



UFPA

**Avaliação de Desempenho na Segunda
Camada de uma Transmissão em Modo
Fantasma**

Gustavo Jun Xavier Ikeda

Belém, PA
2015

Gustavo Jun Xavier Ikeda

**Avaliação de Desempenho na Segunda
Camada de uma Transmissão em Modo
Fantasma**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado a Faculdade de Engenharia
Elétrica da Universidade Federal do Pará,
como requisito final para obtenção do
grau de Engenheiro Eletricista sob
orientação do Prof^o. Dr. Claudomiro de
Sousa de Sales Junior.

Belém, PA
2015

ITEC- Instituto de Tecnologia
Universidade Federal do Pará
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará

Avaliação de Desempenho na Segunda Camada de uma Transmissão
em Modo Fantasma

Este trabalho foi julgado em ___/___ adequado para obtenção do Grau de
Engenheiro Eletricista, e aprovado na sua forma final pela banca
examinadora que atribuiu o conceito_____.

Prof. Dr. Claudomiro de Souza de Sales Junior

ORIENTADOR

Prof. Esp. Wilson Pacheco Ferreira

CO-ORIENTADOR

Msc. Diego de Azevedo Gomes

MEMBRO DA BANCA EXAMINADORA

Aos meus pais, amigos e minha namorada que, com muito carinho e apoio, me ajudaram para que eu chegasse até esta etapa da minha vida.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente aos meus pais, por sempre me apoiarem nas minhas escolhas pessoais e profissionais.

Ao meu orientador, Claudomiro, e co-orientador, Pacheco, por me incentivarem e terem paciência com o desenvolvimento do meu trabalho.

A minha namorada, Regiane, que sempre me dá forças pra seguir em frente.

Aos meus amigos, Thiago e Lian, que sempre me acompanham e me ajudam quando preciso.

Ao LEA, por dar suporte e condições para me desenvolver academicamente e profissionalmente.

A todos os meus amigos do LEA, em especial ao Marx e Daynara, que me ajudaram com as simulações neste trabalho.

Ao Diego Gomes, por ajudar com a obtenção de bons resultados para este trabalho.

A Ericsson pelo financiamento de pesquisa.

RESUMO

Explorar a tecnologia DSL ao seu máximo é um desafio para obter altas taxas de transmissão. Para isso, várias técnicas podem ser aplicadas, dentre elas podemos destacar duas: o Modo Fantasma e *Vectoring*. Utilizando o Modo Fantasma é possível criar um canal adicional a partir de dois pares trançados de cobre, além de subcamadas com modo fantasmas quando se dispõe de mais pares trançados. Já com o *Vectoring* é possível reduzir os efeitos causados pelo crosstalk, melhorando assim a taxa do canal em que a técnica está sendo aplicada. Dessa forma, neste documento será avaliada a viabilidade de transmissão, os efeitos do crosstalk e a taxa de bits nas camadas e subcamada da transmissão em modo fantasma. Será utilizada faixa de frequência de 100 MHz. A análise será feita a partir das funções de transferências desses canais e dos crosstalks gerados entre eles. Para obter esses dados será utilizado um simulador de cabos (CST Cable Studio), com um setup para um cabo Cat. 5e com 50 metros de comprimento. Além disso, será analisado o ganho na taxa de bits quando utilizado *Vectoring* nesse tipo de transmissão.

Palavras-Chave: DSL, Modo Fantasma, *Vectoring*, Crosstalk, CST

ABSTRACT

Exploit the DSL technology to its fullest is a challenge for high transmission rates. For this, several techniques can be applied, among them we highlight two: the Phantom Mode and *Vectoring*. Using the Phantom Mode it is possible to create an additional channel from two twisted copper pairs, and also sublayers in phantom mode when more twisted pairs are available. Using *Vectoring* it is possible to reduce the effects caused by crosstalk, thereby improving the channel rate at which the technique is being applied. Thus, in this document, it is going to be evaluated the feasibility of transmission, the effects of crosstalk, and the bit rate in the layers and sublayer of a phantom mode transmission. It Will be used a frequency range of 100 MHz. The analysis will be made using the transfer functions of these channels and crosstalk generated between them. To acquire this data it will be used a cable simulator (CST Cable Studio), simulating a Cat. 5e cable with 50 meters long. Furthermore, the bit rate is going to analyzed when *Vectoring* is applied in the transmission.

Keywords: DSL, Phantom Mode, *Vectoring*, Crosstalk, CST

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Frequência utilizada em cada tecnologia DSL	13
Figura 2 - Circuito Fantasma	14
Figura 3 - Cabo com 4 pares trançados	18
Figura 4 – Representação RLCG de um par trançado.	20
Figura 5 – Crosstalk do tipo NEXT	22
Figura 6 – Crosstalk do tipo FEXT	23
Figura 7 – Linha transmitindo em modo diferencial: (a) Seção infinitesimal. (b) Linha completa.....	25
Figura 8 – Esquema de dois pares trançados operando em MD e MF.	27
Figura 9 – Figura do modo fantasma com múltiplas camadas	29
Figura 10 – Estimação do canal com <i>vectoring</i>	30
Figura 11 – Cabo quad.....	33
Figura 12 – Circuito para simulação da segunda camada do MF	34
Figura 13 – Setup com MF de segunda camada, MF de primeira camada e MD.	35
Figura 14 – Função de Transferência direta da segunda camada do canal fantasma	36
Figura 15 – Funções de transferência dos MFs e MD.....	39
Figura 16 – Crosstalk do tipo FEXT entre todos os modos	40
Figura 17 – Taxa de transmissão sem <i>Vectoring</i>	41
Figura 18 - Taxa de transmissão com <i>Vectoring</i>	41

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Taxa de transmissão com e sem <i>Vectoring</i>	42
---	----

LISTA DE SIGLAS

ADSL - Assymmetric Digital Subscriber Line

AWG - American Wire Gauge

DSL - Digital Subscriber Line

DSLAM - Digital Subscriber Line Access Multiplexer

ETSI - European Telecommunications Standards Institute

FEXT - Far end Crosstalk

FTD - Função de Transferência Direta

FTTdp - Fiber to the distribution point

FTTH - Fiber to the Home

MC - Modo Comum

MD - Modo Diferencial

MF - Modo Fantasma

NEXT - Near end Crosstalk

SNR - Signal-to-Noise Ratio

VDSL - Very-High-Bit-Rate Digital Subscriber Line

VDSL2 - Very-High-Bit-Rate Digital Subscriber Line 2

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	12
1.1 Contexto.....	12
1.1.1 Modo Fantasma.....	14
1.2 Trabalhos Relacionados.....	15
1.3 Motivação.....	15
1.4 Objetivos	16
1.5 Metodologia.....	17
1.6 Estrutura do trabalho.....	17
2 CONCEITOS	18
2.1 O Par Trançado.....	18
2.1.1 Características Físicas do Par Trançado.....	19
2.1.2 Características Eletromagnéticas do Par Trançado.....	20
2.1.3 Crosstalk.....	22
2.2 Modos de Transmissão	23
2.2.1 Modo Comum (MC) e modo diferencial (MD)	23
2.2.2 Modo Fantasma (MF)	27
2.3 <i>Vectoring</i>	29
3 SIMULAÇÕES DE ENLACES DSL.....	32
3.1 Introdução	32
3.2 Software CST	32
3.2.1 Criação de Par Trançado.....	33
3.2.2 Construção do MF	33
3.3 Simulação de Função de Transferência Direta	35
3.4 Simulação de Crosstalk.....	36
3.5 Taxa de Transmissão.....	37
4 RESULTADOS	39
4.1 Função de transferência e Crosstalk.....	39
4.2 Taxa de Transmissão.....	40
5 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	43
6 TRABALHOS FUTUROS.....	44
Bibliografia.....	45

1. INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTO

Tendências no desenvolvimento da sociedade sempre tiveram uma importante influência no desenvolvimento da área de telecomunicações. Algumas características da sociedade contemporânea no final do século 20 eram a globalização da economia mundial, controle dos processos de fabricação e sistemas de infraestrutura, mobilidade da população, e com isso o desenvolvimento global dos sistemas de comunicação, incluindo a internet e a intranet. Comunicação representa uma necessidade básica da sociedade moderna, uma medida do desenvolvimento econômico, social e cultural (Star, Cioffi, & Silverman, 2000). Em 2012, o consumo global de tráfego de dados em um mês chegava a 1.1 exabytes, apenas com dispositivos móveis e se estima um crescimento para 20 exabytes até 2019 (Lu, et al., 2014). Atualmente, a demanda por redes de acesso de banda larga vem crescendo continuamente no mundo todo, sendo que uma das tecnologias de banda larga mais utilizada é a DSL (Digital Subscriber Line) (POINT TOPIC LTD, 2012).

A rede telefônica inicialmente era usada somente para tráfego de voz, porém, com o advento da tecnologia DSL, a rede telefônica foi passada a ser usada para transmissão de dados. A tecnologia ADSL foi a primeira tecnologia a levar as pessoas à era da banda larga, com taxas de downstream superior a 8 Mbit/s. Depois, com a tecnologia ADSL2+ foi estendida a banda de frequência do sinal de 1.1 MHz para 2.2 MHz, aprimorando a taxa máxima de downstream para 24 Mbit/s. Mais tarde, com a tecnologia VDSL foi possível melhorar tanto as taxas de upstream como de downstream, sendo possível um acesso simétrico, que superou a desvantagem do ADSL2+ que possuía acesso assimétrico. A tecnologia VDSL evoluiu para VDSL2 devido à incompatibilidade do VDSL com o ADSL2+, possuindo taxa de acesso acima de 100 Mbit/s. VDSL2 trabalha tanto nas bandas de frequência de 17 MHz como nas de 30 MHz, que ainda pode ser dividida em múltiplos subcanais de upstream e downstream, obtendo uma largura de banda ainda maior em curtas distâncias (Chen, 1997). Embora VDSL2 possa chegar a

taxas de 100 Mbit/s, é um desafio chegar a essa taxa devido ao acoplamento entre as linhas e mesmo desconsiderando o acoplamento, a taxa máxima ainda vai ser 100 Mbit/s. O sucesso da tecnologia VDSL2 está impulsionando ainda mais o interesse em um padrão de interface de cobre adaptado especificamente para FTTdp (fiber to the distribution point) e FTTB (fiber to the building), chamado de tecnologia G.fast (Timmers, Guenach, Nuzman, & Maes, 2013), desenvolvendo a tecnologia DSL ao seu estágio final, podendo obter taxas de até 1000 Mbit/s em pares trançados de cobre com comprimentos de até 250 metros. Uma tecnologia que ainda vem sendo desenvolvida é o XG-FAST, que expande o espectro para 500 MHz e utiliza cabos de até 30 metros, podendo atingir taxas de 10 Gbit/s. Um esquema comparando as frequências alcançadas de cada tecnologia DSL pode ser observado na Figura 1.

