINR)) em um dos enlaces, consequentemente um desperdício de potência que poderia ser alocada para aumentar a capacidade do enlace mais fraco. Para garantir que as capacidades dos dois enlaces sejam iguais, as potências são alocadas de modo que as SINRs vistas no *relay* e no destino sejam iguais. Considera-se que os canais permanecem constantes por ao menos $L+1$ *slots* de tempo, para garantir a alocação ótima de potência.

2. Caso a SINR obtida forçando os dois enlaces a trabalhar com a mesma capacidade for menor que a SINR que seria obtida no enlace fonte-destino sem cooperação ou não for possível forçar os dois enlaces a trabalhar com a mesma capacidade, o transmissor secundário transmite a mensagem sem a ajuda do *relay*. Neste caso a potência total disponível é alocada para a fonte e o *relay* é temporariamente desligado.

Define-se as SINRs dos enlaces γ_{ss}, γ_{sr} e γ_{JD}, respectivamente, como

$$\gamma_{ss} = \frac{g_{ss} P_s^{\star ss}}{\sigma_s^2}, \tag{28}$$

$$\gamma_{sr} = \frac{g_{sr} P_s^{\star}}{g_{rr} P_r^{\star} + \sigma_r^2}, \tag{29}$$

$$\gamma_{\text{JD}} = \frac{g_{rs} P_r^{\star} + g_{ss} P_s^{\star}}{\sigma_s^2}, \tag{30}$$

onde $P_r^{\star}$ e $P_s^{\star}$, respectivamente, são as potências ótimas de transmissão para o *relay* e o transmissor secundário quando a cooperação é favorável. A potência de transmissão da fonte quando o *relay* fica inoperante é representada por $P_s^{\star ss}$.

Portanto, com o objetivo de minimizar a probabilidade de *outage*, o esquema maximiza a SINR na rede secundária, ou seja o máximo entre a SINR do caso cooperativo e a SINR do

enlace direto sem cooperação. O problema de otimização pode ser formulado como

$$\begin{aligned} &\max\left\{\gamma_{ss}\,,\,\gamma_{coop}\right\}\,, \\ \text{s.a.}\quad & g_{sp}P_s^\star + g_{rp}P_r^\star < \beta, \\ & P_s^\star\,,\,P_r^\star \geq 0. \end{aligned} \tag{31}$$

onde $\gamma_{coop} = \min(\gamma_{sr}, \gamma_{\text{JD}})$ é a SINR quando a cooperação é favorável.

Portanto, quando $\gamma_{coop}^{JD} > \gamma_{ss}^{JD}$, o problema de otimização pode ser reescrito como

$$\begin{cases} \dfrac{g_{sr}P_s^\star}{g_{rr}P_r^\star + \sigma_r^2} & = \dfrac{g_{rs}P_r^\star + g_{ss}P_s^\star}{\sigma_s^2} \\ g_{sp}P_s^\star + g_{rp}P_r^\star & = \beta. \end{cases} \tag{32}$$

Algoritmo 1 Procedimento OPA para o protocolo FDJD

Determine $P_s^\star$, $P_r^\star$ e $P_s^{\star ss}$ de acordo com (33), (34) e (36) para o esquema OPA e dado (28)-(30)

Se $P_s^\star > 0$ e $P_r^\star > 0$ e $\gamma_{coop} > \gamma_{ss}$

Transmissão cooperativa

$P_s \leftarrow P_s^\star$;
$P_r \leftarrow P_r^\star$;

Senão

Transmissão direta

$P_s \leftarrow P_s^{\star ss}$;
$P_r \leftarrow 0$;

Fim

Resolvendo o sistema de equações em (32), são obtidas as potências ótimas de transmissão $P_s^\star$ e $P_r^\star$, dadas respectivamente por

$$P_s^\star = \begin{cases} -\dfrac{1}{2\alpha}\left(\tau + \sqrt{\tau^2 - 4\alpha\kappa}\right) & 0 < g_{ss} < \dfrac{g_{sp}g_{rs}}{g_{rp}} \\ \dfrac{1}{2\alpha}\left(-\tau + \sqrt{\tau^2 - 4\alpha\kappa}\right) & g_{ss} > \dfrac{g_{sp}g_{rs}}{g_{rp}} \end{cases} \tag{33}$$

$$P_r^\star = \frac{\beta - P_s^\star g_{sp}}{g_{rp}}, \tag{34}$$

onde

$$\begin{aligned}
\alpha &= g_{rs}\, g_{rr}\, g_{sp}^2 - g_{ss}\, g_{rr}\, g_{sp}\, g_{rp} \\
\tau &= g_{rr}\, g_{ss}\, g_{rp}\, \beta - 2\, g_{rr}\, g_{sp}\, g_{rs}\, \beta - g_{rp}^2\, (g_{sr}\, \sigma_s^2 - g_{ss}\, \sigma_r^2) - g_{rp}\, g_{sp}\, g_{rs}\, \sigma_r^2 \\
\kappa &= \beta\, (g_{rr}\, g_{rs}\, \beta + g_{rp}\, g_{rs}\, \sigma_r^2).
\end{aligned} \tag{35}$$

Quando a cooperação não é favorável ($\gamma_{coop} < \gamma_{ss}$), o *relay* é desligado e o transmissor secundário envia sua mensagem com a seguinte potência ótima de transmissão:

$$P_s^{\star ss} = \frac{\beta}{g_{sp}}. \tag{36}$$

O procedimento que calcula a OPA para o regime FDJD é detalhado no Algoritmo 1. Note que o *relay* é desligado se a transmissão direta é mais favorável. Além disso, pelo Algoritmo 1 observa-se que primeiro, as potências de transmissão assumindo transmissão cooperativa e transmissão direta são calculadas, e então as SINRs γ_{coop} e γ_{ss} são comparados.

A probabilidade de *outage* com alocação ótima é dada por:

$$\mathscr{O}_{\mathrm{JD}} = \begin{cases} \mathscr{O}_{ss}\, \mathscr{O}_{coop} & \gamma_{coop} > \gamma_{ss} \\ \mathscr{O}_{ss} & \text{Caso contrário.} \end{cases} \tag{37}$$

Como taxas iguais no enlace entre fonte e *relay* e no enlace virtual JD maximizam γ_{coop}, a probabilidade de *outage* $\mathscr{O}_{coop}$ pode ser escrita como

$$\mathscr{O}_{coop} = \Pr(\log_2(1+\gamma_{\mathrm{JD}}) < \mathscr{R}_s), \tag{38}$$

onde γ_{JD} é dada por (30). Neste caso a probabilidade de *outage* do enlace fonte-destino é dada por

$$\mathscr{O}_{ss} = \Pr(\log_2(1+\gamma_{ss}) < \mathscr{R}_s), \tag{39}$$

com a SINR γ_{ss} escrita como

$$\gamma_{ss} = \frac{g_{ss}\, P_s^{\star}}{\sigma_s^2}. \tag{40}$$

Enquanto a probabilidade de *outage* para o caso quando a cooperação não é favorável é dada por (39), com γ_{ss} escrita como em (28).

3.3.2 ESQUEMA ÓTIMO *FULL-DUPLEX DUAL-HOP*

O problema de otimização para o esquema FDDH (KIM et al., 2012) pode ser escrito como

$$\begin{aligned} \min_{P_s,P_r\geq 0} \mathscr{O}_{\mathrm{DH}} &= \Pr(\log_2(1+\min(\gamma_{sr},\gamma_{rs})) < \mathscr{R}_s), \\ \text{s.a.} \quad & g_{sp}P_s + g_{rp}P_r < \beta. \end{aligned} \tag{41}$$

A probabilidade de *outage* é dominada pelo enlace com a pior SINR. Portanto, a probabilidade de *outage* é minimizada quando a SINR no *relay* γ_{sr} é igual a SINR no destino γ_{DH}, que é escrita como

$$\gamma_{\mathrm{DH}} = \frac{g_{rs}P_r^{\star}}{g_{ss}P_s^{\star}+\sigma_s^2}. \tag{42}$$

Seguindo a análise feita em (KIM et al., 2012), a potência ótima de transmissão da fonte é dada por

$$P_s^{\star} = \frac{1}{2\varpi}\left(-\vartheta + \sqrt{\vartheta^2 - 4\varpi\iota}\right), \tag{43}$$

enquanto a potência ótima de transmissão do *relay* é

$$P_r^{\star} = \frac{\beta - P_s^{\star}g_{sp}}{g_{rp}}, \tag{44}$$

onde

$$\begin{aligned} \varpi &= g_{ss}g_{sr}g_{rp}^2 - g_{rr}g_{sp}^2 g_{rs} \\ \vartheta &= 2g_{rr}g_{sp}g_{rs}\beta + g_{rp}^2 g_{sr}\sigma_s^2 + g_{rp}g_{sp}g_{rs}\sigma_r^2 \\ \iota &= -\beta\left(g_{rr}g_{rs}\beta + g_{rp}g_{rs}\sigma_r^2\right). \end{aligned} \tag{45}$$

A probabilidade de *outage* $\mathscr{O}_{DH}$ com alocação ótima pode ser escrita como (KIM et al., 2012):

$$\mathscr{O}_{\mathrm{DH}} = \Pr(\log_2(1+\gamma_{\mathrm{DH}}) < \mathscr{R}_s). \tag{46}$$

3.4 RESULTADOS

Nesta seção, alguns resultados numéricos são apresentados para verificar o desempenho do esquema proposto em um cenário similar a (KIM et al., 2012). Considera-se que d_{ij} representa a distância normalizada entre os nós i e j, com respeito à d_{pp} (distância entre T_p e D_p), onde p denota o transmissor e o destino primários, s o transmissor e o destino secundários e r o *relay*. Nas figuras, é assumido o modelo de perda de percurso $d_{ij}^{-\upsilon}$ com expoente $\upsilon = 4$, onde $d_{sr} = \frac{1}{4}, d_{sp} = 1, d_{ss} = \frac{1}{2}, d_{rs} = \frac{1}{4}, d_{rp} = 1$, $\varphi = -40$ dB, $\mathscr{R}_s = 4$ bits por

uso do canal (do inglês: *bits per channel use* (bpcu)), $P_p = 10$ dB, $\sigma_{ij} = \sigma_{rr} = 1$ e $N_0 = 1$, exceto quando indicado. Além disso é considerado que o *relay* está em linha entre a fonte e o destino secundários como ilustrado na Figura 3.

A Figura 5 avalia a probabilidade de *outage* para o esquema EPA FDJD em função do limite de interferência β, para diferentes níveis de auto-interferência $\varphi \in \{0, -10, -20, -60\}$ dB, com $P_p = 10$ dB e $\mathscr{R}_s = 4$ bpcu. Os resultados simulados para o esquema EPA FDJD são representados pelos círculos vermelhos. Pode-se observar que os resultados das simulações coincidem com os resultados analíticos. A Figura 5 mostra que o desempenho do esquema proposto com alocação de potência igual (EPA) aumenta com a melhora na qualidade do cancelamento da interferência no *relay*, que é refletido em baixos valores para φ.

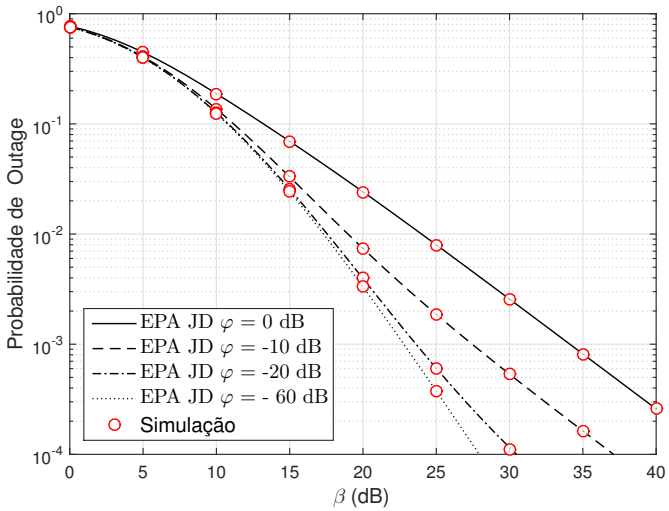

Figura 5: Probabilidade de *outage* para os esquemas EPA FDJD em função do limite de interferência β, para diferentes valores de φ, com $P_p = 10$ dB e $\mathscr{R}_s = 4$ bpcu.

