

MATHEUS POIATTI NOGUEIRA

**PLANEJAMENTO DO CONSUMO DE
ENERGIA EM SISTEMAS ÓPTICOS DE
COMUNICAÇÃO: CAMADA DE
TRANSPORTE**

São Carlos
2012

MATHEUS POIATTI NOGUEIRA

**PLANEJAMENTO DO CONSUMO DE
ENERGIA EM SISTEMAS ÓPTICOS DE
COMUNICAÇÃO: CAMADA DE
TRANSPORTE**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
à Escola de Engenharia de São Carlos, da
Universidade de São Paulo

Curso de Engenharia de Computação com
ênfase em Sistemas de Comunicação e
Computação Móvel

ORIENTADORA: Mônica Lacerda Rocha

São Carlos
2012

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

N778p Nogueira, Matheus Poiatti
Planejamento do consumo de energia em sistemas
ópticos de comunicação: camada de transporte / Matheus
Poiatti Nogueira; orientadora Mônica Lacerda Rocha. São
Carlos, 2012.

Monografia (Graduação em Engenharia de Computação)
-- Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade
de São Paulo, 2012.

1. transporte. 2. eficiência. 3. energia. 4. limite
inferior. 5. enlace óptico. I. Título.

FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Matheus Poiatti Nogueira

Título: "Planejamento do consumo de energia em sistemas ópticos de comunicação: Camada de Transporte"

Trabalho de Conclusão de Curso defendido em 29/11/2012.

Comissão Julgadora:

Prof. Titular Amílcar Careli César
SEL/EESC/USP

Resultado:

APROVADO

Dr. Eduardo Martinelli Galvão de Queiroz
SEL/EESC/USP

APROVADO

Orientadora:

Prof. Dra. Mônica de Lacerda Rocha - SEL/EESC/USP

Coordenador pela EESC/USP do Curso de Engenharia de Computação:

Prof. Associado Evandro Luís Linhari Rodrigues

*“Eu acredito demais na sorte.
E tenho constatado que,
quanto mais duro eu trabalho,
mais sorte eu tenho.”*

(Thomas Jefferson)

Dedicatória

À minha família, em especial meus pais Roberto e Cristina, por me incentivar a crescer na vida e a enfrentar novos desafios.

Agradecimentos

Agradeço à Jéssica Karina Arai por sugerir melhorias e colaborar na revisão desta monografia.

Agradeço aos meus amigos de turma, em especial Rafael Borges, Thiago Roberto, Júlio Simões, Eric Colombo, Vitor Jordão, Jonathan Machado, Bruno Begotti, Vinicius Santos e Ricardo Saidel por me apoiarem nos momentos mais difíceis e também por me acompanharem nas conquistas ao longo desses últimos anos.

Agradeço à Mônica Lacerda Rocha pelas sugestões, revisões e acompanhamento desse estudo e aos outros professores pelas experiências vivenciadas.

Resumo

Os esforços para se reduzir o consumo de energia em redes de telecomunicações vêm ganhando crescente interesse nos últimos anos, com um consenso sobre a necessidade de se colocar a conservação de energia no topo da agenda de pesquisa, como um dos aspectos mais críticos e importantes atualmente. A área de Tecnologia da Informação e Comunicação (TIC) é uma das mais promissoras para se implementar medidas que visem tornar o consumo de energia mais eficiente. Entre as várias tecnologias de redes ligadas a TICs, as comunicações ópticas constituem a infraestrutura física básica de redes na maior parte do mundo, graças à possibilidade de altas taxas de transmissão, longo alcance e outras características que elas oferecem.

Neste trabalho é realizada uma revisão bibliográfica na qual os limites inferiores no consumo de energia elétrica em comunicações ópticas na camada de transporte são analisados. Esse estudo é baseado na Parte 1 de um estudo realizado por Rodney S. Tucker. O consumo energético de dispositivos de transporte óptico (transmissores, receptores, amplificadores e repetidores) é analisado com a finalidade de se obter uma estimativa teórica nessas redes. Nesse resultado, a influência dos *overheads* e formatos de modulação é avaliada e, então, comparado com as estimativas práticas alcançadas na atualidade e as diferenças entre elas são discutidas, bem como projeções futuras baseadas nessa análise.

Palavras-chave: transporte, eficiência, energia, limite inferior, enlace óptico

Abstract

The efforts for reducing energy consumption in telecommunication networks have gained increasing interest in recent years, with a consensus on the need for putting energy conservation at the top of the research agenda, since it is one of the most critical and important issues today. The area of Information and Communication Technology (ICT) is one of the most promising to implement measures to make energy use more efficient. Among the several technologies related to ICT networks, optical communications are the basic physical infrastructure networks in most of the world, thanks to the possibility of high transmission rates, long range and other features they offer.

This work is a literature review in which the lower bounds on energy consumption in optical communications at the transport layer are analyzed. This study is based on Part 1 of a study developed by Rodney S. Tucker [1]. The power consumption of optical transmission devices (transmitters, receivers, amplifiers and repeaters) is analyzed in order to obtain a theoretical estimation of these networks. In this result, the influence of overheads and modulation formats is evaluated and then compared with estimates practices achieved today and the differences between them are discussed as well as future projections based on that analysis.

Keywords: transport, efficiency, energy, lower bound, optical link

Sumário

LISTA DE TABELAS.....	XI
LISTA DE FIGURAS	XII
CAPÍTULO 1: INTRODUÇÃO.....	1
1.1. CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO.....	1
1.2. OBJETIVOS.....	3
1.3. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	3
CAPÍTULO 2: DOMÍNIOS DE REDE, PADRONIZAÇÃO E HISTÓRICO	4
2.1. CLASSIFICAÇÃO DOS DOMÍNIOS DE REDE	4
2.1.1. <i>Redes de Núcleo</i>	4
2.1.2. <i>Redes Metro</i>	4
2.1.3. <i>Redes de Acesso</i>	5
2.2. ESFORÇOS DE PADRONIZAÇÃO	5
2.3. PERSPECTIVA HISTÓRICA.....	8
CAPÍTULO 3: CONSUMO DE ENERGIA NA CAMADA ÓPTICA DE TRANSPORTE	11
3.1. MODELO DE ENERGIA DO SISTEMA	11
3.2. LIMITE INFERIOR NO CONSUMO DE ENERGIA NA CAMADA ÓPTICA DE TRANSPORTE COM AMPLIFICADORES	13
3.3. MELHOR ESPAÇAMENTO ENTRE REPETIDORES	20
3.4. RESUMO DO CAPÍTULO 3.....	25
CAPÍTULO 4: CONSUMO DE ENERGIA EM TRANSMISSORES E RECEPTORES ÓPTICOS.....	26
4.1. TRANSMISSORES DIRETAMENTE MODULADOS.....	27
4.2. MODULADORES DE ELETROABSORÇÃO	29
4.3. MODULADORES ELETROÓPTICOS	32
4.4. EXEMPLOS DE CONSUMO DE ENERGIA DO TRANSMISSOR.....	33

4.4.1. ELETRÔNICOS.....	34
4.4.2. LASERS MODULADOS DIRETAMENTE	35
4.4.3. LASERS MODULADOS EXTERNAMENTE (OU INDIRETAMENTE)	36
4.5. RECEPTORES ÓPTICOS.....	38
CAPÍTULO 5: PERDAS DE ENERGIA E <i>OVERHEADS</i>	43
5.1. LIMITES INFERIORES DE ENERGIA EM SISTEMAS COMERCIAIS	43
5.2. MODELANDO INEFICIÊNCIAS E <i>OVERHEADS</i>	44
CAPÍTULO 6: EFICIÊNCIA ENERGÉTICA DOS FORMATOS DE MODULAÇÃO.	47
6.1. ENERGIA PREDOMINADA PELOS TRANSMISSORES E RECEPTORES ÓPTICOS.....	47
6.2. ENERGIA PREDOMINADA POR AMPLIFICADORES ÓPTICOS.....	49
6.3. ESPAÇAMENTO IDEAL ENTRE REPETIDORES	49
6.4. SISTEMAS COMERCIAIS	49
CAPÍTULO 7: DISCUSSÃO E CONCLUSÃO.....	51
REFERÊNCIAS	53

Lista de Tabelas

TABELA 1 - CONSUMO DE ENERGIA POR BIT DA CAMADA DE TRANSPORTE DE SISTEMAS COM 1000 KM COM A TECNOLOGIA DE 2010 (40x40 GB/S)	10
TABELA 2 - CONSUMO DE ENERGIA EM TRANSMISSORES ÓPTICOS	33
TABELA 3 - CONSUMO DE ENERGIA EM RECEPTORES ÓPTICOS	42

Lista de Figuras

FIGURA 1 - PORCENTAGEM DO CONSUMO DE ENERGIA X ANO, NO SETOR DE TIC E COM BASE EM 2009.....	2
FIGURA 2 - ENERGIA POR BIT POR 1000 KM DE DISTÂNCIA DE TRANSMISSÃO EM JOULES X ANO, PARA VÁRIOS SISTEMAS TRANSATLÂNTICOS	9
FIGURA 3 - SISTEMA DE TRANSMISSÃO WDM DE COMPRIMENTO L_{system} . (A) ESQUEMÁTICO GERAL DO SISTEMA, QUE COMPREENDE n LINKS OPTICAMENTE AMPLIFICADOS IDÊNTICOS, CADA UM COM COMPRIMENTO L . (B) ESQUEMÁTICO DE LINK OPTICAMENTE AMPLIFICADO, QUE COMPREENDE UM TRANSMISSOR ÓPTICO, M ESTÁGIOS IDÊNTICOS DE GANHO ÓPTICO, E UM RECEPTOR ÓPTICO. CADA ESTÁGIO TEM COMPRIMENTO L_{stage}	11
FIGURA 4 - ENERGIA MÍNIMA TOTAL POR BIT DO AMPLIFICADOR PARA SISTEMA OPTICAMENTE AMPLIFICADO DE 2000 KM COMO FUNÇÃO DO ESPAÇAMENTO DO AMPLIFICADOR. A PERDA DA FIBRA É 0,2 dB/km E O SNR POR BIT É 16,1 dB PARA OOK E 13,4 dB PARA DBPSK.	16
FIGURA 5 - EFICIÊNCIA ESPECTRAL VERSUS SNR_{bit} , MOSTRANDO O LIMITE SHANNON.	17
FIGURA 6 - ENERGIA MÍNIMA DO AMPLIFICADOR POR BIT PARA SISTEMA OPTICAMENTE AMPLIFICADO COM OOK E ESPAÇAMENTO DO AMPLIFICADOR DE 50 E 100 KM E COM AMPLIFICAÇÃO DISTRIBUÍDA. TAMBÉM MOSTRA A ENERGIA MÍNIMA DO AMPLIFICADOR POR BIT POR QUILÔMETRO DE DISTÂNCIA DE TRANSMISSÃO PARA AMPLIFICAÇÃO DISTRIBUÍDA. A ENERGIA POR BIT POR QUILÔMETRO PARA AMPLIFICADORES CONCENTRADOS TEM A MESMA INCLINAÇÃO QUE ESTA CURVA, MAS OS VALORES ABSOLUTOS AUMENTAM COM O ESPAÇAMENTO DO AMPLIFICADOR. A ATENUAÇÃO DA FIBRA É 0,2 dB/km.	18
FIGURA 7 - (A) ESPAÇAMENTO ÓTIMO DO REPETIDOR $m_{opt}L_{stage}$ E ENERGIA ÓTIMA POR BIT POR QUILÔMETRO VERSUS ESPAÇAMENTO DO AMPLIFICADOR L_{stage} . (B) NÚMERO ÓTIMO DE ESTÁGIOS AMPLIFICADOS m_{opt} VERSUS ESPAÇAMENTO DO AMPLIFICADOR L_{stage} . (C) ENERGIA ÓTIMA POR BIT POR QUILÔMETRO PARA AMPLIFICAÇÃO DISTRIBUÍDA. EM TODOS OS EXEMPLOS, $n_{sp} = 0,1$, $SNR_{bit} = 16,1 \text{ dB}$, E $\alpha = 0,2 \text{ dB/km}$	24
FIGURA 8 - TRÊS TRANSMISSORES ÓPTICOS COMUNS. (A) LASER DIRETAMENTE MODULADO. (B) LASER EXTERNAMENTE MODULADO USANDO MODULADOR EA. (C) LASER EXTERNAMENTE MODULADO USANDO MODULADOR E-O.	27

FIGURA 9 - ESTRUTURAS DO MODULADOR. (A) MODULADOR CONCENTRADO ALIMENTADO POR FONTE DE BAIXA IMPEDÂNCIA. (B) MODULADOR CONCENTRADO ALIMENTADO VIA LINHA DE TRANSMISSÃO. (C) MODULADOR DE ONDA VIAJANTE.....28

FIGURA 10 - FOTODIODO E CIRCUITO POLARIZADOR DO RECEPTOR DE ENTRADA. (A) *SINGLE ENDED* COM LINHA DE TRANSMISSÃO CONECTANDO O FOTODIODO AO CDR/DEMUX. (B) BALANCEADO COM LINHA DE TRANSMISSÃO CONECTANDO O FOTODIODO AO CDR/DEMUX. UM PRÉ-AMPLIFICADOR ÓPTICO (NÃO MOSTRADO) AUMENTA OS NÍVEIS DE POTÊNCIA ÓPTICA DE ENTRADA EM (A) E (B). (C) *SINGLE-ENDED* COM TIA E CDR/DEMUX.....39

FIGURA 11 - MODELO DE OVERHEADS DE ENERGIA EM SUBSISTEMA44

CAPÍTULO 1: INTRODUÇÃO

Antes de iniciar este capítulo, é importante ressaltar que a escrita das seções 1.1, 2.1 e 2.2 foi compartilhada com o aluno Rafael Marques Sansão Borges [2]. Essa troca de informações foi necessária porque os assuntos são correlacionados e, assim, possuem a mesma motivação de seus estudos. Desse modo, o leitor pode entender o contexto de uma monografia sem precisar ler os dois textos.

As informações da seção seguinte foram baseadas nos artigos [3] e [4], que levam em consideração aspectos de redes “verdes” e eficiência energética.

1.1. Contextualização e Motivação

A redução no consumo de energia se tornou uma questão chave para as indústrias, seja por motivos econômicos, ambientais, ou de mercado. Essa questão possui grande influência entre os fabricantes de eletrônicos, e consequentemente nos setores da Tecnologia da Informação e Comunicação (TIC), especificamente no campo de redes. Por exemplo, *datacenters* e infraestruturas de redes envolvem máquinas de alto desempenho e alta disponibilidade. Eles, portanto, contam com dispositivos poderosos que requerem o consumo extra de energia com ar condicionado para manter suas operações funcionando e são organizados em arquiteturas redundantes. Como essas arquiteturas são feitas para suportar altos picos de cargas e condições de degradação, elas acabam sendo naturalmente subutilizadas, dando margem para economias de energia. Recentemente, vários esforços têm sido focados na redução do consumo desnecessário de energia, conhecido como “greening” dos protocolos e tecnologias de rede.

Antes de tentar reduzir o consumo de energia ou entender por quais meios tal redução pode ser alcançada, é necessário identificar onde os maiores avanços poderiam ser realizados. Tomando como exemplo a Internet, que pode ser segmentada em uma rede principal e vários tipos de redes de acesso. Em cada um desses segmentos, os equipamentos envolvidos, seus objetivos, seu desempenho esperado e os níveis de consumo de energia são diferentes. Desse modo, é possível esperar que tanto os números de consumo quanto os aperfeiçoamentos em potencial são consideravelmente diferentes. Em [5] (ano de 2002), foram analisadas as contribuições de consumo de energia de diferentes categorias de equipamentos na Internet. Esses dados indicaram que as redes locais (LAN: *Local Area Network*), por meio de concentradores e comutadores, foram responsáveis por cerca de 80% do consumo total de energia da

Internet nessa época. Em 2005, os autores de [6] estimaram a contribuição relativa das placas de rede (NIC: *Network Interface Cards*) em conjunto com todos os outros elementos da rede e concluiu que elas foram responsáveis por quase metade do consumo total de energia. Mais recentemente, os estudos sugeriram um aumento do consumo do domínio de núcleo da rede (Core): por exemplo, em 2009, a Deutsche Telekom [7] previu que, por volta do ano 2017, o consumo de energia do núcleo da rede será igual ao do acesso à rede. Esse mesmo estudo também sugere, para a próxima década, um aumento de 12 vezes no consumo de energia desse núcleo.

A cobertura de serviços TIC no mundo está aumentando rapidamente, então mais componentes de rede estão sendo utilizados. Desse modo, o consumo total de energia dos equipamentos está acompanhando esse crescimento. Em 2009, a fatia consumida por TICs era de 8% de todo o fornecimento de energia elétrica do mundo. Como o tráfego das redes também está aumentando, foi feita uma previsão do consumo de energia relacionado à Telecom para os próximos anos (comparados com o ano de 2009), representado na Figura 1.

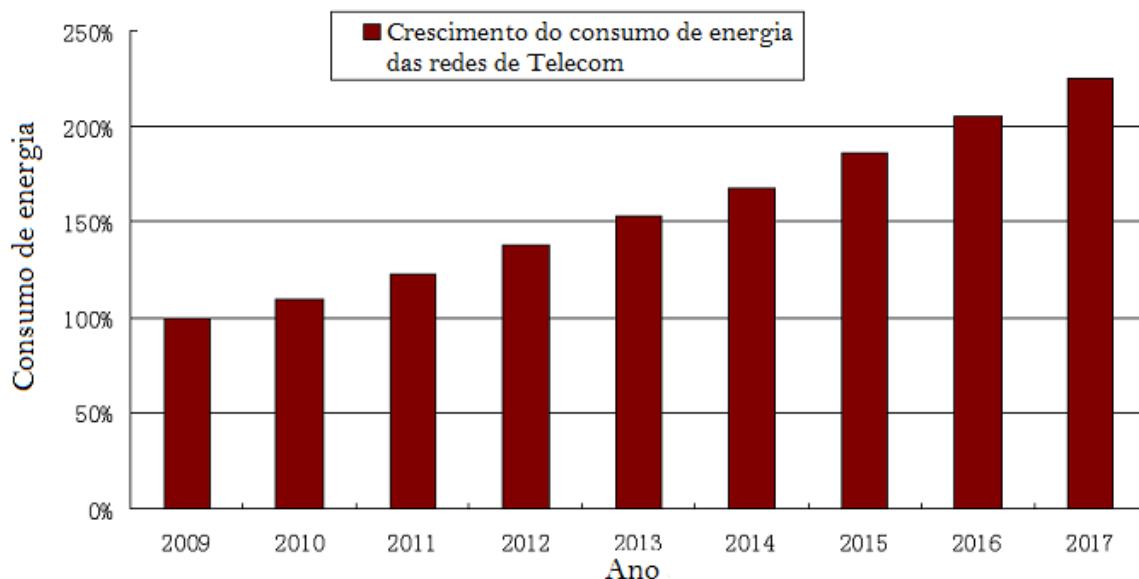


Figura 1 - Consumo de energia x ano, no setor de TIC com base em 2009 (100%) [4].