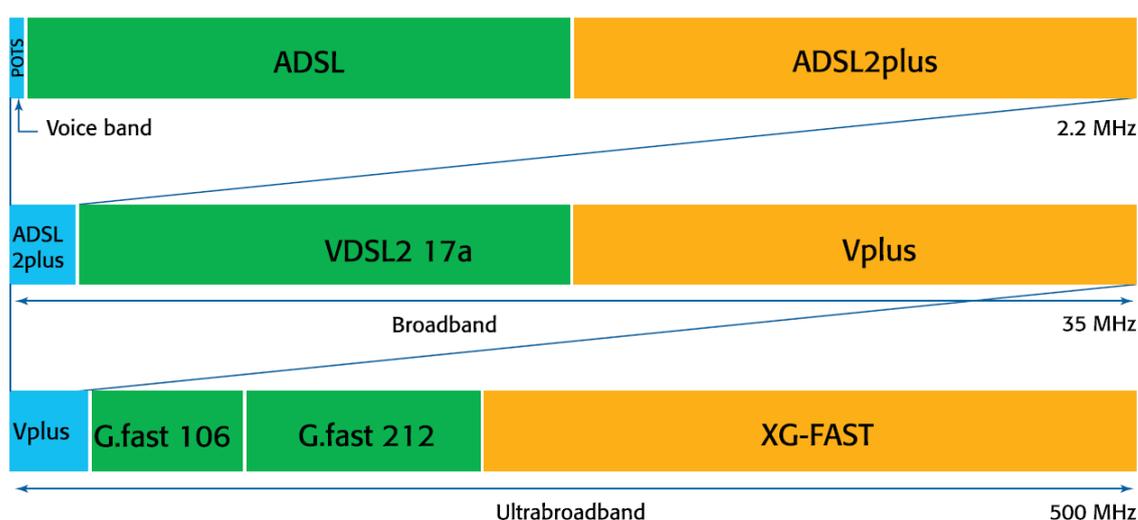


Figura 1 – Frequência utilizada em cada tecnologia DSL
Fonte: (Timmers, Guenach, Nuzman, & Maes, 2013)

Como a tecnologia G.fast ainda utiliza linhas de cobre, isso se torna em uma vantagem na sua implementação, pois os sistemas DSL podem utilizar o cabeamento das linhas telefônicas já existentes. A utilização dessa infraestrutura ajuda no barateamento para a implantação da tecnologia.

1.1.1 Modo Fantasma

O modo fantasma é um modo de transmissão também conhecido como “sinalização fantasma” onde são usados sinais em modo comum para aumentar a largura de banda (Gomes, 2012). Isso é feito criando um canal virtual entre dois pares trançados (Figura 2), de forma que através do uso de transformadores de derivação central, o sinal fantasma é injetado e extraído dos pares trançados.

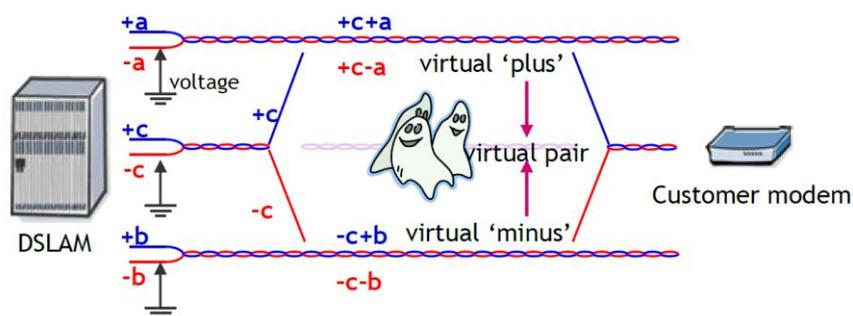


Figura 2 - Circuito Fantasma

Fonte: (Maes, 2012)

Dessa forma, o sinal em modo fantasma é transportado independentemente do sinal diferencial em cada par, correspondendo à diferença de voltagem entre a média aritmética das voltagens nos dois condutores de cada par. Assim, o modo fantasma pode ser visto como um novo sinal diferencial que flui através de quatro fios simultaneamente (Gomes, 2012).

Existem algumas desvantagens significativas para este tipo de circuito além da limitação da largura de banda dos pares trançados. Um deles é a limitação da largura de banda da natureza dos transformadores. Os sinais fora desta largura de banda não serão transmitidos. Para comunicação digital, os sinais podem abranger de frequência DC chegando na casa de GHz ultrapassando a capacidade do transformador. Por fim, o uso em cabos longos não pode ser bem controlado. Como pode haver derivações em alguns dos pares trançados e não haver em outros, a uniformidade da interligação fica incerta. Entretanto é possível aplicar técnicas de identificação de binder para verificar a integridade do canal, conforme descrito em (Neus, Foubert, Biesen, Rolain, Boets, & Maes, 2011).

Vários métodos de circuito fantasma podem ser utilizados para que permitam a inserção e extração deste sinal de modo comum em taxas de dados na casa de Gbit/s. Além disso, várias funções não incluídas no método original podem ser

utilizadas. Uma delas é usando três fios para enviar dois sinais balanceados e um sinal comum. Outro, é que o sinal fantasma pode ser injetado numa direção oposta à direção dos dados no modo diferencial. Isto abre a porta para possibilidades de controle para se ajustar a robustez da integridade do sinal uma vez que um sinal pode ser enviado de volta para a fonte ao longo da mesma ligação para alterar o comportamento do sinal gerado na fonte (Thaddeus, 2001).

1.2 TRABALHOS RELACIONADOS

O modo fantasma ainda é uma técnica pouco utilizada e não muito conhecida, não é possível encontrar muitos trabalhos sobre o assunto, os que mais destacam são (Neus, Foubert, Biesen, Rolain, Boets, & Maes, 2011) que através de uma técnica identificam se dois pares trançados pertencem ao mesmo binders, ou seja, se os pares estão no mesmo agrupamento de pares trançados do cabo. Os mesmos autores também possuem a seguinte publicação (Foubert, Neus, Biesen, & Rolain, 2012) onde eles modelam o canal fantasma e discutem sobre os automodos que um cabo quad possui. Já em (Gomes, 2012) é investigado o comportamento do canal de modo fantasma, bem como as interferências que esse canal está sujeito através de medições com cabos reais e aplicação de um método de compensação de crosstalk (*Vectoring*) para estimar a taxa máxima de transmissão.

Entretanto, não foi encontrado nenhum trabalho falando sobre desempenho na segunda camada em modo fantasma, sendo que apenas em (Gomes, 2012) é discutido sobre as subcamadas do modo. Dessa forma, (Gomes, 2012) será usado como base deste trabalho.

1.3 MOTIVAÇÃO

A internet é amplamente utilizada e indispensável na vida diária e no trabalho. Em um mundo onde a internet faz parte do dia a dia de uma grande quantidade de pessoas, prover altas taxas de transmissão se torna um desafio. A cada dia que

passa mais serviços e tecnologias que utilizam internet são desenvolvidos, seja para entretenimento, relações sociais ou trabalho.

Desde sua introdução no início dos anos 90, as redes banda larga utilizando par trançado de cobre, cabo coaxial e fibra ótica têm evoluído continuamente para manter o ritmo da demanda dos consumidores por conectividade com alta taxa de dados (Timmers, Guenach, Nuzman, & Maes, 2013).

Dessa forma, o DSL pode ser explorado de forma a suprir a demanda por altas taxas utilizando o modo fantasma para que um consumidor, quando dispor de vários pares trançados de cobre, possa utilizar mais canais de forma a agregá-los para compor o canal total, de maneira similar a *bonding* (Golden, Jacobsen, & Dedieu, 2007).

Mesmo aumentando o número de canais, quando mais de um enlace usa o mesmo cabo a taxa máxima de bits diminui de forma significativa devido ao crosstalk mútuo entre os enlaces (Forouzan, Moonen, Timmers, Guenach, & Maes, 2012). Assim, deve ser utilizada alguma técnica de mitigação de crosstalk para contornar esse problema. A técnica de *Vectoring* é uma solução promissora para reduzir os efeitos do crosstalk e alcançar altas taxas de bits (Forouzan, Moonen, Timmers, Guenach, & Maes, 2012).

1.4 OBJETIVOS

Este trabalho procura investigar o comportamento do segundo nível do modo fantasma, bem como as interferências às quais este canal está sujeito, além de avaliar as taxas de bits que podem ser obtidas quando se utiliza este canal.

A seguir serão listados todos os objetos específicos:

- Mostrar como um canal na segunda camada de modo fantasma pode ser implementado no programa CST CABLE MODEL;
- Apresentar simulações em modo fantasma em frequências de até 100 MHz;
- Mostrar resultados sobre interferências causadas por crosstalk e suas consequências na transmissão do sinal;

- Mostrar resultados sobre a taxa de bits na segunda camada do modo fantasma com e sem a aplicação de *vectoring*.

1.5 METODOLOGIA

O desenvolvimento deste trabalho será feito a partir dos dados obtidos usando o software CST CABLE STUDIO. Para isso, primeiramente será criado no software um cabo Cat. 5e de 50 metros de comprimento para que nele sejam simulados os canais desejados na frequência de 100 MHz. Em seguida serão feitos vários setups para que se possam simular as funções de transferência do modo fantasma de segunda camada, do modo fantasma de primeira camada e do modo diferencial, bem como o crosstalk entre os modos. Os dados obtidos no CST serão exportados para que sejam processados pelo software MATLAB, que irá calcular as taxas de transmissão dos modos com e sem a aplicação da técnica de *Vectoring*. Por fim, os resultados serão analisados de forma a observar a taxa de transmissão separadamente de cada modo e a taxa de transmissão agregada, quando todos os modos são considerados apenas um canal.

