

Waldeir de Brito Monteiro

**Método de Estimação de *Crosstalk* em Redes
C-RAN com *fronthaul* de Cobre**

Belém

7 de Março de 2017

Waldeir de Brito Monteiro

**Método de Estimação de *Crosstalk* em Redes C-RAN
com *fronthaul* de Cobre**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado a Faculdade de Engenharia Elétrica e Biomédica da Universidade Federal do Pará, como requisito final para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista sob orientação do Prof. Dr. Roberto Menezes Rodrigues.

Universidade Federal do Pará – UFPA

Faculdade de Engenharia Elétrica e Biomédica – FEEB

Orientador: Roberto Menezes Rodrigues

Coorientador: Gilvan Soares Borges

Belém

7 de Março de 2017

Waldeir de Brito Monteiro

Método de Estimação de *Crosstalk* em Redes C-RAN com *fronthaul* de Cobre

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado a Faculdade de Engenharia Elétrica e Biomédica da Universidade Federal do Pará, como requisito final para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista sob orientação do Prof. Dr. Roberto Menezes Rodrigues.

Trabalho aprovado. Belém, 7 de março de 2017:

Roberto Menezes Rodrigues
Orientador

Gilvan Soares Borges
Coorientador

Vinícius Duarte Lima
Membro da Banca Examinadora

**João Crisóstomo Weyl Albuquerque
Costa**
Membro da Banca Examinadora

Belém
7 de Março de 2017

Agradecimentos

Agradeço aos meus pais por fornecerem o suporte necessário para que eu pudesse realizar os meus estudos. Agradeço ao meu orientador, Roberto Menezes, e coorientador, Gilvan Borges, por sugerirem o tema deste trabalho e me dar o apoio necessário para a sua escrita. Agradeço à Ericsson, ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPQ) e à Fundação Amazônia de Amparo a Estudos e Pesquisas (Fapespa) por incentivarem a pesquisa científica na UFPA. Agradeço ao professor João Crisóstomo por criar várias oportunidades para os alunos da UFPA por meio de seus projetos de pesquisa. E, finalmente, agradeço a todos os meus colegas do LEA pela amizade durante meus anos de graduação.

Resumo

A implementação do padrão 5G fará as arquiteturas de rede móveis atuais evoluírem em direção a configurações C-RAN, as quais se caracterizam por concentrar o processamento em uma estação base, de onde o sinal é distribuído para antenas remotas. Para manter uma cobertura uniforme estes sistemas contam com uma densa rede de antenas de baixa potência espalhadas por dentro de construções. Essa abordagem aumenta a complexidade do sistema Multi Entrada Multi Saída (do inglês *Multi Input Multi Output* - MIMO) da rede, o que pode dificultar certas medições que envolvem a participação de equipamentos em ambas as pontas do enlace. Este trabalho apresenta um método para a estimação de *Far End Crosstalk* (FEXT) e *Insertion Loss* (IL) que diminui a necessidade de medições em ambas as pontas de enlace, a fim de evitar problemas de sincronização presentes em sistemas MIMO complexos. Comparado com outros métodos com propostas similares, a técnica apresentada consegue aliar uma abordagem mais simples a um menor grau de dependência de medições em duas pontas do enlace, sem sacrificar a robustez.

Palavras-chave: C-RAN. GFAST. Crosstalk. Regressão Linear.

Abstract

The implementation of the 5G standard will make the current mobile network architectures evolve towards C-RAN configurations, which are characterized by concentrating processing on a base station, from where the signal is distributed to remote antennas. To maintain uniform coverage, these systems rely on a dense network of low-power antennas scattered throughout buildings. This approach increases the complexity of the network's Multi Input Multi Output (MIMO) system, which may hamper certain measurements involving equipment at both ends of the link. This work presents a method for the estimation of Far End Crosstalk (FEXT) and Insetion Loss (IL) using only one end of the link in order to avoid synchronization problems present in complex MIMO systems. Compared to other methods with similar proposals, the presented technique combines a simpler approach to a lesser degree of dependence on dual loop measurements, without sacrificing robustness.

Keywords: C-RAN. GFAST. Crosstalk. Linear Regression.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Arquitetura empregando estações base convencionais e arquitetura C-RAN com BBUs interconectadas no <i>BBU pool</i> arquitetura C-RAN . . .	20
Figura 2 – (a) Arquitetura de femtocélula convencional sobre conexões de cobre (b) Arquitetura FemtoWoC mostrando conversores analógico-analógico (A/A) que são remotamente empregados em cada célula para substituir as femtocélulas convencionais, enquanto o processamento é centralizado no <i>Central Office</i> (c) Os conversores A/A convertem sinal de rádio de frequência (RF) <i>wireless</i> em sinal de baixa frequência (BF) para transportar no cabo de cobre e vice-versa.	23
Figura 3 – Os diferentes alcances de cobertura entre a macrocélula, microcélula e picocélula	23
Figura 4 – <i>Small Cells</i> tradicionais criam bordas de interferências entre antenas adjacentes. A aplicação de C-RAN permite empregar técnicas que eliminam este problema, como é o caso da solução OneCell da CommScope.	24
Figura 5 – Sistema de C-RAN da Ericsson, o <i>Radio Dot</i>	24
Figura 6 – Formas de medir os ruídos FEXT e NEXT. A tensão é injetada por um equipamento transmissor enquanto um receptor mede a tensão do sinal acoplado.	25
Figura 7 – A IL é definida como a razão entre os valores de V_L antes e depois da remoção da linha de transmissão.	26
Figura 8 – Arquitetura básica de um sistema DSL, com o DSLAM conectado a vários modems DSL de usuário.	29
Figura 9 – Fluxograma do método proposto na patente <i>Cancellation of crosstalk energy in communication loops</i>	31
Figura 10 – Diagrama de dispersão entre duas variáveis X e Y que sugere uma relação polinomial de primeira ordem.	36
Figura 11 – Diagrama de dispersão entre os <i>crosstalks</i> FEXT e NEXT simulados de um cabo CAT5e da Amphenol.	40
Figura 12 – Um ponto i de vetor FEXT é representado com uma soma ponderada entre f_i e $n = 3$ elementos do vetor NEXT correspondente, agrupados em uma janela centralizada na posição de s_i . A mesma idéia pode ser aplicada para pares de curvas IL e RL.	41
Figura 13 – Organização dos pares trançados dentro do cabo usado na simulação do NEXT e do FEXT.	44

Figura 14 – Magnitude de <i>crosstalk</i> FEXT e NEXT entre os pares 2 e 4 do cabo simulado e o FEXT estimado. Por simplicidade os pontos de frequência usados na análise não foram representados na Figura.	44
Figura 15 – Fase de <i>crosstalk</i> FEXT e NEXT entre os pares 2 e 4 do cabo simulado e o FEXT estimado. Por simplicidade os pontos de frequência usados na análise não foram representados na Figura.	45
Figura 16 – Coeficientes de determinação por tamanho de janela para a estimação da magnitude do FEXT entre os pares 2 e 4 do cabo simulado.	46
Figura 17 – Coeficientes de determinação por tamanho de janela para a estimação da fase do FEXT entre os pares 2 e 4 do cabo simulado.	46
Figura 18 – Magnitude da IL e da RL para o par 1 do cabo simulado e magnitude da IL estimada, com r^2 de 0,9022. Por simplicidade os pontos de frequência usados na análise não foram representados na Figura.	47
Figura 19 – Fase da IL e da RL para o par 1 do cabo simulado e fase da IL estimada com r^2 de 0,9998. Por simplicidade os pontos de frequência usados na análise não foram representados na Figura.	48
Figura 20 – Coeficientes de determinação por tamanho de janela para a estimação da magnitude da IL para o par 1 do cabo simulado.	48
Figura 21 – Coeficientes de determinação por tamanho de janela para a estimação da fase da IL para o par 1 do cabo simulado.	49
Figura 22 – Seção transversal do cabo CAT6 usado para as medições de <i>crosstalk</i>	49
Figura 23 – FEXT's medido e estimado usando regressão linear do par azul para o par verde do cabo CAT6 usado nos testes. (a) Magnitude com r^2 de 0,9147 para $n = 65$ (b) Fase com r^2 de 0,9989 e $n = 1$	50
Figura 24 – FEXT's medido e estimado usando regressão linear do par azul para o par verde do cabo CAT6 usado nos testes. (a) Magnitude com r^2 de 0,8736 para $n = 103$ (approx. 13,5 MHz) e (b) fase com r^2 de 1,0 para $n = 1$	51
Figura 25 – Comparação entre a estimação de FEXT pelas patentes US2005/0259725A1 e US2012/0219123A1 e o método proposto em um cabo CAT6 de 50 metros.	52
Figura 26 – Comparação entre a estimação de FEXT pelas patentes US2005/0259725A1 e US2012/0219123A1 e o método proposto em um cabo Ca5e de 10 metros.	53

Lista de tabelas

Tabela 1 – Comparação entre as patentes destacando características desejadas em vermelho e indesejadas em azul.	33
Tabela 2 – Características construtivas do cabo simulado	43
Tabela 3 – Comparação entre as patentes e o método proposto, destacando características desejadas em vermelho e indesejadas em azul.	53

Lista de abreviaturas e siglas

BBU	Base Band Unit
BF	Baixa Frequência
BTS	Base Transceiver System
CAT5	Categoria 5
CAT6	Categoria 6
CoE	CPRI over Ethernet
CPRI	Common Public Radio Interface
C-RAN	Cloud-RAN
DSLAM	Digital Subscriber Line Access Multiplexer
DSL	Digital Subscriber Line
Ethernet OAM	Ethernet Operations and Administration Management
FemtoWoC	Femto Wireless over Cable
FEXT	Far End Crosstalk
FTTdp	Fiber to the distribution point
G.fast	G. Series Fast Access Subscriber Terminal
IL	Insertion Loss
IoT	Internet of Things
MAPE	Média Absoluta das Porcentagens de Erro
MIMO	Multi Input Multi Output
MMQ	Método dos Mínimos Quadrados
NEXT	Near End Crosstalk
PSD	Power Spectral Density
QLN	Quiet Line Noise

RAN	Radio Access Network
RF	Radio Ferquência
RoE	Radio over Ethernet
RRH	Remote Radio Head
SQReg	Soma dos Quadrados da Regressão
SQRes	Soma dos Quadrados dos Resíduos
SQT	Soma dos Quadrados Totais
VDSL2	Very-high-bit-rate Digital Subscriber Line 2

Sumário

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	C-RAN	19
1.1.1	<i>Radio over Ethernet</i>	20
1.1.2	Uso de cabos de cobre em C-RAN	21
1.1.2.1	C-RAN <i>Small Cells</i>	22
1.2	<i>Crosstalk e Vectoring</i>	25
1.3	Proposta do Trabalho	27
2	PATENTES RELACIONADAS COM ESTIMAÇÃO DE MEDIDAS USANDO MEDIÇÕES EM APENAS UM LADO DO ENLACE	29
2.1	Introdução	29
2.1.1	Rede DSL	29
2.1.2	FEXT e a limitação da capacidade de canal	29
2.2	FEXT determination system	30
2.3	Cancellation of crosstalk energy in communication loops	31
2.4	Single ended estimation of far-end crosstalk in a digital subscriber line	32
2.5	Conclusão	33
3	ESTIMAÇÃO DE CROSSTALK COM REGRESSÃO LINEAR	35
3.1	Introdução	35
3.2	Regressão Linear Simples	35
3.2.1	Método dos Mínimos Quadrados	37
3.3	Regressão Linear Múltipla	38
3.4	Coeficiente de Determinação	39
3.5	Modelo para a estimação de FEXT com regressão linear	39
3.6	Conclusão	42
4	RESULTADOS	43
4.1	Introdução	43
4.2	Teste com dados simulados	43
4.3	Teste com dados medidos	47
4.4	Comparação entre as patentes e o método proposto	50
4.5	Conclusão	51
5	CONCLUSÃO	55

REFERÊNCIAS 57

1 Introdução

A quinta geração de redes sem fio (5G) trará características bastante interessantes para uma implementação massiva da Internet das Coisas (do inglês *Internet of Things* - IoT). Por exemplo, sua especificação quanto ao tempo de latência de menos de 1 ms possibilitará o compartilhamento de informações em tempo real entre dispositivos, característica interessante para veículos autônomos e equipamentos de realidade aumentada ou realidade virtual. Além disso, sua alta eficiência energética, de 90% de economia em relação ao 4G, garantirá que dispositivos de IoT permaneçam longos períodos em funcionamento sem intervenção humana [1].

O desenvolvimento do padrão 5G, no entanto, enfrenta obstáculos quanto a desenvolvimento da infraestrutura que dará suporte a tais especificações. As arquiteturas RAN (do inglês Radio Access Network) tradicionais possuem estações base que se conectam a um número fixo de antenas para cobrir uma pequena área, são construídas em plataformas proprietárias e não apresentam um sistema eficiente de gestão de energia. Isso dificulta a ampliação do sistema por exigir alto investimento na compra de equipamentos, locação de espaço e fornecimento de energia. O uso médio de todo esse sistema é muito menor do que a capacidade para a qual ele foi projetado, causando uma alta ineficiência energética. Além disso, um sistema proprietário dificulta a expansão e manutenção, pois restringe as opções do operador a apenas um fabricante e torna o sistema incompatível com outros tipos de hardware.

1.1 C-RAN

O *Cloud Radio Access Network* (C-RAN) é o sistema de rádio que está em desenvolvimento com o intuito de superar os obstáculos impostos pela abordagem tradicional. Esse modelo é alvo de muitos estudos [2] [3] [4] [5] [6] e possui como características principais o custo reduzido, baixo consumo de energia, alta eficiência espectral e o uso de plataforma aberta. O processamento centralizado reduz o espaço para acomodar os equipamentos com a virtualização das estações base e possibilita a cooperação entre as antenas *Remote Radio Head* (RRH) que podem usar o espectro de maneira inteligente. O sistema pode se adaptar conforme a demanda do local, fornecendo mais poder de processamento em locais onde a demanda de tráfego é alta e colocando em estado de baixo consumo antenas ociosas.

Em uma arquitetura tradicional, cada antena do sistema conta com uma *Base Transceiver Station* (BTS) para fazer a interface do usuário com a rede, que é instalada na base da torre onde a antena de celular está localizada. Outra abordagem para esta implementação consiste em separar os equipamentos da BTS em duas unidades, uma

que cuida do processamento de sinal, a *Base Band Unit* (BBU), e outra que trata da comunicação em rádio frequência, a *Remote Radio Unit* (RRU) ou *Remote Radio Head* (RRH). Este segundo modelo, proposto pela ZTE [7], é denominado *Distributed BTS* e permite economizar espaço na estação base por esta só precisar armazenar o equipamento da BBU.