Considerando a rápida evolução que ocorre na TIC, os números e estimativas mencionados acima podem ser imprecisos e rapidamente ultrapassados. Como consequência, há a necessidade de uma avaliação permanente do consumo a fim de destacar e atualizar regularmente os alvos mais relevantes para o potencial de economia de energia. No entanto, essa análise requer uma colaboração entre fabricantes de

equipamentos, provedores de serviços de Internet e governos, o que, claramente, não é um processo fácil, e mesmo que os incentivos atuais não sejam tão claros, é possível identificar uma oportunidade de inovação na criação de dispositivos e protocolos mais eficientes e dessa forma tomar decisões mais responsáveis (“verdes”).

1.2. Objetivos

Neste trabalho, é realizada uma análise dos limites inferiores nos sistemas de transportes ópticos, que compreende o consumo de energia de amplificadores, transmissores e receptores ópticos, além da criação de modelos simples para estimar esses valores. Em adicional, o impacto de *overheads* e formatos de modulação no consumo de energia foram considerados.

Esta é a primeira parte de um estudo baseado na pesquisa do autor Rodney S. Tucker [1] que explora os limites fundamentais de consumo de energia em sistemas de transporte em redes ópticas. A pesquisa de Tucker é dividida em duas partes, sendo que a segunda foi estudada na monografia de graduação do aluno Rafael Marques Sansão Borges [2], na qual o limite inferior no consumo de energia da camada de rede e total (acrescentando a camada de transporte) da rede é analisado. A camada de rede envolve os mecanismos de chaveamento de dados.

1.3. Organização do Trabalho

No capítulo 2 serão descritas as classificações dos domínios de redes de telecomunicações e os principais esforços de padronização de topologias para redes de telecomunicações. O capítulo 3 fornece uma perspectiva histórica sobre o consumo de energia dos sistemas de comunicação. O capítulo 4 analisa o limite inferior no consumo de energia no transporte óptico, com foco em sistemas de transmissão óptica amplificados. O capítulo 5 abrange o limite inferior no consumo de energia de transmissores e receptores ópticos e no capítulo 6 vamos examinar como as diferenças entre os limites ideais mais baixos obtidos nos capítulos 4 e 5 e dispositivos do mundo real são devido a ineficiências energéticas e gastos gerais. No capítulo 7, consideramos a influência do formato de modulação no consumo de energia. Por fim, no capítulo 8 há uma conclusão e discussão do que foi abordado no estudo.

CAPÍTULO 2: DOMÍNIOS DE REDE, PADRONIZAÇÃO E HISTÓRICO

Neste capítulo são providas informações sobre a organização das redes de telecomunicações e são citadas diversas abordagens de vários grupos de pesquisa com relação à padronização de topologias para redes de telecomunicações.

2.1. Classificação dos domínios de rede

As redes de telecomunicações podem ser divididas em três domínios: de Núcleo (Core), Metro e de Acesso. O objetivo nessa seção é explicar a diferença entre esses tipos de domínio e citar exemplos de tecnologias utilizadas em cada um deles.

2.1.1. Redes de Núcleo

Normalmente referenciada como a infraestrutura de *backbone* de uma rede de telecomunicações, interconecta grandes cidades (como nós de rede) e atinge distâncias no âmbito nacional, continental e até mesmo, em alguns casos, intercontinental. Esse domínio de rede é tipicamente baseado em um padrão de uma malha interconectada que suporta um grande tráfego nas áreas periféricas da rede. Portanto, precisa estar equipada com interfaces apropriadas entre as redes Metro e de Acesso, que são responsáveis por coletar e distribuir o tráfego na rede. Dessa forma, usuários separados por uma longa distância conseguem se comunicar através desse núcleo (*backbone*) de rede.

Nas redes de núcleo a tecnologia óptica é amplamente utilizada como forma de suporte para a infraestrutura básica, além de prover alta velocidade, capacidade e escalabilidade. Para controlar essas redes ópticas de forma inteligente, diversos equipamentos e tecnologias foram desenvolvidos. Por exemplo, arquiteturas de redes baseadas em IP sobre SONET/SDH, IP sobre WDM ou IP sobre SONET/SDH sobre WDM têm sido aprimoradas nos últimos 20 anos [8], [9]. Como as redes de núcleo apresentam arquiteturas multicamada, seu consumo de energia deve ser considerado tanto na camada óptica quanto na eletrônica.

2.1.2. Redes Metro

A rede Metro é uma parte da rede de Telecom que normalmente cobre regiões metropolitanas. Ela conecta equipamentos para a agregação de tráfego dos assinantes, e provê conexões diretas com a rede de Núcleo para acesso Internet.

Três tecnologias dominantes nesse tipo de rede são: SONET, anel óptico WDM e Metro Ethernet. Por exemplo, a Metro Ethernet é uma infraestrutura baseada no padrão Ethernet [10], e seus equipamentos básicos envolvem roteadores de borda, gateways banda larga e comutadores Ethernet. A tecnologia de anéis ópticos de WDM também foi explorada devido aos seus benefícios herdados da tecnologia óptica (velocidade e escalabilidade).

2.1.3. Redes de Acesso

É a “última milha” entre o CO (*Central Office*) da rede e os usuários finais. Essa porção compreende a maior parte das redes de telecomunicações. Também possui um alto consumo de energia devido à sua grande quantidade de elementos ativos [11].

As principais tecnologias utilizadas são: xDSL (*Digital Subscriber Line*), CM (*Cable Modem*), redes sem fio e celular, FTTx (*Fiber-to-the-x*) e WOBAN (*Wireless-Optical Broadband Access Network*). Essas tecnologias ainda podem ser classificadas de duas formas: cabeadas e sem fio.

2.2. Esforços de Padronização

A importância da eficiência energética em redes foi reconhecida por uma série de novos grupos de trabalho em organizações internacionais de padronização. Vários deles, como a ITU (*International Telecommunication Union* ou União Internacional de Telecomunicações), IEEE (*Institute of Electrical and Electronic Engineers* ou Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos), ETSI (*European Telecommunication Standard Institute* ou Instituto Europeu de Padronização em Telecomunicações), a TIA (*Telecommunication Industry Association* ou Associação da Indústria de Telecomunicações), ATIS (*Alliance for Telecommunications Industry Solutions* ou Aliança para Soluções de Telecomunicações), ECR (*Energy Consumption Rating* ou Avaliação do Consumo de Energia), TEEER (*Energy Efficiency Requirements for Telecommunications Equipment* ou Normas de Eficiência Energética para Equipamentos de Telecomunicações), entre outros estão trabalhando em novos padrões de eficiência energética nas redes [12]. Eles estão desenvolvendo novos conceitos para as redes verdes (ou *Green Networks*) e suas atividades podem fornecer orientações aos pesquisadores sobre a praticidade de sua pesquisa.

Como parte de uma grande iniciativa em Redes Verdes, a ITU está organizando simpósios sobre a TIC e as Alterações Climáticas [13]. Estes simpósios reúnem importantes especialistas nas áreas, desde tomadores de decisão até engenheiros,

designers, planejadores, governantes, legisladores, especialistas em normas, e outros. Os tópicos apresentados e discutidos incluem: a adaptação e mitigação dos efeitos das mudanças climáticas no setor da TIC e em outros setores; *frameworks* de TIC com políticas "verdes" e o uso de TIC na ciência da mudança climática e em situações de emergência. O Setor de Padronização de Telecomunicações da ITU anunciou também a criação do 15º grupo de estudo, que pesquisará sobre técnicas de conservação de energia. As tecnologias consideradas na lista incluem as camadas de transporte e rede em comunicações ópticas e tecnologias de rede de acesso, como DSL e PON. Em conjunto, estas tecnologias representam um consumo de energia significativo em todo o mundo.

O IEEE está desenvolvendo um padrão em Energia Eficiente com Ethernet (IEEE P802.3az) [14]. Seus objetivos são: (i) definição de um mecanismo para redução do consumo de energia durante períodos de baixa utilização do *link* (ou enlace) para os PHYs (*Physical Layer Protocol* ou protocolo de camada física), (ii) definição de um protocolo para coordenação da transição entre os níveis de consumo de energia, de modo que não deixe o *link* inoperante ou provoque queda de pacotes, e (iii) definição de um PHY de 10 Mb/s com um baixo requisito de distância de transmissão, de modo que o consumo de energia possa ser reduzido. Esses esforços possuem uma previsão de conclusão em setembro de 2010.

A agenda "Verde" é um dos principais temas estratégicos do ETSI [15]. Este esforço vai implementar as ISO 14001:2004 e 14004:2004, que são normas de gestão ambiental. Além disso, a agenda inclui Engenharia Ambiental, que consiste em (i) item de trabalho "DTR/EE-00002": redução do consumo de energia em equipamentos de telecomunicações e em infraestrutura associada, (ii) item de trabalho "DTR/EE-00004": uso de fontes alternativas de energia em instalações de telecomunicações, (iii) item de trabalho "DTS/EE-00005": consumo de energia em equipamentos de Telecom em redes de banda larga, (iv) item de trabalho "DTS/EE-00006": considerações ambientais para o equipamento instalado no lado de fora, e (v) item de trabalho "DTS/EE-00007": eficiência energética de equipamentos de acesso à rede sem fio. Além disso, o item de trabalho "DTR/ATTM-06002" da ETSI ATT (Access, Terminals, Transmission and Multiplexing ou Acesso, Terminais, transmissão e multiplexação), que trata de otimização de energia de transceptores xDSL (*Digital Subscription Line* ou Linha Digital de Assinatura), está em processo de padronização. No item de trabalho "DTS/EE-00005", a ETSI lidera o esforço para definição de metas de consumo de energia e métodos para medição tanto para

equipamentos de banda larga com fio, quanto para equipamentos sem fio. Na primeira fase, DSL, ISDN (*Integrated Services Digital Network* ou Redes Digitais com Serviços Integrados), já foram considerados. Na segunda fase, o consumo de energia para o WiMAX, PLC (*Power Line Communication* ou Comunicação via Linhas Elétricas) será investigado [15].

A TIA começou uma "Iniciativa Verde" em 2008, chamada EIATRACK [16]. Ela oferece às empresas uma maneira de criar estratégias para seu crescimento futuro e iniciativas ambientalmente conscientes em novos mercados. Suas principais questões de conformidade de produtos estão relacionadas ao recolhimento de produtos, baterias, substâncias restritas, projetos voltados para o meio ambiente, e questões sobre embalagens. Mais de 1.500 peças com legislação específica são controladas, desde a proposta até a implementação, cobrindo todas as principais regiões da Europa, Ásia-Pacífico, América do Norte e América do Sul. Ela tem um conteúdo preciso e atualizado, fornecido por uma ampla gama de especialistas técnicos e legais internacionais, e também especialistas em EEE (*Electrical and Electronic Equipment* ou Equipamentos Elétricos e Eletrônicos) e RoHS (*Restriction of the use of certain Hazardous Substances* ou Restrição da utilização de determinadas Substâncias Perigosas) na Europa e em outras jurisdições.

A ATIS criou um comitê nomeado NIPP (*Network Interface, Power and Protection Committee* ou Comissão de Interface de Rede, Energia e de Proteção), que está trabalhando no desenvolvimento de normas e relatórios técnicos que contemplam interfaces de rede, consumo de potência, padronização elétrica e proteção física [17]. As atividades "verdes" da comissão NIPP são focadas em: (i) a elaboração de normas que podem ser utilizadas por prestadores de serviços para avaliar as verdadeiras necessidades de energia de equipamentos de telecomunicações, (ii) RoHS em equipamentos eletrônicos, e (iii) investigar métodos para redução do consumo de energia dos modems DSL tanto nas redes tronco como nas redes de acesso [12]. O NIPP também estabeleceu a subcomissão TEE (*Telecommunications Energy Efficiency* ou Eficiência Energética em Telecomunicações), que desenvolve e recomenda normas e relatórios técnicos relacionados com a eficiência energética dos equipamentos de telecomunicações. Eles estão fazendo esforços para definição de métricas de eficiência energética, técnicas de medição, bem como as novas tecnologias e práticas operacionais para componentes de telecomunicações, sistemas e instalações [18]. Em resumo, assim

como as organizações de padronização listadas acima, a ATIS também está focando em tecnologias "verdes", tanto na camada física quanto na camada de rede.

O conceito de ECR (*Energy Consumption Rating* ou Classificação do Consumo de Energia) também foi iniciado recentemente. O ECR é definido para medir a eficiência energética dos equipamentos de rede, que é expressa em Watts/Gbps. Como uma métrica primária, o objetivo do ECR é avaliar a relação entre o consumo de energia e a largura de banda de transmissão. Novos critérios também são usados para definir os aspectos práticos da eficiência de energia para a indústria de redes [19].

A Verizon alcançou a Quantificação Métrica da TEEER em eficiência energética a partir da iniciativa VZ.TPR.9205. O objetivo deste programa é estabelecer requisitos técnicos de compra da Verizon e fomentar o desenvolvimento de equipamentos de telecomunicações energeticamente eficientes, reduzindo, assim, as emissões gases do efeito estufa. A TEEER é definida como uma média do consumo de energia de um equipamento em diferentes níveis de uso. Essa métrica é aplicada a todos os novos equipamentos adquiridos pela Verizon após 1º de Janeiro de 2009 [20].

2.3. Perspectiva Histórica

A eficiência energética de sistemas cabeados de longa distância melhorou muito ao longo do tempo. A Figura 2 mostra a evolução histórica da energia por bit em sistemas transoceânicos. Por conveniência, a energia por bit na Figura 2 é normalizada para uma distância de transmissão de 1000 km, porém é necessário deixar claro que alguns sistemas operam em distâncias mais longas. O primeiro sistema transatlântico de telégrafo se tornou operacional no final da década de 1850. Ele não tinha repetidores e sua capacidade de transmissão era limitada pela capacitância da linha de transmissão, pois o consumo de energia por bit deste sistema era essencialmente a energia gasta na carga e descarga desta capacitância.

Os primeiros sistemas transoceânicos sem fio consumiam muita energia, mas, na década de 1930, a energia por bit desses sistemas e dos telégrafos já era muito semelhante (em torno de 0,1 J/b/1000 km). Os primeiros sistemas coaxiais submarinos, como TAT1 a TAT5, sofreram posteriores reduções de consumo de energia por bit. Esta tendência continuou com a primeira geração de sistemas ópticos, através do uso de repetidores optoeletrônicos.

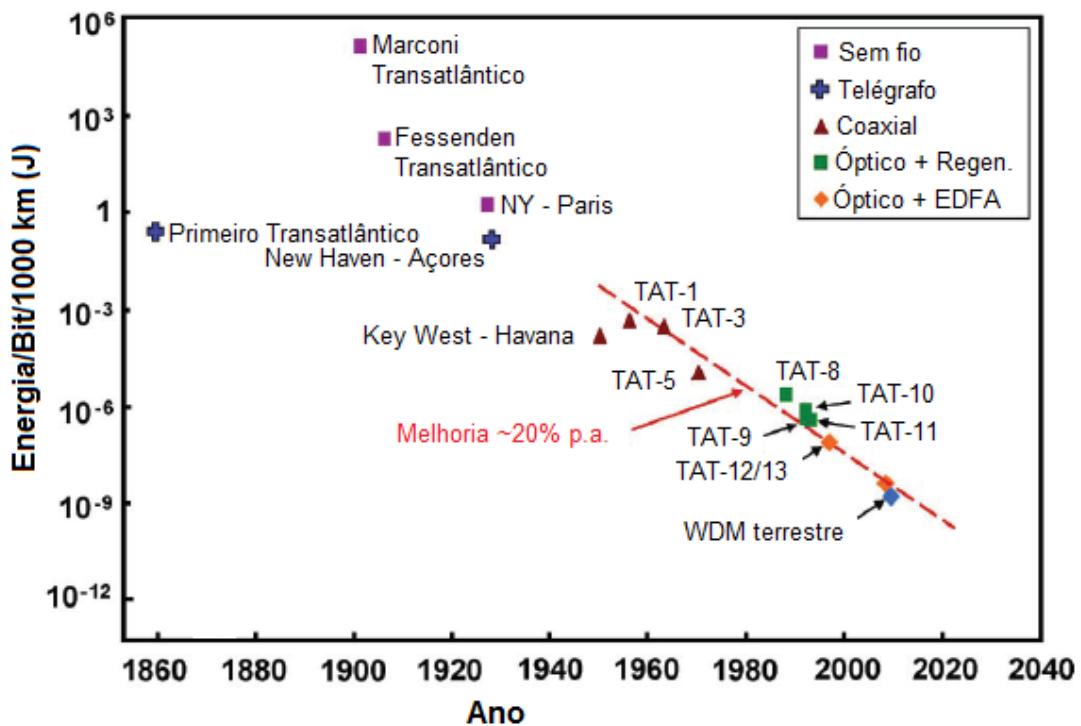


Figura 2 - Energia por bit por 1000 km de distância de transmissão em Joules x Ano, para vários sistemas transatlânticos

A segunda geração de sistemas ópticos, que já foram construídos utilizando amplificadores ópticos, reduziram a energia por bit para cerca de 10 nJ/b/1000 km. Durante o período de 1960 a 2010, a Figura 2 mostra que a eficiência energética de sistemas transoceânicos tem aumentado exponencialmente com uma taxa de aproximadamente 20% ao ano, como mostrado pela linha de tendência (linha tracejada). Para comparação, Han [21] apresenta a evolução do consumo de energia e da capacidade de sistemas ópticos terrestres (camada de transporte) durante o período de 1990-2008. Ele mostra que a eficiência energética destes sistemas melhorou a uma taxa de 15% ao ano.

A Figura 2 mostra um ponto de dados “WDM terrestre” que representa um sistema terrestre de 1000 km sem repetidores e que utiliza a tecnologia da geração de 2010. Essa informação tem como base dados típicos de alguns fabricantes de equipamentos, por exemplo [22] e [23]. Para determinar a energia por bit desses sistemas, que é 1,1 nJ/b, o consumo total de energia de cada um dos equipamentos é dividido pela quantidade de comprimentos de onda (40) e pela taxa de bits (40 Gb/s). A Tabela 1 apresenta um detalhamento das contribuições de energia e mostra que o consumo dos amplificadores

ópticos é aproximadamente o mesmo que o par emissor/receptor em sistemas com alcance de 1000 km. Porém, para maiores distâncias o equilíbrio entre amplificadores e do par transmissor/receptor seria diferente.