A Figura 6 compara a probabilidade de *outage* para o esquema cognitivo FDJD com o esquema FDDH proposto em (KIM et al., 2012) e o método HD considerando ambos EPA e OPA, em função do limite de interferência do primário β. O esquema proposto EPA FDJD possui um desempenho melhor que o esquema OPA FDDH proposto em (KIM et al., 2012) e um desempenho ligeiramente inferior que o esquema OPA FDJD. O esquema EPA FDJD não requer o conhecimento de todos canais da rede secundária pelo transmissor secundário e pelo *relay* como nos esquemas OPA, sendo este uma opção viável nos casos em que não é possível obter o conhecimento de todos canais da rede secundária pelo transmissor secundário e pelo *relay*. Além disso, o esquema proposto OPA FDJD possui o melhor desempenho entre todos os esquemas para esta configuração e observa-se um ganho de diversidade em comparação com o

esquema FDDH.

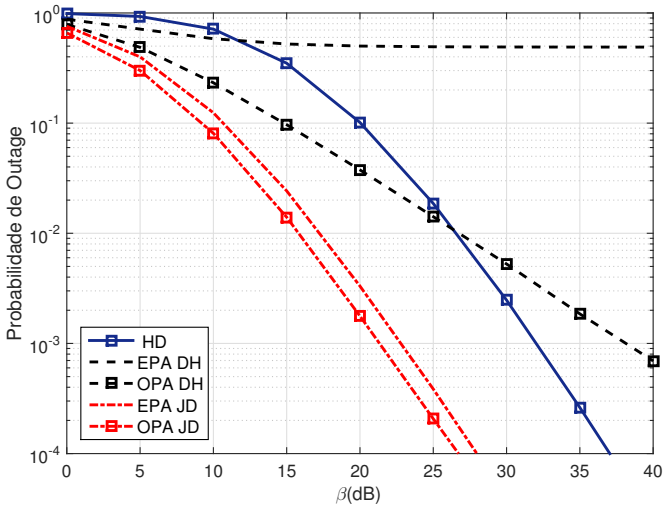

Figura 6: Probabilidade de *outage* para os diferentes esquemas em função do limite de interferência β, com $\mathscr{R}_s = 4$ bpcu, $P_p = 10$ dB e $\varphi = -40$ dB.

A Figura 7 avalia a probabilidade de *outage* para os esquemas EPA e OPA em função da taxa esperada $\mathscr{R}_s$. Para baixos valores de $\mathscr{R}_s$, o esquema HD possui um melhor desempenho que o esquema EPA FDDH, porque a probabilidade de *outage* se estabiliza para altos valores de β. Além disso, o esquema OPA FDJD tem o melhor desempenho entre todos os esquemas, independente da taxa esperada $\mathscr{R}_s$, o que significa que o esquema FDJD com alocação ótima pode operar com uma taxa maior dada uma probabilidade de *outage* alvo.

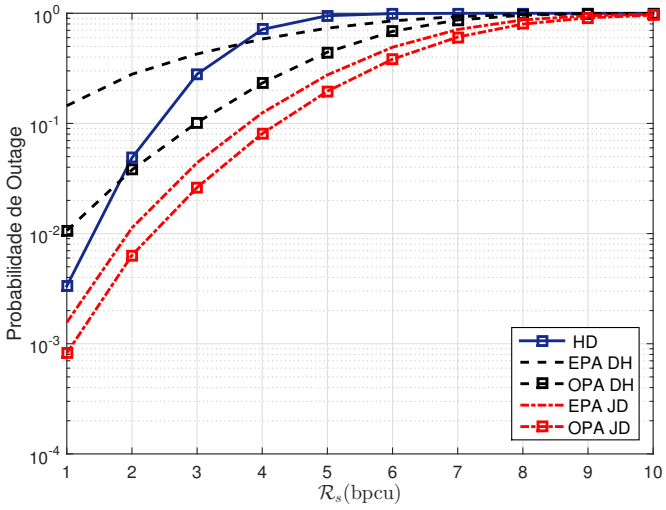

Figura 7: Probabilidade de *outage* para os diferentes esquemas como uma função da taxa esperada $\mathscr{R}_s$, com $P_p = 10$ dB, $\varphi = -40$ dB e $\beta = 10$ dB

A Figura 8 compara a probabilidade de *outage* para os diferentes esquemas com o

relay próximo ao transmissor secundário, como mostrado na Figura 9. Neste caso é considerado $d_{sr} = \frac{1}{8}, d_{ss} = \frac{1}{2}, d_{rs} = \frac{3}{8}, d_{sp} = 1, d_{rp} = 1, d_{pr} = 1, d_{ps} = 1, \mathscr{R}_s = 4$ bpcu, $P_p = 10$ dB e $\varphi = -40$ dB. Enquanto que na Figura 10 considera-se um cenário similar, mas com o *relay* próximo ao destino secundário como mostrado na Figura 11. Neste caso $d_{sr} = \frac{3}{8}, d_{ss} = \frac{1}{2}, d_{rs} = \frac{1}{8}$. Visualizando as duas figuras é possível observar que independente da posição do *relay*, o esquema OPA FDJD possui melhor desempenho que os outros esquemas, com um ganho de diversidade em relação ao esquema OPA FDDH.

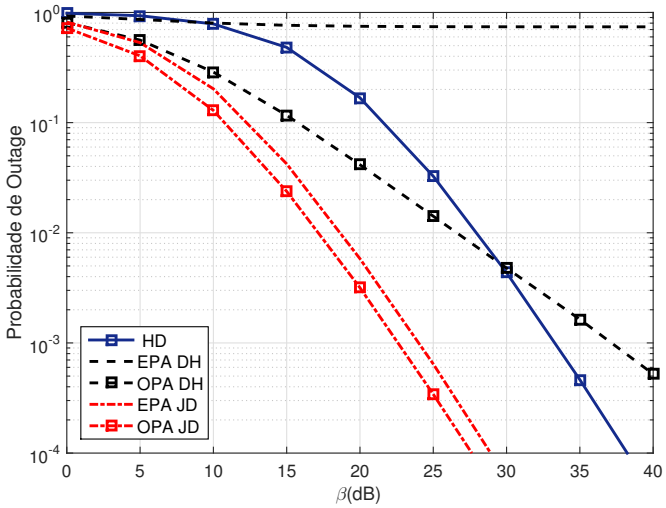

Figura 8: Probabilidade de *outage* para os diferentes esquemas com o *relay* próximo ao transmissor secundário, com $\mathscr{R}_s = 4$ bpcu, P_p=10 dB e $\varphi = -40$dB.

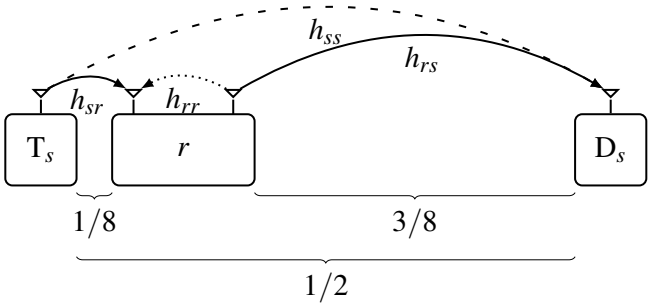

Figura 9: Rede secundária com um *relay full-duplex* próximo do transmissor secundário.

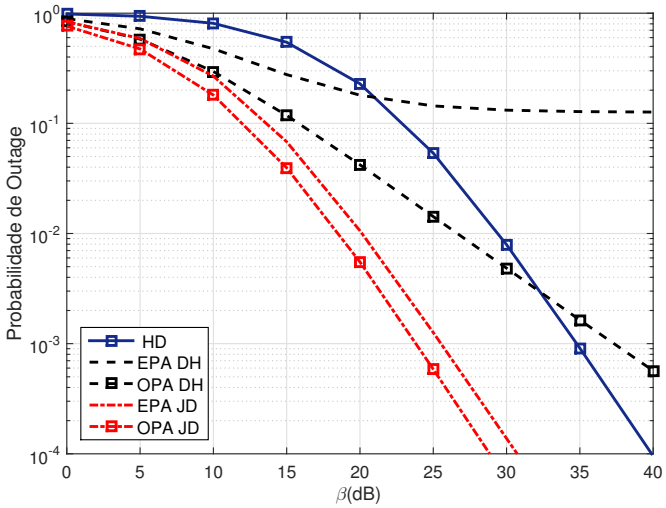

Figura 10: Probabilidade de *outage* para os diferentes esquemas com o *relay* próximo ao destino secundário, com $\mathscr{R}_s = 4$ bpcu, $P_p = 10$ dB e $\varphi = -40$ dB.

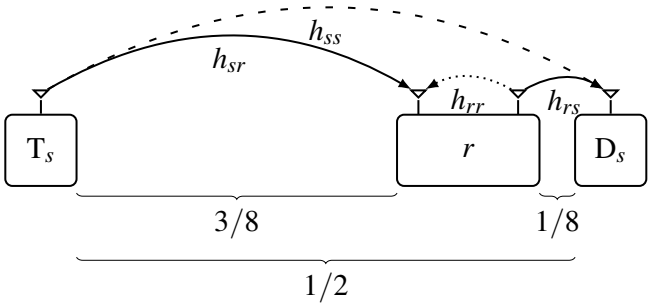

Figura 11: Rede secundária com um *relay full-duplex* próximo do destino secundário.

A Figura 12 compara a probabilidade de *outage* em função potência de transmissão do primário P_p. Considera-se $d_{sr} = \frac{1}{4}, d_{ss} = \frac{1}{2}, d_{rs} = \frac{1}{4}$, $d_{sp} = 1, d_{rp} = 1, d_{pr} = 1, d_{ps} = 1$, $\mathscr{R} = 4$ bpcu, $\beta = 10$ dB e $\varphi = -40$ dB. Pela figura, é possível observar que o esquma OPA FDJD possui o melhor desempenho, mesmo sofrendo uma grande interferência da rede primária.

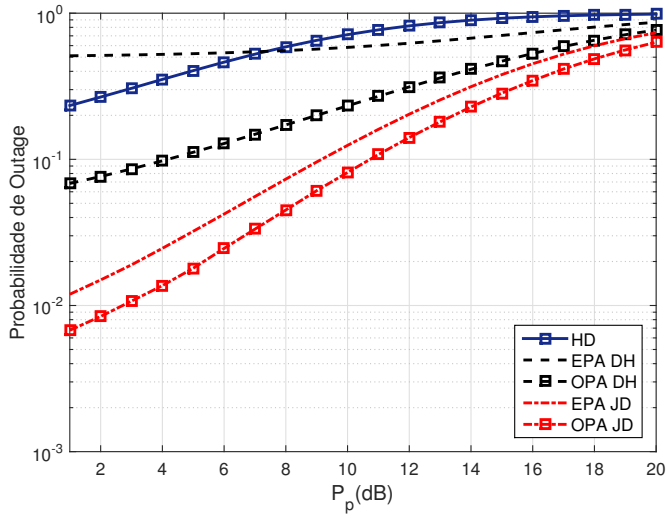

Figura 12: Probabilidade de *outage* em função da potência de transmissão da rede primária P_p, com $\mathscr{R} = 4$ bpcu, β=10 dB e $\varphi = -40$ dB.

A Figura 13 compara a porcentagem da potência média total alocada para o transmissor secundário ($\%P_s$) e para o *relay* ($\%P_r$), pela estratégia OPA nos esquemas FDJD e FDDH, em função do limite de interferência β, para três posições diferentes do *relay*: (a) posicionado exatamente no meio da distância entre o transmissor secundário e o destino secundário ($d_{sr} = \frac{1}{4}, d_{ss} = \frac{1}{2}, d_{rs} = \frac{1}{4}$); (b) próximo ao transmissor secundário ($d_{sr} = \frac{1}{8}, d_{ss} = \frac{1}{2}, d_{rs} = \frac{3}{8}$); e (c) próximo ao destino secundário ($d_{sr} = \frac{3}{8}, d_{ss} = \frac{1}{2}, d_{rs} = \frac{1}{8}$).

