

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

RICARDO CARVALHO PEREIRA

**PROPOSTAS DE MODELOS DE RÁDIO COGNITIVO PARA  
AUMENTAR A CAPACIDADE DE SISTEMAS SEM FIO**

TESE DE DOUTORADO

CURITIBA

2010

**RICARDO CARVALHO PEREIRA**

**PROPOSTAS DE MODELOS DE RÁDIO COGNITIVO PARA  
AUMENTAR A CAPACIDADE DE SISTEMAS SEM FIO**

Tese apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial da Universidade Tecnológica Federal do Paraná como requisito parcial para obtenção do título de “Doutorado em Ciências” – Área de Concentração: Telemática.

Orientador: Dr. Richard Demo Souza

**CURITIBA**

**2010**

---

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

---

- P436      Pereira, Ricardo Carvalho  
            Proposta de modelos de rádio cognitivo para aumentar a capacidade de sistemas  
            sem fio / Ricardo Carvalho Pereira. — 2010.  
            102 p. : il. ; 30 cm
- Orientador : Richard Demo Souza  
            Tese (Doutorado) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de  
            Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Curitiba, 2010  
            Bibliografia : f. 98-102
1. Sistemas de comunicação sem fio. 2. Redes de rádio cognitivo. 3. Engenharia  
            elétrica – Teses. I. Souza, Richard Demo, orient. II. Universidade Tecnológica Fede-  
            ral do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática In-  
            dustrial. III. Título.

CDD (22. ed.) 621.3

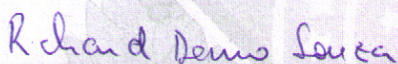
Título da Tese Nº 55:

**“Propostas de modelos de rádio cognitivo para  
aumentar a capacidade de sistemas sem fio”**

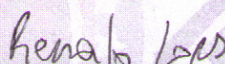
por

**Ricardo Carvalho Pereira**

Esta tese foi apresentada como requisito parcial à obtenção do título de DOUTOR EM CIÊNCIAS – Área de Concentração: Telemática, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial – CPGEI – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR – Campus Curitiba às 14h do dia 01 de junho de 2010. O trabalho foi aprovado pela Banca Examinadora, composta pelos professores:



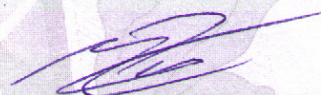
Prof. Richard Demo Souza, Dr.  
(Presidente – UTFPR)



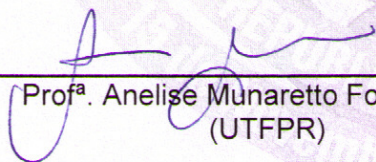
Prof. Renato da Rocha Lopes, Dr.  
(UNICAMP)



Prof. Carlos Aurélio Faria da Rocha, Dr.  
(UFSC)




Prof. Marcelo Eduardo Pellenz, Dr.  
(PUC-PR)



Prof<sup>a</sup>. Anelise Munaretto Fonseca, Dr.  
(UTFPR)

Visto da coordenação:



Prof. Fábio Kurt Schneider, Dr.  
(Coordenador do CPGEI)

Dedico esta tese ao meu país com a esperança que seja útil e utilizada para o bem.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço às três pessoas que me motivaram até o fim: minha esposa Gabriela, minha mãe Claudia e meu orientador Richard.

## RESUMO

PEREIRA, Ricardo Carvalho. Propostas de Modelos de Rádio Cognitivo para Aumentar a Capacidade de Sistemas sem Fio. 102 f. Tese – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2010.

Este trabalho apresenta a aplicação dos modelos *overlay* e *underlay* de rádio cognitivo em duas redes sem fio distintas e limitadas por interferência com o objetivo de melhorar a capacidade de tráfego destas redes. O modelo *overlay* foi aplicado numa rede em malha WMN (Wireless Mesh Network) para permitir que os nós transmitam dentro da mesma região de interferência mútua com uma degradação ligeira da taxa de bits, mas com ganhos significativos para a rede. Já o modelo *underlay* foi aplicado de modo a permitir a coexistência de duas redes independentes numa mesma região e usando parte da banda do sistema primário. Neste caso, o ganho de capacidade está na introdução de um novo sistema sem afetar a capacidade do sistema primário. Além do modelo rádio cognitivo, outras técnicas modernas de sistemas de comunicações foram empregadas em conjunto para obter-se o resultado final, como codificação por superposição e *dirty paper*, técnicas de formatação ortogonal de feixe de antenas e alocação dinâmica de recursos de rádio.

**Palavras-chave:** Rádio Cognitivo, Redes sem Fio, Redes em Malha, Codificação por Superposição, Codificação por *Dirty Paper*, Formatação de feixe de Antenas

## ABSTRACT

PEREIRA, Ricardo Carvalho. Cognitive Radio Models to Improve Wireless Communication Systems Capacity. 102 f. Tese – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2010.

This work presents the application of the overlay and underlay cognitive radio models in two distinct wireless networks, constrained by self interference with the goal of improving network capacity. The overlay model was applied in a WMN (Wireless Mesh Network) in order to allow concurrent transmissions within the same interference region with a slightly node throughput degradation, but with a significant overall network capacity improvement. The underlay model was applied in order to introduce a new independent wireless network within the region of a primary wireless network and using a fraction of the primary frequency band as common frequency for both networks. In this case, the network capacity improvement is regarding the introduction of a new network without interfere with the primary system performance. Other modern wireless communications techniques were employed along with cognitive radio concept to achieve the final results presented here such as superposition and *dirty paper* coding, orthogonal antenna beamforming and dynamic radio resources scheduling.

**Keywords:** Cognitive Radio, Wireless Network, Wireless Mesh Network, Superposition Coding, *Dirty Paper* Coding, Beamforming Antennas



## LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 – CICLO COGNITIVO BÁSICO .....	25
FIGURA 2 – MODELO RÁDIO COGNITIVO DE DUAS CHAVES .....	31
FIGURA 3 – MODELO RÁDIO COGNITIVO EM (JOVICIC; VISWANATH, 2009) .....	33
FIGURA 4 – REGIÃO DE INTERFERÊNCIA .....	41
FIGURA 5 – CADEIA DE NÓS DE UMA WMN .....	42
FIGURA 6 – FATOR $\gamma$ .....	44
FIGURA 7 – WMN E RÁDIO COGNITIVO .....	45
FIGURA 8 – MODELO <i>OVERLAY</i> COM 3 SECUNDÁRIOS .....	47
FIGURA 9 – TAXAS ATINGÍVEIS COM MÚLTIPLOS SECUNDÁRIOS .....	52
FIGURA 10 – PARÂMETRO $\gamma$ COMO FUNÇÃO DE $D$ E $\alpha_K$ . .....	53
FIGURA 11 – ESQUEMAS DE TRANSMISSÃO POSSÍVEIS .....	54
FIGURA 12 – TOPOLOGIA WMN REGULAR. ....	56
FIGURA 13 – SISTEMAS SECUNDÁRIO E PRIMÁRIO .....	66
FIGURA 14 – DISTRIBUIÇÃO <i>RAYLEIGH</i> DO CANAL .....	68
FIGURA 15 – PROBABILIDADE DE ENLACE LOS .....	77
FIGURA 16 – ATENUAÇÃO DE POTÊNCIA DO CANAL .....	77
FIGURA 17 – FE MÉDIO DO SISTEMA SECUNDÁRIO .....	80
FIGURA 18 – VARIABILIDADE DO FE .....	81
FIGURA 19 – FE MÉDIO PARA ALOC. UNIF. PFS E <i>GREEDY</i> .....	83
FIGURA 20 – TAXA DO SISTEMA SECUNDÁRIO .....	84
FIGURA 21 – TAXAS MÉDIAS PARA ALOC. UNIF. PFS E <i>GREEDY</i> .....	85
FIGURA 22 – TAXAS SECUNDÁRIOS E % DE INATIVIDADE .....	86
FIGURA 23 – DISTRIBUIÇÃO DAS TAXAS .....	87
FIGURA 24 – VARIÂNCIA DAS TAXAS .....	88
FIGURA 25 – EFEITO DO RAIOS DA CÉLULA NO FE .....	88
FIGURA 26 – EFEITO DA ATENUAÇÃO DA CBS NO FE .....	89
FIGURA 27 – EFEITO LOS NO FE .....	90

## LISTA DE TABELAS

TABELA 1	– SIR E RAIOS DE INTERFERÊNCIA .....	41
TABELA 2	– PARÂMETROS DO MODELO CONSIDERADO .....	51
TABELA 3	– MAPA DA INTERFERÊNCIA .....	55
TABELA 4	– CAPACIDADE MODELOS PADRÃO E MÚLT SECUNDÁRIOS ..	55
TABELA 5	– EQUAÇÕES MODELO WALFISCH-IKEGAMI .....	75
TABELA 6	– PARÂMETROS UTILIZADOS NAS SIMULAÇÕES .....	79

## LISTA DE SIGLAS

FCC	Federal Communication Commission
SPTF	Spectrum Policy Task Force
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers
WMN	Wireless Mesh Networks
CDMA	Code Division Multiple Access
TDMA	Time Division Multiple Access
FDMA	Frequency Division Multiple Access
MIMO	Multiple Input Multiple Output
SIR	Signal to Interference Ratio
IC-DMS	Interference Channel with Degraded Message Sets
AWGN	Additive White Gaussian Noise
CSMA	Carrier Sense Multiple Access
Wi-Fi	Wireless Fidelity
AP	Access Point
TDD	Time Division Duplex
CBS	Cognitive Base Station
ISM	Industrial Scientific and Medical
FDD	Frequency Division Duplex
DS-SS	Direct Spread - Code Division Multiple Access
MAC	Medium Access Control
PFS	Proportional Fair Scheduling
LOS	Line Of Sight
NLOS	Non Line Of Sight
WIM	Walfisch-Ikegami Model

## LISTA DE SÍMBOLOS

$T_{max}$	Temperatura de interferência máxima
$ST$	Transmissor secundário
$SR$	Receptor secundário
$PU$	Usuário primário
$X_S$	Mensagem do secundário
$S_t$	Chave do transmissor
$S_r$	Chave do receptor
$Y_S$	Mensagem recebida secundário
$Z_S$	Ruído
$P_S$	Potência do transmissor secundário
$\Pr(\theta)$	Probabilidade de um dado evento $\theta$
$PT$	Transmissor primário
$PR$	Receptor primário
$X_P$	Mensagem do primário
$Y_P$	Mensagem recebida primário
$Z_P$	Ruído
$a$	Ganho do canal entre $ST$ e $PR$
$b$	Ganho do canal entre $PT$ e $SR$
$P_P$	Potência do transmissor primário
$\alpha$	Proporção da potência do secundário
$Y$	Sinal no receptor
$N$	Ruído Gaussiano
$T$	Potência do ruído
$S$	Potência arbitrária

$K$	Número de usuários
$B$	Capacidade de comunicação ponto a ponto entre nós
$R_P$	Taxa do transmissor primário
$R_S$	Taxa do transmissor secundário
$\gamma$	Proporção da taxa máxima
$m_P$	Mensagem do primário
$m_{S1}$	Mensagem do primeiro secundário
$m_{S2}$	Mensagem do segundo secundário
$m_{S3}$	Mensagem do terceiro secundário
$n$	Comprimento da palavra código
$\mathcal{E}_P^n$	Codificador do primário
$\mathcal{E}_{S1}^n$	Codificador do primeiro secundário
$X_P$	Palavra código do primário
$P_{S1}$	Potência de transmissão do primeiro secundário
$\mathcal{E}_{S2}^n$	Codificador do segundo secundário
$\hat{X}_{S1}$	Codificação <i>dirty paper</i> do primeiro secundário
$X_{S1}$	Codificação por superposição do primeiro secundário
$P_{S2}$	Potência do segundo secundário
$\hat{X}_{S2}$	Codificação <i>dirty paper</i> do segundo secundário
$\mathcal{E}_{S3}^n$	Codificador do terceiro secundário
$X_{S2}$	Codificação por superposição do segundo secundário
$X_{S3}$	Codificação por superposição do terceiro secundário
$P_{S3}$	Potência do terceiro secundário
$\hat{X}_{S3}$	Codificação <i>dirty paper</i> do terceiro secundário
$\mathcal{D}_P$	Decodificador ótimo para o canal AWGN
$\mathcal{D}_{Sk}$	Decodificador <i>dirty paper</i>
$d$	Ganho de canal

$R_p^{ref}$	Taxa de bits de referência
$C^{WMN}$	Capacidade da rede em malha sem fio original
$C_{over}^{WMN}$	Capacidade quando empregado o modelo padrão <i>overlay</i>
$C_{multi}^{WMN}$	Capacidade quando empregado o modelo <i>overlay</i> com múltiplos secundários
$J$	Estações base primária
$L$	Setores na estação base secundária
$M$	Número total de usuários secundários
$Z$	Número de elementos de antena
$\mathbf{w}_1$	Vetor de formatação do feixe dos elementos de antena
$\mathbf{g}_{j,l}$	Ganho de canal entre estação base primária e setor da CBS
$H$	Conjugado transposto
$P_{m_l}$	Potência dedicada à cada usuário secundário $m_l$
$P_{tx}$	Potência máxima do setor da CBS
$M_l$	Número de usuários secundários no setor $l$
$\mu_{m_l}(c)$	Relação sinal interferência do usuário $m_l$ , na realização do canal $c$
$R_{m_l}^{max}(c)$	Taxa máxima atingível para o usuário $m_l$ na realização $c$
$\overline{R_{m_l}(c)}$	Taxa média do usuário secundário $m_l$ na realização $c$
$\tau_{m_l}(c)$	Parâmetro do algoritmo PFS
$\beta$	Fator de esquecimento do algoritmo PFS
$N_{m_l}$	Interferência dos primários no usuário $m_l$
$\rho_{k_j}$	Fator de atividade do $k_j$ -ésimo usuário primário
$g_{k_j,m_l}$	Ganho de canal entre o $k_j$ -ésimo usuário primário e o $m_l$ -ésimo usuário secundário
$P_{k_j}$	Potência de transmissão do $k_j$ -ésimo usuário primário
$g_{k_j,j}$	Ganho de canal entre o $k_j$ -ésimo usuário e sua estação base $j$
$P_{r_j}$	Potência de recepção requerida na estação base primária
$SIR_p$	Relação sinal interferência mínima do primário
$R$	Taxa em bps

$W$	Largura de banda do sistema
$N_0$	Densidade espectral de ruído
$f_r$	Fator de reuso de frequência
$\bar{\rho}$	Fator de atividade médio do primário
$I_j$	Interferência na estação base primária causada pela CBS
$\mu_{m_l}$	Relação sinal interferência do usuário secundário $m_l$
$\mathbf{g}_{m_l,l}$	Ganho de canal entre o $m_l$ -ésimo usuário secundário e o setor de sua estação base servidora $l$
$\bar{G}$	Perda média de percurso (dB)
$\varepsilon$	Fator <i>Rayleigh</i> de desvanecimento
$\Gamma_\sigma$	Fator de sombreamento
$\sigma$	Desvio padrão do $\Gamma_\sigma$ (dB)
$d_c$	Distância em km
$f$	Frequência
$\Delta h_b$	Altura relativa da antena da estação base acima dos telhados
$h_t$	Altura antena de transmissão
$h_B$	Altura nominal dos telhados das edificações
$b$	Separação entre edificações
$w$	Largura das ruas
$\Delta h_m$	Altura relativa da antena do móvel abaixo dos telhados
$h_r$	Altura da antena do móvel
$L_{ori}$	Perda de orientação
$R_{m_l}$	Taxa atingível pelo usuário secundário $m_l$
FE	Fator de Eficiência
$Q$	Quantidade de topologias aleatórias sorteadas
$C$	Quantidade de realizações do canal simulada
$X$	Extensão da região analisada em metros

$R_{m_l}^q(c, K)$	Taxa atingida pelo usuário secundário $m_l$ na realização $c$ da topologia $q$ , com $K$ usuários primários ativos
$\check{R}_{m_l}^q(c)$	Taxa atingida pelo usuário secundário $m_l$ na realização $c$ da topologia $q$ , sem interferência do primário
$FE_{min}$	Fator de Eficiência mínimo
$FE_{max}$	Fator de Eficiência máximo
$\delta$	Proporção da potência $P_{tx}$ atribuída ao segundo secundário
$v$	Variância das taxas médias entre usuários secundários
$\bar{R}_{m_l}$	Taxa média do usuário secundário $m_l$ em todas as realizações do canal
$P_{k_j}^{max}$	Potência máxima do usuário primário



## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>16</b>
1.1	MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS ESPECÍFICOS	18
1.2	RESULTADOS OBTIDOS	19
1.3	ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO	21
<b>2</b>	<b>RÁDIO COGNITIVO</b>	<b>23</b>
2.1	INTRODUÇÃO	23
2.2	ANÁLISE DO CENÁRIO DE RÁDIO	24
2.3	IDENTIFICAÇÃO DO CANAL: ESTIMATIVA DO ESTADO E DA CAPACIDADE	28
2.4	CONTROLE DE POTÊNCIA TRANSMITIDA	29
2.5	MODELOS DE RÁDIO COGNITIVO	30
<b>3</b>	<b>MODELO OVERLAY PADRÃO E COM MÚLTIPLOS SECUNDÁRIOS E WMN</b>	<b>37</b>
3.1	INTRODUÇÃO	37
3.2	WMN	38
3.3	CAPACIDADE DE UMA WMN SIMPLES	40
3.4	RÁDIO COGNITIVO E WMNS	42
3.5	RESULTADOS NUMÉRICOS DO MODELO PADRÃO <i>OVERLAY</i> EM WMN	45
3.6	MODELO <i>OVERLAY</i> COM MÚLTIPLOS SECUNDÁRIOS	46
3.7	MODELO <i>OVERLAY</i> DE MÚLTIPLOS RÁDIOS COGNITIVOS EM WMNS	50
3.8	RESULTADOS NUMÉRICOS PARA MÚLTIPLOS SECUNDÁRIOS	53
3.8.1	Topologia da Cadeia Simples	54
3.8.2	Topologia Regular	55
3.9	TRABALHOS RELACIONADOS	57
3.10	COMENTÁRIOS FINAIS	59
<b>4</b>	<b>APLICAÇÃO DO MODELO <i>UNDERLAY</i> DE RÁDIOS COGNITIVOS</b>	<b>61</b>
4.1	SISTEMA SECUNDÁRIO	65
4.2	MANIPULAÇÃO DO FEIXE DAS ANTENAS	67
4.3	ALOCAÇÃO DINÂMICA DE RECURSOS DE RÁDIO	69
4.4	PARÂMETROS DO SISTEMA PROPOSTO	72
4.5	RESULTADOS NUMÉRICOS	78
4.6	COMENTÁRIOS FINAIS	91
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES E DESAFIOS FUTUROS</b>	<b>93</b>
5.1	CONCLUSÕES	93
5.2	DESAFIOS FUTUROS	95
	<b>REFERÊNCIAS</b>	<b>98</b>

## 1 INTRODUÇÃO

O foco deste trabalho constitui-se da aplicação da idéia de rádio cognitivo como uma proposta tecnológica para melhor explorar um recurso escasso em sistemas de comunicações sem fio limitados por interferência, que é o espectro eletromagnético de rádio.

Hoje, no Brasil, assim como em todo o mundo, a alocação do espectro de rádio é feita de maneira que cada serviço de telecomunicações disponha de uma banda exclusiva delimitada numa região geográfica. Com a introdução de novos serviços, como foi o caso da telefonia celular, das redes de dados sem fio, das soluções de acesso do usuário à internet, para dar alguns exemplos mais recentes, os órgãos reguladores destinam novas faixas.

Devido à escassez de bandas disponíveis, os serviços são explorados em faixas de frequências cada vez mais altas do espectro - acima dos gigahertz -, com bandas limitadas. Isto requer soluções tecnológicas baseadas em eficiência no uso do espectro de modo a acomodar quantos usuários forem possíveis com demandas crescentes de transmissão de dados numa faixa limitada do espectro de rádio. Além deste requisito de eficiência espectral, adiciona-se os obstáculos severos de propagação em ambientes urbanos com mobilidade.

Na prática, os sistemas de sucesso que suportam grandes quantidades de usuários utilizam o espectro de frequências destinado ao seu serviço de forma exacerbada enquanto outros serviços com baixo uso, ou até mesmo inexistentes em algumas regiões, estão subutilizando o espectro. Desta forma, olhando o espectro de frequências como um recurso a ser compartilhado entre todos os sistemas, verifica-se que a distribuição por serviço não explora este recurso de maneira ótima.

Segundo Tuttlebee (TUTTLEBEE, 2002), com o surgimento dos rádios definidos por software, tornou-se possível fazer com que os parâmetros do rádio, como modulação, código de canal, código de fonte, faixa de frequências, filtros e potência de transmissão, sejam alterados de acordo com a conveniência. Baseado nesta tecnologia de rádio definido por software, o termo de rádio cognitivo foi concebido originalmente por Mitola e Maguire Jr (MITOLA; MAGUIRE, 1999) para explorar as oportunidades de uso de espectros de frequências observados pelos pares

tranceptores como livres de comunicações nas suas regiões de percepção do canal ar. Uma definição mais recente dada por Haykin em (HAYKIN, 2005) apresenta rádio cognitivo como um sistema de comunicação sem fio inteligente que consegue monitorar o ambiente rádio e usa a metodologia do *entendimento-por-construção* para aprender sobre o ambiente, e adaptar seus parâmetros internos, de modo a corresponder às variações dos estímulos de entrada, com dois principais objetivos:

1. Comunicação altamente confiável onde e quando necessária;
2. Utilização eficiente do espectro de rádio.

A proposta de rádio cognitivo pode ser adotada como solução para melhorar o uso do espectro de frequências de maneira que novos serviços possam ser explorados em buracos do espectro percebidos pelo próprio conjunto transmissor/receptor. Um buraco do espectro é uma banda de frequências atribuída a um usuário licenciado ou primário, mas, num determinado período de tempo e localização geográfica, a banda não é utilizada por esse usuário ou pelo sistema que atende a esse serviço.

De acordo com trabalhos realizados nos Estados Unidos pelo Federal Communication Commission ( FCC), através do seu grupo Spectrum Policy Task Force ( SPTF) (FCC FEDERAL COMMUNICATIONS COMMISSION, 2002), o uso do recurso do espectro de rádio varia significativamente. Baseado em medidas realizadas abaixo da frequência de 3 GHz, conduzidas de janeiro de 2004 à agosto de 2005 e divulgadas em (MCHENRY, 2005), conclui-se que, em média, somente 5,2% do espectro estão atualmente em uso nos EUA em um dado local e em qualquer período de tempo. Além disso, mostra-se que as bandas com uso mais intenso são as bandas não licenciadas. Estes resultados estão impulsionando uma revisão da forma como a agência norte-americana aloca os serviços que requerem uso do espectro de frequências.

Segundo Calabrese e Snider (CALABRESE; SNIDER, 2003), a proliferação de serviços e dispositivos sem fio para uso em comunicações móveis, segurança pública, Wi-Fi, e difusão de televisão (TV) são exemplos de como a sociedade moderna tem se tornado dependente do espectro de rádio, mostrando a importância e o valor deste recurso de comunicação para a era moderna.

A tecnologia de rádio cognitivo é considerada chave para solucionar o atual baixo uso do espectro de rádio, porque permite, de uma maneira flexível, eficiente e confiável, usar o espectro através da adaptação das características do rádio em condições reais do ambiente de propagação. Rádio cognitivo tem o potencial para explorar a grande banda de espectro não utilizada de uma

forma inteligente sem que interfira nos dispositivos e serviços licenciados para operar nestas faixas.

Em novembro de 2004, formou-se o primeiro grupo com participação mundial dentro do IEEE para definir um novo padrão de interface ar sem fio baseado em rádios cognitivos, o IEEE 802.22 *Working Group* (CORDEIRO et al., 2005). O objetivo deste projeto é o desenvolvimento de uma rede regional sem fio com escopo nas camadas física e de controle de acesso ao meio para uso nas faixas do espectro que hoje são alocadas para serviço de distribuição de televisão (TV) (STEVENSON et al., 2009). O IEEE 802.22 *Working Group* tem como aplicação principal desta rede oferecer acesso de banda larga nas áreas rurais e suburbanas dos EUA com desempenho similar àquelas redes disponíveis nos grandes centros urbanos. Em fevereiro de 2010, o site oficial do grupo de trabalho (IEEE802.22, 2010) disponibilizou uma versão preliminar denominada *IEEE 802.22 Draft v2.0* onde pode-se notar um estágio bem desenvolvido do padrão.

Apesar da idéia de rádio cognitivo ser atraente para redes de dados sem fio, muito ainda tem que ser investigado de modo a se obter, na prática, as vantagens esperadas. Ou seja, pergunta-se como um sistema de rádio cognitivo conectado em rede deve operar e, dadas as limitações práticas, quais serão, de fato, as vantagens trazidas com a introdução do rádio cognitivo em uma rede sem fio.

No início, a idéia de rádio cognitivo foi concebida apenas para explorar os buracos do espectro. Mais recentemente, algumas propostas contemplam o uso concomitante do espectro sem que haja perda de desempenho do usuário licenciado e em atividade no espectro. Dependendo das características do modelo do sistema cognitivo empregado para a utilização concomitante do espectro junto ao usuário licenciado, receberá uma classificação em modelo *underlay* ou em modelo *overlay* de rádios cognitivos. Para isso, não só é preciso empregar as habilidades cognitivas, mas toda uma gama de técnicas de comunicações sem fio, como algumas das técnicas existentes: múltiplas antenas, identificação e divulgação do estado do canal, detecção de sinais fracos e desconhecidos, codificação *dirty paper*, codificação por superposição, controles de admissão, algoritmos de alocação de recursos.

## 1.1 MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS ESPECÍFICOS

O objetivo axial desta tese de doutorado é o de definir formas de como a tecnologia de rádio cognitivo pode ser empregada como base tecnológica em uma rede de dados sem fio, limitada por interferência, de modo a alcançar um desempenho superior pelo uso mais eficaz do espectro

de frequências.

Como objetivos específicos pretende-se identificar:

1. Aplicação do modelo *overlay* (JOVICIC; VISWANATH, 2009) de rádios cognitivos para a comunicação entre nós de uma mesma rede em malha sem fio ou WMN (Wireless Mesh Networks)(JUN; SICHITIU, 2003) com o objetivo de aumentar a capacidade da rede;
2. Estender o modelo *overlay* de rádios cognitivos de modo a permitir múltiplos secundários e, com isso, aumentar ainda mais o ganho de capacidade de uma mesma rede em malha sem fio;
3. Aplicação do modelo *underlay* (GOLDSMITH et al., 2009) de rádio cognitivo em sistemas de comunicação sem fio co-existentes usando múltiplo acesso por divisão por código.

## 1.2 RESULTADOS OBTIDOS

Com os resultados desta tese de doutorado, chegamos à algumas contribuições no campo de pesquisa. Obtivemos resultados expressivos com relação a ganhos de capacidade em dois cenários de redes sem fio por meio da aplicação dos modelos *overlay* e *underlay* de rádios cognitivos. O primeiro cenário está relacionado com a aplicação inovadora do modelo *overlay* de rádio cognitivo para aumentar a capacidade de WMNs. À princípio, aplicando diretamente o modelo originalmente concebido e, mais além, através de investigação feita neste trabalho, permitindo múltiplos secundários de modo a aumentar ainda mais a capacidade de WMNs. O segundo cenário proposto foi a introdução de uma segunda rede sem fio independente operando na mesma região e frequência que uma rede sem fio já existente, baseada em CDMA, através da aplicação do modelo *underlay* de rádios cognitivos.

Três artigos com os resultados da aplicação do modelo padrão *overlay* de rádios cognitivos em redes em malha sem fio foram publicados em: (1) 68<sup>th</sup> Semi Annual IEEE Vehicular Technology Conference - Fall 2008 (PEREIRA; SOUZA; PELLENZ, 2008b); (2) XXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Rio de Janeiro, 2008 (PEREIRA; SOUZA; PELLENZ, 2008a); (3) e no periódico *Wireless Personal Communications* (PEREIRA; SOUZA; PELLENZ, 2009b). Na primeira publicação investigamos a aplicação original do modelo *overlay* de rádios cognitivos em uma rede WMN com topologias de cadeia linear e arbitrária. Mostramos a viabilidade de atingir ganhos de 33% e 38%, respectivamente. Na segunda, usamos uma premissa de relação sinal ruído requerida no receptor 10 vezes maior do que a utilizada na primeira

publicação e mostramos que o ganho ainda permanece alto nos patamares de 30% e 35% para a cadeia linear e para a topologia arbitrária, respectivamente. Na terceira publicação, introduzimos várias possibilidades de cadeias regulares e mostramos ganhos para dois, quatro e oito cadeias lineares interligadas a uma gateway com ganhos de 19%, 22% e 16%, respectivamente.

O desenvolvimento feito neste trabalho, que estendeu o modelo *overlay* de rádios cognitivos para permitir operar com múltiplos secundários e seu impacto na capacidade de WMNs, foi publicado no congresso internacional 69<sup>th</sup> Semi Annual IEEE Vehicular Technology Conference - Spring 2009 (PEREIRA; SOUZA; PELLEENZ, 2009c). Apresentamos resultados de ganho para a cadeia simples de 123% no caso de um nó apenas gerando tráfego e ganhos de 110% para o caso de dois nós gerando tráfego.

A segunda publicação sobre a aplicação do modelo *overlay* de rádios cognitivos estendido para múltiplos usuários ocorreu no periódico IEEE Transactions on Vehicular Technology Communications (PEREIRA; SOUZA; PELLEENZ, 2009a) onde apresentamos as mesmas análises de ganhos. Mas, adicionamos várias outras topologias regulares de rede e evidenciamos alguns casos particulares onde o benefício é melhor explorado, maximizando o ganho de capacidade. Além disso, apresentamos uma comparação com várias outras técnicas que competem com a nossa proposta com o objetivo de melhorar a capacidade de redes sem fio.

Com relação à aplicação do modelo *underlay* de rádios cognitivos em conjunto com a manipulação da formatação do feixe das antenas, já obtivemos publicação no XXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Blumenau, 2009 (PEREIRA; SOUZA, 2009). Apresentamos um projeto do enlace de descida ou direto (sentido Rádio Base para Usuário) de uma rede sem fio introduzida numa mesma região de uma rede primária operando na mesma frequência. Mostramos que esta nova rede pode fornecer taxas de bits de alguns Mega bits por segundo, utilizando a mesma banda de 3,84 MHz. Além disso, apresentamos o impacto na capacidade da rede devido ao tamanho da célula e das reduções de potências da Rádio Base Cognitiva decorrente de imprecisões na estimação correta do canal. A este projeto do enlace de descida, acrescentamos a análise de se empregar técnicas de alocação de recursos rádio. Neste caso, através da alocação dos recursos de potência, código e tempo para os usuários secundários, atingimos ganhos de capacidade de até cinco vezes comparado com a técnica de alocação uniforme de todos os recursos. As técnicas aplicadas foram o método *Greedy* onde o usuário com a melhor condição de canal leva todos os recursos e o método *Proportional Fair Scheduling* (PFS), onde se busca um compromisso entre justiça e maximização da taxa de bits.

Além dos resultados mencionados, adiciona-se o fato de estarmos gerando conhecimento em universidade brasileira sobre um tema de pesquisa bastante atual, e que tem potencial de

se tornar muito utilizado na prática, em breve. Por exemplo, algumas propostas de modelos de rádio cognitivo já encontram análises para uso em redes celulares evoluídas como apresentado em (PARKVALL et al., 2008) e (BOUDREAU et al., 2009).