1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO

Este documento é dividido em mais cinco capítulos. No Capítulo 2 será abordado os conceitos usados como embasamento teórico sobre o trabalho. No Capítulo 3 será descrito o software utilizado para simulação de pares trançados e obtenção das simulações que serão utilizadas no trabalho. No Capítulo 4 serão mostrados os resultados obtidos nas simulações além da taxa de transmissão de cada modo. No Capítulo 5 serão apresentadas as considerações finais sobre esse trabalho e no Capítulo **Erro! Fonte de referência não encontrada.** os trabalhos futuros que podem ser gerados para dar continuação ao tema abordado.

2 CONCEITOS

2.1 O PAR TRANÇADO

O par trançado é composto de dois fios trançados entre si (Figura 3), alimentados eletricamente usando, normalmente, o modo diferencial (no qual as correntes fluem em um sentido em um fio e retorna em sentido contrário pelo segundo fio criando uma diferença de potencial entre eles) para reduzir os efeitos de interferências externas, como por exemplo, o crosstalk que ocorre devido a influência de outros de pares trançados (Golden, Dedieu, & Jacobsen, 2006). Idealmente, como os fios do par trançado são fisicamente próximos e são simétricos entre si, qualquer influência externa em um dos fios afetará o outro de forma semelhante, e assim, a interferência será extraída quando for usado o modo diferencial para obter o sinal de informação.

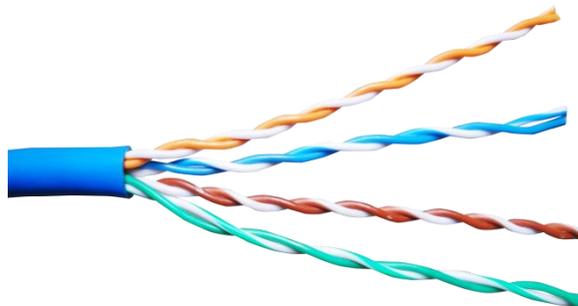


Figura 3 - Cabo com 4 pares trançados

Em conformidade com a terminologia habitual, um dos fios do par trançado é chamado de *ring*, e o outro é chamado *tip*. Uma explicação simples para o benefício de trançar os fios é que nenhuma corrente flui em direção ao terra se a linha é ao mesmo tempo homogênea e equilibrada com relação ao terra. Se este não for o caso, a linha se torna desequilibrada, as correntes fluem para o solo e o cancelamento de sinais de modo comum não é mais possível devido ao desbalanceamento em ambos os fios. Portanto, é de fundamental importância para

garantir que tanto *tip* e *ring* permaneçam a uma distância igual a partir de qualquer perturbação forçando que interferências eletrostáticas e magnéticas sejam iguais em ambos os fios. A maneira mais simples de conseguir esta simetria é quando o par de linhas são trançados.

2.1.1 Características Físicas do Par Trançado

Muitos tipos de cabo de par trançado compõem a infraestrutura de cabeamento da indústria. Cabos de par trançado são geralmente agrupados em conjuntos com 25 a 100 pares trançados, que são subdivididos em feixes de 3 a 4 pares. Cada fio também é revestido com algum tipo de material isolante feito a base de papel ou plástico. Os feixes do cabo contém uma blindagem externa para reduzir a interferência eletromagnética de fontes externas. A taxa de torção também varia entre os pares dentro de cada pacote para reduzir ainda mais o crosstalk entre os cabos. A taxa de torção é geralmente na gama de 12 a 40 voltas por metro (Yoho, 2001).

Em adição ao material de isolamento utilizado na produção dos cabos, cabos de pares trançados são também caracterizados pelo diâmetro do fio de cobre, ou bitola, do cabo. Para o padrão ETSI (European Telecommunications Standards Institute) as bitolas podem variar de 0,32 mm a 0,90 mm. Para o padrão americano, é usada a designação AWG (American Wire Gauge) com valores de bitolas de 19 AWG (0,912 mm) a 26 AWG (0,404 mm).

Cabos de par trançado também são definidos por categorias que especificam tolerâncias elétricas do par. Estas categorias vão desde uma classe de cabos que têm capacidades de taxa de bits não especificada (geralmente menor que 1 Mbps) a cabos de classe 7 (Cat. 7) que tem capacidades de taxa de bits de até 10Gbps. Para este trabalho será simulado o cabo Cat. 5e, que opera até uma frequência de 100 MHz com capacidade de até 100 Mbps utilizando apenas 1 par trançado (Crestron Electronics, Inc., 2008).

2.1.2 Características Eletromagnéticas do Par Trançado

As características elétricas dos cabos de par trançado podem ser modeladas de acordo com a lei do eletromagnetismo clássico. No modelo clássico de linha de transmissão é incorporado um conjunto de quatro parâmetros distribuídos, que incluem a indutância série e resistência série e a capacitância paralela e condutância paralela, também conhecidos como parâmetros RLCG do cabo (Golden, Dedieu, & Jacobsen, 2006). Na Figura 4, R é a resistência devido a condutividade finita dos condutores, L é a autoindutância total dos dois condutores, C é a capacitância devido a proximidade dos condutores e G é a condutância total devido a perda no material dielétrico entre os condutores, todos para um segmento de cabo de comprimento Δz .

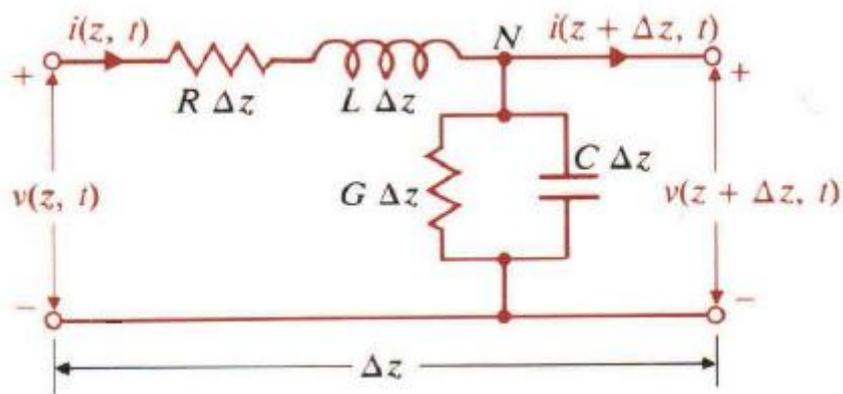


Figura 4 – Representação RLCG de um par trançado.

Fonte: (Junior, 2007)

Aplicando a lei de Kirchhoff das malhas e das correntes, conforme descrito em (Sadiku, 2004), temos:

$$-\frac{dV_s}{dz} = (R + j\omega L)I_s \quad (1)$$

$$-\frac{dI_s}{dz} = (G + j\omega C)V_s \quad (2)$$

onde V_s e I_s são as formas fasoriais de $v(z, t)$ e $i(z, t)$, respectivamente, e ω é a frequência angular dada por $\omega = 2\pi f$.

Tomando a segunda derivada de V_s em (1) e empregando-a na Equação (2), obtêm-se:

$$-\frac{d^2V_s}{dz^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C)V_s \quad (3)$$

ou

$$\frac{d^2V_s}{dz^2} - \gamma^2V_s = 0 \quad (4)$$

onde

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (5)$$

Tomando-se a segunda derivada de I_s na Equação (2) e empregando-se na Equação (1), tem-se:

$$\frac{d^2I_s}{dz^2} - \gamma^2I_s = 0 \quad (6)$$

As Equações (4) e (6) são respectivamente as equações de onda para a tensão e corrente. γ é a constante de propagação, e as suas partes reais e imaginárias são a constante de atenuação, α , e a constante de fase, β , respectivamente.

A constante de propagação pode ser utilizada para definir a função de transferência ($H(f)$) do canal:

$$H(f) = e^{-\gamma l} \quad (7)$$

onde l é o comprimento do cabo. A função de transferência de um canal, ou seja, do cabo, indica como é o comportamento do sinal, no domínio da frequência ao passar pelo cabo.

Conforme a definição de impedância característica Z_0 , que é a razão entre a onda de tensão e a onda de corrente, que se propagam no sentido positivo, em qualquer ponto da linha, pode-se obtê-la conforme (Sadiku, 2004):

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (8)$$

A impedância característica é um parâmetro que define a oposição total do cabo ao fluxo de uma corrente alternada.

2.1.3 Crosstalk

Crosstalk é o vazamento de potência de um sinal de um canal para outro. Para DSL, o crosstalk depende do acoplamento magnético entre os pares trançados no mesmo cabo, onde o acoplamento é consequência da construção do cabo, que aumenta tanto com o comprimento e frequência.

Acoplamento magnético de crosstalk segue tendências diferentes, dependendo da configuração de rede: tudo tem a mesma causa física, mas diferentes configurações produzem diferentes combinações de vazamento e atenuação do cabo (Golden, Dedieu, & Jacobsen, 2006).

O crosstalk do tipo NEXT (Near-end crosstalk) é o acoplamento entre os transmissores e receptores do mesmo lado da extremidade do cabo, como mostrado na Figura 5. NEXT normalmente impõe o limite de desempenho do sistema DSL, quando um transmissor e um receptor localizados na mesma extremidade do cabo usam a mesma largura de banda.

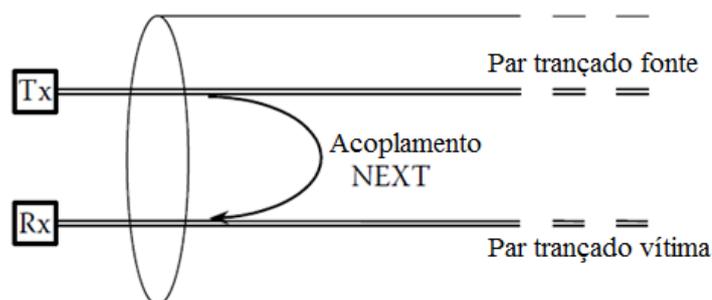


Figura 5 – Crosstalk do tipo NEXT
Fonte: (Golden, Dedieu, & Jacobsen, 2006)

O crosstalk do tipo FEXT (Far-end crosstalk) é o acoplamento entre os transmissores e receptores nas extremidades opostas de um cabo, como mostrado na Figura 6. Apesar de não ser tão forte quanto o NEXT, este tipo de ruído é um dos grandes limitadores do uso de bandas maiores em uma transmissão, pois nas altas frequências tem magnitude considerável se for comparado com o canal direto (Golden, Dedieu, & Jacobsen, 2006).