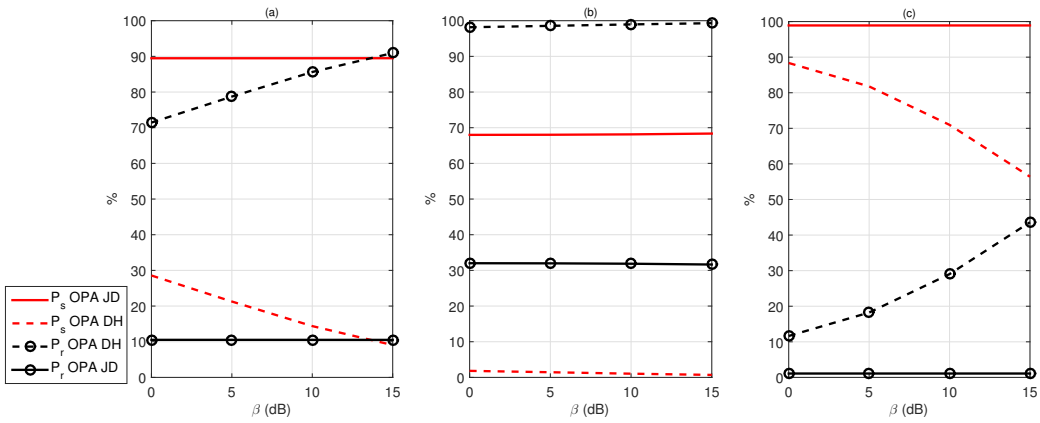

Figura 13: Alocação de potência para P_s e P_r, pela estratégia OPA nos esquemas FDJD e FDDH, em função do limite de interferência β, para três posições diferentes do *relay*: (a) posicionado exatamente no meio da distância entre o transmissor secundário e o destino secundário ($d_{sr} = \frac{1}{4}, d_{ss} = \frac{1}{2}, d_{rs} = \frac{1}{4}$); (b) próximo ao transmissor secundário ($d_{sr} = \frac{1}{8}, d_{ss} = \frac{1}{2}, d_{rs} = \frac{3}{8}$); e (c) próximo ao destino secundário ($d_{sr} = \frac{3}{8}, d_{ss} = \frac{1}{2}, d_{rs} = \frac{1}{8}$). Nos três cenários considera-se $\mathscr{R}_s = 4$ bpcu, $P_p = 10$ dB e $\varphi = -40$ dB.

As porcentagens das potências médias alocadas foram calculadas considerando a

média de 10^6 simulações de Monte Carlo dos canais da rede cognitiva.

Em (a), o esquema FDJD aloca mais potência para o transmissor secundário que para o *relay*. Lembrando que no esquema FDJD o enlace direto é visto como fonte útil de informação e o *relay* pode ser colocado em modo inativo, diferentemente do esquema FDDH onde o *relay* sempre encaminha um pacote. Isto também explica o motivo do esquema FDDH alocar mais potência para o *relay* que para a fonte. Enquanto em (b), o esquema OPA FDJD aloca mais potência para o *relay* que em (a), porque neste caso a cooperação é preferida sobre a transmissão direta pela maior proximidade da fonte. Como o enlace fonte-*relay* é o gargalo dos esquemas cooperativos, uma vez que quando fonte e *relay* estão mais próximos, menos eventos de *outage* podem ocorrer neste enlace, e consequentemente a cooperação se torna favorável. Já em (c) e ao contrário de (b), o esquema OPA FDJD aloca mais potência para o transmissor secundário que para o *relay*, porque a SINR γ_{coop} é similar a SINR do enlace direto.

3.5 CONCLUSÃO

Este capítulo propôs o uso de um esquema *full duplex* para uma rede cognitiva *underlay* sujeita a auto-interferência e interferência da rede primária, onde o destino secundário aplica decodificação conjunta entre os sinais provenientes do transmissor secundário e do *relay*. Desse modo, o enlace direto pode ser visto como informação útil ao invés de interferência. Partindo de uma aproximação já proposta na literatura, expressões em fórmula fechada são derivadas para a probabilidade de *outage* do esquema cognitivo proposto com alocação igualitária de potência. Primeiramente, são avaliados os esquemas com alocação de potência igualitária e demonstrada a viabilidade de *relays full duplex* sob restrições de potência. Os resultados mostram que o esquema cognitivo proposto FDJD supera consideravelmente o esquema FDDH e pode operar com taxas maiores que os demais esquemas. Adicionalmente, com a alocação ótima de potência, o esquema FDJD possui o melhor desempenho entre todos os esquemas investigados.

4 USO DE CODIFICAÇÃO DE REDE EM UM CENÁRIO COOPERATIVO *UNDERLAY*

Diferentemente do Capítulo 3, onde o nó *relay* é dedicado e auxilia na comunicação entre os nós da rede secundária, neste capítulo todos os nós possuem uma informação independente para ser enviada ao destino secundário e cooperam entre si através do uso de esquemas de codificação de rede. Em uma rede cooperativa multiusuário com codificação de rede, cada usuário dissemina sua informação na fase de difusão (BP), enquanto transmite uma combinação linear na fase de cooperação (CP) composta por sua própria mensagem e a mensagem de seus parceiros, se corretamente decodificada (AHLSWEDE et al., 2000; LI et al., 2003; KOETTER; MEDARD, 2003; XIAO et al., 2007; XIAO; SKOGLUND, 2010; REBELATTO et al., 2012). Em (XIAO et al., 2007), um esquema cooperativo com codificação de rede é proposto onde os usuários enviam uma soma binária (XOR) na fase de cooperação. Contudo, o esquema não incrementa o ganho de diversidade. Uma alternativa é proposta em (XIAO; SKOGLUND, 2010), chamada codificação de rede dinâmica (DNC), onde as combinações lineares transmitidas durante a CP são formadas a partir de um campo de Galois não binário GF(q). Para um cenário com M usuários cooperativos, o esquema DNC pode atingir um ganho de diversidade de $2M-1$, sendo muito maior que o ganho dos esquemas de codificação binária, entretanto o esquema transmite com uma taxa de código muito baixa de $\frac{1}{M}$. Em (REBELATTO et al., 2012), há uma generalização para o esquema DNC, conhecido como esquema de codificação de rede dinâmica generalizada (GDNC). No esquema GDNC, os usuários podem transmitir vários pacotes na BP assim como transmitir um número arbitrário de combinações lineares na CP, resultando em uma ordem de diversidade muito maior que o DNC. Ademais, com mudanças no número de pacotes nas fases de difusão e cooperação é possível obter ganhos de diversidade e na taxa de código quando comparado com o esquema DNC.

Neste capítulo é proposto o uso de codificação de rede em um cenário cognitivo com múltiplos usuários secundários enviando diferentes mensagens para um destino comum. Os esquemas cognitivos com codificação de rede são comparados com o esquema SDF e com a transmissão direta em termos de probabilidade de *outage*. A cooperação com codificação de rede é capaz de incrementar consideravelmente o desempenho da rede secundária quando

comparado às tradicionais técnicas de comunicação cooperativa, assim como em relação à transmissão direta sem cooperação. Ademais, o número ótimo de pacotes de paridade que maximiza a capacidade de ε-*outage* é obtido com a ajuda do algoritmo de Dinkelbach.

O capítulo está organizado da seguinte maneira. Na Seção 4.1 é introduzido o modelo do sistema, enquanto na Seção 4.2, uma análise do desempenho analítico do esquema proposto é realizada em termos de probabilidade de *outage*. Na Seção 4.3 é definido o conceito da capacidade de ε-*outage* , assim como é obtido o número ótimo de pacotes de paridade com a ajuda do algoritmo de Dinkelbach. Na Seção 4.4 são mostrados resultados numéricos, além de discussões sobre o desempenho dos esquemas. Finalmente, a Seção 4.5 conclui o capítulo.

4.1 MODELO DO SISTEMA

A rede cognitiva é composta por M usuários secundários U_m, $m \in \{1,...,M\}$, um destino comum secundário D_s, um transmissor primário T_p e um destino primário D_p, como descrito na Figura 14 para um caso particular com $M = 2$. Os usuários secundários operam na mesma banda que a rede primária e estão sujeitos a restrições na potência de transmissão. O desvanecimento quase-estático do canal entre o transmissor i e o receptor j é denotado por h_{ij}, $i \in \{1,2...,M,p\}$ e $j \in \{1,2,...,M,s,p\}$, onde p representa o transmissor ou o destino primário, $\{1,2,...,M\}$ as fontes secundárias e s o destino secundário. Todos os canais sofrem um desvanecimento do tipo *Rayleigh* independente, portanto $|h_{ij}|^2$ segue uma distribuição exponencial com energia média $\lambda_{ij} = d_{ij}^{-\upsilon}$, onde d_{ij} representa a distância normalizada entre os nós i e j, com respeito a d_{pp} (distância entre T_p e D_p) e υ é o expoente de perda de percurso. Para facilitar as análises é assumido que todos os nós secundários estão aproximadamente à mesma distância dos nós primários. Além disso é considerado um cenário simétrico na rede secundária, onde nós secundários (U_1, U_2,..., U_M e D_s) estão aproximadamente à mesma distância.

A mensagem recebida no n-ésimo nó secundário após a transmissão de U_m ($\mathbf{y}_{mn}$) é

$$\mathbf{y}_{mn} = \sqrt{P_m}\mathbf{x}_m h_{mn} + w_m + \sqrt{P_p}\mathbf{x}_p h_{pn}, \tag{47}$$

onde $n \in \{1,...,M,s\}$, $n \neq m$, $\mathbf{x}_m$ é a palavra transmitida por U_m, $\mathbf{x}_p$ é a palavra transmitida por T_p, w_m é o ruido aditivo Gaussiano branco com média zero e variância unitária. A potência de transmissão do usuário primário é denotada por P_p, enquanto P_m representa a potência de transmissão do usuário U_m. Supondo banda unitária e que $\mathbf{x}_m$ possui distribuição Gaussiana com variância unitária, portanto a informação mútua $\mathscr{I}_{mn}$ entre $\mathbf{x}_m$ e $\mathbf{y}_{mn}$ é (GOLDSMITH,

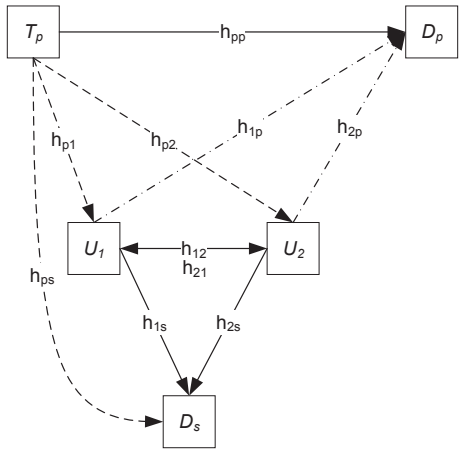

Figura 14: Modelo do sistema para uma rede cognitiva composta por dois usuários primários, T_p e D_p e dois usuários secundários denotados por U_1 e U_2, que se comunicam com destino comum D_s.

2005)

$$\mathscr{I}_{mn} = \log_2\left(1 + \frac{|h_{mn}|^2 P_m}{1 + |h_{pn}|^2 P_p}\right). \tag{48}$$

A potência de transmissão do usuário secundário m é dada pelo mínimo entre a potência máxima de transmissão P_{max} do usuário m (assumida ser igual para todos os usuários secundários) e a potência de transmissão que causa a máxima interferência β aceita no destino primário, ou seja

$$P_m = \min\left(P_{max}, \frac{\beta}{|h_{mp}|^2}\right). \tag{49}$$

4.2 ANÁLISES DE PROBABILIDADE DE *OUTAGE*

A probabilidade de *outage* para o enlace entre os nós m e n é

$$\mathscr{O}_{mn} = \Pr\left(\log_2\left(1 + \frac{|h_{mn}|^2 P_m}{1 + |h_{pn}|^2 P_p}\right) < \mathscr{R}\right), \tag{50}$$

onde $\mathscr{R} = \frac{\mathscr{R}_s}{R_{\text{sch}}}$, com $\mathscr{R}_s$ sendo a taxa esperada no caso não cooperativo com transmissão direta e R_{sch} corresponde a taxa do código [1] de um dado esquema sch $\in$\{DT, C-SDF, C-DNC,C-GDNC\}. Para o esquema não cooperativo $R_{DT} = 1$. A *outage* $\mathscr{O}_{mn}$ é dada por (XU et al., 2012)

$$\begin{aligned}\mathscr{O}_{mn} &= 1 - \frac{1}{\lambda_{pn} e^{\frac{\delta}{\lambda_{mn} P_{max}}}} \left[\frac{1 - e^{-\frac{\beta}{\lambda_{mp} P_{max}}}}{\frac{1}{\lambda_{pn}} + \frac{\delta P_p}{\lambda_{mn} P_{max}}} - \frac{\frac{\beta \lambda_{mn}}{\lambda_{mp}}}{e^{\frac{\beta}{\lambda_{mp} P_{max}}} \delta P_p} e^{\left(\frac{\beta \lambda_{mn}}{\lambda_{mp}} + \delta\right)\left(\frac{1}{\lambda_{mn} P_{max}} + \frac{1}{\lambda_{pn} \delta P_p}\right)} \right. \\ &\quad \left. \text{Ei}\left(-\left(\frac{\beta \lambda_{mn}}{\lambda_{mp}} + \delta\right)\left(\frac{1}{\lambda_{mn} P_{max}} + \frac{1}{\lambda_{pn} \delta P_p}\right)\right)\right],\end{aligned} \tag{51}$$