A arquitetura C-RAN é uma evolução natural do modelo *Distributed BTS* [2]. Sua abordagem consiste em reunir em um só equipamento várias BBUs capazes de compartilhar informações entre si, formando o chamado *BBU pool* como mostrado na Figura 1. Adotando-se técnicas de virtualização é possível utilizar processadores de propósito geral para criar diversas BBU's definidas por *software*. Deste modo, a ampliação da rede se torna muito simples, bastando apenas conectar mais antenas na estação base e acrescentar um número de BBU's correspondentes na virtualização. Tal simplicidade também se reflete em um custo menor na compra de equipamentos.

Fonte: Imagem adaptada de [4]

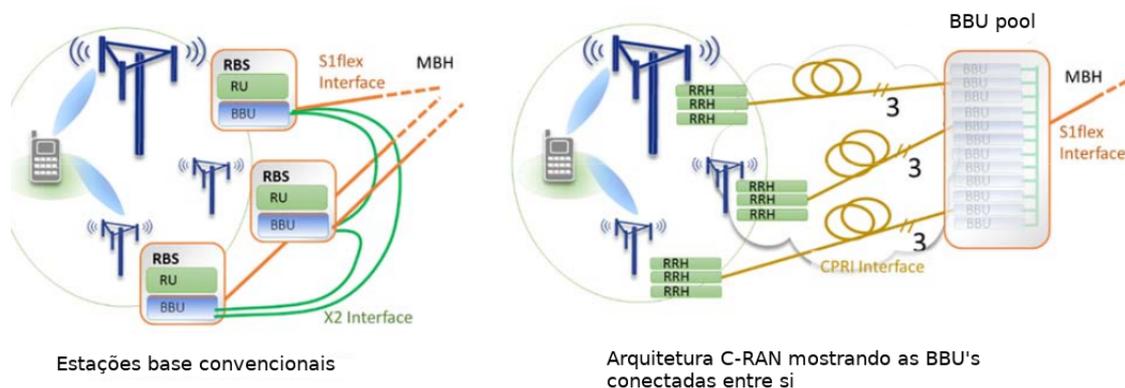


Figura 1 – Arquitetura empregando estações base convencionais e arquitetura C-RAN com BBUs interconectadas no *BBU pool* arquitetura C-RAN

1.1.1 Radio over Ethernet

A comunicação entre as estações base e as RRH's é feita por meio do padrão *Common Public Radio Interface* (CPRI) [8] que estabelece uma interface capaz de suportar *links* de micro-onda, fibra ótica e cabos de rede Ethernet CAT5/CAT6 [3], [9]. Como as redes 5G necessitam de uma alta capacidade de transferência é preferível a utilização de fibra ótica, entretanto seu alto custo de implantação deixa as operadoras relutantes em fazer os investimentos necessários [9]. Para que o 5G tenha êxito no cenário atual é necessário que esse possa aproveitar a infraestrutura já disponível, incluindo os *links* de micro-ondas e Ethernet e depois migrar gradualmente para estruturas mais modernas.

Para enlaces de micro-ondas, o CPRI possui um subconjunto de especificações que

atendem aos requisitos de latência e capacidade de *links* com distâncias menores que 1 km, mas no caso do transporte em cabos de cobre há uma tendência de se encapsular o CPRI no Protocolo Ethernet. Esta abordagem é chamada *CPRI over Ethernet* (CoE) ou *Radio over Ethernet* (RoE) e permite que o CPRI incorpore algumas vantagens do padrão Ethernet como:

- Uso do padrão *Ethernet Operations, administration and management* (Ethernet OAM) para gerência, localização de falta e monitoramento de desempenho da rede;
- Uso de equipamentos comuns e disponíveis no mercado, cortando custos;
- Compartilhar equipamentos com redes de acesso fixas mais antigas;
- Uso do padrão de rede IP/Ethernet comutação/roteamento para melhorar o planejamento da rede;
- Empregar roteadores/switches para habilitar multiplexação estatística e permitir que links menos utilizados possam ter sua taxa de dados agregada reduzida;
- Possui um padrão aberto.

Essas vantagens são tão interessantes que o RoE é estudado para sua incorporação no C-RAN utilizando fibra ótica [4]. A maturidade do Ethernet garante que ele seja um sistema bastante estável e sua flexibilidade será uma grande ajuda para a implantação de sistemas mais sofisticados de gerência de redes previstos para o C-RAN.

1.1.2 Uso de cabos de cobre em C-RAN

Como já discutido no item anterior, o uso de cabos de cobre é crucial para o sucesso das tecnologias 5G por ser uma opção já disponível em muitas instalações. Entretanto, a baixa velocidade de transferência em relação aos enlaces de fibra ótica pode restringir a opção do uso de cabos Ethernet com esta finalidade.

Procura-se superar o problema da capacidade de canal com o padrão G.fast [10] [11]. Capaz de alcançar taxas de transferência entre 150 Mbps e 1 Gbps, dependendo do comprimento do enlace, este padrão foi desenvolvido para o uso em aplicações *Fiber To The distribution point* (FTTdp), onde uma fibra ótica é conectada a um ponto de distribuição que se encontra perto das instalações dos usuários e se conecta a elas por meio de cabos Ethernet. Para a implementação do C-RAN pretende-se que o ponto de distribuição seja um *BBU pool* do qual partem vários cabos de cobre que se conectam a RRHs próximas ao usuário. A viabilidade desta abordagem já foi comprovada com testes em laboratório feitos pela empresa British Telecommunications, a qual conseguiu realizar com sucesso a transmissão de dados em uma rede C-RAN usando G.fast [6].

1.1.2.1 C-RAN *Small Cells*

Uma rede móvel celular é composta por um arranjo de antenas, cada uma responsável por cobrir uma região específica chamada de célula. Dependendo do tamanho da área que uma antena cobre na rede, Figura 3, esta pode ser classificada como:

- **Macro célula:** O tipo mais tradicional de infraestrutura de rede móvel, composta por torres de transmissão de alta capacidade de cobertura que tipicamente alcançam entre 1 a 30 Km;
- **Micro célula:** É compostas por antenas menos potentes que as da macro célula e geralmente cobrem áreas menores como *shoppings*, pequenas áreas rurais e hotéis. Pode alcançar entre 200 m a 2 Km de cobertura;
- **Pico célula:** Possui antenas que cobrem áreas ainda menores que as da micro célula, ficando entre 4 m e 200m. Sua distinção entre a micro célula nem sempre é muito clara;
- **Femto célula:** Usa antenas com alcance de 10 m indicada para a cobertura de pequenas áreas dentro de construções, como em residências e edifícios comerciais com vários escritórios (uma antena em cada escritório). Empregam antenas mais inteligentes que as dos demais tipos de rede, que além de realizar o processamento de banda, detectam o sinal de macro célula e regulam a potência de seu sinal para diminuir a interferência [12]. Em busca de melhorar a gestão de recursos na rede e cortar custos de expansão e manutenção, versões mais modernas de femto célula tendem a possuir antenas com hardware mais simples, que concentra apenas as funções de rádio, e deixar o processamento de banda para um equipamento central. Essa abordagem é chamada de *Femtocell Wireless over Cable* (FemtoWoC) [13] e prepara caminho para implantação de C-RAN's neste tipo de arquitetura, por meio da virtualização dos equipamentos no *Central Office*, Figura 2b. A Figura 2 mostra detalhes das abordagens femto célula e FemtoWoC.

As micro células, pico células e femto células podem ser chamadas genericamente de *small cells*. Como o G.fast é projetado para funcionar em enlaces de até 500 metros e seu desempenho é tanto melhor quanto menor o comprimento do enlace, seu uso está restrito as *small cells*, principalmente em construções que ainda usam estruturas de cabos Ethernet em sua rede interna.

O conceito de C-RAN geralmente é aplicado as macro células, porém também pode ser aplicado a redes celulares menores, formando as *C-RAN small cells*, para a cobertura de ambientes no interior de construções em empresas ou outros locais com densas quantidades populacionais como uma avenida ou estádios de futebol.

Fonte: Imagem adaptada de [13]

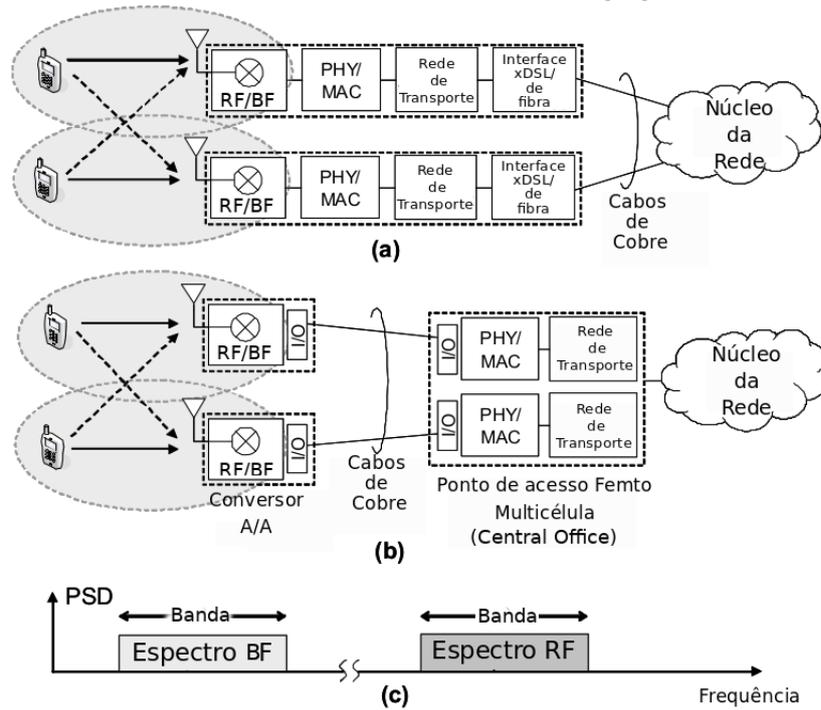


Figura 2 – (a) Arquitetura de femtocélula convencional sobre conexões de cobre (b) Arquitetura FemtoWoC mostrando conversores analógico-analógico (A/A) que são remotamente empregados em cada célula para substituir as femtocélulas convencionais, enquanto o processamento é centralizado no *Central Office* (c) Os conversores A/A convertem sinal de rádio de frequência (RF) *wireless* em sinal de baixa frequência (BF) para transportar no cabo de cobre e vice-versa.

Fonte: Imagem retirada de [14]

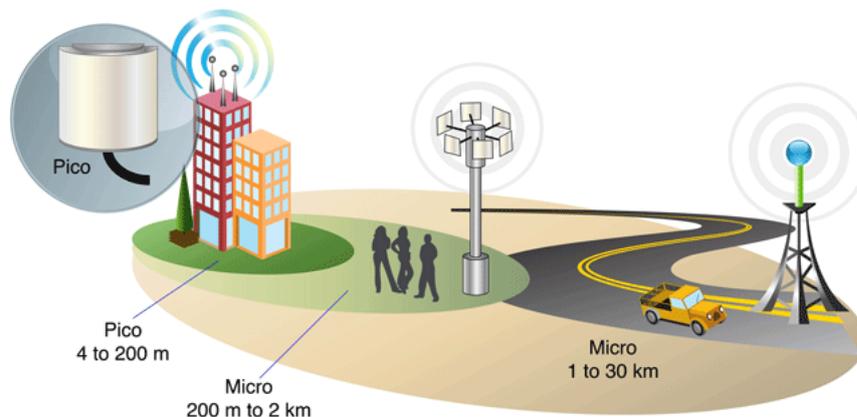


Figura 3 – Os diferentes alcances de cobertura entre a macrocélula, microcélula e picocélula

A empresa CommScope, por exemplo, possui uma solução baseada em *C-RAN small cell* chamada de OneCell (Figura 4) a qual promete a criação de uma cobertura de radio que elimina a interferência entre antenas adjacentes, normalmente presente em uma rede não centralizada [5]. Outra solução comercial similar é o Radio Dot da Ericsson, Figura 5, que utilizará a mesma tecnologia de centralização [15]. Ambos os produtos citados são projetados com o foco em *small cells* e para trabalhar em redes que empregam cabos de cobre, implementando redes 3G e 4G.

Fonte: Imagem adaptada de [5]

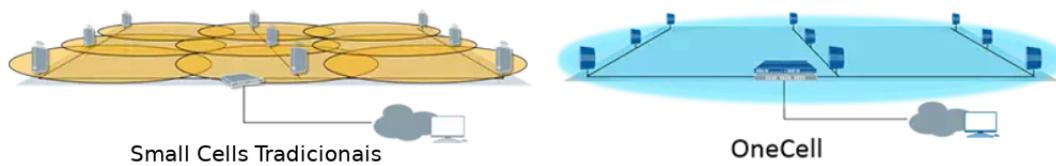


Figura 4 – *Small Cells* tradicionais criam bordas de interferências entre antenas adjacentes. A aplicação de C-RAN permite empregar técnicas que eliminam este problema, como é o caso da solução OneCell da CommScope.

Fonte: Imagem retirada de [16]

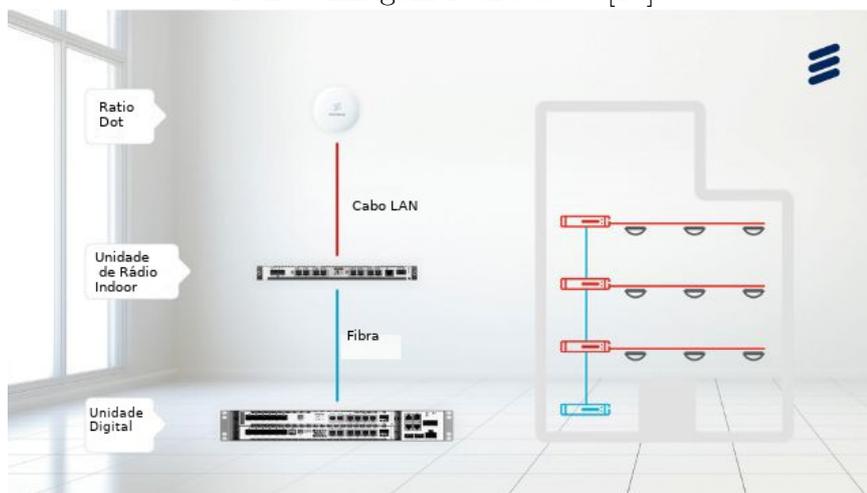


Figura 5 – Sistema de C-RAN da Ericsson, o *Radio Dot*

Um grande obstáculo para a aplicação da tecnologia C-RAN em redes de cobre é o ruído eletromagnético, cuja principal fonte é a interferência mútua entre os pares trançados de um cabo quando estão transmitindo ou recebendo dados. Esse é um problema tão sério que pode comprometer o desempenho de uma rede e para combatê-lo existem técnicas de mitigação como o *Vectoring* [17], originalmente desenvolvido para o uso em redes *Very-high-bit-rate Digital Subscriber Line 2* (VDSL2), [17], explicado a seguir.

