

Roteamento em Redes em Malha Sem Fio IEEE 802.11 com Adaptação de Largura de Canal*

Celso Barbosa Carvalho, José Ferreira de Rezende

¹GTA - PEE - COPPE – Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ)
Caixa Postal 68.504 – 21.945-970 – Rio de Janeiro – RJ – Brasil

{celso, rezende}@gta.ufrj.br

Abstract. *Selecting routes of higher throughput in wireless mesh networks plays an important role and has been considered in several works. Understanding that previous studies establish routing metrics that do not consider the possibility of using new technologies, such as SDR (Software Defined Radio) that allows the use of transmission channels of different widths, this work develops a simulation model for wireless mesh networks that use channels of different widths, extends the traditional MTM (Medium Time Metric) metric, proposing the B-MTM (Burst per MTM) metric and an algorithm that jointly select routes with higher throughput in wireless mesh networks.*

Resumo. *A escolha de rotas de maior vazão em redes em malha sem fio é uma questão importante que vem sendo tratada em diversos trabalhos. Por compreender que os estudos anteriores estabelecem métricas de roteamento que não consideram a possibilidade de utilização de novas tecnologias, tais como o SDR (Software Defined Radio) que permite a utilização de canais de transmissão com diferentes larguras, o presente artigo elabora um modelo de simulação para redes em malha que empregam canais de diferentes larguras de banda, estende a tradicional métrica MTM (Medium Time Metric), propondo o uso da métrica B-MTM (Burst per MTM) e de um algoritmo que em conjunto selecionam rotas de maior vazão em redes em malha sem fio.*

1. Introdução

Avanços nos dispositivos DSPs (*Digital Signal Processors*) possibilitaram o surgimento da tecnologia SDR (*Software Defined Radio*) e, através dela, um transceptor (transmissor/receptor) de rádio, que possuía comportamento definido exclusivamente por *hardware*, pode agora ter suas funções alteradas utilizando comandos de *software*. Esta capacidade possibilitou criar dispositivos de maior flexibilidade, capazes de serem reconfigurados em operação e realizar tarefas antes não permitidas. Como exemplo, cita-se a tecnologia IEEE 802.11 (camada física OFDM-*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), que antes trabalhava somente em canais de 20MHz de largura e que agora incorpora através de sua nova especificação [IEEE 2007], o suporte a canais de 5 e 10MHz.

As vantagens da mudança dinâmica na largura do canal de comunicação criam cenários pouco explorados e que podem melhorar o desempenho das redes sem fio, tais

*Este trabalho recebeu recursos da CAPES, CNPq, FAPERJ, UFAM, FAPEAM, SECT/AM e FINEP.

como as que empregam tecnologia 802.11. Algumas destas possibilidades foram observadas em [Chandra et al. 2008], no entanto, não foram utilizadas em cenários de redes em malha sem fio.

Neste contexto, os roteadores ao utilizarem canais de comunicação de menores larguras são capazes de cumprir, simultaneamente, tarefas antes impossíveis em canais de 20MHz. Primeiro, cria-se a possibilidade de diminuir a quantidade de saltos necessários para uma comunicação fim-a-fim sem que seja necessário aumentar a potência de transmissão. Por último, torna-se factível, dentro de uma mesma largura de banda e desde que o roteador seja dotado de múltiplas interfaces de rádio, aumentar a vazão de dados através da transmissão paralela de vários fluxos em canais mais estreitos.

Numa revisão da literatura, encontram-se poucos trabalhos que empregam a seleção dinâmica da largura de canal de transmissão em redes 802.11. Dentre eles [Yuan et al. 2007], utiliza esta capacidade em cenários de rádios cognitivos, mas não modela os efeitos de utilizar canais mais estreitos no alcance do sinal transmitido, não explica estes efeitos na vazão de dados, bem como não utiliza a mudança de largura de canal em cenários compostos de roteadores com múltiplas interfaces de comunicação.

Por meio de simulações, o presente trabalho explica detalhadamente estas questões e, de maneira diferente dos trabalhos encontrados na literatura sobre o assunto ([Yuan et al. 2007] e [Li and Zhang 2009]), elabora um modelo de simulação que considera os efeitos de se utilizar canais de diferentes larguras, no alcance dos sinais transmitidos. No artigo, define-se uma métrica de roteamento, para o caso de transmissão com múltiplas interfaces e canais de diferentes larguras e um algoritmo de seleção da largura do canal, que garantem maior vazão quando comparados às métricas MNS (Menor Número de Saltos) e MTM (*Medium Time Metric*) [Awerbuch et al. 2004].

Para abordar tais assuntos, divide-se o artigo conforme a seguir. A Seção 2 explica os efeitos da alteração da largura do canal nos tempos de transmissão de quadros e alcance dos sinais transmitidos; a Seção 3 apresenta o modelo de simulação proposto para redes em malha com diferentes larguras de canal; a Seção 4 estabelece a métrica de roteamento proposta e um algoritmo de seleção da largura de canal; a Seção 5 descreve as simulações e os resultados. Por fim, a Seção 6 apresenta as conclusões e aponta para os trabalhos futuros.

2. Efeitos da Alteração da Largura do Canal

Ao alterarmos a largura de canal na camada física OFDM 802.11, modificam-se os valores dos tempos de transmissão de quadro e alcance dos sinais transmitidos. Estas alterações são explicadas nesta seção.

2.1. Tempos e Taxas de Transmissão de Quadro em Diferentes Larguras de Canal

O tempo de transmissão e reconhecimento de um quadro da camada de controle de acesso ao meio (MAC-*Medium Access Control*) 802.11 possui seu valor dado pela Equação (1). O inverso deste valor multiplicado pela quantidade de bits de um quadro correspondem à vazão [Chandra et al. 2008].

$$TT = CW_{MIN} + DIFS + T_{DADOS} + SIFS + T_{ACK} \quad (1)$$

Na Equação (1), TT é o tempo total requerido para transmissão de um quadro e CW_{MIN}

é a janela de contenção mínima e possui valor igual a $[1, 31] * t_{slot}$ ¹. As variáveis tempo de *slot* ($t_{slot} = 20\mu s$), *Distributed Inter Frame Space* ($DIFS = 50\mu s$) e *Short IFS* ($SIFS = 10\mu s$) possuem valores bem conhecidos definidos em [IEEE 2007]. As variáveis T_{DADOS} e T_{ACK} representam, respectivamente, os tempos de transmissão de um quadro de TP bytes de dados e do quadro *Acknowledgement* (ACK). Sendo que ambos (considerado que ACK é transmitido na taxa de dados), denominados de T na Equação (2), são expressos por:

$$T = T_{PR} + T_{SI} + T_{SYM} * \text{ceil}\left(\frac{L_{SER} + L_{TAIL} + 8.\alpha}{N_{DBPS}}\right) + T_{SE} \quad (2)$$

Na Equação (2), as variáveis T_{PR} , T_{SI} e T_{SYM} (linhas 5 a 7 da Tabela 1) representam, respectivamente, o tempo de transmissão do preâmbulo de sincronização necessário para sincronizar o demodulador, o tempo de transmissão do campo sinal que indica para a camada física o modo de transmissão utilizado e o tempo de duração de um símbolo, no qual são transmitidas as 52 subportadoras úteis da camada física OFDM do 802.11.