[1] O número de pacotes de informação dividido pelo número total de pacotes transmitidos, incluindo as paridades.

com $\delta = 2^{\mathscr{R}} - 1$ e onde Ei é a função exponencial integral. Como é considerado um cenário simétrico na rede secundária, os índices m e n podem ser retirados e considerar a probabilidade de *outage* de um enlace secundário qualquer como $\mathscr{O}_{mn} = \mathscr{O}$, $\forall m \in \{1,...,\mathrm{M}\}$ e $n \in \{1,...,\mathrm{M,s}\}$: $m \neq n$[2]. Além disso, para facilitar a comparação entre os esquemas no restante do documento, a probabilidade de *outage* do esquema sch ($\mathscr{O}_{\text{sch}}$) será considerada como

$$\mathscr{O}_{\text{sch}} = \mu_{\text{sch}} \mathscr{O}^{D_{\text{sch}}}, \tag{52}$$

onde $\mathscr{O}$ é a probabilidade de *outage* de um enlace individual obtida em (51), μ_{sch} é o ganho de codificação e D_{sch} representa a ordem de diversidade do esquema de transmissão sch. A ordem de diversidade é a taxa de variação assintótica da curva da probabilidade de *outage* em função da SNR, ou seja

$$D_{\text{sch}} = \lim_{\text{SNR} \longrightarrow \infty} \frac{-\log \mathscr{O}_{\text{sch}}}{\log \text{SNR}}, \tag{53}$$

com $\text{SNR} = P_m \lambda_{ij}$. Note que (51) é a probabilidade de *outage* dos usuários secundários no caso de uma transmissão direta não cooperativa, onde a ordem de diversidade é igual a 1. Em seguida são discutidos três esquemas de transmissão cooperativa para serem usados na rede secundária.

4.2.1 ESQUEMA COGNITIVO SDF (C-SDF)

No protocolo SDF, cada usuário secundário envia sua própria mensagem na fase BP enquanto na fase CP cada usuário envia a mensagem de seu parceiro, se decodificada corretamente (LANEMAN et al., 2004), como ilustrado na Figura 15.

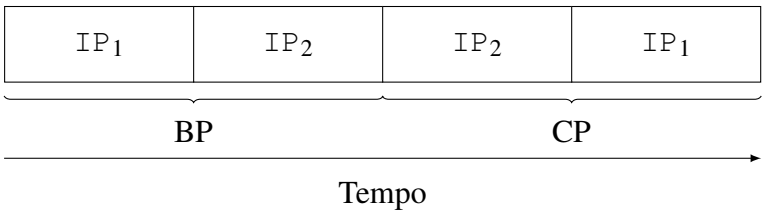

Figura 15: Pacotes recebidos pelo destino no esquema C-SDF, onde IP$_1$ e IP$_2$ são os pacotes de informação originais de U_1 e U_2.

A probabilidade de *outage* para o esquema C-SDF é aproximado em alta SNR como (LANEMAN et al., 2004)

$$\mathscr{O}_{\text{C-SDF}} \approx 1.5 \mathscr{O}^2, \tag{54}$$

onde $\mathscr{O}$ é obtido como em (51), com $R_{\text{C-SDF}} = \frac{1}{2}$. A partir de (54) é possível verificar que a ordem de diversidade do esquema C-SDF é dada por $D_{\text{C-SDF}} = 2$ (LANEMAN et al., 2004).

[2] O desempenho do esquema GDNC para um cenário assimétrico foi investigado em (RAYEL et al., 2013) onde foi mostrado que o cenário simétrico possui resultados similares com uma complexidade matemática menor.

4.2.2 ESQUEMA COGNITIVO DNC (C-DNC)

Em (XIAO et al., 2007; XIAO; SKOGLUND, 2010), um esquema de cooperação com codificação de rede não binária chamado codificação de rede dinâmico (DNC) é proposto, onde os nós transmitem combinações lineares sobre um campo não binário na CP, como ilustrado na Figura 16, para o caso particular de $M = 2$ nós cooperativos. Considerando por um momento que o canal entre os nós cooperativos é livre de falha, o destino recebe quatro mensagens: IP_1, IP_2, $\mathrm{IP}_1 \bigoplus 2\mathrm{IP}_2$ e $\mathrm{IP}_1 \bigoplus \mathrm{IP}_2$, onde $\bigoplus$ representa a soma em um campo de Galois não binário GF(q). Ademais, pode ser verificado que o destino pode recuperar as mensagens IP_1 e IP_2 de qualquer duas das quatro mensagens recebidas. Portanto, uma *outage* ocorre para a mensagem de U_1 quando IP_1 e ao menos duas das três mensagens restantes (IP_2, $\mathrm{IP}_1 \bigoplus 2\mathrm{IP}_2$ e $\mathrm{IP}_1 \bigoplus \mathrm{IP}_2$) não puderam ser decodificadas. Quando o canal inter-usuário falha e U_1 não conseguiu decodificar a mensagem de seu parceiro, este retransmite sua própria mensagem. Nesta situação, após receber duas cópias da mesma mensagem, diferentemente de (XIAO; SKOGLUND, 2010), é considerado que o destino realiza combinação seletiva (do inglês: *Selection Combining* (SC)) entre as mensagens em vez de combinação de máxima taxa (do inglês: *Maximal Ratio Combining* (MRC)). Isto ocorre porque no cenário com a interferência imposta pela rede primária, MRC não é ótimo (WINTERS, 1984) e o desempenho não é consideravelmente melhorado sobre o esquema SC, que é um esquema mais simples.

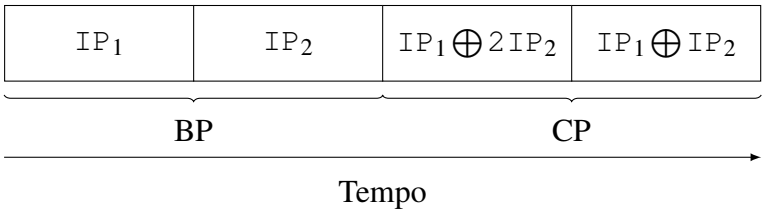

Figura 16: Pacotes recebidos pelo destino no esquema C-DNC, onde IP_1 e IP_2 são os pacotes de informação originais de U_1 e U_2.

Considerando todos os padrões de *outage* no canal inter-usuário e suas probabilidades associadas, a probabilidade de *outage* para o esquema C-DNC com dois usuários pode ser aproximada como

$$\mathscr{O}_{\text{C-DNC}} \approx 4\mathscr{O}^3, \tag{55}$$

para $R_{\text{C-DNC}} = \frac{1}{2}$. A ordem de diversidade atingida pelo esquema C-DNC com $M = 2$ usuários é (XIAO; SKOGLUND, 2010)

$$D_{\text{C-DNC}} = 3. \tag{56}$$

Os autores em (XIAO; SKOGLUND, 2010) mostram que quando uma taxa de código tão baixa quanto $R_{\text{C-DNC}} = 1/M$ é adotada, o esquema C-DNC com M usuários é capaz de atingir

$D_{\text{C-DNC}} = 2M - 1$. O tamanho do campo (q) do código de rede DNC deve ser $q \geq \binom{M^2-1}{M-1}$, com $\binom{a}{b} = \frac{a!}{b!(a-b)!}$ representando o coeficiente binomial, para garantir a máxima ordem de diversidade (XIAO; SKOGLUND, 2010).

4.2.3 ESQUEMA COGNITIVO GDNC (C-GDNC)

Em (REBELATTO et al., 2012), o esquema de (XIAO; SKOGLUND, 2010) é estendido para o caso com M usuários cooperativos, onde cada usuário envia k_1 pacotes de informação durante a fase BP, assim como transmite k_2 combinações lineares da sua própria informação e a informação dos outros $M-1$ usuários na fase CP, se corretamente decodificados. A operação do esquema cognitivo GDNC (C-GDNC) é ilustrada na Figura 17.

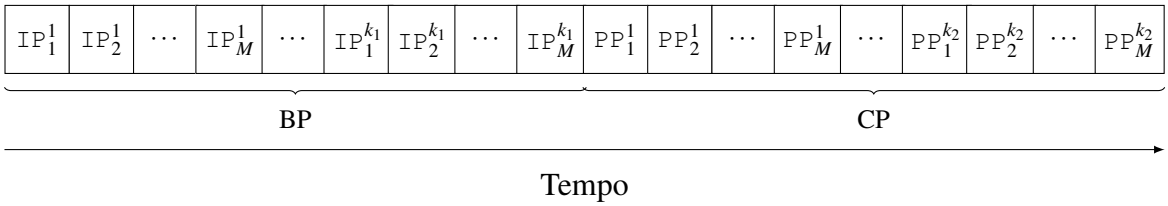

Figura 17: Pacotes recebidos pelo destino para o esquema C-GDNC, onde M usuários enviam k_1 pacotes de informação ($\mathbf{IP}_m^1$,...,$\mathbf{IP}_m^{k_1}$) em BP assim como transmitem k_2 combinações lineares ($\mathbf{PP}_m^1$,...,$\mathbf{PP}_m^{k_2}$) em CP, com $m \in \{1,...,M\}$.

Como exemplo, para um cenário com dois usuários e $k_1 = k_2 = 2$, os seguintes eventos de outage podem ocorrer. Se o canal inter-usuários falha, o pacote de informação IP_1^1 estará em *outage* no destino, se a transmissão direta falha e ao menos dois dos três pacotes restantes contendo IP_1^1 (IP_1^2, PP_1^1, PP_1^2) de U_1 não puderam ser decodificados. Se U_2 decodificou corretamente IP_1^1(canal inter-usuários não está em *outage*), uma *outage* irá ocorrer quando a transmissão direta falha e ao menos quatro dos sete pacotes recebidos pelo destino (IP_1^2, IP_2^1, IP_2^2, PP_1^1, PP_1^2, PP_2^1, PP_2^2) não foram decodificados.

De forma similar à análise apresentada em (REBELATTO et al., 2012), a probabilidade de *outage* para o esquema C-GDNC com M usuários e taxa de código dada por $R_{\text{C-GDNC}} = \frac{k_1}{k_1+k_2}$, pode ser aproximada como (REBELATTO et al., 2012)

$$\mathscr{O}_{\text{C-GDNC}} = \mu_{\text{C-GDNC}} \mathscr{O}^{M+k_2}, \tag{57}$$

onde $\mu_{\text{C-GDNC}} = \binom{k_1+k_2-1}{k_2}$. Por (57) é possível observar que a ordem de diversidade para o esquema C-GDNC é dado por

$$D_{\text{C-GDNC}} = M + k_2, \tag{58}$$

para o caso particular com dois usuários e parâmetros $k_1 = k_2 = 2$, a ordem de diversidade é

$D_{\text{C-GDNC}} = 4$, sendo maior que a ordem de diversidade obtida nos esquemas C-SDF e C-DNC. Como apresentado em (REBELATTO et al., 2012), para atingir a máxima ordem de diversidade no esquema C-GDNC, é preciso considerar uma matriz geradora de um código de código de máxima distância separável (do inglês: *Maximum Distance Separable* (MDS)) (por exemplo, códigos Reed-Solomon) para os coeficientes das combinações lineares. Para o código de uma rede GDNC a ordem de diversidade é garantida se $q \geq M(k_1 + k_2)$ (REBELATTO et al., 2012). Adicionalmente, quando $k_1 = 1$ e $k_2 = M - 1$, o esquema C-GDNC se reduz ao esquema C-DNC, com taxa de código $k_1/(k_1 + k_2) = 1/M$ e ordem de diversidade $2M - 1$.

4.3 CAPACIDADE DE ε-*OUTAGE*

A capacidade de ε-*outage* é uma importante métrica para avaliar o desempenho de um sistema de comunicação sem fio (GOLDSMITH, 2005). A seguir será apresentado a definição da capacidade de ε-*outage* no contexto de rádio cognitivo.