1.2 Crosstalk e Vectoring

A transmissão de dados em cabos de par trançado enfrenta o problema do ruído gerado pelo acoplamento eletromagnético entre as linhas de transmissão. Este ruído, chamado de *crosstalk* ou diafonia, é mais proeminente em altas frequências e pode ser dividido em dois tipos: *Near End Crosstalk* (NEXT) e *Far End Crosstalk* (FEXT). O FEXT é a razão de tensão entre um sinal (V_{in}) injetado em um par e a tensão que é acoplada na extremidade oposta de um par adjacente (V_{out}), Equação (1.1):

$$Crosstalk = \frac{V_{out}}{V_{in}}. \quad (1.1)$$

O NEXT também é calculado usando a Equação (1.1), porém V_{out} é medido na mesma extremidade de um par adjacente ao qual V_{in} foi injetado, como mostra a Figura 6.

Fonte: Imagem adaptada de [18] pelo autor.

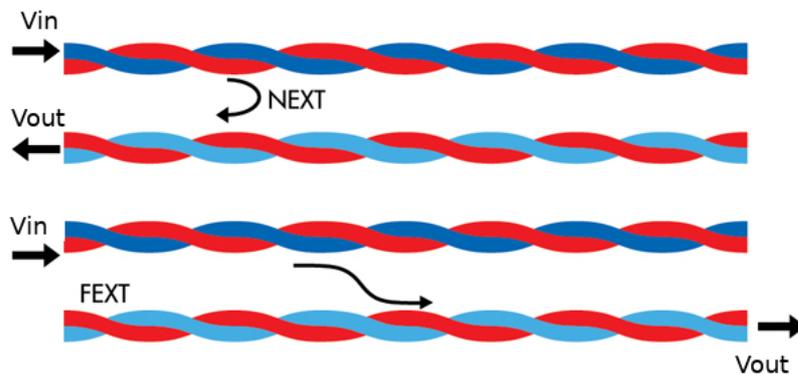


Figura 6 – Formas de medir os ruídos FEXT e NEXT. A tensão é injetada por um equipamento transmissor enquanto um receptor mede a tensão do sinal acoplado.

O sinal também enfrenta atenuação ao se propagar de uma ponta a outra da linha, o que pode tornar as informações irrecuperáveis se sua intensidade for menor que a do ruído do canal. Em pares trançados esse fenômeno é chamado de *Perda por Inserção* (do inglês *Insertion Loss* - IL) e seu conceito pode ser compreendido com auxílio da Figura 7. Quando os interruptores estão nas posições 1 e 1', a impedância da fonte e a carga estão conectadas diretamente e $V_L = V_1$, porém se as posições forem trocadas para 2 e 2' a impedância da fonte passará a se conectar a carga por meio da linha de transmissão, causando uma queda em V_L para um valor V_2 . A IL pode então ser determinada por meio da Equação (1.2):

$$IL = \frac{V_2}{V_1}. \quad (1.2)$$

Fonte: Imagem criada pelo autor.

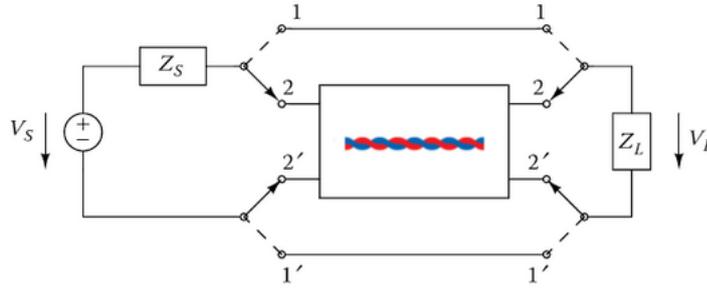


Figura 7 – A IL é definida como a razão entre os valores de V_L antes e depois da remoção da linha de transmissão.

A IL não deve ser confundida com a função de transferência H , que apesar de possuir uma definição parecida é calculada como a razão entre a tensão de entrada V_{in} da linha de transmissão e a tensão observada em sua saída V_{out} , Equação 1.3.

$$H = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (1.3)$$

Para mitigar os efeitos do *crosstalk* e das perdas por inserção o G.fast conta com uma técnica chamada de *vectoring* [17] que baseia-se em pré-compensar o sinal antes que ele seja transmitido, de forma que estas alterações cancelem o ruído que o canal adiciona e compensem a atenuação provocada pelo mesmo. Para um sistema com n canais o algoritmo do *vectoring* organiza as características de FEXT e IL em uma forma de matriz, chamada de matriz de *crosstalk*, Equação (1.4) [19]. Essa matriz é invertida e aplicada ao sinal antes da transmissão por um equipamento chamado de *pre-coder*, o que dá origem ao sinal vetorizado. Quando chega a outra ponta do enlace o sinal vetorizado já sofreu a influência da matriz de *crosstalk* característica do canal, que desfaz as operações feitas no *pre-coder* e entrega o sinal no estado em que estava antes da vetorização.

$$MatrizDeCrosstalk = \begin{bmatrix} IL_{11} & FEXT_{12} & \dots & FEXT_{1n} \\ FEXT_{21} & IL_{22} & \dots & FEXT_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ FEXT_{n1} & FEXT_{n2} & \dots & IL_{nn} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Em sistemas como as *Small Cells* a densa implementação de antenas pode agravar um problema associado as medições de *crosstalk* e de IL. Como o essas medições dependem de equipamentos em ambas as pontas do enlace, é necessário que informações sejam trocadas entre esses os mesmos a fim de coordenar o processo, além de enviar os valores medidos ao local onde eles serão processados. Em um sistema Multi Entrada Multi Saída (do inglês *Multi Input Multi Output* - MIMO) grande como o das *Small Cells*, a

complexidade computacional envolvida nesta tarefa pode prejudicar a performance da rede.

1.3 Proposta do Trabalho

Em uma rede C-RAN o NEXT pode ser medido pela BBU, enquanto que a obtenção do FEXT e da IL precisam de uma cooperação entre BBU e RRH. Devido a tendência de centralização das redes e sua crescente complexidade, pode ser interessante que essas operações de medição sejam feitas apenas na BBU, ou pelo menos fazê-la executar a maior parte das medições. Isso pode ajudar a simplificar o *hardware* da antena remota e diminuir os custos em todo o sistema.

Este trabalho propõe um método de obtenção de medidas de FEXT, que necessitam de equipamentos em dois lados do enlace, em uma faixa contínua de frequência a partir de apenas uma das extremidades desse enlace. Para isso, um dos dos equipamentos deve realizar medições NEXT para toda a faixa de frequência e, em seguida, obter com o equipamento da outra ponta do enlace, medições em apenas uma faixa contínua de frequência para o FEXT. Um ajuste de curva feito com regressão linear será feito sobre esses dados, permitindo em seguida calcular os dados de FEXT para o espectro restante. Com algumas alterações, este método pode ser usado para calcular outras medidas que dependam de equipamentos em dois lados do enlace, como a IL, por exemplo.

No capítulo 2 serão apresentadas algumas métodos sobre estimação de *crosstalk* que já foram patenteados, a seguir, no capítulo 3 será proposto um método para a estimação de *crosstalk* baseado em regressão linear e no capítulo 4 serão mostrados os resultados da aplicação desse método para estimar FEXT e IL de dados de *crosstalk* medidos e simulados.

2 Patentes relacionadas com estimação de medidas usando medições em apenas um lado do enlace

2.1 Introdução

2.1.1 Rede DSL

A infraestrutura de cabos de par trançado hoje aproveitada pelas redes de dados é uma herança do sistema telefônico analógico. Nestes cabos o sinal digital da rede é injetado e coletado por modems *Digital Subscriber Line* (DSL). O sistema conta com um modem instalado no domicílio do usuário e outro em uma central de distribuição, que pode ser uma construção do provedor, chamada de *Central Office* (CO), ou em um pequeno armário próximo aos usuários.

Como para cada cliente o sistema DSL deve incorporar dois modems, o centro de distribuição poderia ficar lotado com muitos desses aparelhos no caso de uma implementação massiva. Para resolver esse problema surgiu o *Digital Subscriber Line Access Multiplexer* (DSLAM) [20]. Tal aparelho tem a função de concentrar o tráfego de dados de várias linhas com modems DSL e conectá-lo com a rede de dados, Figura 8.

Fonte: Imagem adaptada de [21]

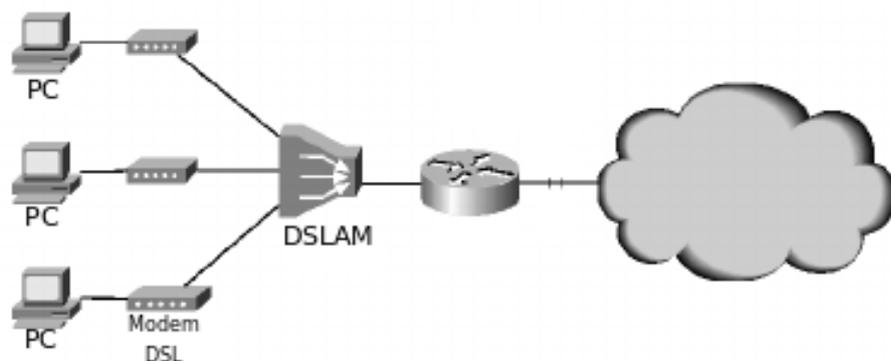


Figura 8 – Arquitetura básica de um sistema DSL, com o DSLAM conectado a vários modems DSL de usuário.

2.1.2 FEXT e a limitação da capacidade de canal

Os sistemas DSL usualmente dividem as frequências de transmissão de dados em duas faixas, uma chamada de *upstream* e outra de *downstream*. Frequências de *downstream*

são usadas para o envio de dados do DSLAM para o modem DSL do usuário, enquanto que o tráfego na direção oposta é feito em frequências de *upstream*.

Por causa desse arranjo, usualmente o NEXT não interfere na transmissão de dados. O FEXT, por outro lado, torna-se um dos principais fatores que contribuem para a limitação da capacidade de canal. Isso faz com que sua caracterização seja objeto de interesse, seja para investigar a capacidade de um canal ou para implementar técnicas de mitigação de ruído.

Medir o FEXT é um problema que envolve alta complexidade computacional quando se trata de sistemas MIMO. Os atrasos das trocas de informação entre nodos da rede prejudicam a caracterização de *crosstalk* no DSL [22]. Técnicas que caracterizam o ruído em linhas de transmissão com o uso de medições realizadas em apenas um dos lados do enlace fornecem, portanto um grande avanço no estado da arte das tecnologias DSL.

De fato já existem alguns métodos patenteados que prometem estimar o FEXT de apenas uma das extremidades de um enlace. A seguir serão apresentadas três patentes que tratam desse problema.

2.2 FEXT determination system

Na patente *FEXT determination system* [23] o autor propõe uma forma de de estimar FEXT entre uma linha agressora A , onde um sinal é injetado, e uma linha vítima B , que sofre interferência eletromagnética de A . No documento parte-se do princípio de que NEXT, FEXT e a função de transferência da linha são sistemas lineares e invariantes no tempo e que por isso o FEXT pode ser obtido por meio da multiplicação dos outros dois:

$$FEXT_{AB} = NEXT_{AB} \times H_B. \quad (2.1)$$

A função de transferência considerada nessa operação é a do par vítima, representada por H_B e a Equação (2.1) considera que todas as grandezas estejam em forma linear. Caso H_B e o NEXT estejam em dB, a Equação (2.1) deverá se tornar uma soma.

Se os dados fornecidos à Equação (2.1) estiverem na forma vetorial, será possível calcular magnitude e fase do FEXT, o que é necessário para o emprego de técnicas de mitigação do ruído como o *vectoring*. Entretanto, a abordagem da patente não elimina a necessidade de haver dois equipamentos posicionados nos lados opostos do enlace para a realização de medições em toda a faixa de frequência. Outro problema é que usar a Equação (2.1) implica em assumir que o acoplamento eletromagnético ocorre apenas próximo a fonte de sinal e não ao longo do cabo. Uma alternativa melhor seria considerar também a função de transferência do cabo agressor de modo a considerar o decaimento do campo magnético ao longo do cabo e o efeito de seu acoplamento.

Fonte: Imagem adaptada de [22].

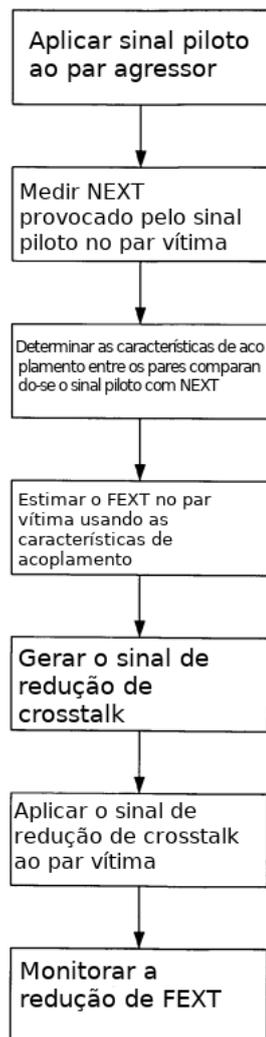


Figura 9 – Fluxograma do método proposto na patente *Cancellation of crosstalk energy in communication loops*.

2.3 Cancellation of crosstalk energy in communication loops

Na patente *Cancellation of crosstalk energy in communication loops* [22] propõe-se um método de mitigação de *crosstalk* que utiliza FEXT estimado a partir de medições realizadas com equipamentos localizados em apenas uma das extremidades do enlace. O procedimento de estimação consiste em injetar sinal em uma linha A agressora e medir o NEXT provocado em uma linha B adjacente; comparando-se o sinal injetado e o NEXT medido, é possível obter as características de acoplamento entre as linhas e usar isso para a determinação do FEXT entre elas.

Usa-se o FEXT estimado para a criação de um sinal capaz de compensar os efeitos do *crosstalk*. Este sinal deve ser injetado no par B e a eficácia do método deve ser monitorada, Figura 9. Deste modo, é possível a implementação de um sistema de controle que garante a estabilidade da mitigação do ruído

Entretanto, observa-se que a equação

$$FEXT_{AB} = \frac{j\omega}{2} Z_0 |H_B| \sum_{k=0}^{L/\Delta d}, C_{AB} |k\Delta d| \quad (2.2)$$

apresentada como um possível meio para calcular o FEXT, depende da função de transferência (H_B) entre os pares e de sua impedância característica Z_0 , o que não elimina completamente a necessidade de equipamentos de medição em ambas as pontas do enlace, para a aquisição destes dados. Outra limitação é que o comprimento L do enlace precisa ser conhecido a priori para caracterizar o acoplamento do enlace. Além disso, o documento não deixa claro que tipo de comparação é feita entre o sinal injetado em A e o NEXT medido em B para que se possa extrair a capacitância C_{AB} entre as linhas.