Tabela 1. Tempos da Camada Física para os Canais de 5, 10 e 20MHz.

Parâmetro	20MHz	10MHz	5MHz
Δf (ex : $\frac{20\text{MHz}}{64}$)	312.5kHz	156.25kHz	78.125kHz
$T_{FFT}(\frac{1}{\Delta f})$	3.2 μs	6.4 μs	12.8 μs
T_G	0.8 μs	1.6 μs	3.2 μs
$T_{PR} = 5 * T_{FFT}$	16 μs	32 μs	64 μs
$T_{SI} = T_{FFT} + T_G$	4 μs	8 μs	16 μs
$T_{SYM} = T_{FFT} + T_G$	4 μs	8 μs	16 μs

Conforme observado nas colunas 2, 3 e 4 da mesma tabela, os tempos T_{PR} , T_{SI} e T_{SYM} têm seus valores dobrados a cada vez que se divide por 2 a largura de canal. Isto acontece uma vez que ao reduzir a largura do canal, diminui-se também a largura Δf (linha 2 da Tabela 1) ocupada por cada uma das 64 subportadoras geradas no bloco IFFT² (*Inverse Fast Fourier Transform*) do modulador OFDM.

Sendo assim, e uma vez que para garantir a ortogonalidade das subportadoras do OFDM é necessário que Δf (linha 2) seja igual a $(1/(T_{SYM} - T_G) = 1/T_{FFT})$ [Prasad 2004], ao modificarmos a largura de canal alteram-se todos os demais tempos de transmissão na camada física que dependem de T_{FFT} . A variável T_{SE} (*Signal Extension*) possui valor fixo igual a 6 μs e tem a função de incluir tempo adicional de processamento ao demodulador.

Os parâmetros L_{SER} (16bits) e L_{TAIL} (6bits) representam, respectivamente, os tamanhos dos campos *service* que é reservado para aplicações futuras e *tail* que delimita o fim do quadro OFDM. A variável α pode assumir o valor L_{MAC} (34bytes) mais TP (bytes) correspondentes ao cabeçalho e quadro de dados da camada MAC ou o valor L_{ACK} (14bytes) do quadro ACK .

Por fim, a variável N_{DBPS} , que possui seus valores apresentados na coluna 4 da Tabela 2, representa a quantidade de bits de informação transmitidos em um símbolo

¹ Nos cálculos do artigo utilizou-se o valor médio de CW_{MIN} igual a $16 * t_{slot}$

²A IFFT (FFT (*Fast Fourier Transform*) no demodulador) recebe 2^N (N inteiro) símbolos complexos (ex: símbolos QPSK), para compor o sinal OFDM no domínio do tempo. No 802.11, utiliza-se N igual a 6, o que resulta em 64 subportadoras com espaçamento Δf (Tabela 1). Destas, somente 52 subportadoras são utilizadas, ficando 6 livres para intervalo de guarda em cada borda lateral.

OFDM e seus valores dependem de uma combinação de modulação (coluna 2) e taxa de codificação de canal (coluna 3) [IEEE 2007] que neste artigo chamamos de modo de transmissão, ou somente modo (coluna 1). Para avaliar o impacto de se utilizar

Tabela 2. Modos de transmissão do OFDM 802.11

Modo	Modulação	Taxa de Codificação	N_{DBPS}
m_1	BPSK	1/2	24
m_2	BPSK	3/4	36
m_3	QPSK	1/2	48
m_4	QPSK	3/4	72
m_5	16-QAM	1/2	96
m_6	16-QAM	3/4	144
m_7	64-QAM	2/3	192
m_8	64-QAM	3/4	216

diferentes larguras de canal na vazão máxima entre um par fonte/destino utilizou-se a Equação (3). Nesta equação, $V_{qI}^{w_\varpi, m_n}$ representa a vazão obtida através da utilização de qI interfaces de comunicação em canais não sobrepostos de largura w_ϖ ($\varpi = 1, \dots, |W|$) utilizando o modo de transmissão m_n ($n = 1, \dots, |M|$). Onde W representa o conjunto de larguras de canal existentes (ex: 5, 10 e 20MHz) e M representa o conjunto de modos de transmissão disponíveis para comunicação (ex: m_1, \dots, m_8). Na mesma equação, TP representa o tamanho do quadro em bytes transmitido em cada canal, 8 é a quantidade de bits, e TT^{w_ϖ, m_n} é o tempo de transmissão de um quadro (Equação (1)) e que possui valores distintos para cada largura de canal w_ϖ e cada modo de transmissão m_n (ver Tabela 2). Na avaliação, utilizou-se TP igual a 2000 bytes e variou-se qI de 1 a 3 para a largura de canal de 20MHz, de 1 a 6 para a largura de 10MHz e de 1 a 12 para a largura de 5MHz.

$$V_{qI}^{w_\varpi, m_n} = \frac{qI \cdot TP \cdot 8}{TT^{w_\varpi, m_n}} \quad (3)$$

Na Figura 1, o eixo X representa os modos de transmissão do OFDM e o eixo Y a vazão em *Mbits/s*. Na Figura 1(a) varia-se, respectivamente, de 1 a 12 e de 1 a 3 a quantidade de transmissões simultâneas (variável qI da Equação (3)) em canais de 5MHz (curvas pontilhadas) e 20MHz (curvas cheias em negrito). Observa-se que com qI igual a 4 e utilizando canais de 5MHz (total de 20MHz de largura de banda ocupada), obtém-se vazão superior a alcançada com qI igual a 1 e canal de 20MHz para todas os modos de transmissão. Este ganho, em favor dos canais de menor largura, fica mais evidente ao se comparar a vazão de 3 canais de 20MHz (que ocupam um total de 60MHz) e a vazão obtida ao se utilizar 12 canais de 5MHz.

Maiores valores de vazão, não apresentados devido à restrições de espaço, são obtidos ao comparar, respectivamente, a utilização de 2, 4 e 6 canais de 10MHz, que equivalem aos totais de 20, 40 e 60MHz de banda ocupada, com as vazões obtidas ao se utilizar 1, 2 e 3 canais de 20MHz.

Na Figura 1(b), utilizou-se canais de 5MHz e atribuiu-se para qI os valores 2, 4, 6, 8, 10 e 12. Na mesma figura variou-se de 1 a 6 o valor da variável qI utilizando canais de 10MHz. Percebe-se que ao se utilizar canais de 5MHz e mesmos valores totais de banda (ex: 2 canais de 5MHz e 1 canal de 10MHz), obtém-se maiores vazões para os canais de 5MHz quando comparado aos valores obtidos com canais de 10MHz.