Tabela 1 - Consumo de energia por bit da camada de transporte de sistemas com 1000 km com a tecnologia de 2010 (40x40 Gb/s) [1]

	TX/RX	Amplificador
Consumo de potência por dispositivo (40 comprimentos de onda)	800 W	100 W
Energia por bit por dispositivo	500 pJ	60 pJ
Sistema de 1000 km	Quantidade de dispositivos	1
	Energia por bit	500 pJ
Total	1,1 nJ/b	

CAPÍTULO 3: CONSUMO DE ENERGIA NA CAMADA ÓPTICA DE TRANSPORTE

3.1. Modelo de energia do sistema

Melhorias contínuas na tecnologia de transmissão levaram sempre a crescimento na capacidade de transmissão de fibras ópticas. Alguns dos desafios tecnológicos e limitações fundamentais na capacidade da fibra são resumidos em [24] e [25]. Esta seção se concentra em outra limitação da capacidade de transmissão em fibras: consumo de energia. Para quantificar o consumo de energia, é utilizado o conceito de energia por bit de dados, ou simplesmente, a energia por bit. Esta é uma medida fundamental de eficiência energética de sistemas de comunicação digital [26]. Às vezes, esta unidade é expressa em termos de potência por taxa de bits, por exemplo: W/b/s ou W/Gb/s [27].

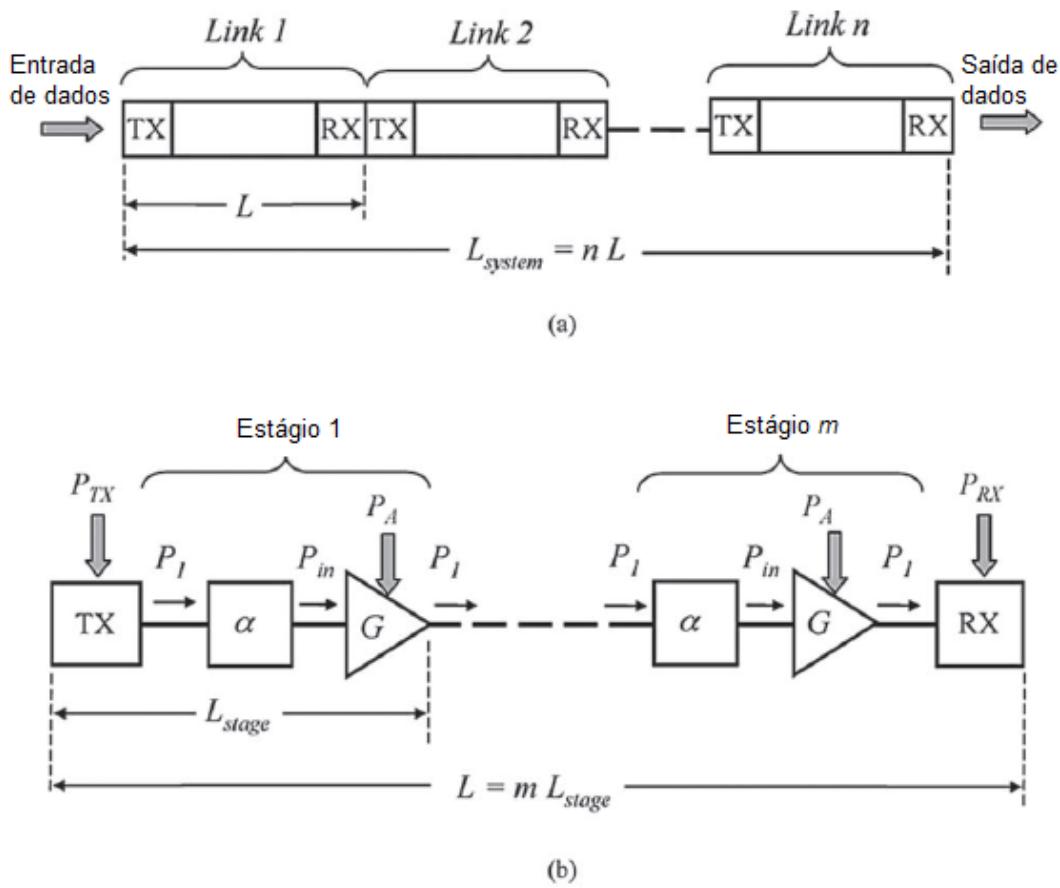


Figura 3 - Sistema de transmissão WDM de comprimento L_{system} . (a) Esquemático geral do sistema, que comprehende n links (ou enlaces) opticamente amplificados idênticos, cada um com comprimento L . (b) Esquemático de link opticamente amplificado, que comprehende um

transmissor óptico, m estágios idênticos de ganho óptico, e um receptor óptico. Cada estágio tem comprimento L_{stage} [1].

O objetivo desta seção é apresentar uma descrição dos principais contribuintes para o consumo de energia na camada de transporte óptico e identificar seus limites inferiores. É fato que essa camada representa apenas uma pequena parte do consumo total de energia da Internet [26], [28]. No entanto, com o aumento da capacidade de rede, há uma crescente necessidade de se entender como gerenciar o consumo de energia na camada de transporte como parte de uma abordagem holística para a gestão do consumo de energia na rede. A análise presente nesta seção fornece uma estrutura para a compreensão dos limites teóricos do consumo de energia dessa camada.

A base da teoria está no modelo da Figura 3(a), que mostra um sistema de transmissão com vários *links* (ou enlaces) baseado na multiplexação de comprimentos de onda (WDM: *wavelength-division multiplexing*). O sistema de transmissão é composto por n *links* idênticos e opticamente amplificados. Cada um tem comprimento L , então o comprimento total do sistema é nL . Um par transmissor/receptor (TX/RX) WDM na interface entre cada *link* fornece sinais regenerados em cada comprimento de onda para a entrada do próximo *link* do sistema. A Figura 3(b) mostra um diagrama esquemático de um dos n *links* idênticos do sistema da Figura 3(a). Cada *link* possui um transmissor óptico WDM na entrada e um receptor óptico WDM na saída. O transmissor, o receptor e os amplificadores suportam k comprimentos de onda. Cada link na Figura 3(b) comprehende m estágios idênticos com comprimento L_{stage} , que é o espaçamento entre os amplificadores. O comprimento total de cada *link* é $L = m L_{stage}$.

Cada estágio da Figura 3(b) é modelado por um bloco de atenuação da fibra com uma perda de potência $L = e^{\alpha L_{stage}}$, onde α é a atenuação de potência por unidade de comprimento da fibra, e um bloco de amplificador com ganho de energia G , que é igual à perda por estágio, ou seja, $G = D$. Existem $(m - 1)$ amplificadores de *links* e um amplificador que precede o receptor, o que resulta em um total de ‘ m ’ amplificadores. O *link* tem uma largura de banda óptica B_O . Cada amplificador contém filtros ópticos (não mostrados na Figura 3(b)), que igualam a largura de banda do *link* com o espectro do transmissor. Para simplificar, foi suposto que o ganho óptico G e que a potência do sinal óptico são os mesmos em todos os comprimentos de onda. É possível notar que a análise se concentra nas limitações fundamentais do consumo de energia, por isso o modelo da Figura 3 não inclui degradações do sistema devido à dispersão e ao

comportamento não ideal da fibra óptica. Diferentes tipos de fibras apresentam diferentes níveis de dispersão, a qual demanda compensação e, eventualmente, cria a necessidade de amplificação adicional. Embora importante, essa característica não é levada em conta para o cálculo do limite inferior.

A potência total P_{tot} consumida pelo *link* de transmissão da Figura 3(b) é dada por:

$$P_{tot} = mP_A + P_{TX/RX} \quad (1)$$

onde P_A é a potência fornecida para cada amplificador, $P_{TX/RX} = P_{TX} + P_{RX}$ é a potência fornecida para cada par WDM de transmissor/receptor e, P_{TX} e P_{RX} são a potência fornecida para os receptores e transmissores, tal como mostrado na Figura 3. Em cada comprimento de onda, a potência do sinal de entrada e de saída (na entrada e saída de cada amplificador) são P_{in} e P_1 , respectivamente, como mostrado na Figura 3(b). A potência de entrada do sinal em cada comprimento de onda pode ser escrita como $P_{in} = P_1 e^{-\alpha L_{stage}}$. A conhecida equação de conversão de potência para k canais WDM pode ser escrita como $k(P_1 - P_{in}) = n_{PCE} P_P$, onde n_{PCE} é a eficiência de conversão de energia do amplificador e P_P é a potência de amplificação [29].

A máxima eficiência de conversão de potência possível é $n_{PCE} = \lambda_p/\lambda_s$, onde λ_p é o comprimento de onda do amplificador (*pump* ou bombeio) e λ_s é o comprimento de onda do sinal [29]. A potência de *pump* P_P está relacionada com toda a potência da fonte de alimentação do amplificador P_A através da expressão $P_P = n_E P_A$, onde n_E é a eficiência de conversão de energia do controle do amplificador e do circuito de gestão, que inclui os controladores de temperatura e o laser. Combinando estas equações, obtém-se $P_1 = P_{in} + n_{EPCE} P_A/k$, em que $n_{EPCE} = n_E n_{PCE}$ é a eficiência média da conversão de energia elétrica do amplificador [29].

3.2. Limite inferior no consumo de energia na camada óptica de transporte com amplificadores

Neste ponto, há condições para a determinação do limite inferior do consumo de energia da camada de transporte utilizando o modelo de consumo de potência do *link* de transmissão com amplificação óptica apresentado na Seção 3.1. Mais a frente será mostrado como este limite inferior fornece uma referência útil para comparar a energia consumida por diferentes sistemas de transmissão.

Em cada comprimento de onda, a relação sinal-ruído óptica (OSNR: *Optical Signal-to-Noise Ratio*) na saída da etapa m em cada *link* opticamente amplificado é dada por: [29]

$$OSNR = \frac{P_1}{2n_{sp}m(e^{\alpha L_{stage}} - 1)hvB_0} \quad (2)$$

onde P_1 é a potência média do sinal na saída do transmissor e na saída de cada um dos amplificadores, n_{sp} é o fator de emissão espontânea em cada um dos amplificadores, h é a constante de Plank, e ν é a freqüência óptica.

É conveniente expressar a equação (2) em termos da SNR por bit SNR_{bit} , a qual é a divisão entre a energia do sinal e a energia de ruído integrada ao longo do período de um bit. A SNR_{bit} é obtida através da fórmula $SNR_{bit} = 2\tau_{bit} B_0 OSNR$, onde τ_{bit} é o período do bit [30]. Assim, a energia por bit do sinal óptico na saída do m -ésimo amplificador é dada por

$$E_1 = P_1\tau_{bit} = SNR_{bit}n_{sp}m(e^{\alpha L_{stage}} - 1)hv \quad (3)$$

Ao relacionar as equações (1) e (3), a energia total consumida (por bit por comprimento de onda) por todos os dispositivos ativos no *link* opticamente amplificado é $E_{bit} = P_{tot}\tau_{bit}/k$, como se segue:

$$E_{bit} = E_{AMP} + E_{TX/RX} \quad (4)$$

Onde

$$E_{AMP} = m \frac{P_A\tau_{bit}}{k} = \frac{SNR_{bit}n_{sp}m^2(e^{\alpha L_{stage}} - 1)(1 - e^{\alpha L_{stage}})hv}{n_{EPCE}} \quad (5)$$

é a energia total por bit por comprimento de onda nos amplificadores e $E_{TX/RX} = P_{TX/RX}\tau_{bit}/k$ é a mesma energia consumida pelo par emissor/receptor. No capítulo 4 será realizada uma análise detalhada do termo $E_{TX/RX}$ da equação (4), mas, antes disso, serão explorados os limites inferiores de E_{AMP} .

A fim de determinar o limite teórico do consumo de energia do amplificador por bit E_{AMP} , a eficiência de conversão de potência n_{PCE} foi definida para o seu valor teórico

máximo, que é de aproximadamente 1, e é válido para um amplificador de fibra dopado com érbio (EDFA: *Erbium-Doped Fiber Amplifier*) em um comprimento de onda do laser próximo de 1480 nm e comprimentos de onda do sinal em torno de 1550 nm. Além disso, é possível definir $n_E = 1$, o fator de emissão espontânea dos amplificadores $n_{sp} = 1$, e assumir que a perda de acoplamento na entrada e saída do amplificador é zero. É importante notar que esses são os parâmetros para um amplificador ideal e que, na prática, uma fibra do tipo EDFA fica próxima desses valores por poucos decibéis (dB). Assim, para os amplificadores ideais, a expressão (5) se reduz a:

$$E_{AMP-min} \cong SNR_{bit} m^2 (e^{\alpha L_{stage}} - 1)(1 - e^{\alpha L_{stage}}) h\nu \quad (6)$$

onde $E_{AMP-min}$ é teoricamente o menor valor para E_{AMP} .

A Figura 4 é um gráfico de $E_{AMP-min}$ como uma função do espaçamento dos amplificadores L_{stage} para uma distância total de transmissão $L = 2000\ km$, com uma perda de 0,2 dB/km na fibra e 1,55 μm de comprimento de onda. Os dados são apresentados para OOK (*On-Off Keying*) e DBPSK (*Differential Binary Phase-Shift Keying*) com uma taxa de erro de bit (BER: *Bit Error Rate*) de 10^{-9} , a qual necessita de uma SNR de 16,1 dB por bit para OOK e 13,4 dB para DBPSK [30]. Como esperado, a vantagem de aproximadamente 3 dB na sensibilidade do sistema DBPSK sobre o OOK [30], é indicada por esses valores de SNR_{bit} e se traduz em um menor limite inferior de energia total por bit do sistema para DBPSK. Um formato de modulação ainda mais eficiente em termos energéticos é o DP-QPSK (*Dual-Polarization Quaternary Phase-Shift Keying*) [31]. Este formato de modulação melhora 1 dB em relação ao DBPSK.

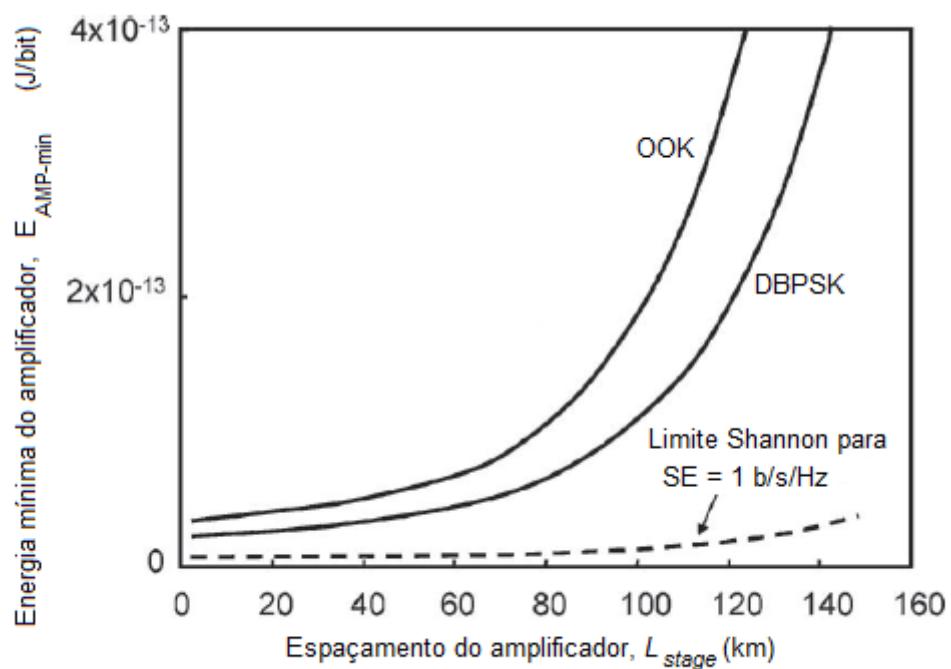


Figura 4 - Energia mínima total por bit do amplificador para sistema opticamente amplificado de 2000 km como função do espaçamento do amplificador. A perda da fibra é 0,2 dB/km e o SNR por bit é 16,1 dB para OOK e 13,4 dB para DBPSK [1].

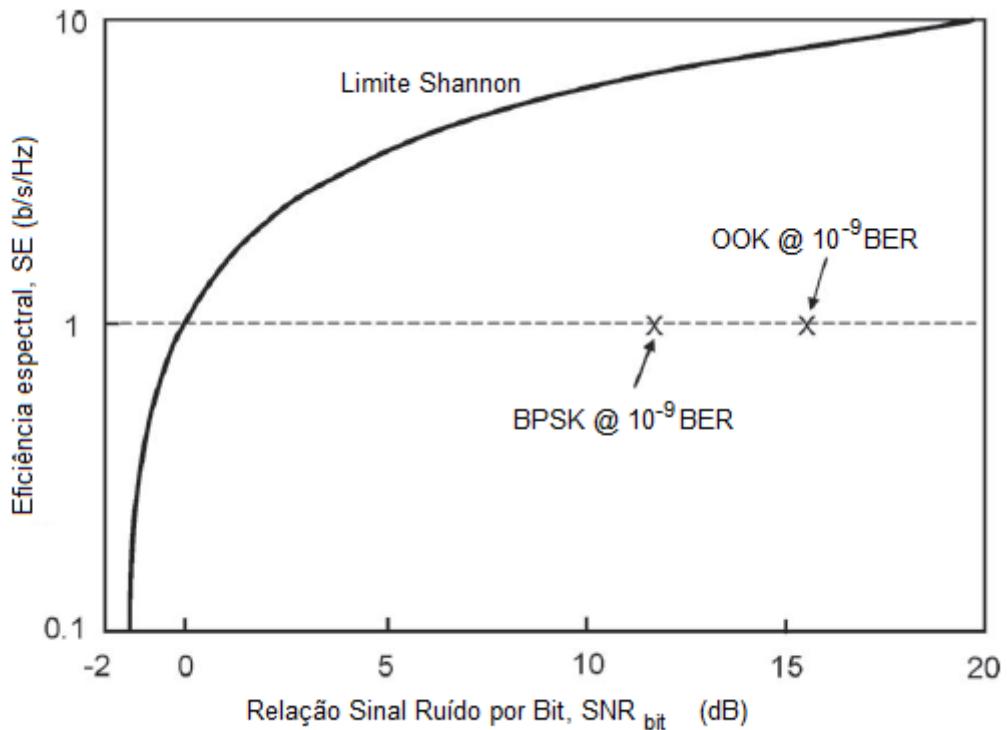


Figura 5 - Eficiência espectral versus SNR_{bit} , mostrando o limite Shannon [1].

A Figura 5 mostra a eficiência espectral (SE: *Spectral Efficiency*), em bits por segundo por Hertz, em função de SNR_{bit} . A linha contínua é conhecida como limite de Shannon [32], que é expresso pela equação (7)

$$SE = \log_2(1 + SE SNR_{bit}) \quad (7)$$

Existem outros formatos para essa equação, que podem ser encontrados em [32] ou [25]. A equação (7) assume que os pulsos de sinalização são funções *sinc* e que não há banda de guarda [25].