2.4 Single ended estimation of far-end crosstalk in a digital subscriber line

A patente *Single ended estimation of far-end crosstalk in a digital subscriber line* [24] apresenta um método de estimação de FEXT usando medições de *Quiet Line Noise* (QLN). Uma medição de QLN em uma linha A, nas frequências de *upstream* (f_u), é basicamente composta de dois componentes: a densidade espectral de potência (do inglês *Power Spectral Density* - PSD) da soma das potências de ruído FEXT das linhas adjacentes próximas de A e a PSD do ruído de fundo (N), deste modo

$$10^{\frac{QLN_A(f_u)}{10} - 3} = \underbrace{[k|H_A(f_u)|^2 f_u^2]}_{|FEXT_A(f_u)|^2} S(f_u) + N. \quad (2.3)$$

O primeiro membro da Equação (2.3) é o QLN na linha A convertido de dBm para Watts. $S(f_u)$ é a PSD média dos sinais transmitidos nas linhas adjacentes de A. O termo entre colchetes compreende a função de transferência de potência de todo FEXT agregado a linha A, $|FEXT_A(f_u)|^2$, da qual a relação com a frequência é definida pelo modelo de pior caso apresentado na recomendação G. 996.1 do ITU [25] e um coeficiente de acoplamento k .

Segundo este método, k e N são estimados usando o Método dos Mínimos Quadrados (explicado no capítulo 3) na Equação (2.3) para as frequências de *upstream*. O coeficiente k e então usado na expressão entre colchetes da Equação (2.3) para estimar a potência do FEXT nas frequências de *downstream*.

Como este método foi elaborado apenas para estimação de capacidade da canal, que é limitada pela intensidade do ruído FEXT na linha, o mesmo não é apropriado para técnicas de mitigação de crosstalk como o *vectoring* [17], porque além de não fornecer a

fase do FEXT, não permite calcular o FEXT de par para par, apenas para o cenário de pior caso descrito em [25]. Outro problema é a necessidade de medições (envolvendo as duas pontas do enlace) em *dual loop* em toda a faixa de frequência para obter IL_A .

2.5 Conclusão

A tabela 1 apresenta um comparativo entre as características das patentes citadas destacando seus pontos positivos e negativos com relação a incorporação desses métodos em um sistema de mitigação de ruído usando FEXT estimado.

Observa-se que, apesar de apresentarem métodos de estimação de ruído a partir de apenas um lado do enlace, todas as soluções propostas ainda necessitam de dados que só podem ser obtidos com medições com equipamentos localizados em ambas as pontas do enlace. Como apresentado no capítulo 3.5 o método proposto por este trabalho, no entanto, consegue fornecer estimações não só de FEXT como também de IL para determinadas faixas de frequência sem a necessidade de realizar medições em duas pontas opostas nestas mesmas faixas de frequência.

	US2005 0259725 A1	US 2007 0004286 A1	US 2012 0219123 A1
É específica para a estimação de FEXT?	sim	sim	sim
Estima FEXT de par para par?	sim	sim	não
Estima magnitude e fase?	sim	sim	não
Requer medições em ambas as pontas do <i>loop</i> em todas as faixas de frequências?	sim	sim	sim
Precisa de ajuste de parâmetros?	não	sim	sim
Precisa de informação a priori?	não	sim	não

Tabela 1 – Comparação entre as patentes destacando características desejadas em vermelho e indesejadas em azul.

3 Estimação de *crosstalk* com regressão linear

3.1 Introdução

O poder de processamento dos dispositivos de uma rede deve ser levado em conta quando se pretende implementar um método de estimação de ruído. Caso seja necessário, por exemplo, interromper o serviço para efetuar os cálculos da estimação, é desejável que as operações matemáticas sejam simples para não comprometer a performance da rede. Um sistema MIMO complexo, que já exige um alto poder de processamento para a sua gestão, poderia ser seriamente comprometido caso a estimação de ruído em sua rede consumisse grande parte de seus recursos. Equilibrar a simplicidade do método de estimação de ruído com sua robustez é, portanto, o que deve direcionar a criação de uma técnica para esta finalidade.

A regressão linear é uma técnica que combina simplicidade e robustez. Apesar de primariamente ser usada para estimar uma associação linear entre dois conjunto de dados, ela pode ser flexibilizada para ajustar muitos outros tipos de relação matemática. Neste capítulo descreveremos uma técnica para estimação de medições FEXT usando medições NEXT que emprega regressão linear.

3.2 Regressão Linear Simples

A regressão linear é um método de se obter uma relação matemática aproximada entre uma variável chamada de dependente e uma ou mais variáveis chamadas de independentes. Ele permite o ajuste de uma equação capaz de gerar valores aproximados da variável dependente em função dos valores das variáveis independentes.

Antes de aplicar este método, deve-se escolher que tipo de equação é mais adequada para relacionar o conjunto de dados. No caso de apenas duas variáveis X e Y isto pode ser feito por meio de um diagrama de dispersão. Plota-se seus valores em um plano cartesiano, uma variável em função da outra, e observa-se que tipo de função matemática pode se aproximar melhor da relação entre elas, Figura 10. Essa relação pode ser, por exemplo, linear, quadrática, cúbica ou logarítmica. No caso de a relação observada não ser linear, será necessário tratar os dados matematicamente para que seu diagrama de dispersão se aproxime de uma reta antes de aplicação do método.

O modo mais simples de regressão linear ocorre quando para uma variável dependente Y temos apenas uma variável independente X para estabelecer uma relação. Neste

Fonte: Imagem elaborada pelo autor

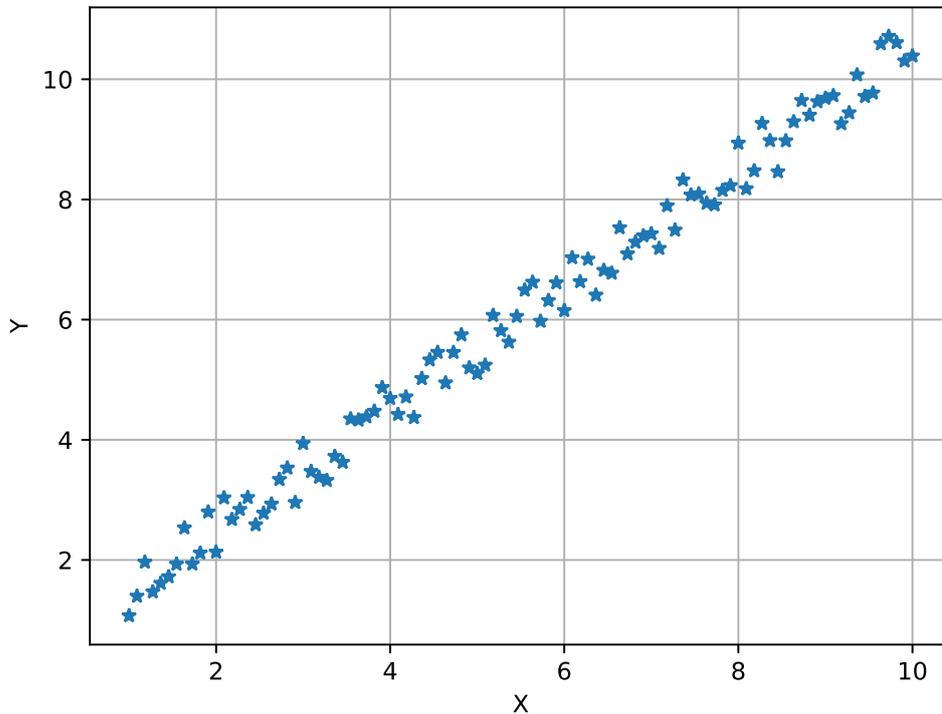


Figura 10 – Diagrama de dispersão entre duas variáveis X e Y que sugere uma relação polinomial de primeira ordem.

caso, a regressão linear é dita Regressão Linear Simples e é feita sobre a equação

$$y_i = \beta_0 + \beta_1 x_i + e_i, \quad (3.1)$$

que por sua vez é chamada de Modelo Linear de Primeiro Grau [26].

Da Equação (3.1), x_i é o i -ésimo valor de X , y_i é o i -ésimo valor de Y , e_i é o erro entre o i -ésimo valor de Y e seu valor na reta estimada $\beta_0 + \beta_1 x_i$, β_0 é o coeficiente de regressão que representa o coeficiente linear da reta estimada e β_1 é o coeficiente de regressão que representa o coeficiente angular da reta estimada.

Os coeficientes β_0 e β_1 são calculados de modo a minimizar a soma quadrática dos erros e_i . Emprega-se um procedimento que procura diminuir ao máximo as distâncias entre os pontos do diagrama de dispersão e os respectivos pontos da curva da Equação (3.1). O procedimento em questão é chamada de Método dos Mínimos Quadrados (MMQ) e é descrito a seguir.

3.2.1 Método dos Mínimos Quadrados

O MMQ fornece expressões para calcular β_0 e β_1 , de modo que o somatório de erros e_i são minimizados. Para isso, da Equação (3.1) tem-se:

$$e_i = y_i - \beta_0 - \beta_1 x_i,$$

que elevando-se ao quadrado fica

$$e_i^2 = (y_i - \beta_0 - \beta_1 x_i)^2$$

e aplicando o somatório torna-se:

$$\sum_{i=1}^n e_i^2 = \sum_{i=1}^n (y_i - \beta_0 - \beta_1 x_i)^2. \quad (3.2)$$

Os valores de β_0 e β_1 que minimizam a soma quadrática de erro da Equação (3.2) podem ser obtidos por meio de derivação. A diferenciação da Equação (3.2) deve ser feita separadamente em relação a β_0 e em relação a β_1 , igualando-se os resultados a zero. Deste modo teremos ao final do processo duas equação formando um sistema denominado sistema de equações normais, cuja solução é:

$$\hat{\beta}_1 = \frac{\sum x_i y_i - \frac{\sum x_i \sum y_i}{n}}{\sum x_i^2 - \frac{(\sum x_i)^2}{n}}$$

e

$$\hat{\beta}_0 = \bar{Y} - \hat{\beta}_1 \bar{X},$$

onde \bar{Y} é a média dos valores de Y , \bar{X} é a média dos valores de X e $\hat{\beta}_1$ e $\hat{\beta}_0$ são os respectivos valores de β_1 e β_0 que minimizam o somatório quadrático dos erros e_i .

Portanto, teremos a seguinte equação estimada:

$$\hat{y}_i = \hat{\beta}_0 + \hat{\beta}_1 x_i, \quad (3.3)$$

na qual \hat{y}_i é o valor estimado pela equação ajustada para o i -ésimo elemento do vetor Y .

3.3 Regressão Linear Múltipla

Muitas vezes um fenômeno é descrito por mais de uma variável independente, como por exemplo o volume de vendas Y efetuadas por um vendedor com X_1 anos de experiência e com pontuação X_2 em um teste de Q.I. De forma geral, para um conjunto de k variáveis independentes X de comprimento n , apresentadas na expressão:

$$\begin{array}{cccccc}
 & i = 1 & i = 2 & \dots & i = n & \\
 X_1 & x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1n} & \\
 X_2 & x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2n} & , \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \\
 X_k & x_{k1} & x_{k2} & \dots & x_{kn} &
 \end{array} \quad (3.4)$$

a equação que deve ser ajustada por meio de regressão linear tem a forma

$$y_i = \beta_0 + \beta_1 x_{1i} + \dots + \beta_k x_{ki} + e_i, \quad (3.5)$$

que organizada de maneira matricial fica:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1n} \\ 1 & x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & x_{k1} & x_{k2} & \dots & x_{kn} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \beta_0 \\ \beta_1 \\ \vdots \\ \beta_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_n \end{bmatrix} \iff Y = \mathbf{X}\beta + e$$

onde Y é o vetor das observações da variável independente, \mathbf{X} é a matriz das variáveis dependentes, β é o vetor dos parâmetros do modelo, e e é o vetor de erros.

Cada elemento y_i estará associado a um erro e_i e o MMQ deve ser aplicado para minimizar a soma quadrática desses erros, representada na equação

$$\sum_{i=1}^n e_i^2 = \sum_{i=1}^n (y_i - \beta_0 - \beta_1 x_{1i} - \beta_2 x_{2i} - \dots - \beta_k x_{ki})^2. \quad (3.6)$$

Derivando-se a Equação (3.6) em relação a cada termo β e igualando-se a zero, teremos um conjunto de k equações formando um sistema que fornecerá os valores ideais de β . A solução para este problema é dado na forma matricial por:

$$\hat{\beta} = \begin{bmatrix} \hat{\beta}_0 \\ \hat{\beta}_1 \\ \vdots \\ \hat{\beta}_k \end{bmatrix} = (\mathbf{X}'\mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}'Y, \quad (3.7)$$

em que $\hat{\beta}$ é o vetor de parâmetros que minimizam a soma quadrática de erros da Equação (3.6).

3.4 Coeficiente de Determinação

O Coeficiente de Determinação (r^2) fornece uma medida da qualidade de ajuste da equação linear que descreve os dados. Ele é o resultado da comparação entre o grau de aproximação entre os dados da variável dependente e sua média e o grau de aproximação entre os resultados do modelo e a variável dependente.

O cálculo do Coeficiente de Determinação depende das grandezas Soma dos quadrados Totais (SQT), Soma dos Quadrados dos Resíduos (SQRes) e Soma dos Quadrados da Regressão (SQReg), que por sua vez são definidos como

$$SQT = \sum_{i=1}^n (y_i - \bar{Y})^2, \quad (3.8)$$

$$SQRes = \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2 \quad (3.9)$$

e

$$SQReg = \sum_{i=1}^n (\hat{y}_i - \bar{Y})^2. \quad (3.10)$$

onde y_i é um elemento dos valores observados Y , \hat{y}_i é obtido por meio da equação ajustada da regressão linear e \bar{Y} é a média dos valores de Y .

Enquanto SQRes e SQReg referem-se respectivamente a variação explicada e a não explicada pelo modelo, a SQT representa a variação total em torno da média [27] e é, no caso de regressões com uma variável (Equação 3.3), relacionada as duas medidas anteriores como

$$SQT = SQRes + SQReg. \quad (3.11)$$

A forma mais geral de se obter o valor do coeficiente de determinação é no entanto:

$$r^2 = \frac{SQReg}{SQT} = \frac{SQT - SQRes}{SQT} = \frac{SQT}{SQT} - \frac{SQRes}{SQT} = 1 - \frac{SQRes}{SQT}. \quad (3.12)$$

3.5 Modelo para a estimação de FEXT com regressão linear

O objetivo deste modelo é encontrar uma função que possa ser usada para calcular o FEXT em certa faixa de frequência por meio de medições NEXT. Essa função será

ajustada por meio de regressão linear usando-se dados de FEXT e NEXT medidos em uma faixa de frequência diferente daquela de interesse.