Com os resultados, percebe-se que ao ocupar uma quantidade total de banda de frequência utilizando múltiplos canais de menor largura, obtém-se maiores valores de

vazão quando comparado aos valores obtidos com canais de maior largura.

Este melhor desempenho pode ser explicado a partir dos dados da Tabela 3 que apresenta os tempos de transmissão com sucesso de um quadro de dados e ACK em cada uma das larguras de canal. As colunas 1, 2 e 3 representam, respectivamente, a largura w_ω de cada canal de transmissão, os tempos gastos com *overhead* da camada MAC (CW_{MIN} , $DIFS$ e $SIFS$ da Equação (1)) e, os tempos gastos com a transmissão dos quadros de dados e ACK (T_{DADOS} e T_{ACK} da Equação (1)). A coluna 4 apresenta o tempo total gasto na transmissão, que é calculado pela soma dos valores das colunas 2 e 3. Por fim, a coluna 5 representa a taxa obtida em cada uma das larguras de canal e que é dada por $1/T_{TOTAL}$. Nota-se que os tempos gastos com a sobrecarga ($T_{OVERHEAD}$) são os mesmos para todas as larguras de canal. Para o caso dos tempos de transmissão T_{DADOS} mais T_{ACK} , estes possuem seus valores quase que dobrados a cada vez que se divide a largura do canal, tal como apresentado anteriormente nesta seção. No entanto, a transmissão simultânea de 4 quadros em 4 canais paralelos de 5MHz, resulta em valor de vazão ($4 \times 560.53 = 2242.12$ quadros/s) que é superior à vazão obtida para a largura de 20MHz. Com isto, percebe-se que apesar do aumento dos tempos T_{DADOS} e T_{ACK} para os canais mais estreitos, economizam-se os tempos gastos com $T_{OVERHEAD}$ das transmissões de quadros em série utilizando canais mais largos. Neste caso, obtém-se maiores vazões com a transmissão paralela em canais de menor largura para um mesmo valor de banda total ocupada.

Tabela 3. Tempos de transmissão de quadros utilizando o modo m_8

w_ω	$T_{OVERHEAD}(s)$	$T_{DADOS} + T_{ACK}(s)$	$T_{TOTAL}(s)$	Vazão (quadros/s)
5MHz	3.8×10^{-4}	14.04×10^{-4}	17.84×10^{-4}	560.53
10MHz	3.8×10^{-4}	7.08×10^{-4}	10.88×10^{-4}	919.1
20MHz	3.8×10^{-4}	3.6×10^{-4}	7.4×10^{-4}	1351.35

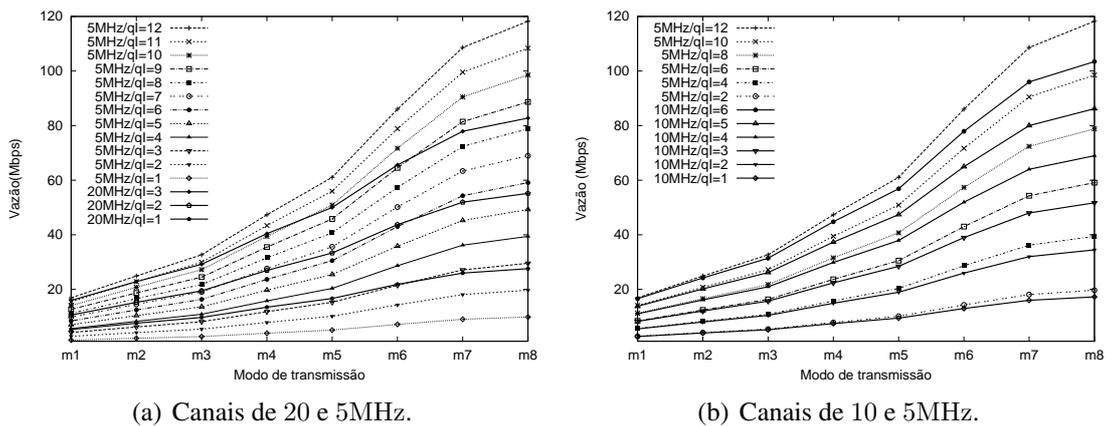


Figura 1. Vazão de ql interfaces em canais de diferentes larguras.

2.2. Impactos no Alcance do Sinal Transmitido

A mudança da largura do canal de comunicação implica em variações na sensibilidade mínima de recepção do sinal e, conseqüentemente, na máxima distância que ele pode propagar, permanecendo ainda inteligível pelo receptor.

$$S_{min} = SINR_{min} + 10 \log_{10}(K \times T_0 \times B) + N_F \quad (4)$$

Na Equação (4) [Gu 2005], S_{min} é a sensibilidade mínima em dBm, $SINR_{min}$ é a mínima razão sinal-ruído necessária para a decodificação do sinal, K é a constante de Boltzman ($1.38 \cdot 10^{-20}$ J/K), T_0 com valor 290K é a temperatura absoluta, B (5, 10 ou 20MHz) é a largura do canal de comunicação e, N_F (valores típicos de 10dB [IEEE 2007]) é a figura de ruído do receptor e expressa a deterioração causada ao sinal por ruídos internos do circuito receptor.

Da equação (4) obtém-se que $SINR_{min}$ é dada por:

$$SINR_{min} = S_{min} - 10 \log_{10}(K \times T_0 \times B) - N_F \quad (5)$$

Consultando, por exemplo, os dados técnicos de um cartão sem fio 802.11g do fabricante 3COM [3Com. 2004], encontra-se que para a taxa de 54Mbps (modo m_8), a sensibilidade mínima para canal de 20MHz de largura possui valor -69dBm. Substituindo este valor de sensibilidade na Equação (5), juntamente com os valores de $B(20\text{MHz})$, $N_F(10\text{dB})$ encontra-se que são necessários $\cong 22\text{dB}$ de $SINR_{min}$ para decodificar o sinal. Empregando-se este valor na equação 4, encontra-se que para B igual a 5 e 10MHz os valores de sensibilidade mínima são respectivamente -75dBm e -72dBm para o mesmo modo de transmissão m_8 . Sendo assim, a cada vez que se divide por 2 a largura do canal, reduzem-se 3dB na sensibilidade mínima para um mesmo modo de transmissão.

Os cálculos anteriores explicam os valores de sensibilidade mínima encontrados em [IEEE 2007] e mostrados na Tabela 4 e que são próximos dos resultados de medição apresentados em [Chandra et al. 2008].