Definição 1 *Capacidade de ε-outage ($\mathscr{R}_{\text{sch}}^{\max}$) é a máxima taxa esperada $\mathscr{R}_s$, para um valor particular de limite máximo de interferência β, dado que a probabilidade de outage é menor que ε,* i.e.,

$$\mathscr{R}_{\text{sch}}^{\max} \triangleq \max(\mathscr{R}_s : \mathscr{O}_{\text{sch}}(\mathscr{R}_s) \leq \varepsilon). \tag{59}$$

Para obter a capacidade de ε-*outage* de um dado esquema sch, é preciso isolar a a taxa esperada $\mathscr{R}_s$ em (52) para um valor particular de *outage* $\mathscr{O}_{\text{sch}} = \varepsilon$. Entretanto, é muito difícil (se possível) isolar $\mathscr{R}_s$ em (52). Para resolver esta questão é considerada a probabilidade de *outage* de um enlace individual em alta SNR como em (XU et al., 2012)

$$\mathscr{O} \approx \frac{1}{\lambda_{mn}} \delta \left(\lambda_{pn} P_p + N_0\right) \left(\frac{1 - e^{-\frac{\beta}{\lambda_{mp} P_{\max}}}}{P_{\max}} + \frac{\lambda_{mp} \Gamma\left(2, \frac{\beta}{\lambda_{mp} P_{\max}}\right)}{\beta} \right). \tag{60}$$

Finalmente, a capacidade de ε-*outage* é obtida substituindo $\delta = 2^{\frac{\mathscr{R}_s}{R_x}} - 1$ e isolando $\mathscr{R}_s$ em (60), que resulta em

$$\mathscr{R}_{\text{sch}}^{\max} \approx \mathrm{R}_{\text{sch}} \log_2 \left(\frac{\left(\frac{\varepsilon}{\mu_x}\right)^{\left(\frac{1}{D_x}\right)} \lambda_{mn} \left(\lambda_{pn} P_p + N_0\right)^{-1}}{\frac{1 - e^{-\frac{\beta}{\lambda_{mp} P_{\max}}}}{P_{\max}} + \frac{\lambda_{mp} \Gamma\left(2, \frac{\beta}{\lambda_{mp} P_{\max}}\right)}{\beta}} + 1 \right). \tag{61}$$

4.3.1 OTIMIZAÇÃO DA CAPACIDADE DE ε-*OUTAGE*

No esquema C-GDNC cada usuário transmite k_1 pacotes de informação durante BP, assim como k_2 pacotes de paridade durante a fase de cooperação. Portanto, k_1 e k_2 são parâmetros que podem ser escolhidos para maximizar o desempenho do esquema. Entretanto, a otimização de k_1 leva a $k_1 \to \infty$, porque aumentando k_1, aumenta a taxa de código e consequentemente a capacidade de ε-*outage*. Portanto, o valor ótimo de k_1 impõe um atraso infinito, ou seja, não há um valor ótimo finito para k_1 se limitações de atraso não forem consideradas. O objetivo desta subseção é encontrar o número ótimo de combinações lineares $k_2^\star$, que resulta na capacidade máxima de ε-*outage*, dada uma probabilidade de *outage* alvo ε e que k_1 é fixo e depende de limites de atraso impostos pelo sistema[3]. O problema de otimização pode ser formalizado como

$$\begin{aligned} \max_{k_2} \quad & \mathscr{R}_{\text{sch}}^{\max} \\ \text{s.a.} \quad & k_2 \geq 2. \end{aligned} \tag{62}$$

Para resolver o problema de otimização, considera-se uma classe de otimização não linear chamada programação fracionária. Uma formulação geral para um problema envolvendo programação fracionária pode ser escrito como (SCHAIBLE; IBARAKI, 1983)

$$\max_{z \in S} \quad q(z) = \frac{f_1(z)}{f_2(z)}, \tag{63}$$

onde $S \subseteq \mathbb{R}$, f_1, f_2: $S \to \mathbb{R}$, $f_1(z) \geq 0$ e $f_2(z) > 0$. Este problema é chamado uma programação fracionária concava-convexa se $f_1(z)$ é concava e $f_2(z)$ é convexa, e S é conjunto convexo. A otimização fracionária de (63) pode ser reescrita em uma forma equivalente como (SCHAIBLE; IBARAKI, 1983)

$$\begin{aligned} \max_{z \in S, \gamma \in \mathbb{R}} \quad & \gamma \\ \text{s.a.} \quad & f_1(z) - \gamma f_2(z) \geq 0. \end{aligned} \tag{64}$$

Então, considera-se a função

$$F(\gamma) = \max_{z \in S} \quad f_1(z) - \gamma f_2(z), \tag{65}$$

cujo termo do lado direito pode ser visto como um problema de otimização escalar com dois critérios, em que $f_1(z)$ é maximizada, enquanto $f_2(z)$ é minimizada e o parâmetro γ determina o peso relativo do denominador. Quando $F(\gamma) = 0$, o problema de otimização possui o valor ótimo da função objetiva $(\gamma = \gamma^*)$(SCHAIBLE; IBARAKI, 1983; DINKELBACH, 1967). Portanto,

[3]Nos resultados numéricos, o desempenho é comparado para diferentes valores de k_1.

resolver (63) é equivalente a encontrar a raiz da função não linear $F(\gamma)$ em (65).

Então, reescreve-se o problema de otimização em (62) rearranjando para um programa paramétrico convexo, em que

$$F_1(\gamma) = \max_{k_2 \geq 2} f_1(k_2) - \gamma f_2(k_2), \tag{66}$$

onde

$$\begin{aligned} f_1(k_2) &= k_1 \log_2 \left(\frac{\left(\frac{\varepsilon}{\mu_x}\right)^{\left(\frac{1}{D_x}\right)} \lambda_{mn} \left(\lambda_{pn} P_p + N_0\right)^{-1}}{\frac{1-e^{-\frac{\beta}{\lambda_{mp} P_{\max}}}}{P_{\max}} + \frac{\lambda_{mp} \Gamma\left(2, \frac{\beta}{\lambda_{mp} P_{\max}}\right)}{\beta}} + 1 \right), \\ f_2(k_2) &= k_1 + k_2, \end{aligned} \tag{67}$$

e cuja condição estacionária é

$$\left.\frac{d f_1(k_2)}{d k_2}\right|_{k_2 = k_2^\star} - \gamma \left.\frac{d f_2(k_2)}{d k_2}\right|_{k_2 = k_2^\star} = 0. \tag{68}$$

Onde $f_1(k_2)$ representa uma função de um logaritmo, sendo concava para valores maiores que zero; enquanto $f_2(k_2)$ é uma função linear convexa. Portanto a capacidade de ε-*outage* é uma função concava-convexa e pode ser resolvida através de técnicas de programação fracionária.

O valor otimizado do número de pacotes de paridade, $k_2^\star$, pode ser encontrado usando o método de Dinkelbach (DINKELBACH, 1967) apresentado no Algoritmo 2. O método de Dinkelbach utiliza o método de Newton para atualizar o valor de γ. O método de Newton possui uma taxa de convergência super-linear, precisando de um número bem menor de iterações para convergir a um valor ótimo em comparação a outros esquemas usados em programação fracionária, como a busca binária que converge de forma linear (SCHAIBLE, 1976). A atualização na $(t+1)$-ésima iteração do método de Newton é

$$\begin{aligned} \gamma_{t+1} &= \gamma_t - \frac{F_1(\gamma_t)}{F_1'(\gamma_t)} = \gamma_t - \frac{f_1(k_{2_t}^\star) - \gamma_t f_2(k_{2_t}^\star)}{-f_2(k_{2_t}^\star)} \\ &= \frac{f_1(k_{2_t}^\star)}{f_2(k_{2_t}^\star)}. \end{aligned} \tag{69}$$

No Algoritmo 2, o critério de parada é estabelecido como $|F_1(\gamma_t)| < \Delta$, onde a tolerância Δ é escolhida de forma que o valor ótimo de k_2 seja encontrado com um número razoável de iterações. Nesta tese considera-se $\Delta = 0,01$, pois o esquema possui um desempenho muito próximo ao alcançado com uma precisão maior do algoritmo sem necessitar de muitas iterações.

Com o objetivo de demonstrar a convergência do método de Dinkelbach, as seguintes propriedades de F_1, encontradas em (ZAPPONE; JORSWIECK, 2015), são apresentadas. Pode-se demonstrar que para qualquer valor ótimo $k_{2_t}^{\star}$ em uma iteração, $F_1(\gamma_t) \geq 0$ quando $\gamma_t = \frac{f_1(k_{2_t}^{\star})}{f_2(k_{2_t}^{\star})}$. Ademais, $F_1(\gamma_t)$ é função estritamente monótona decrescente em $\mathbb{R}$. Isolando $F_1(\gamma_t)$ em (69) obtém-se

$$F_1(\gamma_t) = f_1(k_{2_t}^{\star}) - \gamma_t f_2(k_{2_t}^{\star}) = (\gamma_{t+1} - \gamma_t) f_2(k_{2_t}^{\star}) \geq 0. \tag{70}$$

f_2 é uma função positiva, consequentemente $\gamma_{t+1} > \gamma_t$, exceto quando o valor ótimo foi obtido. Portanto, o valor de γ aumenta a cada iteração, implicando em uma diminuição de $F_1(\gamma)$ e na convergência do algoritmo para o valor ótimo, desde que o valor inicial $F_1(\gamma_0)$ seja maior que zero.

Algoritmo 2 Método de Dinkelbach para encontrar $k_2^{\star}$ como modelado pelo problema de otimização em (66)

Início: Inicializar γ_0 que satisfaça $F_1(\gamma_0) \geq 0$, com tolerância Δ

$t = 0$;

Enquanto $|F_1(\gamma_t)| \geq \Delta$ **faça**

Use $\gamma = \gamma_t$ em (68) para obter $k_{2_t}^{\star}$;

$\gamma_{t+1} = \frac{f_1(k_{2_t}^{\star})}{f_2(k_{2_t}^{\star})}$;

$t++$;

Fim

4.4 RESULTADOS

Nesta seção são apresentados alguns resultados numéricos para avaliar o desempenho da rede secundária cooperativa com codificação de rede proposta. Um cenário simétrico é considerado, onde os nós secundários (U_1, U_2, ..., U_M e D_s) estão aproximadamente equidistantes uns aos outros e aproximadamente à mesma distância dos nós primários ($d_{pj} = d_{ip} = 1$), sendo que d_{ij} representa a distância normalizada entre os nós i e j, com respeito à d_{pp} (distância entre T_p e D_p), onde p representa o transmissor ou o destino primário, $\{1, 2, ..., M\}$ as fontes secundárias e s o destino secundário. Finalmente, o expoente de perda de percurso é $\upsilon = 4$ e $k_1 = k_2 = 2$ para o esquema C-GDNC, a menos que se mencione o contrário.

Primeiramente, a probabilidade de *outage* é avaliada para uma rede secundária com

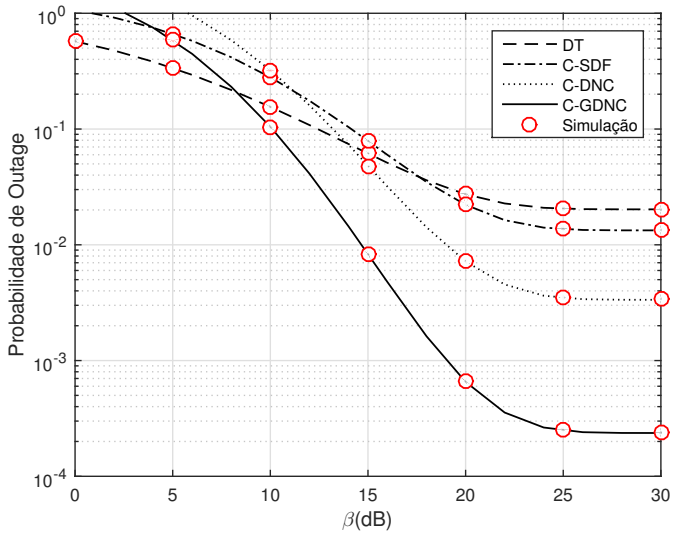

Figura 18: Probabilidade de *outage* em função do limite de interferência da rede primária β com uma potência máxima de transmissão de $P_{\max} = 20$ dB para os usuários secundários.