O primeiro passo para aplicar o modelo de regressão entre o FEXT e o NEXT é traçar um diagrama de dispersão entre estas duas grandezas. Isso foi feito com as medidas simuladas de crosstalk simuladas para um cabo CAT5 do fabricante Amphenol descritas no capítulo 4.

Fonte: Imagem elaborada pelo autor

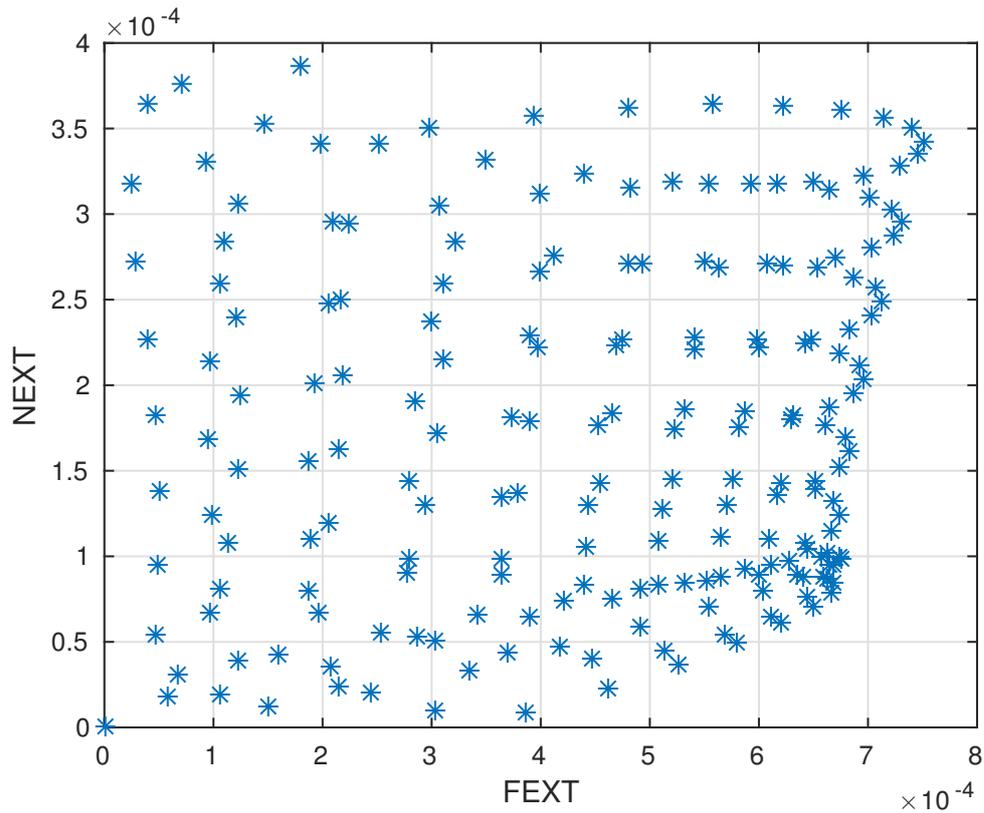


Figura 11 – Diagrama de dispersão entre os *crosstalks* FEXT e NEXT simulados de um cabo CAT5e da Amphenol.

O diagrama de dispersão da Figura 11 mostra que os dados de *crosstalk* não podem ser ajustados por uma função de uma variável dependente. Deste modo, resolveu-se adotar uma perspectiva multidimensional e assumir o FEXT como função da frequência e de uma janela de valores de NEXT. Segundo esta abordagem, um elemento d_i pertencente a um vetor de FEXT em uma posição i seria representado por uma relação linear entre n elementos consecutivos de um vetor de NEXT, centrados na posição i correspondente (n ímpar) e uma frequência f_i . A Equação (3.13) apresenta um exemplo desta abordagem para $n = 3$.

$$d_i = \theta_{s1}s_{i-1} + \theta_{s2}s_i + \theta_{s3}s_{i+1} + \theta_f f_i + \theta_0, \quad (3.13)$$

onde s_i é o elemento do vetor NEXT localizado na i -ésima posição de frequência, a relação entre FEXT, NEXT e os pontos de frequência é representada pelos pesos θ_{s_1} , θ_{s_2} , θ_{s_3} e θ_f respectivamente e θ_0 é um termo independente que aumenta o grau de liberdade da Equação (3.13). Na Figura 12 podemos ver uma representação gráfica da ideia.

Fonte: Imagem elaborada pelo autor.

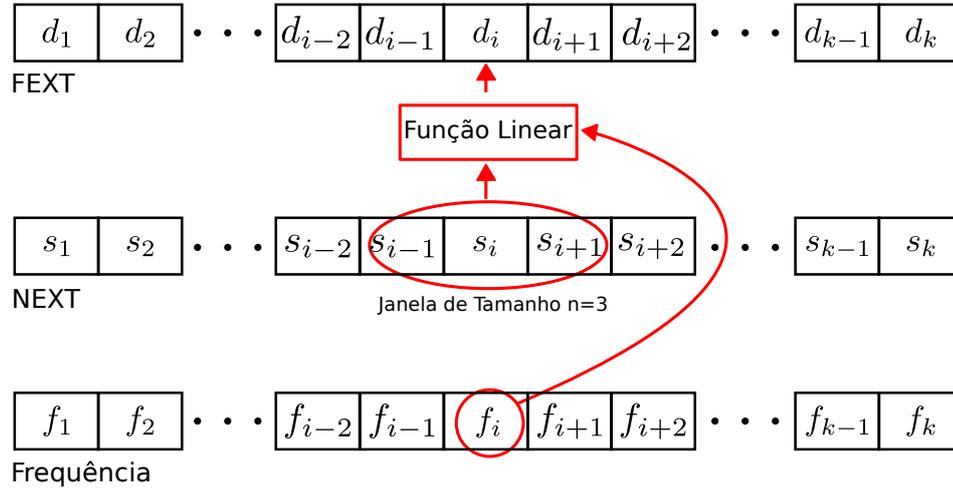


Figura 12 – Um ponto i de vetor FEXT é representado com uma soma ponderada entre f_i e $n = 3$ elementos do vetor NEXT correspondente, agrupados em uma janela centralizada na posição de s_i . A mesma idéia pode ser aplicada para pares de curvas IL e RL.

Com o objetivo de determinar os valores dos pesos θ , usaremos regressão linear. Para isso os dados precisam ser organizados em um sistema linear de equações. Uma representação geral em forma de matriz da Equação (3.13) pode ser expressa como na Equação (3.14)

$$\begin{bmatrix} d_{\frac{n+1}{2}} \\ d_{\frac{n+1}{2}+1} \\ d_{\frac{n+1}{2}+2} \\ \vdots \\ d_{k-\frac{n-1}{2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & \dots & s_n & f_{\frac{n+1}{2}} & 1 \\ s_2 & s_3 & s_4 & \dots & s_{n+1} & f_{\frac{n+1}{2}+1} & 1 \\ s_1 & s_2 & s_3 & \dots & s_{n+2} & f_{\frac{n+1}{2}+2} & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_{k-n+1} & s_{k-n+2} & s_{k-n+3} & \dots & s_k & f_{k-\frac{n-1}{2}} & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \theta_{s_1} \\ \theta_{s_2} \\ \theta_{s_3} \\ \vdots \\ \theta_{s_n} \\ \theta_f \\ \theta_0 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Denotando os fatores da Equação (3.14) como D para o vetor FEXT, Θ para para o vetor de pesos e S para a matriz contendo as janelas de NEXT e os pontos de frequência, pode-se calcular os valores dos pesos que mais aproximam r^2 de 1 por meio da equação (3.15):

$$\Theta = (S^T S)^{-1} S^T D + C \quad (3.15)$$

na qual o vetor C é um termo de regularização.

Note que a Equação (3.15) fornece valores de θ que correlacionam medições NEXT e FEXT para uma mesma faixa de frequência, para um dado valor de n . Portanto, θ pode ser aplicado a Equação (3.13) para estimar valores de FEXT em uma faixa de frequência arbitrária onde somente medições NEXT estão disponíveis.

O valor ótimo de n (largura da janela) deve ser determinado experimentalmente e vai depender da taxa de amostragem, da largura de banda usada na regressão linear e do tamanho total da faixa de frequência na qual o equipamento opera. Usando um conjunto de medições FEXT e NEXT, uma faixa para o ajuste linear, muitos valores de n podem ser testados. Comparando-se o coeficiente de determinação r^2 entre FEXT calculado e medido, um valor de n que leva a um erro menor mais frequentemente pode ser escolhido.

Neste trabalho, depois de escolhida a largura de banda que seria usada na regressão linear, fazíamos o algoritmo testar em *loop* diversos tamanhos de janelas, variando de $n = 1$ até um valor de n tal que a janela atingisse a metade da largura de banda usada na regressão. Em cada teste o valor do coeficiente de determinação r^2 era armazenado e ao final do processo a janela que resultasse no menor valor de r^2 era escolhida.

3.6 Conclusão

Por meio da regressão linear chegamos a um modelo simples de estimação de FEXT com NEXT. Este modelo também pode ser usado para calcular a IL a partir de medidas de *Return Loss* (RL), como será mostrado no Capítulo 4. A obtenção da RL usa equação (1.2) assim como a IL, porém a tensão de saída V_{Out} é medida na mesma ponta em que o sinal de teste foi injetado.

4 Resultados

4.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentados os testes feitos com o método proposto na seção 3.5 para a estimação de FEXT e IL em cabos de par trançado.

4.2 Teste com dados simulados

Um exemplo de aplicação do método proposto é apresentado a seguir. Especificamente o objetivo é estimar FEXT em alta frequência em um linha de cobre a partir de valores de NEXT. Um cabo de Ethernet CAT5 foi simulado usando o programa de projeto de cabos *OptEM Cable Design* [28] para gerar FEXT e NEXT. Para a construção dos pares no simulador foram usados os dados apresentados na tabela 2. Os comprimentos de trançado foram medidos diretamente de um cabo CAT5e, enquanto que o restante dos dados foram obtidos de um *datasheet* de um cabo de mesmo modelo do fabricante Amphenol.

Os pares foram organizados como mostrado na Figura 13.

A simulação foi feita para uma faixa de frequência de 0 a 100 MHz, que continha 200 pontos de amostras. Em geral, as curvas de *crosstalk* apresentaram grandes distorções em frequências baixas e que portanto não representavam o comportamento geral do FEXT/NEXT. Deste modo, em nossa análise foram excluídos os pontos simulados até 20 MHz.

Para a estimação de fase e magnitude, a banda foi dividida em duas faixas, uma

Tabela 2 – Características construtivas do cabo simulado

Característica	Valor
Diâmetro do Condutor	24 AWG
Espessura da Isolação	0,2447mm
Espessura do <i>Jacket</i>	0,6 mm
Permissividade do <i>Jacket</i>	3,0
Permissividade da Isolação	2,26
Impedância de Carga	100 Ω
Comprimento do Trançado	12,7 mm, 18,19 mm, 13,37 mm e 19,61 mm, respectivamente para os pares 1, 2, 3, e 4 (Figura 13)

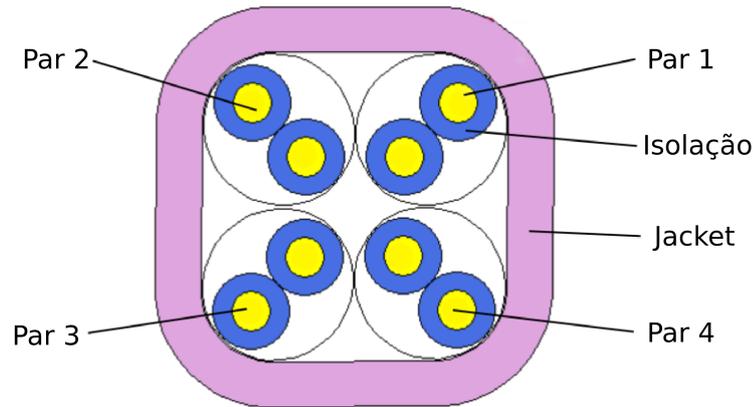


Figura 13 – Organização dos pares trançados dentro do cabo usado na simulação do NEXT e do FEXT.

para regressão linear, de 20,5 MHz a 40 MHz (40 pontos), e outra para estimação de FEXT em altas frequências, de 40,5 MHz a 100 MHz (120 pontos). No cenário proposto, o valor ideal de n encontrado foi 17 para estimação da magnitude, o que corresponde a um comprimento de banda de 8,5 MHz, e $n = 1$ para a fase.

Os resultados para a estimação de magnitude e fase são mostrados nas Figuras 14 e 15 respectivamente. O coeficiente de determinação que o método proposta alcançou foi de 0,9934 para a magnitude. Para a fase obteve-se um r^2 de 0,9999.

Fonte: Imagem elaborada pelo autor

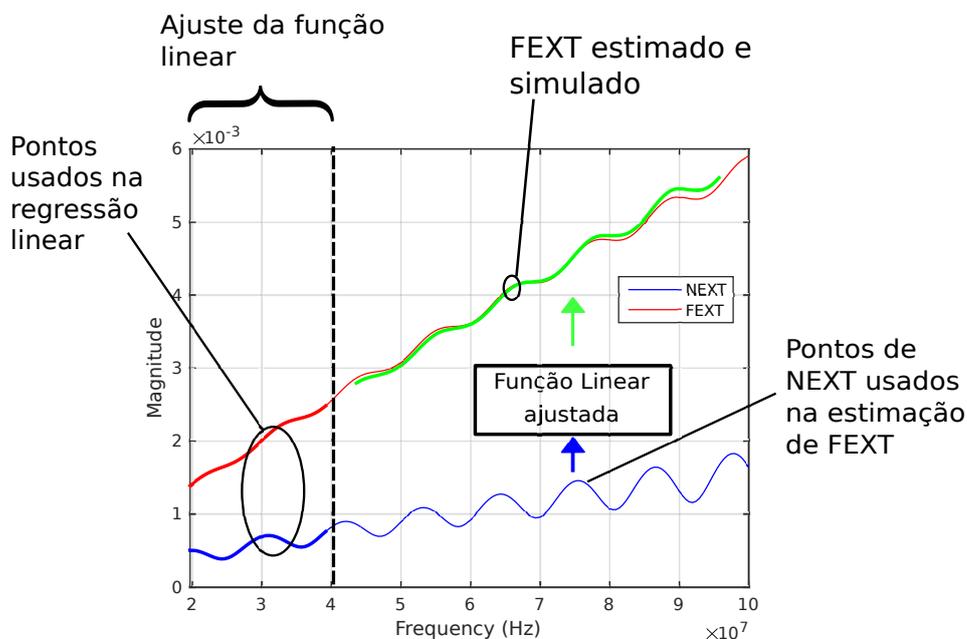


Figura 14 – Magnitude de *crossstalk* FEXT e NEXT entre os pares 2 e 4 do cabo simulado e o FEXT estimado. Por simplicidade os pontos de frequência usados na análise não foram representados na Figura.