### 1.3 ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO

O restante deste documento será organizado da seguinte maneira. No Capítulo 2 apresentar-se-á o conceito de rádio cognitivo, sua arquitetura, os processos inerentes ao sistema e os modelos de operação em relação ao compartilhamento do espectro com o sistema primário. No Capítulo 3 mostrar-se-á a aplicação dos modelos *overlay* padrão e estendido para múltiplos secundários de rádios cognitivos numa rede em malha sem fio, assim como os resultados de ganho de capacidade para algumas topologias de rede. O Capítulo 4 trará a proposta de aplicação do modelo *underlay* de rádios cognitivos para sistemas sem fio co-existentes e limitados por interferência, em conjunto com técnicas de formatação do feixe de irradiação das antenas. Finalizando, o Capítulo 5 conterà as conclusões e caminhos para a continuidade do desenvolvimento do tema.





## 2 RÁDIO COGNITIVO

### 2.1 INTRODUÇÃO

Tendo em mente que rádio cognitivo tem o objetivo de melhorar a utilização do espectro de rádio, apresenta-se a definição oferecida por Haykin (HAYKIN, 2005): *Rádio cognitivo é um sistema de comunicação sem fio inteligente que é capaz de monitorar o ambiente no qual está inserido e usa a metodologia de entedimento-por-construção para aprender do ambiente e adaptar seus parâmetros internos, ex.: potência de transmissão, frequência da portadora, estratégia de modulação, de modo a se adequar, em tempo real, às variações estatísticas dos estímulos de rádio frequência monitorados, a fim de obter uma comunicação altamente confiável onde e quando necessária e uma utilização eficiente do espectro de rádio.*

Devido à característica do rádio cognitivo explorar oportunidades de espectro para sua comunicação, geralmente, os dispositivos cognitivos são denominados de usuários secundários ou usuários com permissão de acesso ao espectro com prioridade secundária em relação aos usuários que são licenciados. Neste caso, os usuários licenciados, com acesso garantido ao espectro, são denominados de usuários primários. Esta definição basea-se na iniciativa do FCC americano, divulgada inicialmente em Novembro de 2000 (FCC FEDERAL COMMUNICATIONS COMMISSION, 2000), tem o objetivo de eliminar as barreiras para o desenvolvimento dos mercados secundários no espectro de rádio, ou seja, permitir que os novos sistemas sem fio pudessem operar em bandas de frequências já licenciadas para outros serviços, com o objetivo de aumentar a utilização do espectro de rádio. Desde então, a classificação de usuários primários e secundários tem sido usada para designar os usuários que tem acesso licenciado e os que não tem prioridade de acesso à mesma banda de frequências, respectivamente. Geralmente, os sistemas primários, referem-se à sistemas legados como TV, enquanto os novos sistemas propõem soluções para que seus usuários possam explorar este mercado secundário de rádio frequência. A tecnologia de rádio cognitivo é um exemplo destes novos sistemas.

As habilidades necessárias de um sistema rádio cognitivo são a capacidade de monitorar o ambiente rádio de uma forma inteligente, de maneira a aprender sobre seu comportamento

dinâmico, e adaptar-se de forma a explorar a condição do canal em cada período do tempo.

A tecnologia de rádio definido por software possibilita que o sistema rádio cognitivo seja reconfigurável por software atendendo uma de suas habilidades primordiais. Para as outras habilidades, rádio cognitivo emprega processamento de sinais e processos de aprendizagem por máquina em sua implementação. O processo cognitivo inicia-se com a monitoração passiva de estímulos de rádio frequência e culmina com ação. A seguir, relaciona-se as três tarefas cognitivas executadas em tempo real de acordo com Haykin (HAYKIN, 2005):

1. Análise do cenário ou ambiente rádio que envolve os seguintes atos:
  - (a) Estimar a temperatura de interferência do ambiente rádio;
  - (b) Determinar os buracos do espectro.
2. Identificação do canal que compreende as seguintes tarefas:
  - (a) Estimar a informação do estado do canal;
  - (b) Estimar a capacidade do canal para uso do transmissor.
3. Controle de potência transmitida e gerenciamento dinâmico do espectro.

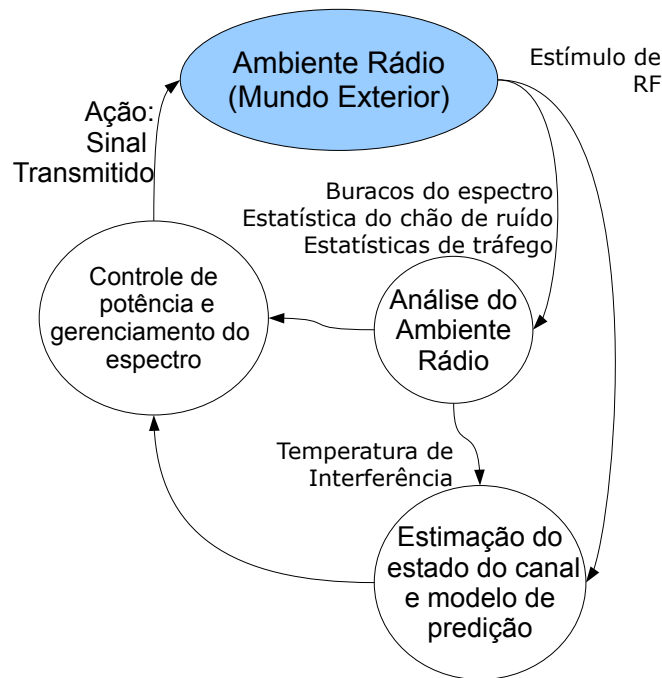
As tarefas 1 e 2 são executadas pelo receptor enquanto a tarefa 3 é realizada pelo transmissor. A seqüência das tarefas e a interligação delas estão mostradas na Figura 1.

Na Figura 1 verifica-se que o módulo cognitivo no transmissor deve trabalhar em harmonia com o módulo cognitivo do receptor. Isto implica na necessidade de um canal de realimentação conectando o transmissor e receptor para a troca de informações sobre o desempenho do enlace rádio.

Dentro do escopo da tecnologia de rádio cognitivo há uma variação do grau de cognição. De um lado da escala, o usuário pode simplesmente preparar o rádio para operar dentro de um específico buraco do espectro. Já do outro lado, o usuário pode empregar múltiplas implementações tecnológicas para construir o ciclo cognitivo dentro de uma banda larga de frequências disponíveis, ou utilizar um conjunto de pequenas faixas de frequências, de modo a obter o melhor desempenho em termos de gerenciamento de espectro e controle de potência.

## 2.2 ANÁLISE DO CENÁRIO DE RÁDIO

De acordo com o modelo rádio cognitivo, a análise do cenário ou ambiente rádio compreende estimar a temperatura de interferência do ambiente rádio e determinar os buracos do



**Figura 1: Ciclo cognitivo básico com as três tarefas fundamentais**

espectro. A primeira tarefa, na verdade, está baseada na identificação das características estatísticas do chão de ruído da banda de espectro sob análise numa determinada região e ao longo de um determinado período do tempo.

Para isso, o FCC, através do seu grupo Spectrum Policy Task Force (SPTF) (FCC FEDERAL COMMUNICATIONS COMMISSION, 2002), recomenda o emprego do conceito da *temperatura de interferência* com o objetivo de quantificar e lidar com as fontes de interferência no ambiente rádio. Apresenta também uma especificação para um *limite de temperatura de interferência* numa determinada banda de frequências dentro do qual o receptor deve funcionar satisfatoriamente, além de que estabelece o valor máximo de energia que está disponível para que um novo usuário secundário estabeleça uma comunicação.

Baseada no conceito de temperatura de ruído, a unidade do parâmetro temperatura de interferência é graus *Kelvin*. Além disso, o limite de interferência  $T_{max}$  multiplicado pela constante de Boltzmann (Joules por graus Kelvin) resulta no limite superior da densidade espectral de potência permitido numa banda de frequência de interesse e esta densidade é medida em Joules, ou equivalentemente, Watts por Hertz. A medida de densidade de potência referente à temperatura de interferência por unidade de área também é útil porque se pode fazer independente da antena usada no receptor.

Os estímulos gerados por transmissores de rádio são considerados sinais temporal-espaial

não-estacionários onde suas estatísticas dependem tanto do tempo quanto do espaço. Portanto, a tarefa de estimar a temperatura de interferência requer incluir o efeito do tempo na bem conhecida análise do domínio de frequência. Assim, adota-se a distribuição tempo-frequência do sinal. Haykin (HAYKIN, 2005) sugere o emprego da técnica "Estimação Espectral por Multitaper" antes apresentada em (THOMSON, 2000). Esta técnica permite balancear resolução espectral e caracterização do espectro. Assim, pode-se reduzir a variância da estimativa do espectro sem comprometer a polarização da estimativa.

A segunda tarefa da análise do cenário rádio, que compreende a determinação dos buracos do espectro, é obtida como resultado da tarefa anterior de estimar o cenário rádio. A partir dos dados da estimativa deste cenário, é possível classificar o espectro em três tipos:

1. Espaços Negros: são ocupados por interferentes locais de alta potência em boa parte do tempo;
2. Espaços Cinzas: são parcialmente ocupados por interferentes de baixa potência;
3. Espaços Brancos: são livres de interferentes de RF exceto por ruído ambiente produzido por fontes naturais e artificiais de ruído denominado:
  - (a) Ruído térmico de banda larga produzido por fenômenos físicos externos como a radiação solar;
  - (b) Transientes referentes às descargas atmosféricas, luzes de plasma e aeronaves;
  - (c) Ruído impulsivo produzido por ignição, comutadores mecânicos e aplicações de microondas;
  - (d) Ruído térmico devido às flutuações espontâneas dos elétrons na entrada dos receptores.

Os espaços brancos, com certeza, e os espaços cinzas com possibilidade menores são candidatos para uso de serviços transportados por rádio cognitivo. Por outro lado, os espaços negros devem ser evitados onde e quando os transmissores de RF primários permanecerem ativos. Entretanto, quando estes transmissores forem desligados, os espaços negros podem tornar-se "buracos do espectro". Esta afirmativa é válida para as primeiras propostas de rádio cognitivo, como originalmente apresentadas por Mitola e Maguire Jr (MITOLA; MAGUIRE, 1999). Recentemente, várias outras propostas apresentam a possibilidade do rádio cognitivo operar mesmo em ambientes detectados como espaços cinzas e negros. Os modelos de sistemas que exploram os espaços brancos são denominados de modelo *interweave* de rádios cognitivos, enquanto que os modelos de sistemas que exploram os espaços cinzas e negros são denominados

de modelos *overlay* e *underlay* de rádios cognitivos. A definição, assim como as características destes modelos serão melhor descritas na seção **Modelos de Rádio Cognitivo**, mais adiante neste Capítulo.

Segundo Marcus (MARCUS, 2005) há várias razões para se ter espaços brancos no espectro. Algumas se devem à característica da alta razão de uso de pico em relação a média de muitos sistemas que tem espectro dedicado como os sistemas de usuários móveis de segurança pública (Ex.: Corpo de Bombeiro). Alguns outros espaços brancos são devidos às atribuições de espectro para proteger alguns receptores de interferência adjacentes e rejeição de frequências imagens. Isso se dá em função das limitações técnicas dos receptores. Finalmente, alguns espaços brancos existem, simplesmente, pelo fato da densidade populacional e, por consequência, a demanda não ter distribuição geográfica uniforme.

Na prática, a execução da tarefa de determinar precisamente os espaços brancos e cinzas requer que os dispositivos secundários gastem parte razoável do seu tempo para fazer a percepção do ambiente rádio. Dobre *et al* (DOBRE et al., 2008) mostram que a detecção e classificação de sinais com razão sinal ruído muito baixa e sem o completo conhecimento dos parâmetros do sinal a ser detectado são um problema de considerada relevância em rádio cognitivo.

Outro desafio técnico a ser superado refere-se à localização incerta do receptor primário, quando este é um elemento passivo, por exemplo, um receptor de TV. Isto obriga o rádio cognitivo a tomar decisões baseado na detecção de sinais ainda mais fracos do transmissor primário (WILD; RAMCHANDRAN, 2005).

O FCC americano promoveu uma discussão sobre três propostas técnicas a serem usadas por dispositivos não licenciados para identificar as oportunidades do espectro ou os espaços brancos, em especial, nas bandas de TV: (1) Percepção passiva (ouvir antes de falar) para detectar a presença dos sinais de TV; (2) Geolocalização usando GPS ou outra tecnologia de localização seguida de uma verificação numa base de dados conhecida, a respeito de transmissores licenciados cadastrados, de modo a identificar transmissores em uso na vizinhança; (3) Uso de transmissores de referência independentes (piloto ou farol) que indicará qual parte do espectro está indisponível numa área (MARCUS, 2005).

Para calcular os limites teóricos de capacidade do canal e, desta forma, a potencialidade do emprego de rádio cognitivo, pode-se assumir que a tarefa de perceber o ambiente rádio é feita livre de erros, sendo que resultados desta suposição podem ser encontrados em (SRINIVASA; JAFAR, 2007). Por outro lado, os efeitos de erros de detecção do ambiente rádio na capacidade dos sistemas primário e secundário são discutidos em (TKACHENKO, 2007). Devido à tendência das propostas de licenciamento do espectro de limitar os níveis de interferências

de usuários secundários em níveis extremamente baixos e de que haja garantia de proteção do usuário primário, mesmo em ambientes de fortes desvanecimentos, um número de trabalhos tem sugerido melhorar as técnicas de detecção através da possibilidade dos rádios cognitivos cooperarem para tal (GANESAN; LI, 2005; SILVA; CHOI; KIM, 2007).

### 2.3 IDENTIFICAÇÃO DO CANAL: ESTIMATIVA DO ESTADO E DA CAPACIDADE

Assim como todo enlace de comunicação rádio, o cálculo da capacidade instantânea do canal do enlace de rádio cognitivo requer o conhecimento da informação do estado do canal. Por isso, precisa-se de um procedimento para estimar tal estado.

Em (HAYKIN; HUBER; CHEN, 2004) é proposto o emprego do treinamento semi-cego do receptor que compreende dois modos de operação:

1. Modo treinamento supervisionado: durante este modo, o receptor adquire uma estimativa do estado do canal que é obtido através da supervisão de uma sequência curta de treinamento (consistindo de dois a quatro símbolos) conhecida do receptor. A sequência de treinamento curta é enviada sobre o canal por um período de tempo limitado pelo transmissor antes da sessão de transmissão dos dados;
2. Modo acompanhado: uma vez adquirida uma estimativa confiável do canal, o envio da sequência de treinamento é interrompido, a transmissão dos dados é iniciada e o receptor comuta para o modo acompanhado. Neste modo de operação, ocorre apenas transmissão dos dados e a estimativa do canal é monitorada e atualizada ao longo do tempo;

A partir do conhecimento do estado do canal, o receptor pode usar a teoria de Shannon para calcular a capacidade instantânea do canal. Como esta informação deve ser enviada para o transmissor de modo que este possa adequar sua potência de transmissão assim como a taxa de dados, o receptor, ao invés de enviá-lo diretamente, usa uma metodologia de quantizar o valor da capacidade instantânea e enviar este valor quantizado para o transmissor. Desta forma, o receptor escolhe o valor quantizado da capacidade de uma lista finita, sempre adotando o valor de capacidade mais baixo do que o valor absoluto calculado e envia para o transmissor. Esta mensagem é conhecida como "rate feedback" ou realimentação da taxa.

Em aplicações de comunicação sem fio, há grande flutuação na taxa de transmissão. A flutuação na taxa de transmissão é considerada significativa acima de uma percentagem fixa predeterminada da capacidade média do canal. O conhecimento da flutuação na taxa de transmissão é desejável no transmissor. Por exemplo, se num evento particular a taxa de transmissão

for superior à capacidade do canal, então, haverá uma falha. Assim, a falha de capacidade é definida como a máxima taxa de bits que pode ser mantida através do enlace de rádio sem fio para uma determinada probabilidade de falha.

## 2.4 CONTROLE DE POTÊNCIA TRANSMITIDA

Em um sistema de comunicação sem fio convencional projetado com uma estação rádio base e dispositivos de usuários móveis, os valores de potência transmitida pelos dispositivos são controlados pela estação base de maneira que atendam os requisitos de relação sinal interferência ou do desempenho do receptor. Desta forma, a potência transmitida é a mínima necessária para garantir a comunicação e diminui a interferência provocada nas outras estações base que reusam a mesma frequência. Já para aplicações de rádio cognitivo, espera-se uma operação descentralizada permitindo aumentar o escopo de aplicações. Neste caso, a estratégia de controle de potência deve permitir que vários usuários de rádio cognitivo compartilhem o canal e possam coexistir com base em algum critério de cooperação, limitados por algumas regras de competição.

O trabalho de Shepard (SHEPARD, 1995) trata da questão da cooperação numa rede de pacotes sem fio, usando modulação de espalhamento espectral, onde o requisito de coordenação limita-se somente aos nós vizinhos ao do transmissor e receptor. Para evitar interferência, a proposta é que cada nó crie um esquema transmissor-receptor. Este esquema é comunicado ao nó vizinho mais próximo de maneira que haja uma permissão para que o nó fonte possa transmitir. Com algumas outras premissas, o autor mostra que com um controle completamente descentralizado, a rede pode aumentar para qualquer número de nós.

Em qualquer cenário, baseado em ambientes de rádio cognitivo projetados sob o escopo de redes ad-hoc, é possível que um processo de comunicação de múltiplos usuários seja perturbado por um outro fenômeno, conhecido como competição, que tende para uma condição contrária à condição propiciada pela cooperação entre usuários.

Basicamente, a força estimulante do processo de competição num ambiente multiusuário refere-se ao fato que todos operam sob uma condição de limitação de recursos disponíveis imposta pela rede. Assim, um usuário particular pode tentar explorar o canal rádio somente para si. Da mesma forma, outros usuários estarão estimulados a fazer o mesmo. Por isso, a questão da competição deve ser endereçada de maneira a tornar justa a alocação e a apropriação dos recursos de rádio.

O controle de potência transmitida num ambiente rádio cognitivo multiusuário tem que op-

erar sob duas imposições dos recursos da rede: o limite da temperatura de interferência imposto pelo órgão regulador e a disponibilidade do número de buracos do espectro dependendo do uso.

O objetivo de qualquer proposta de controle de potência deve atender ao requisito de que dado um número limitado de buracos do espectro, o valor escolhido da potência transmitida pelos usuários rádio cognitivo deve permitir maximizar a taxa de transmissão conjunta sem que o limite da temperatura de interferência seja excedido.

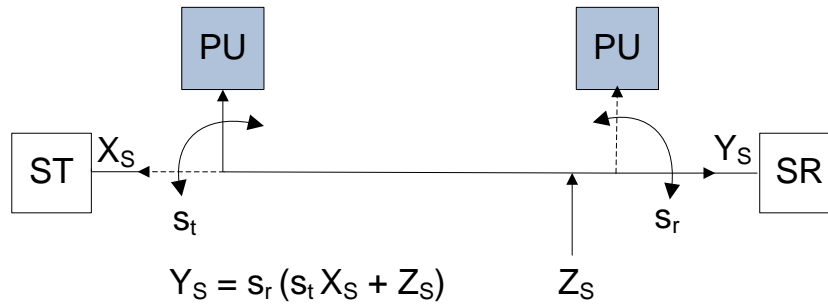
## 2.5 MODELOS DE RÁDIO COGNITIVO

Com relação à forma de compartilhamento do espectro, pode-se classificar os sistemas rádio cognitivo nos modelos *interweave*, *overlay* e *underlay* (SRINIVASA; JAFAR, 2007; GOLDSMITH et al., 2009).

O modelo *interweave* é a forma de utilização do espectro originalmente concebida para os rádios cognitivos (MITOLA; MAGUIRE, 1999). Representa um sistema de comunicação sem fio inteligente que monitora periodicamente o espectro de rádio, detecta a ocupação nas diferentes partes do espectro, e então comunica-se de forma oportunista nas partes livres, ou espaços brancos, sem causar interferência para os usuários primários (GOLDSMITH et al., 2009). Este modelo requer que o transmissor secundário evite interferência para o usuário primário garantindo que suas transmissões ocorrerão somente em segmentos do espectro deixados livres pelo rádios primários. Este modelo é denominado como *Interferência Evitada* por Hossain *et al* (HOSSAIN et al., 2009) e acrescenta que os sinais primários e secundários devem ser tratados como sendo ortogonais entre eles. Ou seja, devem acessar o espectro de frequências num esquema TDMA (Time Division Multiple Access), ou num esquema FDMA (Frequency Division Multiple Access) ou qualquer outro esquema que garanta que os sinais não interfiram entre si. Em (JAFAR; SRINIVASA, 2007), os autores propõem o modelo *interweave* de duas chaves, o qual possibilita atividade do secundário somente se não houver atividade dos usuários primários dentro do raio de interferência de ambos transmissor e receptor secundários.

A Figura 2 mostra o diagrama de blocos representativo do modelo de duas chaves como proposto em (JAFAR; SRINIVASA, 2007).  $ST$  é o transmissor secundário e  $SR$  é o receptor secundário, enquanto  $PU$  é o usuário primário como visto pelo transmissor ou o receptor.  $X_S$  é a mensagem que  $ST$  quer enviar para  $SR$ .  $S_t$  e  $S_r$  são as chaves do transmissor e do receptor.  $S_t$  ( $S_r$ ) assume valor 1 quando não é percebida nenhuma atividade do usuário primário pelo transmissor (receptor). Se é percebida atividade do usuário primário, a chave assume valor 0.  $Y_S$  é a mensagem recebida por  $SR$ , enquanto  $Z_S$  é ruído aleatório. Neste modelo





**Figura 2: Diagrama em blocos representando o modelo rádio cognitivo de duas chaves proposto em (JAFAR; SRINIVASA, 2007).**

de rádio cognitivo a capacidade do transmissor primário não é afetada pelo comportamento do transmissor secundário. Sejam  $P_S$  a potência do transmissor secundário e  $\Pr(\theta)$  a probabilidade de um dado evento  $\theta$ . Baseado nessas definições, em (JAFAR; SRINIVASA, 2007) é fornecido um limite superior para a capacidade da comunicação do secundário com informações globais dos estados das chaves, como aqui reproduzido:

$$C_{ts} = \Pr(S_t = 1, S_r = 1) \log_2 \left( 1 + \frac{P_S}{\Pr(S_t = 1, S_r = 1)} \right). \quad (1)$$

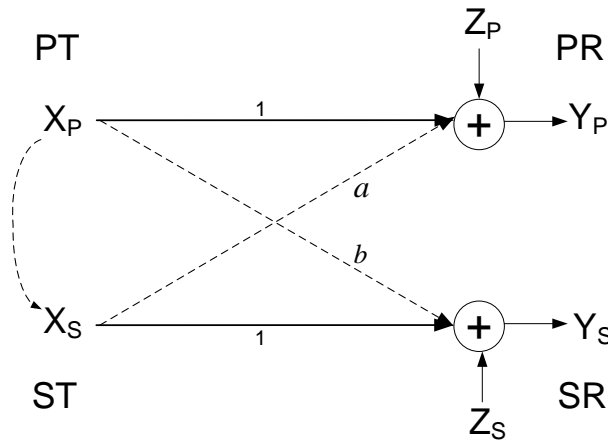
Um exemplo do modelo *interweave* de rádios cognitivos aplicado em redes sem fio reflete um procedimento perfeito de controle de acesso ao meio por divisão temporal. Por exemplo, dado que todos os nós podem agir como primário ou secundário, eles só poderiam acessar o meio se não houvesse nenhuma outra comunicação na região de interferência dos nós envolvidos. Recentemente, alguns trabalhos têm proposto um esquema de múltiplas antenas no transmissor secundário (MIMO) de modo a anular a interferência do transmissor secundário no receptor primário. Um exemplo pode ser encontrado em (KWON et al., 2008). Considera-se ainda dentro deste modelo, que a interferência para o usuário primário deve ser zero.

No modelo *underlay*, também denominado como *Interferência Controlada* em (HOSSAIN et al., 2009), os usuários secundários protegem as comunicações dos usuários primários através da garantia de uma máscara espectral no sinal secundário, de maneira que a interferência gerada pelo dispositivo secundário esteja abaixo do chão de ruído ou de um limiar aceitável pelo usuário primário (SRINIVASA; JAFAR, 2007). Neste modelo, assume-se que o dispositivo cognitivo tenha conhecimento da interferência gerada por seu transmissor nos receptores de todos os usuários primários. Isto significa ter o conhecimento do estado do canal entre o transmissor cognitivo e o receptor primário. Uma forma de empregar tal modelo é proposta em (TARANTO et al., 2008) através do uso de múltiplas antenas adaptativas a fim de atenuar o sinal do rádio cognitivo na direção do receptor do usuário primário.

No modelo *underlay*, o rádio cognitivo pode transmitir simultaneamente com o(s) usuário(s) primário(s) enquanto usa sua habilidade cognitiva para controlar as possíveis degradações nos primários. Uma forma de controlar a degradação é a noção da *temperatura de interferência* (FCC FEDERAL COMMUNICATIONS COMMISSION, 2002). Neste cenário, a temperatura de interferência do receptor primário deve ser mantida em um nível que satisfaça a qualidade de serviço desejada pelo primário. Isto é possível se o rádio cognitivo conhece: (1) a máxima temperatura de interferência admitida pelos receptores primários na redondeza; (2) a temperatura de interferência atual; e (3) como sua potência de transmissão será convertida em potência recebida no receptor primário. Assim, o transmissor secundário deverá controlar suas emissões de modo a atender aos requisitos de temperatura de interferência dos receptores primários ao longo da sua operação.

Por sua vez, o modelo *overlay* é considerado como uma forma de transmissão cooperativa por Devroye *et al* (DEVROYE et al., 2007; DEVROYE; MITRAN; TAROKH, 2006) e denominado como *Interferência Desvanecida* em (HOSSAIN et al., 2009). Devroye *et al* consideram o caso onde dois usuários cooperam assimetricamente para enviar duas mensagens independentes para dois receptores não cooperativos independentes, e o caso onde o transmissor secundário opera como um *relay* de modo a ajudar o transmissor primário. Em ambos os casos, o transmissor secundário deve ter a informação do estado dos canais e o conhecimento não causal do *codebook* empregado na codificação, além da mensagem a ser transmitida pelo transmissor primário. Neste modelo, o rádio cognitivo também pode transmitir simultaneamente com o(s) usuário(s) primário(s).

Jovicic e Viswanath (JOVICIC; VISWANATH, 2009) introduziram uma fórmula para a capacidade de ambos transmissores no modelo *overlay* de rádios cognitivos muito similar ao encontrado em (DEVROYE et al., 2007; DEVROYE; MITRAN; TAROKH, 2006), assumindo que não há modificação no processo de codificação e decodificação do usuário primário. Em outras palavras, o transmissor e o receptor primários não são avisados sobre a existência de transmissões de usuários secundários. A Figura 3 ilustra o modelo padrão normalizado considerado em (JOVICIC; VISWANATH, 2009).  $PT$  é o transmissor primário,  $PR$  é o receptor primário,  $X_P$  é a mensagem a ser transmitida pelo primário,  $Y_P$  é a mensagem recebida pelo receptor primário,  $Z_P$  é o ruído aleatório no receptor primário,  $a$  é o ganho do canal entre  $ST$  e  $PR$  relativo ao ganho do canal entre  $ST$  e  $SR$ , dado que as potências do ruído nos dois receptores sejam iguais, e  $b$  é o ganho do canal entre  $PT$  e  $SR$  relativo ao ganho do canal entre  $PT$  e  $PR$ . Ou seja, o modelo é normalizado para canais com ganhos  $(1; a; b; 1)$ , potências de transmissão dadas por  $(P_P; P_S)$  e potências de ruído  $(1; 1)$ . O restante da notação segue as definições da Figura 2.  $X_P$  e  $X_S$  são ligados na Figura 3 para indicar que o transmissor se-



**Figura 3: Diagrama em blocos representando o modelo *overlay* de rádios cognitivos proposto em (JOVICIC; VISWANATH, 2009).**

cundário deve ter o conhecimento *a priori* da mensagem que será transmitida pelo primário. Em (JOVICIC; VISWANATH, 2009) é mostrado que, enquanto o transmissor primário não é afetado, o transmissor secundário pode atingir uma taxa tão alta quanto:

$$C_{over} = \frac{1}{2} \log_2 (1 + (1 - \alpha^*) P_S), \quad (2)$$

onde

$$\alpha^* = \left( \frac{\sqrt{P_P} \left( \sqrt{1 + a^2 P_S (1 + P_P)} - 1 \right)}{a \sqrt{P_S} (1 + P_P)} \right)^2, \quad (3)$$

$P_P$  e  $P_S$  são as potências do transmissor primário e secundário, respectivamente,  $a \leq 1$  e  $\alpha \in [0, 1]$  significa a quantidade da potência despendida pelo secundário para assistir à comunicação do par primário. Se  $\alpha = 0$ , nenhuma assistência é oferecida. Ao contrário, se  $\alpha=1$ , toda a potência do transmissor secundário é empregada para assistir à comunicação do par primário. A restrição para que  $a \leq 1$  no modelo em (JOVICIC; VISWANATH, 2009) significa que o sistema é afetado por baixa interferência. Ou seja, que o transmissor secundário está mais próximo do receptor secundário do que do receptor primário. Nota-se a independência de  $b$  em (2). Isso se deve ao fato que o transmissor secundário tem conhecimento *a priori* do que o transmissor primário enviará, e também ao emprego da técnica de codificação *dirty paper*<sup>1</sup> (COSTA, 1983).

A idéia chave que permite que o modelo *overlay* atinja altas taxas num ambiente onde dois transmissores compartilham o mesmo canal é a mitigação e cancelamento da interferência (HOSSAIN et al., 2009). Costa (COSTA, 1983), em seu famoso artigo *Writing on Dirty Paper* aplicou os resultados de Gel'fand-Pinsker (GEL'FAND; PINSKER, 1980) para o canal AWGN

<sup>1</sup>Um exemplo de realização da codificação por *dirty paper* pode ser encontrado em (EREZ; BRINK, 2005).

e mostrou um resultado surpreendente de capacidade de canal quando um receptor que recebe um sinal  $Y$  composto por três sinais: (1) Um sinal de ruído Gaussiano  $N$  com potência  $T$ ; (2) O sinal transmitido como aparece na entrada do receptor  $X$ , submetido à restrição de potência  $E[|X|^2] \leq P$ ; (3) O sinal de interferência aditiva  $S$  de potência arbitrária conhecida de forma não causal para o transmissor, mas não conhecida no receptor. Ou seja, a saída do canal (ou a entrada do receptor) é definida como:

$$Y = X + S + N, \quad E[|X|^2] \leq P, \quad N \sim \mathcal{N}(0, T). \quad (4)$$

Mostrou-se que a capacidade deste canal é a mesma do canal livre de interferência. Ou seja, como se a interferência, representada neste caso por  $S$  para qualquer que seja sua potência, fosse nula. Mas, submetida à condição que o transmissor conheça, de forma não causal, esta interferência. Ou seja, evidenciou que a capacidade deste canal é

$$C = \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{P}{T} \right). \quad (6)$$

Srinivasa e Jafar (SRINIVASA; JAFAR, 2007), assim como Hossain *et al* (HOSSAIN *et al.*, 2009) demonstraram que o modelo *overlay* supera em capacidade o modelo *interweave*. O modelo *underlay* permite transmissão simultânea com o usuário primário desde que o desempenho do primário não seja afetado. Por isso, é de se esperar que a capacidade do modelo *underlay* também seja superior ao modelo *interweave*. Comparações de capacidade entre os modelos *underlay* e *overlay* são dependentes da topologia utilizada para caracterizar o canal empregado para cada um. O modelo *interweave* é a base pela qual o conceito de rádio cognitivo originalmente foi apresentado. Neste caso, a inteligência foi aplicada na determinação precisa dos buracos brancos pelos dispositivos cognitivos. Já os outros modelos apresentam idéias que não são originalmente de rádio cognitivo, mas agregam o que tem de mais avançado em conceitos de comunicações sem fio como códigos de canal, formatação inteligente de feixe de antenas, técnicas de cancelamento de interferência, entre outros.