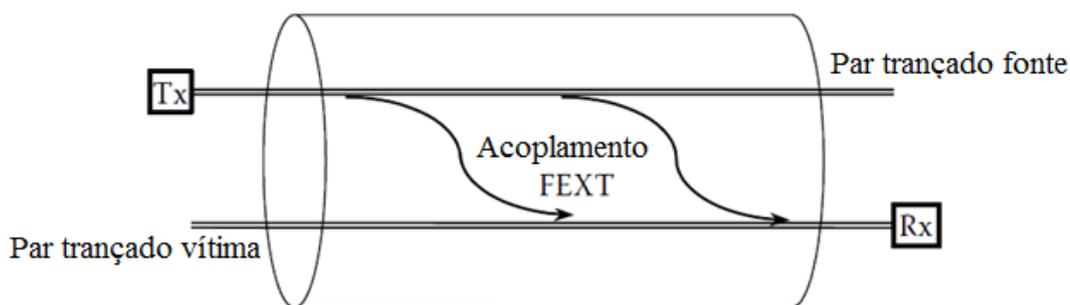


Figura 6 – Crosstalk do tipo FEXT
Fonte: (Golden, Dedieu, & Jacobsen, 2006)

2.2 MODOS DE TRANSMISSÃO

2.2.1 Modo Comum (MC) e modo diferencial (MD)

O modo comum é o método de transmissão mais simples e comumente utilizado para transmitir um sinal elétrico em fio metálico. Um fio pode conduzir variadas tensões que representam o sinal, enquanto outro fio está conectado na tensão de referência, normalmente o terra.

O modo diferencial (MD) é um método de transmissão de informação utilizando dois sinais elétricos complementares. A técnica envia o mesmo sinal elétrico como sinais de fios diferentes, cada um no seu próprio condutor. Os pares de condutores podem ser fios (normalmente trançados) ou caminhos de um circuito

impresso. O circuito receptor responde a diferença entre os dois sinais elétricos, em vez de responder a diferença entre um simples fio e o terra do modo comum. Pares diferenciais são comumente encontrados em placas de circuito impresso, em pares trançados, cabos de fita e em conectores (Golden, Dedieu, & Jacobsen, 2006).

Como foi dito, a transmissão de sinais diferenciais envolve o uso de um segundo condutor para compensar o caminho de retorno em vez do terra. A fim de compreender o conceito de sinalização de modo diferencial, é útil considerar um modelo de uma simples linha de transmissão. O modelo global é de um par de fios que é alimentado com uma fonte de tensão de amplitude V_{ac} (com impedância interna Z_g), e termina com uma impedância Z_{load} . Assume-se que cada fio do par possui impedância uniforme por unidade de comprimento. Além disso, cada seção de fio localizada num determinado comprimento x do gerador está ligado ao terra através da mesma capacitância parasita $C_p(x)$ (não necessariamente uniformemente distribuída ao longo da linha). Este modelo pode ser visto na Figura 7, que mostra tanto o modelo de linha global, bem como um modelo de uma seção infinitamente pequena. A seção é feita de uma indutância série $L dx$, uma resistência em série $R dx$, uma admitância paralela $G dx$, e uma capacitância paralela $C dx$. Como mostrado na Figura 7, estes elementos formam um filtro passa-baixa. Se a é um ponto situado a uma distância x a partir do gerador sobre o fio *tip*, e b está localizado a uma distância x a partir do gerador no fio *ring*, é observado que, devido à simetria da linha e ligação equilibrada dos dois fios com respeito ao terra, é possível ter as igualdades:

$$i_a = i_b \quad i'_a = i'_b \quad i''_a = i''_b \quad (9)$$

Aplicando a lei de Kirchhoff para corrente, temos:

$$i_{ap} = -i_{bp} \quad (10)$$

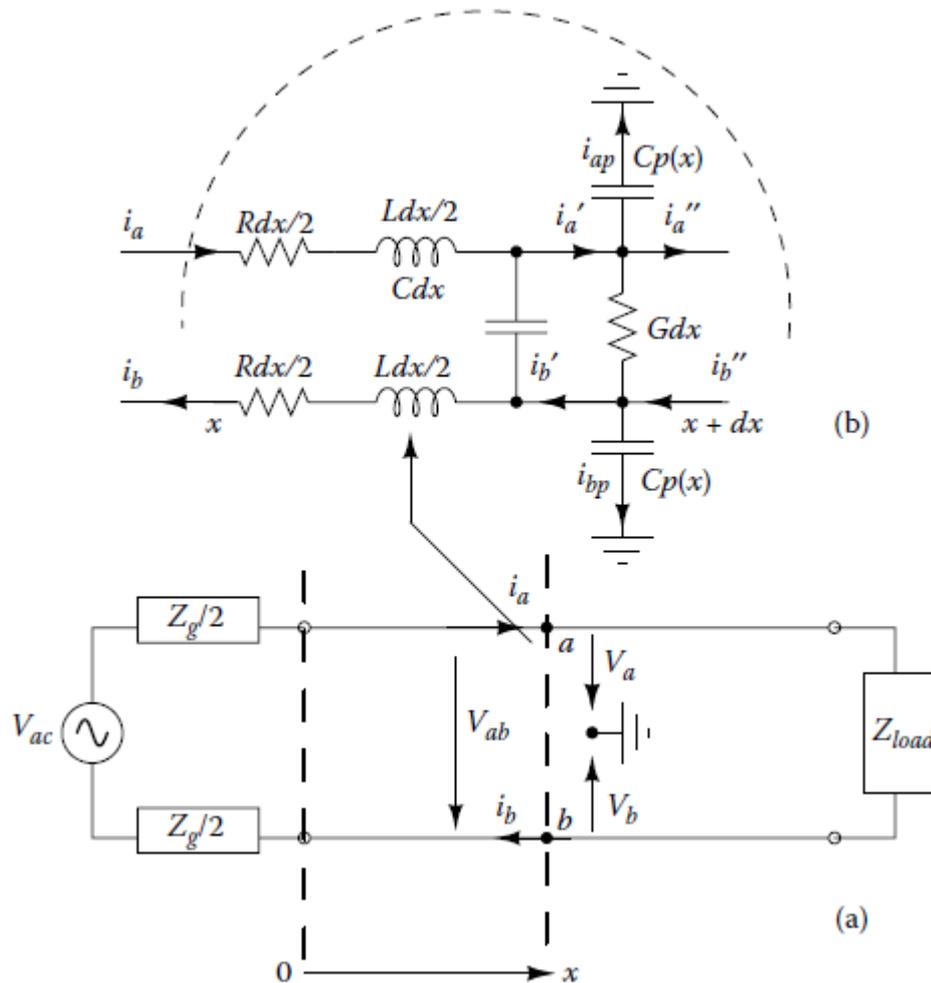


Figura 7 – Linha transmitindo em modo diferencial: (a) Seção infinitesimal. (b) Linha completa.

Fonte: (Golden, Dedieu, & Jacobsen, 2006)

E assim, temos:

$$V_a = -V_b \quad (11)$$

Além disso, nenhuma corrente flui para o solo por causa da simetria das tensões (a soma das correntes que fluem para o terra $I_{ap} + I_{bp}$ é identicamente zero). Quando a linha é perfeitamente simétrica e equilibrada em relação ao terra, a tensão V_a entre *tip* e o terra em $l = x$ é igual ao valor absoluto e oposto em fase a tensão V_b em $l = x$ entre *ring* e terra. Em relação à Figura 7(a), a tensão V_{ab} pode ser definida como um sinal em modo diferencial aplicado entre os dois fios. Isto significa que, na extremidade do receptor, a informação de tensão pode ser encontrada através da diferença entre as duas tensões no *tip* e *ring*. No caso da

Figura 7(b), pode-se considerar que o modelo da linha permanece inalterado; no entanto, agora tanto o gerador quanto a impedância na terminação do circuito está ligado ao terra. Está claro que a tensão na linha irá ser tal que os capacitores parasitas serão carregados com a mesma amplitude e fase. Esta tensão é dito ser um sinal de modo comum, porque é igualmente visto por ambos os fios. O sinal de modo comum é responsável pelas correntes que se deslocam no mesmo sentido ao longo do eixo x de ambos os fios *tip* e *ring*, e assim, essas correntes são algumas vezes referidas como sinais longitudinais. Em geral, os sinais de modo comum em telefonia são perturbações que ocorrem devido ao acoplamento das linhas fisicamente adjacentes (acoplamento eletrostático e magnético), a ocorrência de trovoadas, interferências de frequências de rádio, etc. Assumindo que existem sinais tanto no modo diferencial quanto no modo comum na linha, então, em teoria, se a linha estava bem equilibrada e se a informação na extremidade do receptor foi processada diferencialmente, os sinais de modo comum poderiam ser completamente removidos no receptor.

Quando a fonte e o receptor do circuito do modo diferencial possuem a mesma impedância, as interferências eletromagnéticas externas tendem a afetar ambos os condutores da mesma forma. Como o circuito receptor apenas detecta a diferença entre os fios, essa técnica tem uma melhor resistência a ruídos eletromagnéticos, quando comparado ao modo comum.

Sinais diferenciais têm uma desvantagem óbvia em relação ao modo comum. Eles exigem dois caminhos em vez de um, ou o dobro de área em uma placa. Mas existem várias vantagens para eles. Se não houver nenhum sinal de retorno através do solo, então a continuidade do caminho do terra torna-se relativamente sem importância. Então se temos, por exemplo, um sinal analógico indo para um dispositivo digital através de um par diferencial, não precisa se preocupar em atravessar barreiras elétricas, descontinuidades no plano, etc. Separações de sistemas de energia podem ser facilitadas com dispositivos diferenciais.

Circuitos diferenciais podem ser muito úteis em sinal de baixo nível. Se os sinais tem um nível muito baixo, ou se a relação sinal / ruído é um problema, então sinais diferenciais efetivamente dobram o nível de sinal ($+v - (-v) = 2v$). Sinais

diferenciais e amplificadores diferenciais são comumente utilizados na entrada de sistemas de nível muito baixo.