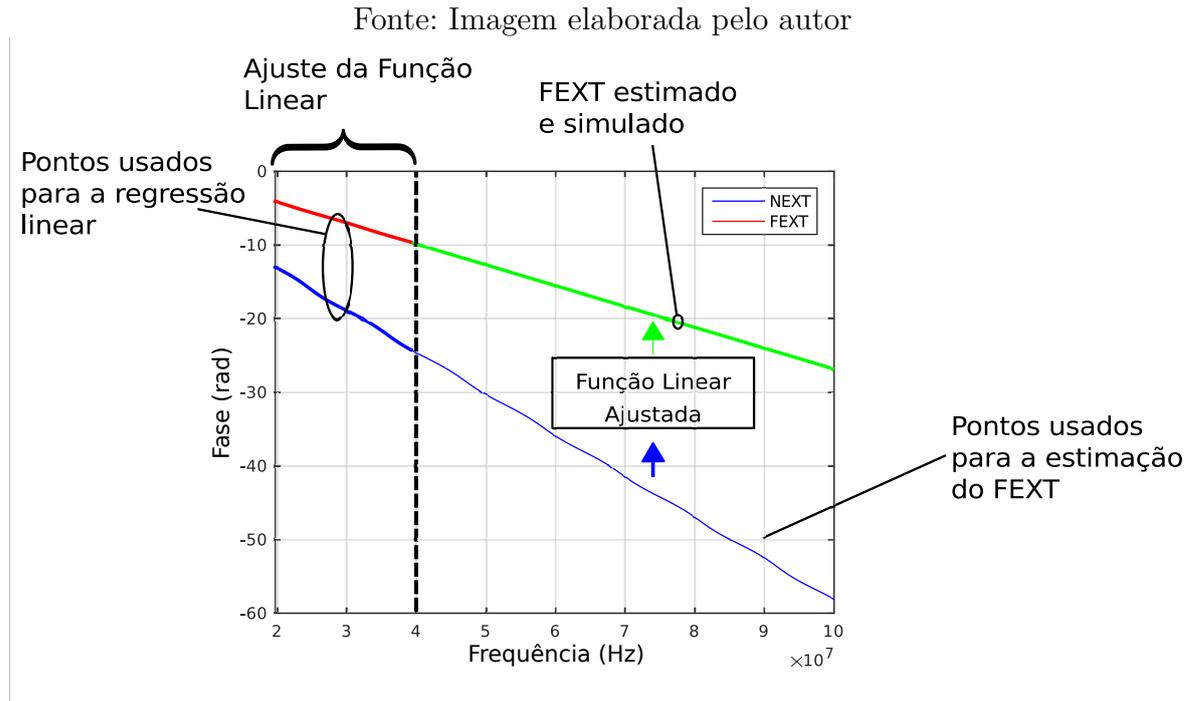


Figura 15 – Fase de *crossstalk* FEXT e NEXT entre os pares 2 e 4 do cabo simulado e o FEXT estimado. Por simplicidade os pontos de frequência usados na análise não foram representados na Figura.

As Figuras 16 e 17 mostram a evolução do coeficiente de determinação conforme os tamanhos de janelas testados respectivamente para magnitude e fase. Observamos que os valores de r^2 alcançados para as janelas de tamanho $n = 17$ (estimacão de magnitude) e $n = 1$ (estimacão de fase) são diferentes dos valores citados para o resultado mostrado nas Figuras 14 e 15. Como cada elemento de FEXT está centralizado em uma janela de NEXT, os valores correspondentes às frequências mais extremas do vetor de FEXT não podem ser estimados, deste modo o número total de elementos disponíveis para o calculo de r^2 varia com valores distintos de n . Para calcular o r^2 com um número fixo de amostras, o algoritmo apenas considera o número de amostras que podem ser calculadas para o maior valor de n testado. Depois de encontrar o tamanho ideal da janela, o coeficiente de determinação é então recalculado usando todos os pontos que sua janela permite, alcançando então um valor diferente do mostrados nos gráficos das Figuras 16 e 17.

Pode-se tornar o cálculo de FEXT ainda mais simples escolhendo-se tamanhos de janelas que, apesar de não apresentarem o valor máximo de r^2 , oferecem a vantagem de serem menores. Isso foi feito para o cálculo da fase, como mostrado na Figura 16, na qual foi escolhido o valor $n = 1$ que apresentava um coeficiente de determinação menor que muitos outros valores de janela.

A técnica proposta também foi usada para a estimacão de *Insertion Loss*. Para isso foram usadas curvas de RL e IL simuladas na mesma faixa de frequência e número de amostras que as de *crossstalk* descritas anteriormente foram obtidas. Adotando-se como

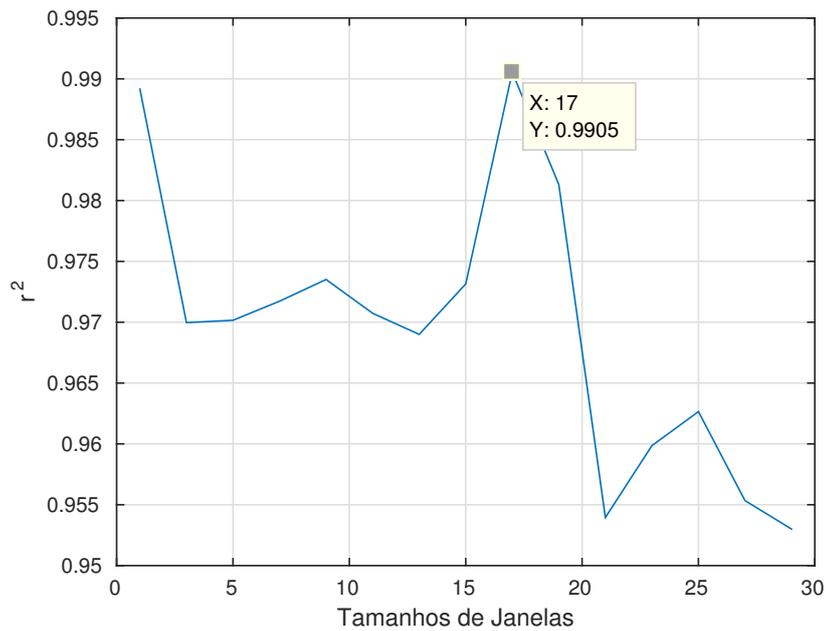


Figura 16 – Coeficientes de determinação por tamanho de janela para a estimação da magnitude do FEXT entre os pares 2 e 4 do cabo simulado.

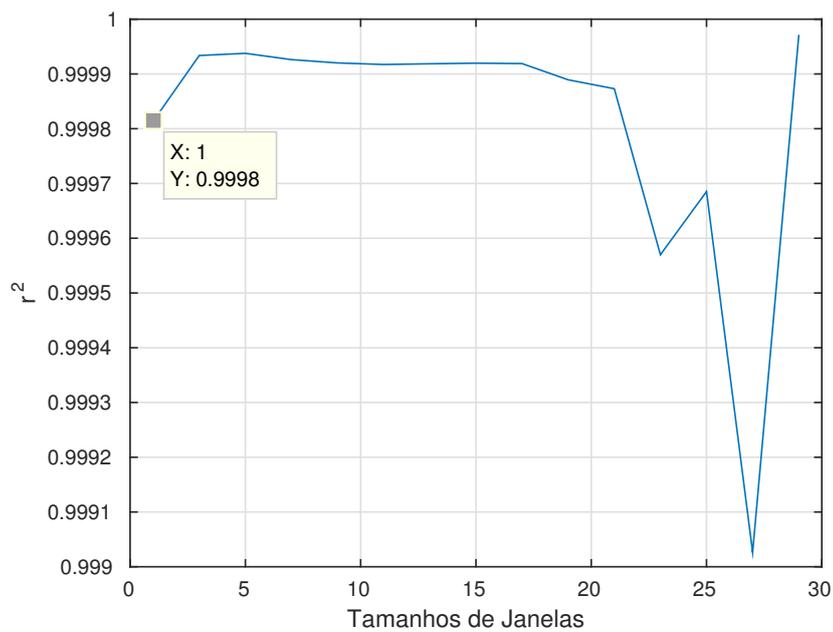


Figura 17 – Coeficientes de determinação por tamanho de janela para a estimação da fase do FEXT entre os pares 2 e 4 do cabo simulado.

base os tamanhos de melhor janela descobertos para o exemplo anterior, e usando a mesma divisão de frequência para ajuste e teste da função linear, obtiveram-se os resultados mostrados nas Figuras 18 e 19. No caso da magnitude, Figura 18, o desvio observado para os resultados da estimação pode ser corrigido adotando-se uma região de ajuste maior.

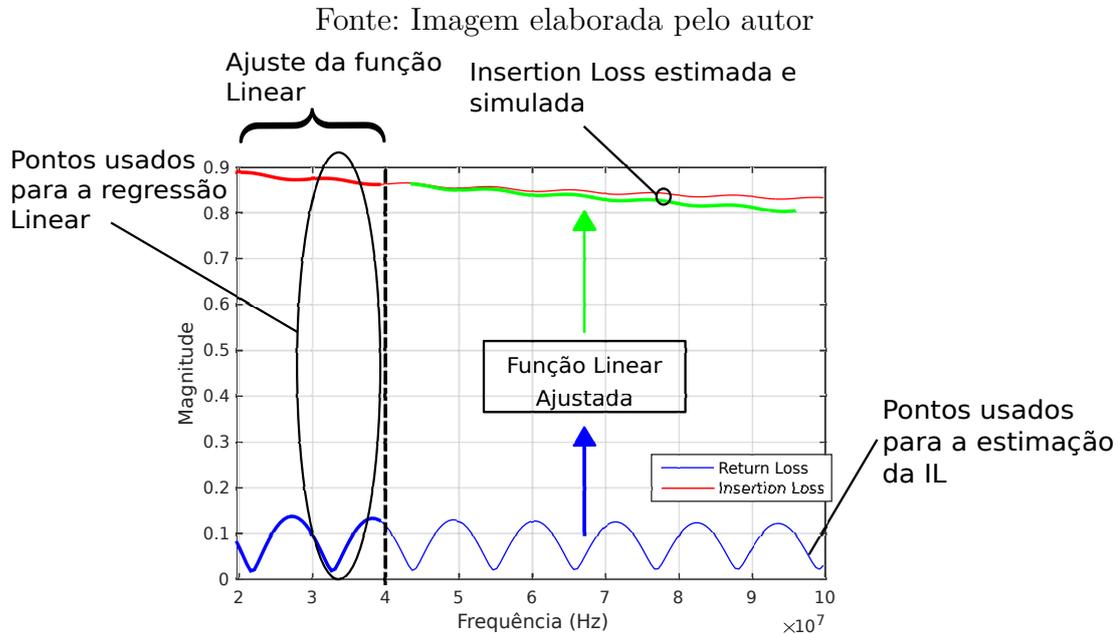


Figura 18 – Magnitude da IL e da RL para o par 1 do cabo simulado e magnitude da IL estimada, com r^2 de 0,9022. Por simplicidade os pontos de frequência usados na análise não foram representados na Figura.

A estimação da magnitude da IL apresentou uma janela de tamanho $n = 27$ que maximiza o r^2 , como é mostrado na Figura 20. Os valores negativos para o r^2 resultam do fato de que os dados usados para seu cálculo não foram empregados no ajuste de parâmetros da regressão linear. Além disso, esses valores negativos indicam que para tais tamanhos de janela a estimação fornecida pelo modelo de regressão linear é pior do que a estimação fornecida pela média dos dados.

A estimação da fase da IL assim como a fase do FEXT para o cabo simulado apresenta valores de r^2 bastante elevados, como mostrado respectivamente nas Figuras 21 e 17. Essa característica é explicada devido ao fato de a fase poder ser aproximada quase perfeitamente por uma reta.

4.3 Teste com dados medidos

Os dados das medições foram para um cabo CAT6 de 50 metros com a secção transversal como a apresentada na Figura 22. A faixa de frequência medida foi de 100 KHz a 212 MHz, com 1601 amostras. Os primeiros 100 pontos foram excluídos (faixa até 13,2 MHz) e a banda entre 13,3 MHz a 49,63 MHz (375 amostras) foi usada para a regressão

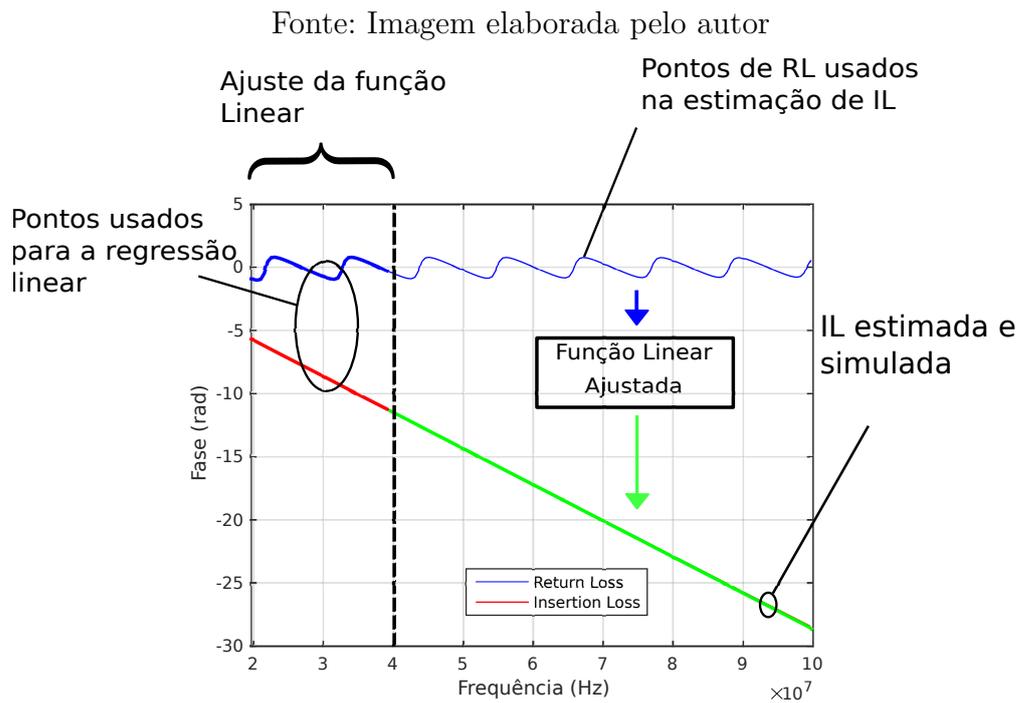


Figura 19 – Fase da IL e da RL para o par 1 do cabo simulado e fase da IL estimada com r^2 de 0,9998. Por simplicidade os pontos de frequência usados na análise não foram representados na Figura.