Tabela 4. Valores de sensibilidade mínima para as Larguras de 5, 10 e 20MHz

Modo	Larguras de Canal		
	20MHz	10MHz	5MHz
m_1	-82	-85	-88
m_2	-81	-84	-87
m_3	-79	-82	-85
m_4	-77	-80	-83
m_5	-74	-77	-80
m_6	-70	-73	-76
m_7	-66	-69	-72
m_8	-65	-68	-71

Os valores de sensibilidade mínima da Tabela 4 aplicados na equação de perda de propagação log-distância [Rappaport 2001], podem determinar a máxima distância, em metros, entre um par fonte/destino durante uma comunicação.

$$PL = P_T - P_R = 20 \log_{10}\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot f \cdot d_0}{c}\right) + 10 \cdot n \cdot \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (6)$$

Na Equação (6), PL é a perda de propagação no espaço livre que é dada pela potência de transmissão (P_T) menos a potência percebida no receptor (P_R). A variável f é a frequência de transmissão do sinal em Hz (utilizado o valor 2.4GHz), d_0 é a distância de referência (valores 1 ou 100m para sistemas de média distância [Rappaport 2001]. Utilizado o valor 1m), c é a velocidade da luz no vácuo ($\cong 3 \cdot 10^8$ m/s), n é o expoente de perda de propagação e d é a distância de separação entre o transmissor e o receptor.

Da Equação (6), isolando-se a variável d , obtém-se a Equação (7) através da qual pode-se obter a máxima distância entre receptor e transmissor para uma dada potência de transmissão e sensibilidade mínima de recepção. Nesta equação utilizou-se $P_T = 17dBm$ [3Com. 2004], n igual a 2.5 e aplicou-se a variável P_R os valores de sensibilidade mínima da Tabela 4 para traçar os gráficos da Figura 2.

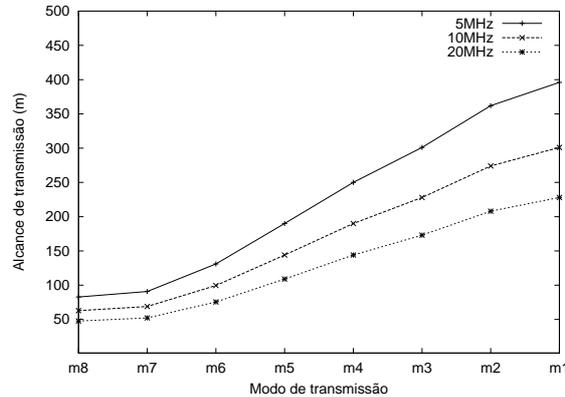


Figura 2. Alcances, em metros, dos modos de transmissão nas larguras de canal de 5, 10 e 20MHz

$$d = 10^{\frac{P_T - P_R - 20 \cdot \log_{10}(4 \cdot \pi \cdot f \cdot d0/c)}{10 \cdot n}} \quad (7)$$

Nesta figura, no eixo X tem-se os modos de transmissão de m_8 (modo de menor alcance) até m_1 e no eixo Y a máxima distância de alcance do sinal. Observa-se que em todos os modos de transmissão, obtém-se maiores alcances de transmissão nas menores larguras de canal. Com isto, percebe-se que para uma dada distância d , necessitaria-se de uma menor quantidade de saltos para que um roteador fonte comunicasse com um roteador de destino através de uma rota de múltiplos saltos, utilizando canais de menor largura.

Uma outra mudança em relação à utilização de menores larguras de canal trata-se da variação do valor de *CSThreshold* (*Carrier Sense Threshold*). Nas simulações deste artigo, conforme [Piggin 2007], utilizou-se como valor de *CSThreshold* para as larguras de 20, 10 e 5MHz, respectivamente, os valores de -82, -85 e -88dBm. Com estes valores, conforme Figura 2, passa-se de uma distância de interferência com valor entre 200 e 250m na largura de canal de 20MHz para quase 400m para a largura de 5MHz. Com isto, percebe-se que ao utilizar menores larguras de canal, um roteador tem sua portadora sensibilizada por transmissões de roteadores que estão mais distantes.

3. Modelo de Simulação

Com base em [Ye et al. 2007] e [Li and Zhang 2009], utilizou-se uma abordagem centralizada para modelar a rede em malha sem fio através de um grafo $G(V, E)$ formado por um conjunto de vértices $V = \{v_i\}_{1 \times |V|}$ e um conjunto de enlaces $E = \{e_{i,j,c}\}_{|V| \times |V| \times |C|}$, que podem ser estabelecidos em um conjunto C de canais. Na rede existe um conjunto $F = \{f_k\}_{1 \times |F|}$ de fluxos, sendo que cada fluxo é originado em um roteador origem v_k e tem como destino um roteador v_l . Cada fluxo da rede f_k está associado a uma rota do conjunto $Ro = \{ro_k\}_{1 \times |Ro|}$, onde $|Ro| = |F|$.

Em relação aos canais de comunicação, a especificação 802.11 [IEEE 2007], permite a existência de canais de 5, 10 e 20MHz de largura. Uma vez que com a evolução da tecnologia espera-se que no futuro existam outras larguras de canal disponíveis, modelou-se que uma banda de frequências de tamanho B_{TOT} (Banda Total) pode ser dividida em uma série de canais ortogonais de larguras discretas w_{ϖ} ($\varpi = 1, \dots, |W|$, sendo W o conjunto de larguras de canal disponíveis). Neste caso, para cada uma das larguras de canal w_{ϖ} é possível repartir o espectro em B_{TOT}/w_{ϖ} canais não sobrepostos de mesma largura, contidos em um conjunto $C^{w_{\varpi}} = \{c_d^{w_{\varpi}}\}_{1 \times |C^{w_{\varpi}}|}$. Sendo assim, o conjunto total de canais da rede, em todas as larguras de canal disponíveis, é dado por $C = \bigcup_{\varpi=1}^{|W|} C^{w_{\varpi}}$. Nota-se que canais de diferentes larguras w_{ϖ} podem ser sobrepostos. Para exemplificar o modelo em uma banda de frequência B_{TOT} de 60MHz e larguras de canal $W = \{w_1, w_2\}$ de valores 10 e 20MHz tem-se três (60/20) canais de largura 20MHz não sobrepostos e que formam o conjunto $C^{w_1} = \{c_1^{w_1}, c_2^{w_1}, c_3^{w_1}\}$. A mesma banda de frequência B_{TOT} pode ser dividida em seis (60/10) canais não sobrepostos de largura 10MHz que constituem o conjunto $C^{w_2} = \{c_1^{w_2}, \dots, c_6^{w_2}\}$. Nota-se, por exemplo, que o canal $c_1^{w_1}$ é sobreposto aos canais $c_1^{w_2}$ e $c_2^{w_2}$ de 10MHz de largura.

Tal como em [Li and Zhang 2009], chamou-se de enlace lógico, cada enlace $e_{i,j,c_d^{w_{\varpi}}}$ estabelecido entre os roteadores v_i e v_j no canal $c_d^{w_{\varpi}}$. Chamou-se de enlace físico $e_{i,j,w_{\varpi}}$ o conjunto de todos os enlaces lógicos estabelecidos entre os roteadores v_i e v_j na largura w_{ϖ} . Estabeleceu-se que todo enlace físico é composto de enlaces lógicos, todos na mesma largura w_{ϖ} . No restante do artigo chama-se somente de enlace os enlaces lógicos.