$M = 2$ usuários, onde $d_{12} = d_{1s} = d_{2s} = 1/2$. A Figura 18 apresenta a probabilidade de *outage* em função do limite de interferência β para uma taxa de transmissão esperada de $\mathscr{R}_s = 2$ bpcu, potência de transmissão do primário $P_p = 10$ dB e uma potência máxima de transmissão dos nós secundários $P_{\max} = 20$ dB. Como é possível observar pela figura, o esquema C-GDNC possui o melhor desempenho entre todos os esquemas quando $\beta > 8$ dB. O limite de potência máxima causa uma saturação na probabilidade de *outage* , quando $\beta \geq P_{\max}$, levando à um limite mínimo de *outage*. Nota-se que o limite de *outage* para o C-GDNC é o menor entre todos os esquemas considerados. Na região de baixa SNR, a transmissão direta (não cooperativa) possui o melhor desempenho devido à maior taxa de código. Contudo, esta vantagem da transmissão direta sobre o esquema proposto ocorre em uma região de SNR em que a probabilidade de *outage* é alta, e portanto de reduzido uso prático. Finalmente, nota-se que os resultados de simulação numérica coincidem com a análise teórica.

A probabilidade de *outage* em função da taxa esperada da rede secundária $\mathscr{R}_s$ é apresentada na Figura 19, para $P_p = 10$ dB, $\beta = 30$ dB, sem um limite de potência máxima[4]. Pode se observar que para baixas taxas, o esquema C-GDNC possui melhor desempenho que os outros esquemas. Por exemplo, para $\mathscr{R}_s = 3$ bpcu, a probabilidade de *outage* do esquema esquema C-GDNC é de $\mathscr{O}_{\text{C-GDNC}} = 8 \times 10^{-6}$ enquanto a probabilidade de *outage* para a transmissão direta é de $\mathscr{O}_{\text{DT}} = 5 \times 10^{-3}$. Com altas taxas, a probabilidade de *outage* para transmissão direta apresenta o melhor desempenho entre todos os esquemas, mas a probabilidade de *outage* é muito grande (maior que $0,01$). A transmissão direta supera os

[4]A partir deste ponto, o limite de potência máxima é desconsiderado porque o seu efeito é esperado, apresentando um limite de *outage* quando $\beta \geq P_{\max}$.

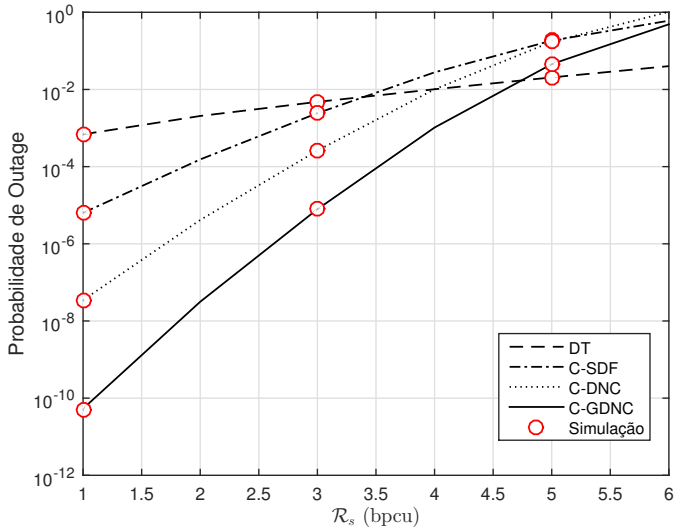

Figura 19: Probabilidade de *outage* em função da taxa esperada da rede secundária $\mathscr{R}_s$.

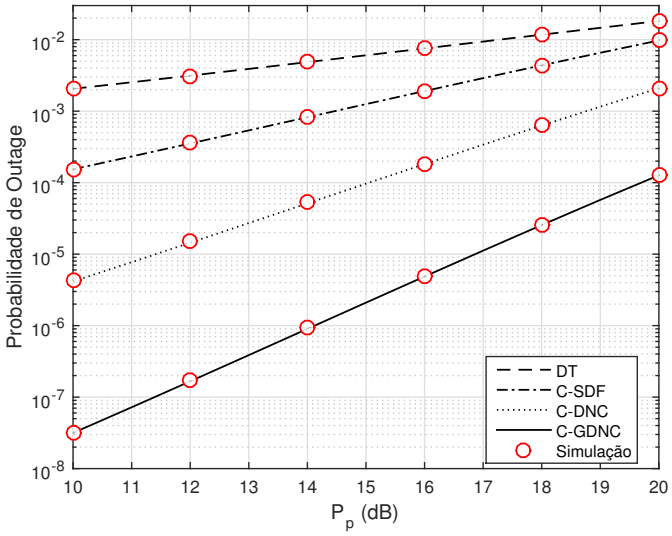

Figura 20: Probabilidade de *outage* em função da potência de transmissão do primário P_p

outros esquemas para altas taxas, devido ao efeito da taxa de código dos esquemas cooperativos (lembrando a taxa de código da transmissão direta é 1).

A Figura 20 apresenta a probabilidade de *outage* em função da potência de transmissão do primário P_p, para $\beta = 30$ dB e $\mathscr{R}_s = 2$ bpcu. Pela figura pode-se observar que o esquema C-GDNC possui o melhor desempenho. A vantagem diminui com P_p, todavia a probabilidade de *outage* permanece em um nível aceitável mesmo com uma grande interferência do primário.

A Figura 21 apresenta a probabilidade de *outage* do esquema C-GDNC em função do número de usuários secundários para diferentes valores de taxa esperada de transmissão do

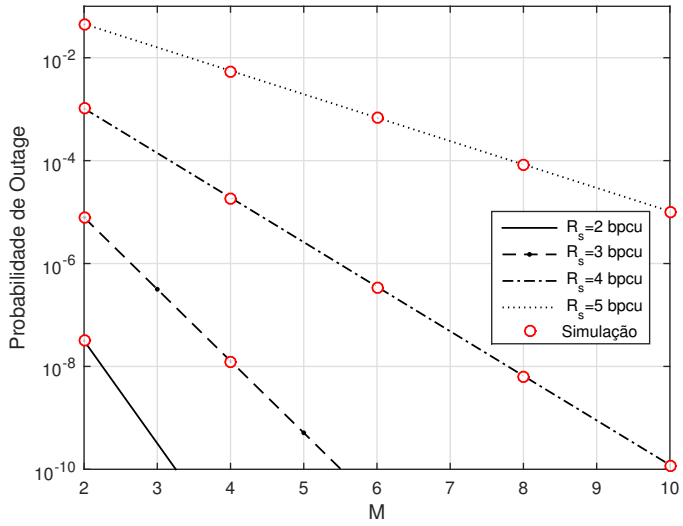

Figura 21: Probabilidade de *outage* do esquema C-GDNC em função do número de usuários secundários com $\mathscr{R}_s = \{2,3,4,5\}$ bpcu.

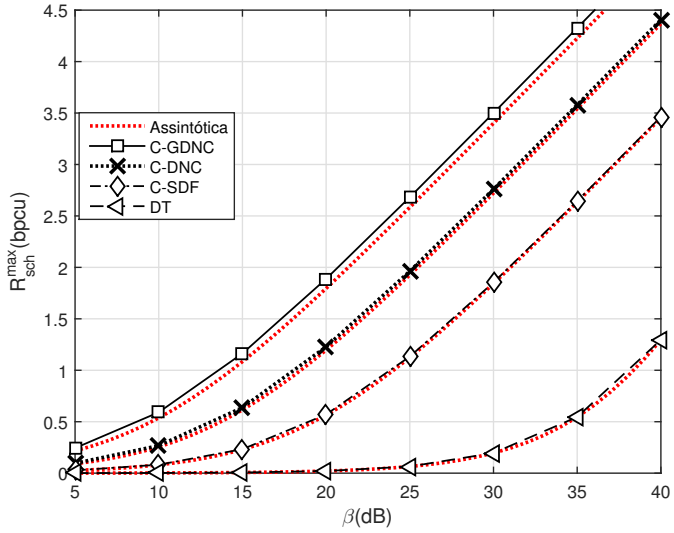

Figura 22: Capacidade de ε-*outage* em função do limite de interferência β sem um limite de potência máxima.

enlace secundário $\mathscr{R}_s$, com $k_1 = k_2 = 2$, $d_{12} = d_{1s} = d_{2s} = 1/2$, $\beta = 30$ dB e $P_p = 10$ dB. Pela figura, pode-se observar que com o aumento da taxa esperada é necessário aumentar o número de usuários secundários para manter o mesmo nível de probabilidade de *outage*. Por exemplo, com um nível de probabilidade de *outage* de 10^{-4} são necessários três usuários com $\mathscr{R}_s = 4$ bpcu, enquanto que para $\mathscr{R}_s = 5$ bpcu são necessários oito usuários.

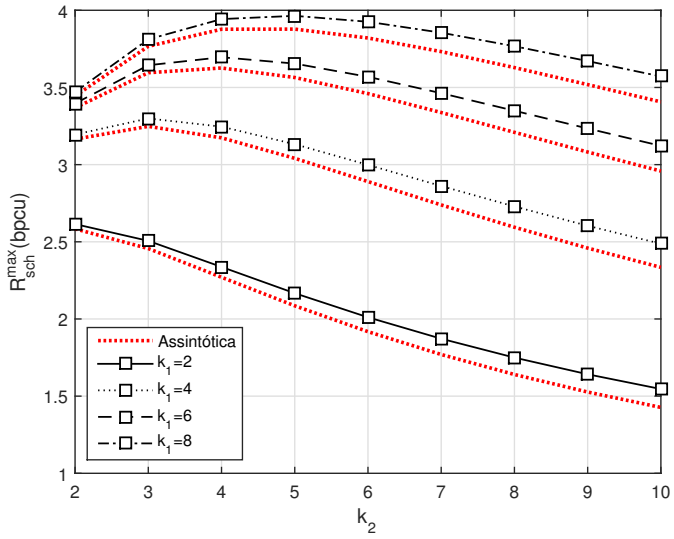

Figura 23: Capacidade de ε-*outage* do esquema C-GDNC em função de k_2.

4.4.1 CAPACIDADE DE ε-*OUTAGE*

A capacidade de ε-*outage* é investigada na Figura 22, que mostra $\mathscr{R}_{\text{sch}}^{\max}$ em função do limite de interferência β, para $k_1 = k_2 = 2$, $M = 2$, $\varepsilon = 10^{-4}$ e $P_p = 10$ dB. É possível observar que o esquema C-GDNC atinge a maior capacidade de ε-*outage*. Por exemplo, para $\beta = 25$ dB, o esquema C-GDNC atinge $\mathscr{R}_{\text{C-GDNC}}^{\max} = 2,68$ bpcu, enquanto $\mathscr{R}_{\text{C-DNC}}^{\max} = 1,96$ bpcu, $\mathscr{R}_{\text{C-SDF}}^{\max} = 1,13$ bpcu e $\mathscr{R}_{\text{DT}}^{\max} \to 0$. Em outra perspectiva, C-GDNC requer menos potência de transmissão para atingir o mesmo valor de capacidade de ε-*outage* . Por exemplo, com $\mathscr{R}_{\text{sch}}^{\max} = 2$ bpcu, C-GDNC consegue transmitir com 84% da potência de transmissão requerida pelo C-DNC ou com 69% da requerida pelo C-SDF. Adicionalmente, pode-se observar que a aproximação assintótica em (61) segue os resultados numéricos (em preto), validando a análise teórica .

O efeito de k_1 e k_2 no esquema C-GDNC é investigado nas próximas figuras. Primeiro, a Figura 23 mostra a capacidade de ε-*outage* do esquema C-GDNC em função de k_2 para diferentes valores de k_1. Considera-se $\beta = 30$ dB, $M = 2$, $\varepsilon = 10^{-6}$ e $P_p = 10$ dB. Pela figura pode-se observar que a capacidade de ε-*outage* sempre aumenta com k_1, para um valor fixo de k_2. Isto se deve ao fato que aumentando k_1, aumenta-se a taxa de código e consequentemente $\mathscr{R}_{\text{C-GDNC}}^{\max}$. Este resultado colabora com a discussão da subseção 4.3.1, onde a otimização de k_1 sem limitantes de atraso leva a $k_1 \to \infty$. Ainda, é interessante notar pela figura que existe um valor de k_2 que maximiza $\mathscr{R}_{\text{C-GDNC}}^{\max}$, valor este que aumenta com k_1. Figura 24 mostra o número ótimo de pacotes de paridade ($k_2^{\star}$) em função do limite de interferência β, para $k_1 \in \{6, 8\}$, $M = 2$, $\varepsilon = 10^{-6}$ e $P_p = 10$ dB, usando o Algoritmo 2. Pela figura é possível ver que

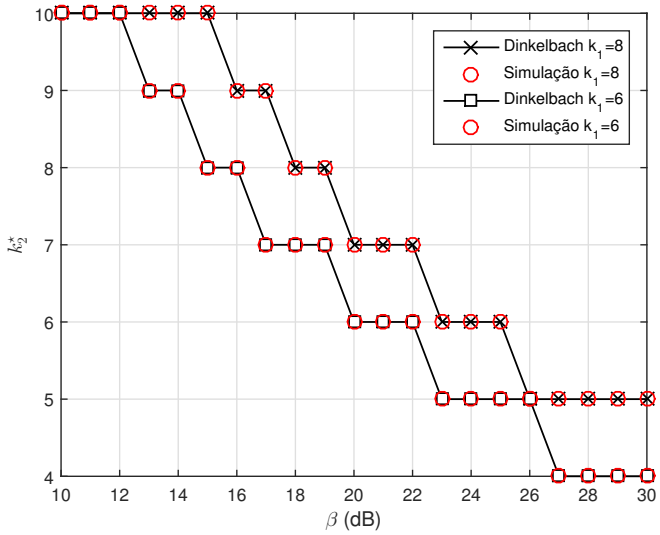

Figura 24: $k_2^\star$ em função do limite de interferência β.

com o incremento de β, e consequentemente da potência de transmissão, é possível diminuir o número de pacotes de paridade (k_2) para obter a máxima capacidade de ε-*outage*, dada uma probabilidade de *outage* alvo.