Também são mostradas na Figura 5 as localizações dos pontos que representam os dados de BPSK e OOK presentes na Figura 4. A linha horizontal tracejada na Figura 5 representa uma eficiência espectral de 1 b/s/Hz, na qual o limite de Shannon é $SNR_{bit} = 0 \text{ dB}$. A Figura 4 mostra $E_{AMP-min}$ (linha tracejada) no limite de Shannon para esta eficiência espectral, que não contempla correção de erros.

Em princípio, a sensibilidade do receptor pode ser melhorada através da correção posterior de erros (FEC: *Forward Error Correction*), que utiliza métodos como: *turbocoding* ou codificação de baixa densidade de verificação de paridade (ou *low-density parity-check*).

parity-check coding) [33]. Ganhos de codificação de até 10 dB e o desempenho de receptores muito próximo do limite de Shannon foram demonstrados utilizando uma variedade de técnicas de codificação de [33], [34]. Embora FEC possa melhorar a sensibilidade do receptor e, portanto, melhorar a eficiência energética da camada de transporte, esse recurso também consome energia [35], e isso precisa ser levado em conta com relação à redução da eficiência energética causada por sua utilização em sistemas ópticos.

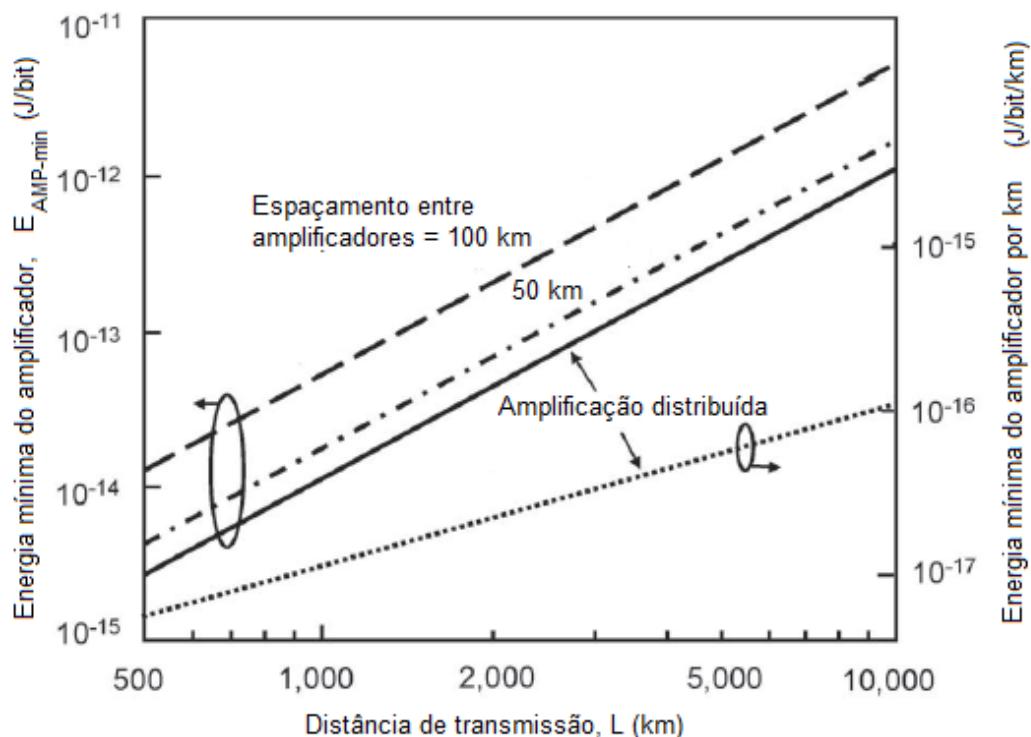


Figura 6 - Energia mínima do amplificador por bit para sistema opticamente amplificado com OOK e espaçamento entre amplificadores de 50 e 100 km e com amplificação distribuída. Também mostra a energia mínima do amplificador por bit por quilômetro de distância de transmissão para amplificação distribuída. A energia por bit por quilômetro para amplificadores concentrados tem a mesma inclinação que esta curva, mas os valores absolutos aumentam conforme o espaçamento entre os amplificadores cresce. A atenuação da fibra é 0,2 dB/km [1].

Para se ter uma noção de como a energia envolvida na codificação influencia no consumo geral do sistema, foi considerado o sistema de 2000 km da Figura 4 com um espaçamento de 100 km entre os amplificadores. Nele, a mínima energia por bit no amplificador utilizando-se BPSK sem decodificação é aproximadamente 100 fJ maior do

que a energia mínima para a operação do amplificador no limite de Shannon. Portanto, se a energia por bit requerida para codificação e decodificação for maior que 100 fJ, não haverá vantagem em utilizar esta técnica. Na Parte II [36], pode-se verificar que, com a tecnologia de 2009, ou seja, circuito integrado (IC: *Integrated Circuit*), CMOS (*Complementary Metal-Oxide-Semiconductor*), de 45-nm e incluindo a energia gasta com as interligações internas do dispositivo, o consumo de energia de um transistor ao realizar qualquer mudança de nível lógico era de cerca de 3 fJ. Desse modo, a codificação e decodificação teriam que precisar de menos do que 35 transições de nível lógico por bit cada uma, isso se a economia de energia for benefício desejado. A FEC é computacionalmente intensiva [35], e requer muito mais do que 70 transições de nível lógico por bit. Atuais versões comerciais de FEC, por exemplo [37], que operam a 40 Gb/s, consomem cerca de 250 pJ/b. No entanto, as futuras gerações de tecnologia CMOS podem eventualmente fornecer uma eficiência energética maior para realizar a FEC, o que melhora o cenário no contexto dessa análise. É importante deixar claro que a FEC é eficaz na redução do impacto das degradações no desempenho do sistema, as quais são adversidades que ocorrem devido à dispersão e a outras deficiências dos sistemas, porém a comparação de sua eficiência energética com outros métodos para a mesma finalidade está fora do âmbito desta monografia.

A Figura 6 mostra o comportamento de $E_{AMP-min}$ em função da distância total de transmissão em sistemas OOK com espaçamento dos amplificadores entre 50 e 100 km. Como foi descrito anteriormente, a SNR por bit no receptor é de 16,1 dB. Para um *link* de 1000 km, o valor de $E_{AMP-min}$, para um sistema com espaçamento de 100 km entre os amplificadores, é de cerca de 0,2 pJ/b, e, para um sistema de 10.000 km, é 5 pJ/b.

Até agora, foram considerados *links* com uma densidade conhecida de amplificadores. No entanto, a menor energia por bit é obtida com espaçamento zero entre esses dispositivos, ou seja, com uma amplificação distribuída ao longo da fibra [38]. Quando $L_{stage} = L/m \rightarrow 0$ na equação (5), obtém-se a mínima amplificação de energia $E_{AMP-dist}$ para um sistema com repetidores totalmente distribuídos

$$E_{AMP-dist} = SNR_{bit} (\alpha L)^2 h\nu \quad (8)$$

A partir da equação (8), é possível calcular $E_{AMP-dist}$ para o *link* de 2000 km da Figura 4, que é de 44 fJ/b com OOK, de 24 fJ/b para DBPSK e ainda 4,4 fJ/b no limite de Shannon considerando-se uma eficiência espectral de $SE = 1b/s/Hz$.

A Figura 6 mostra a mínima amplificação de energia por bit $E_{AMP-dist}$ e também a menor amplificação por bit por quilômetro de distância de transmissão para um sistema que utiliza amplificação distribuída. É possível notar que a energia para amplificar cada bit diminui à medida que o espaçamento entre os amplificadores é reduzido e atinge um valor mínimo para uma amplificação totalmente distribuída. Isto também pode ser visto na Figura 4, na qual as curvas de $E_{AMP-min}$ se tornam assíntotas de $E_{AMP-dist}$ conforme o espaçamento entre os amplificadores se aproxima de zero. A razão pela qual essa energia é mínima é que o ruído do tipo “emissão espontânea amplificada” (ASE: *Amplified Spontaneous Energy*) se acumula mais lentamente conforme a distância aumenta em sistemas com menores espaçamentos entre os repetidores. A taxa mínima de acumulação de ruído ocorre com amplificação distribuída.

Amplificadores comerciais consomem muito mais energia do que o limite inferior mostrado anteriormente. A eficiência intrínseca de conversão de potência n_{PCE} para fontes de 980 nm é de 63%, e para 1480 nm é de 95%. Se forem incluídas perdas por acoplamento, um valor típico para n_{PCE} dos dispositivos comerciais é aproximadamente 40% e a eficiência de conversão de energia elétrica n_{EPCE} é de cerca de 1% [29]. Portanto, os sistemas reais que utilizam a tecnologia atual tipicamente consomem pelo menos duas ordens de grandeza (cem vezes) mais energia do que o limite inferior teórico.

3.3. Melhor Espaçamento entre Repetidores

A equação (5) mostra que, para um estágio de comprimento fixo L_{stage} , a energia do amplificador aumenta com o quadrado da quantidade de estágios de amplificação m . Esse aumento no consumo está associado ao acúmulo de ASE conforme o aumento do número de estágios. Pares transmissor/receptor optoeletrônicos, como os repetidores, posicionados estratégicamente ao longo do caminho de transmissão podem controlar este acúmulo, e, assim, regular o aumento quadrático do consumo de energia. Neste contexto, uma questão fundamental é: para um comprimento médio fixo do sistema L_{system} e para um espaçamento entre amplificadores L_{stage} dado (geralmente determinado antecipadamente por testes em campo), qual é o espaçamento ideal entre os repetidores optoeletrônicos que minimiza o limite inferior do consumo de energia de um sistema como da Figura 3(a)? Em outras palavras: qual é o número ideal n de *links* na Figura 3(a) ou qual é a quantidade ideal de amplificadores por estágio na Figura 3(b)?

Uma segunda questão-chave é: quando n é otimizado, qual é o mínimo consumo de energia por bit por unidade de distância de transmissão?

Para responder a essas perguntas, precisamos considerar a energia de um bit do começo ao fim do percurso (por comprimento de onda) $E_{bit,system}$ no sistema da Figura 3(a). Esta energia é convertida em energia por bit por unidade de distância de transmissão através da divisão pela distância total de transmissão L_{system} . Como $E_{bit,system} = n E_{bit}$ e $L_{system} = n L$, então a energia total do sistema por bit e por unidade de distância de transmissão pode ser escrita como $E_{bit,system}/L_{system} = E_{bit}/L$, e, assim, o problema pode ser resolvido com foco na quantidade E_{bit}/L . Para um espaçamento fixo entre amplificadores $L_{stage} = L/m$, a energia total do sistema por bit e por unidade de distância de transmissão é a seguinte:

$$\frac{E_{bit}}{L} = \frac{E_{AMP}}{m L_{stage}} + \frac{E_{TX/RX}}{m L_{stage}} \quad (9)$$

É importante ressaltar que todos os termos da equação (9) que se referem a energias estão na unidade energia por bit por comprimento de onda. Substituindo (5) em (9), diferenciando-se com relação a m e considerando que essa derivada é zero, é possível demonstrar que o espaçamento ideal L_{opt} entre os repetidores para o consumo total mínimo de energia por bit é obtido quando

$$E_{AMP} = E_{TX/RX} \quad (10)$$

isto é,

$$m_{opt} P_A = P_{TX/RX} \quad (11)$$

onde m_{opt} é o valor ideal de m . A equação (11) mostra que o consumo total de energia por bit por unidade de distância de transmissão é mínimo quando o espaçamento entre os repetidores é escolhido de modo que a energia total (ou de alimentação) consumida por todos os amplificadores de cada *link* é a mesma que a energia (ou potência) consumida pelo transmissor e receptor para este *link*. Se o espaçamento dos repetidores é maior do que este valor ideal, a energia total consumida pelos amplificadores excede o total de energia do transmissor e do receptor. De modo inverso,

se o espaçamento dos repetidores é menor do que o valor ideal, o consumo total de energia dos amplificadores é menor que a energia utilizada pelo transmissor e receptor.

O valor ideal de m para o mínimo consumo total de energia por bit e por unidade de distância de transmissão é dado por

$$m_{opt} = \sqrt{\frac{E_{TX/RX} n_{EPCE}}{SNR_{bit} n_{sp} (e^{\alpha L_{stage}} - 1)(1 - e^{\alpha L_{stage}}) h\nu}} \quad (12)$$

Substituindo-se as equações (12) e (5) em (9), obtém-se que $(E_{bit}/L)_{opt,L}$ é o consumo ótimo de energia (ou seja: mínimo) por bit por comprimento de onda e por unidade de distância de transmissão para um sistema com amplificadores entre os *links*. Esse resultado vale quando o espaçamento entre os repetidores é otimizado para minimizar E_{bit}/L :

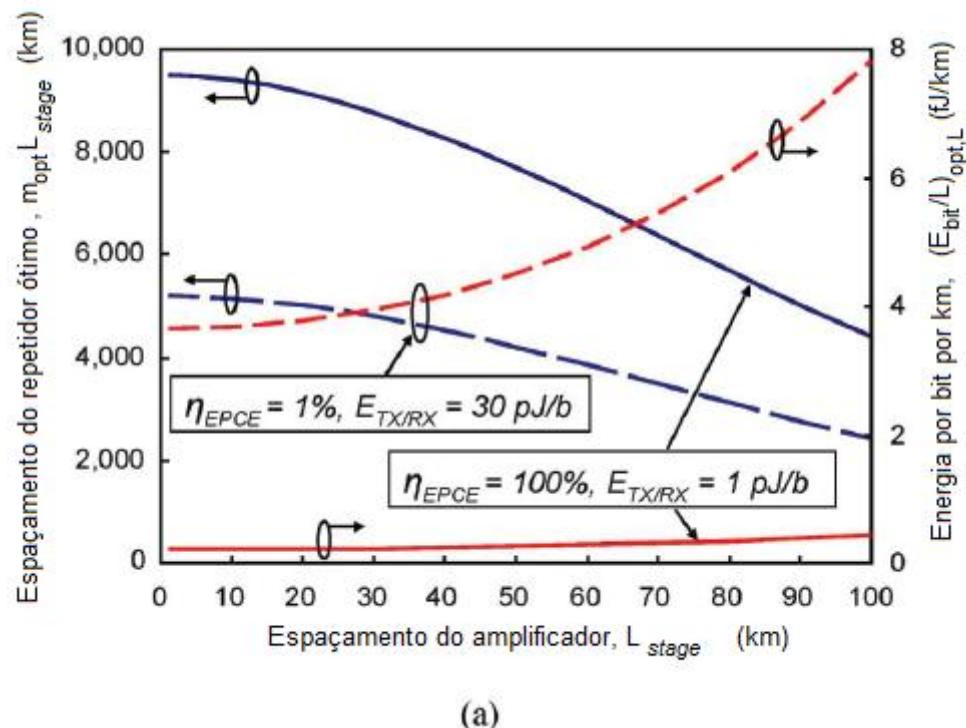
$$\left(\frac{E_{bit}}{L}\right)_{opt,L} = \frac{2\sqrt{SNR_{bit} n_{sp} (e^{\alpha L_{stage}} - 1)(1 - e^{\alpha L_{stage}}) h\nu E_{TX/RX}}}{L_{stage} \sqrt{n_{EPCE}}} \quad (13)$$

Para esse sistema, o valor ideal de energia por bit por comprimento de onda e por unidade de distância de transmissão quando o espaçamento está otimizado, é $(E_{bit}/L)_{opt,D}$, que, substituindo-se na equação (13), torna-se

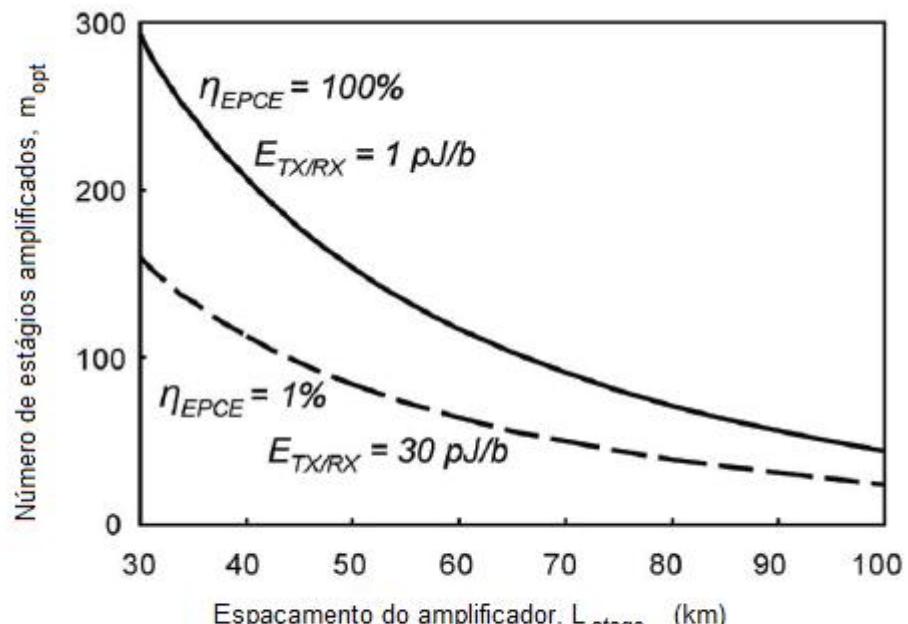
$$\left(\frac{E_{bit}}{L}\right)_{opt,D} = 2\alpha \frac{\sqrt{SNR_{bit} n_{sp} h\nu E_{TX/RX}}}{n_{EPCE}} \quad (14)$$

A Figura 7(a) mostra o espaçamento ideal $m_{opt} L_{stage}$ entre os repetidores, obtido a partir da equação (12), e a energia por bit por quilômetro, obtida a partir da equação (13), em relação ao espaçamento entre amplificadores L_{stage} para os dois cenários propostos. As linhas tracejadas representam o mais avançado nível da tecnologia de 2010, que é um amplificador de eficiência de conversão de energia elétrica $n_{EPCE} = 1\%$ e uma energia de transmissão/recepção por bit $E_{TX/RX} = 30pJ/b$ (no capítulo 4 há uma análise detalhada do consumo de energia do transmissor e do receptor). As linhas

contínuas se referem a um sistema ideal do futuro, com $\eta_{EPCE} = 100\%$ e $E_{TX/RX} = 1 \text{ pJ}/b$. Em ambos os exemplos, foram assumidos amplificadores ideais com $n_{sp} = 1$. A Figura 7(b) mostra a quantidade ideal de estágios m_{opt} e a atenuação da fibra é de 0,2 dB/km.