Receptores diferenciais tendem a ser sensíveis à diferença nos níveis de sinal nas suas entradas, mas eles geralmente são projetados para serem insensíveis às mudanças de modo comum nas entradas. Portanto, modo diferencial tende a ter um melhor desempenho do que modo comum em ambientes de elevado ruído.

2.2.2 Modo Fantasma (MF)

No passado, a informação DSL era exclusivamente transmitida no modo diferencial, utilizando um único par trançado. Porém um novo caminho de sinal pode ser criado em cabo com dois pares trançados que possuem o mesmo caminho. Esta abordagem muito promissora injeta o sinal de "modo fantasma" que é sobreposto nos dois pares diferenciais regulares. O princípio do modo fantasma é mostrado na Figura 8. Em um mesmo cabo, três percursos de sinal podem ser empregados enquanto o par trançado estiver no mesmo cabo. Uma configuração totalmente diferencial como a utilizada na infraestrutura atual é usada. Um caminho de modo diferencial é usado em cada um dos dois pares (V_{D1} e V_{D2}) e um caminho de modo fantasma entre os pares (V_{PH}) (Foubert, Design and evaluation of channel models for DSL applications, 2011).

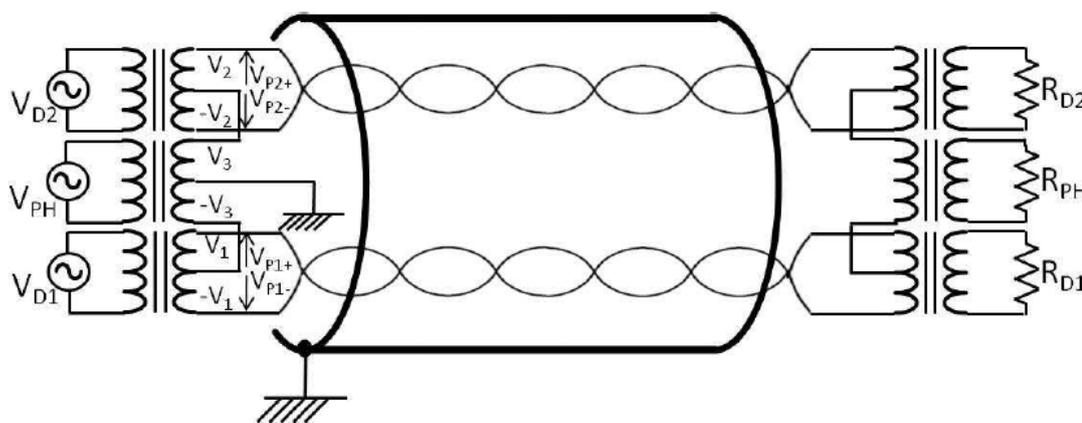


Figura 8 – Esquema de dois pares trançados operando em MD e MF.

Fonte: Foubert, 2011

O sinal em modo diferencial corresponde à tensão entre os dois fios:

$$\begin{aligned} V_{D1} &= V_{p1+} - V_{p1-} = (-V_3 + V_1) - (-V_3 - V_1) = 2V_1 \\ V_{D2} &= V_{p2+} - V_{p2-} = (-V_3 + V_2) - (-V_3 - V_2) = 2V_2 \end{aligned} \quad (12)$$

Um uma situação ideal, os modos diferenciais não são influenciados pela presença do sinal de modo fantasma. Este sinal de modo fantasma também pode ser considerado como um sinal diferencial que se propaga ao longo dos quatro condutores juntos em vez de se propagar sobre os pares separados:

$$\begin{aligned} V_{PH} &= \frac{[V_{p2+} + V_{p2-}]}{2} - \frac{[V_{p1+} + V_{p1-}]}{2} \\ V_{PH} &= \frac{[(V_3 + V_2) + (V_3 - V_2)]}{2} - \frac{[(-V_3 + V_1) + (-V_3 - V_1)]}{2} \end{aligned} \quad (13)$$

$$V_{PH} = 2V_3$$

Por essa perspectiva, fica claro por que o sinal de modo fantasma permanece insensível à fonte de perturbação que não contém um componente fantasma. Além disso, usando o modo fantasma não viola a operação da porta e mantém a impedância da simetria do sistema balanceada.

Quando N pares estão disponíveis é possível combinar os fios de forma que novos modos de transmissão sejam utilizados, ou seja, é possível usar a primeira camada de canais fantasmas para compor uma segunda camada e assim por diante, sendo possível alcançar uma quantidade máxima de $2N - 1$ canais, sendo $N - 1$ canais fantasmas e N canais diferenciais.

Neste trabalho, será considerado até a segunda camada dos canais fantasma. Especificamente, será utilizado apenas um canal da segunda camada e conseqüentemente dois canais da primeira camada (Figura 9).

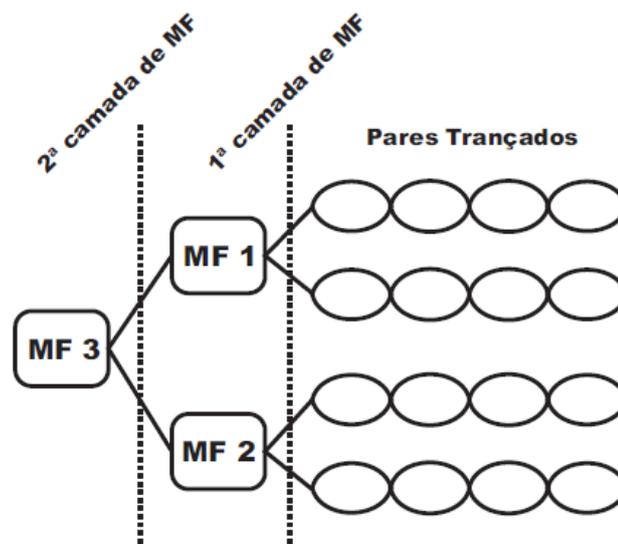


Figura 9 – Figura do modo fantasma com múltiplas camadas
 Fonte: (Gomes, 2012)

2.3 VECTORING

Vectoring é uma técnica que emprega a coordenação do sinal de linha para reduzir os níveis de ruído e melhora do desempenho, baseado no conceito de cancelamento de ruído. Na recomendação (ITU-T G.993.5, 2015) é descrito a vetorização para VDSL2. O âmbito dessa recomendação é especificamente limitado ao cancelamento de auto-FEXT no downstream e upstream. O ruído FEXT gerado por um grupo de transceptores na extremidade mais próxima e interferindo com os transceptores de extremidade mais distante do mesmo grupo é cancelada. Este cancelamento ocorre entre transceptores VDSL2, não necessariamente do mesmo perfil.

Para que o *vectoring* tenha um bom desempenho é preciso que as transmissões das linhas utilizadas no processo estejam bem sincronizadas. Considerando que as linhas estão bem sincronizadas, o processo de *vectoring* inicia com a obtenção do canal (direto e FEXTs). Isso é feito através do envio de sinais conhecidos do multiplexador (DSLAM) para os usuários. Como os usuários conhecem o sinal que foi enviado então calculam a diferença entre o sinal enviado (x) e o sinal recebido (y), ou seja, o erro. Devido a ação das interferências e

atenuação do canal (H) os sinais recebidos serão diferentes dos sinais enviados. Esses sinais de erro são enviados de volta para o DSLAM, que os usa para compor uma matriz que representa o comportamento estimado do canal (H'). Esse processo pode ser visto na Figura 10.

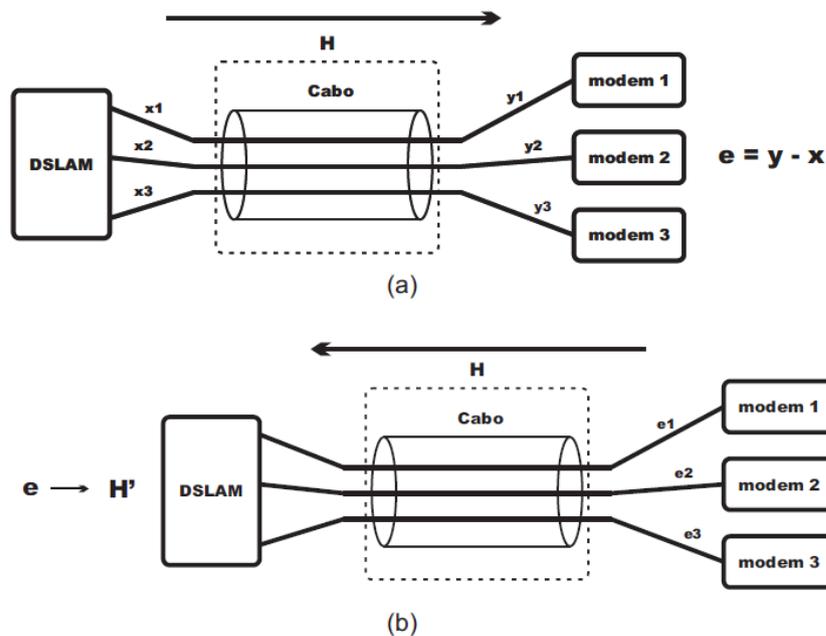


Figura 10 – Estimação do canal com *vectoring*

Fonte: (Gomes, 2012)

Na parte (a), o DSLAM envia um sinal x conhecido para os modems. Estes então calculam o erro e que ocorreu durante a transmissão, subtraindo o sinal recebido (y) pelo transmitido (x). Na parte (b) os modems enviam o erro calculado para o DSLAM, que usa esta informação para estimar o canal (H').

De modo simplificado, com a estimação do canal, o DSLAM cria um pré-codificador que é o inverso da estimação da matriz do canal (H'^{-1}). Esse pré-codificador será aplicado nos sinais transmitidos pelo DSLAM, dessa forma, quando o sinal passar pelo canal, teremos:

$$y = x \cdot H'^{-1} \cdot H \cdot \text{diag}(H') + n \quad (14)$$

onde n é o ruído. Dessa forma, $H'^{-1} \cdot H = I$, sendo I a matriz identidade. Fazendo com que o sinal recebido seja o próprio sinal x .