Uma segunda observação sobre a influência de k_2 no desempenho do esquema C-GDNC é ilustrado pela Figura 25, que apresenta a capacidade de ε-*outage* em função do número de usuários secundários M, para diferentes valores de k_2, com $k_1 = 6$, $\beta = 30$ dB, $\varepsilon = 10^{-6}$ e $P_p = 10$ dB. Como pode-se observar, a capacidade de ε-*outage* aumenta com o incremento de M, devido ao número grande de usuários cooperantes. Nota-se que $k_2^\star = 2$ quando $M > 2$, isto acontece porque há um número suficiente de usuários cooperantes. Conclui-se que é melhor reduzir k_2 para aumentar a taxa de código, do que aumentar a ordem de diversidade através do aumento de k_2, enquanto a taxa de código é diminuída. Finalmente, é importante notar que a precisão da análise assintótica diminui para valores grandes de M, todavia a diferença é de somente $0,5$ bpcu para $M = 10$ usuários.

Finalmente, Figura 26 mostra a capacidade de ε-*outage* em função de β quando o esquema C-GDNC opera com $k_2 = 4$, $k_2 = 10$ e $k_2^\star$, para mostrar a importância de otimizar adequadamente os parâmetros. Considera-se $k_1 = 6$, $M = 2$, $\varepsilon = 10^{-6}$ e $P_p = 10$ dB. Pode-se observar que grandes diferenças na capacidade de ε-*outage* são obtidas, caso não se utilize os valores ótimos de k_2.

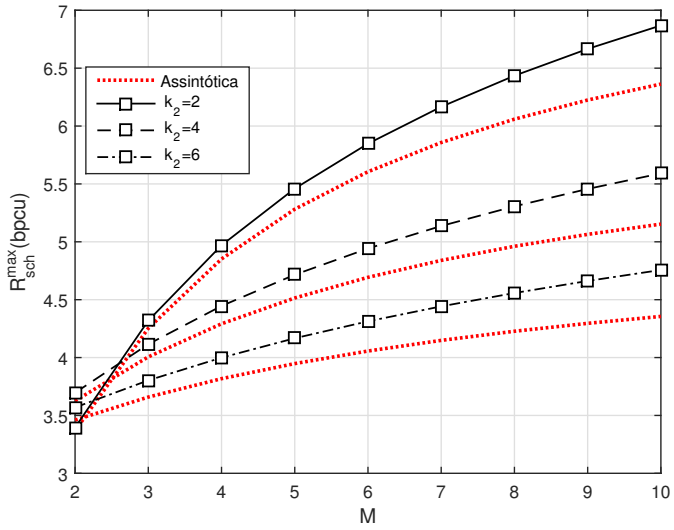

Figura 25: Capacidade de ε-*outage* do esquema C-GDNC em função do número de usuários secundários.

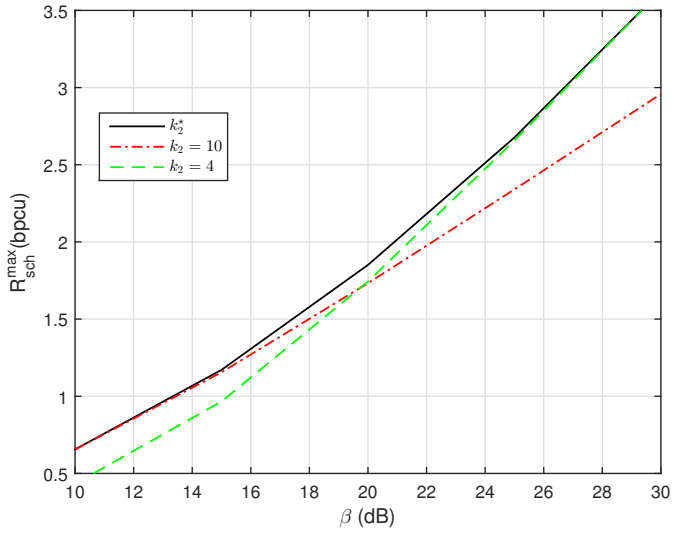

Figura 26: Capacidade de ε-*outage* do esquema C-GDNC em função de β com $k_2 = 4$, $k_2 = 10$ e $k_2^\star$ otimizado.

4.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi proposto o uso de codificação de rede em um cenário cognitivo do tipo *underlay* com múltiplos transmissores secundários, cuja potência de transmissão é limitada pelos limites de potência máxima de transmissão e de interferência aceita pelo destino primário. Foram feitas comparações entre os esquemas DNC e GDNC em cenários cognitivos com a transmissão direta não cooperativa e protocolos tradicionais de comunicação cooperativa. Os resultados demonstram que o esquema cognitivo GDNC possui melhor desempenho que os

outros esquemas em termos de probabilidade de *outage*, ordem de diversidade e capacidade de ε-*outage*. Ademais, o número ótimo de pacotes de paridade que maximiza a capacidade de ε-*outage* foi obtido com a ajuda do algoritmo de Dinkelbach e confirmado por resultados numéricos.

5 CONCLUSÕES

Neste capítulo são apresentadas as conclusões finais e propostas extensões nos trabalhos apresentados neste documento.

Dois esquemas de cooperação para redes cognitivas limitadas pelo nível de interferência na rede primária foram apresentados nesta tese.

No Capítulo 3 foi analisada uma rede secundária composta por um *relay full-duplex*, considerando os efeitos da auto-interferência e da interferência da rede primária. Além disso, foi proposto um esquema de alocação de potência ótima, onde o *relay* pode cooperar com a rede secundária ou ficar inativo, sendo toda a potência alocada para o transmissor. Os resultados mostram que o esquema cognitivo proposto FDJD supera consideravelmente o esquema FDDH, operando com taxas maiores que os outros esquemas. O esquema com alocação ótima de potência FDJD possui o melhor desempenho, quando comparado com esquemas concorrentes.

No Capítulo 4 foi proposto o uso de codificação de rede em um cenário cognitivo do tipo *underlay* com múltiplos usuários, considerando limites de potência máxima de transmissão e de interferência aceita pelo destino primário. Comparações foram realizadas entre os esquemas C-DNC e C-GDNC em cenários cognitivos com a transmissão direta não cooperativa e protocolos tradicionais de comunicação cooperativa. Ademais, o algoritmo de Dinkelbach foi usado para obter o número ótimo de pacotes de paridade que maximiza a capacidade de ε-*outage*. Os resultados demonstram que o esquema cognitivo GDNC possui melhor desempenho que os outros esquemas em termos de probabilidade de *outage*, ordem de diversidade e capacidade de ε-*outage*.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

Uma possível extensão para o trabalho do Capítulo 3 é considerar múltiplos *relays full-duplex*, avaliando diferentes técnicas de seleção de *relay*, com o objetivo de aumentar a probabilidade de sucesso na comunicação do enlace entre a fonte e o *relay*, que como mostrado

no Capítulo 3 representa o gargalo dos esquemas *full-duplex*.

Ademais, pretende-se avaliar o uso de comunicação *full-duplex* nos esquemas do Capítulo 4, propiciando uma integração entre os dois esquemas apresentados nesta tese. Primeiramente será feita uma análise considerando dois usuários *full-duplex* que cooperam entre si para entregar informações independentes ao destino secundário. Com a transmissão simultânea é possível obter um aumento da taxa de código, pois um número menor de *slots* de tempo é necessário para enviar todos os pacotes. Entretanto, como no esquema do Capítulo 3, ocorre o aparecimento de uma auto-interferência nos usuários. Planeja-se comparar o esquema proposto em termos de probabilidade de *outage* com os protocolos de codificação de rede *half-duplex* (XIAO; SKOGLUND, 2010; REBELATTO et al., 2012; MAFRA et al., 2014, 2015), esquemas tradicionais de cooperação, transmissão direta, assim como o caso ideal em que a auto-interferência é igual a zero. Outra possível extensão é considerar múltiplas antenas no destino secundário, aumentando a ordem de diversidade, devido ao incremento na diversidade espacial. Adicionalmente, uma métrica a ser utilizada para avaliar os esquemas é a relação entre o ganho de diversidade e o ganho de multiplexação (do inglês: *Diversity-Multiplexing Tradeoff* (DMT))(TSE; VISWANATH, 2005). Usando esta métrica é possível escolher entre aumentar o número de antenas ou alterar o número de usuários cooperantes na rede secundária.

Além disso, pretende-se propor um esquema híbrido HD/FD com codificação de rede para um cenário com múltiplos usuários secundários. Neste esquema, os usuários são agrupados em pares, onde em cada *slot* de tempo da fase de difusão dois usuários transmitem (em modo *full-duplex*) enquanto os outros tentam decodificar as informações (em modo *half-duplex*). Na fase de cooperação, os usuários transmitem aos pares combinações lineares compostas pela sua informação e as informações obtidas dos outros usuários na fase de difusão. Espera-se que este esquema possua um desempenho melhor, devido ao incremento no número de nós e à ausência de auto-interferência nos nós que estão apenas tentando decodificar a mensagem.

REFERÊNCIAS

AHLSWEDE, R. et al. Network information flow. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 46, n. 4, p. 1204–1216, Julho 2000. ISSN 0018-9448.

ALAMOUTI, S. M. A simple transmit diversity technique for wireless communications. **IEEE J. Sel. Areas Commun.**, v. 16, n. 8, p. 1451–1458, Outubro 1998. ISSN 07338716.

ALVES, H. et al. Performance of block-markov full duplex relaying with self interference in nakagami-m fading. **IEEE Wireless Commun. Lett.**, v. 2, n. 3, p. 311–314, Junho 2013. ISSN 2162-2337.

ALVES, H. et al. Performance analysis of full duplex and selective and incremental half duplex relaying schemes. In: **Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2012 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 771–775. ISSN 1525-3511.

ALVES, H.; SOUZA, R.; FRAIDENRAICH, G. Outage, throughput and energy efficiency analysis of some half and full duplex cooperative relaying schemes. **Transactions on Emerging Telecommunications Technologies**, John Wiley & Sons, Ltd, p. n/a–n/a, 2013. ISSN 2161-3915.

BAGAYOKO, A.; FIJALKOW, I.; TORTELIER, P. Power control of spectrum-sharing in fading environment with partial channel state information. **IEEE Trans. Signal Process.**, v. 59, n. 5, p. 2244–2256, Maio 2011. ISSN 1053-587X.

BAO, V. N. Q.; BAC, D. H. A unified framework for performance analysis of df cognitive relay networks under interference constraints. In: **ICTC 2011**. [S.l.: s.n.], 2011.

BAO, V. N. Q. et al. Cognitive amplify-and-forward relaying with best relay selection in non-identical rayleigh fading. **IEEE Commun. Lett.**, v. 17, n. 3, p. 475–478, Março 2013. ISSN 1089-7798.

COSTA, M. Writing on dirty paper (Corresp.). **IEEE Trans. Inf. Theory**, IEEE, v. 29, n. 3, p. 439–441, Maio 1983. ISSN 0018-9448.

COVER, T.; GAMAL, A. Capacity theorems for the relay channel. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 25, n. 5, p. 572–584, Setembro 1979. ISSN 0018-9448.

DEVROYE, N.; MITRAN, P.; TAROKH, V. Achievable rates in cognitive radio channels. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 52, n. 5, p. 1813 – 1827, Maio 2006. ISSN 0018-9448.