A seguir, explicam-se as demais representações e notações utilizadas:

- **Matriz de Enlaces Lógicos:** $E = \{e_{i,j,c_d^{w_{\varpi}}}\}_{|V| \times |V| \times |C|}$, $\forall e_{i,j,c_d^{w_{\varpi}}} \in \{0, 1\}$, representa os roteadores que estão dentro do alcance de comunicação $RXThreshold$ (Receiver Threshold) e de interferência $CSThreshold$ (Carrier Sense Threshold) (Considerou-se $RXThreshold$ igual a $CSThreshold$). Se $e_{i,j,c_d^{w_{\varpi}}}$ é igual a 1, o roteador v_i pode transmitir para v_j e, sua transmissão sensibiliza a portadora do roteador v_j , no canal $c_d^{w_{\varpi}}$. Para determinar os valores desta matriz utiliza-se a Equação (7) para calcular o valor de distância d de comunicação/interferência. Para isto, atribui-se à variável P_R da equação o valor de sensibilidade mínima do modo de transmissão de maior alcance para a largura de canal w_{ϖ} (ex: na Tabela 4 o menor valor de sensibilidade mínima para a largura de 5MHz é $-88dBm$). Atribui-se às variáveis P_T (ex: $17dBm$) e n (ex:3.0) os seus respectivos valores. Caso a distância euclidiana $d_{i,j}$ (variável d da equação) seja menor ou igual a distância de $RXThreshold/CSThreshold$ calculada, $e_{i,j,c_d^{w_{\varpi}}}$ assume valor 1.
- **Matriz de Tempos de Transmissão:** $TX = \{tx_{i,j,c_d^{w_{\varpi}}}\}_{|V| \times |V| \times |C|}$ $\forall e_{i,j,c_d^{w_{\varpi}}} \in \mathbb{R}$, representa os tempos de transmissão de um quadro de tamanho TP bytes no canal $c_d^{w_{\varpi}}$. Os valores desta matriz são calculados para todo par de roteadores que possui $e_{i,j,c_d^{w_{\varpi}}}$ igual a 1. Neste caso, dada a distância $d_{i,j}$, n e P_T calcula-se a potência de recepção do enlace $P_{R(i,j)}$ isolando-se a variável P_R da Equação(6). Em seguida, escolhe-se para cada largura de canal w_{ϖ} , o modo de transmissão m_n que possui valor de sensibilidade mínima (Tabela 4) imediatamente inferior ao da potência $P_{R(i,j)}$. O modo de transmissão escolhido é o que garante o menor tempo de transmissão e portanto será utilizado para comunicação no enlace $e_{i,j,c_d^{w_{\varpi}}}$. Após determinado o modo de transmissão, utiliza-se o seu valor de N_{DBPS} (Tabela 2)

para calcular o tempo de transmissão $tx_{i,j,c_d^{w_\varpi}}$, através da Equação (1).

- **Matriz de Tempos de Ocupação de Canal:** $TO = \{to_{i,j,c_d^{w_\varpi}}\}_{|V|\times|V|\times|C|} \forall e_{i,j,c_d^{w_\varpi}} \in \mathbb{R}$, representa os tempos de ocupação do canal $c_d^{w_\varpi}$. Esta matriz inicia com todos os seus valores iguais a zero, representando que não há transmissões na rede. Se $to_{i,j,c_d^{w_\varpi}} = \beta$, significa que os roteadores v_i e v_j percebem que o canal $c_d^{w_\varpi}$ é utilizado por transmissões que o ocupam durante um período de tempo igual a β . Cada novo enlace $e_{k,l,c_e^{w_z}}$ (incluindo o próprio $e_{i,j,c_d^{w_\varpi}}$) ocupado em uma das rotas da rede, que utiliza parcialmente ou totalmente o canal $c_d^{w_\varpi}$ e, que está no alcance de interferência de $e_{i,j,c_d^{w_\varpi}}$ faz com que $to_{i,j,c_d^{w_\varpi}}$ seja atualizado pela equação $to_{i,j,c_d^{w_\varpi}} = to_{i,j,c_d^{w_\varpi}} + \sum tx_{k,l,c_e^{w_z}} \forall (e_{i,k,c_d^{w_\varpi}} = 1) \vee (e_{j,k,c_d^{w_\varpi}} = 1) \vee (e_{i,l,c_d^{w_\varpi}} = 1) \vee (e_{j,l,c_d^{w_\varpi}} = 1)$. Os valores desta matriz são utilizados para calcular a vazão das rotas e para escolher os canais com menor tempo de ocupação a serem utilizados por cada novo enlace admitido na rede.

Considerou-se que os roteadores possuem informações sobre a máxima banda de frequência que um enlace físico pode ocupar (B_{MAX}). Como exemplo, cita-se que B_{MAX} ao assumir o valor 20MHz representa que um enlace físico e_{i,j,w_ϖ} pode transmitir com no máximo $qI = B_{MAX}/w_\varpi$ interfaces de comunicação. Para exemplificar, se $B_{MAX} = 20\text{MHz}$ e w_ϖ igual a 5, 10 ou 20MHz pode-se utilizar, em um enlace físico, respectivamente, 4, 2 e 1 interfaces de comunicação. Atribuir à variável B_{MAX} o valor de 60MHz configuraria roteadores envolvidos em enlaces *backbone* e que necessitam de maior banda de frequência para transmitir.

Para calcular a vazão das rotas da rede utilizou-se o modelo de [Salonidis et al. 2007], o qual foi estendido neste trabalho para o cenário composto por múltiplos canais de transmissão e múltiplas larguras de canal.

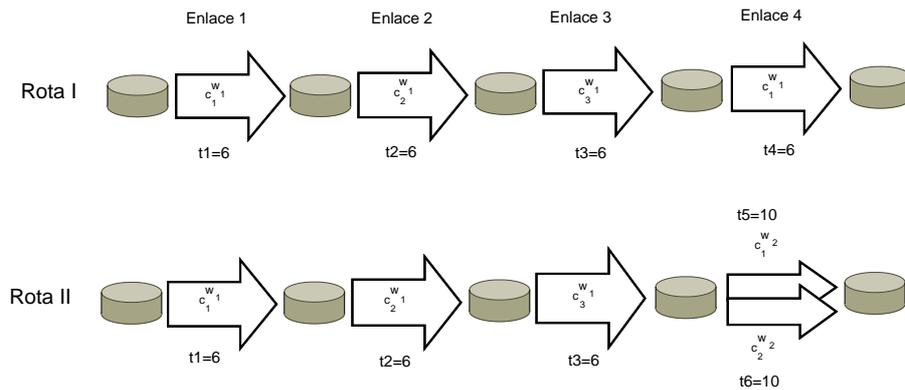


Figura 3. Modelo de cálculo de vazão

Na Figura 3, assume-se que todos os enlaces estão no alcance de interferência um do outro. A rota I é composta de 4 enlaces, todos de largura w_1 , tempos de transmissão de quadro igual a 6s e ocupam, em sequência, os canais c_1 , c_2 , c_3 e c_1 . Neste caso, a vazão da rota é igual ao menor valor de capacidade de vazão dos enlaces que a compõe e é dada por $\min\{Ca_1, Ca_2, Ca_3, Ca_4\} = \min\{\frac{1}{(t_1+t_4)}, \frac{1}{t_2}, \frac{1}{t_3}, \frac{1}{t_1+t_4}\} = \frac{1}{12}$, onde Ca é a capacidade de vazão dos enlaces da rota. Nota-se que os enlaces 1 e 4 possuem a menor capacidade uma vez que partilham o mesmo canal c_1 .