É importante enfatizar a potencialidade destes modelos em endereçar a escassez do espectro de frequências. Por isso, nesta tese, investigou-se a aplicação dos dois modelos mais promissores em ganhos de capacidade para comunicações sem fio que são os modelos *overlay* e *underlay*. No caso do modelo *overlay*, foi utilizada uma rede WMN que permite transmissões em múltiplos saltos e, por isso, padece de interferência mútua entre os nós, o que degrada sobremaneira a capacidade desta rede. Com o emprego das técnicas mostradas no modelo *overlay* conseguiu-se introduzir transmissões simultâneas dentro da mesma região de interferência gerada por uma transmissão em salto. Com isso, agilizou-se a entrega dos pacotes entre a fonte e o

destino de modo que a capacidade fim a fim da cadeia fosse aumentada.

No caso do modelo *underlay*, introduziu-se a possibilidade de operação de uma rede secundária do tipo fixo-móvel, na mesma região e utilizando uma parte da banda de frequências do sistema primário. Neste caso, não obtem-se ganhos de capacidade para a rede primária, mas possibilita-se a introdução de uma nova rede, com ganhos de capacidade próximos à de uma rede livre de interferência externa, o que poderia ser visto como um ganho espectral para o próprio operador da rede primária, se a iniciativa da rede secundária fosse sua.



### 3 MODELO OVERLAY PADRÃO E ESTENDIDO COM MÚLTIPLOS SECUNDÁRIOS APLICADO EM REDES DE MALHA SEM FIO

#### 3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo abordaremos a aplicação do modelo *overlay* de rádios cognitivos para melhorar a capacidade de uma rede WMN que utiliza transmissões com múltiplos saltos. Em primeiro lugar, será mostrada a aplicação direta do modelo *overlay* apresentado por Jovicic (JOVICIC; VISWANATH, 2009) caracterizado por apenas um usuário secundário. Em seguida, será apresentado o desenvolvimento deste modelo que permite múltiplos usuários secundários que representa uma das principais contribuições desta tese, além dos ganhos obtidos de suas aplicações.

As redes sem fio que possibilitam transmissões em múltiplos saltos enfrentam um problema sério de capacidade porque, durante uma transmissão entre dois nós, uma região de interferência é criada de modo que impossibilita outras transmissões nesta região e, por isso, será mostrado adiante, que a capacidade da rede diminui com o aumento de usuários.

As redes WMNs foram escolhidas como destino de aplicação do modelo *overlay* por duas razões fundamentais. A primeira, por causa do problema crítico destas redes em relação à capacidade, onde a proposta de rádio cognitivo no modelo *overlay* possibilita a transmissão de mais de um nó na mesma região de interferência. A outra, é que um dos grandes desafios de aplicação prática do modelo *overlay* é a necessidade de que o usuário secundário tenha a informação *a priori* da mensagem a ser transmitida pelo usuário primário, o que é naturalmente resolvida em aplicações de transmissões com múltiplos saltos.

Diferentemente da idéia original de rádios cognitivos onde o usuário ou sistema secundário opera explorando as oportunidades apresentadas pelos usuários, ou sistema primário, que entende-se serem sistemas independentes, a aplicação do modelo *overlay* em uma rede WMN como proposto aqui, considera que todos os usuários tem habilidade cognitiva e fazem parte de um mesmo sistema, ora um dispositivo atua como usuário primário, ora atua como usuário secundário.

A necessidade de estender o modelo *overlay* original de rádios cognitivos para suportar múltiplos secundários nasceu após termos verificado o potencial de ganhos ainda maiores quando o modelo original foi aplicado a uma WMN. Isso será melhor esclarecido ao longo do capítulo.

### 3.2 WMN

As WMNs são vistas como uma opção para a solução de algumas das limitações e para a melhora do desempenho de redes *ad hoc*, redes locais sem fio, redes locais pessoais sem fio e redes metropolitanas sem fio (AKYILDIZ; WANG; WANG, 2005). De acordo com sua arquitetura, WMNs podem ser classificadas entre uma rede com estrutura e uma rede sem estrutura ou *ad hoc*. De um lado, cada usuário acessa um *gateway* de modo a estabelecer uma comunicação com a rede. De outro lado, cada nó ou usuário pode alcançar seu destino diretamente, desde que esteja dentro da sua área de transmissão, ou atingí-lo via saltos de transmissão através dos nós adjacentes com função de roteador. Nas WMNs, cada usuário ou nó pode operar tanto como um *host* ou como um roteador sem fio, transmitindo pacotes de outros nós de modo que estes pacotes possam alcançar um *gateway* que não tem o nó originador dentro da sua área de cobertura.

As WMNs apresentam um conjunto de facilidades que as tornam um modelo interessante para redes futuras. Algumas delas referem-se aos investimentos reduzidos para implantar uma rede nova e fazê-la crescer, porque a rede pode ser instalada e incrementada aos poucos. Os *gateways* podem ser adicionados conforme a necessidade de tráfego demandada pelos usuários. A confiabilidade é melhorada também, uma vez que a estrutura em malha da rede possibilita múltiplos caminhos para cada nó. Se um nó ou um *gateway* falhar, o tráfego é redirecionado para nós e *gateways* disponíveis. Outra característica interessante das WMNs é o fato que a cobertura da rede aumenta com o número de *gateways* e usuários (JUN; SICHITIU, 2003). Estas facilidades estão catalisando o desenvolvimento de redes celulares com múltiplos saltos com objetivo de melhorar a cobertura, taxa de dados, desempenho de qualidade de serviço em termos de probabilidade de bloqueio de chamada, taxa de erro de bit, e justiça de qualidade de serviço para os usuários (LE; HOSSAIN, 2007).

Diferente das redes *ad hoc*, o padrão de tráfego em uma WMN é essencialmente entre o usuário e um *gateway* (JUN; SICHITIU, 2003). Mesmo assim, há algum tráfego relativo à sinalização entre usuários de modo a permitir as funções de roteamento, configuração e procedimentos de controle, uma vez que uma WMN é considerada uma rede que, dinamicamente, forma-se, reconfigura-se, organiza-se (AKYILDIZ; WANG; WANG, 2005). Usuários podem ser móveis



ou estacionários. Usuários móveis são capazes de descobrir diferentes redes e conectarem-se desde que se percebam dentro da área de cobertura da WMN.

Normalmente, a capacidade das WMNs é obtida com base nos estudos de capacidade de redes *ad hoc* (AKYILDIZ; WANG; WANG, 2005), a qual é afetada por vários fatores como a arquitetura da rede, topologia, padrão de tráfego, densidade de nós, número de canais utilizados por cada nó, nível de potência de transmissão e mobilidade dos nós, etc. Em (GUPTA; KUMAR, 2000), os limites analíticos inferiores e superiores de capacidade são determinados para o caso estacionário. A capacidade em bits por segundo por nó reduz significativamente quando a densidade dos nós aumenta, de tal modo que é  $O(1/\sqrt{K})^1$ , onde  $K$  é o número de nós. Assim, verifica-se que a capacidade tende a zero com o crescimento de usuários o que estabelece um problema importante dessas redes. Em (JUN; SICHITIU, 2003) é demonstrado que a existência de *gateways* nas WMNs introduz gargalos na rede. Devido à presença destes gargalos, a capacidade disponível por nó é apenas  $O(1/K)$ , onde  $K$  é o número de usuários para um *gateway*.

Vale ressaltar que apesar de haver vários estudos relativos à capacidade de redes *ad hoc*, muitas questões ainda estão abertas quando consideradas as diferenças entre WMNs e redes *ad hoc*, tornando difícil adotar as mesmas soluções. Aspectos estes como: uma estratégia para decidir o local ótimo dos *gateways*; uma estratégia de seleção ótima de roteamento; e otimização *cross-layer* para aumentar a capacidade da rede (NANDIRAJU et al., 2007). Prasad (PRASAD, 2008), por exemplo, abre uma nova perspectiva para melhorar o desempenho de redes sem fio para serviços multimídia, caso o conceito de *layerless communications* fosse aplicado, baseado na ruptura do projeto da pilha por camadas para um projeto de coexistência de todas as camadas em um único plano com máxima interação. Mais recentemente, uma nova abordagem de capacidade de redes *ad hoc* empregando característica de rádio cognitivo baseada em transmissão cooperativa foi proposta por Vu, Devroye e Tarokh (VU; DEVROYE; TAROKH, 2008), de maneira que, sob certas condições, a capacidade por nó pode atingir um valor assintoticamente constante mesmo com o crescimento da rede.

Portanto, um dos principais desafios em WMNs é como minimizar a limitação de capacidade da rede e é o problema a ser endereçado neste capítulo.

---

<sup>1</sup> $O(x)$  refere-se à *notação assintótica*, ou *Grande-O* e é definida como  $O(x) = cA(x)$ , onde  $c$  é qualquer constante e  $A(x)$  é o valor absoluto que pode representar qualquer valor menor ou igual a  $x$

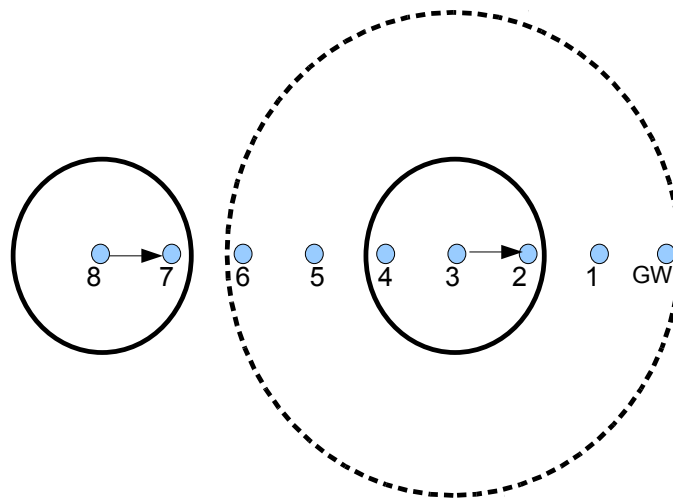
### 3.3 CAPACIDADE DE UMA WMN SIMPLES

Considerando-se que uma WMN consiste de uma cadeia de nós. É assumido que somente um nó em uma determinada região (região de interferência) transmite por vez (assumindo uma única frequência por canal e sem o uso de técnicas de múltiplo acesso por divisão de código). A Figura 4 mostra um exemplo do modelo discreto de interferência considerado. Os círculos formados pelas linhas sólidas limitam a região de transmissão dos nós 3 e 8. O círculo formado pela linha pontilhada limita a região de interferência do nó 3. Nota-se que neste exemplo, o raio da região de interferência é três vezes maior do que o raio da região de transmissão. Neste modelo, é assumido que se o receptor estiver mais próximo do transmissor do que o raio de transmissão, o receptor desempenhará sua função livre de erro. Além disso, qualquer rádio dentro da região de interferência de um rádio ativo fica proibido de estabelecer uma comunicação, uma vez que sua transmissão afetaria o rádio ativo. Esta premissa estabelece que durante a comunicação dos nós 3 e 2, os nós 6, 5, 4, 1 e o *gateway* estão proibidos de se comunicarem. Apesar de que um modelo de interferência mais realístico seria do tipo contínuo e deveria levar outros fatores relativos ao ambiente de propagação em consideração, seguiremos com o modelo discreto conforme também usados por (LI et al., 2001; JUN; SICHITIU, 2003), dadas sua simplicidade e coerência.

A capacidade da WMN considerada é uma função da extensão da interferência de um nó nos outros nós. O caso onde somente o nó mais distante do *gateway* gera tráfego foi analisado em (LI et al., 2001), enquanto o caso de todos nós gerarem tráfego foi analisado em (JUN; SICHITIU, 2003). A análise neste trabalho baseia-se na apresentada em (LI et al., 2001), uma vez que é considerado que apenas um nó (ou poucos nós) gera tráfego. Por exemplo, suponha que o nó 8 na Figura 4 gera tráfego, que o raio de transmissão é a distância de uma unidade (salto) quando transmitindo com a potência máxima, e que o raio de interferência é o mesmo. Uma vez que os nós não podem transmitir e receber ao mesmo tempo, em (LI et al., 2001) é mostrado que a capacidade da rede seria igual a  $B/3$ , onde  $B$  é a capacidade da comunicação ponto a ponto entre nós.

O caso do tráfego vir do *gateway* para os nós pode ser analisado da mesma maneira. A generalização do caso de todos os nós gerarem tráfego pode ser feita analisando cada nó separadamente.

De acordo com Jun (JUN, 2002), num cenário mais realístico, o raio de interferência será, tipicamente, mais do que duas vezes o raio de transmissão. Na verdade, a Tabela 1 mostra a razão sinal interferência (SIR) como uma função do raio de interferência e do expoente



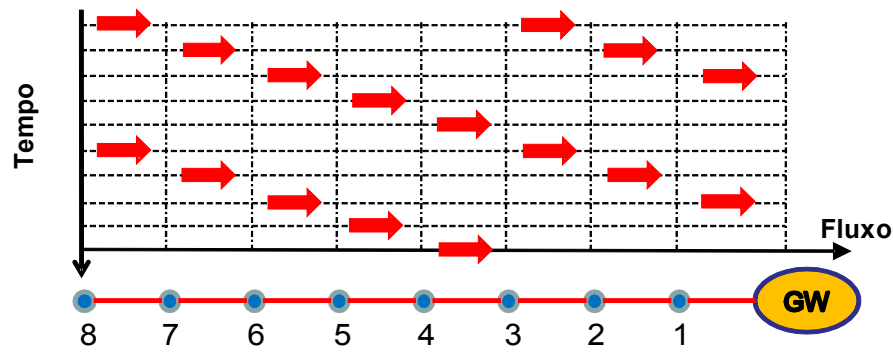
**Figura 4: Exemplo de modelo discreto da região de interferência usado neste trabalho.**

**Tabela 1: Razão sinal interferência como uma função do expoente de perda de percurso e a extensão do raio de interferência em unidades do raio de transmissão (Tx)**

Perda de Percurso Expoente	Extensão do Raio de Interferência		
	1 × Raio Tx	2 × Raio Tx	3 × Raio Tx
2	0 dB	6 dB	9.5 dB
3	0 dB	9 dB	14.3 dB
4	0 dB	12 dB	19.1 dB

de perda de percurso (RAPPAPORT, 2002). Na tabela, o raio de interferência é representado em unidades do raio de transmissão, enquanto que os valores de SIR são calculados para os extremos das regiões de transmissão e interferência. Da tabela, verifica-se que se considerarmos o raio de interferência igual ao raio de transmissão, então os receptores experimentarão uma SIR de 0 dB, o que é consideravelmente baixo devido aos altos níveis de interferência. No caso do raio de interferência ser duas vezes o raio de transmissão, para um expoente de perda de percurso de 2 e 3, tipicamente de ambientes abertos e suburbanos (RAPPAPORT, 2002), a SIR está abaixo de 10 dB, o que ainda não é desprezível. Somente para um raio de interferência definido como três vezes o raio de transmissão é que a SIR assume valores altos para todos os expoentes de perda de percurso. Portanto, é razoável considerar que o raio de interferência seja maior do que duas vezes o raio de transmissão.

Devido aos resultados apresentados na Tabela 1, de agora em diante, será considerado que o raio de interferência é três vezes o raio de transmissão, como no caso da Figura 4. A Figura 5 mostra um esquema de transmissão ótimo para este caso. Na Figura, as setas representam os links ativos num determinado tempo. Além disso, pode-se ver que transmissões subsequentes de cada nó ocorrem somente a cada cinco transmissões. Portanto, a capacidade da WMN na



**Figura 5:** Exemplo de uma WMN composta de uma cadeia de nós e um *gateway*. As setas representam os links que estão transmitindo a cada momento. O raio de interferência é três vezes o raio de transmissão.

Figura 5 é igual a  $B/5$ .

Em cenários práticos, usando rádios e protocolos reais, a capacidade seria ainda menor (LI et al., 2001). Entretanto, uma vez que estamos discutindo um novo esquema teórico de transmissões para WMNs, o qual não se baseia em nenhum padrão de comunicação sem fio, focamos no caso simplificado de protocolos ideais <sup>2</sup>.

### 3.4 RÁDIO COGNITIVO E WMNS

Um dos principais desafios na aplicação prática do modelo rádio cognitivo *overlay* é a premissa que o transmissor secundário deve conhecer a mensagem do usuário primário antes do transmissor primário iniciar a transmissão (JOVICIC; VISWANATH, 2009). Se o transmissor secundário não tem esta informação *a priori* (não causal), é possível obtê-la de forma causal, se a capacidade do canal entre ambos transmissores for muito maior do que a capacidade do canal entre o transmissor e o receptor primários (SRINIVASA; JAFAR, 2007). Na prática, isso é difícil de implementar e demanda que os transmissores estejam próximos um do outro.

Entretanto, considere o caso de uma WMN onde o nó intermediário está repassando a mensagem para o próximo nó a caminho do *gateway*. O nó fonte, ou o nó que repassou a mesma mensagem no início da cadeia de saltos, sabe o que está para ser transmitido pelo nó intermediário. Portanto, pode ser visto como um transmissor secundário no modelo rádio cognitivo *overlay*, enquanto o nó intermediário seria o transmissor primário. Devido a esta particularidade da topologia de uma WMN, e supondo sincronização perfeita, a questão do conhecimento não causal da mensagem do transmissor primário é resolvida.

<sup>2</sup>Um bom ponto de partida para projetar um protocolo MAC real para o método proposto neste trabalho é o esquema introduzido em (BOPPANA; SIVAKUMAR; SHEA, 2007).

Em um cenário rádio cognitivo o transmissor primário deveria transmitir com a mesma taxa caso o transmissor secundário não estivesse presente. Aqui, por uma questão de justiça para com todos os nós da rede, temos interesse que as taxas dos transmissores primários e secundários sejam iguais. Neste ponto passamos a considerar o modelo de canal com interferência com conjuntos de mensagem degradadas (IC-DMS) conforme discutido em (JOVICIC; VISWANATH, 2009), e o qual é a base para encontrar o resultado exibido em (2). As regiões de taxas atingíveis para este canal, a taxa do transmissor primário  $R_P$  e a taxa do transmissor secundário  $R_S$ , são dadas por (JOVICIC; VISWANATH, 2009):

$$0 \leq R_P \leq \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{(\sqrt{P_P} + a\sqrt{\alpha P_S})^2}{1 + a^2(1 - \alpha)P_S} \right), \quad (7)$$

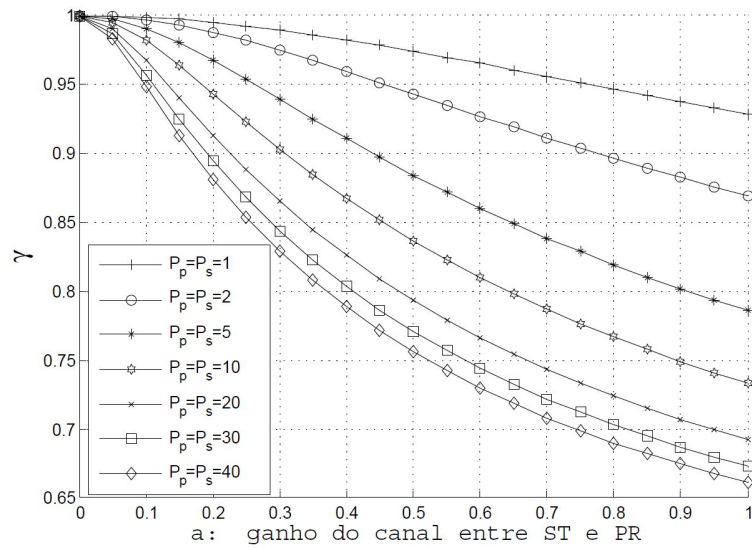
$$0 \leq R_S \leq \frac{1}{2} \log_2 (1 + (1 - \alpha)P_S). \quad (8)$$

Recordamos que  $P_P$  e  $P_S$  são as potências do transmissor primário e secundário, respectivamente, considerando o modelo normalizado para canais com ganhos  $(1; a; b; 1)$  conforme a Figura 3,  $a \leq 1$  e  $\alpha \in [0, 1]$  significando a proporção da potência despendida pelo secundário para assistir à comunicação do par primário. Se  $\alpha = 0$ , nenhuma assistência é oferecida. Ao contrário, se  $\alpha = 1$ , toda a potência do transmissor secundário é empregada para assistir à comunicação do par primário. A variável  $a$  representa o ganho do canal entre o transmissor secundário e o receptor primário. A restrição para que  $a \leq 1$  no modelo em (JOVICIC; VISWANATH, 2009) significa que o sistema é afetado por baixa interferência.

Assim, procuramos por valores de  $\alpha$  que garantam  $R_P = R_S$  para um dado valor de  $a$ ,  $P_P$  e  $P_S$ . Neste caso, e para  $a \neq 0$ ,  $R_P$  será menor que a taxa que o primário poderia atingir sem a presença do secundário. Seja  $B$  a taxa original do usuário primário. Pares de taxas idênticas  $R_P = R_S = \gamma B$ , onde  $0 < \gamma < 1$ , podem ser encontradas. O valor específico de  $\gamma$  é função de  $P_P$ ,  $P_S$  e  $a$ .

A Figura 6 mostra os valores que  $\gamma$  assume para  $a$  variando de 0 a 1 e para valores de  $P_P = P_S \in \{1, 2, 5, 10, 20, 30, 40\}$ . Da Figura podemos ver que  $\gamma$  diminui com o aumento de  $a$  e com o aumento da potência de transmissão. Este resultado pode ser justificado tanto com o aumento de  $a$  como com o aumento da potência, pois, aumenta-se também a interferência provocada pelo secundário no primário. Portanto, mais potência do secundário terá que ser deslocada para cancelar o efeito desta interferência no primário e, conseqüentemente, menos potência poderá ser usada para sua própria comunicação, diminuindo a taxa atingida pelo par.

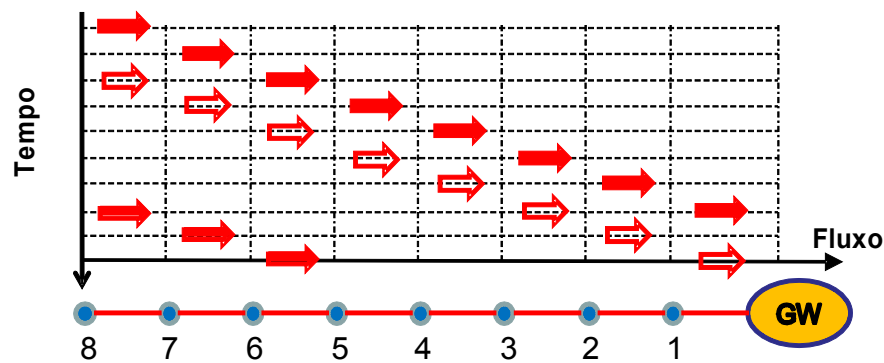
Entretanto, no cenário considerado nesta tese, faz mais sentido supor o caso onde a comuni-



**Figura 6:** Fator  $\gamma$  em função de  $a$  (ganho do canal entre  $ST$  e  $PR$ ) e de  $P_p = P_s$ .

cação secundária interfere pouco. Em uma WMN, é justo considerar que o receptor primário e o transmissor secundário não estarão muito próximos, uma vez que eles encontram, pelo menos, um nó entre eles. Suponha um modelo de perda de percurso log-distância (RAPPAPORT, 2002) com expoente entre 3 e 4, a atenuação do canal entre  $PT$  e  $PR$  igual a 1, e a distância entre  $ST$  e  $PR$  é três vezes maior do que a distância entre  $PT$  e  $PR$ . Neste caso, é justo dizer que  $a$  será pequeno (entre 0,1 e 0,2). Com base neste argumento, deste ponto em diante consideramos que  $a = 0,2$ . Observando a Figura 6 podemos dizer que neste caso mesmo para altos valores de  $P_p = P_s$ ,  $\gamma$  é pelo menos próximo de 0,9. Além disso, nos resultados a serem apresentados na próxima seção consideraremos que  $P_p = P_s = 10$ , o que corresponde a uma relação sinal ruído de 10 dB vista tanto por  $SR$  como por  $PR$ . Neste caso,  $\gamma = 0,95$ . Então, duas transmissões com taxas instantâneas  $0,95B$  bps poderão ocorrer numa determinada região de interferência, onde antes somente uma transmissão com uma taxa instantânea de  $B$  bps poderia.

Isto significa praticamente dobrar a capacidade de comunicação dentro da região de interferência. Entretanto, a transmissão do secundário aumenta a região de interferência e pode coibir uma nova transmissão nas proximidades externas à região de interferência anterior. Isto ocorre porque a nova região de interferência agora é formada pela união das regiões de interferência do transmissor primário e secundário. Por isso, o ganho pode variar para diferentes topologias de rede e padrões de tráfego. Este é o motivo que nos leva a avaliar o ganho de capacidade em topologias regulares distintas.



**Figura 7:** Exemplo de uma WMN composta de uma cadeia de nós e um *gateway*. Os nós comunicam-se com seus vizinhos conforme o modelo rádio cognitivo *overlay*. As transmissões representadas pelas setas sólidas são consideradas transmissões primárias. As setas vazadas representam as transmissões secundárias.

### 3.5 RESULTADOS NUMÉRICOS DO MODELO PADRÃO *OVERLAY* EM UMA WMN

De modo a investigar o efeito de empregar o modelo rádio cognitivo *overlay* (JOVICIC; VISWANATH, 2009) em uma WMN, a princípio, será considerada a mesma WMN simples composta por uma cadeia de nós mostrada na Figura 5.

Neste caso, considerando o modelo rádio cognitivo, a segunda transmissão do nó 8 para o nó 7 pode ocorrer no mesmo período de tempo em que o nó 6 está repassando para o nó 5 a mensagem previamente enviada pelo nó 8. A segunda transmissão do nó 8 para o nó 7 será vista como uma transmissão secundária relativa à primeira transmissão do nó 6 para o nó 5, que neste caso será a transmissão primária. Nota-se que na Figura 5 a segunda transmissão do nó 8 ocorre somente durante a primeira transmissão do nó 3 para o nó 2, restrição esta imposta pela região de interferência. Generalizando este exemplo, tem-se o esquema de transmissão mostrado na Figura 7. As transmissões representadas pelas setas sólidas são consideradas transmissões primárias relativas ao modelo rádio cognitivo. As setas vazadas representam as transmissões secundárias que podem ocorrer na região de interferência do par primário uma vez que a mensagem do transmissor primário é conhecida pelo transmissor secundário.

Comparando as Figuras 5 e 7 pode-se esperar que, usando o modelo rádio cognitivo, a capacidade da rede aumentará. Levando em consideração a mesma definição para o raio de interferência (três vezes o raio de transmissão), a capacidade da rede da Figura 5 é de  $B/5$ . Ou seja, o *gateway* recebe um pacote a cada 5 transmissões da cadeia. Já a rede da Figura 7, considerando  $\gamma = 0,95$  ( $a = 0,2$ ,  $P_p = P_s = 10$ ), pode-se mostrar que a nova capacidade da rede é  $1,9B/7$ . Ou seja, o *gateway* recebe um pacote numa sequência, ora com intervalo de dois, ora

com intervalo de cinco períodos de transmissão. Mas agora, o período de transmissão é superior devido à diminuição da taxa de transmissão do sistema que é  $\gamma B$ . Então, o gateway percebe as chegadas dos pacotes, em média, a cada  $7/2$  intervalos de transmissão com uma taxa de  $\gamma B$ . Deste modo, a capacidade média do sistema é  $2\gamma B/7$ . Em outras palavras, há um aumento de 36% quando comparado com a capacidade da WMN sem o emprego do modelo rádio cognitivo *overlay* (que era de  $B/5$  apenas).

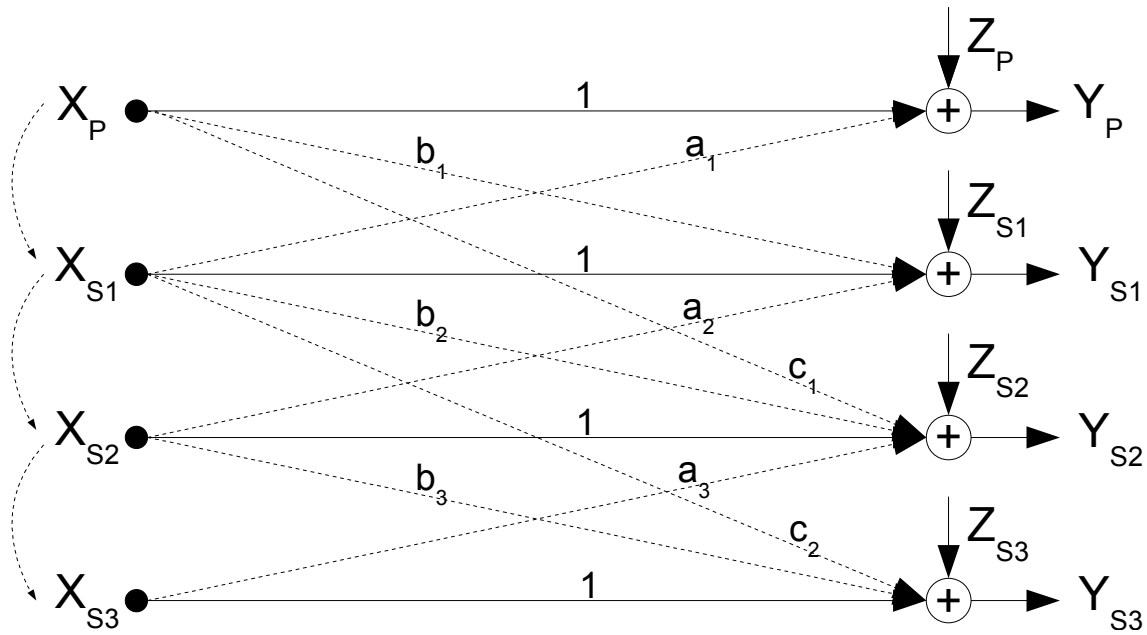
Analisando a Figura 7, e questionando qual seria o melhor esquema de transmissão nesta cadeia de nós do ponto de vista de se ter a maior capacidade possível, verifica-se que, numa condição limite sem que a interferência degradasse a comunicação entre os nós, poderíamos ter todos nós ativos seja no papel de transmissor ou receptor. Ou seja, enquanto o nó 8 transmite para o nó 7, o nó 6 transmite para o nó 5, o nó 4 transmite para o nó 3 e o nó 2 transmite para o nó 1. Esta proposta poderia ser atendida com o modelo *overlay* de rádio cognitivo se permitíssemos a operação de múltiplos secundários. Ou seja, é como se pudéssemos operar como na Figura 7 com mais secundários e este último considerando as transmissões adiante como usuários primários. Se isso fosse possível, a capacidade desta rede seria de  $B/2$ , superando até a capacidade da rede quando considera-se que o raio de interferência é igual ao raio de transmissão onde a capacidade é  $B/3$ .

Esta análise motivou o autor a desenvolver o modelo *overlay* de rádio cognitivo de modo a suportar uma operação com múltiplos secundários, tema da seção seguinte.

### 3.6 MODELO *OVERLAY* DE RÁDIOS COGNITIVOS COM MÚLTIPLOS SECUNDÁRIOS

Tendo em mente a aplicação do modelo *overlay* de rádios cognitivos em transmissões com múltiplos saltos, estamos interessados em estender este modelo para mais do que apenas um secundário. Assim, considere agora o modelo ilustrado na Figura 8 com três secundários, onde  $m_P$ ,  $m_{S1}$ ,  $m_{S2}$ , e  $m_{S3}$  são as mensagens a serem transmitidas pelo primário, o primeiro, o segundo e o terceiro secundários, respectivamente. O diagrama apresentado na Figura 8 considera que o raio de interferência é três vezes o raio de transmissão, e que a topologia da rede é em cadeia linear de nós como mostrado na Figura 4. Portanto, alguns dos ganhos dos canais serão zero e estão excluídos da Figura. Por exemplo, o ganho do canal entre o transmissor do segundo secundário (que transmite  $X_{S2}$ ) e o receptor do primário (que recebe  $Y_P$ ) é considerado zero porque na cadeia linear a distância entre eles é quatro vezes a distância entre nós. Portanto, obedecendo a premissa do raio de transmissão e interferência, não há interferência para distâncias acima de três vezes o raio de transmissão.