(a)



(b)

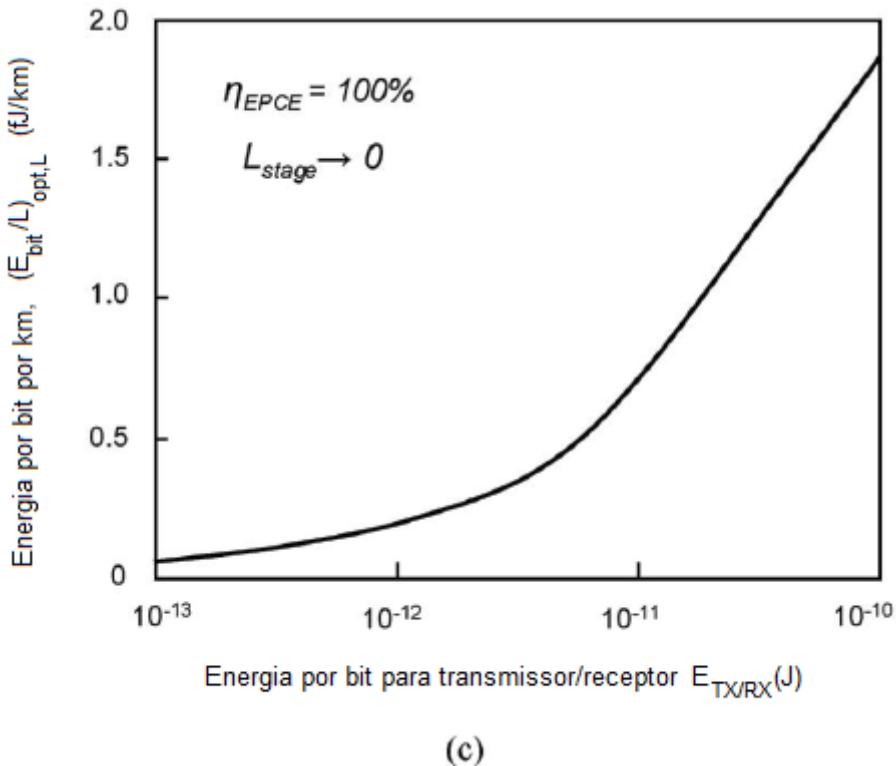


Figura 7 - (a) Espaçamento ótimo do repetidor $m_{\text{opt}}L_{\text{stage}}$ e energia ótima por bit por quilômetro versus espaçamento do amplificador L_{stage} . (b) Número ótimo de estágios amplificados m_{opt} versus espaçamento do amplificador L_{stage} . (c) Energia ótima por bit por quilômetro para amplificação distribuída. Em todos os exemplos, $n_{\text{sp}} = 0, 1$, $\text{SNR}_{\text{bit}} = 16, 1 \text{ dB}$, e $\alpha = 0, 2 \text{ dB/km}$ [1].

O espaçamento ideal entre os repetidores da Figura 7(a) é máximo e a energia ideal por bit por quilômetro é mínima quando o espaçamento $L_{\text{stage}} = 0$. Isso corresponde a um sistema de amplificadores distribuídos. Já o espaçamento ideal entre receptores é de 5200 km a 9500 km para as tecnologias de 2010, mas, em um sistema ideal do futuro, esses valores caem para 2400 km e 4400 km, respectivamente, com amplificadores concentrados e com um espaçamento de 100 km. A energia por bit por quilômetro para um sistema de 2010 varia de 3,7 fJ/b/km, com amplificação idealmente distribuída, até 7,9 fJ/b/km, quando $L_{\text{stage}} = 100 \text{ km}$. No caso de um sistema ideal do futuro, esse valor fica entre 0,2 a 0,5 fJ/b/km para um mesmo intervalo de valores de L_{stage} .

A Figura 7(c) mostra que a energia ideal por bit por quilômetro de um amplificador distribuído a partir da equação (14) como uma função de energia por bit $E_{TX/RX}$ do transmissor e receptor para uma faixa de 0,1 a 100 pJ fica entre 0,1 a 2 fJ/b/km.

3.4. Resumo do Capítulo 3

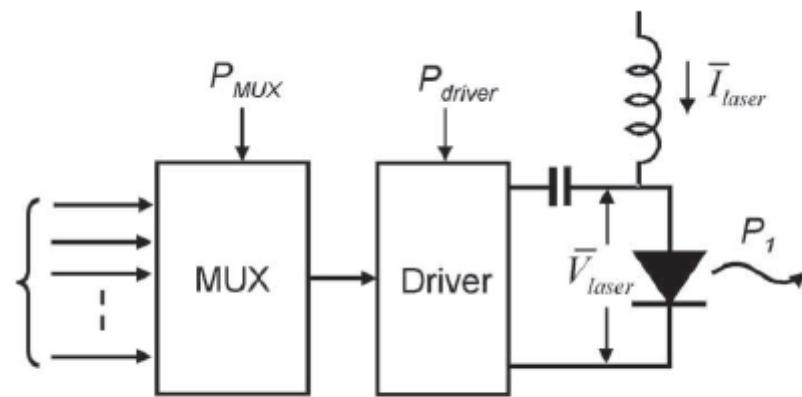
Para maior clareza, segue um resumo das principais discussões do capítulo 3:

- 1) A energia total por bit por comprimento de onda é a soma das energias dos amplificadores, dos transmissores e receptores do sistema.
- 2) A energia por bit de uma cadeia de amplificadores é dada pela equação (5).
- 3) A energia mínima por bit da camada de transporte de um sistema com amplificadores idealmente espaçados é dada pelas equações (13) e (14).
- 4) O espaçamento ideal entre repetidores $m_{opt} L_{stage}$ é obtido a partir da equação (12) ou na Figura 7.
- 5) Se o espaçamento entre os repetidores é significativamente menor que $m_{opt} L_{stage}$ ou se o comprimento total do sistema é inferior a esse valor, então o principal consumo de energia por bit no sistema é devido aos transmissores e receptores (e repetidores, caso sejam utilizados).
- 6) Se o espaçamento entre os repetidores é significativamente maior do que $m_{opt} L_{stage}$ ou se um sistema sem repetidores tem um comprimento total maior que esse valor, então o consumo total de energia por bit é predominantemente dos amplificadores.

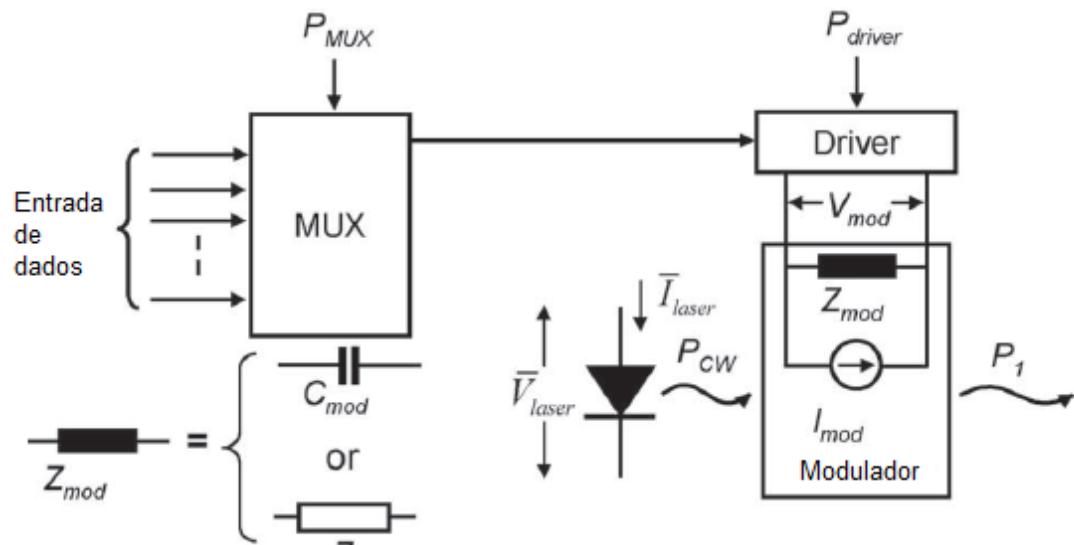
Por fim, é importante salientar que os dados apresentados no capítulo 3 são limites inferiores derivados de um modelo ideal. Sistemas comerciais de hoje (veja a Tabela 1) consomem mais energia do que esses dados sugerem. As razões mais importantes para essas diferenças serão discutidos no capítulo 5.

CAPÍTULO 4: CONSUMO DE ENERGIA EM TRANSMISSORES E RECEPTORES ÓPTICOS

Agora será estimado o consumo de energia nos transmissores e receptores ópticos. A Figura 8 mostra os elementos-chave de três tipos comuns de transmissor óptico. O transmissor na Figura 8(a) usa um laser com modulação direta e os transmissores das Figura 8(b) e (c) utilizam lasers modulados externamente. Todos os transmissores na Figura 8 empregam um ou mais *drivers* de alta velocidade e um multiplexador (MUX), que combina uma série de sinais de baixa taxa de bits em um fluxo com alta taxa de bits.



(a)



(b)

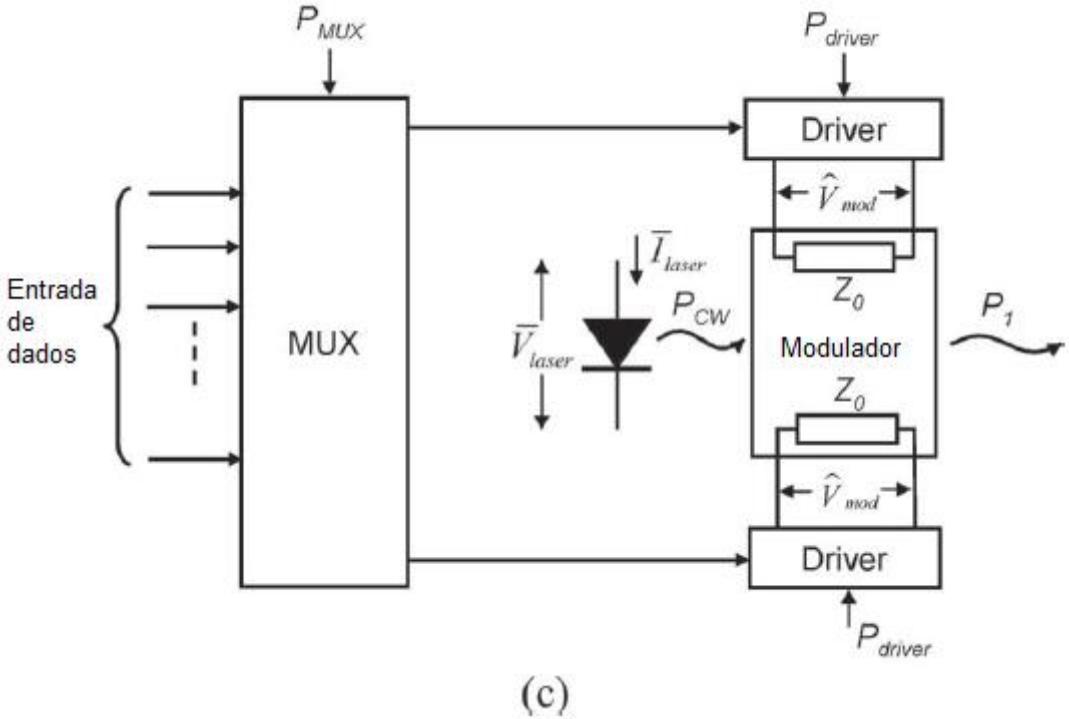


Figura 8 - Três transmissores ópticos comuns. (a) Laser diretamente modulado. (b) Laser externamente modulado usando modulador EA. (c) Laser externamente modulado usando modulador E-O [1].

4.1. Transmissores Diretamente Modulados

Por causa das consequências deletérias do *chirp* (um tipo de degradação causado por pequenas variações na freqüência de modulação), lasers diretamente modulados são geralmente mais adequados para sistemas de baixa taxa de bits [39] ao invés de *links* de longo alcance, que costumam possuir altas velocidades para compensar o investimento financeiro. No entanto, como será demonstrado nos parágrafos seguintes, lasers com modulação direta são potencialmente mais eficientes em termos energéticos do que transmissores modulados externamente. Dessa forma, as informações sobre lasers diretamente modulados foram incluídas para comparação com outros tipos de emissores.

Como mostrado na Figura 8(a), a corrente de polarização do laser e o sinal de drive para o laser diretamente modulado são combinadas em um modelo, o qual é representado por um capacitor, que bloqueia corrente contínua (DC), e um indutor. O consumo de potência do MUX e do *driver* da Figura 8(a) são P_{MUX} e P_{driver} , respectivamente. Como a tensão do laser é aproximadamente constante, o consumo

médio de potência do laser é $\bar{V}_{laser} \bar{I}_{laser}$, onde \bar{V}_{laser} e \bar{I}_{laser} são a tensão e a corrente médias do laser, respectivamente. Conseqüentemente, o consumo total de energia P_{direct} do transmissor diretamente modulado da Figura 8(a) é o seguinte:

$$P_{direct} = P_{MUX} + P_{driver} + \bar{V}_{laser} \bar{I}_{laser} \quad (15)$$

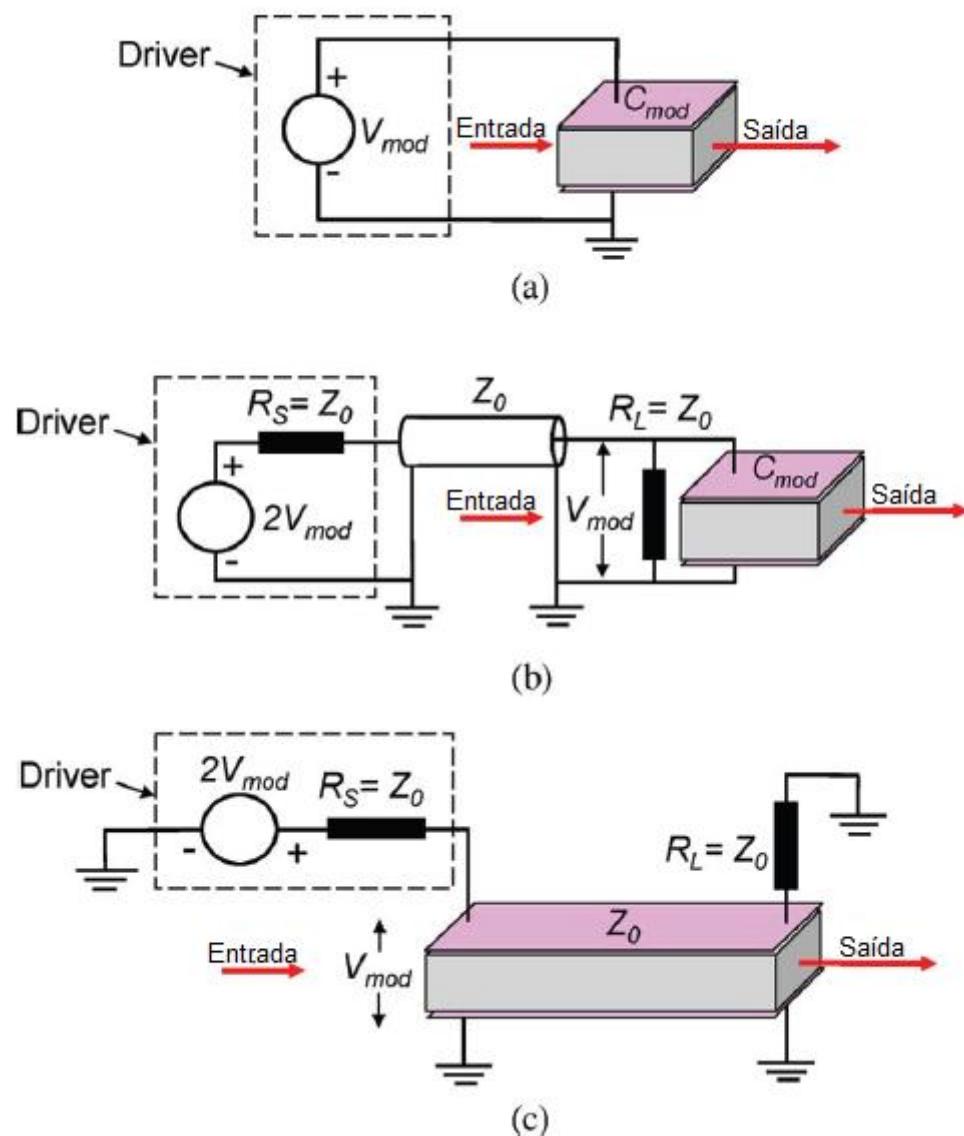


Figura 9 - Estruturas do modulador. (a) Modulador concentrado alimentado por fonte de baixa impedância. (b) Modulador concentrado alimentado via linha de transmissão. (c) Modulador de onda viajante [1].

4.2. Moduladores de Eletroabsorção

O transmissor externamente modulado da Figura 8(b) utiliza um dispositivo de eletroabsorção (EA: *Electroabsortion*), que é acionado com uma tensão instantânea V_{mod} . O modulador EA tem uma perda de excesso óptico L_{mod} . A impedância de entrada do modulador vista pelo *driver* é Z . Os detalhes dela dependem do tipo de modulador e afetam o projeto do *driver* e sua interface com o modulador. Como será descrito nos parágrafos seguintes, estas considerações sobre casamento de impedância podem influenciar o consumo de energia e a velocidade de modulação do modulador.

Dois tipos comuns de modulador EA estão ilustrados na Figura 9. As Figura 9(a) e (b) mostram os moduladores concentrados e Figura 9(c) mostra um modulador de onda viajante. Em dispositivos concentrados, o tamanho da região ativa é relativamente curto (tipicamente cerca de 100 μm) [40]. A impedância Z_{mod} do modulador vista pelo *driver* pode ser modelada como uma capacitância C_{mod} , como é mostrada na Figura 8(b).

Na fig. 8 também está presente um modelo simples de circuito do *driver*. Se o modulador é acionado por um circuito de baixa impedância, que é modelado como uma fonte de tensão ideal na Figura 9(a), o modulador pode, em princípio, funcionar em alta velocidade, pois a resistência R muito pequena da fonte de tensão ideal assegura um valor baixo para o a multiplicação $R C_{mod}$. No entanto, para alcançar este objetivo, é necessário colocar o estágio de saída do *driver* de baixa impedância fisicamente muito próximo do modulador. Um fio de qualquer comprimento significativo que for utilizado para ligar os dois dispositivos irá introduzir indutância e capacitância, as quais podem degradar seriamente o desempenho. Isto pode se tornar um problema se o *driver* e modulador forem fabricados em *chips* separados ou se estrutura do *chip* força uma separação física significativa.