Na rota II, o enlace 4 que ocupava o canal c_1 de largura w_1 foi substituído pelos canais c_1 e c_2 de largura $w_2 = w_1/2$. É importante notar que o canal $c_1^{w_1}$ possui sua banda sobreposta aos canais $c_1^{w_2}$ e $c_2^{w_2}$, sendo que estes dois últimos canais, por serem mais estreitos possuem maiores tempos de transmissão (ex: $t_5 = t_6 = 10s$). Neste caso, a vazão da rota II é dada por $\min\{\frac{1}{(t_1+t_5)}, \frac{1}{t_2}, \frac{1}{t_3}, \frac{2}{(t_1+t_5)}\} = \frac{1}{16}$. Observa-se que o cálculo da capacidade de vazão do enlace 4 conta com o valor 2 no numerador, uma vez que neste enlace transmitem-se 2 quadros em paralelo utilizando 2 canais não sobrepostos.

Cálculos de vazão similares aos do exemplo foram executados para determinar a vazão das rotas estabelecidas nas simulações (Seção 5). Para o caso das simulações, ao se determinar a capacidade de cada enlace estabelecido, utilizou-se a Equação (8), com seus respectivos valores de qI (quantidade de interfaces de comunicação do enlace físico) e TP (tamanho do quadro). No denominador da Equação (8), utilizou-se os valores da matriz TO (matriz de Tempos de Ocupação de Canal) para determinar o tempo de ocupação percebido pelos enlaces $e_{i,j,c_d^{w_\varpi}}$ que compõem o enlace físico e_{i,j,w_ϖ} . Ressalta-se que diferente do exemplo apresentado na Figura 3, nas simulações os enlaces de uma rota podem partilhar o canal e seu tempo de ocupação com outros enlaces de outras rotas, tal como previsto nos cálculos da matriz TO .

$$Ca_{qI}^{w_\varpi} = \frac{qI \cdot TP \cdot 8}{to_{i,j,c_d^{w_\varpi}}} \quad (8)$$

4. Seleção de Rotas de Maior Vazão

Conforme Seção 2.1, a vazão máxima dos roteadores sofre influência da quantidade de interfaces de comunicação e da largura de canal empregada em cada interface. Sendo assim, para contemplar este caso estendeu-se a métrica MTM (*Medium Time Metric*) [Awerbuch et al. 2004], estabelecendo-se a métrica B-MTM (*Burst per MTM*). Na métrica proposta, Equação (9), para cada enlace físico (e_{i,j,w_ϖ}), associa-se um peso que é inversamente proporcional à capacidade de vazão do enlace físico em *Mbits/s*. Na mesma Equação, a variável $V_{qI}^{w_\varpi, m_n}$, definida na Equação (3), representa a vazão obtida através de qI interfaces de comunicação, transmitindo cada uma em 1 canal de largura w_ϖ e modo de transmissão m_n .

A métrica MTM, que atribui a um enlace um peso proporcional ao tempo de transmissão de um quadro de dados [Awerbuch et al. 2004], utiliza os valores da variável TT^{w_ϖ, m_n} da Equação (3) para essa atribuição. De acordo com os valores da Tabela 3, esta métrica é propensa a escolher enlaces lógicos com maior largura de canal (ex: 20MHz) uma vez que estes enlaces lógicos possuem menores tempos de transmissão. No entanto, conforme Seção 2, para um dado valor de banda de frequência, ao se utilizar canais de maior largura obtém-se menores valores de vazão quando comparado a transmissão paralela utilizando múltiplos canais de menor largura. Sendo assim, define-se a métrica B-MTM (Equação (9)) que através da variável qI da Equação (3) privilegia a escolha de enlaces compostos de múltiplas interfaces (chamados de enlaces físicos) para a transmissão em rajada (*Burst*) utilizando canais mais estreitos. Na equação a seguir, a variável $B-MTM_{i,j,w_\varpi}^{qI}$ representa o valor de métrica para um enlace físico entre os roteadores v_i e v_j utilizando qI interfaces de comunicação na largura de canal w_ϖ .

$$B-MTM_{i,j,w_\varpi}^{qI} = \frac{1}{V_{qI}^{w_\varpi, m_n}} \quad (9)$$

Os valores das métricas B-MTM, MTM ou MNS são determinadas no Algoritmo 1³ que armazena, na matriz *matrizMetricas* (linha 6), os valores de métrica para cada enlace físico $e_{i,j,w_{\varpi}}$ e para cada largura de canal w_{ϖ} . Em seguida, para cada par de roteadores i, j , o algoritmo extrai de *matrizMetricas* o menor valor de métrica (linha 10) e armazena o valor de métrica extraído e largura de canal correspondente (linhas 11 e 12, respectivamente). A matriz *matrizMelhorMetricaEnlace*, que contém o menor valor de métrica calculado para cada par de roteadores i, j , é aplicada ao algoritmo de Dijkstra (linha 18) para determinar os saltos que compõe cada rota r_k . Por fim, na linha 22, o algoritmo extrai da matriz *matrizMelhorLarguraCanal* os valores de largura de canal a serem utilizados em cada salto que compõe a rota r_k . Os valores anteriormente extraídos da matriz *matrizMelhorLarguraCanal* são armazenados em um vetor *lCanalSaltosRota*. Após a execução do Algoritmo 1, os enlaces de cada uma das rotas são ocupados e, em seguida, são executados os cálculos de vazão das rotas, descritos na Seção 3.