**Figura 8: Modelo *Overlay* de rádios cognitivos com três secundários**

A seguir, determinamos limites de capacidade para este novo modelo, seguindo os passos usados em (JOVICIC; VISWANATH, 2009) para derivar os resultados de capacidade do modelo *overlay* de rádio cognitivo padrão. É assumido sincronização perfeita e que todos os coeficientes do canal são conhecidos.

Os codificadores e decodificadores de cada par de transmissor e receptor devem trabalhar com uma seqüência de códigos aleatórios de modo que a média da probabilidade de erro tenda a zero ao passo que  $n \rightarrow \infty$ , onde  $n$  é o comprimento da palavra código. Estes codificadores e decodificadores são definidos como:

- $\mathcal{E}_P^n$ : Dado  $m_P \in \{1, 2, \dots, 2^{nR_P}\}$ , gera a palavra código  $X_P \in \mathbb{R}^n$  através da escolha das coordenadas i.i.d. de acordo com uma distribuição Gaussiana com média zero e variância  $P_P$ ,  $\mathcal{N}(0, P_P)$ .
- $\mathcal{E}_{S1}^n$ : Uma vez que o primeiro secundário conhece  $m_P$  e a definição de  $\mathcal{E}_P^n$ , pode-se construir  $X_P$  e então aplicar uma codificação superposta definida como

$$X_{S1} = \hat{X}_{S1} + \sqrt{\frac{\alpha_1 P_{S1}}{P_P}} X_P,$$

onde  $\alpha_1 \in [0, 1]$  e representa a parte de potência que o primeiro usuário secundário usa para assistir ao receptor primário, e  $P_{S1}$  é a potência de transmissão do primeiro secundário. A palavra código  $\hat{X}_{S1}$  é o resultado de codificar a mensagem  $m_{S1} \in \{1, 2, \dots, 2^{nR_{S1}}\}$ ,

e é gerada por codificação *dirty paper* tratando  $\left(b_1 + \sqrt{\frac{\alpha_1 P_{S1}}{P_P}}\right) X_P$  como interferência conhecida de modo não causal, e que afetará o primeiro receptor secundário na presença de ruído  $\mathcal{N}(0, 1)$ .

- $\mathcal{E}_{S2}^n$ : Uma vez que o segundo secundário conhece  $m_P$ ,  $\mathcal{E}_P^n$ ,  $m_{S1}$ , assim como  $\mathcal{E}_{S1}^n$ , pode-se construir  $X_P$ ,  $\hat{X}_{S1}$  e, portanto,  $X_{S1}$ . Desta forma, aplica-se uma codificação superposta definida como

$$X_{S2} = \hat{X}_{S2} + \sqrt{\frac{\alpha_2 P_{S2}}{P_{S1}}} X_{S1},$$

onde  $P_{S2}$  é a potência total do segundo rádio cognitivo secundário,  $\alpha_2 \in [0, 1]$  representa a parte da potência que o segundo secundário usa para assistir ao primeiro receptor secundário (implementado para compensar a interferência que ele causa no primeiro receptor secundário). Note que a reconstrução de  $\hat{X}_{S1}$  é possível graças ao conhecimento, *a priori* das mensagens  $m_P$  e  $m_{S1}$  e das regras da codificação *dirty paper* que são comuns à todos os codificadores. A palavra código  $\hat{X}_{S2}$  é o resultado da codificação de  $m_{S2} \in \{1, 2, \dots, 2^{nR_{S2}}\}$  e é gerada por codificação *dirty paper* considerando

$$\left[ \left( b_2 + \sqrt{\frac{\alpha_2 P_{S2}}{P_{S1}}} \right) X_{S1} + c_1 X_P \right]$$

como interferência conhecida de modo não causal, e que afetará o segundo receptor secundário na presença de ruído  $\mathcal{N}(0, 1)$ .

- $\mathcal{E}_{S3}^n$ : Uma vez que o terceiro secundário conhece  $m_P$ ,  $\mathcal{E}_P^n$ ,  $m_{S1}$ ,  $\mathcal{E}_{S1}^n$ ,  $m_{S2}$ , assim como  $\mathcal{E}_{S2}^n$ , pode-se construir  $X_P$ ,  $\hat{X}_{S1}$ ,  $X_{S1}$ ,  $\hat{X}_{S2}$  e, portanto,  $X_{S2}$ . Desta forma, obtém-se  $X_{S3}$  aplicando uma codificação superposta definida como

$$X_{S3} = \hat{X}_{S3} + \sqrt{\frac{\alpha_3 P_{S3}}{P_{S2}}} X_{S2},$$

onde  $P_{S3}$  é a potência total do terceiro rádio cognitivo secundário,  $\alpha_3 \in [0, 1]$  representa a parte da potência que o terceiro secundário usa para assistir ao segundo receptor secundário (implementado para compensar a interferência que ele causa no segundo receptor secundário). A palavra código  $\hat{X}_{S3}$  é o resultado da codificação  $m_{S3} \in \{1, 2, \dots, 2^{nR_{S3}}\}$  e é gerada por codificação *dirty paper* considerando

$$\left[ \left( b_3 + \sqrt{\frac{\alpha_3 P_{S3}}{P_{S2}}} \right) X_{S2} + c_2 X_{S1} \right]$$

como interferência conhecida de modo não causal, e que afetará o terceiro receptor secundário na presença de ruído  $\mathcal{N}(0, 1)$ .

- $\mathcal{D}_P$ : Decodificador ótimo para o canal AWGN.

- $\mathcal{D}_{Sk}$ : Decodificador *dirty paper*<sup>3</sup> tendo conhecimento do codificador  $\mathcal{E}_{Sk}$ , onde  $k \in \{1, 2, 3\}$ .

Embasados na definição acima, podemos escrever as taxas atingíveis do receptor primário como:

$$R_P < \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{(\sqrt{P_P} + a_1 \sqrt{\alpha_1 P_{S1}})^2}{1 + a_1^2 (1 - \alpha_1) P_{S1}} \right), \quad (9)$$

enquanto as taxas atingíveis dos secundários na Figura 8 são:

$$R_{S1} < \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{(\sqrt{(1 - \alpha_1) P_{S1}} + a_2 \sqrt{\alpha_2 P_{S2}})^2}{1 + a_2^2 (1 - \alpha_2) P_{S2}} \right), \quad (10)$$

$$R_{S2} < \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{(\sqrt{(1 - \alpha_2) P_{S2}} + a_3 \sqrt{\alpha_3 P_{S3}})^2}{1 + a_3^2 (1 - \alpha_3) P_{S3}} \right), \quad (11)$$

$$R_{S3} < \frac{1}{2} \log_2 (1 + (1 - \alpha_3) P_{S3}). \quad (12)$$

A Equação (9) permanece a mesma do modelo padrão porque o segundo transmissor secundário não interfere no receptor primário. As Equações (10) e (11) mostram a influência positiva da assistência oferecida pelo segundo e o terceiro transmissores secundários no primeiro e segundo receptores secundários respectivamente.

O caso de o último secundário ser diferente dos outros secundários deve-se ao fato que não há nenhuma assistência à sua comunicação. Em outras palavras, o último secundário aplica uma parte de sua potência para assistir ao secundário predecessor e não recebe nenhuma assistência.

A diferença no codificador neste modelo em relação ao modelo original está na codificação *dirty paper* devido ao fato que o transmissor deve proteger o receptor de duas interferências conhecidas, ao invés de uma como no modelo padrão. No caso da codificação feita no segundo transmissor secundário, este deve proteger o segundo receptor secundário de interferências vindas do transmissor primário e do primeiro transmissor secundário. De acordo com (COSTA, 1983), isto pode ser feito desde que a palavra código  $\hat{X}_{S2}$  tenha a mesma distribuição Gaussiana e seja independente em relação à interferência. Neste modelo, a interferência a ser resolvida é formada por duas componentes  $X_{S1}$  e  $X_P$  que tem distribuição Gaussiana e são independentes. Ou seja,  $\hat{X}_{S2}$ ,  $X_{S1}$  e  $X_P$  são i.i.d. Gaussianas, logo a interferência resultante também é Gaus-

<sup>3</sup>Devido à topologia seqüencial deste exemplo, onde o receptor  $Y_{Sk}$  tem um conhecimento a priori da mensagem a ser transmitida pelo transmissor  $X_{S(k-1)}$ , e a informação perfeita do estado do canal é disseminada através da rede, então a codificação por *dirty paper* neste contexto pode ser substituída por cancelamento de interferência.

siana e independente de  $\hat{X}_{S2}$ . Além disso, cada coordenada de  $\hat{X}_{S1}$  e  $\hat{X}_{S2}$  é  $\mathcal{N}(0, (1 - \alpha_1)P_{S1})$  e  $\mathcal{N}(0, (1 - \alpha_2)P_{S2})$ , respectivamente. Assim, o segundo receptor secundário pode tratar a interferência como um ruído Gaussiano independente. O mesmo vale para os secundários subsequentes da cadeia de múltiplos secundários.

Além disso, pode-se estender facilmente os resultados de taxas atingíveis para o caso de  $K$  secundários:

$$R_{Sk} < \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{\left( \sqrt{(1 - \alpha_k)P_{Sk}} + a_{k+1} \sqrt{\alpha_{k+1}P_{S(k+1)}} \right)^2}{1 + a_{k+1}^2 (1 - \alpha_{k+1})P_{S(k+1)}} \right), \quad (13)$$

para  $k < K$ , e

$$R_{SK} < \frac{1}{2} \log_2 (1 + (1 - \alpha_K)P_{SK}), \quad (14)$$

enquanto a taxa do receptor primário continua a mesma que a definida na Equação (9).

Assim como no caso do modelo *overlay* padrão, no modelo com múltiplos secundários também é possível achar um valor dos parâmetros  $\alpha_k$  tal que a taxa do primário seja exatamente a mesma de quando os secundários não estavam presentes.

### 3.7 APLICAÇÃO DO MODELO *OVERLAY* DE MÚLTIPLOS RÁDIOS COGNITIVOS EM WMNS

O desafio principal para a aplicação prática do modelo *overlay*, que é o transmissor secundário conhecer a mensagem que será transmitida pelo transmissor primário, continua sendo resolvida no modelo com múltiplos secundários. Pois, o último secundário terá o conhecimento das mensagens transmitidas na sequência da cadeia até o *gateway*.

Num cenário de rádio cognitivo típico, o transmissor primário deve transmitir com a mesma taxa como se o transmissor secundário não estivesse presente. Aqui, mais uma vez por uma questão de justiça, impomos que os transmissores primário e secundário tenham a mesma taxa. Então, procuramos por um conjunto de valores de  $\alpha$ 's nas Equações (9)-(12) que garantam o máximo de  $\min(R_P, R_{S1}, \dots, R_{SK})$  para os outros parâmetros do modelo ( $P_P$ ,  $P_S$  e ganhos do canal). Neste caso, garantimos que os  $K + 1$  transmissores concorrentes operem na taxa ditada por  $\min(R_P, R_{S1}, \dots, R_{SK})$ .

Considere agora o caso específico para  $K = 3$  como mostrado na Figura 8. Se assumimos um cenário simétrico de acordo com a Figura 4 e considerando que os nós 1, 3, 5, 7 estão

**Tabela 2: Parâmetros do modelo considerado**

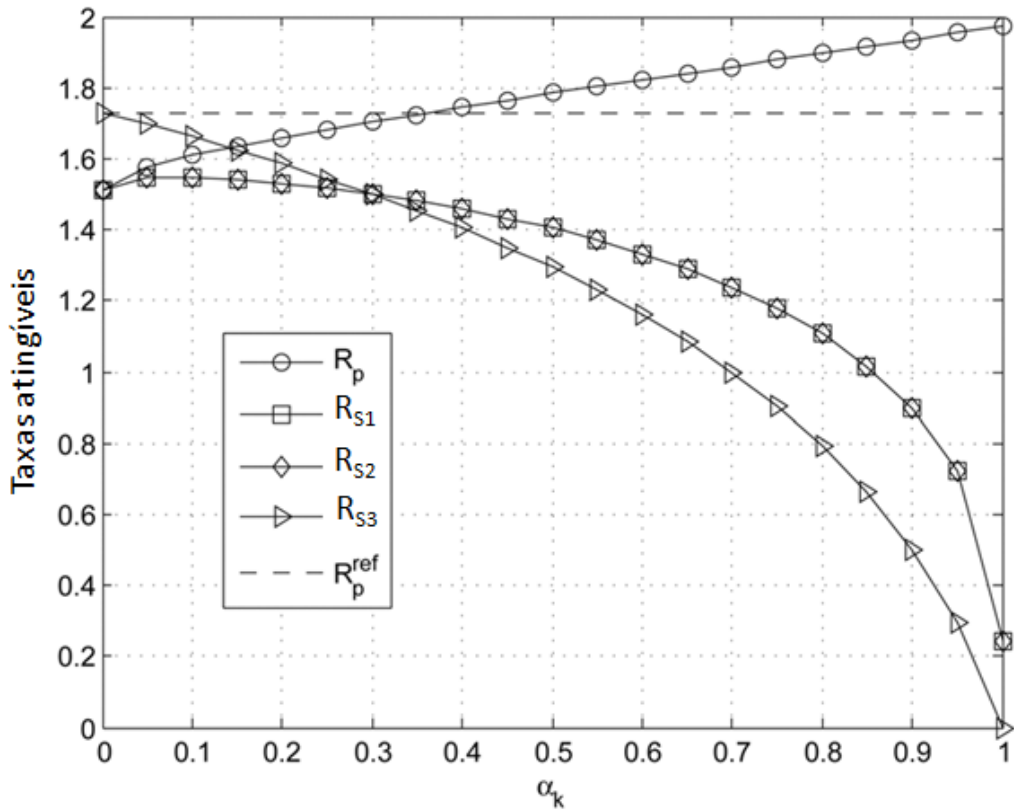
Parâmetros	Valores
$a_1, a_2, a_3$	0,2
$b_1, b_2, b_3$	1
$c_1, c_2$	0,2
$P_P, P_{S1}, P_{S2}, P_{S3}$	10
$\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$	variáveis a serem resolvidas

transmitindo, o nó 1 agindo como transmissor primário e os outros como secundários, neste caso, a distância de dois nós adjacentes é sempre a mesma. Então, os parâmetros  $b_1$ ,  $b_2$  e  $b_3$  podem assumir o valor unitário uma vez que os transmissores estão exatamente no extremo do raio de transmissão dos receptores correspondentes. Pode-se mostrar que  $a_1=a_2=a_3=c_1=c_2$ , uma vez que a distância relativa entre os transmissores e os receptores (relativos a cada parâmetro) são os mesmos. Além disso, de agora em diante, usaremos o símbolo  $d$  para representar todos estes cinco coeficientes. Em cenários práticos de WMNs, é justo assumir valores pequenos para estes parâmetros, uma vez que os links correspondentes devem ter pelo menos um outro link entre eles. Supondo um modelo de perda de percurso log-normal (RAPPAPORT, 2002) com expoente 3, o ganho do canal entre o transmissor primário e o receptor primário sendo 1, e que a distância entre o primeiro transmissor secundário e o receptor primário é três vezes maior que do que a distância entre o transmissor e o receptor primário, então  $d = \sqrt{(\frac{1}{3})^3}$  ou  $d \approx 0,2$ . Assim como utilizado na Seção 3.4, é considerado  $d = 0,2$ , o que significa uma  $SIR \approx 14$  dB. Mais ainda, é considerado que  $P_P = P_{S_k} = 10$ ,  $k = \{1, 2, 3\}$ , para averiguar os resultados numéricos. Portanto, de modo a determinar a máxima taxa atingível para os parâmetros acima, temos que determinar o valor apropriado de  $\alpha_k$ . A Tabela 2 resume as definições feitas acima.

A Figura 9 mostra as taxas atingíveis para o modelo *overlay* de rádios cognitivos com múltiplos secundários mostrados na Figura 8, considerando os parâmetros da Tabela 2. A curva indicada como  $R_P^{ref}$  representa a taxa que o primário atingiria se os secundários não estivessem ativos. Observe na Figura 9 que, para valores de  $\alpha_k > 0,3$  as menores taxas são relativas ao último secundário, enquanto que para valores de  $\alpha_k \leq 0,3$  as taxas mais baixas são relativas aos outros dois secundários. A maior taxa atingível para o sistema é obtida com  $\alpha_k = 0,07$ , para  $k = \{1, 2, 3\}$ . Isto significa que todos os transmissores secundários dedicam 7% de suas potências para auxiliar seus transmissores predecessores<sup>4</sup>.

Além disso, uma vez que forçamos todos os rádios a operarem com a taxa dada por

<sup>4</sup>No processo de otimização, foi permitido que diferentes  $\alpha_k$ 's,  $k = \{1, 2, 3\}$ , assumissem valores distintos. Entretanto, devido à simetria da topologia considerada nos cálculos - distâncias constantes entre nós - o resultado ótimo consiste de valores iguais de  $\alpha$ 's.



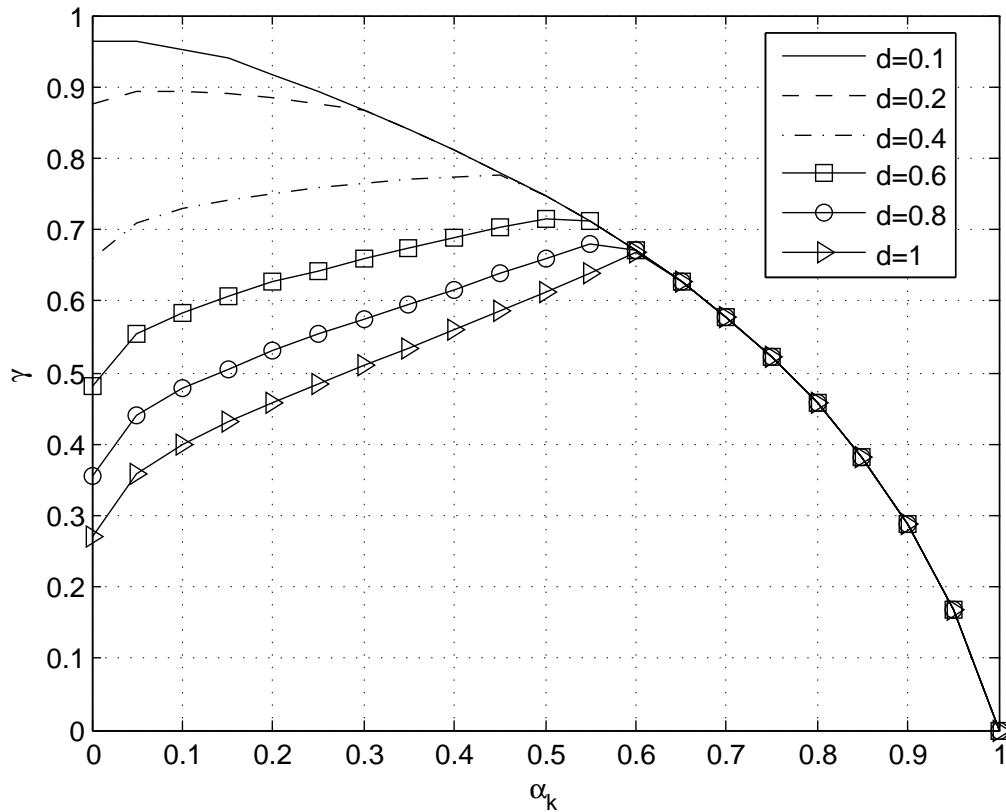
**Figura 9: Taxas atingíveis do modelo *overlay* com múltiplos secundários mostrado na Figura 8.**

$\min(R_P, R_{S1}, \dots, R_{SK})$ , pode-se verificar na Figura 9 que a taxa do primário será menor do que a taxa que o primário experimentaria se os secundários não estivessem ativos. Definimos, então, uma relação entre a máxima taxa atingível e a taxa original do primário  $R_P^{ref} = B$ , como:

$$\gamma = \frac{\min(R_P, R_{S1}, \dots, R_{SK})}{B}, \quad (15)$$

onde  $0 < \gamma < 1$ . A Figura 10 mostra como  $\gamma$  varia em função de  $d$  e  $\alpha_k$ . Considerando  $d = 0,2$ , pode-se ver que o melhor resultado é  $\gamma = 0,89$ . Isto significa que quatro transmissões simultâneas podem ocorrer com 89% da taxa conferida no cenário original onde somente uma ou duas transmissões ocorreriam. Observe que na Figura 5, que remete ao caso sem aplicação do modelo *overlay*, durante as transmissões dos nós 4 e 5, só há uma transmissão na cadeia, ao passo que quando os outros nós transmitem há duas transmissões simultâneas. É importante ressaltar que este mesmo valor de  $\gamma$  seria atingido mesmo se permitíssemos um número maior de secundários. Da Figura 10, também podemos evidenciar que mesmo para uma interferência mais forte ( $d$  aproximando-se de 1) ainda é possível ter valores relativamente altos para  $\gamma$ .

Se a interferência dos secundários em seus predecessores é desprezada e nenhuma assistên-



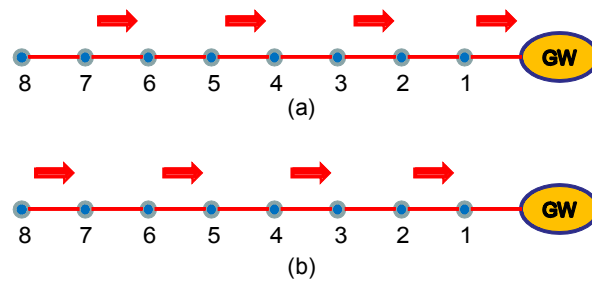
**Figura 10: Parâmetro  $\gamma$  como função de  $d$  e  $\alpha_k$ .**

cia é oferecida, teríamos  $\gamma = 0,87$  e uma SIR de 14 dB. Isto significa que a assistência não é tão importante para o aumento da capacidade para esta rede. Na verdade, a principal interferência vem de cada transmissor mais próximo ao receptor que está no lado esquerdo da cadeia de nós. Estas principais interferências são resolvidas através do emprego de codificação *dirty paper*.

### 3.8 RESULTADOS NUMÉRICOS PARA O MODELO COM MÚLTIPLOS SECUNDÁRIOS

De maneira a investigar o efeito de considerar que os nós numa WMN possam comunicar usando o modelo *overlay* de rádios cognitivos com múltiplos secundários, dois tipos de WMNs serão consideradas. O primeiro é a cadeia de nós mostrada na Figura 4. O segundo tipo é uma generalização do primeiro, um conjunto de topologias regulares.

Nesta seção, consideramos que os nós ativos geram a mesma quantidade de tráfego; cada nó tem um *buffer* infinito para armazenar pacotes e mantém cópias dos pacotes retransmitidos até que o pacote seja entregue no *gateway*, ou que já tenha sido transmitido para algum nó dentro da sua região de interferência; e que  $\gamma = 0,89$  para o caso de múltiplos secundários. Outros parâmetros relacionados com o modelo *overlay* de rádios cognitivos com múltiplos secundários



**Figura 11: Dois esquemas de transmissão possíveis para uma WMN usando múltiplos secundários.**

são como mostrados na Tabela 2. Além disso, foi definido que  $C^{WMN}$  é a capacidade da rede em malha sem fio original,  $C_{over}^{WMN}$  é a capacidade quando empregado o modelo padrão *overlay* de rádios cognitivos. No caso da aplicação padrão, pode-se mostrar que  $\gamma = 0.95$ . Finalmente,  $C_{multi}^{WMN}$  é a capacidade quando o modelo *overlay* de rádios cognitivos com múltiplos secundários é aplicado na comunicação entre os nós.

### 3.8.1 Topologia da Cadeia Simples

Considere uma rede com topologia em cadeia conforme mostrado na Figura 4, onde somente o nó 8 gera tráfego. Aplicamos o modelo *overlay* de rádios cognitivos com múltiplos secundários para comunicação entre nós nesta rede. Neste caso, os dois esquemas de transmissão mostrados na Figura 11 são possíveis. A Tabela 3 lista todas as informações relacionadas às interferências geradas nestes esquemas de transmissão: os nós interferidos; os nós responsáveis para resolver tais interferências; e quais conhecimentos *a priori* o nó precisa ter de modo a resolvê-las. Na tabela,  $m_k$  significa a mensagem que o nó  $k$  transmitirá.

Note que no esquema mostrado na Figura 11-(a), a transmissão do nó 1 para o *gateway* pode ser vista como uma transmissão primária. Simultaneamente, o nó 3 pode transmitir para o nó 2 assumindo o papel do primeiro transmissor secundário, mesmo que os nós 2 e 3 estejam dentro do raio de interferência do nó 1. O nó 5 pode transmitir para o nó 4 e o nó 7 pode transmitir para o nó 6 ao mesmo tempo também, assumindo os papéis do segundo e do terceiro secundário, respectivamente. Uma análise similar pode ser feita para a Figura 11-(b).

Como conseqüência, a capacidade da rede para a cadeia mostrada na Figura 5 atinge  $C_{multi}^{WMN} = \gamma B/2$ . Uma vez assumido que  $\gamma = 0,89$ , isto é um aumento de 123%, já que neste caso, a capacidade da WMN original é  $C^{WMN} = B/5$ . O modelo *overlay* padrão de rádios cognitivos, que usa somente um secundário, melhora a capacidade  $C^{WMN}$  por apenas 36%, uma vez que  $C_{over}^{WMN} = 1,9B/7$ .



Tabela 3: Mapa da interferência para os esquemas da Figura 11.

Esquema	Nó Transmissor	Nó Interferido	Nó para Resolver	<i>A priori</i>
Figura 11-(a)	1	2	3	$m_1$
		4	5	$m_1, m_3$
	3	GW	3	$m_1$
		4	5	$m_1, m_3$
5	6	7	$m_1, m_3, m_5$	
	2	5	$m_1, m_3$	
Figura 11-(b)	2	6	4	$m_2$
		5	6	$m_2, m_4$
	4	1	4	$m_2$
		5	6	$m_2, m_4$
6	7	8	$m_2, m_4, m_6$	
	3	6	$m_2, m_4$	
8	7	8	$m_2, m_4, m_6$	
	5	8	$m_2, m_4, m_6$	

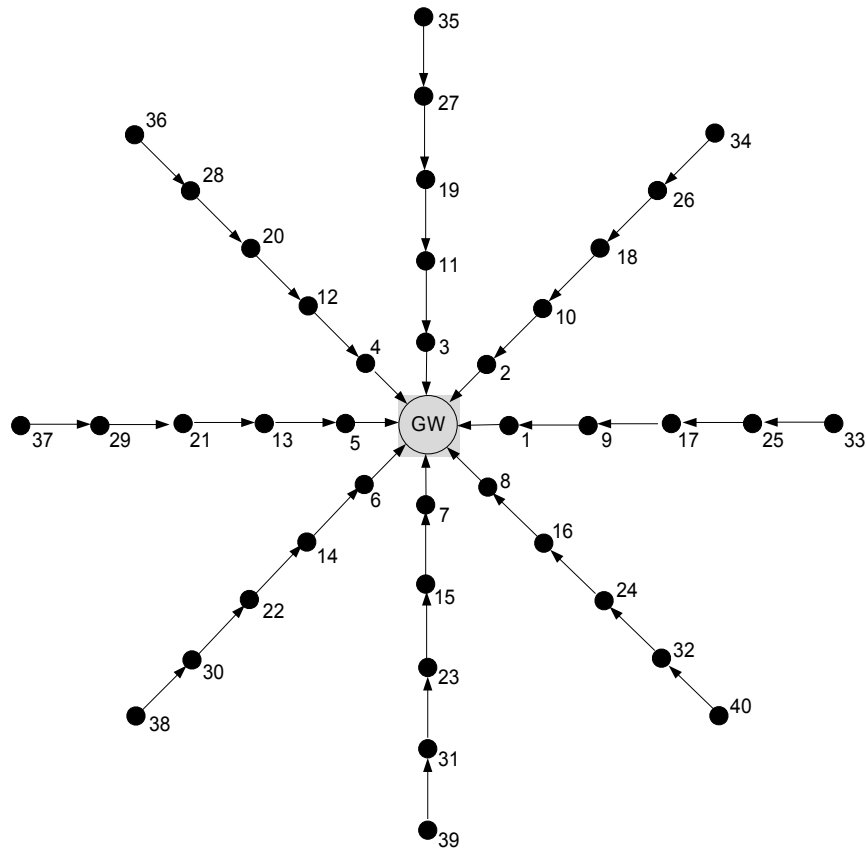
Tabela 4: Aumento de capacidade com os modelos *overlay* padrão e com múltiplos secundários.

Topologia	Nós Ativos	Padrão	Múltiplos
Duas Cadeias	{33, 37}	22%	22%
Quatro Cadeias	{33, 35, 37, 39}	0%	0%
Duas Cadeias Adjacentes	{37, 38}	31%	84%
Três Cadeias Adjacentes	{36, 37, 38}	9%	41%
Uma Cadeia	{37, 29}	35%	110%

### 3.8.2 Topologia Regular

Agora, considere a topologia mostrada na Figura 12. Cinco arranjos diferentes de topologia são analisados com o seguinte conjunto de nós gerando tráfego: {33, 37}, {33, 35, 37, 39}, {37, 38}, {36, 37, 38} e {37, 29}. Portanto, apresentamos uma generalização da topologia anterior, onde agora são consideradas duas cadeias, quatro cadeias, duas e três cadeias adjacentes, e dois nós gerando tráfego na mesma cadeia. A Tabela 4 resume os aumentos de capacidade, relativos à capacidade da rede em malha sem fio original, quando aplicado o modelo *overlay* de rádios cognitivos com múltiplos secundários, e quando aplicado o modelo *overlay* padrão de rádios cognitivos (apenas um secundário).

Pode-se ver na Tabela 4 que a topologia regular com duas cadeias não apresenta um aumento adicional de capacidade quando aplicado o modelo com múltiplos secundários comparando-se com a aplicação do modelo *overlay* padrão de rádios cognitivos. Isto ocorre porque novos



**Figura 12: Topologia WMN regular.**

pacotes já são entregues ao *gateway* a cada dois *slots* de tempo no modelo *overlay* padrão de rádios cognitivos. Efeito similar ocorre para o caso de quatro cadeias conectadas ao *gateway*, onde, mesmo para uma WMN padrão, novos pacotes são entregues para o *gateway* a cada dois *slots* de tempo. Nestes casos, uma possibilidade de aumentar a capacidade seria considerarmos cooperação entre ramos.

No caso de duas e três cadeias adjacentes, há um aumento considerável da capacidade quando múltiplos secundários são usados em comparação com a capacidade original da WMN (aumento de 84% e 41%, respectivamente). Este aumento é, também, consideravelmente maior do que o obtido pelo modelo *overlay* padrão de rádios cognitivos quando aplicado para a comunicação entre nós. Nestes casos, o modelo proposto com múltiplos secundários é bem interessante porque, no caso da rede em malha original, entre todos os cenários possíveis de comunicações, somente os seguintes pares de links podem transmitir ao mesmo tempo:  $\{37 - 29; 36 - 28\}$ ,  $\{37 - 29; 4 - GW\}$ , e  $\{36 - 28; 5 - GW\}$ . Isto significa que o *gateway* recebe um pacote novo a cada quatro *slots* de tempo no esquema de transmissões originais. Com o modelo *overlay* de rádios cognitivos com múltiplos secundários, o *gateway* recebe um pacote novo a cada dois *slots* de tempo (com taxa reduzida  $\gamma B$ ).

Os resultados acima relacionados com as cadeias adjacentes sugerem que o modelo proposto é apropriado para WMNs projetadas com antenas setorizadas. Neste caso, todos os usuários, servidos através de uma antena setorizada, estariam localizados num mesmo setor tendo o *gateway* como centro e perceberiam um aumento maior da capacidade do que quando distribuídos ao redor do *gateway* com antenas omnidirecionais.