Uma abordagem para solucionar o problema da separação física é interligar o modulador ao *driver* utilizando uma linha de transmissão casada, como está na Figura 9(b). A linha de transmissão tem impedância característica Z_0 , que é, tipicamente, 50 Ω . O *driver* tem uma fonte interna de resistência R_S , a qual está casada com Z_0 , e o modulador é alterado para que possua uma resistência de carga R_L , a qual também está casada com Z_0 . Desde que a capacitância do modulador C_{mod} seja suficientemente pequena, a carga na linha de transmissão é predominada pela resistência R_L . Com o casamento entre a fonte, a carga e a linha de transmissão, as reflexões são minimizadas e a resposta em frequência do dispositivo é otimizada. É importante notar que a

impedância vista pelo modulador é R_L , a qual é proporcional a Z_0 , por exemplo: $Z_0/2$, e o produto RC no modulador é, portanto, $C_{mod} Z_0/2$.

A impedância de entrada Z_{mod} vista pelo *driver* em direção à linha de transmissão é Z_0 . Como mostrado na Figura 9(b), a fonte de tensão equivalente de Thevenin necessária para realizar o *drive* do modulador é $2V_{mod}$. Como consequência deste aumento de tensão e da dissipação de energia no resistor de carga R_L da Figura 9(b), o circuito ali mostrado é inherentemente menos eficiente energeticamente do que o representado na Figura 9(a). Uma solução de contorno – ou seja: reduz os efeitos do problema, mas não resolve a causa – é a omissão da resistência de carga R_L . Essa ação resulta na redução da dissipação de energia, porém a quantidade de reflexões elétricas aumenta e o produto RC se eleva ao dobro.

A Figura 9(c) mostra um diagrama esquemático de um modulador de onda viajante [41], [42], que incorpora uma linha de transmissão elétrica de impedância característica Z_0 , que também é tipicamente 50Ω . O *driver* casado da Figura 9(c) é idêntico ao da Figura 9(b). Os moduladores de onda viajante do tipo EA tendem a possuir tensões de comutação mais baixas do que os dispositivos concentrados por causa ao seu maior comprimento. Os modelos mostrados nas Figura 9(b) e (c) são geralmente menos eficientes em termos energéticos do que o representado na Figura 9(a). No entanto, se a tensão de comutação for suficientemente pequena em um modulador distribuído, o impacto da energia consumida pela resistência de carga pode ser compensado.

O modelo de porta elétrica do modulador EA da Figura 8(b) inclui uma fonte de corrente em paralelo com a impedância de entrada do modulador Z_{mod} . Esta fonte tem uma corrente instantânea I_{mod} , como mostrada na Figura 8(b) e sua função é modelar a corrente associada aos portadores de luz (*photocarriers*) que são extraídos da região ativa do dispositivo.

Na Figura 9 foi considerado que os amplificadores *driver* ideais entregam toda a potência de alimentação do *driver* P_{driver} na Figura 8 para a fonte de tensão ideal nos modelos de *driver* da Figura 9. Esta suposição é boa para amplificadores distribuídos [43], mas é menos precisa em amplificadores concentrados. Partindo deste pressuposto ideal, o consumo total de energia do transmissor indiretamente modulado é a seguinte:

$$P_{external} = P_{MUX} + P_{driver} + \bar{V}_{laser} \bar{I}_{laser} + L_{mod} P_{CW} \quad (16)$$

Onde

$$P_{driver} = \overline{V_{mod} I_{mod}} + \frac{1}{2} C_{mod} (V_{mod}^{p-p})^2 B_r \quad (17 \text{ a})$$

$$P_{driver} = \overline{V_{mod} I_{mod}} + 2 \hat{V}_{mod}^2 / Z_0 \quad (17 \text{ b})$$

A forma da equação (17) depende da configuração do circuito do modulador. A equação (17a) aplica-se a Figura 9(a) e (17b) a Figura 9(b) e (c). Na equação (17), assumiu-se uma tensão digital de *drive* binária V_{mod} (ou seja, com dois níveis). No capítulo 6, esses resultados serão generalizados para incluir sinais de *drive* de múltiplos níveis. Um amplificador *driver* ideal combinado com uma resistência de saída de 50Ω tem uma eficiência também ideal de conversão energética $\eta_{driver} = 50\%$. Isto ocorre porque metade da potência de alimentação P_{driver} é dissipada na resistência interna R_S , como na Figura 9(b) e (c). Por outro lado, um *driver* ideal de baixa impedância tem uma eficiência ideal de conversão de energia $\eta_{driver} = 100\%$, uma vez que não existem perdas internas para o amplificador.

Na equação (17), V_{mod}^{p-p} é a oscilação pico-a-pico da tensão de modulação, \hat{V}_{mod} é o valor quadrático médio ou valor eficaz (rms: *root mean square*) da tensão de modulação, P_{CW} é a onda contínua de laser (CW: *Continuous Wave*) de potência de saída, B_r é a taxa de bit de modulação, e $\overline{V_{mod} I_{mod}}$ é a potência média associada com a fotocorrente I_{mod} . Na realidade, esse último termo representa a potência necessária para extrair portadores de luz do modulador. O termo $\frac{1}{2} C_{mod} (V_{mod}^{p-p})^2$ da equação (17) representa a energia necessária para carregar a capacitância C_{mod} do modulador concentrado por transição de nível de sinal, e o termo $2 \hat{V}_{mod}^2 / Z_0$ representa a potência dissipada nas resistências de fonte, R_S , e de carga, R_L , da Figura 9(b) e (c). Estritamente falando, a equação (17b) também deve incluir um termo $\frac{1}{2} C_{mod} (V_{mod}^{p-p})^2 B_r$ quando aplicada à Figura 9(b). No entanto, se o produto $Z_0 C_{mod} < 1$, o termo $2 \hat{V}_{mod}^2 / Z_0$ predomina na equação. Em média, existe uma transição por bit em dados que utilizam modulações que retornam a zero (RZ: Return-to-Zero) e menos do que uma transição por bit nos tipos que não retornam a zero (NRZ: Non-Return-to-Zero). Consequentemente, o

segundo termo do lado direito da equação (17) sobreestima ligeiramente o consumo de energia dos dados com modulações NRZ.

4.3. Moduladores Eletroópticos

A Figura 8(c) mostra um transmissor de alta velocidade modulado indiretamente através do atraso de fase produzido por um guia de onda óptico que se baseia no efeito eletro-óptico (EO: *Electrooptic effect*) [44]. Esses moduladores possuem dispositivos que usam materiais eletro-ópticos, como niobato de lítio e junções PN de silício [45] operando no modo de depleção. Em geral, moduladores desse tipo incorporam múltiplas portas elétricas de *drive*. A Figura 8(c) mostra um exemplo com duas portas de *drive*. Isso é típico de um transmissor que utiliza modulação DPSK com NRZ. No entanto, para formatos de modulação mais avançados, como DPQSK com NRZ, são necessárias estruturas de modulação com até seis portas de $50\ \Omega$ de *drive* elétrico.

Moduladores eletro-ópticos de alta velocidade geralmente são dispositivos de onda viajante com terminações internas resistivas, como mostrado na Figura 9(c) [46]. No entanto, trabalhos recentes sobre moduladores de silício baseados em *microring* [47] descobriram a possibilidade de modulação eletro-óptica concentrada de alta velocidade. Assim como nos moduladores de eletro-absorção, as terminações resistivas em dispositivos eletro-ópticos de onda viajante possuem tipicamente $50\ \Omega$. A linha de transmissão na Figura 9(c) é mostrada com condutores em linhas paralelas por simplicidade, mas linhas de transmissão de guia de ondas coplanares muitas vezes são usadas em dispositivos eletro-ópticos planares. O consumo de energia $P_{external}$ do transmissor externamente modulado na Figura 9(c) é o seguinte:

$$P_{external} = P_{MUX} + rP_{driver} + \bar{V}_{laser}\bar{I}_{laser} + L_{mod}P_{CW} \quad (18)$$

Onde r é o número de portas elétricas de *drive* e

$$P_{driver} = \frac{\hat{V}_{mod}^2}{Z_0} \quad (19)$$

Onde \hat{V}_{mod} é a tensão rms de modulação.

Tabela 2 - Consumo de energia em transmissores ópticos [1]

Tipo de transmissor	Componente	Energia por bit	
		Tecnologia 2010 (40 Gb/s)	“Alvo” 2020 (100 Gb/s)
	MUX	10 pJ	2 pJ
Modulado diretamente Figura 7(a)	Laser($\bar{V}_{laser}\bar{I}_{laser}$)	358 fJ	10 fJ
	Driver (P_{driver}/B_r)	212 fJ	20 fJ
	Laser + Driver	570 fJ	30 fJ
Modulado externamente (Eletro-absorção) Figura 6(b)	Laser ($\bar{V}_{laser}\bar{I}_{laser}/B_r$)	1,5 pJ	500 fJ
	Concentrados $V_{mod} = 3V$	$\frac{1}{2} C_{mod} (V_{mod}^{p-p})^2$	800 fJ
		$2\hat{V}_{mod}^2/Z_0 B_r$	4 pJ
		$\bar{V}_{mod} I_{mod}/B_r$	1,5 pJ
	Onda viajante	$2\hat{V}_{mod}^2/Z_0 B_r$	440 fJ
		$\bar{V}_{mod} I_{mod}/B_r$	500 fJ
	Driver (P_{driver}/B_r)		25 pJ
			100 fJ (C_{mod}) 3 pJ (Z_0)
	Laser + Driver		27 pJ
Modulado externamente (Eletro-óptico) Figura 6(c)	Laser ($\bar{V}_{laser}\bar{I}_{laser}/B_r$)	1,5 pJ	500 fJ
	$2\hat{V}_{mod}^2/Z_0 B_r$	4 pJ	1,6 pJ
	Driver (P_{driver}/B_r)	25 pJ	3 pJ
	Laser + 4 Drivers	~100 pJ	12 pJ

4.4. Exemplos de Consumo de Energia do Transmissor

A Tabela 2 apresenta alguns exemplos de consumo de energia por bit nos três tipos de transmissor ilustrados na Figura 8. Os dispositivos e valores de energia

mostrados sob o título "alvo" podem ser obtidos através de melhorias agressivas em tecnologia durante os próximos 10 a 15 anos em relação à de 2010. Esses números são especulativos, mas ajudam a identificar os tipos de melhorias no consumo de energia que podem ser atingidos por volta dos anos 2020 a 2025. A taxa de bits é 40 Gb/s para a tecnologia de 2010 e 100 Gb/s no futuro, porém é possível que alguns dispositivos funcionem com taxas de bits superiores daqui a 15 anos. Nas taxas de bits mais altas, os valores de energia por bit podem ser semelhantes ou ligeiramente superiores a 100 Gb/s.

4.4.1. Eletrônicos

Os dados da Tabela 2 incluem estimativas de consumo de energia dos principais circuitos eletrônicos dos transmissores: MUX e drivers. Ao fazer essas estimativas, é importante reconhecer as diferenças entre os resultados ideais de laboratório e projetos de produtos comerciais. Os primeiros muitas vezes levam os dispositivos ao limite de tensão e temperatura, enquanto os produtos comerciais necessitam incorporar grandes margens de segurança nas condições de funcionamento do dispositivo.

Embora sejam especulativos, os valores de 2020 não estão muito fora de alcance devido aos dados atuais de desempenho dos dispositivos em laboratório. Por exemplo, as demonstrações recentes de um MUX 8:1 usando tecnologia bipolar CMOS (BiCMOS: Bipolar Complementary Metal Oxide Semiconductor) de 130 nm em SiGe (liga de Silício e Germânio) apresentaram um consumo de energia de 10 pJ/b com uma taxa de bits de 87 Gb/s [48], e um módulo integrado de transmissão de 100 Gb/s usando InP duplo HBT (DHBT) consumiu 15 pJ/b [49]. Por outro lado, um MUX 4:1 comercial nos dias atuais [50] consome 60 pJ/b em uma taxa de bits total de 60 Gb/s. É importante deixar claro que uma comparação completa de tecnologias para MUX precisa levar em conta a proporção de entradas e saídas, porque não são somente os estágios de velocidade mais elevada que dissipam energia. Por exemplo, um MUX 4:1 de 40 Gb/s [51] dissipava apenas 0,33 W, enquanto um MUX 16:1 [51] com uma interface para SFI-5, que é um padrão de multiplexação de 16 links de 3,125 Gb/s em um link de 40 Gb/s (50 Gb/s com 25% de FEC) dissipava 2,8 W.

Na Tabela 2, está presente um valor intermediário de 10 pJ/b para a tecnologia de 2010 a 40 Gb/s. Neste contexto, é esperado que o consumo de energia para a próxima geração de dispositivos MUX/DEMUX (demultiplexador) BiCMOS [49] de 100 Gb/s poderia ser de cerca de 20 pJ/b [51]. Tecnologias de dispositivos eletrônicos de alta velocidade são melhoradas rapidamente e não é irracional antecipar que, com as futuras

gerações de tecnologia de SiGe, o consumo de energia de MUXs de alto desempenho poderia ser reduzido para cerca de 2 a 5 pJ/b. Desse modo, na Tabela 2 está um valor de 2 pJ/b como "alvo" para o consumo de energia dos futuros dispositivos MUX operando a 100 Gb/s.

Um típico driver ideal de banda larga para sistemas de 40 Gb/s capaz de fornecer oscilações de tensão de até cerca de 6 V em uma carga de $50\ \Omega$ [50] consome cerca de 2 W de potência, ou cerca de 50 pJ/b, que é muito maior do que qualquer laser ou modulador. É importante deixar claro que a energia consumida pelo modulador é fornecida pelo driver, de modo que a energia do driver nunca pode ser menor do que a energia do modulador. Desse modo, há espaço para redução substancial deste consumo de energia usando projetos avançados de enlaces, utilizando-se, por exemplo de amplificação distribuída. Por exemplo, um amplificador distribuído CMOS de 180 nm com uma oscilação de tensão de saída de 1,6 V em $50\ \Omega$ atingiu 40 Gb/s com um consumo de energia de 6,5 pJ/b [43] enquanto um consumo de 5 pJ/b em $50\ \Omega$ do *driver* do amplificador foi relatado em [49] para uma velocidade de 100 Gb/s usando a tecnologia DHBT. Na Tabela 2, foi colocado 25 pJ/b como representativo para o consumo de energia dos *drivers* de hoje.

No futuro, o consumo de energia dos *drivers* concebidos para cargas de $50\ \Omega$ acabará sendo limitado pela oscilação de tensão de saída e pela eficiência de conversão energética η_{driver} do circuito. Por exemplo, um *driver* de amplificador de classe A que incorpora uma carga interna de $50\ \Omega$, polarizada em DC, e fornece uma oscilação de 3 V pico-a-pico de tensão de saída para uma carga de $50\ \Omega$ e com uma eficiência η_{driver} de 35 % iria consumir cerca de 600 fJ/b a 100 Gb/s. Esta é a base para o nosso valor "alvo" na Tabela 2 para a energia do *driver*.

Para moduladores EA concentrados com drivers de baixa impedância, a energia de *driver* foi estimada em 100 fJ na coluna "alvo". Este é o dobro da energia $\frac{1}{2} C_{\text{mod}}(V_{\text{mod}}^{\text{p-p}})^2$ para o modulador, assumindo uma eficiência de conversão de potência de 50% para o driver.

4.4.2. Lasers Modulados Diretamente

Lasers modulados diretamente: Lasers com cavidade vertical (VCSELs: vertical cavity surface-emitting lasers) têm apresentado um consumo de energia de 358 fJ/bit em 35 Gb/s [54]. A fonte de transmissão mais eficiente em termos de energia para um laser semicondutor é um amplificador com um estágio de saída que fornece uma corrente de

drive diretamente no laser, o qual já é um dispositivo com baixa impedância. Para minimizar o consumo de energia, o estágio de saída deve estar integrado e bem próximo do laser, sem linha de transmissão ou resistências de $50\ \Omega$ no circuito. Em [52], o laser é polarizado em cerca de 5 mA e a corrente do sinal de modulação do laser é de cerca de 10 mA pico-a-pico. Se o estágio de saída de um driver de corrente ideal tem uma tensão de alimentação de 4 V, isto proporcionaria uma queda de tensão de 2 V no transistor de saída e 2 V no laser. Desse modo, o consumo de energia do estágio final do *driver* e do laser poderia ser de aproximadamente 25 mW, ou 570 fJ/b, dos quais 358 fJ são consumidos pelo laser e os 212 fJ restantes são dissipados na fase final do driver, como está na Tabela 2.

Em uma exploração detalhada dos requisitos de dispositivos para interligações, Miller [39] descreve a possibilidade de se reduzir a energia por bit de lasers diretamente modulados para cerca de 10 fJ. Como apontado em [39], emissores de luz com nanocavidades podem ter potencial nessa área. Muitos desafios permanecem na fabricação de emissores de luz desse tipo, mas estudos teóricos recentes sugerem que larguras de banda de modulação da ordem de 100 GHz podem ser obtidas com consumo de energia abaixo de 10 fJ/b [53].

4.4.3. Lasers Modulados Externamente (ou Indiretamente)

Lasers modulado externamente (ou indiretamente): os dados na Tabela 2 para esse tipo de transmissor baseiam-se em lasers típicos de telecomunicações do tipo DFB (*distributed feedback laser*), com uma corrente *threshold* de 10 mA e uma eficiência (*slope efficiency*, que é a inclinação da reta do gráfico da potência de saída do laser versus a potência de entrada) de 0,2 AW. O laser é polarizado em $\bar{I}_{laser} = 30\text{ mA}$, $\bar{V}_{laser} = 2\text{ V}$ e com uma potência de saída óptica de $P_{CW} = 4\text{ mW}$. Desse modo, o consumo de energia é de 1,5 pJ/b a uma taxa de 40 Gb/s e de 600 fJ/b a 100 Gb/s.

Para um modulador concentrado com eletro-absorção operando a 40 Gb/s, com uma capacidade de 180 fF e uma tensão de modulação de cerca de 3 V [40], o termo $1/2 C_{mod}(V_{mod}^{p-p})^2$ é de 800 fJ/b e o termo $\bar{V}_{mod}\bar{I}_{mod}/B_r$ é de 1,5 pJ/b. Esta última contribuição para o consumo de energia é comparável com as outras contribuições e é maior do que o termo $1/2 C_{mod}(V_{mod}^{p-p})^2$, embora muitas vezes seja ignorado na literatura.

Para um modulador concentrado alimentado por uma linha de transmissão terminada com $50\ \Omega$, o termo $2\hat{V}_{mod}^2/Z_0 B_r$ é 4 pJ a 40 Gb/s e 1,6 pJ a 100 Gb/s (esses

resultados podem variar dependendo de como o circuito foi polarizado). A contribuição deste termo é a mesma para o modulador eletro-óptico com $V_{mod} = 3V$.