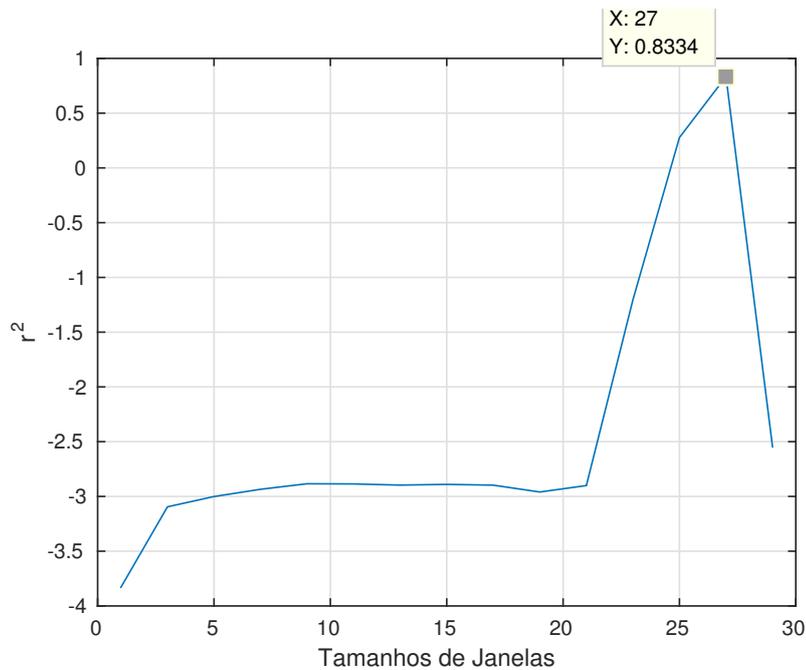


Figura 20 – Coeficientes de determinação por tamanho de janela para a estimação da magnitude da IL para o par 1 do cabo simulado.

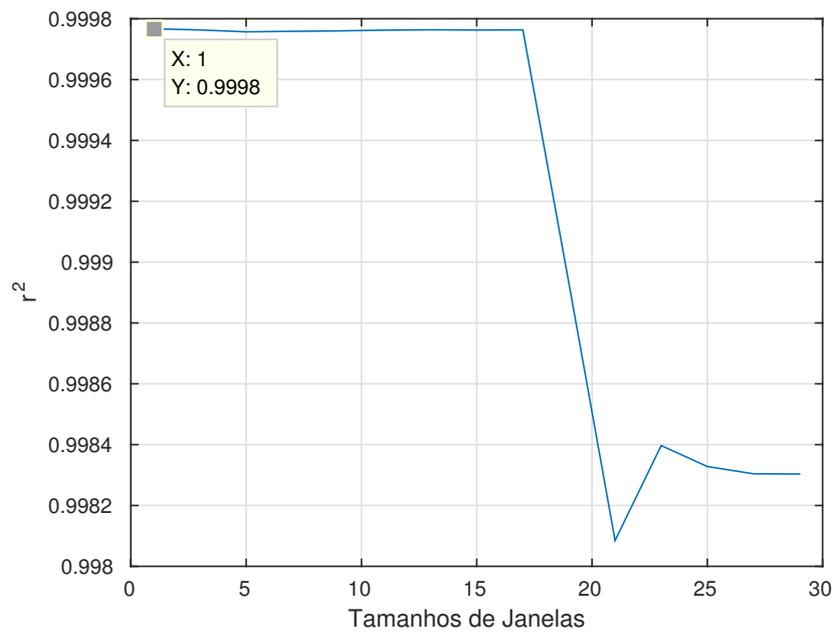


Figura 21 – Coeficientes de determinação por tamanho de janela para a estimação da fase da IL para o par 1 do cabo simulado.

linear. O valor de n escolhido para a estimação de FEXT, correspondia a uma largura de banda de aproximadamente 8,5 MHz, a mesma usada nos testes com as curvas simuladas (Figura 23).

Fonte: Imagem retirada de [29]



Figura 22 – Seção transversal do cabo CAT6 usado para as medições de *crosstalk*.

A Figura 24 mostra estimações de FEXT para as mesmas medições apresentadas na Figura 23, porém desta vez um faixa de frequência superior foi usada para ajustar a função linear que então foi utilizada para calcular o FEXT em frequências mais baixas. Esse teste tem como objetivo demonstrar uma potencial aplicação do método proposto para o Radio Dot [15]. Neste caso, as medidas apresentadas na Figura 23 foram divididas

Fonte: Imagem elaborada pelo autor

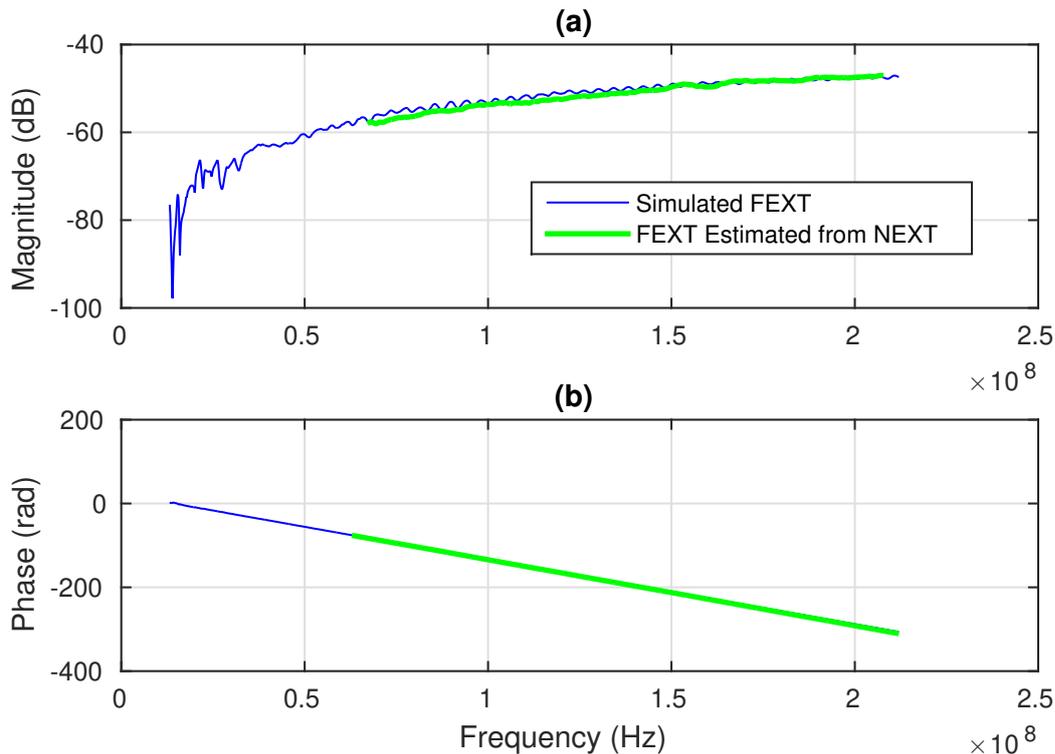


Figura 23 – FEXT’s medido e estimado usando regressão linear do par azul para o par verde do cabo CAT6 usado nos testes. (a) Magnitude com r^2 de 0,9147 para $n = 65$ (b) Fase com r^2 de 0,9989 e $n = 1$.

em duas faixas, uma correspondendo ao *downlink* (110-150 MHz) e outra correspondendo ao *uplink* (40-80). O *downlink* foi usado no ajuste da função para a estimação do FEXT no *uplink*. Neste teste o valor de n correspondente a 8,5 MHz, que havíamos usado até agora para a magnitude, apresentou erros muito elevados. Deste modo, uma janela com erro menor precisou ser escolhida entre os diversos valores de n testados. O menor erro foi obtido para $n = 103$, ou seja, aproximadamente 13,5 MHz, Figura 24.

4.4 Comparação entre as patentes e o método proposto

Usando os dados de magnitude de FEXT apresentados na seção 4.3, comparamos a estimação de *crosstalk* feita pelo método proposto com a das patentes apresentadas nas seções 2.2 e 2.4. Novamente usamos o faixa de frequência de *uplink* do *radio dot* para a estimação de ruído enquanto que a faixa de *downlink* foi empregada no ajuste da regressão, Figura 25. Como explicado na seção 2.3, a patente [22] não especifica um modo de calcular a capacitância de acoplamento entre os cabos, o que nos impossibilitou de estimar o FEXT a partir desse método.

A Figura 26 mostra outra comparação entre o método proposto e as patentes [23] e [24], onde foram usadas medições feitas em um CAT5 de 10 metros. Diferente dos

Fonte: Imagem elaborada pelo autor

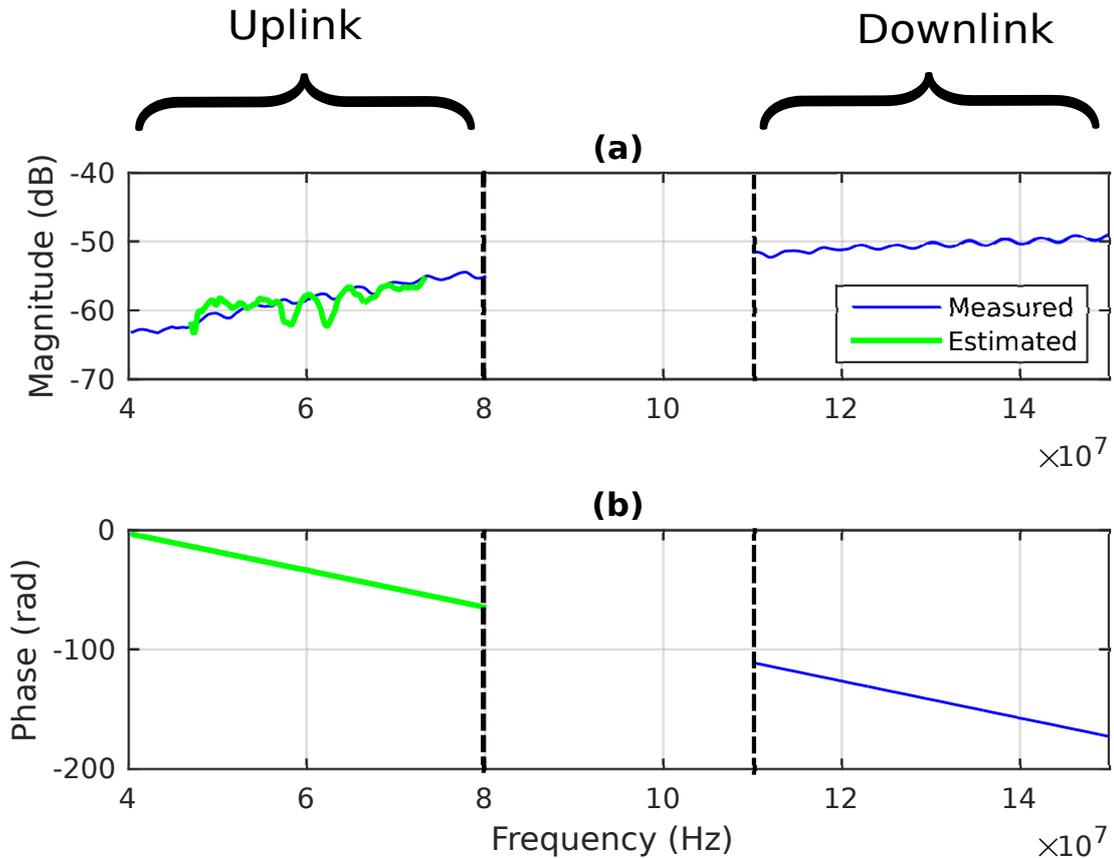


Figura 24 – FEXT's medido e estimado usando regressão linear do par azul para o par verde do cabo CAT6 usado nos testes. (a) Magnitude com r^2 de 0,8736 para $n = 103$ (approx. 13,5 MHz) e (b) fase com r^2 de 1,0 para $n = 1$.

resultados apresentados na Figura 25, a estimação das patentes alcançaram um resultado mais próximo das medições. Em ambos os casos notamos que o método proposto conseguiu uma boa aproximação da magnitude do FEXT.

4.5 Conclusão

O método proposto consegue boas estimações de FEXT tanto em dados simulados quanto em medições de cabos de par trançado. Também é possível estimar IL a partir de RL, alcançando altos valores de r^2 , o que não pode ser feito com as patentes apresentadas no capítulo 2.