Um aumento considerável da capacidade é também obtido para o cenário de uma cadeia com dois nós gerando tráfego. O modelo proposto com múltiplos secundários atinge um aumento de 110% sobre a capacidade da WMN original, o que é muito maior do que os 35% de aumento atingidos para o modelo *overlay* padrão de rádios cognitivos. Apesar disso, é importante notar que o aumento relativo é menor do que o obtido quando somente um nó gera tráfego como no caso considerado na Seção 3.8.1, que foi de 123%. Mesmo assim, ainda é alto (110%).

### 3.9 TRABALHOS RELACIONADOS

A literatura apresenta vários trabalhos lidando com transmissões concorrentes em redes sem fio. Estes trabalhos podem ser, genericamente, divididos em duas categorias. A primeira trata do problema do terminal exposto em redes sem fio baseadas no protocolo de múltiplo acesso por detecção da portadora (CSMA - Carrier Sense Multiple Access), como pode ser visto em (YE; S.YI; SIKDAR, 2003; YANG; VAIDYA, 2005; ZHAI; FANG, 2006; BOPANA; SHEA, 2009; HUR et al., 2009; KIM; LIM; HOU, 2008). A segunda lida com a natureza de rádio-difusão do ambiente sem fio e trata interferência não como um sinal de distúrbio, mas procura explorá-la de modo a obter uma taxa de bits maior, como é o caso desta proposta e daquelas baseadas em *codificação de rede* (Network Coding) (ZHANG; CAI; LETAIEF, 2007; ZHANG; LIEW; LAM, 2006; POPOVSKI; YOMO, 2006; KIM et al., 2008; KATTI; GOLLAKOTA; KATABI, 2007) ou *comunicação com relay* (POPOVSKI; CARVALHO, 2008; YUE et al., 2008)

Um terminal exposto, por exemplo, é um nó localizado dentro do raio perceptível da mensagem *request-to-send* mas fora do raio perceptível da mensagem *clear-to-send*. Este nó é proibido de transmitir, mesmo que sua transmissão não interfira com outros receptores. O problema do terminal exposto prejudica o reuso espacial e é um problema fundamental que impacta a taxa de bits de uma rede sem fio com múltiplos saltos. Para reduzir o número de terminais expostos e, como consequência, melhorar o reuso espacial, é preciso otimizar o raio de detecção da portadora do protocolo CSMA como apresentado em (YE; S.YI; SIKDAR, 2003; YANG; VAIDYA, 2005; ZHAI; FANG, 2006). Outra proposta é baseada no controle eficiente da potência transmitida de forma a melhorar o reuso espacial como em (BOPANA; SHEA, 2009; KIM; LIM; HOU, 2008; HUR et al., 2009). Uma questão comum relacionada com as propostas

acima é que a interferência pode ser controlada por: (a) usando a informação da localização dos nós para selecionar um transmissor secundário apropriado ou (b) reduzindo a potência do transmissor secundário. Ambas estratégias impõem uma forte restrição tanto na localização do transmissor secundário, no raio, ou na taxa do transmissor secundário, características que não aparecem na proposta deste capítulo.

O conceito de *codificação de rede* foi introduzido em (AHLWEDE et al., 2000) como um novo método poderoso para melhorar a capacidade de redes multi difusoras. No caso de uma rede sem fio com múltiplos saltos linear com tráfego ponto a ponto, o ganho da eficiência de transmissão é de 50% (ZHANG; CAI; LETAIIEF, 2007). Recentemente, *codificação de rede* na camada física foi proposto por (ZHANG; LIEW; LAM, 2006), introduzindo um aparato similar àquele da *codificação de rede* original, mas realizado na camada física. O ganho de eficiência de transmissão é de 100% considerando tráfego bidirecional e transmissão com múltiplos saltos. Este resultado é obtido sob condição de tráfego bidirecional e simétrico. Em (POPOVSKI; YOMO, 2006), o impacto de tráfego assimétrico é investigado e é mostrado que para um tráfego de *downlink* quatro vezes superior ao tráfego de *uplink*, o ganho cai de 100% para 25%. Em (KIM et al., 2008), os autores compilam as regiões de taxas atingíveis de oito protocolos de rede *relay half duplex* com tráfego bidirecional considerando canal AWGN baseado em alguma variação da estratégia de *codificação de rede*. Novamente, os ganhos de eficiência são maximizados para tráfego bidirecional simétrico, enquanto os ganhos reduzem consideravelmente à medida que o tráfego torna-se assimétrico ou, no limite, unidirecional. Os cenários onde o tráfego tem características assimétricas são mais comumente encontrados na prática e, nestes casos, a proposta deste trabalho permite ganhos de eficiência de transmissão superiores a 100%, considerando uma rede linear.

Uma outra questão relacionada com a estratégia de *codificação de rede* na camada física é que algumas propostas supõem uma alta SIR. Por exemplo, em (KATTI; GOLLAKOTA; KATABI, 2007), os autores declaram que o seu esquema atinge os resultados teóricos somente se o receptor experimenta SIR superiores a 20dB. Também em (ZHANG; LIEW; LAM, 2006), os autores supõem uma SIR de 16dB como premissa para considerar o efeito da interferência negligenciável. O método apresentado neste trabalho leva a SIR atual em consideração para o cálculo da taxa atingível, independente do valor que assuma. O modelo proposto aqui é bem apropriado para ambientes sem fio onde o raio de interferência é maior que o raio de transmissão, o que é uma realidade prática, principalmente para áreas abertas e suburbanas.

Uma outra forma de melhorar a capacidade de redes sem fio com transmissão com múltiplos saltos é baseada no canal *relay* (COVER; GAMAL, 1979). Em (COVER; GAMAL, 1979), os

autores empregam codificação de Markov com superposição de blocos para demonstrar a possibilidade de atingir a capacidade do modelo *relay* proposto. Recentemente, um novo esquema *relay* de dois passos baseado em codificação por superposição foi proposto em (POPOVSKI; CARVALHO, 2008). Além disso, em (YUE et al., 2008) os autores propõem esquemas de codificação com cooperação para um canal múltiplo acesso para dois usuários usando dois esquemas de codificação de Markov em blocos. Mesmo que os métodos acima apresentem grandes ganhos de eficiência de transmissão, eles não podem ser aplicados diretamente no nosso cenário. No cenário considerado neste capítulo, mesmo considerando transceptores que operam em *half-duplex*, podemos alcançar um esquema de transmissão onde um em cada dois nós pode transmitir. Já num cenário típico do modelo *relay half-duplex* isso não seria possível devido à interferência mútua entre os nós da cadeia linear (a fonte iria interferir com o relay). Essa interferência mútua necessitaria de ser resolvida, por exemplo, aplicando codificação *dirty paper* e codificação por superposição como empregamos.

### 3.10 COMENTÁRIOS FINAIS

As WMNs e rádios cognitivos são dois assuntos de intensas pesquisas atualmente. Neste Capítulo, apresentamos a aplicação direta do modelo *overlay* de rádio cognitivo em uma WMN e mostramos o potencial de ganho de capacidade nestas redes. Além disso, desenvolvemos uma extensão do modelo *overlay* de rádios cognitivos através da possibilidade de haver múltiplos secundários. Limites de taxas atingíveis para o transmissor primário e para os múltiplos secundários foram desenvolvidas e apresentadas. Após isso, mostramos como o modelo desenvolvido aumenta ainda mais a capacidade das WMNs.

Considerando que o raio de interferência seja três vezes o raio de transmissão, mostramos que há um aumento substancial de 123% quando o modelo proposto é aplicado na topologia de cadeia simples, comparado com a capacidade de uma WMN original. O aumento obtido é muito maior do que obtido com a aplicação direta do modelo *overlay* padrão de rádios cognitivos, que considera somente um secundário. Além disso, também mostramos vários outros cenários com múltiplas cadeias finalizando no *gateway* onde há aumentos significativos de capacidade da rede, mesmo no caso onde mais de um nó gera tráfego.



#### 4 APLICAÇÃO DO MODELO *UNDERLAY* DE RÁDIOS COGNITIVOS

Neste Capítulo apresentaremos uma proposta de aplicação do modelo *underlay* de rádios cognitivos em dois sistemas sem fio independentes, ambos limitados por interferência e co-existent na mesma região.

A vantagem de aplicar o modelo *underlay* dentro do escopo de rádio cognitivo é baseada na característica que dois sistemas podem coexistir e compartilhar o mesmo espectro de frequências, sendo o sistema primário aquele que detém a licença de uso da faixa do espectro, e o sistema secundário aquele que usará a mesma faixa do espectro de forma oportunista. Neste modelo, entende-se como forma oportunista a operação do sistema secundário desde que mantidas as interferências nos receptores primários abaixo de um determinado limite. Em geral, o limite de interferência deve ser estabelecido de modo que o desempenho do sistema primário não seja afetado.

Esta imposição sobre a interferência aceitável nos receptores primários estabelece vários desafios para implementar o modelo *underlay* de rádios cognitivos, uma vez que o sistema secundário tem que conhecer: (1) a máxima temperatura de interferência admitida pelos receptores primários na redondeza; (2) a temperatura de interferência atual; e (3) como sua potência de transmissão será convertida em potência recebida no receptor primário, o que significa conhecer o estado do canal entre o dispositivo transmissor secundário e o receptor primário.

A princípio, o sistema primário foco para introduzir um sistema secundário do tipo Wi-Fi coexistente foi o sistema de difusão de TV, devido a algumas vantagens: (1) as frequências de TV dariam um alcance maior para áreas rurais do que as frequências usadas pelos sistemas Wi-Fi, além de dar uma melhor penetração em edifícios em qualquer área; (2) sistemas de TV por difusão utilizam antenas altas e precisam trabalhar com razão sinal ruído acima de 10dB, o que torna o sinal mais fácil de ser detectado; (3) transmissores de TV operam, em geral, continuamente e em locais fixos (MARCUS, 2005). Por isso, seria um sistema natural para absorver um sistema secundário cognitivo.

Um dos problemas de usar o sistema de TV como primário diz respeito aos receptores

serem passivos e, portanto, de difícil detecção de sua operação e sem a possibilidade do receptor fornecer realimentação sobre a interferência recebida e sobre seu desempenho. Wild e Ramchandran (WILD; RAMCHANDRAN, 2005) apresentaram uma forma para detectar a presença de um receptor de TV sintonizado num determinado canal através da radiação do sinal gerado no oscilador local do aparelho receptor. Isto pode resolver o problema da detecção para distâncias curtas e abrir o caminho para introduzir o sistema secundário no modelo *interweave* de rádios cognitivos, onde o secundário opera somente na ausência do receptor primário sintonizado no canal em questão.

Para um sistema secundário operando no modo *underlay* de rádios cognitivos, precisa-se avaliar constantemente o impacto da interferência no desempenho do receptor primário, onde supõe-se uma realimentação do sistema primário para o sistema secundário. Por isso, investigaremos o caso no qual o sistema primário é um sistema de comunicação de usuários sem fio acessando um ponto fixo, ou uma estação rádio base.

Como a questão da coexistência dos dois sistemas é o quanto o sistema primário recebe de interferência do sistema secundário, medida pela temperatura de interferência, uma das propostas para reduzir a interferência é o emprego de um conjunto de antenas adaptativas no sistema secundário de modo que o feixe das antenas possa ser formatado. Taranto *et al* (TARANTO et al., 2008) apresentaram um sistema secundário sem fio estruturado em malha para comunicação em curta distância onde os dispositivos possuem duas ou três antenas. Este sistema opera dentro da área de cobertura de um sistema sem fio primário de médio ou grande alcance. De modo a diminuir a interferência no sistema primário, o feixe das antenas do transmissor secundário é produzido de tal forma que o nulo sempre estará apontando para a direção do receptor primário. Este sistema tem o inconveniente de empregar duas ou mais antenas no terminal do usuário e a limitação da quantidade de nulos caso o número de receptores primários for superior a dois.

Nishimori *et al* (NISHIMORI et al., 2008) apresentam um esquema similar de antenas com formatação do feixe adaptativa, mas somente na estação base secundária ou Ponto de Acesso (AP), em conjunto com um esquema que explora oportunidades de transmitir de acordo com o esquema primário TDD de modo a minimizar a interferência no sistema primário e maximizar as taxas para o sistema secundário. Esta proposta atinge resultados próximos a de um sistema padrão sob a condição de operação do primário em TDD e para um sistema secundário operando em distâncias curtas.

Recentemente, Kim e Hossain (KIM; LE; HOSSAIN, 2008) propuseram que pares de nós secundários pudessem comunicar dentro da área de cobertura de um sistema celular primário,



composto de usuários sem fio e estação base fixa operando em CDMA. Nesta proposta, tanto a taxa dos usuários secundários quanto sua potência são controladas de forma a atender dois requisitos: (1) a qualidade de serviço do enlace secundário em termos de razão sinal ruído e mínima taxa de dados; (2) limite de interferência tolerável nos receptores primários (estação base). Aqui, leva-se em consideração a soma das contribuições de todos os transmissores secundários na temperatura de interferência do receptor primário e a questão de justiça entre os usuários secundários. Para isso, supõe-se que o sistema secundário disponha de um controlador central que obtém frequentemente a informação sobre a soma de interferência no primário.

Kwon *et al.* (KWON et al., 2008) propuseram um esquema semelhante, onde o sistema secundário tem a mesma estrutura do sistema primário, qual seja, operam com usuários sem fio e estações base fixas. Os autores introduziram a manipulação da formatação do feixe do conjunto de antenas empregadas na estação base secundária de modo a cancelar a interferência no usuário primário. Além desse objetivo, o esquema busca maximizar a soma das taxas oferecidas a todos os usuários secundários. Outro método foi proposto em (ISLAM; LIANG; HOANG, 2007) de modo a otimizar a formatação do feixe das antenas e o controle de potência para o enlace de descida do sistema secundário para dois cenários, com e sem cooperação entre os sistemas primários e secundários. Por sua vez, Cumanan *et al.* (CUMANAN et al., 2009), propõem um algoritmo que garante uma distribuição balanceada de razão sinal ruído para os usuários secundários levando em consideração o limite da temperatura de interferência no receptor primário. Mas, supõe-se que os estados dos canais relacionados com o sistema são conhecidos na estação base secundária.

Pode-se verificar pela literatura recente que a exploração do modelo *underlay* de rádios cognitivos em redes sem fio tem despertado um grande interesse. Além disso, verifica-se que as soluções empregadas relacionam-se com exploração espacial de oportunidades de comunicação sem interferir no primário, formatação do feixe de antenas para mitigar as interferências causadas e sofridas no sistema secundário com respeito ao sistema primário, e otimização de alocação de recursos de rádio para otimizar as taxas de transmissão para os usuários secundários sob as restrições impostas. Mesmo assim, ainda existem algumas questões abertas relacionadas, por exemplo, com a questão do modo de controle da operação de vários secundários dada a restrição de interferência total nos receptores primários associada à questão de justiça para utilização dos recursos entre os usuários secundários.

Todas as propostas acima possibilitam comunicações secundárias fazendo uso da banda de frequências do sistema primário, mas com resultados limitados com relação a taxa e alcance. Além disso, o número de antenas no transmissor secundário é proporcional ao número

de usuários primários. Em síntese, os sistemas secundários analisados na literatura exploram ou as oportunidades espaciais para comunicações em distâncias curtas ou são projetados com grande complexidade na formatação do feixe das antenas de modo a limitar a interferência vista pelos usuários primários.

A diferença da proposta deste trabalho é que a banda de frequências do *downlink* do sistema secundário opera na banda de *uplink* do sistema primário. Desta forma, o par interferidor-interferido que afeta o primário é constituído pela estação base secundária e pela estação base primária. Aplicamos a formatação do feixe das antenas na estação base secundária, de modo a cancelar a interferência causada na estação base primária, o que é mais simples do que cancelar interferência em vários usuários móveis primários como em (KWON et al., 2008). A interferência causada pelo sistema primário nos receptores secundários deve-se somente às transmissões dos usuários primários. A metodologia de formatação do feixe da antena empregada aqui é a ortogonalização por Gram-Schmidt baseada na informação do estado do canal. Como resultado, e principal contribuição, mostramos que o sistema secundário pode fornecer aos usuários taxas próximas daquelas fornecidas por um sistema operando como primário.

Uma proposta similar é encontrada em (ZHANG et al., 2009) na qual consideram o problema de otimização de encontrar a maior taxa possível para o usuário secundário sujeito a limitação de máxima interferência permitida no sistema primário. Nossa proposta difere-se pelo fato de o sistema secundário servir a tantos usuários secundários quanto o sistema primário pode fazer, porém, com alguma degradação na taxa dos secundários. Além disso, em nossa investigação, a interferência do sistema primário nos usuários do sistema secundário é considerada mesmo que tais usuários estejam no nível do solo.

Outra diferença na nossa proposta é a de resolver um sentido da comunicação que é o *downlink* enquanto que todas as outras propostas tentam resolver os dois enlaces. Os dois enlaces operando de forma oportunista apresentam muitos obstáculos com resultados modestos das taxas de operação. Enquanto um projeto de somente um enlace, como propomos para o *downlink*, mostra que é possível obter resultados expressivos porque as limitações da operação oportunista são reduzidas. Além disso, para uma rede sem fio com aplicações de acesso à internet, o *downlink* transporta mais tráfego que o *uplink*. Portanto, nossa proposta tem a importância de introduzir os conceitos de rádio cognitivo de uma forma mais suave em apenas um sentido com resultados superiores de taxas e de alcance como será mostrado.

O restante deste capítulo é estruturado da seguinte maneira. Na Seção 4.1 apresentaremos o cenário do sistema. Na Seção 4.2 discutiremos sobre o método de manipulação do feixe. Na Seção 4.3 introduziremos os métodos de alocação dinâmica de recursos de rádio. Na Seção 4.4,

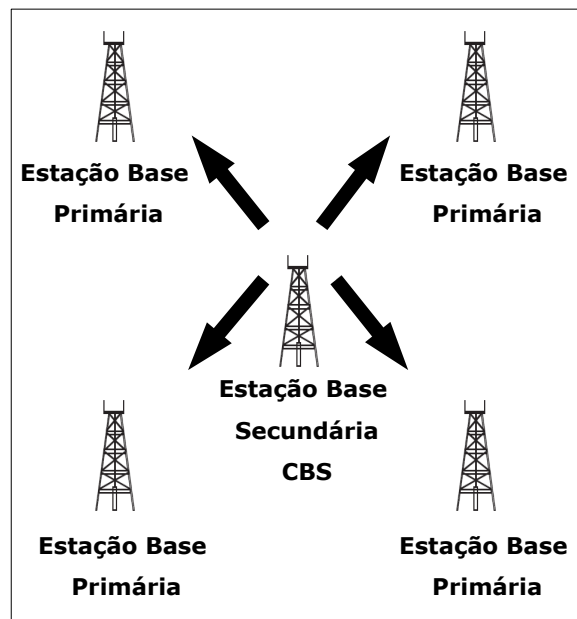
apresentaremos os parâmetros do sistema e a soma de interferência nos usuários secundários. A Seção 4.5 vamos expor os resultados numéricos que mostram o potencial de capacidade do sistema secundário sob várias condições e na Seção 4.6 concluiremos o capítulo.

#### 4.1 SISTEMA SECUNDÁRIO

O sistema secundário é do tipo fixo-móvel, onde a estação base é fixa e suas antenas, que empregam a técnica de formatação do feixe por ortogonalização, estão localizadas acima do nível médio dos prédios e os usuários são móveis e estão próximos ao solo. A estação base secundária é denominada CBS (*Cognitive Base Station*). Esta proposta restringe-se somente ao *downlink* deste sistema que opera na mesma banda de frequências de *uplink* do sistema primário. A banda de *uplink* do sistema secundário deve operar com faixa própria ou na banda ISM (Industrial, Scientific and Medical) e não é o escopo deste trabalho. Escolheu-se o sistema de topologia fixo-móvel devido ao maior apelo comercial comparado com redes *ad hoc* onde se prevê somente comunicação entre nós. Além disso, a escolha também foi feita pelo fato da rede secundária poder ser empregada pela própria detentora da rede primária para aumentar a oferta de capacidade na mesma localização.

Muito embora possa ser generalizado, o modelo específico para a investigação neste trabalho é o proposto na Figura 13. A estação base secundária está localizada no centro da figura e inserida no meio de  $J = 4$  estações base primária. A estação secundária é projetada com  $L = 4$  setores com abertura horizontal de  $90^\circ$  e azimute na direção da estação base primária. Por exemplo, o primeiro setor da estação base secundária tem seu azimute na direção  $45^\circ$  Norte Verdadeiro e aponta diretamente para a estação base primária nomeada de NE (Nordeste). Desta forma, cada setor da estação secundária tem que gerar um nulo baseado na informação do estado do canal entre a estação base primária e a secundária. A obtenção desta informação pode ser conseguida por cooperação ou pela medida do sinal piloto enviado no *downlink* da estação base primária. Os  $K$  usuários primários e os  $M$  usuários secundários estão distribuídos uniformemente na região de cobertura de suas estações base. Assim, cada um dos  $M$  usuários secundários é atendido por apenas um dos  $L$  setores de acordo com sua posição com relação à estação base secundária. Portanto, cada setor atende um total de  $M_l$  usuários secundários, onde  $l = [1, 2, \dots, L]$  e  $\sum_{l=1}^L M_l = M$ .

A escolha da banda de *downlink* operando na faixa de *uplink* do sistema primário traz várias vantagens que são: (a) melhor controle das manipulações do feixe das antenas, uma vez que o par interferidor-interferido é fixo o que diminui a complexidade do algoritmo de estimação de canal e manipulação do feixe comparado com a formatação do feixe para cada



**Figura 13: Sistema secundário operando na mesma região que o sistema primário.**

usuário primário; (b) a quantidade de cancelamento de interferência necessária na estação base secundária é limitada ao número de estações base primárias e não à quantidade de usuários primários como proposto em (KWON et al., 2008), o que reduz a quantidade de elementos de antena necessários; (c) a banda de *uplink* do sistema primário é menos utilizada em relação ao *downlink* uma vez que o sistema primário opera com padrões baseados em FDD e o volume de tráfego de dados tem mostrado ser até quatro vezes maior no *downlink* do que no *uplink*; (d) não há exigências de múltiplas antenas no equipamento do usuário secundário porque a manipulação do feixe é feita somente na estação base secundária; (e) os usuários secundários só recebem interferências externas provenientes dos transmissores dos usuários primários que operam próximos ao solo. Isto traz uma vantagem do ponto de vista de atenuação na propagação do sinal em ambientes urbanos, devido à baixa altura de ambos os equipamentos; (f) o controle do algoritmo de justiça de taxa para os secundários é centralizado pela estação base secundária, o que evita o problema de disputa por banda entre os usuários secundários.

A técnica de múltiplo acesso da estação base secundária é DS-CDMA (do inglês *Direct Spread - Code Division Multiple Access*) que é a mesma empregada no sistema primário. Assim, destacamos as seguintes vantagens: (a) é a forma mais apropriada de interferir no sistema primário, pois, o sinal interferente é similar ao sinal vindo de outros usuários do próprio sistema primário. Apesar que, em teoria, nossa proposta não causa nenhuma interferência no receptor primário, esta vantagem aparece em implementações práticas com imprecisão no processo de formatação ortogonal do feixe das antenas. Esta imprecisão, por exemplo, pode ser causada pela

obtenção imprecisa do estado do canal. Por isso, provocaria um determinado nível de interferência no receptor primário; (b) da mesma forma, o usuário lida melhor com a interferência vinda do sistema primário por ser similar à interferência do próprio sistema. Ou seja, a interferência pode ser intercambiada com capacidade (LEE; MILLER, 1998). A taxa do usuário secundário decresce com o aumento da interferência até a impossibilidade de se comunicar; (c) o sistema primário pode negociar sua baixa utilização no *uplink* para permitir um aumento no limiar de interferência, desta forma, o sistema secundário pode aumentar sua potência de transmissão e, conseqüentemente, aumentar a taxa ou a cobertura do sistema secundário.

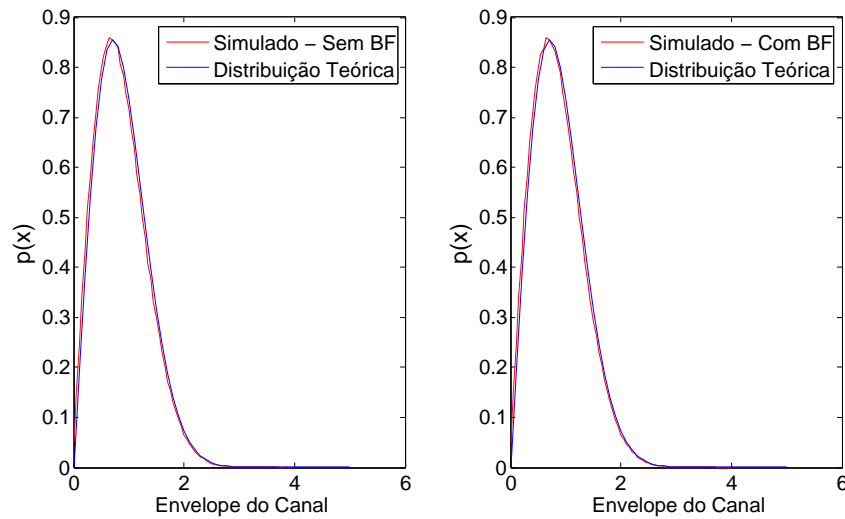
O cerne da nossa proposta é baseado no método de formatação do feixe por ortogonalização que propicia o cancelamento completo da única interferência provocada no sistema primário: a interferência causada pela CBS na estação base primária. Os usuários primários não são afetados em nenhum momento porque a banda de *downlink* nunca é utilizada pelo sistema secundário.

## 4.2 MANIPULAÇÃO DO FEIXE DAS ANTENAS

Apesar de haver técnicas de manipulação do feixe, onde é possível direcioná-lo para os usuários que se deseja transmitir e apontar mínimos para os receptores interferidos, estas técnicas não rejeitam completamente o sinal (ZOOGBY, 2005). A opção por um método de manipulação de feixe ortogonal, baseada na informação do estado do canal entre as estações primárias e as secundárias, permite, teoricamente, cancelar completamente a interferência. É importante destacar que o nulo é construído somente para a exata realização do canal que foi utilizada como entrada do processo de ortogonalização. Não há nulo na direção da estação primária, mas somente para a realização do canal representada pelo vetor de estado. Sem perda de generalização, assumimos que a estação base secundária tem  $Z$  elementos de antena por setor, enquanto a estação base primária tem um único elemento de antena. Com  $Z$  elementos de antenas por setor é possível gerar  $Z - 1$  nulos (KWON et al., 2008).

A determinação de cada um destes feixes é feita de acordo com o método de Gram-Schmidt (KWON et al., 2008). O resultado final é que, para cada um dos  $L$  setores da estação base secundária, é determinado o vetor  $\mathbf{w}_l$ , de comprimento  $(Z \times 1)$ , com os pesos para a formatação do feixe daquele setor. Se o canal entre a estação base secundária e a  $j$ -ésima estação primária naquele setor seja dado pelo vetor  $\mathbf{g}_{j,l}$ , de comprimento  $(Z \times 1)$ <sup>1</sup>, então:

<sup>1</sup>A aplicação deste método assume que o canal entre as estações primária e secundária é plano, ou não seletivo em frequência. Observe que o par interferido interferidor são dispositivos fixos. Caso o canal tenha característica seletiva em frequência, aumenta-se a complexidade para atingir o objetivo de anular a interferência provocada na estação primária, uma vez que o estado do canal passa a ser função da frequência e variante no tempo.



**Figura 14: Distribuição *Rayleigh* do Canal visto pelos usuários secundários com e sem formatação do feixe das antenas.**

$$\mathbf{g}_{j,l}^H \mathbf{w}_l = 0, \quad (16)$$

onde o sobrescrito  $H$  denota o conjugado transposto.

Desta forma, a transmissão da estação base secundária não vai interferir na recepção da estação base primária, desde que se obtenha o vetor  $\mathbf{g}_{j,l}$  sem erro. Além disto, todo o processo de manipulação do feixe das antenas está concentrado na estação base secundária. Note que é garantido um nulo na estação base primária, mas, não é garantido um máximo (ou nenhum outro valor) nos receptores secundários. Todos os canais em cenários sem linha de visada são considerados independentes e com desvanecimento em bloco do tipo *Rayleigh*. Mesmo após a aplicação do vetor de formatação do feixe na CBS, a estatística do canal equivalente para os usuários secundários permanece com distribuição *Rayleigh* com mesma variância porque o vetor de formatação do feixe é normalizado com energia unitária. A Figura 14 mostra a distribuição *Rayleigh* teórica e obtida na simulação para os canais percebidos pelos usuários secundários em dois cenários: (a) CBS sem formatação do feixe das antenas; (b) CBS com formatação do feixe das antenas. Ou seja, a formatação do feixe, apesar de provocar uma mudança instantânea no canal percebido pelo usuário secundário, mantém a distribuição original do canal.

### 4.3 ALOCAÇÃO DINÂMICA DE RECURSOS DE RÁDIO

A tarefa de alocação dinâmica de recursos de rádio é bem utilizada nos sistemas de rádio sem fio, e é realizada pela camada MAC (Medium Access Control) com o objetivo de atender às demandas de qualidade de serviço dos vários usuários da rede com respeito a taxa de transmissão e latência ou atraso (WANG; GIANNAKIS; MARQUES, 2007). Além disso, para canais com desvanecimento ou canais afetados por interferência, a alocação dinâmica e inteligente dos recursos de rádio pode maximizar as taxas distribuídas para os usuários (DENG; WEBER; AHRENS, 2007). Os recursos de rádio mostrados aqui referem-se à potência de transmissão, tempo de utilização dos recursos e, no caso de sistemas CDMA, à atribuição de códigos com diferentes fatores de espalhamento.

O objetivo para introduzir alocação dinâmica de recursos de rádio nesta proposta é mostrar ganhos ainda maiores de taxas para os usuários do sistema secundário, uma vez que as características do sistema proposto: canal em desvanecimento *Rayleigh* e afetado por interferência, também com estatística *Rayleigh* se encaixam com as premissas de alocação dinâmica.

Inicialmente, os algoritmos de alocação dinâmica para aplicações sem fio derivaram dos algoritmos já empregados para redes com fio incorporando adaptações que levam em conta a variabilidade do canal provocado por desvanecimento (CAO; LI, 2001). Os recursos de rádios alterados dinamicamente eram modulação, código de canal e potência, comumente conhecidos como AMC (Adaptive Modulation and Coding). Sistemas sem fio que empregam facilidades de AMC e com conhecimento do estado do canal no transmissor apresentam resultados significativos com relação aos sistemas anteriores (GOLDSMITH; CHUA, 1997).

O limite das possibilidades de ganho tem sido estudado dentro do contexto de teoria da informação onde se busca determinar as fronteiras de capacidade (máxima taxa de bits atingível) ou as regiões de capacidade possíveis, considerando acessos de múltiplos usuários e canais difusão com desvanecimento (TSE; VISWANATH, 2005).

Daí, surge outra possibilidade de ganho de capacidade para o sistema advinda da comunicação de múltiplos usuários em canais com desvanecimento. Ou seja, o decisor da alocação de recursos dedica todos os recursos para o usuário que estiver na melhor condição de canal ou melhor relação sinal ruído. Esta decisão tomada a cada instante próximo do tempo coerente do canal faz com que o sistema distribua uma capacidade média, considerando o canal com desvanecimento, superior ao mesmo esquema para um canal sem desvanecimento (WANG; GIANNAKIS; MARQUES, 2007). Em outras palavras, esta idéia chamada de *Diversidade de Múltiplos Usuários* transforma o efeito até então desagradável do desvanecimento numa *benção*

(TSE; VISWANATH, 2005). O ganho de capacidade aparece sem aumento da potência ou taxa e torna-se mais evidente à medida que aumenta o número de usuários. Devido à relação que há entre o ganho de capacidade obtido em canais para múltiplos usuários com desvanecimento com aqueles obtidos com sistemas de diversidade por múltiplas antenas com códigos espaço tempo, emprega-se o termo de diversidade de múltiplos usuários.