3 SIMULAÇÕES DE ENLACES DSL

3.1 INTRODUÇÃO

Através de simuladores de linha é possível observar o comportamento do circuito criado para verificar sua viabilidade antes mesmo de criar um modelo físico, poupando gastos com materiais. Dessa forma é possível simular enlaces DSL a fim de extrair informações relevantes do sistema para análise.

Duas informações fundamentais que serão colhidas são: a função de transferência e o crosstalk. O simulador de linha que será usado é o software CST CABLE STUDIO.

3.2 SOFTWARE CST

CST CABLE STUDIO (CST CS) é um software dedicado à análise tridimensional da integridade do sinal, emissão conduzida, irradiação de emissões, e suscetibilidade eletromagnética de estruturas complexas de cabos elétricos em sistemas de grande porte.

Com seu principal foco em aplicações automotivas e aeroespaciais, CST CS é equipado com recursos de visualização aprimorados de forma a evidenciar sinais selecionados de forma interativa ou cabos, tanto na visão gráfica 3D quanto na vista esquemática 2D. Verificações visuais de posicionamento de conectores e cabos são facilmente possíveis. Informações sobre que cabo que transporta os sinais ou quais fios estão ligados a quais pinos do conector podem ser acessados diretamente na árvore de navegação CST CS.

3.2.1 Criação de Par Trançado

O CST possui um biblioteca de cabos que podem ser usados para as simulações, além disso, é possível criar um cabo personalizado com as características que o usuário desejar. Dessa forma, foi criado um par trançado com as características de um Cat. 5e, ou seja, o cobre de cada fio possui 0,5106 mm de diâmetro, cada fio possui 0,8 mm de diâmetro sendo que o isolador do fio é feito de poliestireno, para chegar até a segunda camada do MF serão usados quatro pares trançados formando assim o cabo da Figura 11, sendo que o comprimento total do cabo é de 50 metros. Cada par trançado possui taxa de trançamento diferentes, porém próximas para poder simular condições reais de um cabo.

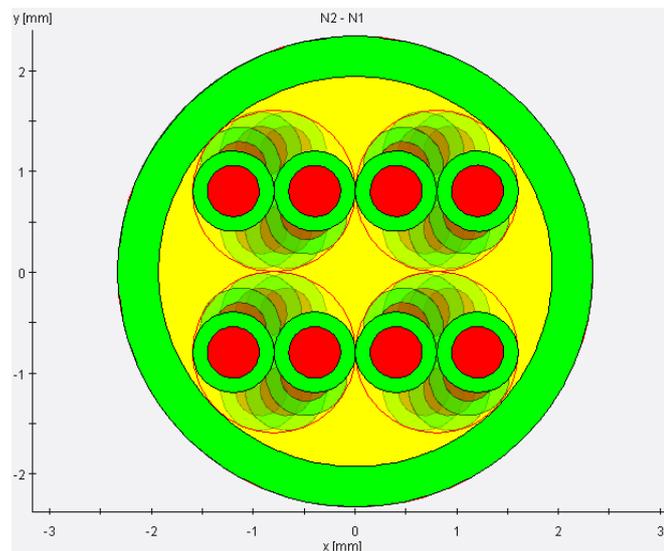


Figura 11 – Cabo quad

3.2.2 Construção do MF

Para montar um setup em MF no CST CS foi preciso utilizar uma de suas toolbox, especificamente “Circuit Elements”, que possui componentes elétricos como resistores, indutores, transformadores, etc. No caso, para que possa ser feito as camadas, conforme descrito na Figura 8 é preciso o uso de transformadores de derivação central. Entretanto, a toolbox não conta com esse tipo de transformador,

sendo necessário montar um setup com transformadores convencionais e curto-circuitar cada lado do circuito da segunda camada do MF. Na Figura 12 pode ser visto esse circuito, sendo que a caixa central representa o cabo e cada ligação representa um dos fios de cada par trançado, as caixas amarelas representam as portas do sistema que estão operando e as impedâncias representam as portas que não estão operando. As ligações do MF na caixa central foram feitas de forma que os pares trançados curto-circuitados ficassem com uma configuração diagonal.

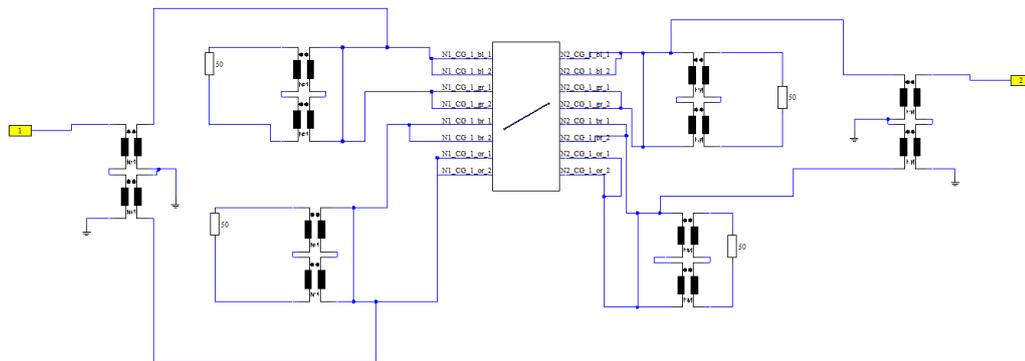


Figura 12 – Circuito para simulação da segunda camada do MF

Outro problema encontrado foi a transmissão simultânea do modo fantasma com modo diferencial. Foram testados vários setups para possibilitar essa transmissão conjunta, entretanto o CST sempre desconsiderava a transmissão fantasma. Dessa forma foi preciso utilizar alternativas para poder avaliar essa transmissão quando operando em conjunto com outros sinais, de forma a poder avaliar o crosstalk gerado entre esses modos.

Como não foi possível, usando o CST, transmitir simultaneamente nos mesmos pares trançados os MPs e MDs, foi preciso ajustar o setup criando outro cabo, também com 4 pares trançados, e nele dois dos pares foram configurados para transmitir em modo fantasma de primeira camada, um dos pares para transmitir em modo diferencial e o par restante sem nenhuma transmissão. Dessa forma será possível simular o crosstalk entre todos os modos: modo fantasma de segunda camada para primeira camada, modo fantasma de segunda camada para modo diferencial e modo fantasma de primeira camada para modo diferencial. Esse setup pode ser observado na Figura 13.

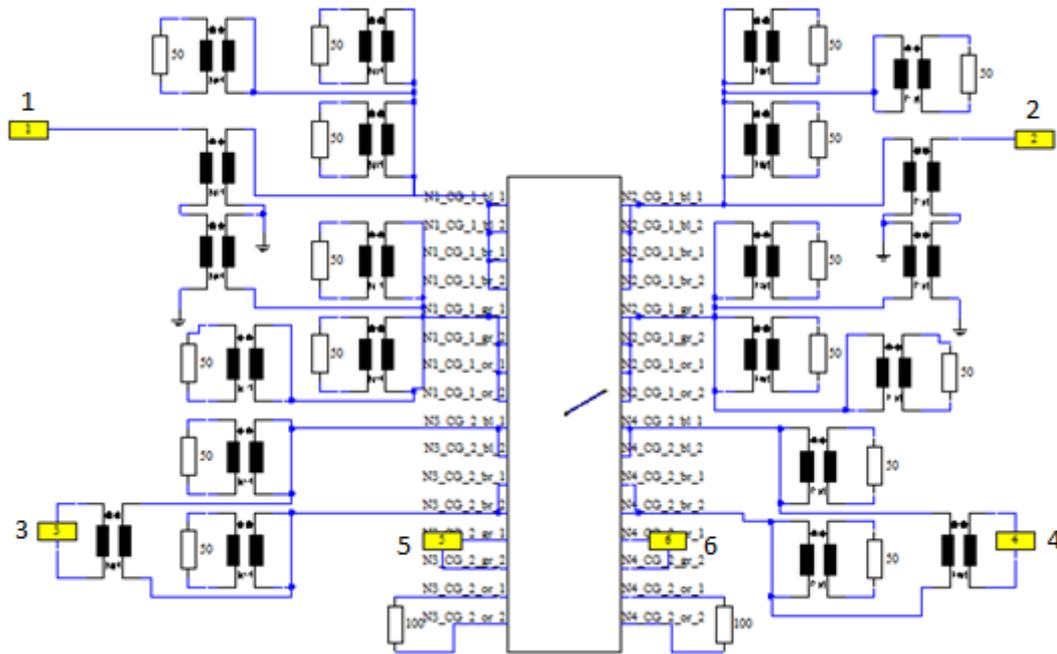


Figura 13 – Setup com MF de segunda camada, MF de primeira camada e MD.

Apesar de distorcer da simulação esperada, ainda será possível avaliar de forma preliminar o uso desses canais simultaneamente.

3.3 SIMULAÇÃO DE FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DIRETA

A função de transferência direta $H(f)$ de um canal indica como um sinal é modificado, no domínio da frequência, ao passar por este canal, e é definida como a razão:

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} \quad (15)$$

onde $X(f)$ e $Y(f)$ são as transformadas de Fourier dos sinais transmitidos e recebidos, respectivamente. A magnitude de uma FTD é dada em dB por:

$$H_{dB}(f) = 20 \log_{10}(|H(f)|) \quad (16)$$

Para simular a função de transferência direta no CST, devem-se observar as respostas obtidas da relação de cada porta criada. O CST cria todas as relações possíveis (Ex: $S_{1,1}$, $S_{1,2}$, $S_{1,3}$...). Por exemplo, se o sistema possui quatro portas e deseja-se obter a relação entre a primeira e quarta porta basta encontrar a resposta $S_{1,4}$. Dessa forma, a resposta que corresponde à função de transferência direta do nosso sistema, ou seja, a função de transferência da segunda camada do MF corresponde à resposta $S_{1,2}$, onde a porta 1 representa entrada do sistema e a porta 2 representa a saída. Esse sinal pode ser observado na Figura 14.