Observamos, entretanto, que essas patentes também fornecem boas estimações de FEXT, como mostrado na Figura 26. Deste modo, as vantagens do método proposto estão principalmente nos fatos de ele não precisar de medições em toda a faixa de operação que exijam equipamentos em ambas as pontas do enlace, além de não ser específico para estimações de FEXT. A tabela 3 é uma versão atualizada da tabela 1, que

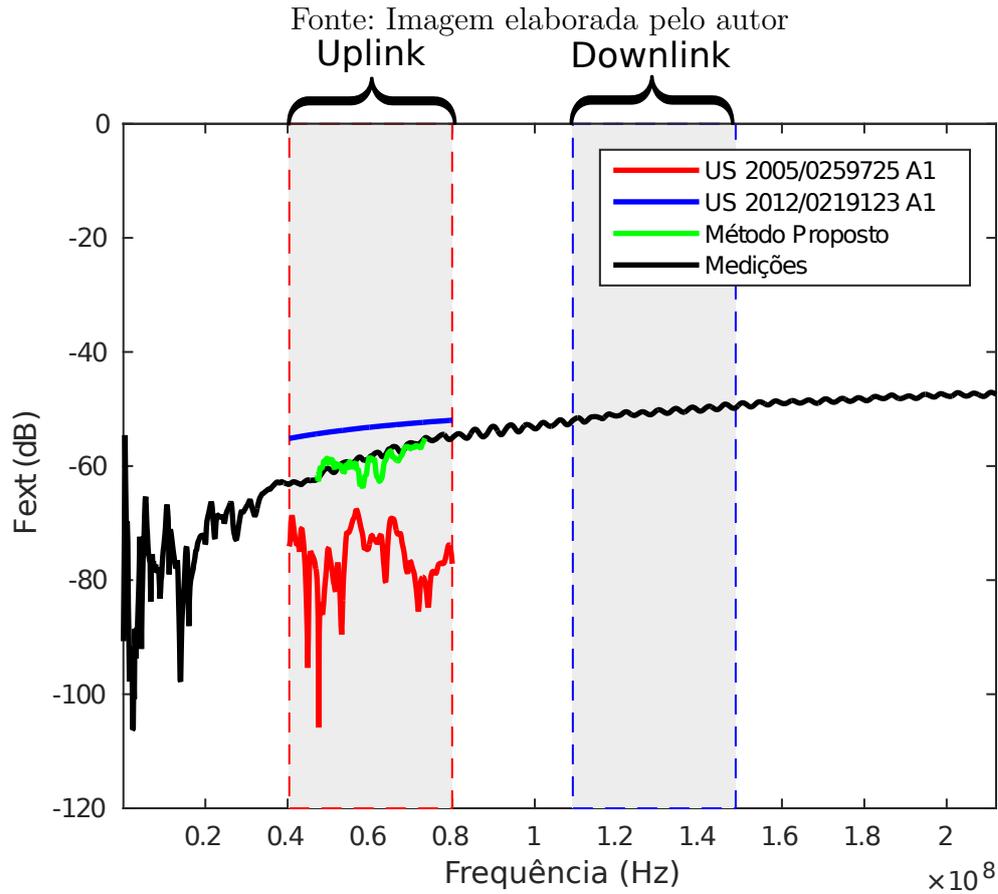


Figura 25 – Comparação entre a estimação de FEXT pelas patentes US2005/0259725A1 e US2012/0219123A1 e o método proposto em um cabo CAT6 de 50 metros.

inclui as características o método apresentado neste trabalho. Ela mostra as vantagens e desvantagens entre as diferentes formas de estimação de *crosstalk* estudadas neste trabalho.

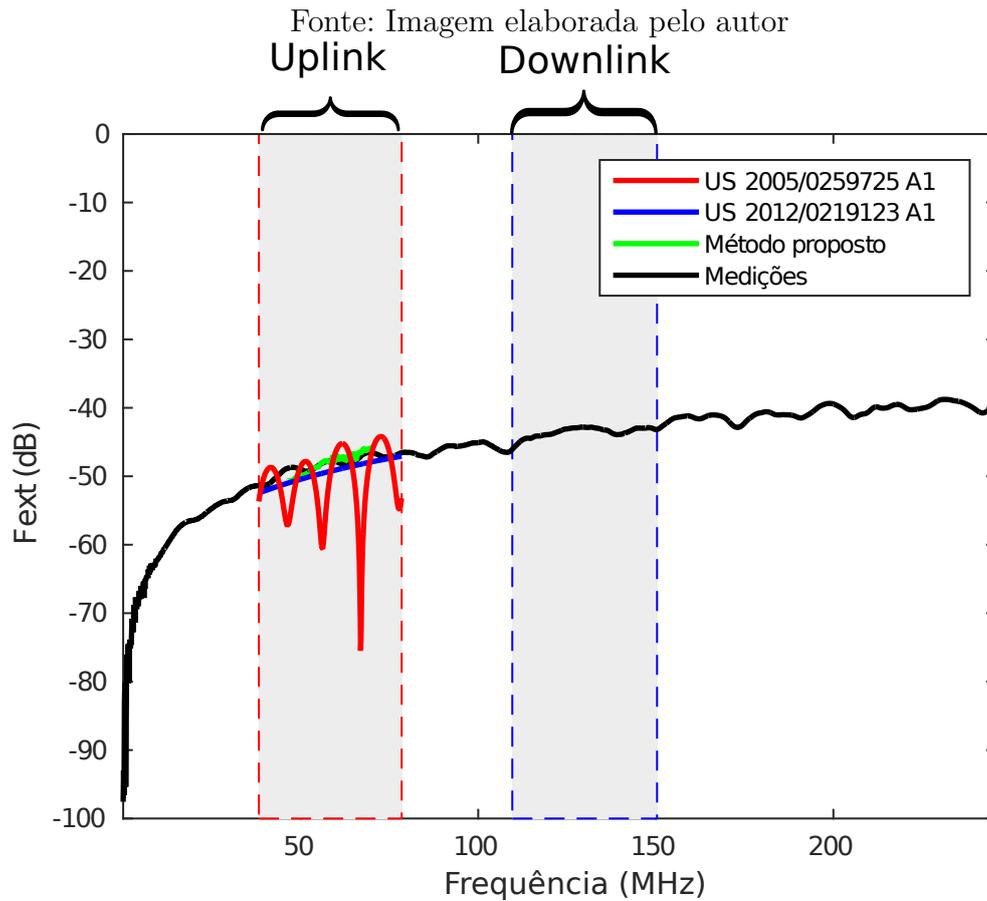


Figura 26 – Comparação entre a estimativa de FEXT pelas patentes US2005/0259725A1 e US2012/0219123A1 e o método proposto em um cabo Ca5e de 10 metros.

Tabela 3 – Comparação entre as patentes e o método proposto, destacando características desejadas em vermelho e indesejadas em azul.

	US2005 0259725 A1	US 2007 0004286 A1	US 2012 0219123 A1	Pro- posta
É específica para a estimativa de FEXT?	sim	sim	sim	não
Estima FEXT de par para par?	sim	sim	não	sim
Estima magnitude e fase?	sim	sim	não	sim
Requer medições em ambas as pontas do <i>loop</i> em todas as faixas de frequências?	sim	sim	sim	não
Precisa de ajuste de parâmetros?	não	sim	sim	sim
Precisa de informação a priori?	não	sim	não	não

5 Conclusão

A implementação de redes C-RAN usando um *fronthaul* de cobre gera uma demanda por métodos de estimação de ruído que utilizem apenas uma ponta do enlace. Entretanto, as técnicas disponíveis na literatura que prometem realizar essa estimação possuem dois defeitos principais: ainda dependem de medições em duas pontas do enlace para toda a faixa de frequência de operação e são específicas para a estimação apenas de FEXT.

Neste trabalho foi apresentado um método baseado em regressão linear que consegue estimar além de FEXT a IL, sem usar, em toda a faixa de frequência de operação, os dois equipamentos conectados as extremidades do enlace para executar medições. Essas características são importantes para a aplicações de métodos de mitigação de ruído como o *Vectoring*, que precisa dos dados de FEXT, NEXT e IL do enlace para sua operação.

Um desenvolvimento futuro pode incluir Inferência Baeyiana no método. Para isso, será necessário um grande banco de dados de medidas e simulações para a extração das características estocásticas do *crosstalk*.

O banco de dados pode também ser aproveitado para a investigação de outros métodos para a estimação do ruído como as redes Neurais. De acordo com o desempenho das técnicas pode ser criado um sistema que decida qual delas deve ser aplicada com base no monitoramento da performance da rede.

Referências

- 1 GEMALTO. *Introducing 5G networks – Characteristics and usages*. Publicado no site da Gemalto. Disponível em: <<http://www.gemalto.com/brochures-site/download-site/Documents/tel-5G-networks-QandA.pdf>>. Citado na página 19.
- 2 CHINA MOBILE RESEARCH INSTITUTE. *C-RAN The Road Towards Green RAN*. Beijing, 2011. White paper. Disponível em: <labs.chinamobile.com/cran/wp-content/uploads/2014/06/20140613-C-RAN-WP-3.0.pdf>. Acesso em: 21 jan 2017. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 20.
- 3 FUJITSU. *The Benefits of Cloud-RAN Architecture in Mobile Network Expansion*. Publicado pelo site Wireless Week. White paper. Disponível em: <<http://www.fujitsu.com/downloads/TEL/fnc/whitepapers/CloudRANwp.pdf>>. Acesso em: 21 jan 2017. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 20.
- 4 GOMES, N. J. et al. Fronthaul evolution: From cpri to ethernet. *Optical Fiber Technology*, v. 26, 12 2015. Citado 3 vezes nas páginas 19, 20 e 21.
- 5 COMMSCOPE. *What are C-RAN small cells?* Disponível em: <<http://www.commscope.com/Solutions/What-Are-C-RAN-Small-Cells/>>. Acesso em: 23 jan 2017. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 24.
- 6 BT Trials C-RAN Over G.fast. 2016. Disponível em: <<http://www.lightreading.com/mobile/fronthaul-c-ran/bt-trials-c-ran-over-gfast-/d/d-id/720943>>. Acesso em: 27 jan 2017. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 21.
- 7 YONGJIAN, M. Zte's distributed soft bts solution. *Designing Techniques of Posts and Telecommunications*, n. 4, p. 38–39, 2008. Disponível em: <http://wwen.zte.com.cn/endata/magazine/ztetechologies/2008year/no3/articles/200803/t20080324_162002.html>. Acesso em: 21 jan 2017. Citado na página 20.
- 8 COMMON PUBLIC RADIO INTERFACE. *CPRI: Cpri specification*. [S.l.], 2013. 128 p. Disponível em: <<http://www.cpri.info/spec.html>>. Citado na página 20.
- 9 ÖHLÉN, P. et al. 5g transport networks. *Ericsson Technology Review*, v. 92, 10 2015. Disponível em: <https://www.ericsson.com/thecompany/our_publications/ericsson_technology_review/archive/flexibility-in-5g-transport-networks>. Acesso em: 21 jan 2017. Citado na página 20.
- 10 INTERNATIONAL COMMUNICATION UNION. *ITU G9700: Fast access to subscriber terminals (g.fast) - power spectral density specification*. [S.l.], 2014. 22 p. Citado na página 21.
- 11 INTERNATIONAL COMMUNICATION UNION. *ITU G9701: Fast access to subscriber terminals (g.fast) - physical layer specification*. [S.l.], 2014. 324 p. Citado na página 21.
- 12 MAVRAKIS, D. *Do we really need femtocells?* 2017. Disponível em: <<https://www.visionmobile.com/blog/2007/12/do-we-really-need-femto-cells>>. Acesso em: 23 Jan 2017. Citado na página 22.

- 13 GAMBINI, J.; SPAGNOLINI, U. Radio over telephone lines in femtocell systems. *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Sep. 2010. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5671957/?arnumber=5671957>>. Acesso em: 21 jan 2017. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 23.
- 14 CALLAHAN, T. *The Network of Tomorrow Takes Shape*. 2013. Disponível em: <<http://mwrf.com/commercial/network-tomorrow-takes-shape>>. Acesso em: 27 jan 2017. Citado na página 23.
- 15 ERICSSON. *Ericsson Radio Dot system*. 2013. Disponível em: <https://www.ericsson.com/ourportfolio/products/radio-dot-system?nav=productcategory006%7Cfcb_101_0516%7Cfcb_101_0526>. Acesso em: 23 jan 2017. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 49.
- 16 ERICSSON Radio Dot System. Disponível em: <http://www.e-netsource.com/ericsson-radio-dot-system_338.html>. Acesso em: 20 fev. 2017. Citado na página 24.
- 17 INTERNATIONAL COMMUNICATION UNION. *ITU G993.5: Self-fext cancellation (vectoring) for use with vdsl2 transceivers*. [S.l.], 2015. 98 p. Citado 3 vezes nas páginas 24, 26 e 32.
- 18 DORSEY, G. *How to choose slip rings for gigabit-Ethernet connectivity*. Disponível em: <<http://machinedesign.com/technologies/how-choose-slip-rings-gigabit-ethernet-connectivity>>. Acesso em: 10 fev 2017. Citado na página 25.
- 19 PHILLIPS, B. *Structured Cable Certification Tests*. Disponível em: <<http://www.newark.com/pdfs/techarticles/megger/StructuredCableCertificationTests.pdf>>. Acesso em: 20 fev. 2017. Citado na página 26.
- 20 INSTITUTO SUPERIOR TÉCNICO. *Digital Subscriber Line Access Multiplexer (DSLAM)*. Disponível em: <http://www.img.lx.it.pt/~mpq/st04/ano2002_03/trabalhos_pesquisa/T_3/Publica%C3%A7%C3%A3o4_ficheiros/page0008.htm>. Acesso em: 10 fev. 2017. Citado na página 29.
- 21 LONDOÑO, J.; BESTAVROS, A.; LAOUTARIS, N. Trade and cap: A customer-managed, market-based system for trading bandwidth allowances at a shared link. In: *NetEcon '10 Proceedings of the 2010 Workshop on Economics of Networks, Systems, and Computation*. [s.n.], 2010. p. 258–268. Disponível em: <https://www.researchgate.net/publication/220448100_Trade_Cap_A_customer-managed_market-based_system_for_trading_bandwidth_allowances_at_a_shared_link>. Acesso em: 10 fev. 2017. Citado na página 29.
- 22 HOBBEL, J. *Cancellation of crosstalk energy in communication loops*. Google Patents, 2010. US Patent 7,742,387. Disponível em: <<http://www.google.ch/patents/US7742387>>. Citado 3 vezes nas páginas 30, 31 e 50.
- 23 CIOFFI, J. *FEXT determination system*. Google Patents, 2005. US Patent App. 11/122,365. Disponível em: <<https://www.google.nl/patents/US20050259725>>. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 50.
- 24 BERG, M.; CEDERHOLM, D. *Single ended estimation of far-end crosstalk in a digital subscriber line*. Google Patents, 2012. EP Patent App. EP20,090,799,435. Disponível

em: <<https://www.google.com/patents/EP2494700A1?cl=pt-BR>>. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 50.

25 INTERNATIONAL COMMUNICATION UNION. *ITU G996.1: Test procedures for digital subscriber line (dsl) transceivers*. [S.l.], 2001. 86 p. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 33.

26 PETERNELLI, P. L. A. *Regressão linear e correlação*. Disponível em: <<http://www.dpi.ufv.br/~peterelli/inf162.www.16032004/materiais/CAPITULO9.pdf>>. Acesso em: 10 fev. 2017. Citado na página 36.

27 CORDEIRO, G. M.; PAULA, G. A. *Modelos de Regressão para Análise de dados Univariados*. 1. ed. Estrada Dona Castorina, 110, Rio de Janeiro: Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico – Instituto de Matemática Pura e Aplicada, 1989. Disponível em: <http://www.impa.br/opencms/pt/biblioteca/cbm/17CBM/17_CB_M_89_04.pdf>. Acesso em: 21 fev 2017. Citado na página 39.

28 OPTEM ENGINEERING INC. *OptEM Cable Designer*. Disponível em: <<http://optem.com/cable-designer.php>>. Acesso em: 1 fev 2017. Citado na página 43.

29 SCHNEIDER ELECTRIC. *Actassi for Europe*. Disponível em: <<http://www.schneider-electric.ae/en/product-range/61003-actassi-for-europe/>>. Citado na página 49.