Em geral, as escolhas que maximizam as taxas, ou que faça o sistema operar na fronteira teórica determinada pelo escopo da teoria da informação, requerem uma complexidade elevada e impraticável, à medida que o número de usuários cresce, e dadas as limitações de granularidade dos recursos de rádio disponíveis (DENG; WEBER; AHRENS, 2007). Por isso, são utilizados alguns algoritmos considerados sub ótimos e que operam com baixa complexidade.

Este campo é objeto de intensa pesquisa e não se constitui do interesse principal deste capítulo. Por isso, vamos avaliar três algoritmos amplamente conhecidos e verificar o impacto que proporcionam no ganho do sistema e nas taxas percebidas pelos usuários secundários. São eles: (a) alocação de potência uniforme; (b) alocação de potência *Greedy* ou egoísta; e (c) *proportional fair scheduling* (PFS) ou um esquema de decisão com justiça proporcional entre os usuários.

A alocação de potência uniforme é o esquema mais simples que distribui o total de potência do transmissor igualmente entre os usuários independente da qualidade do enlace de cada um. Ou seja, não há influência do ganho do canal e da interferência sofrida pelo usuário. Além disso, não há dependência das variações do canal no tempo. Neste esquema a potência  $P_{m_l}$  dedicada à cada usuário secundário ativo no setor da CBS é dada por:

$$P_{m_l} = \frac{P_{tx}}{M_l}, \quad (17)$$

onde  $P_{tx}$  é a potência máxima do setor da CBS e  $M_l$ , com  $l = [1, 2, \dots, L]$ , é o número de usuários secundários ativos no setor  $l$ .

Como o modelo do sistema secundário opera com  $L = 4$  setores, o processo de alocação dinâmica de recursos de rádio ocorre independentemente para cada um dos quatro setores. Assim, para cada setor  $l$ , haverá uma distribuição de recursos de acordo com as condições específicas deste setor, com relação ao número de usuários secundários ativos e suas características de canal.

O esquema de alocação de potência *Greedy* significa que toda a potência de transmissão da estação base secundária será atribuída ao usuário com melhor condição dada por uma função utilidade. Como critérios da função utilidade, pode-se usar o ganho do canal ou a relação sinal



interferência, por exemplo. O ganho do canal é utilizado, geralmente, quando o canal é afetado apenas por ruído, enquanto a relação sinal interferência é mais apropriado para sistemas afetados por interferência como é o caso apresentado aqui. No sistema proposto, as interferências são independentes para os usuários secundários. Assim a potência para o usuário secundário elegido, em cada setor  $l$ , numa determinada realização do canal  $c = [1, 2, \dots, C]$  é dada por:

$$P_{m_l}(c) = \begin{cases} P_{tx}, & m_l = \max \mu_{m_l}(c) \\ 0, & \text{demais,} \end{cases} \quad (18)$$

onde  $\mu_{m_l}(c)$  é a relação sinal interferência numa determinada realização  $c$  do canal, do usuário  $m_l$  e será melhor definida na seção seguinte.

Do ponto de vista do sistema, este esquema garante a maior taxa do sistema porque usa todos os recursos disponíveis para o usuário que permite atingir a maior taxa. Isto acontece para cada realização do canal. Neste caso, o sistema privilegia o usuário mais próximo da estação base ou com maior ganho do canal assim como o usuário com menos interferência. Por outro lado, somente alguns poucos usuários, dentre um grande número de usuários, terão acesso ao sistema, enquanto que os não elegíveis ficarão inativos enquanto tiver algum outro usuário ativo com melhores condições de canal.

Já o esquema PFS foi primeiramente concebido para tráfego do tipo melhor esforço na camada MAC. O algoritmo do PFS reproduzido aqui é conforme descrito em (WANG; GIANNAKIS; MARQUES, 2007). No esquema PFS aplicado no *downlink*, cada usuário  $m_l$  em cada realização do canal determina qual a taxa requerida ou qual a máxima taxa  $R_{m_l}^{max}(c)$  que poderia atingir dadas às condições do canal na realização  $c$  e informa para a estação base. A estação base calcula e armazena uma taxa média temporal  $\overline{R_{m_l}(c)}$  atribuída aos usuários nos instantes anteriores. Assim, a estação base encontra a maior relação  $R_{m_l}^{max}(c)/\overline{R_{m_l}(c)}$  e atribui todos os recursos para o usuário com índice \*:

$$m_l^*(c) = \max_{m_l} \frac{R_{m_l}^{max}(c)}{\overline{R_{m_l}(c)}}, \quad (19)$$

durante o instante  $c$  do canal. Ao mesmo tempo, atualiza novamente a tabela das taxas médias temporais dos usuários da seguinte forma:

$$\overline{R_{m_l}(c+1)} = \overline{R_{m_l}(c)} + \beta[\tau_{m_l}(c)R_{m_l}^{max}(c) - \overline{R_{m_l}(c)}], \quad (20)$$

onde  $\tau_{m_l^*}(c) = 1$  e  $\tau_{m_l}(c) = 0 \forall m_l \neq m_l^*$ . O parâmetro  $\beta \in (0, 1)$  representa o fator de esquecimento no processo de média e pode ser selecionado tanto para cair assintoticamente com

o número de usuários (ex.  $\beta = 1/M_l$ ) ou como um valor constante.

O algoritmo PFS explora a diversidade de múltiplos usuários porque seleciona o usuário com condições do canal proporcionando taxa máxima relativa à sua média, naquele instante. Como os ganhos dos canais em desvanecimento de diferentes usuários flutuam independentemente, é mais provável que haverá um usuário próximo da sua condição relativa de pico a qualquer realização do canal. Além disso, selecionando o usuário com máxima relação entre o seu pico de taxa com a média temporal, ao invés de selecionar o usuário com a melhor taxa absoluta para aquele instante do canal, resulta numa justiça proporcional na distribuição dos recursos (WANG; GIANNAKIS; MARQUES, 2007).

#### 4.4 PARÂMETROS DO SISTEMA PROPOSTO

Consideramos  $J = 4$  células primárias com antenas omni direcionais suportando  $K$  usuários primários espalhados uniformemente pela região. A escolha por qual célula o usuário primário acessa o serviço é baseada na menor distância. Então, cada estação base primária, que representa uma célula primária, atende  $K_j$  usuários primários, onde  $j = [1, 2, \dots, J]$  e  $\sum_{j=1}^J K_j = K$ . A quantidade máxima de usuários primários servidos por uma célula  $J$  é limitada pelo valor mínimo da  $SIR_p$  (Relação Sinal Interferência) requerida pelo usuário primário. Há  $L = 4$  células (setores) secundárias localizadas em uma única estação base. Cada célula é formada por um setor de abertura horizontal de  $90^\circ$  e com azimutes  $\{45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ\}$ . O sistema atende um total de  $M$  usuários secundários que são servidos pelos setores que irradiam para sua posição, de modo que em cada setor  $l$  há  $M_l$  usuários secundários, onde  $l = [1, 2, \dots, L]$  e  $\sum_{l=1}^L M_l = M$ .

A escolha referente ao emprego de uma célula (ou setor) para cada direção da estação do sistema primário foi feita baseada nas seguintes características: (a) a facilidade de gerar o feixe separadamente para cada estação primária. Assim, emprega-se apenas duas antenas por setor; (b) como o sistema secundário é baseado em DS-CDMA, há um ganho de capacidade por reutilizar a mesma frequência. Neste caso, como lidamos com um modelo teórico e considerando antenas ideais, a interferência entre setores será desconsiderada. Isso será feito considerando o fator de reuso de frequência para o sistema secundário igual a zero.

A interferência  $N_{m_l}$  percebida pelo  $m_l$ -ésimo usuário secundário em cada setor  $l$ , causada pelas transmissões de todos os usuários primários, é:

$$N_{m_l} = \sum_{j=1}^J \sum_{k_j=1}^{K_j} \rho_{k_j} P_{k_j} |g_{k_j, m_l}|^2, \quad m_l = [1, 2, \dots, M_l], \quad l = [1, 2, \dots, L] \text{ e } j = [1, 2, \dots, J] \quad (21)$$

onde  $\rho_{k_j} \in \{0, 1\}$  representa a atividade do  $k_j$ -ésimo usuário primário, associado à estação base

$j$ ,  $g_{k_j, m_l}$  é o ganho do canal entre o  $k_j$ -ésimo usuário primário e o  $m_l$ -ésimo usuário secundário, associado ao setor  $l$ ,  $P_{k_j}$  é a potência de transmissão do  $k_j$ -ésimo usuário primário associado à estação base  $j$  e definida como:

$$P_{k_j} = \frac{P_{r_j}}{|g_{k_j, j}|^2}, \quad (22)$$

onde  $g_{k_j, j}$  é o ganho do canal entre o  $k_j$ -ésimo usuário e sua estação base  $j$ . A potência  $P_{r_j}$  requerida num sistema CDMA varia de acordo com o tráfego do primário (LEE; MILLER, 1998), por isto derivamos a equação de  $P_{r_j}$  baseada na equação da relação sinal interferência  $SIR_p$  vista na estação base para cada usuário dada por:

$$SIR_p = \frac{W}{R} \frac{P_{r_j}}{(1 + f_r) (K_j - 1) \bar{\rho} P_{r_j} + (WN_0 + I_j)}, \quad (23)$$

resolvendo para  $P_{r_j}$  resulta em:

$$P_{r_j} = \frac{SIR_p \frac{R}{W} (WN_0 + I_j)}{1 - SIR_p \frac{R}{W} (1 + f_r) (K_j - 1) \bar{\rho}}, \quad (24)$$

onde  $R$  é a taxa em bps do primário,  $W$  é a largura de banda do sistema,  $N_0$  é a densidade espectral de ruído,  $f_r$  é o fator de reuso de frequência,  $\bar{\rho}$  é o fator de atividade médio do primário, e  $I_j$  é a interferência causada pela estação base secundária. Aqui,  $I_j$  representa uma possível ineficiência da manipulação do feixe. Caso se obtenha o projeto do feixe perfeitamente ortogonal ao canal entre a estação base secundária e a estação base primária, então  $I_j = 0$ .

Note que a interferência percebida por qualquer usuário secundário  $m_l$  é composta pelas contribuições de todos os usuários primários, independente de qual setor esteja o usuário secundário.

Podemos escrever a relação sinal interferência  $\mu_{m_l}$  percebida pelo  $m_l$ -ésimo usuário secundário como:

$$\mu_{m_l} = \frac{W}{R} \frac{|\mathbf{g}_{m_l, l}^H \mathbf{w}_l|^2 P_{m_l}}{\sum_{i=1, i \neq m_l}^{M_l} (|\mathbf{g}_{m_l, l}^H \mathbf{w}_l|^2 P_i) + WN_0 + N_{m_l}}, \quad (25)$$

onde  $\mathbf{g}_{m_l, l}$  é o vetor<sup>2</sup> canal entre o  $m_l$ -ésimo usuário secundário e o setor de sua estação base servidora  $l$ ,  $\mathbf{w}_l$  é o vetor resultante do processo de manipulação do feixe das antenas usado no setor  $l$ ,  $P_{m_l}$  é a potência de transmissão da CBS para o setor  $l$  dedicada para o usuário secundário  $m_l$ ,  $P_i$  é a potência de transmissão da CBS no setor  $l$  dedicada para cada um dos

<sup>2</sup>Note que apenas a estação base secundária possui mais de um elemento de antena ( $Z$  elementos por setor). Por este motivo, apenas os ganhos dos canais que envolvem a estação base secundária que são representados por vetores.

outros usuários secundários servidos pelo mesmo setor da CBS. As potências são submetidas à restrição  $\sum_{i=1}^{M_l} P_i \leq P_{tx}$ , onde  $P_{tx}$  é a potência máxima do setor da CBS.  $R$  representa a taxa básica do usuário de 10 kbps.

O modelo de perda de percurso ( $\bar{G}$ ) utilizado na geração dos ganhos do canal é o modelo Walfisch-Ikegami (LEE; MILLER, 1998), acrescido de dois fatores que representam o desvanecimento ( $\varepsilon$ ) e uma variação do sinal por sombreamento ( $\Gamma_\sigma$ ). Este modelo distingue os cenários com e sem linha de visada (LOS e NLOS). Para as condições em LOS, as variações devido ao sombreamento e ao desvanecimento não são aplicadas. Portanto, para os casos NLOS, o ganho do canal<sup>3</sup> é definido por:

$$g = \varepsilon \cdot \sqrt{10^{(\bar{G} + \Gamma_\sigma)/10}} \quad (26)$$

onde  $\varepsilon$  é a variável *Rayleigh* com variância unitária e  $\Gamma_\sigma$  é a variável Gaussiana com média zero e desvio padrão  $\sigma$ , em dB. A perda de percurso  $\bar{G}$ , em dB, é obtida através de uma entre as seguintes equações (LEE; MILLER, 1998):

$$\bar{G}(dB) = -[42,64 + 26 \log_{10} d_c + 20 \log_{10} f], \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \bar{G}(dB) = & -69.55 - \left( 38 + 15 \frac{|\Delta h_b|}{h_B} \right) \log_{10} d_c - 26 \log_{10} f \\ & + 10 \log_{10} w + 9 \log_{10} b - 20 \log_{10} \Delta h_m - 0.8 \Delta h_b \frac{d_c}{0.5} + L_{ori} \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} \bar{G}(dB) = & -69.55 - \left( 38 + 15 \frac{|\Delta h_b|}{h_B} \right) \log_{10} d_c - 26 \log_{10} f \\ & + 10 \log_{10} w + 9 \log_{10} b - 20 \log_{10} \Delta h_m - 0.8 \Delta h_b + L_{ori}, \end{aligned} \quad (30)$$

$$\begin{aligned} \bar{G}(dB) = & -69.55 - 38 \log_{10} d_c + 26 \log_{10} f + 10 \log_{10} w \\ & + 9 \log_{10} b - 20 \log_{10} \Delta h_m + 18 \log_{10} (1 + \Delta h_b) - L_{ori}, \end{aligned} \quad (32)$$

as quais são selecionados de acordo com as condições de propagação específicas declaradas na Tabela 5. Nas equações acima  $d_c$  é a distância em quilômetros,  $f = 2.100$  é a frequência em

<sup>3</sup>Em geral,  $g < 1$  e, portanto, refletem uma atenuação.

**Tabela 5: Equações a serem usadas no Modelo Walfisch-Ikegami**

Condição LOS	Distância (m)	Cenário TX-RX	Equação
LOS	$20 < d \leq 100$	MU-MU	Equação 27
	$20 < d \leq 1000$	BS-MU	
NLOS	$20 < d \leq 500$	MU-MU	Equação 28
	$d > 500$	MU-MU	Equação 30
	$d > 20$	BS-MU	Equação 32

MHz,  $\Delta h_b = h_t - h_B$  é a altura relativa em metros da antena da estação base acima dos telhados,  $h_t = 4\text{m}$  ou  $h_t = 40\text{m}$  são as alturas das antenas de transmissão para as condições Móvel-para-Móvel (MU-MU) e Estação Base-para-Móvel (BS-MU), respectivamente,  $h_B = 30\text{m}$  é a altura nominal dos telhados das edificações,  $b = 40\text{m}$  é a separação entre as edificações,  $w = b/2$  é a largura das ruas,  $\Delta h_m = h_B - h_r$  é a altura relativa em metros da antena do móvel abaixo dos telhados,  $h_r = 1,5\text{m}$  é a altura da antena atual do móvel e  $L_{ori} = -1$  é a perda de orientação. Todos esses parâmetros são típicos e a maioria obtida em (LEE; MILLER, 1998).

O esquema proposto neste trabalho considera dois cenários de propagação. Um é o BS-MU, onde a altura da estação base é bem acima do nível da rua; o outro é o MU-MU onde o transmissor primário e o receptor secundário operam próximos ao nível da rua. O modelo WIM é bem apropriado para o primeiro cenário, mas não é para o cenário MU-MU, uma vez que o modelo é limitado à altura mínima de 4m para a antena do transmissor e 1,5m para a antena do receptor. Esta é a razão pelo qual assumimos que as alturas das antenas no cenário MU-MU são de 4m e 1,5m. Uma altura menor da antena de transmissão ocasionaria uma atenuação ainda maior. Portanto, a premissa da altura da antena de transmissão em 4m é uma decisão pessimista, considerando a interferência vista pelo receptor do móvel.

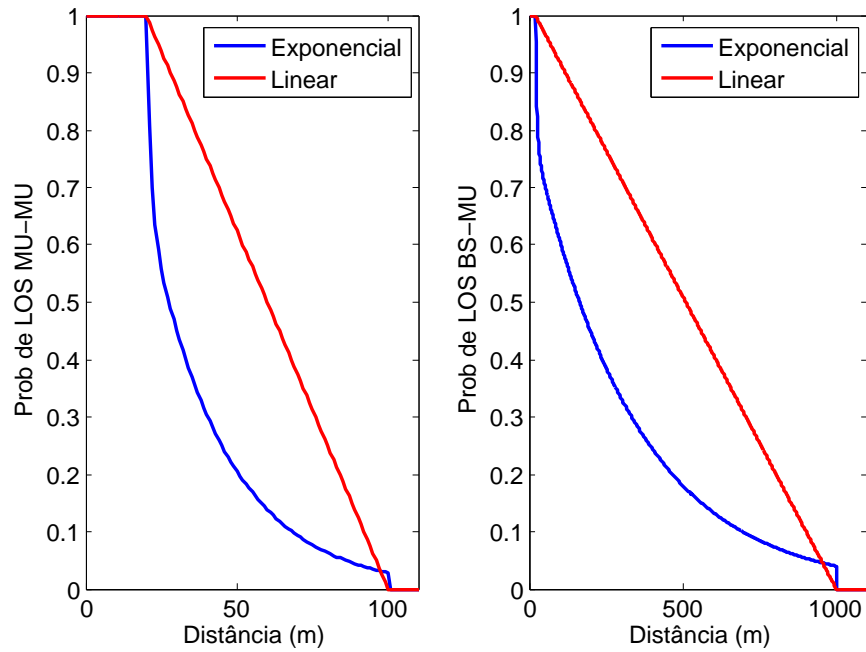
Mesmo considerando a altura da antena do transmissor de 4m, o cenário MU-MU apresenta uma perda de percurso bem mais acentuada do que o cenário BS-MU, o que é uma vantagem do ponto de vista do receptor móvel, uma vez que o sinal desejado vem do cenário BS-MU e a interferência vem do cenário MU-MU. Entretanto, note que o aumento da perda de percurso no cenário MU-MU ocorre apenas no caso NLOS, mas não no caso LOS. Nas simulações, é assumido que para distâncias inferiores a 20m os enlaces são sempre LOS. Acima de 20m até 100m para os cenários MU-MU e até 1.000m para os cenários BS-MU, os enlaces são LOS de acordo com uma função densidade de probabilidade exponencial negativa de forma que a probabilidade de condição em LOS diminui rapidamente com a distância. Acima de 100m e 1.000m, para cada cenário já descrito, os enlaces são considerados sempre NLOS. É claro que condições LOS cancelam a vantagem de se ter maiores atenuações do cenário MU-MU devido

ao efeito das baixas alturas das antenas. De modo a analisar o efeito na taxa do sistema de se ter mais condições LOS, na seção de resultados numéricos, trocamos a função densidade de probabilidade exponencial por uma linear com derivada negativa de forma que as condições LOS caíam mais lentamente e, com isso, tenha-se mais interferências vindas de condições LOS.

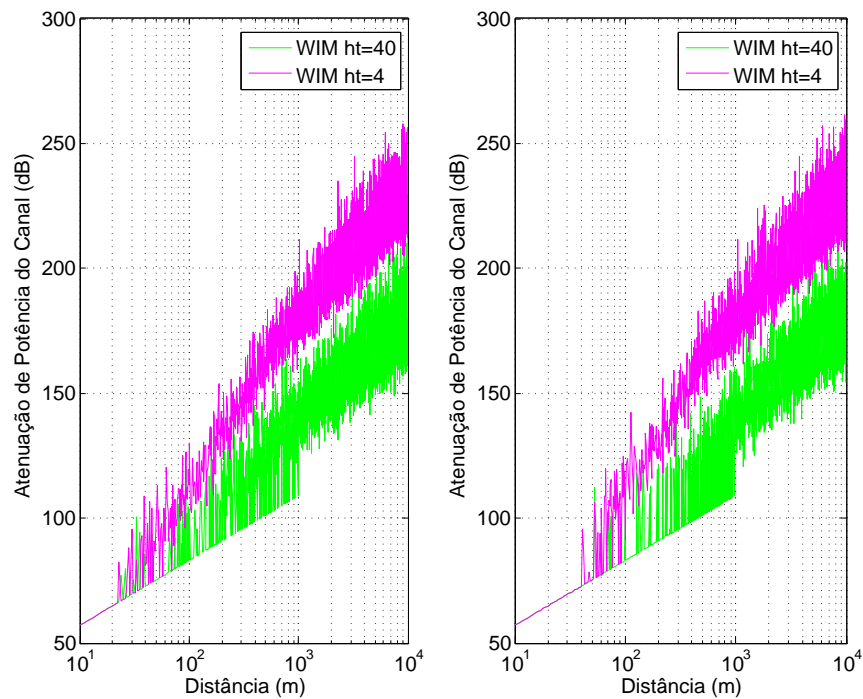
A Figura 15 mostra a probabilidade do enlace ser considerado LOS para os dois cenários, segundo uma função exponencial negativa e outra linear: (a) cenário Móvel para Móvel (MU-MU); (b) cenário Estação Base para Móvel (BS-MU). Para enlaces distribuídos uniformemente com a distância dentro dos limites de 20m e 100m para o cenário (a) e de 20m e 1000m para o cenário (b), a probabilidade média dos enlaces serem LOS é de 21% e de 25%, respectivamente, para a distribuição exponencial. Já para a distribuição linear, é de 50% para os dois cenários. Ou seja, a mudança da distribuição de probabilidade de LOS de exponencial para linear dobra, pelo menos, a quantidade de eventos de LOS nas simulações.

As Figuras 16-(a) e (b) apresentam resultados de atenuação de potência do canal ou  $1/g^2$  para as duas distribuições de LOS, exponencial e linear, respectivamente. Cada uma apresenta os dois cenários MU-MU e BS-MU, identificados pela diferença da altura da antena de transmissão. Ou seja, para o cenário MU-MU,  $h_t=4m$  e para o cenário BS-MU,  $h_t=40m$ . Nas duas Figuras, os valores de atenuação, quando é considerado LOS, representam os valores inferiores que fazem parte de uma reta. Válido somente para os limites de distâncias onde há probabilidade de LOS, enquanto que quando o enlace é NLOS, a atenuação é superior e varia em torno de uma média devido a aplicação das variáveis *Rayleigh* e Lognormal como definido na Equação (26). Observe que na Figura 16-(a), para distâncias menores que 100m, há menos eventos de LOS do que na Figura 16-(b). Note também, o aumento expressivo da atenuação quando o enlace é MU-MU em relação ao enlace BS-MU, para a mesma distância e em condição NLOS.

Esta característica do aumento da atenuação nos cenários MU-MU é a que exploramos nesta proposta, de modo a minimizar a interferência sofrida pelos usuários secundários devida às transmissões dos usuários primários. Mas, esta vantagem é anulada quando o enlace entre o primário e o secundário é LOS. Veja que nas Figuras 16-(a) e (b), para condição de LOS, a atenuação só depende da distância e não mais do cenário (explicitamente da altura das antenas). Por esta razão, quanto mais enlaces LOS houver nos cenários MU-MU, maior será a interferência sofrida pelo usuário secundário. Por outro lado, quanto maior o número de enlaces LOS nos cenários BS-MU, maior será o ganho do canal entre a CBS e o usuário secundário, melhorando assim a relação sinal interferência, o que é uma vantagem. O mesmo efeito ocorre no cenário BS-MU para a comunicação do primário, a interferência que este provoca no secundário diminui, porque ele irá transmitir com menos potência, uma vez que o ganho do canal entre o



**Figura 15: Probabilidade de Linha de Visada (LOS) para cenários Móvel - Móvel(MU-MU) e Estação Base - Móvel (BS-MU).**



**Figura 16: Atenuação de Potência do Canal com Distribuição: (a) Exponencial, (b) Linear.**

usuário primário e a estação base primária será, também, maior.

Os parâmetros utilizados nas simulações estão listados na Tabela 6. A densidade espectral

da potência do ruído é baseada na temperatura de referência de 290° Kelvin. A área do sistema é limitada a 4 km<sup>2</sup> devido à máxima perda de percurso imposta pela capacidade máxima da célula e a potência dos usuários. Acima deste limite da área, os usuários primários teriam que operar com potências de transmissão superiores a 1W.

A taxa de bits atingível para o usuário secundário  $R_{m_i}$  é obtida baseada na sua  $\mu_{m_i}$  de acordo com (25), considerando uma taxa de bits básica de  $R=10$  kbps. O valor  $\mu_{m_i}$  para cada usuário secundário é comparado com o vetor  $\mu_m$  na Tabela 6 onde o valor inferior mais próximo é escolhido. Para cada valor de  $\mu_m$  há uma taxa correspondente no vetor de taxas também mostrado na Tabela 6. Essa analogia entre os vetores de  $\mu_m$  e de taxas é relativa a valores típicos do sistema CDMA considerando apenas uma modulação e manipulação das hierarquias dos códigos ortogonais (LEE; MILLER, 1998). Por exemplo, se o resultado de (25) é 13 dB, o valor tomado no vetor  $\mu_m$  é 12 dB e sua taxa correspondente é de 40kbps. Em outras palavras, é equivalente a ter quatro usuários operando na taxa básica de 10 kbps com uma SIR de 6 dB.

A CBS transmite sempre com potência máxima de modo a prover o máximo de capacidade com respeito às taxas de bits vista pelos usuários secundários servidos. A potência total de transmissão é alocada de acordo com o algoritmo de alocação dinâmica de recursos de rádios escolhido, conforme introduzido na Seção 4.3. Para todas as análises feitas aqui, o algoritmo básico empregado é a distribuição uniforme, onde a potência é distribuída uniformemente entre os usuários. Os algoritmos *Greedy* e PFS, quando utilizados, serão declarados explicitamente acompanhados dos resultados numéricos.

De modo a analisar o desempenho do sistema secundário, é introduzido um *fator de eficiência* (FE). Este fator compara as taxas de bits distribuídas aos usuários secundários com aquelas que seriam obtidas num sistema comum operando sem interferências externas, ou seja, como o sistema secundário operasse como um sistema primário sem interferências de qualquer outro sistema. Isso significa que este sistema serve como referência e nas formulações apresenta  $N_{m_i} = 0$  em (25). Todos os outros parâmetros e equações são ativados exatamente como o sistema proposto.

#### 4.5 RESULTADOS NUMÉRICOS

As simulações apresentadas aqui foram efetuadas considerando  $K$  usuários primários e  $M$  usuários secundários. Para cada par  $(K,M)$ ,  $Q = 10$  topologias aleatórias foram geradas definindo as posições dos usuários. Para cada topologia,  $C = 100$  diferentes realizações do canal, referentes ao desvanecimento de pequena escala em (26), são simuladas para cada canal



**Tabela 6: Parâmetros Utilizados nas Simulações**

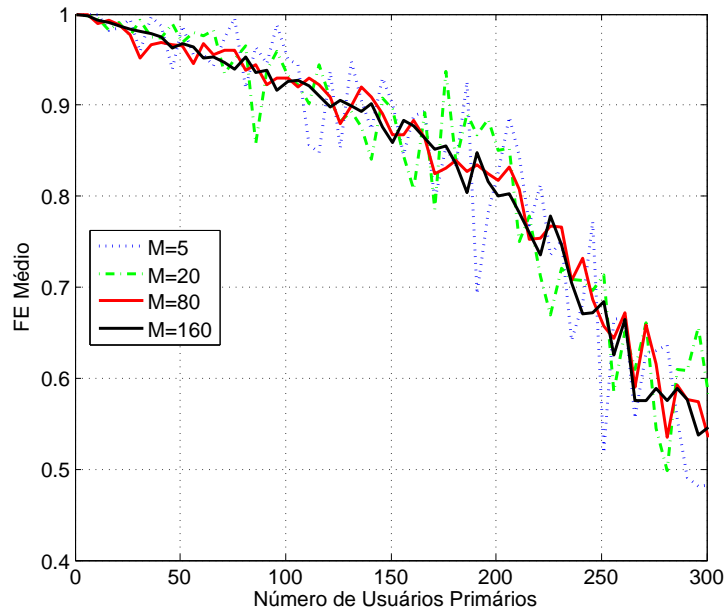
<b>Parâmetros</b>	<b>Valores</b>
Células Primárias $J$	4
Células Secundárias $L$	4
Freq. Central Canal $f$	2,1 GHz
Largura de Faixa $W$	3,84 MHz
Desvio Padrão Sombreamento $\sigma$	6 dB
Densidade Espec. de Ruído $N_O$	$4 \cdot 10^{-21}$
Taxa Primário $R$	10 kbps
Vetor de Taxa ( $R_m$ ) $\times$ 10kbps	[1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128, 256]
Vetor de SIR ( $\mu_m$ ) dB	[6, 9, 12, 15, 18, 21, 24, 27, 30]
Pot. Máxima Primário $P_{k_j}^{max}$	1 W
Pot. Estação Base Secundária	40 W
$SIR_p$ Taxa de 10 kbps	6 dB
Fator de Reuso de Frequência $f_r$	0,5

BS-MU e MU-MU. Portanto, os resultados mostrados nesta Seção correspondem à média de 1.000 diferentes execuções da simulação. Adotamos a premissa pessimista que o fator de atividade dos usuários primários é  $\rho_k = 1$ . O efeito de  $\rho_k < 1$  pode ser observado comparando números distintos de usuários primários. Por exemplo, se  $\rho_k = 0.5$  como assumido em (KIM; LE; HOSSAIN, 2008), o Fator de Eficiência para um certo  $K$  é obtido observando o resultado de  $K/2$  onde  $\rho_k = 1$ . Além disso, a área da região retangular na qual engloba todas as células sob consideração é de  $X^2 = 4 \text{ km}^2$ , enquanto que o raio da célula secundária é de  $X/4$ , a menos que declarado diferentemente.