Para um modulador travelling wave eletro-óptico com uma oscilação de tensão de modulação de 1 V, a energia dissipada na resistência de terminação é de 440 fJ/b e 176 fJ/b para transmissões a 40 Gb/s e 100 Gb/s, respectivamente. A energia $\overline{V_{mod}I_{mod}}/B_r$ é de cerca de 500 fJ/b e 200 fJ/b com as respectivas taxas de bits anteriores. O modulador por eletro-absorção menos eficiente em termos energéticos é do tipo concentrado e alimentado por uma linha de transmissão. Nele, a energia total de 4,5 pJ/b é significativamente maior do que o consumo de 1,5 pJ/b de energia do laser.

Há algumas possibilidades para melhorias futuras na energia por bit de moduladores por eletroabsorção e eletro-ópticos, como indicadas na coluna "alvo" da Tabela 2. Para moduladores concentrados alimentados por *drivers* de baixa impedância, o consumo de energia pode ser reduzido através da diminuição da capacitância e da tensão do dispositivo. Recentemente, capacitâncias de dispositivo tão baixas quanto 11 fF e tensões de comutação de 3 V têm sido relatadas [54], o que corresponde a um termo $1/2 C_{mod}(V_{mod}^{p-p})^2$ de 50 fJ/b. Ainda existirão desafios para fazer a interface entre amplificadores driver de baixa impedância para esse dispositivo, mas foi utilizado esse valor de 50 fJ/b como "alvo" para o termo $1/2 C_{mod}(V_{mod}^{p-p})^2$ sob a expectativa de que isto será possível até 2020. No entanto, como mostrado na Tabela 2, o termo $\overline{V_{mod}I_{mod}}/B_r = 600$ fJ/b é dominante sobre o termo $1/2 C_{mod}(V_{mod}^{p-p})^2 = 50$ fJ/b para um dispositivo com uma tensão de comutação de $V_{mod} = 3V$. Isto sugere que, dependendo do nível de potência óptica sendo utilizado, os esforços futuros para redução do consumo de energia dos moduladores concentrados podem ser mais bem direcionados à redução da tensão de comutação do que à redução ainda maior da capacitância do dispositivo.

Ao estimar a energia "alvo" para moduladores de onda viajante, em princípio, o consumo de energia poderia ser reduzido através do aumento da impedância característica da linha de transmissão. Mas existe um limite superior para a esse fator, porque o seu aumento tenderia a reduzir o campo elétrico na região ativa associada com a tensão de modulação. Por essas razões, os valores alvo para os termos $1/2 C_{mod}(V_{mod}^{p-p})^2$ e $2\hat{V}_{mod}^2/Z_0B_r$ da Tabela 2 representam apenas melhorias modestas para a tecnologia de 2010.

Os dados na Tabela 2 para transmissores modulados externamente com eletro-óptica utilizam o mesmo laser que para o modulador com eletro-absorção. A oscilação da tensão de modulação V_{mod} para os primeiros é tipicamente cerca de 3 V. Desse modo, assim como para o segundo tipo de modulador, o valor "alvo" para o termo $\hat{V}_{\text{mod}}^2/Z_0$ representa apenas uma melhora modesta em relação à tecnologia de 2010.

4.5. Receptores Ópticos

A Figura 10 mostra diagramas de circuito de três configurações de receptores ópticos. As Figura 10(a) e (c) são receptores do tipo *single-ended* (apenas um fio possui variações de tensão, enquanto o outro está em uma tensão de referência, que normalmente é terra) e a Figura 10(b) é um receptor diferencial (dois fios transmitem informações, então o sinal é obtido a partir de suas diferenças de tensão). Os fotodiodos das Figura 10(a) e (b) estão ligados a uma linha de transmissão com uma impedância característica Z_0 (tipicamente 50 Ω), e estão casados com um resistor R_S , que realiza esse casamento. A linha de transmissão das Figura 10(a) e (b) é terminada com a entrada de um *clock* eletrônico para recuperação de dados (CDR: *Clock and Data Recovery*) e um circuito DEMUX com uma resistência de entrada casada $R_{in} = Z_0$. O circuito CDR/DEMUX também pode incluir conversores A/D (ADC: *Analogic-Digital Conversor*).

As configurações das Figura 10(a) e (b) permitem que o(s) fotodiodo(s) sejam alocados a alguma distância dos componentes eletrônicos e que usem uma linha de transmissão de baixa perda para transmitir o sinal detectado até circuito eletrônico.

O circuito receptor da Figura 10(c) não tem nenhuma linha de transmissão e o fotodiodo está localizado bem próximo do amplificador [55]. Este é tipicamente um amplificador de transimpedância (TIA: *Transimpedance amplifier*), que é um conversor de corrente em tensão, com baixa impedância de entrada. A resistência de entrada R_{in} deste amplificador é idealmente << 50 Ω, porque isto ajuda a minimizar o produto RC e maximizar a largura de banda. A tensão do sinal de entrada para os DEMUXs eletrônicos da Figura 10 é V_{in} .

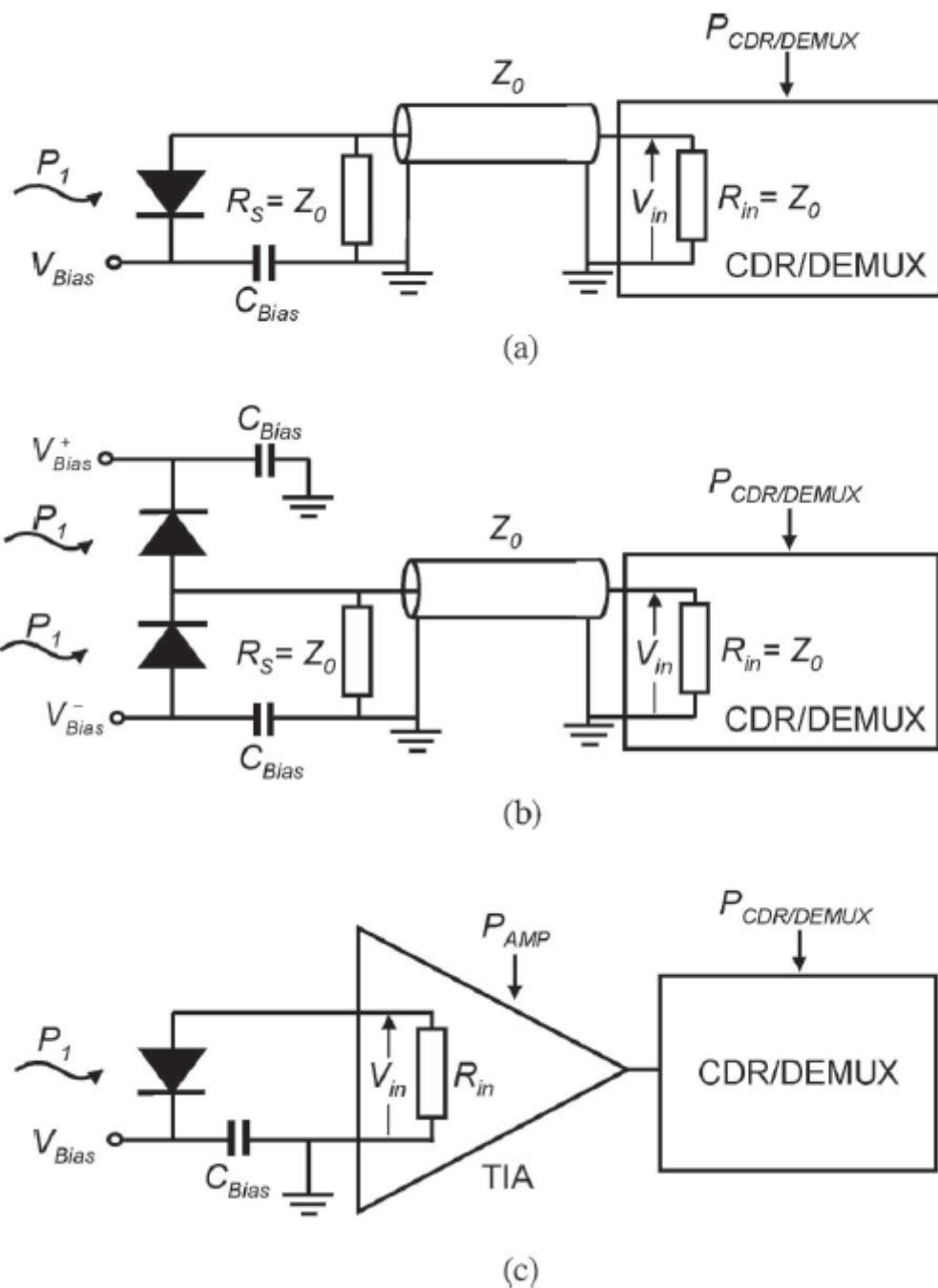


Figura 10 - Fotodiodo e circuito polarizador do receptor de entrada. (a) *Single ended* com linha de transmissão conectando o fotodiodo ao CDR/DEMUX. (b) *Balanceado* com linha de transmissão conectando o fotodiodo ao CDR/DEMUX. Um pré-amplificador óptico (não mostrado) aumenta os níveis de potência óptica de entrada em (a) e (b). (c) *Single-ended* com TIA e CDR/DEMUX [1].

Os fotodiodos da Figura 10 são todos reversamente polarizados com uma tensão de V_{Bias} . Se um pré-amplificador EDFA (não mostrado na Figura 10) for adicionado na

frente dos receptores das Figura 10(a) e (b), é possível conseguir uma oscilação da tensão de entrada V_{in}^{p-p} da ordem de 0,5 a 1 V (este modo de operação requer fotodiodos com um *high-damage threshold*). Esse nível de sinal é geralmente adequado para *drive* diretamente um DEMUX ou outro circuito [56], [57], eliminando-se, assim, a necessidade de um pré-amplificador. Porém, em receptores que incorporam um TIA eletrônico, como na Figura 10(c), um pré-amplificador EDFA costuma não ser necessário. O consumo de energia do CDR/DEMUX da Figura 10 é $P_{CDR/DEMUX}$ e o consumo de energia do TIA eletrônico da Figura 10(c) é P_{AMP} .

Se o ganho dos fotodiodos da Figura 10 é \mathfrak{R} , a energia fornecida pelo circuito de polarização é a seguinte:

$$P_{Bias} = \mathfrak{R}V_{Bias}(\bar{P}_1 + \bar{P}_2) \quad (20)$$

em que \bar{P}_1 e \bar{P}_2 são as potências médias das entradas ópticas incidentes sobre os fotodiodos. A oscilação pico-a-pico de voltagem V_{in}^{p-p} é a seguinte:

$$V_{in}^{p-p} = \frac{R_{in}\mathfrak{R}(P_1^{p-p} + P_2^{p-p})}{2} \quad (21)$$

onde P_1^{p-p} e P_2^{p-p} são as variações pico-a-pico das potências ópticas incidentes sobre os fotodiodos.

Se $\bar{P}_1 = P_1^{p-p}/2$ e $\bar{P}_2 = P_2^{p-p}/2$, então:

$$P_{Bias} = \frac{V_{Bias}V_{in}^{p-p}}{R_{in}} \quad (22)$$

$$V_{in}^{p-p} = \mathfrak{R}R_{in}(\bar{P}_1 + \bar{P}_2) \quad (23)$$

É importante deixar claro que P_2^{p-p} em (21) e \bar{P}_2 em (23) foram ajustados para zero nas Figura 10(a) e (c).

O consumo total de energia P_{total} do receptor óptico (excluindo o consumo de energia do CDR/DEMUX) é o seguinte:

$$P_{total} = P_{Bias} + P_{preamp} + P_{AMP} = \frac{V_{in}^{p-p}}{R_{in}} \left[V_{Bias} + \frac{1}{\eta_{preamp} \mathfrak{R}} \right] + P_{AMP} \quad (24)$$

onde $P_{preamp} = (\bar{P}_1 + \bar{P}_2)/\eta_{preamp}$ é a potência consumida pelo pré-amplificador EDFA e η_{preamp} é a eficiência da conversão de energia elétrica do pré-amplificador óptico. Se não for usado um pré-amplificador óptico, nas Figura 9(a) e (b) $P_{AMP} = 0$ e, para a Figura 10(c), $P_{preamp} = 0$. Nessas condições, o termo $1/\eta_{preamp} \mathfrak{R} = 0$ na equação (24).

Para alcançar uma oscilação pico-a-pico da tensão de entrada V_{in}^{p-p} de 0,5 V nas Figura 10(a) e (b) com uma tensão de polarização de 2 V, um ganho de 0,73 A/W nos fotodiodos [57], uma impedância característica de $Z_0 = 50 \Omega$, e uma eficiência de conversão de energia elétrica de $\eta_{preamp} = 1\%$ (típica para tecnologia de 2010), a potência óptica total de entrada será $(\bar{P}_1 + \bar{P}_2) = 14 \text{ mW}$ e o consumo total de energia do receptor será $P_{total} = 1,4 \text{ W}$. Se a eficiência de conversão de energia elétrica do pré-amplificador óptico fosse melhorada para cerca de 10 %, o consumo de energia do receptor cairia para $P_{total} = 157 \text{ mW}$, o que representa um consumo do circuito de polarização e do pré-amplificador de 1,6 pJ/bit a uma taxa de 100 Gb/s.

O receptor da Figura 10(c) operaria normalmente sem um pré-amplificador óptico e com um nível de potência de entrada óptica que é de 10 dB a 20 dB menor do que o valor de 14 mW do exemplo anterior. Nesse baixo nível de potência, o termo $V_{in}^{p-p} V_{bias}/R_{in}$ da equação (24) seria de 10 a 100 vezes menor, ou inferior a 200 μW . Conseqüentemente, o consumo de energia do TIA domina o total de energia utilizada. Um típico TIA comercial de 2010 de 40 Gb/s consome aproximadamente 145 mW, ou 3,6 pJ/b [58] e uma demonstração de laboratório de um TIA incorporando um controle automático de ganho (AGC: *Automatic Gain Control*, um circuito que controla o ganho que deve ser dado a um sinal para que a saída se mantenha em uma faixa aceitável), operando a 40 Gb/s com CMOS de 90 nm têm conseguido um consumo de energia de 1,9 pJ/b [59]. Quando um CDR é incluído no chip, ele consome 1,2 pJ/b a mais [59]. Sendo assim, o consumo "alvo" de energia para um TIA de 100 Gb/s é de 0,5 pJ/b.

Circuitos CDR/DEMUX de alta velocidade consomem tipicamente mais energia que um MUX, porque uma maior proporção do circuito opera a uma velocidade elevada [51]. Por exemplo, em [60], em um sistema de 100 Gb/s em laboratório, um DEMUX 1:2

baseado em InPHBT consumiu de 10 pJ/b a 30 pJ/b, e em [61], um CDR baseado em InP DHBT integrado com um DEMUX 1:2 a 100 Gb/s consumiram 21 pJ/b. Circuitos DEMUX com maiores taxas de demultiplexação (por exemplo, 1:4, 1:8 e 1:16) consomem ainda mais energia que um DEMUX 1:2.

Tabela 3 - Consumo de energia em receptores ópticos

Tipo de receptor	Componente	Energia por bit	
		Tecnologia 2010 (40 Gb/s)	“Alvo” 2020 (100 Gb/s)
	CDR/DEMUX	20 pJ	2 pJ
Figs 8(a) e 8(b)	Potência de pré-amplificador óptico e potência de polarização	35 pJ	1,6 pJ
Fig. 8(c)	Potência de amplificador de transimpedância	3,6 pJ	0,5 pJ

Além disso, como os dados são demultiplexados para taxas de bits mais baixas, existem mais canais eletrônicos paralelos, embora a taxas de bits mais baixas. Isso ressalta o fato de que há um consumo de energia considerável nos receptores e transmissores eletrônicos nos níveis retirados dos circuitos de altas taxas de bits. Essa questão será abordada com maior detalhamento no capítulo 5.

Os dados dos parágrafos anteriores encontram-se resumidos na Tabela 3, que mostra a contribuição predominante para o consumo de energia em cada circuito: o pré-amplificador óptico, o circuito de polarização das Figura 10(a) e (b), e a contribuição do TIA da Figura 10(c). No cálculo dos valores da Tabela 3, foi feita a suposição bastante otimista de que a eficiência de conversão de energia do pré-amplificador óptico pode ser melhorada para aproximadamente 25% até 2020.

CAPÍTULO 5: PERDAS DE ENERGIA E OVERHEADS

5.1. Limites Inferiores de Energia em Sistemas Comerciais

Na seção 3.1, foi mostrado que o limite inferior do consumo de energia do amplificador é de aproximadamente 50 fJ/b em um sistema de 1000 km com um espaçamento de 100 km entre os repetidores. A Tabela 2 mostra que o limite inferior de energia em um transmissor laser de 2010 modulado externamente é cerca de 60 pJ/b (predominante do MUX e do *driver*). Da mesma forma, a Tabela 3 mostra que o limite inferior no consumo de energia em um receptor ótico de alta velocidade da mesma época com transimpedância é de 34 pJ/b (principalmente do CDR/DEMUX). Portanto, o limite inferior do consumo total de energia para um sistema de 1000 km com essa tecnologia é cerca de 90 pJ/b (maior parte gasta pelo transmissor).

É interessante comparar os números do limite inferior do parágrafo anterior, com os dados de consumo de energia para um típico sistema comercial, como mostra a Tabela 1. Acontece que o limite inferior de 90 pJ/b descrito anteriormente para um sistema de 1000 km é aproximadamente 8 % do consumo de energia de 1,1 nJ/b dos sistemas comerciais padrão. Do mesmo modo, o mesmo raciocínio aplicado para os amplificadores ópticos resulta em 0,01 % dos 600 pJ/b consumidos pelos mesmos tipos de sistemas.

Sendo assim, como explicar uma diferença tão grande entre os limites inferiores obtidos teoricamente e os dados para um sistema comercial? De acordo com [36], há uma série de boas razões: 1) amplificadores ópticos atuais têm eficiência de conversão de energia da ordem de apenas 1% [29] e, normalmente, incluem um número de funções de controle e administração que consomem energia adicional, 2) *transceivers* de sistemas comerciais incluem alguns circuitos adicionais de processamento, como de supervisão, de administração, e de controle, e 3) os sistemas comerciais disponíveis no mercado não usam necessariamente as últimas gerações de tecnologia, o que mantém a operação dos dispositivos semicondutores bem longe de regiões onde o desempenho é muito melhor, mas a confiabilidade é degradada.