Algoritmo 1: Escolha da métrica e largura de canal dos enlaces

```

1 //Calcula valores de métrica para todo enlace físico e largura de canal
2 para cada Largura de canal  $w_{\varpi}$  faça
3   para todo Enlace físico  $e_{i,j,w_{\varpi}}$  faça
4     //Empregado os valores  $MTM_{i,j,w_{\varpi}}$  ou  $MNS_{i,j,w_{\varpi}}$ 
5     // ao utilizar as métricas MTM ou MNS
6      $matrizMetricas(i,j,w_{\varpi}) = B-MTM_{i,j,w_{\varpi}}^q$ ;
7 //Calcula o menor valor de métrica e respectiva largura  $w_{\varpi}$ 
8 para todo Par de roteadores  $i, j$  faça
9   //min retorna a menor métrica e o valor  $w_{\varpi}$  correspondente
10   $(melhorMetricaEnlace, melhorLarguraCanal) = \min(matrizMetricas(i, j, w_{\varpi}))$ ;
11   $matrizMelhorMetricaEnlace(i, j) = melhorMetricaEnlace$ ;
12   $matrizMelhorLarguraCanal(i, j) = melhorLargura$ ;
13 //Determina os saltos de cada rota  $r_k$  e a largura de canal de cada salto
14 para cada Fluxo  $f_k$  faça
15   origem= $v_k$ ;
16   destino= $v_l$ ;
17   //Utiliza algoritmo de Dijkstra para determinar os saltos de cada rota
18    $(saltosRota(k)) = \text{dijkstra}(origem, destino, matrizMelhorMetricaEnlace)$ ;
19   //Extrai de matrizMelhorLarguraCanal, os valores das
20   //larguras de canal de cada salto da rota  $k$ 
21   //e armazena o resultado em lCanalSaltosRota(k)
22    $(lCanalSaltosRota(k)) = \text{extrai}lCanalSaltosRota(saltosRota(k), matrizMelhorLarguraCanal)$ 

```

5. Simulações

Como cenário de avaliação da proposta, utilizou-se uma área de $1000\text{m} \times 1000\text{m}$ com 100 roteadores espalhados aleatoriamente. Variou-se de 1 a 10 a quantidade de fluxos f_k , sendo que cada fluxo teve como origem e destino roteadores distintos escolhidos aleatoriamente. Utilizaram-se quadros de 2000 bytes e expoente de perda de propagação (n) igual a 2.5. Atribuiu-se à variável B_{TOT} o valor de 60MHz e para a variável B_{MAX} o valor 20MHz. Neste caso, existem disponíveis para transmissão, respectivamente, 3, 6 e 12 canais de 20, 10 e 5MHz e, os roteadores podem utilizar em cada um dos seus enlaces físicos, no máximo 1, 2 ou 4 interfaces de transmissão nas larguras comentadas. Para este cenário foram executadas simulações onde os roteadores foram equipados com um total

³ Ao utilizar as métricas MTM ou MNS, são utilizados, respectivamente, os valores das matrizes TX e E para representar o peso de cada um dos enlaces físicos. No caso da métrica B-MTM foram utilizados os valores calculados a partir da Equação (9)

de 2, 4 ou 8 interfaces de comunicação. A média dos resultados de 100 simulações com intervalo de confiança 95%, para cada uma das configurações de quantidade de interfaces, é apresentada nas figuras 4 e 5.

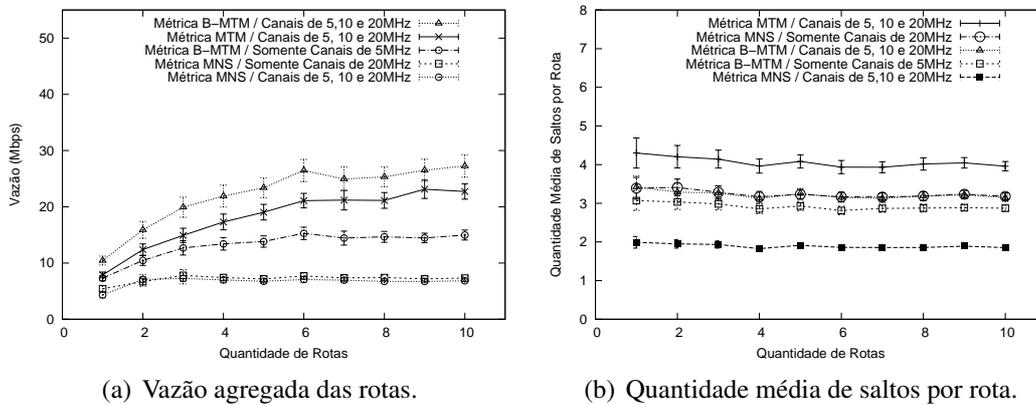


Figura 4. ro_k de 1 a 10, $B_{TOT} = 60\text{MHz}$, $B_{MAX} = 20\text{MHz}$ e 4 interfaces/roteador

Na Figura 4(a), o eixo X representa a quantidade de fluxos/rotas e o eixo Y representa a vazão agregada resultante em Mbps/s . Observa-se que a métrica B-MTM com canais de 5, 10 e 20MHz gera maiores valores de vazão agregada, para todas as quantidades de rotas (ro_k , $k = 1, \dots, 10$), quando comparada aos valores das métricas MTM e MNS. Para fins de comparação e como pode ser observado nas figuras, simulou-se a situação onde a métrica B-MTM é utilizada somente com canais de 5MHz e o caso no qual a métrica MNS utiliza somente canais de 20MHz.

Na Figura 4(b), é apresentada a quantidade média de saltos obtida para cada uma das configurações de métrica descritas anteriormente. O eixo X representa a quantidade de rotas utilizadas e o eixo Y a quantidade média de saltos obtidos. Observa-se que a métrica MTM, com canais de 5, 10 e 20MHz, escolhe rotas com maior número de saltos quando comparada com as demais métricas. A métrica MTM atribui menores pesos aos enlaces que utilizam canais de 20MHz, uma vez que estes enlaces possuem menores tempos de transmissão (exemplo na Tabela3). Sabendo que os canais de 20MHz também possuem menor alcance de transmissão (Figura 2), a quantidade de saltos entre origem e destino da rota torna-se maior. No caso da métrica MNS com canais de 5, 10 e 20MHz, observa-se um menor número de saltos médio quando comparado com as demais métricas. Este resultado é explicado, visto que ao utilizar a métrica MTM preferem-se os enlaces de 5MHz, os quais possuem maior alcance de transmissão. Ao utilizar a métrica MNS com canais de 20MHz, observa-se uma menor quantidade média de saltos quando comparada com a métrica MTM. A métrica MTM privilegia os enlaces com canais de 20MHz e a métrica MNS ao utilizar a mesma largura de canal, escolhe rotas com menor quantidade de saltos. A métrica B-MTM com canais de 5, 10 e 20MHz, consegue valores intermediários na quantidade de saltos uma vez que não escolhe rotas com menor número de saltos ou rotas com menores capacidades, tais como as que utilizam maiores larguras de canal. Por fim, para o caso da métrica B-MTM e somente canais de 5MHz tem-se menor quantidade de saltos que a métrica B-MTM com canais de 5, 10 e 20MHz. Isto ocorre, porque ao utilizar somente canais de 5MHz torna-se menor a quantidade de saltos entre origem e destino, devido ao maior alcance de transmissão nesta largura.