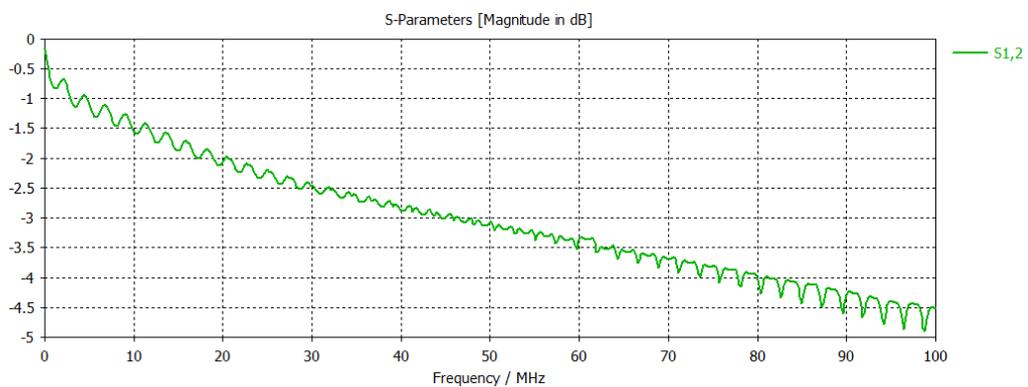


Figura 14 – Função de Transferência direta da segunda camada do canal fantasma

3.4 SIMULAÇÃO DE CROSSTALK

O crosstalk é a principal causa de danos ao sinal DSL nas altas frequências, principalmente do tipo FEXT. Conhecer o seu comportamento, é de suma importância para o desenvolvimento de técnicas que possam proteger o sinal dos efeitos nocivos desta interferência. O crosstalk ocorre entre pares diferentes, em pontas diferentes do par trançado, assim, ele pode ser definido analiticamente como a função de transferência entre essas duas pontas, como na equação a seguir:

$$G(f) = 20 \log_{10} \left(\frac{V_2}{V_1} \right) \quad (17)$$

onde V_2 é a voltagem na ponta do par que recebe a interferência, e V_1 é a voltagem na ponta do par que envia o sinal.

No CST, assim como a função de transferência direta, para observar o crosstalk entre duas portas basta selecionar a resposta que relaciona essas portas. Para NEXT basta selecionar as portas que estão no mesmo lado do cabo e para FEXT utiliza as portas opostas que não estão ligadas diretamente entre si. No caso do setup utilizado na Figura 13, o NEXT corresponde a resposta $S_{1,3}$ e o FEXT, $S_{1,4}$.

3.5 TAXA DE TRANSMISSÃO

Quando um sinal é enviado através de um canal ruidoso, alguma parte da informação pode ser "perdida" devido a erros de transmissão induzidas pelo crosstalk. Quando um sinal x é enviado através de um canal ruidoso, e um sinal y é recebido, a taxa de transmissão aumenta com o aumento da entropia do sinal transmitido, $H(x)$, mas reduz com o aumento da perda de informações devido a erros de canal, $H(x|y)$ (isto é, a incerteza sobre x dado y). A taxa de transmissão de um sistema de comunicação pode ser definida como a taxa de informação que é efetivamente entregue através do canal de comunicação. Idealmente, a taxa de transmissão seria entregue completamente livre de erros ao longo do canal, mas devido à natureza aleatória do ruído de canal, eventos de erro podem não ser completamente excluídos. Portanto, a taxa de transmissão R de um sistema de comunicação é definida como a taxa de informação transmitida através do canal de comunicação, com probabilidade de erro arbitrariamente baixa (Golden, Dedieu, & Jacobsen, 2006).

Assim, a taxa de transmissão é dada como a taxa de informação transmitida menos a taxa de perda de informações devido ao crosstalk. Isto é:

$$R = H(x) - H(x|y) \quad (18)$$

Para este trabalho o cálculo da taxa de transmissão é feito de acordo com (Gomes, 2012), onde a capacidade C do canal depende da largura de banda BW e da relação sinal-ruído SNR do canal:

$$C = BW \log_2(1 + SNR) \quad (19)$$

que determina a quantidade de *bits* que pode ser transmitida usando um canal BW com uma relação sinal-ruído SNR .

Dessa forma, a taxa de transmissão agregada será dada por:

$$R = \Delta f \sum_m^M \sum_k^K \log_2(1 + SNR_{k,m}) \quad (20)$$

onde Δf é a largura de banda dos subcanais, M e quantidade total de modos utilizada em uma transmissão particular e K é a quantidade de tons.

4 RESULTADOS

Os resultados foram obtidos com simulações no CST CS com cabo de 50 metros de comprimento e com frequência de 100 MHz. A aplicação do *Vectoring* e o cálculo da taxa de transmissão foram feitos utilizando o software MATLAB.

4.1 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA E CROSSTALK

Na simulação do software CST foi possível obter a função de transferência de todos os modos utilizados: Modo fantasma de segunda camada, modo fantasma de primeira camada e modo diferencial. Observando a Figura 15 é possível notar que o MF de segunda camada foi o que obteve menor atenuação, seguido do MF de primeira camada e por ultimo o MD. Além disso, o MF de primeira camada foi o que possuiu maior descasamento com a porta de saída, como pode ser notado nas ondulações da sua resposta, esse comportamento pode ser causado pelo fato de que quando se transmite em MF cada parte do sinal “enxerga” como se as linhas estivessem ligadas em paralelo entre si, diminuindo assim a impedância do sistema e deixando o sistema descasado. Entretanto, não se sabe porque o não houve um descasamento ainda maior no MF de segunda camada, já que seu circuito utiliza mais pares trançados e sua impedância equivalente seria ainda menor.

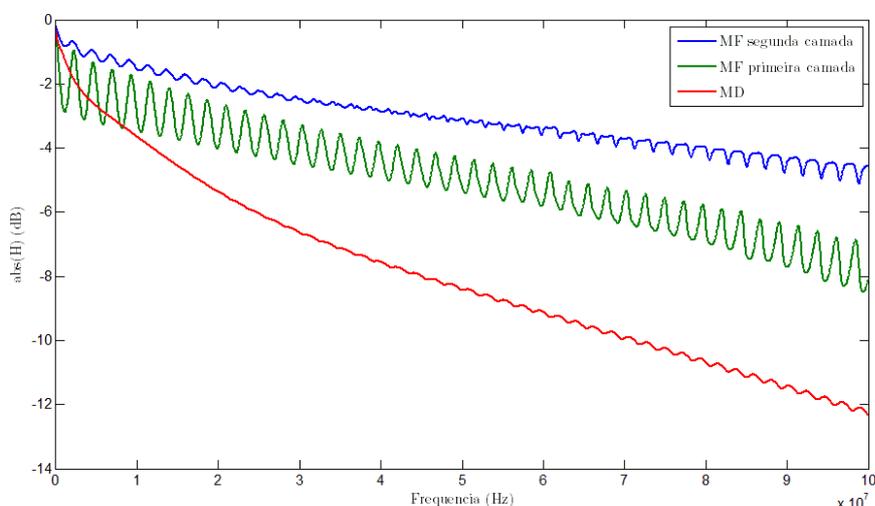


Figura 15 – Funções de transferência dos MFs e MD

Com relação ao crosstalk, podemos ver que ocorrem principalmente entre os canais fantasma sendo que o que possui maior amplitude é o FEXT entre os canais fantasma da mesma camada, conforme Figura 16. Esse fato ocorre principalmente porque o acoplamento eletromagnético entre os pares trançados de cada modo fantasma é muito baixo, já que esses pares não estão trançados entre si.

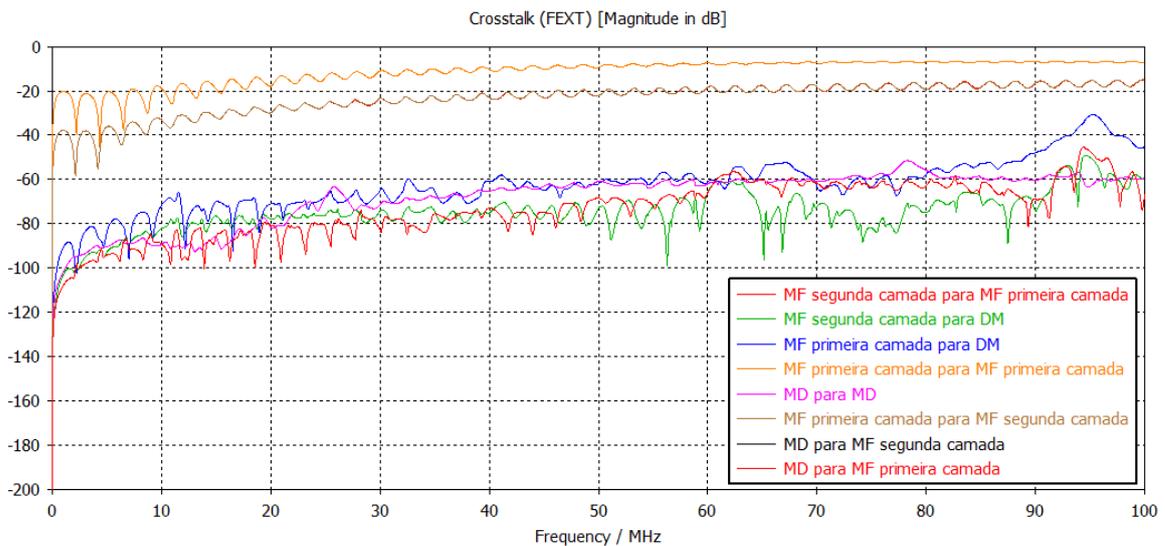


Figura 16 – Crosstalk do tipo FEXT entre todos os modos

4.2 TAXA DE TRANSMISSÃO

Foram calculadas as taxas de transmissão quando todos os modos estão operando simultaneamente. Foram comparadas as taxas com e sem a utilização de *Vectoring*.

Na Figura 17, quando não se utiliza a técnica de *Vectoring*, pode ser observado que os MDs são os que possuem maiores taxas, já que os MFs praticamente não transmitem. Isso ocorre devido ao ruído presente no sistema que faz com que a transmissão nesses modos seja inviável. Além disso, o crosstalk faz com que os MDs também sejam prejudicados, diminuindo também suas taxas de transmissão.