Agora, podemos definir o FE médio para um determinado número de usuários secundários  $M$  em função do número de usuários primários  $K$  como:

$$FEM(k) = \frac{\sum_{q=1}^Q \sum_{l=1}^L \sum_{m_l=1}^{M_l} \sum_{c=1}^C R_{m_l}^q(c, K)}{\sum_{q=1}^Q \sum_{l=1}^L \sum_{m_l=1}^{M_l} \sum_{c=1}^C \check{R}_{m_l}^q(c)}, \quad (34)$$

onde  $R_{m_l}^q(c, K)$  é a taxa atingida por cada usuário secundário  $m_l$ , sendo  $m_l = [1, 2, \dots, M_l]$  e  $\sum_{l=1}^L M_l = M$  em cada realização do canal  $c$ , sendo  $c = [1, 2, \dots, C]$ , obtido numa determinada topologia sorteada  $q$ , sendo  $q = [1, 2, \dots, Q]$  e  $K$  usuários primários ativos.  $\check{R}_{m_l}^q(c)$  representa a taxa que o mesmo usuário secundário obteria se a rede primária estivesse completamente desligada e sem interferir no secundário. Por isso,  $\check{R}_{m_l}^q(c)$  representa as taxas atingíveis nesta rede de referência e não tem influência do número de usuários primários. Para o cálculo de  $\check{R}_{m_l}^q(c)$ , fazemos  $N_{m_l} = 0$  em (25). A dependência que o FE tem do número de usuários primários  $K$  está implícita no cálculo de  $R_{m_l}^q(c, K)$  obtido a partir do cálculo de  $\mu_{m_l}$  em (25) porque o número de

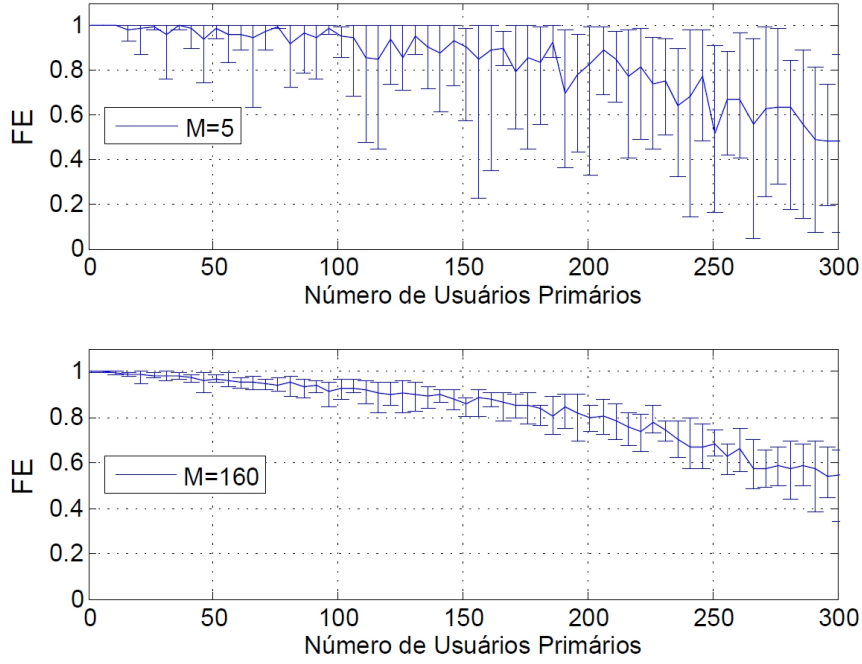


**Figura 17: Fator de Eficiência Médio do Sistema Secundário.**

usuários primários, assim como sua posição e a probabilidade de visada direta com os usuários secundários, influenciam em  $N_{m_l}$ . Ou seja, como apresentado em (21),  $N_{m_l}$  é uma função do número  $K$ ; da potência que cada usuário primário ativo transmite ( $\rho_k P_{k_j}$ ), que depende também da quantidade de usuários e da sua posição com relação à estação base primária; e dos ganhos dos canais  $|g_{k_j, m_l}|^2$  que dependem das posições relativas entre todos os usuários primários e o usuário secundário sob interferência, assim como a chance dos enlaces serem ou não em visada direta.

A Figura 17 mostra o FE médio para alguns números de usuários secundários. O valor do FE médio permanece quase que o mesmo para todos os números diferentes de usuários secundários  $M$  com uma melhora tênue para maiores valores de  $M$ . Mas, apresenta uma variabilidade maior para valores menores de  $M$ . O valor do FE médio diminui à medida que o número de usuários primários aumenta, como era esperado, uma vez que a interferência aumenta. Entretanto, para um sistema primário completamente carregado, o valor do FE ainda é superior a 0,6 e, para  $K < 100$ , o FE aproxima-se de 1 o que significa que o sistema secundário pode operar com taxas bem próximas do sistema primário.

A variabilidade do FE pode ser vista na Figura 18, onde o mínimo, a média e o máximo valor do FE são mostrados para cada par  $(K, M)$ . Aqui,  $FE_{min}$  e  $FE_{max}$  são obtidos através da equação (34) para as  $Q$  topologias sorteadas. Ou seja, considera-se qual a topologia que apresentou o menor e o maior FE médio.



**Figura 18: Variabilidade do Fator de Eficiência.**

$$FE_{min}(k) = \min_q \frac{\sum_{q=1}^Q \sum_{l=1}^L \sum_{m_l=1}^{M_l} \sum_{c=1}^C R_{m_l}^q(c, k)}{\sum_{q=1}^Q \sum_{l=1}^L \sum_{m_l=1}^{M_l} \sum_{c=1}^C \tilde{R}_{m_l}^q(c)}, \quad (35)$$

$$FE_{max}(k) = \max_q \frac{\sum_{q=1}^Q \sum_{l=1}^L \sum_{m_l=1}^{M_l} \sum_{c=1}^C R_{m_l}^q(c, k)}{\sum_{q=1}^Q \sum_{l=1}^L \sum_{m_l=1}^{M_l} \sum_{c=1}^C \tilde{R}_{m_l}^q(c)}, \quad (36)$$

Isto nos mostra a dependência que este modelo proposto tem com relação às quantidades e posições dos usuários primários relativas aos usuários secundários. A variância do FE é função do  $M$  devido à proporção entre os termos  $\sum_{i=1, i \neq m_l}^{M_l} (|\mathbf{g}_{m_l, i}^H \mathbf{w}_i|^2 P_i)$  e  $N_{m_l}$  em (25). Quando o número de usuários secundários é pequeno,  $N_{m_l}$  afeta  $\mu_{m_l}$  para cada usuário mais do que a interferência que vem de outros usuários da própria célula. A recíproca também é verdadeira. Quando o número de usuários secundários aumenta, o primeiro termo impacta mais a degradação do  $\mu_{m_l}$  do que a interferência que vem dos usuários primários.

Considera-se que  $K$  chegue até 300 nas simulações para permitir que todas as células primárias operem na capacidade máxima teórica de  $K_j = 65$  usuários para cada célula  $j$ . Este valor é obtido através da Equação (23), resolvendo para o termo  $(K_j - 1)$  e considerando o termo  $(WN_0 + I_j) = 0$ . Ou seja,  $K_j = \frac{W/R}{(1+f_r)SIR_p} + 1$ . Uma vez que os usuários são distribuídos uniformemente, é necessário considerar um número de usuários primários maior, para garantir o número de 65 usuários por célula primária. Se um número de usuários primários superior a

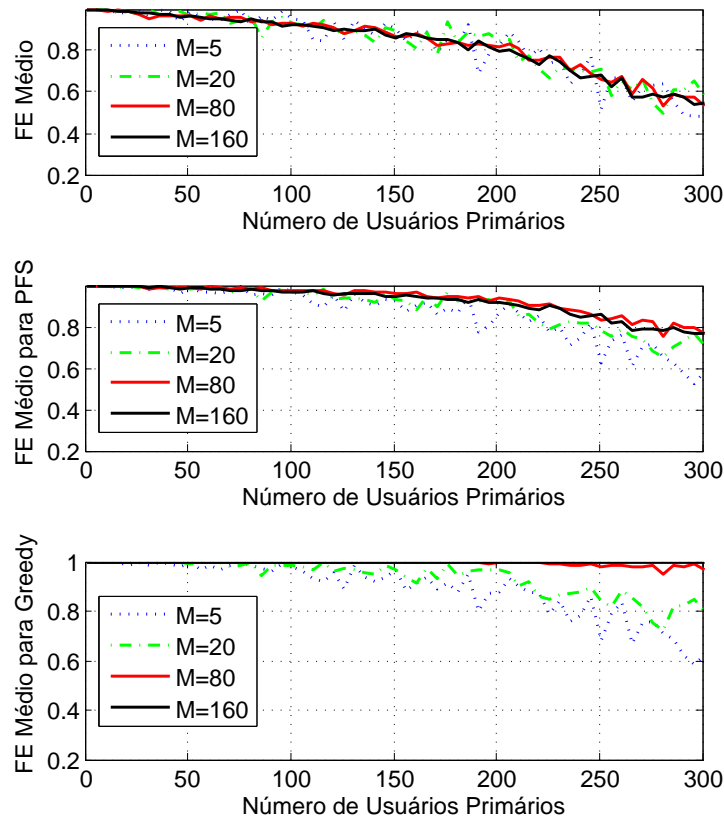
65 for alocado numa determinada célula, os usuários excedentes são desativados. Como consequência, nas Figuras seguintes os resultados tendem a permanecer os mesmos à medida que o número máximo de usuários primários é atingido, ou  $4 \times 65 = 260$ .

Agora, introduzimos os outros dois algoritmos de alocação dinâmica de recursos de rádio que são o PFS e o *Greedy*. Para isso, alteramos a quantidade  $C$  de realizações do canal para 400 e ativamos o parâmetro  $\beta = 0,1$  em (20) para  $M = [5, 20]$  e  $\beta = 0,05$  para  $M = [80, 160]$ . O aumento do número de realizações do canal é para garantir que haja vários ciclos de escolha de todos usuários secundários por setor. Por exemplo, para  $M = 160$ , espera-se que a quantidade por setor seja da ordem de 40 usuários. Neste caso, para que todos os usuários tenham a chance de serem sorteados com os recursos do canal no algoritmo PFS, é necessário, no mínimo, 40 realizações do canal. O valor de  $\beta$  representa o fator de esquecimento do cálculo da média temporal em (20). Quanto menor o valor na direção de  $\beta = 1/M_t$ , maior a justiça com os usuários. Não buscamos otimizar este parâmetro, apenas mostrar que este algoritmo pode trazer ganhos consideráveis na proposta do *downlink*.

A Figura 19 mostra o FE médio para os três algoritmos de alocação, a Figura 19-(a) repete os dados da Figura 17 e serve como comparação. As Figuras 19-(b) e (c) apresentam o FE médio para os algoritmos PFS e *Greedy*. Os resultados mostram que o sistema secundário é menos afetado para os dois últimos algoritmos com relação à interferência do primário para qualquer número de usuários secundários. Observe que para  $M = [80, 160]$ , no algoritmos *Greedy*, o FE médio é praticamente 1 para qualquer valor de  $K$ . Ou seja, para  $M > 80$  o sistema secundário opera no seu regime máximo como se não fosse afetado pela interferência do primário. Isso ocorre porque com um número grande de usuários secundários, aumenta-se a probabilidade de encontrar um usuário com condições de atingir a taxa máxima da régua.

A Figura 20 mostra a taxa de bits total do sistema secundário. Note que mesmo o sistema primário estando ativo, o sistema secundário é capaz de entregar taxas de bits de alguns Mbps com uma largura de faixa de apenas  $W = 3,84$  MHz. Este é o resultado principal da proposta deste capítulo e, claramente, maior do que outras propostas utilizando o modelo *underlay*.

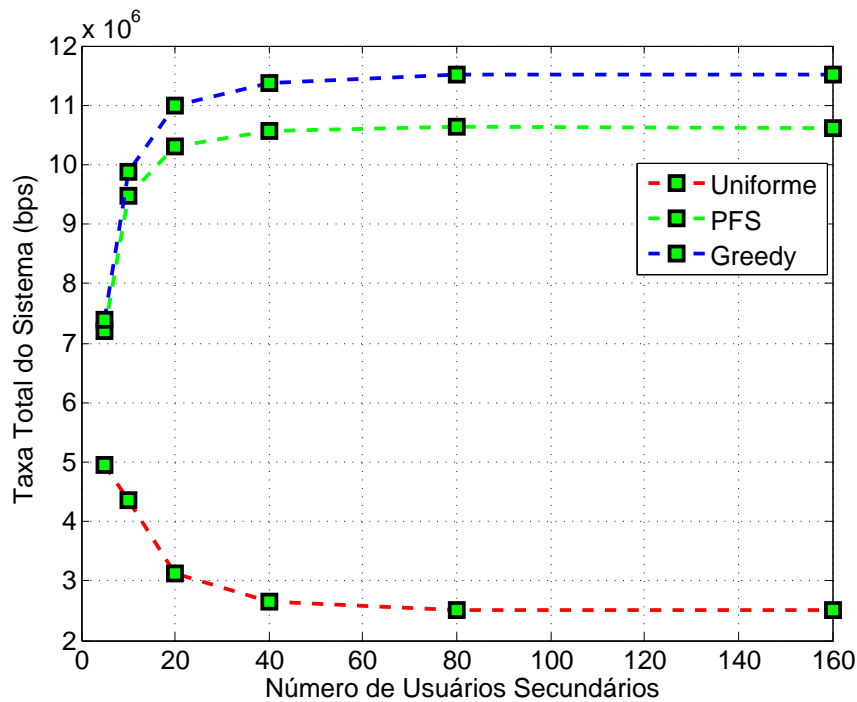
Fica evidente o ganho proporcionado pela alocação dinâmica de recursos de rádio. Neste caso é da ordem de 4 a 5 vezes. Este ganho é devido a dois fatores: (a) o ganho esperado do uso da alocação dinâmica de recursos de rádio, da ordem de 2 (WANG; GIANNAKIS; MARQUES, 2007); (b) o fato que a determinação da taxa do usuário ser feita através da régua de taxa em função da régua de  $\mu_m$  e da capacidade do CDMA. Como os dois esquemas *Greedy* e PFS elegem apenas um vencedor a receber todos os recursos de rádio (potência, tempo e fator de espalhamento), faz com que o usuário secundário elegido não tenha interferência intra



**Figura 19: Fator de Eficiência Médio do Sistema Secundário para alocação de recursos: (a) Uniforme, (b) PFS, (c) Greedy.**

setor. Ou seja, não há interferência vinda de outro usuário do mesmo setor. Neste caso, o termo  $\sum_{i=1, i \neq m_l}^{M_l} (|\mathbf{g}_{m_l, l}^H \mathbf{w}_l|^2 P_i) = 0$  em (25). Desta forma, o usuário pode atingir a taxa máxima da régua, dependendo apenas do ganho do seu canal, ruído térmico e interferência vinda do primário. Neste caso, poderia atingir a taxa máxima da régua de 2,56 Mbps. Na hipótese de dois usuários compartilharem ao mesmo tempo os recursos de rádio, a taxa máxima e igual para os dois, considerando a melhor condição de interferência, ou  $N_{m_l} = 0$  em (25), seria de 640 kbps para cada usuário. Por isso, há um ganho da ordem de 2 para a capacidade do sistema CDMA, para um usuário em relação à dois usuários, representado pela diferença entre a taxa de um usuário à 2,56 Mbps e a taxa de dois usuários à 640 kbps ou um total de 1,28 Mbps. Esta conclusão depende de  $\mu_m$  e proveniente da equação de capacidade do CDMA, onde  $M = \frac{W/R}{\mu_m} + 1$ . Portanto, considerando os dois fatores agregados, obtém-se um ganho do sistema da ordem de 4, de acordo com o que foi obtido nas simulações.

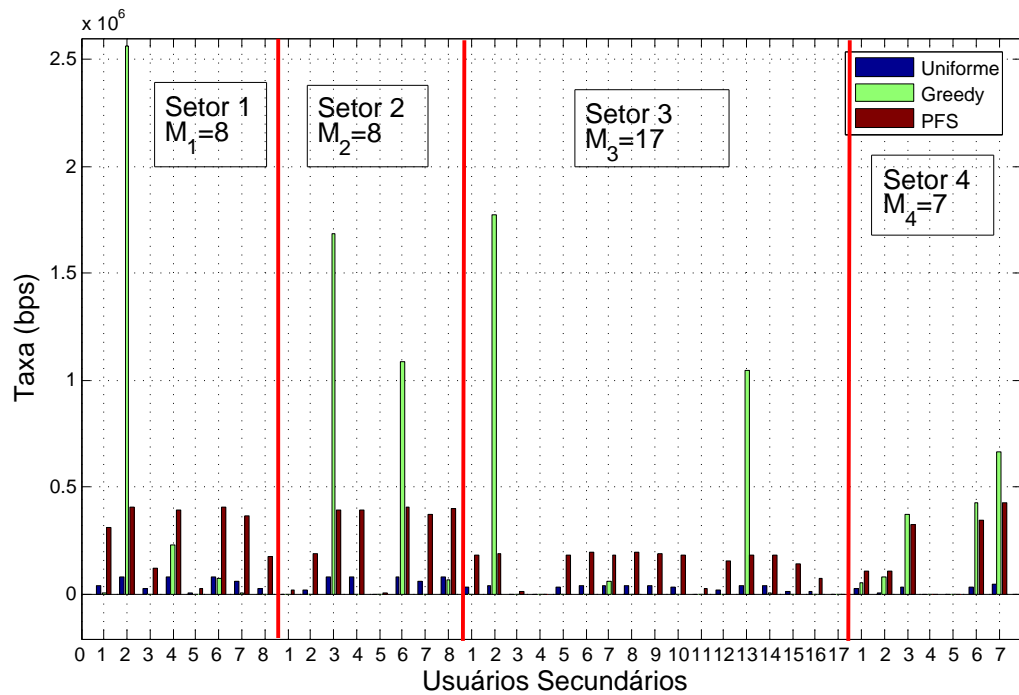
A decisão da taxa do usuário segue a regra da régua de taxas e, portanto, é limitada na taxa de 2,56 Mbps. Mas, durante as simulações, constatou-se que quando há apenas um usuário para receber todos os recursos de rádio, situação típica da alocação PFS e Greedy e para apenas um



**Figura 20: Taxas de Bits Médias do Sistema Secundário.**

usuário secundário no setor, valores de  $\mu_{m_l}$  acima de 30 dB são frequentes. Por isso, no processo de escolha do usuário eleito na alocação PFS e *Greedy*, limitamos a potência atribuída ao usuário eleito em  $\delta P_{tx}$ , onde  $\delta \in (0, 1)$  e busca-se o menor valor de  $\delta$  que ainda mantém  $\mu_{m_l} \geq 30$  dB. Além disso, o complemento da potência do setor da CBS, ou  $(1 - \delta)P_{tx}$  é atribuído ao termo de interferência intra setor, ou  $\sum_{i=1, i \neq m_l}^{M_l} (|\mathbf{g}_{m_l, i}^H \mathbf{w}_l|^2 P_i) = (1 - \delta)P_{tx}$ . Desta forma, o complemento de potência poderia ser atribuído ao segundo usuário no ranking de usuários, conforme a função utilidade do algoritmo de alocação de recursos de rádio. Por isso, sob esta condição, dois usuários, no máximo, são elegidos para receber uma determinada taxa cada um, sendo o primeiro com a taxa máxima da régua e o segundo com uma taxa bem menor conforme o valor de  $\delta$ .

A Figura 21 mostra as taxas médias obtidas por 40 usuários secundário através de apenas uma topologia. Neste caso,  $M_1 = 8$ ,  $M_2 = 8$ ,  $M_3 = 17$  e  $M_4 = 7$ . Ou seja, há 8 usuários secundários no primeiro setor, 8 no segundo, 17 no terceiro e 7 no quarto setor. Para a alocação *Greedy*, apenas alguns usuários por setor tem acesso ao sistema. Por exemplo, no setor 1, o usuário  $m_1 = 2$  é dominante e recebe a maior taxa média do sistema. Além dele, somente os usuários  $m_1 = [4, 6]$  tiveram oportunidades de transmissão e obtiveram resultados, ao final ainda comparável com a alocação uniforme. Mas, os usuários  $m_1 = [1, 3, 5, 7, 8]$  não tiveram acesso ao sistema. Tanto a alocação uniforme quanto a PFS distribuem as taxas entre os usuários

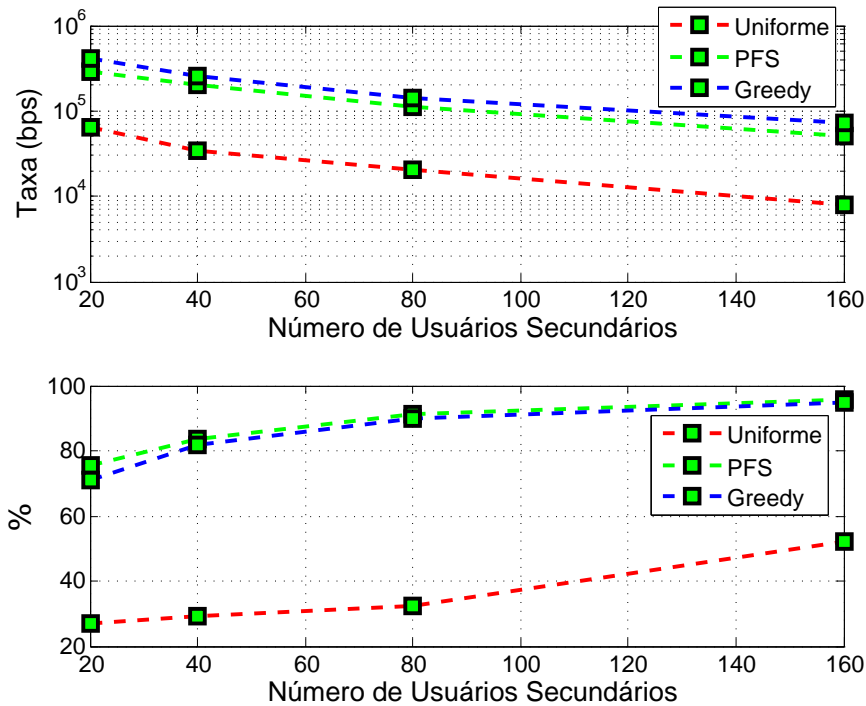


**Figura 21: Taxas de Bits Média Percebidas por  $M=40$  Usuários Secundários para Alocações Uniforme, PFS e Greedy.**

de uma forma mais justa, com uma grande vantagem de capacidade para o PFS. Observe que mesmo no PFS, há usuários que não tiveram acesso ao sistema, como os usuários:  $m_3 = [4, 17]$ ;  $m_4 = [4, 5]$ . Ou seja, os usuários 4 e 17 do setor 3 e os usuários 4 e 5 do setor 4. Isto ocorre devido a grande interferência dos usuários primários que, neste caso, estão muito próximos do secundário e em visada direta. Neste desenvolvimento, não exploramos a dinâmica de atividade do usuário primário assim como o deslocamento dos usuários em geral. Se assim o fosse, do ponto de vista do usuário secundário prejudicado no cenário estático, ele teria mais chances de acesso ao sistema.

Já as Figuras 22-(a) e (b) apresentam as taxas médias percebidas pelos usuários secundários e a percentagem do tempo que o usuário secundário não tem  $\mu_{m_i}$  suficiente para receber transmissões de bits, válido para a alocação uniforme, ou porque não foi eleito no processo de alocação dinâmica de recursos de rádio. Com relação à alocação uniforme, observa-se que para valores pequenos de  $M$ , os usuários podem comunicar com taxas de centenas de kbps. Para grandes valores de  $M$ , as taxas são menores porque é assumida uma distribuição uniforme de potência. A percentagem do tempo com taxa zero mostra que os usuários secundários podem comunicar em mais do que 45% do tempo mesmo no pior cenário onde  $M = 160$  estão ativos.

A Figura 23 traz a distribuição de taxa de bits dos usuários secundários, mostrando o deslo-



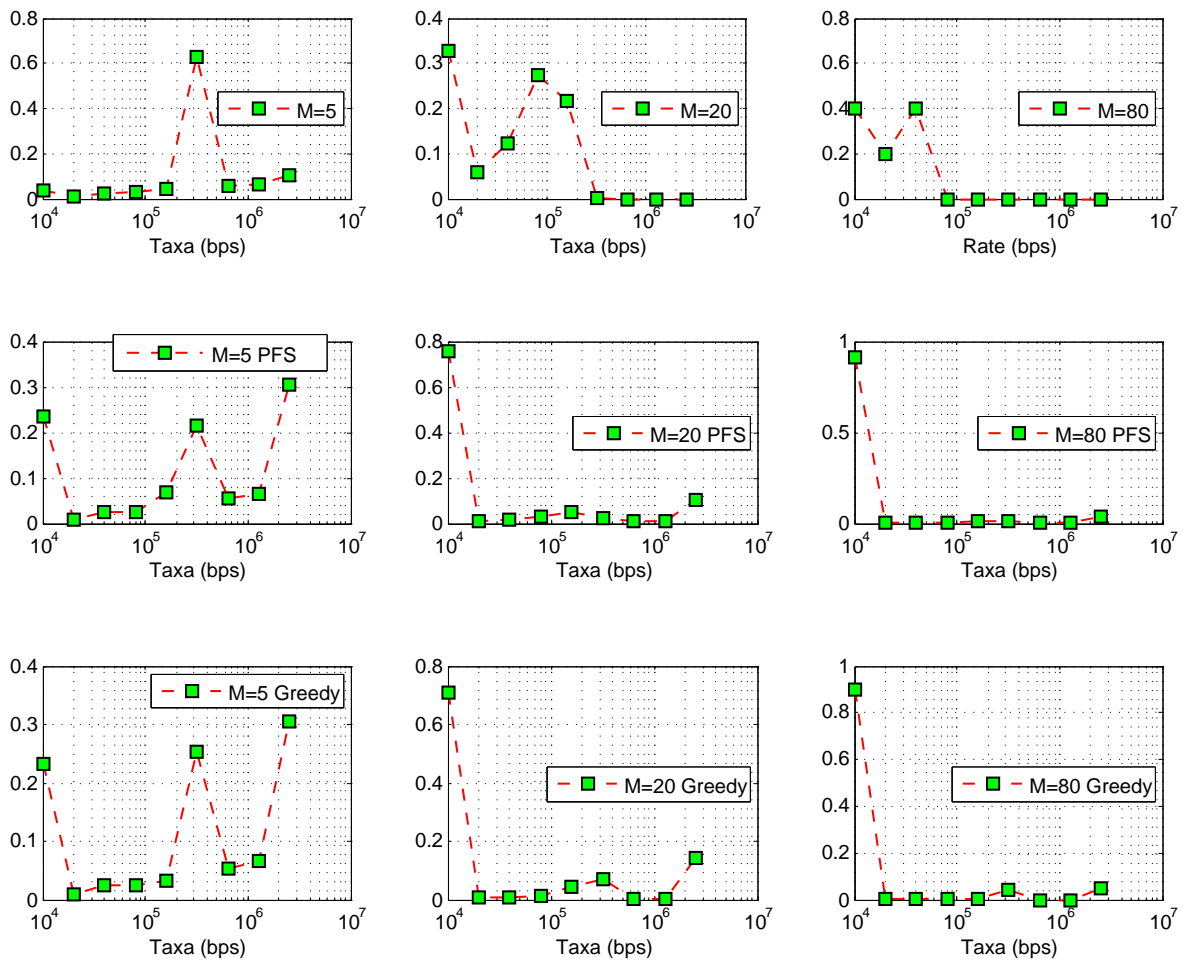
**Figura 22: Taxas de Bits Média Percebidas pelos Usuários Secundários e Percentagem do Tempo que o Usuário Secundário Não se Comunica.**

camento da distribuição para menores taxas, na alocação uniforme, à medida que o número de usuários secundários aumenta. As distribuições do *Greedy* e PFS são similares com uma ligeira vantagem do *Greedy* com maior incidência das taxas mais altas.

A variância das taxas médias percebidas por cada usuário, também é um comparativo entre as técnicas de alocação. A Figura 24 apresenta a variância das taxas em dB, ou  $v(dB) = 10 \log_{10}[\text{var}(\bar{R}_{m_l})]$ , onde  $\bar{R}_{m_l}$  é a taxa média de cada usuário  $m_l = [1, 2, \dots, M_l]$  e  $\sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^{M_l} m_l = M$ , calculada através de todas as  $C$  realizações do canal e para uma única topologia. A variância da alocação PFS é da ordem de 18 dB menor que o *Greedy* e 8 dB maior que o uniforme, apesar de obter um resultado de taxa total do sistema próximo ao do *Greedy* e servindo um número maior de usuários. Por isso, o PFS representa uma boa escolha para um sistema prático baseado nesta proposta.

Agora, analisamos a influência que três parâmetros do projeto do sistema tem no resultado do FE. São eles: (a) o raio da célula secundária, através da escolha de um raio mais próximo e de um outro mais distante; (b) uma restrição na potência de transmissão  $P_{tx}$  do setor da CBS, em decorrência de uma possível ineficiência da manipulação do feixe das antenas, de modo que empregaremos alguns passos de atenuação até 20 dB; (c) o aumento da probabilidade dos enlaces serem LOS o que diminui a vantagem das baixas alturas das antenas dos usuários primários.

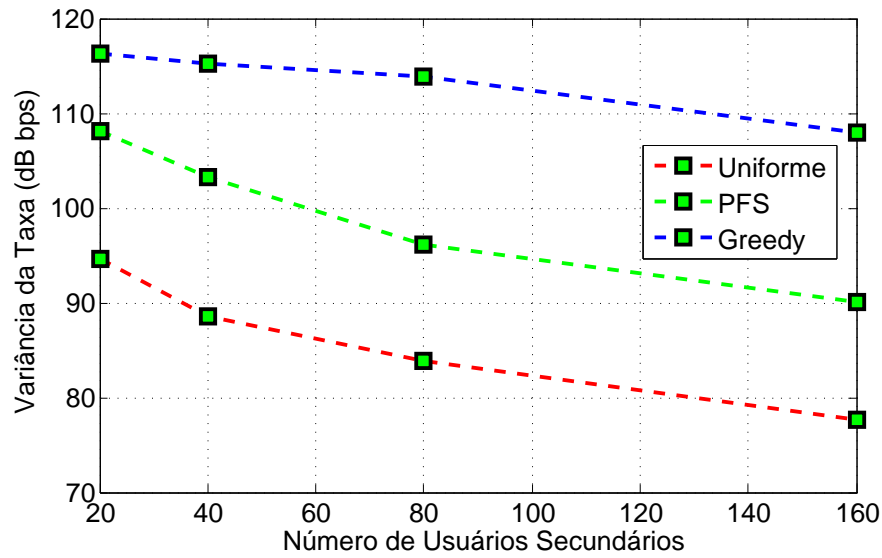




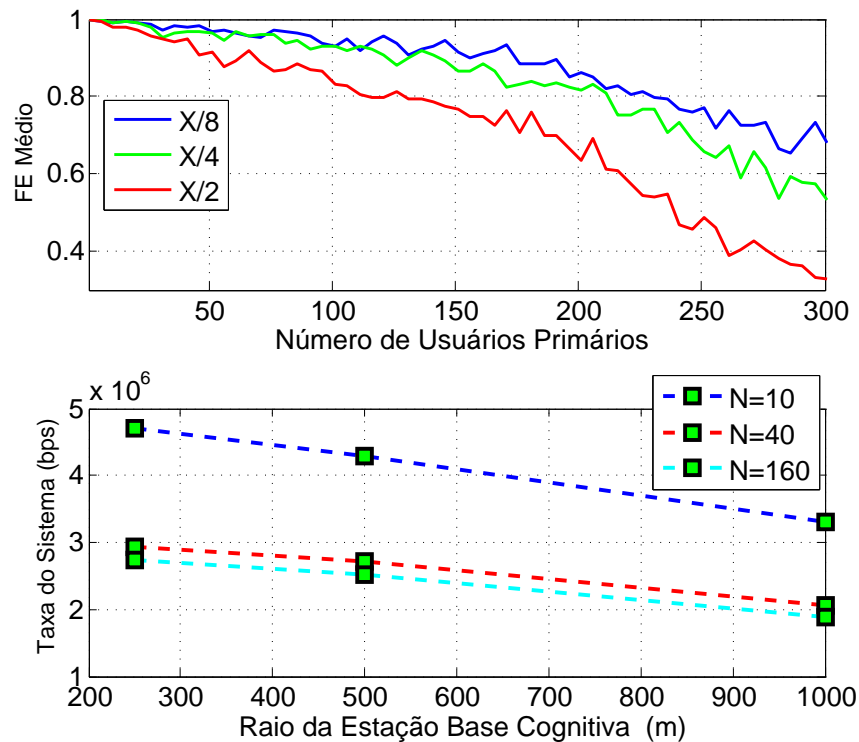
**Figura 23: Distribuição das Taxas de Bits dos Usuários Secundários.**

Para estas análises, usaremos apenas o algoritmo de alocação uniforme de potência. A escolha da distribuição uniforme de potência é baseada no interesse da influência destes parâmetros do FE médio e não na maximização das taxas do sistema. Apesar que, mesmo que tenhamos uma degradação do FE médio, ainda poderemos introduzir o PFS e o *Greedy* com o objetivo de maximizar as taxas do sistema.