DINKELBACH, W. On nonlinear fractional programming. **Manage. Sci.**, v. 13, n. 7, p. 492–498, 1967.

DUARTE, M.; DICK, C.; SABHARWAL, A. Experiment-driven characterization of full-duplex wireless systems. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, v. 11, n. 12, p. 4296–4307, Dezembro 2012. ISSN 1536-1276.

DUONG, T. Q. et al. Effect of primary network on performance of spectrum sharing af relaying. **Electronics Letters**, v. 48, n. 1, p. 25–27, Janeiro 2012. ISSN 0013-5194.

DUONG, T. Q. et al. Cognitive amplify-and-forward relay networks over nakagami- m fading. **IEEE Trans. Veh. Technol.**, v. 61, n. 5, p. 2368–2374, Junho 2012. ISSN 0018-9545.

DUONG, T. Q. et al. Outage and diversity of cognitive relaying systems under spectrum sharing environments in nakagami-m fading. **IEEE Commun. Lett.**, v. 16, n. 12, p. 2075–2078, Dezembro 2012. ISSN 1089-7798.

DUONG, T. Q. et al. Cognitive relay networks with multiple primary transceivers under spectrum-sharing. **IEEE Signal Process. Lett.**, v. 19, n. 11, p. 741–744, Novembro 2012. ISSN 1070-9908.

FOSCHINI, G. J.; GANS, M. J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. **Wirel. Pers. Commun.**, Kluwer Academic Publishers, Hingham, MA, USA, v. 6, p. 311–335, Março 1998. ISSN 0929-6212.

GASTPAR, M. On capacity under receive and spatial spectrum-sharing constraints. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 53, n. 2, p. 471 –487, Fevereiro 2007. ISSN 0018-9448.

GHASEMI, A.; SOUSA, E. Fundamental limits of spectrum-sharing in fading environments. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, v. 6, n. 2, p. 649–658, Fevereiro 2007. ISSN 1536-1276.

GHASEMI, A.; SOUSA, E. S. Capacity of fading channels under spectrum-sharing constraints. In: **ICC 2006**. [S.l.: s.n.], 2006.

GOLDSMITH, A. **Wireless Communications**. New York, NY, USA: Cambridge University Press, 2005. ISBN 0521837162.

GOLDSMITH, A. et al. Breaking spectrum gridlock with cognitive radios: an information theoretic perspective. **Proc. IEEE**, v. 97, n. 5, p. 894–914, Maio 2009. ISSN 0018-9219.

GONG, X.; VOROBYOV, S.; TELLAMBURA, C. Optimal bandwidth and power allocation for sum ergodic capacity under fading channels in cognitive radio networks. **IEEE Trans. Signal Process.**, v. 59, n. 4, p. 1814–1826, Abril 2011. ISSN 1053-587X.

HAYKIN, S. Cognitive radio: brain-empowered wireless communications. **IEEE J. Sel. Areas Commun.**, v. 23, n. 2, p. 201–220, 2005.

JAFAR, S.; SRINIVASA, S. Capacity limits of cognitive radio with distributed and dynamic spectral activity. **IEEE J. Sel. Areas Commun.**, v. 25, n. 3, p. 529 –537, Abril 2007. ISSN 0733-8716.

JIA, X. et al. Adaptive power allocation and outage performance of cognitive best relay cooperation systems with multiple primary transceiver pairs and direct path between cognitive source and destination. **EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking**, v. 2014, n. 1, p. 122, 2014. ISSN 1687-1499.

JOVICIC, A.; VISWANATH, P. Cognitive radio: an information-theoretic perspective. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 51, p. 3945 – 3958, Setembro 2009.

KHAFAGY, M. et al. On the outage performance of full-duplex selective decode-and-forward relaying. **IEEE Commun. Lett.**, v. 17, n. 6, p. 1180–1183, Junho 2013. ISSN 1089-7798.

KHAFAGY, M. et al. Efficient cooperative protocols for full-duplex relaying over nakagami-m fading channels. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, 2015. ISSN 1536-1276.

KIM, H. et al. Optimal power allocation and outage analysis for cognitive full duplex relay systems. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, v. 11, n. 10, p. 3754–3765, Outubro 2012. ISSN 1536-1276.

KOETTER, R.; MEDARD, M. An algebraic approach to network coding. **IEEE/ACM Trans. Netw.**, v. 11, n. 5, p. 782–795, Outubro 2003. ISSN 1063-6692.

KRAMER, G.; GASTPAR, M.; GUPTA, P. Cooperative strategies and capacity theorems for relay networks. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 51, n. 9, p. 3037–3063, Setembro 2005. ISSN 0018-9448.

KWON, T. et al. Optimal duplex mode for df relay in terms of the outage probability. **IEEE Trans. Veh. Technol.**, v. 59, n. 7, p. 3628–3634, Setembro 2010. ISSN 0018-9545.

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

LI, S.-Y.; YEUNG, R.; CAI, N. Linear network coding. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 49, n. 2, p. 371–381, Fevereiro 2003. ISSN 0018-9448.

LIU, G. et al. In-band full-duplex relaying: A survey, research issues and challenges. **IEEE Commun. Surveys Tuts.**, v. 17, n. 2, p. 500–524, 2015. ISSN 1553-877X.

MAFRA, S. et al. On the performance of cognitive full-duplex relaying under spectrum sharing constraints. **EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking**, Springer International Publishing, v. 2015, n. 1, 2015. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1186/s13638-015-0397-z>.

MAFRA, S. et al. On the performance of cognitive full-duplex relaying systems under spectrum sharing constraints. In: **Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT´13)**. [S.l.: s.n.], 2013.

MAFRA, S. et al. Cognitive radio system with a two-user non-binary network-coded cooperative secondary network. In: **Proc. European Signal Process. Conf. (EUSIPCO'14)**. [S.l.: s.n.], 2014.

MAFRA, S. et al. Cooperative overlay secondary transmissions exploiting primary retransmissions. **EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking**, v. 2013, n. 1, p. 196, Julho 2013. ISSN 1687-1499. Disponível em: <http://jwcn.eurasipjournals.com/content/2013/1/196>.

MAFRA, S. B. et al. Outage performance of a network coding aided multi-user cooperative secondary network. **Transactions on Emerging Telecommunications Technologies**, p. n/a–n/a, 2015. ISSN 2161-3915. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1002/ett.2943>.

MEULEN, E. C. V. D. Three-terminal communication channels. **Advances in Applied Probability**, Applied Probability Trust, v. 3, n. 1, p. pp. 120–154, 1971. ISSN 00018678.

MITOLA, J.; MAGUIRE, J. G. Q. Cognitive radio: making software radios more personal. **IEEE Pers. Commun.**, p. 13–18, 1999.

NOSRATINIA, A.; HUNTER, T. E.; HEDAYAT, A. Cooperative communication in wireless networks. **IEEE Commun. Mag.**, v. 42, n. 10, p. 74–80, Outubro 2004.

OLIVO, E. B. et al. Outage performance of spectrally efficient schemes for multiuser cognitive relaying networks with underlay spectrum sharing. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, v. 13, n. 12, p. 6629–6642, Dezembro 2014. ISSN 1536-1276.

PEI, E.; WANG, S.; ZHANG, Z. Capacity and optimal power allocation for spectrum-sharing with primary transmission consideration in fading channels. **IEEE Commun. Lett.**, v. 15, n. 4, p. 389–391, Abril 2011. ISSN 1089-7798.

PUNCHIHEWA, A.; BHARGAVA, V.; DESPINS, C. Capacity and power allocation for cognitive mac with imperfect channel estimation. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, v. 10, n. 12, p. 4001–4007, Dezembro 2011. ISSN 1536-1276.

RAPPAPORT, T. **Wireless Communications: Principles and Practice**. 2nd. ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall PTR, 2001. ISBN 0130422320.

RAYEL, O. K. et al. Energy efficiency of network coded cooperative communications in nakagami-m fading. **IEEE Signal Process. Lett.**, v. 20, n. 10, p. 960–963, Outubro 2013. ISSN 1070-9908.

REBELATTO, J. L. et al. Multiuser cooperative diversity through network coding based on classical coding theory. **IEEE Trans. Signal Process.**, v. 60, n. 2, p. 916–926, Fevereiro 2012. ISSN 1053-587X.

RIIHONEN, T.; WERNER, S.; WICHMAN, R. Optimized gain control for single-frequency relaying with loop interference. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, v. 8, n. 6, p. 2801–2806, Junho 2009. ISSN 1536-1276.

RIIHONEN, T.; WERNER, S.; WICHMAN, R. Hybrid full-duplex/half-duplex relaying with transmit power adaptation. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, v. 10, n. 9, p. 3074–3085, Setembro 2011. ISSN 1536-1276.

RIIHONEN, T.; WERNER, S.; WICHMAN, R. Mitigation of loopback self-interference in full-duplex mimo relays. **IEEE Trans. Signal Process.**, v. 59, n. 12, p. 5983–5993, Dezembro 2011. ISSN 1053-587X.

SABHARWAL, A. et al. In-band full-duplex wireless: Challenges and opportunities. **IEEE J. Sel. Areas Commun.**, v. 32, n. 9, p. 1637–1652, Setembro 2014. ISSN 0733-8716.

SCHAIBLE, S. Fractional programming. ii, on dinkelbach's algorithm. **Management Science**, v. 22, n. 8, p. 868–873, 1976. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1287/mnsc.22.8.868>.

SCHAIBLE, S.; IBARAKI, T. Fractional programming. **European J. of Operational Research**, v. 12, n. 4, p. 325 – 338, 1983. ISSN 0377-2217.

SENDONARIS, A.; ERKIP, E.; AAZHANG, B. User cooperation diversity. part i. system description. **IEEE Trans. Commun.**, v. 51, n. 11, p. 1927–1938, Novembro 2003. ISSN 0090-6778.

SI, J. et al. Capacity analysis of cognitive relay networks with the pu's interference. **IEEE Commun. Lett.**, v. 16, n. 12, p. 2020–2023, Dezembro 2012. ISSN 1089-7798.

SRINIVASA, S.; JAFAR, S.; JINDAL, N. On the capacity of the cognitive tracking channel. In: **IEEE International Symposium on Information Theory, 2006**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 2077 –2081.

SRINIVASA, S.; JAFAR, S. A. Cognitive radios for dynamic spectrum access - the throughput potential of cognitive radio: a theoretical perspective. **IEEE Commun. Mag.**, v. 45, p. 73–79, Maio 2007.

TSE, D.; VISWANATH, P. **Fundamentals of Wireless Communications**. Cambridge: Cambridge University Press, 2005.

WILLEMS, F.; MEULEN, E. van der. The discrete memoryless multiple-access channel with cribbing encoders. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 31, n. 3, p. 313–327, Maio 1985. ISSN 0018-9448.

WINTERS, J. H. Optimum combining in digital mobile radio with cochannel interference. **IEEE J. Sel. Areas Commun.**, v. 2, n. 4, p. 528–539, Julho 1984. ISSN 0733-8716.

XIAO, L. et al. A network coding approach to cooperative diversity. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 53, n. 10, p. 3714–3722, Outubro 2007. ISSN 0018-9448.

XIAO, M.; SKOGLUND, M. Multiple-user cooperative communications based on linear network coding. **IEEE Trans. Commun.**, v. 58, n. 12, p. 3345–3351, Dezembro 2010. ISSN 0090-6778.

XU, W. et al. Outage probability of decode-and-forward cognitive relay in presence of primary user's interference. **IEEE Commun. Lett.**, v. 16, n. 8, p. 1252–1255, Agosto 2012. ISSN 1089-7798.

ZAPPONE, A.; JORSWIECK, E. Energy efficiency in wireless networks via fractional programming theory. **Foundations and Trends in Communications and Information Theory**, v. 11, n. 3-4, p. 185–396, 2015. ISSN 1567-2190. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1561/0100000088>.

ZENG, C.-M.; KUHLMANN, F.; BUZO, A. Achievability proof of some multiuser channel coding theorems using backward decoding. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 35, n. 6, p. 1160–1165, Novembro 1989. ISSN 0018-9448.

ZHAO, F. et al. Outage performance of relay-assisted primary and secondary transmissions in cognitive relay networks. **EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking**, v. 2014, n. 1, p. 60, 2014. ISSN 1687-1499.

ZHU, Y.; XIN, Y.; KAM, P.-Y. Outage probability of rician fading relay channels. **IEEE Trans. Veh. Technol.**, v. 57, n. 4, p. 2648–2652, Julho 2008. ISSN 0018-9545.