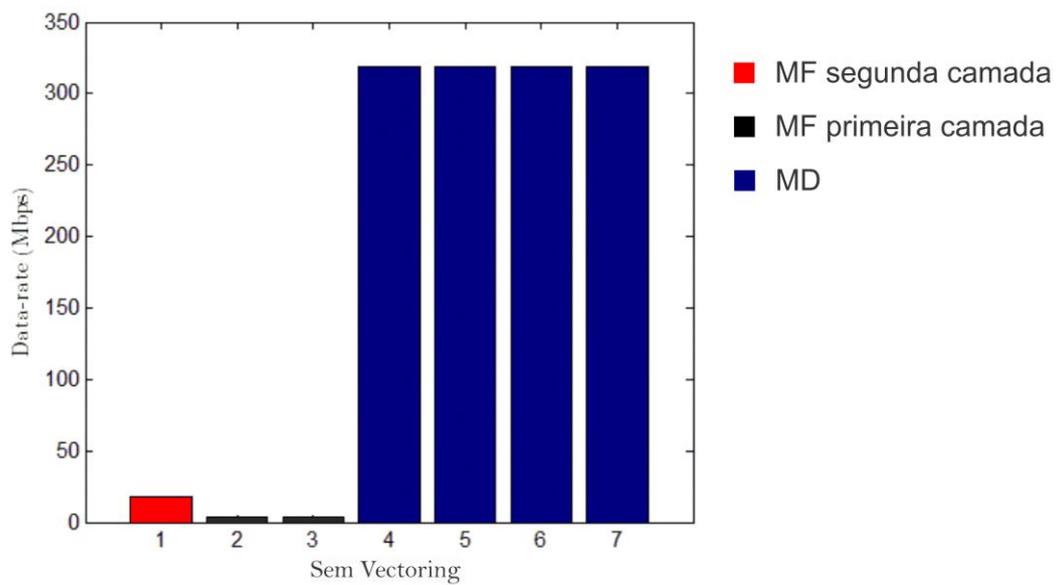


Figura 17 – Taxa de transmissão sem *Vectoring*

Já na Figura 18, é possível observar que o *Vectoring* faz com que os MFs obtenham taxas maiores que os MDs, separadamente. Sendo que o MF de segunda camada alcançou taxa um pouco maior que o MF de primeira camada.

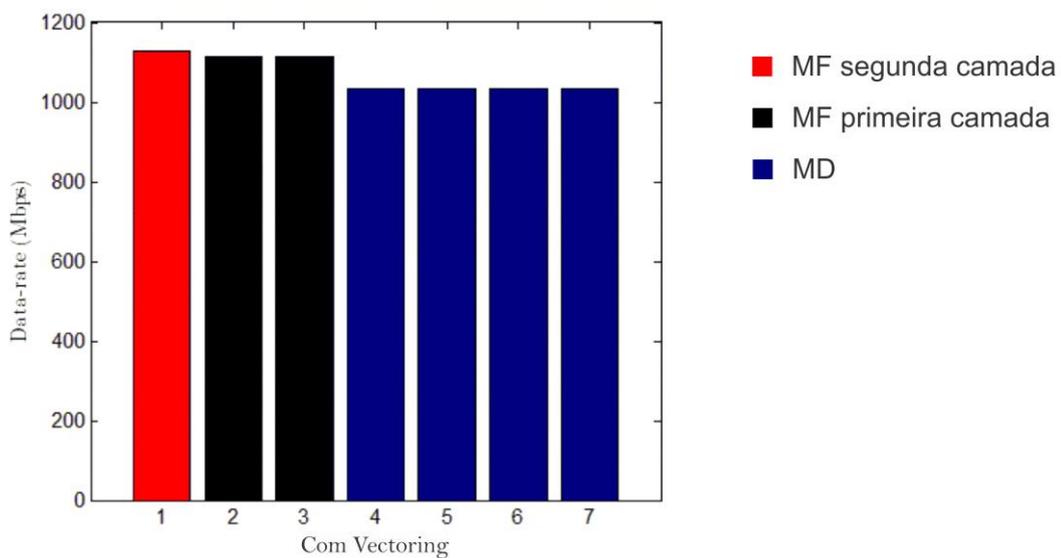


Figura 18 - Taxa de transmissão com *Vectoring*

Na Tabela 1 foram comparados os resultados, além da taxa agregada para o caso em que se considere todas as transmissões como um único canal. Podemos

ver que o MD possui um bom aumento na taxa quando se usa *Vectoring*, além disso, a taxa agregada quando se usa *Vectoring* tem um grande aumento comparado com o caso sem *Vectoring*.

Tabela 1 – Taxa de transmissão com e sem *Vectoring*

	Sem <i>Vectoring</i> (Mbps)	Com <i>Vectoring</i> (Mbps)
MF segunda camada	18.3364	1128.86
MF primeira camada	3.07904	1113.19
MF primeira camada	3.07904	1113.19
MD	332.491	1031.8
Taxa Agregada	1354.46	7482.44

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou resultados de simulação de função de transferência e FEXT, usando o software CST CABLE STUDIO para simular um cabo Cat. 5e de 50 metros e os efeitos da transmissão em modo fantasma e modo diferencial com frequência de até 100 MHz. A taxa de transmissão foi calculada considerando a transmissão de todos os modos simultaneamente (1 MF segunda camada + 2 MFs de primeira camada + 4 MDs) com e sem a utilização de *Vectoring*.

Foi mostrado que as funções de transferências para cada modo são bem distintas e que o crosstalk gerado entre os modos fantasmas são os mais relevantes. No geral, a transmissão em modo fantasma só é viável quando se utiliza o *Vectoring*, sem o *vectoring* praticamente só há transmissão nos modos diferenciais.

Além disso, o uso de softwares como o CST CABLE STUDIO facilita na obtenção de resultados e na avaliação preliminar de um sistema, poupando tempo e gastos, pois seriam necessários amplo espaço físico e compra de equipamentos e cabos para se obter medições do mesmo tipo que foram obtidas com o software. Entretanto, os resultados não podem ser considerados conclusivos já que não é possível simular todas as condições físicas de um cabo utilizando o software, além de ter ocorrido algumas limitações para montar os setups para as simulações.

Dessa forma, considerando as simulações realizadas, pode-se dizer que a transmissão em modo fantasma pode ser utilizada para aumentar a taxa de transmissão agregada em sistemas DSL, mostrando que o uso de fios de cobre na transmissão de sinais ainda se torna viável, mesmo com o grande crescimento da demanda por altas taxas de transmissão de dados.

6 TRABALHOS FUTUROS

Outras abordagens ainda podem ser feitas no modo fantasma, de forma a analisar melhor seus efeitos na rede e na taxa de transmissão. Dessa forma, seguem sugestões de trabalhos que ainda podem ser desenvolvidos futuramente:

- Obter medições com cabos físicos da segunda camada do modo fantasma e comparar com os dados simulados obtidos neste trabalho;
- Investigar outras subcamadas do modo fantasma e avaliar sua viabilidade;
- Investigar egresso e ingresso nas camadas do modo fantasma.

BIBLIOGRAFIA

Chen, W. Y. (1997). *DSL: Simulation Techniques and Standards Development for Digital Subscriber Lines*. Alpel Publishing.

Crestron Electronics, Inc. (2008). *CAT5 Wiring Reference Guide*. Rockleigh, NJ.

Forouzan, A. R., Moonen, M., Timmers, M., Guenach, M., & Maes, J. (2012). On the Achievable Bit Rates of DSL Vectoring Techniques in the Presence of Alien Crosstalkers. *Globecom 2012* , pp. 3086-3091.

Foubert, W. (2011). *Design and evaluation of channel models for DSL applications*.

Foubert, W., Neus, C., Biesen, L. V., & Rolain, Y. (2012, April). Exploiting the Phantom-Mode Signal in DSL Applications. *IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT VOL 61* .

Golden, P., Dedieu, H., & Jacobsen, K. (2006). *Fundamentals of DSL Technology*. Auerbach Publications.

Golden, P., Jacobsen, K., & Dedieu, H. (2007). *Implementation and Applications of DSL Technology*. Auerbach Publications.

Gomes, D. d. (2012). *Transmissão DSL em Phantom Mode: Medições e Avaliação de Desempenho*. Belém, Pará, Brasil.

ITU-T G.993.5. (2015). *Self-FEXT cancellation (vectoring) for use with VDSL2 transceivers*. ITU-T.

Junior, C. d. (2007). *Metodologia de Identificação de Topologias em Sistemas DSL Baseada em Otimização Evolucionária Multiobjetivo*. Belem, Para, Brasil.

Karipidis, E., Sidiropoulos, N., Leshem, A., & Youming, L. (2005). Capacity statistics for short DSL loops from measured 30 MHz channel data. *2005 IEEE 6th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications* , pp. 156-160.

Lu, C., Berg, M., Trojer, E., Eriksson, P.-E., Laraqui, K., Tidblad, O. V., et al. (2014). Connecting the dots: small cells shape up for high-performance indoor radio. *Ericsson Review* .

Maes, J. (2012). *G.fast - Shifting the limits of copper*.

Neus, C., Foubert, W., Biesen, L. V., Rolain, Y., Boets, P., & Maes, J. (2011, Junho). Binder Identification by Means of Phantom Measurements. *IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT* .

- Nilsson, M. (2005, 03 10). Management of a DSL copper network using built-in loop qualification tools. *Master's degree project* . Stockholm, Sweden.
- POINT TOPIC LTD. (2012). *World Broadband Statistics Q2 2012*. London, UK.
- Sadiku, M. N. (2004). *Elementos de eletromagnetismo* (3 ed.). Bookman.
- Shannon, C. E. (1948). A mathematical theory of communication. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* , pp. Vol. 27, pp. 379–423, 623–656.
- Star, T., Cioffi, J. M., & Silverman, P. (2000, Maio). Understanding Digital Subscriber Line Technology. *IEEE Communications Magazine* , pp. 30-32.
- Thaddeus, G. (2001). Phantom Mode Signaling in VLSI Systems. *Conference on Advanced Research VLSI* .
- Timmers, M., Guenach, M., Nuzman, C., & Maes, J. (2013). G.fast: Evolving the Copper Access Network. *IEEE Communications Magazine* , 74-79.
- Villar, R., Cardoso, W., Sales, C., Ikeda, G., Fertner, A., & Costa, J. (n.d.). Binder Identification using Pattern Recognition on Phantom Measurements.
- Yoho, J. J. (2001). Physically-Based Realizable Modeling and Network Synthesis of Subscriber Loops Utilized in DSL Technology. *Ph.D. dissertation, Virginia Polytechnic Institute* .