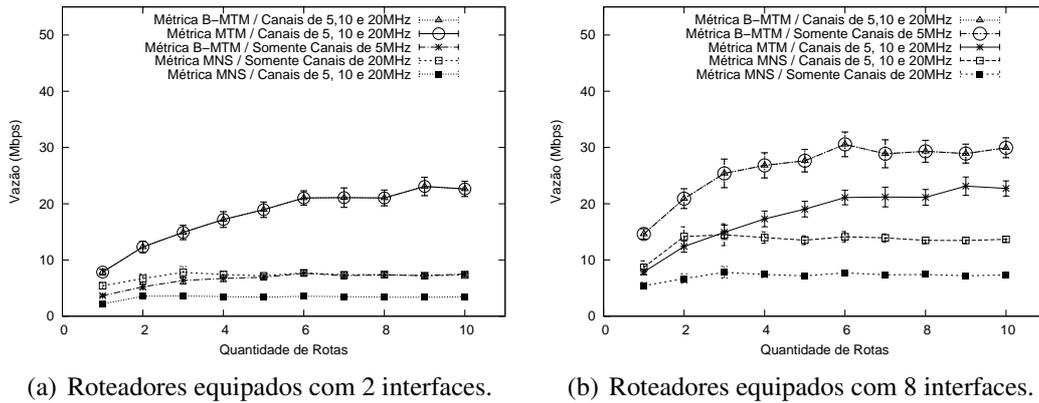


Figura 5. Vazão agregada com ro_k de 1 a 10, $B_{TOT} = 60\text{MHz}$ e $B_{MAX} = 20\text{MHz}$.

Observa-se na Figura 5(a) maiores valores de vazão agregada ao utilizar as métricas B-MTM e MTM, ambas utilizando canais de 5, 10 e 20MHz. Devido a menor quantidade de interfaces de comunicação disponíveis, ambas as métricas, tendem a escolher a largura de canal de 20MHz para aproveitar melhor a banda de frequência disponível.

No caso da Figura 5(b), é coincidente o maior valor de vazão agregada ao utilizar a métrica B-MTM com canais de 5, 10 e 20MHz e a métrica B-MTM somente com canais de 5MHz. Em razão da maior quantidade de interfaces de comunicação disponíveis por roteador e uma vez que obtém-se maior vazão ao utilizar transmissões paralelas em canais mais estreitos, a métrica B-MTM tende a escolher os canais de 5MHz.

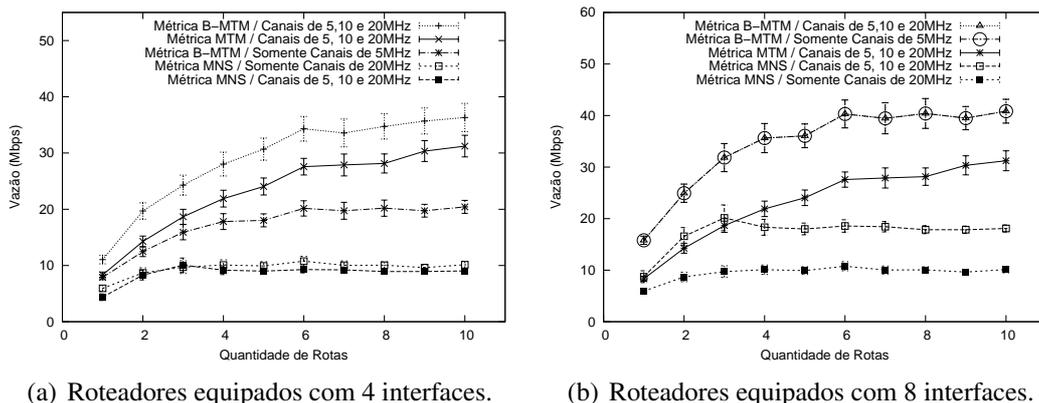


Figura 6. Vazão agregada com ro_k de 1 a 10, $B_{TOT} = 80\text{MHz}$ e $B_{MAX} = 20\text{MHz}$.

Simulou-se um segundo cenário que difere do primeiro em relação à variável B_{TOT} que assume o valor 80MHz. O resultados são apresentados na Figura 6. Observa-se que a métrica B-MTM utilizando canais de 5, 10 e 20MHz aproveita melhor a maior quantidade de banda de frequência, obtendo, assim, um maior valor de vazão agregada para todas as quantidades de rotas, quando comparada com as demais métricas.

6. Conclusão

Este artigo estuda os efeitos da alteração da largura do canal em redes 802.11 com camada física OFDM. A partir das observações estabeleceu-se um modelo para simular redes com as características comentadas, definiu-se uma métrica de roteamento para escolha de rotas de maior vazão e criou-se um algoritmo de seleção de largura de canal e métrica a serem utilizadas no enlace. Realizaram-se simulações para comparar os resultados de vazão obtidos com a métrica B-MTM proposta e as métricas MNS (Menor Número de Saltos) e MTM (*Medium Time Metric*). Com os resultados obtidos, verificou-se a eficácia da proposta em determinar rotas de maior vazão para os cenários de redes estudados. Trabalhos futuros apontam para tratar, aproveitando o modelo proposto, a escolha de rotas em redes com múltiplas larguras de canal como um problema de otimização.

Referências

- 3Com. (2004). 3com 11a/b/g wireless pc card datasheet. www.3com.com/other/pdfs/products/en_US/400813.pdf.
- Awerbuch, B., Holmer, D., and Rubens, H. (2004). The medium time metric: High throughput route selection in multi-rate ad hoc wireless networks. In *Kluwer Mobile Networks and Applications (MONET) Journal, Special Issue on Internet Wireless Access: 802.11 and Beyond*, pages 253–266.
- Chandra, R., Mahajan, R., Moscibroda, T., Raghavendra, R., and Bahl, P. (2008). A case for adapting channel width in wireless networks. volume 38, pages 135–146, New York, NY, USA. ACM.
- Gu, Q. (2005). *RF Systems Design of Transceivers for Wireless Communications*. Springer, New York.
- IEEE (2007). Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. IEEE Standard 802.11.
- Li, L. and Zhang, C. (2009). Optimal channel width adaptation, logical topology design, and routing in wireless mesh networks. volume 2009. Hindawi Corporation.
- Piggin, P. (2007). Ieee p802.19 wireless coexistence - parameters for simulation of wireless coexistence in the us 3.65ghz band. <http://ieee802.org/19/pub/2007/19-07-0011-10-0000-Parameters-for-Simulation.doc>.
- Prasad, R. (2004). *OFDM for Wireless Communications Systems*. Artech House, Boston.
- Rappaport, T. (2001). *Wireless Communications: Principles and Practice*. Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, NJ, USA.
- Salonidis, T., Garetto, M., Saha, A., and Knightly, E. (2007). Identifying high throughput paths in 802.11 mesh networks: a model-based approach. In *Network Protocols, 2007. ICNP 2007. IEEE International Conference on*, pages 21–30.
- Ye, F., Chen, Q., and Niu, Z. (2007). End-to-end throughput-aware channel assignment in multi-radio wireless mesh networks. In *Global Telecommunications Conference, 2007. GLOBECOM '07. IEEE*, pages 1375–1379.
- Yuan, Y., Bahl, P., Chandra, R., Chou, P. A., Ferrell, J. I., Moscibroda, T., Narlanka, S., and Wu, Y. (2007). Knows: Kognitiv networking over white spaces. In *Proceedings of IEEE DySPAN 2007*.