O raio da célula secundária afeta o desempenho como mostrado na Figura 25-(a). Quanto maior o raio da célula, menor o FE. Esta simulação considera  $M = 40$ . A Figura 25-(b) mostra a taxa de bits média do sistema em função do raio que aqui é definido em função do tamanho da região  $X=2\text{km}$ . Novamente, o impacto negativo é devido à proporção do termo  $N_{m_l}$  em (25) com respeito ao denominador. Quanto maior o raio da célula, menor é o ganho do canal  $g_{m_l,l}$  o que faz  $N_{m_l}$  proporcionalmente maior. Em outras palavras, o raio da célula secundária pode ser intercambiado com o resultado que se queira obter. Por exemplo, a escolha de aumentar o raio

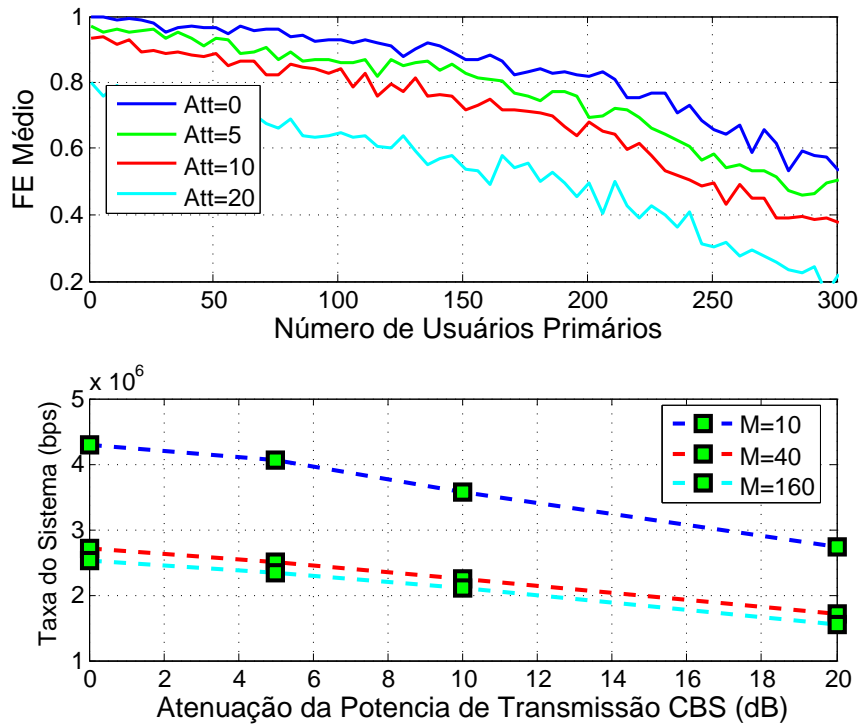


**Figura 24: Variância das Taxas de Bits Média Percebidas pelos Usuários Secundários para Alocações Uniformes, PFS e Greedy.**



**Figura 25: Efeito do Raio da Célula no Fator de Eficiência e Taxa de Bits do Sistema.**

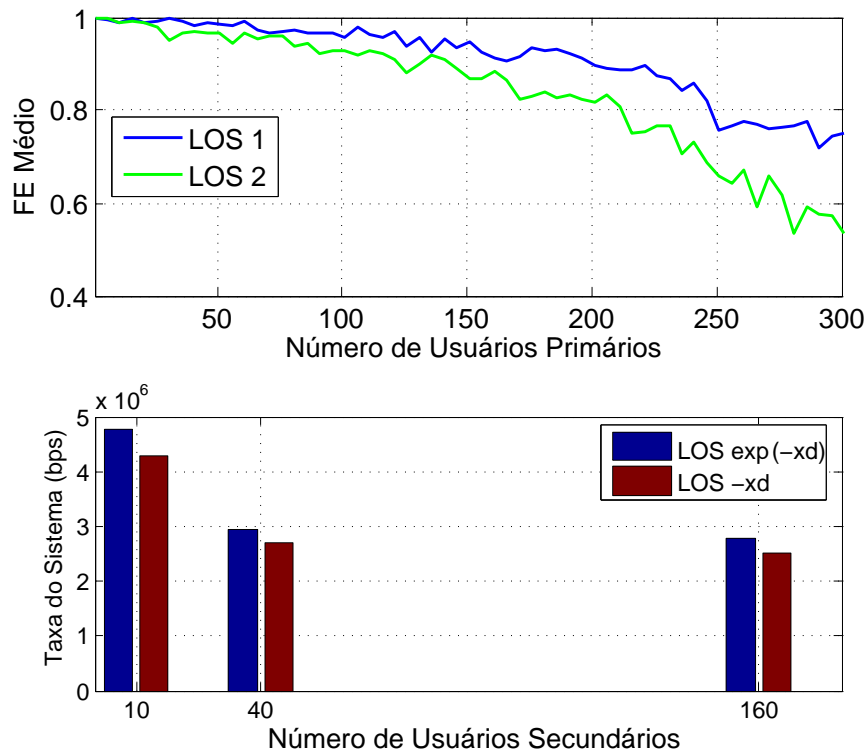
da célula implica em piorar o desempenho médio do sistema, mas com um ganho de cobertura considerável. Já, se o objetivo for o desempenho do sistema, pode-se diminuir o raio da célula. Note que o raio da célula secundária não tem relação com a interferência provocada no sistema



**Figura 26: Efeito da Imprecisão da Informação do Estado do Canal. "Att" é a Atenuação (em dB) Aplicada no Transmissor da CBS.**

primário, como se notou nas outras propostas investigadas. Nesta proposta, o aumento do raio da célula secundária apenas diminui o ganho do canal entre o usuário secundário e a CBS. Ou seja, é uma limitação de desempenho imposta apenas ao sistema secundário sem influência no sistema primário, que é uma grande vantagem.

Considere agora o caso onde a manipulação da formatação do feixe das antenas não é exatamente ortogonal. Se a estimação do estado do canal não é perfeitamente acurada, então  $I_j > 0$  em (24) e o sistema secundário afetará o desempenho do sistema primário. Uma proposta para contornar tal situação é reduzir a potência de transmissão da CBS. A Figura 26 mostra que, mesmo com a potência de transmissão da CBS atenuada em 20 dB, grandes valores do FM ainda podem ser atingidos. Note que se a CBS estiver transmitindo  $P_{tx}$  atenuado de 20 dB, representa uma potência de 400 mW. Essa potência é inferior à potência  $P_{k_j}^{max}$  (potência máxima do usuário primário) que é de 1W. Ou seja, mesmo que o processo de ortogonalização do feixe fosse eliminado, a interferência que a CBS provocaria na estação base primária seria inferior à um usuário primário operando na potência máxima. De outro modo, é comparado com a interferência intra célula do próprio sistema ao admitir mais um usuário. Para um sistema primário operando no *uplink* abaixo da capacidade máxima, significa que sua folga poderia ser negociada com o sistema secundário de modo a evitar ou diminuir a complexidade do processo de ortog-



**Figura 27: Impacto da Probabilidade do LOS no Desempenho do Sistema.**

onalização. Portanto, mesmo com significativas atenuações de  $P_{tx}$ , o sistema é relativamente robusto com respeito às taxas oferecidas o que mostra uma boa tolerância com a qualidade da estimação do estado do canal entre as estações base primária e secundária.

Analisamos também a influência do ambiente apresentar mais condições de enlaces LOS nas simulações. Esta condição simula o sistema operando em cidades com características morfológicas mais sub-urbanas. Para isso, alteramos a função densidade de probabilidade do enlace ser LOS de exponencial negativa para linear como mostrado na Figura 15, na página 77. A Figura 27 traz os resultados do FE médio do sistema para  $M = 40$  usuários secundários. Há uma perda no desempenho do sistema, mais acentuado para um número maior de usuários primários. Mesmo assim, o menor FE médio ainda é superior a 0,5. Consequentemente, verifica-se uma perda na taxa total do sistema, independente do número de usuários secundários. O aumento de enlaces LOS traz uma desvantagem mais acentuada de aumentar a interferência nos usuários secundários e uma vantagem de melhorar os ganhos dos canais entre a CBS e os usuários secundários. Mas, como resultado final, a interferência sobressai em relação à vantagem dos ganhos dos canais.

#### 4.6 COMENTÁRIOS FINAIS

No término deste capítulo, enfatizamos os expressivos resultados de taxas obtidos por uma estação secundária inserida dentro da área de serviço de um sistema primário. As escolhas do projeto do *downlink* secundário mostraram que se pode operar com taxas similares a de um sistema de referência operando sem interferência externa, para um número reduzido de usuários primários. Já, para um sistema primário carregado, apesar de deteriorar os resultados de taxas do sistema secundário, a introdução dos dois algoritmos de alocação dinâmica de recursos de rádio PFS e *Greedy* proporciona valores de FE médio bem mais próximos de 1. Mais ainda, investigamos o efeito de limitar a potência de transmissão da rádio base, como decorrência de uma possível ineficácia no ortogonalização do feixe para com o receptor da estação base primária. Assim, mostramos resultados ainda expressivos de FE médio. Também demonstramos que o raio da célula secundária influencia no desempenho do sistema secundário, mas não limita o seu alcance, além de não influenciar na operação do sistema primário. Finalizando, explicamos a influência de um número maior de enlaces LOS, o que representa a aplicação desta proposta em ambientes urbanos distintos. O aumento do número de enlaces LOS traz uma perda no desempenho do sistema, evidenciando que a influência da desvantagem de se eliminar a atenuação adicional, pelas baixas alturas dos dispositivos nos cenários MU-MU, acentua-se sobre a vantagem de melhorar os ganhos do canal para os cenários BS-MU.

Porém, os resultados são significativos e é uma maneira diferente de aplicação do modelo *underlay* de rádios cognitivos com relação aos modelos investigados na literatura. Esta aplicação encontra, segundo a crença do autor, um forte apelo para os detentores das licenças de uso dos espectros dos sistemas primários, porque é uma forma de aumentar a capacidade de distribuir taxas de bits numa determinada área, que antes, era restrita à capacidade máxima apenas do sistema primário. Ou seja, o próprio detentor do sistema primário poderia introduzir o sistema secundário na sua região e usufruir da idéia de rádio cognitivo como uma forma de aumentar ainda mais sua eficiência espectral.



## 5 CONCLUSÕES E DESAFIOS FUTUROS

### 5.1 CONCLUSÕES

Esta tese endereçou o desafio de alocar demandas crescentes de comunicações sem fio, restritas pelas limitações de novas faixas do espectro de frequências. A demanda por serviços de dados sem fio, por exemplo, tem expandido vertiginosamente nesta década. Algumas operadoras HSDPA (High Speed Downlink Packet Access) tem reportado aumento de tráfego em 2007 e 2008 da ordem de 6 a 50 vezes (MCQUEEN, 2009), com expectativa para crescer ainda mais no futuro. Olhando o espectro de frequências, verifica-se que sua designação está completa até a faixa de 3 GHz, apesar de mostrar, na prática, uma utilização tão baixa quanto 5,2%, como apresentado em (MCHENRY, 2005).

Para responder a este desafio, investigamos o conceito de rádio cognitivo que foi concebido para permitir o uso oportunista do espectro de frequências. A partir da idéia original de explorar os buracos do espectro, rádio cognitivo desenvolveu-se para permitir o uso concomitante do espectro sem que haja perda de desempenho para o usuário primário licenciado e em atividade. Assim, rádio cognitivo foi classificado em três modelos: *interweave*, *overlay* e *underlay*, sendo que o modelo *interweave* representa a idéia original de uso do espectro somente quando livre de comunicações primárias, enquanto os modelos *overlay* e *underlay* exploram o espectro mesmo com o usuário primário em atividade, abrindo caminho para ganhos mais significativos de capacidade de comunicação.

Como resultado da investigação, propusemos a aplicação dos modelos *overlay* e *underlay* de rádio cognitivo em duas redes sem fio distintas e limitadas por interferência com o objetivo de melhorar a capacidade de tráfego destas redes. O modelo *overlay* foi aplicado numa rede em malha WMN para permitir que os nós transmitam dentro da mesma região de interferência mútua com uma degradação ligeira da taxa de bits, mas com ganhos significativos para a rede. Já o modelo *underlay* foi aplicado de modo a permitir a coexistência de duas redes independentes numa mesma região e usando parte da banda do sistema primário. Neste caso, o ganho de capacidade está na introdução de um novo sistema sem afetar a capacidade do sistema primário.

Além do modelo rádio cognitivo, outras técnicas modernas de sistemas de comunicações foram empregadas em conjunto para se obter o resultado final, como codificação por superposição e *dirty paper*, técnicas de formatação ortogonal de feixe de antenas e alocação dinâmica de recursos de rádio.

No caso do modelo *overlay* em uma WMN, aplicamos o modelo originalmente concebido e, mais além, através de investigação feita para esta tese, mostramos a possibilidade de introduzir múltiplos secundários de modo a aumentar ainda mais a capacidade de WMNs. Obtivemos resultados de ganhos de capacidade de 30% e 35% com a aplicação original para topologia de cadeia linear e arbitrária, respectivamente. Com a extensão do modelo, permitindo múltiplos secundários, mostramos ganhos de até 123% para a cadeia linear. Além disto, demonstramos também grandes ganhos para aplicações de cadeias adjacentes o que é de se esperar quando a gateway for projetada com setores ao invés de antenas omnidirecionais.

Na aplicação do modelo *underlay*, apresentamos um projeto do enlace de descida ou direto (sentido Rádio Base para Usuário) de uma rede sem fio introduzida numa mesma região de uma rede primária operando na mesma frequência. Mostramos que esta nova rede pode fornecer taxas de bits de alguns Mega bits por segundo, utilizando a mesma banda de 3,84 MHz. Além disso, apresentamos o impacto na capacidade da rede devido às alterações do projeto com relação: (a) ao tamanho da célula; (b) às reduções de potência da CBS, decorrentes de imprecisões na estimação correta do canal; (c) à probabilidade de se ter mais enlaces na condição de LOS, decorrentes de variações de ambientes urbanos. A este projeto do enlace de descida, acrescentamos a análise de se empregar técnicas de alocação dinâmica de recursos rádio. Neste caso, através da alocação dos recursos de potência, código e tempo para os usuários secundários, atingimos ganhos de capacidade de até quatro vezes comparados com a técnica de alocação uniforme de todos os recursos. As técnicas aplicadas foram o método *Greedy* onde o usuário com a melhor condição de canal leva todos os recursos e o método *Proportional Fair Scheduling* (PFS), onde se busca um compromisso entre justiça e maximização da taxa de bits.

Portanto, atingimos todos os objetivos propostos: de encontrar na idéia de rádio cognitivo uma forma de enfrentar o desafio de melhorar a capacidade de redes de dados sem fio, dada as limitações de espectro de frequências. Estas aplicações investigadas são inovadoras na literatura e constituem-se na contribuição original desta tese.

Os resultados desta tese obtiveram o reconhecimento em seis publicações, sendo três relativas ao emprego original do modelo *overlay* em uma WMN, duas publicações com respeito à extensão do modelo permitindo múltiplos secundários e uma publicação com relação à aplicação do modelo *underlay*, permitindo a introdução de um novo sistema na região de operação



de um sistema primário.

Destaca-se ainda, a satisfação do autor de ter tido a oportunidade de aprender e percorrer este maravilhoso caminho da pesquisa por um campo da ciência que apresenta grandes desafios, mas permite conectar pessoas e informações ao redor do mundo e tem grandes impactos na sociedade.

## 5.2 DESAFIOS FUTUROS

O conceito de rádio cognitivo é recente e objeto de intensa pesquisa. Um sistema que opere, na prática, baseado no modelo cognitivo está prestes a ser lançado, como é o exemplo do padrão IEEE 802.22 (IEEE802.22, 2010). Mesmo assim, ainda apresenta alguns aspectos práticos que não estão bem esclarecidos na literatura. Em especial, com relação à capacidade prática da rede cognitiva, porque hoje, os limites são investigados baseados no escopo da teoria da informação.

Com relação à aplicação do modelo *overlay* em WMN e sua extensão para múltiplos secundários podemos destacar algumas questões que estão em aberto. A primeira delas está relacionada com o conhecimento dos coeficientes do canal pelos rádios cognitivos. Isto implica que haja algum esquema de aprendizagem e divulgação do estado do canal para os participantes do modelo. Uma idéia a ser explorada é o emprego da banda ISM para transportar um canal de controle e sinalização da rede cognitiva. O tráfego da rede ocorrerá numa banda específica da rede primária. Só o canal de controle e sinalização que será através da banda ISM. Como a banda ISM é caracterizada por alta interferência provocada por agentes de redes diversas, podemos propor o emprego de um código de canal muito agressivo e espalhamento espectral com um ganho de processamento bem elevado, uma vez que supõe-se que a taxa de dados do canal de controle e sinalização seja bem menor do que a faixa ISM.

Outra questão é o fato do canal considerado no modelo *overlay* de rádios cognitivos ser AWGN. Tendo em vista aplicações práticas deste modelo para redes móveis, necessita-se desenvolver um conhecimento e o respectivo equacionamento do comportamento deste modelo sob diferentes canais sem fio e refazer toda a análise de capacidade da rede onde será aplicada o modelo *overlay* padrão e o modelo de múltiplos secundários.

Além disso, nesta tese não discutimos como realizar o sincronismo da operação de todos os nós, assim como a definição das sequências de transmissão que foram consideradas conhecidas por todos nós da rede.

Para a aplicação do modelo *underlay*, destaca-se algumas questões, a primeira relacionada com o projeto do *uplink* do sistema secundário. Nesta tese, assumimos que o *uplink* requer

uma banda específica e não compartilha o espectro com o sistema primário. Por isso, abre caminho para uma investigação de como explorar o espectro do sistema primário e quais seriam os resultados de taxas possíveis nesta operação, comparadas com os modelos propostos na literatura, assim como uma comparação com o desempenho com o uso da banda ISM.

Com respeito à aquisição do canal entre a estação base primária e o setor da estação base secundária, foi assumido que o estado do canal é perfeitamente conhecido. Isto pode ser obtido, caso haja uma realimentação ou cooperação do sistema primário. Neste caso, seria possível se o detentor dos sistemas primário e secundário fosse o mesmo ou dois detentores com interesses comuns. Já para o caso de obtenção parcial do estado do canal, é necessária uma investigação de quais seriam as novas limitações de transmissão da estação base secundária e, por consequência, como o desempenho do sistema secundário será afetado. Além disso, foi assumido que o canal é plano em frequência, ou não apresenta seletividade em frequência. Se o canal for seletivo, requer uma nova forma de manipular o feixe da antena do setor da estação base, aumentando a complexidade do sistema.

Outra questão aberta é como escalar este sistema permitindo mais do que quatro estações primárias e várias estações secundárias.

Outra característica do modelo *underlay* a ser explorada é a questão da mobilidade dos usuários primários e secundários. Os resultados numéricos mostraram que alguns usuários, devido à alta interferência sofrida pelos primários, são impossibilitados de comunicarem, mesmo com a aplicação dos três algoritmos de alocação de recursos rádio. Mas, se introduzirmos a questão da mobilidade, os usuários afetados aqui, teriam oportunidades de melhorar as condições de rádio e, por consequência, ter acesso ao sistema. Mas, por outro lado, afetaria usuários que, no caso da simulação aqui, sempre tiveram uma condição favorável de rádio.

Assim, fica claro que este assunto ainda tem que percorrer um grande caminho, mas traz a recompensa de melhorar, em muito, a capacidade de redes sem fio.



## REFERÊNCIAS

- AHLWEDE, R. et al. Network information flow. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 46, p. 1204–1216, 2000.
- AKYILDIZ, I.; WANG, X.; WANG, W. Wireless mesh networks: a survey. **Elsevier Computer Networks**, v. 47, n. 4, p. 445–487, Mar 2005.
- BOPPANA, S.; SHEA, J. M. Overlapped carrier-sense multiple access (OCSMA) in wireless ad hoc networks. **IEEE Transactions on Mobile Computing**, v. 8, p. 369–383, 2009.
- BOPPANA, S.; SIVAKUMAR, M.; SHEA, J. M. The overlapped carrier-sense multiple access (OCSMA) protocol. **Proceedings of the IEEE Military Communications Conference**, p. 1–7, 2007.
- BOUDREAU, G. et al. Interference coordination and cancellation for 4G networks. **IEEE Communications Magazine**, v. 47, p. 74–81, 2009.
- CALABRESE, M.; SNIDER, J. Up in the air. **The Atlantic Monthly**, New America Foundation, 2003.
- CAO, Y.; LI, V. Scheduling algorithms in broadband wireless networks. **Proceedings of the IEEE**, v. 89, n. 1, p. 76–87, Jan 2001.
- CORDEIRO, C. et al. IEEE 802.22: The first worldwide wireless standard based on cognitive radios. **Proceedings of the IEEE Dynamic Spectrum Access Networks Conference**, p. 328–337, 2005.
- COSTA, M. Writing on dirty paper. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 29, n. 3, p. 439–441, May 1983.
- COVER, T. M.; GAMAL, A. E. Capacity theorems for the relay channel. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 25, p. 572–584, 1979.
- CUMANAN, K. et al. SINR balancing technique and its comparison to semidefinite programming based qos provision for cognitive radios. **Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference - Spring**, 2009.
- DENG, S.; WEBER, T.; AHRENS, A. Capacity optimizing power allocation in interference channels. **AEU - International Journal of Electronics and Communications**, v. 63, n. 2, p. 139–147, 2007.
- DEVROYE, N. et al. Cooperation and cognition in wireless networks. **SK Telecom Review, Special Issue on 4G Spectrum and System Engineering**, p. 4391–4396, Feb 2007.
- DEVROYE, N.; MITRAN, P.; TAROKH, V. Achievable rates in cognitive radio channels. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 52, n. 5, p. 1813–1827, May 2006.

DOBRE, O. et al. Exploitation of first-order cyclostationarity for joint signal detection and classification in cognitive radio. **Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference - Fall**, p. 1–5, 2008.

EREZ, U.; BRINK, S. A close-to-capacity dirty paper coding scheme. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 51, n. 10, p. 3417–3432, 2005.

FCC FEDERAL COMMUNICATIONS COMMISSION. **Proceedings and Initiatives: Elimination of Barriers to Development of Secondary Markets**. 2000. Disponível em: <[http://wireless.fcc.gov/spectrum/proceeding\\_details.htm?proid=356](http://wireless.fcc.gov/spectrum/proceeding_details.htm?proid=356)>.

FCC FEDERAL COMMUNICATIONS COMMISSION. **Federal Communications Commission. Spectrum Policy Task Force. Rep. ET Docket n. 02-135**. Nov 2002.

GANESAN, G.; LI, Y. Cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks. **Proceedings of the IEEE Dynamic Spectrum Access Networks Conference**, p. 137–145, 2005.

GEL'FAND, S.; PINSKER, M. Coding for channels with random parameters. **Problems of Control and Information Theory**, v. 9, n. 1, p. 19–31, 1980.

GOLDSMITH, A. et al. Breaking spectrum gridlock with cognitive radios: an information theoretic perspective. **Proceedings of the IEEE**, v. 97, p. 894–914, 2009.

GOLDSMITH, A. J.; CHUA, S. G. Variable-rate power MQAM for fading channels. **IEEE Transactions on Communications**, v. 45, n. 10, p. 1218–1230, 1997.

GUPTA, P.; KUMAR, P. R. The capacity of wireless networks. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 46, n. 2, p. 388–404, 2000.

HAYKIN, S. Cognitive radio: Brain-empowered wireless communications. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, v. 23, n. 2, p. 201–220, 2005.

HAYKIN, S.; HUBER, K.; CHEN, Z. Bayesian sequential state estimation for mimo wireless communications. **Proceedings of the IEEE**, v. 92, n. 3, p. 439–454, Mar 2004.

HOSSAIN, E. et al. Cognitive radio: From theory to practical network engineering. **Advances in Wireless Communications**, 2009.

HUR, S. et al. Exploiting location information for concurrent transmissions in multihop wireless networks. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 58, p. 314–323, 2009.

IEEE802.22, W. G. on W. R. A. N. **IEEE 802.22 Draft v2.0**. 2010. Disponível em: <<http://www.ieee802.org/22/>>.

ISLAM, H.; LIANG, Y.; HOANG, A. T. Joint beamforming and power control in the downlink of cognitive radio networks. **Proceedings of the IEEE Wireless Communications & Networking Conference**, 2007.

JAFAR, S. A.; SRINIVASA, S. Capacity limits of cognitive radio with distributed and dynamic spectral activity. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, v. 25, n. 3, p. 529–537, Abr 2007.

JOVICIC, A.; VISWANATH, P. Cognitive radio: an information theoretic perspective. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 55, n. 9, p. 3945–3958, 2009.

- JUN, J. **Capacity estimation of wireless mesh networks**. Tese (Doutorado) — North Carolina State University, 2002.
- JUN, J.; SICHITIU, M. The nominal capacity of wireless mesh networks. **IEEE Wireless Communications**, v. 10, n. 5, p. 8–14, Out 2003.
- KATTI, S.; GOLLAKOTA, S.; KATABI, D. Embracing wireless interference: analog network coding. **Proceedings of the ACM SIGCOMM**, 2007.
- KIM, D. I.; LE, L.; HOSSAIN, E. Joint rate and power allocation for cognitive radios in dynamic spectrum access environment. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, v. 7, n. 12, p. 5517–5527, 2008.
- KIM, S. et al. Comparison of bi-directional relaying protocols. **Proceedings of the IEEE Sarnoff Symposium**, 2008.
- KIM, T.; LIM, H.; HOU, J. Understanding and improving the spatial reuse in multihop wireless networks. **IEEE Transactions on Mobile Computing**, v. 7, p. 1200–1212, 2008.
- KWON, Y. et al. Orthogonal beamforming methodology in cognitive radio networks. **Proceedings of the IEEE Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications Conference**, 2008.
- LE, L.; HOSSAIN, E. Multihop cellular networks: potential, gains, research challenges, and a resource allocation framework. **IEEE Communications Magazine**, v. 45, p. 66–73, 2007.
- LEE, J. S.; MILLER, L. E. **CDMA Systems Engineering Handbook**. Boston, US: Artech House, 1998.
- LI, J. et al. Capacity of ad hoc wireless networks. **Proceedings of the 7th ACM Mobile Computing and Networking**, 2001.
- MARCUS, M. J. Unlicensed cognitive sharing of TV spectrum: The controversy at the Federal Communications Commission. **IEEE Communications Magazine**, v. 43, p. 24–25, 2005.
- MCHENRY, M. **Report on spectrum occupancy measurements**. 2005. Disponível em: <<http://www.sharedspectrum.com/?section=nsummary>>.
- MCQUEEN, D. The momentum behind LTE adoption. **IEEE Communications Magazine**, v. 47, p. 44–45, 2009.
- MITOLA, J.; MAGUIRE, G. Q. Cognitive radio: making software radios more personal. **IEEE Personal Communications**, v. 6, n. 4, p. 13–18, 1999.
- NANDIRAJU, N. et al. Wireless mesh networks: current challenges and future directions of web-in-the-sky. **IEEE Wireless Communications**, v. 14, n. 4, p. 79–89, Ago 2007.
- NISHIMORI, K. et al. Interference cancellation and avoidance for secondary users co-existing with TDD-based primary systems. **IEEE Wireless Personal Communications**, v. 45, n. 3, p. 403–421, Feb 2008.
- PARKVALL, S. et al. LTE-Advanced - evolving LTE towards IMT-Advanced. **Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference - Spring**, 2008.

PEREIRA, R. C.; SOUZA, R. D. Proposta de downlink para uma rede secundária baseada no modelo underlay de rádio cognitivo. **Anais do XXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações**, 2009.

PEREIRA, R. C.; SOUZA, R. D.; PELLENZ, M. Rádio cognitivo como um meio de aumentar a capacidade de redes em malha sem fio. **Anais do XXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações**, 2008.

PEREIRA, R. C.; SOUZA, R. D.; PELLENZ, M. Using cognitive radio for improving the capacity of wireless mesh networks. **Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference - VTC 2008 Fall**, 2008.

PEREIRA, R. C.; SOUZA, R. D.; PELLENZ, M. Multiple concurrent transmissions in wireless mesh networks employing superposition and dirty paper coding. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 58, p. 5115–5123, 2009.

PEREIRA, R. C.; SOUZA, R. D.; PELLENZ, M. Overlay cognitive radio in wireless mesh networks. **Wireless Personal Communications**, 2009.

PEREIRA, R. C.; SOUZA, R. D.; PELLENZ, M. Overlay cognitive radio with multiple secondaries and its application to wireless mesh networks. **Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference - VTC 2009 Spring**, 2009.

POPOVSKI, P.; CARVALHO, E. Improving the rates in wireless relay systems through superposition coding. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, v. 7, p. 4831–4836, 2008.

POPOVSKI, P.; YOMO, H. Bi-directional amplification of throughput in a wireless multi-hop network. **Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference - Spring**, 2006.

PRASAD, R. A perspective of layerless communications. **IEEE Wireless Personal Communications**, v. 44, p. 95–100, 2008.

RAPPAPORT, T. S. **Wireless Communications: Principles and Practice**. Second edition. New Jersey: Prentice-Hall, 2002.

SHEPARD, T. J. **Decentralized channel management in scalable multihop spread-spectrum packet radio networks**. Tese (Doutorado) — MIT, 1995.

SILVA, C.; CHOI, B.; KIM, K. Distributed spectrum sensing for cognitive radio system. **Proceedings of the ITA Workshop in Information Theory and Applications**, 2007.

SRINIVASA, S.; JAFAR, S. A. The throughput potential of cognitive radio: a theoretical perspective. **IEEE Communications Magazine**, v. 45, p. 73–79, 2007.

STEVENSON, C. R. et al. IEEE 802.22: The first cognitive radio wireless regional area network standard. **IEEE Communications Magazine**, v. 47, p. 130–138, 2009.

TARANTO, R. et al. Cognitive mesh network under interference from primary user. **IEEE Wireless Personal Communications**, v. 45, p. 385–401, 2008.

THOMSON, D. J. Multitaper analysis of nonstationary and nonlinear time series data. In: FITZGERALD, W. J. et al. (Ed.). **Nonlinear and Nonstationary Signal Processing**. Cambridge, UK: Cambridge Univ. Press, 2000. cap. 11, p. 317–394.

- TKACHENKO, A. **Testbed design for cognitive radio spectrum sensing experiments**. Tese (Doutorado) — Berkeley, 2007.
- TSE, D.; VISWANATH, P. **Fundamentals of Wireless Communications**. Cambridge, UK: Cambridge Univ. Press, 2005.
- TUTTLEBEE, W. **Software Defined Radio: Enabling Technologies**. West Sussex, England: John Wiley & Sons, 2002.
- VU, M.; DEVROYE, N.; TAROKH, V. An overview of scaling laws in ad hoc and cognitive radio networks. **IEEE Wireless Personal Communications**, v. 45, p. 343–354, 2008.
- WANG, X.; GIANNAKIS, G. B.; MARQUES, A. G. A unified approach to QoS-guaranteed scheduling for channel-adaptive wireless networks. **Proceedings of the IEEE**, v. 95, n. 12, p. 2410–2431, 2007.
- WILD, B.; RAMCHANDRAN, K. Detecting primary receivers for cognitive radio applications. **Proceedings of the IEEE Dynamic Spectrum Access Networks Conference**, 2005.
- YANG, X.; VAIDYA, N. On physical carrier sensing in wireless ad hoc networks. **Proceedings of the IEEE Computer Communications Conference**, 2005.
- YE, F.; S.YI; SIKDAR, B. Improving spatial reuse of IEEE 802.11 based ad hoc networks. **Proceedings of the IEEE Global Communications Conference**, 2003.
- YUE, G. et al. Coding schemes for user cooperation in low-power regimes. **IEEE Transactions on Signal Processing**, v. 56, p. 2035–2049, 2008.
- ZHAI, H.; FANG, Y. Physical carrier sensing and spatial reuse in multirate and multihop wireless ad hoc networks. **Proceedings of the IEEE Computer Communications Conference**, 2006.
- ZHANG, J.; CAI, K.; LETAIEF, K. B. A network coding unicast strategy for wireless multi-hop networks. **Proceedings of the IEEE Wireless Communications & Networking Conference**, 2007.
- ZHANG, L. et al. Robust cognitive beamforming with partial channel state information. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, v. 8, n. 8, p. 4143–4153, Aug 2009.
- ZHANG, S.; LIEW, S. C.; LAM, P. P. Physical-layer network coding. **Proceedings of the ACM MobiCom**, 2006.
- ZOOGBY, A. E. **Smart Antennas Engineering**. Norwood, MA: Artech House, 2005.