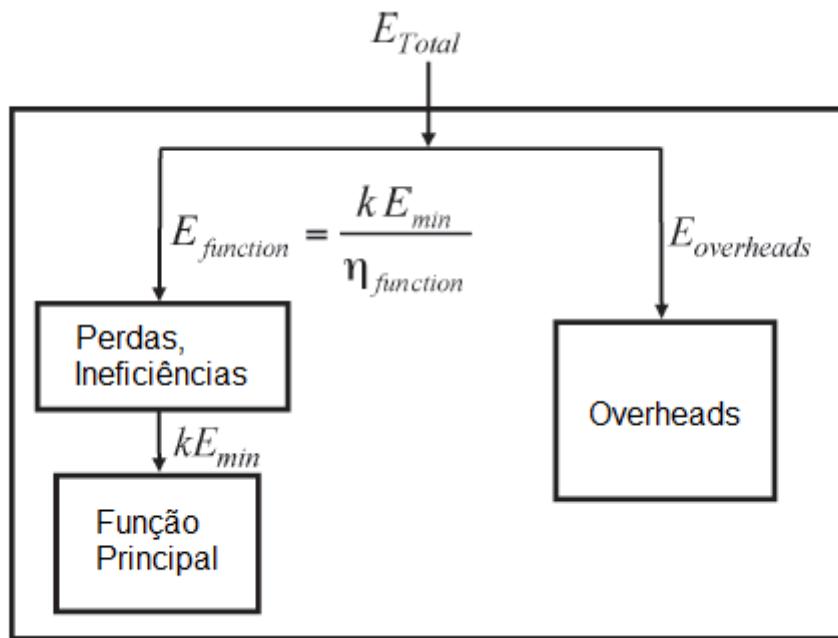


Figura 11 - Modelo de overheads de energia em subsistema

5.2. Modelando Ineficiências e Overheads

Para modelar a diferença entre o limite inferior ideal de consumo de energia em um subsistema de rede e o consumo de um subsistema real, será introduzido o conceito de eficiência de subsistema. A Figura 11 ilustra o fluxo de energia em um subsistema (ou sistema), que, em geral, é WDM e opera com k comprimentos de onda. Ele pode ser qualquer parte de uma rede de telecomunicações, incluindo, por exemplo, um único amplificador óptico, uma cadeia de amplificadores, um transmissor óptico, e um receptor ou repetidor.

A energia total de entrada por período de bit E_{Total} no subsistema é a soma de dois componentes: $E_{function}$ e $E_{overheads}$. O primeiro é a energia necessária para execução das principais funções do subsistema e o segundo é a energia consumida por funções auxiliares que não são essenciais, mas são necessárias para o subsistema operar (ambas são parametrizadas por período de bit). A energia $P_{overheads}$ consumida pelo overhead das funções auxiliares está relacionada com a energia de overhead por período de bit através de $E_{overheads} = P_{overheads}/B_r$.

Se o subsistema é um link opticamente amplificado, então $E_{function}$ inclui a energia consumida pelos seus lasers. Esta energia aumenta com o nível do sinal óptico e

com a quantidade k de comprimentos de onda. $E_{overheads}$ inclui a energia fixa consumida pelas funções auxiliares, tais como controle de temperatura, monitoramento de dispositivos e a sinalização operacional, além dos circuitos de controle e de gestão.

O limite inferior ideal de energia necessária para realizar as principais funções do subsistema por comprimento de onda é E_{min} . Na prática, $E_{function}$ será maior do que o valor ideal de kE_{min} devido a perdas, ineficiências e outros comportamentos não ideais. Por exemplo, em *links* opticamente amplificados estão presentes as ineficiências dos lasers, perdas por acoplamento e fator de emissão espontânea $n_{sp} \neq 1$. Além disso, as perdas por dispersão e as margens de operação do sistema podem exigir que o nível de potência óptica seja fixado em um valor maior que o mínimo absoluto necessário para uma determinada taxa de bits, e são necessários circuitos sofisticados de codificação/decodificação se o desempenho do sistema está próximo do limite de Shannon. No modelo da Figura 11, este comportamento não ideal é contabilizado pelo fator de eficiência $\eta_{function}$. A energia mínima E_{min} para a função está relacionada com $E_{function}$ através de $E_{function} = kE_{min}/\eta_{function}$.

A combinação das consequências das ineficiências e dos *overheads* de energia podem ser encapsulados em relação a um parâmetro de eficiência global do subsistema $\eta_{subsystem}$, o qual descreve a eficiência global do subsistema em termos da energia total de entrada. Desse modo, o limite inferior de energia para as principais funções é:

$$\eta_{subsystem} = \frac{kE_{min}}{E_{Total}} = \frac{1}{\eta_{function}^{-1} + (P_{overheads}/B_r k E_{min})} \quad (25)$$

Retornando-se para a comparação entre o limite inferior teórico E_{min} para *transceivers* ópticos e *links* opticamente amplificados, e os valores reais de consumo de energia para amplificadores ópticos com tecnologia de 2010 (ver Tabela 1). Nos *transceivers* ópticos comerciais, $\eta_{subsystem}$ está em uma faixa de 1 % a 10 %, porém, em amplificadores ópticos comerciais, esse fator é dez vezes menor (entre 0,1 % a 1 %). É difícil estimar a quantidade de energia gasta com perdas, ineficiências e *overheads* nos equipamentos de mercado, pois os fabricantes geralmente não divulgam publicamente informações sobre o perfil de consumo de energia de seus produtos. Contudo, estima-se que, para a maioria dos equipamentos comerciais que operam com $k = 40$ comprimentos de onda e $\eta_{function} \sim < 2\%$, $E_{function}$ e $E_{overheads}$ possuem aproximadamente a mesma

magnitude. Da mesma forma, mesmo se $\eta_{function} < 20\%$, os dois termos também devem ser equivalentes.

Uma conclusão importante é que a maior parte da energia consumida na camada de transporte dos sistemas atuais são perdas, ineficiências e *overheads*. Portanto, uma estratégia essencial para redução do consumo de energia dessa camada será a diminuição da quantidade de energia desperdiçada com as perdas que acabaram de ser mencionadas.

CAPÍTULO 6: EFICIÊNCIA ENERGÉTICA DOS FORMATOS DE MODULAÇÃO

Formatos de modulação com alta eficiência espectral, como DP-QPSK e QAM vão desempenhar um papel importante na camada de transporte dos sistemas futuros [62]. Sendo assim, é necessário considerar o impacto dos formatos de modulação na determinação do limite inferior da eficiência energética global dessa camada. Esses formatos impactam o consumo de energia do transmissor, do receptor e também dos amplificadores ópticos. Nesta seção, será considerada a influência dos formatos de modulação na energia consumida pelos *transceivers* ópticos e *links* opticamente amplificados.

Na análise desse impacto energético, serão considerados três domínios diferentes de operação, que foram identificados na seção 3.3:

- 1) O comprimento total do sistema ou o espaçamento entre os repetidores é inferior a $m_{opt}L_{stage}$. Nesse domínio, o mínimo de energia global por bit é dominado pelos transmissores e receptores.
- 2) O espaçamento entre repetidores é maior que $m_{opt}L_{stage}$. Nesse caso, o consumo mínimo geral de energia por bit é dominado pelos amplificadores ópticos.
- 3) O comprimento total do sistema é igual a $m_{opt}L_{stage}$ ou o espaçamento entre repetidores é igual a $m_{opt}L_{stage}$. Nessa situação, a contribuição dos transmissores e receptores para o mínimo consumo de energia total é igual ao consumo dos amplificadores ópticos.

6.1. Energia Predominada Pelos Transmissores e Receptores Ópticos

Como foram mostrados no capítulo 4, dois fatores importantes influenciam a energia do *driver*: a quantidade de portas elétricas de $50\ \Omega$ do(s) modulador(es) e o seletor de tensão do modulador. Transmissores com formatos de modulação com alta eficiência espectral geralmente exigem múltiplas portas para *drive* dessa modulação, o que aumenta o consumo de energia. No entanto, este aumento pode ser compensado até certo ponto, porque a taxa de símbolos sobre estas portas pode ser mais baixa do que a taxa de bits do transmissor, e os moduladores que operam a taxas de bits mais baixas podem ser projetados para operarem em baixas tensões [44].

Por exemplo, o DP-QPSK, que opera com 4 bits por símbolo, pode ser gerado usando uma estrutura com moduladores de quatro portas [63]. A taxa de símbolos de

sinais de comando (*drive*) em cada uma das quatro portas do modulador é um quarto da taxa de bits total transmitida. É possível, em princípio, a utilização de um modulador que é otimizado para esta baixa taxa de símbolos e que opera com uma tensão inferior. Sendo assim, dependendo da sua tensão, o limite inferior de energia total por bit transmitido consumida nessa modulação pode ser menor do que para um modulador OOK operando na mesma taxa de bits. É importante notar que a modulação DP-QPSK requer quatro amplificadores *drive*, enquanto a modulação OOK requer apenas um.

Para mostrar um exemplo do consumo de energia relacionado aos formatos de modulação com alta eficiência espectral, serão utilizados um transmissor e um receptor com QAM. Esse formato de modulação requer um receptor óptico coerente, mas o transmissor é mais energeticamente eficiente do que um transmissor DP-QPSK.

Transmissores QAM com alta eficiência espectral podem ser construídos utilizando um modulador com dois *drives* com a configuração do circuito da Figura 8(c) [64]. De acordo com a equação (19), a energia por bit requerida para acionar o modulador é a seguinte:

$$E_{bit,mod} = r \frac{P_{driver}}{B_r} = \frac{r \hat{V}_{mod}^2}{B_r Z_0} \quad (26)$$

Onde $r = 2$ é o número de portas no modulador. É importante ressaltar que $E_{bit,mod}$ na equação (26) é independente da taxa de símbolos, porque B_r é igual à taxa de símbolo vezes o número de bits por símbolo. Há alguma diferença no termo \hat{V}_{mod}^2 para QAM e OOK (ou para BPSK) devido a diferenças na forma de onda entre modulação binária e multinível. No entanto, o consumo de energia de um *driver* e modulador QAM é cerca de duas vezes maior que em um modulador para um transmissor OOK ou um transmissor BPSK.

Um receptor QAM tipicamente possui um oscilador local, uma matriz de fotodiodos balanceados (possivelmente combinados com dois TIAs) seguido por dois ADCs [64]. Após a análise na seção 4.5, é esperado que o consumo de energia do receptor seja dominado pelos TIAs e ADCs. Conseqüentemente, o consumo de energia do receptor com QAM é maior do que com OOK ou BPSK. Seguindo este raciocínio, a energia total por bit $E_{TX/RX,QAM}$ do transmissor/receptor com um sistema QAM é provavelmente maior do que para OOK ou BPSK.

6.2. Energia Predominada por Amplificadores Ópticos

Quando o espaçamento entre os repetidores é mais do que $m_{opt}L_{stage}$, o consumo de energia é dominado pelos amplificadores ópticos. A mínima energia para o amplificador é dada pela equação (6) e é proporcional à SNR por bit SNR_{bit} . Este termo é fortemente dependente do formato de modulação e aumenta em cerca de 2 dB para cada duplicação do tamanho M da constelação. Assim, SNR_{bit} para QAM-16 é cerca de 4 dB maior que para DPSK, e, em QAM-64, é 8 dB maior que para DPSK. O resultado disso é que a energia por bit é aumentada de 4 dB a 8 dB, respectivamente, e o benefício obtido em retorno desta redução da eficiência energética é um aumento de quatro vezes ou mais na eficiência espectral.

6.3. Espaçamento Ideal Entre Repetidores

Quando o espaçamento entre os repetidores é otimizado para minimizar o consumo total de energia, o consumo total de energia por bit por unidade de distância de transmissão é dado pela equação (13). De acordo com essa equação, esse consumo otimizado de energia é proporcional a $\sqrt{SNR_{bit}E_{TX/RX}}$. Se, como discutido na seção 6.1, $E_{TX/RX}$ para um sistema QAM é cerca de duas vezes maior que para um sistema BPSK, então, para um sistema com um espaçamento ótimo do repetidor, a energia por bit de um sistema QAM é aproximadamente $\sqrt{2SNR_{bit}}$ maior que de um sistema BPSK otimizado. A partir disso, é possível deduzir que em um sistema otimizado, o consumo de energia para QAM-16 seria 3,5 dB maior que para DPSK, e, em QAM-64, seria 5,5 dB maior que para DPSK. Estes aumentos no consumo de energia são apenas indicativos e claramente dependem do consumo real de energia do transmissor e receptor BPSK e QAM.

6.4. Sistemas Comerciais

É importante enfatizar que os resultados obtidos nos parágrafos anteriores aplicam-se a sistemas ideais sem perdas de energia devido a *overheads*. Os resultados das seções 6.1 a 6.3 mostram que o limite inferior ideal teórico de energia dos sistemas com alta eficiência espectral não é tão baixo como em sistemas com menor eficiência espectral. No entanto, agora será mostrado que esse não é necessariamente o caso de sistemas comerciais, pois nesses sistemas há muita perda de energia com *overheads*.

Considerando-se um sistema no qual os comprimentos de onda k de cada fibra transportam dados com uma taxa de bits B_r cada, a quantidade de fibras é f e o número total de comprimentos de onda é $k_{total} = f \cdot k$, de acordo com a equação (25), o

consumo total de energia $E_{TX/RX}$ do sistema por bit por comprimento de onda é o seguinte:

$$E_{bit} = \frac{E_{total}}{k_{total}} = \frac{E_{AMP-min}}{\eta_{amp}} + \frac{E_{TX/RX}}{\eta_{TX/RX}} + \frac{B_r P_{overheads,TX/RX}}{k_{total}} + \frac{f B_r P_{overheads,AMP}}{k_{total}} \quad (27)$$

onde $P_{overheads,TX/RX}$ é o consumo de energia por *overhead* de todos os transmissores e receptores ópticos, e $P_{overheads,AMP}$ é o consumo de energia por *overhead* em todos os amplificadores ópticos.

Nos sistemas da época de 2010, os dois termos de *overhead* no RHS da equação (27) são grandes. Em particular, o termo $P_{overheads,AMP}$ pode dominar todo o consumo de energia. É importante notar que esse termo é proporcional à quantidade de fibras, porque amplificadores extras são necessários conforme as fibras são adicionadas ao sistema. Conseqüentemente, o consumo de energia mínimo é conseguido através da redução do número de fibras e amplificadores. Portanto, nas camadas de transporte dos sistemas de hoje, há um incentivo de eficiência energética para empregar formatos de modulação mais eficientes do ponto de vista espectral, ou seja, para maximizar a utilização da fibra óptica. Se o termo $P_{overheads,AMP}$ for reduzido em futuras gerações de amplificadores, ou, se a distância de transmissão é curta, o termo $P_{overheads,TX/RX}$ pode dominar a equação (27).

Sob estas circunstâncias, a partir de um ponto de vista estritamente em termos de eficiência energética em sistemas ideais, não há necessidade de se alcançar uma alta eficiência espectral. Como mostrado anteriormente, se os dois primeiros termos no RHS da equação (27) dominarem, uma alta eficiência espectral é de fato desvantajosa sob uma ótica restrita à eficiência energética. Porém, em um sistema comercial, as perdas por *overheads* são proporcionais à quantidade de fibras ópticas de um *link*. Desse modo, nesses sistemas, a alta eficiência espectral é mais desejada em relação a um sistema ideal.

CAPÍTULO 7: CONSIDERAÇÕES FINAIS

7.1. Conclusão e Discussão

O limite inferior no consumo de energia da camada de transporte em sistemas opticamente amplificados foi identificado e também foi mostrado como este limite se relaciona com a distância de transmissão. Esse mínimo é limitado pelo número de amplificadores ópticos necessários no sistema e o consumo de energia de cada um. Por sua vez, a quantidade de amplificadores depende do tamanho do sistema, do ASE nos amplificadores ópticos e da sensibilidade do receptor óptico. Para a determinação desse limite inferior foi necessário considerar a energia consumida pelos transmissores e receptores ópticos usados nos terminais finais e pelos repetidores intermediários. Embora os formatos de modulação avançados, como QAM, fornecem alta eficiência espectral, eles geralmente são energeticamente menos eficientes no limite mínimo ideal do que os formatos de modulação simples, como OOK. No entanto, na prática, nos sistemas de 2010, que possuem grandes *overheads* de energia nos amplificadores, a alta eficiência espectral pode ajudar a melhorar a eficiência energética global.

Além das melhorias nas tecnologias atuais, existem duas abordagens que podem, possivelmente, permitir uma redução no consumo de energia para valores que são menores do que os calculados aqui. Uma delas seria através de uma redução na perda das fibras, o que permitirá o uso de menor quantidade de amplificadores, pois os limites inferiores vinculados ao coeficiente α de perda na fibra. Conseqüentemente, uma redução do limite inferior de uma ordem de magnitude iria requerer que a perda na fibra seja reduzida de 0,2 dB/km para 0,02 dB/km. Porém, essa baixa perda está além das capacidades de fibras de sílica.

Uma segunda abordagem para a redução do limite inferior seria a utilização de codificação para permitir que a sensibilidade do receptor se aproxime do limite de Shannon. No entanto, a energia adicional que precisaria ser utilizada no circuito de codificação poderia diminuir quaisquer benefícios. As futuras gerações de dispositivos eletrônicos com consumo muito baixo de energia podem, eventualmente, permitir que a codificação se torne um método viável para melhora da eficiência energética da camada de transporte dos sistemas óptico.

Foi mostrado que o consumo global de energia pode ser minimizado através da otimização do espaçamento dos repetidores dos sistemas opticamente amplificados. O espaçamento ideal desses repetidores para o consumo mínimo de energia é tipicamente

da ordem de vários milhares de quilômetros. Conforme as tecnologias evoluem, o espaçamento ideal para o repetidor de consumo mínimo de energia será de cerca de 10000 km. Para a camada de transporte com comprimentos que são menores que esse espaçamento ideal entre os repetidores, é claramente desejável minimizar o número de casos em que os sinais são convertidos entre os formatos ópticos e elétricos.

Como os transmissores e receptores ópticos são limitados principalmente pela tecnologia dos componentes eletrônicos utilizados para *drive* os componentes ópticos, é difícil, se não impossível, definir um limite inferior fundamental para o consumo de energia do transmissor/receptor. No entanto, foram estimados alguns valores “alvos” agressivos para esses dispositivos no futuro.

O foco deste trabalho foi realizar uma análise dos limites inferiores teóricos de energia da camada de transporte em sistemas ópticos. A diferença entre esses limites ideais e o consumo real de energia em sistemas comerciais atuais pode ser explicada devido às ineficiências e gastos de energia com *overhead*. Essas deficiências surgem em muitos níveis nos típicos sistemas de transmissão, como ineficiências do dispositivo com relação à amplificação óptica dos lasers e seus sistemas de refrigeração, em nível de circuito quando é necessário escolher entre eficiência e velocidade nos circuitos eletrônicos de alta velocidade usados em transmissores e receptores, e no nível do sistema em termos de multiplexação e gestão de *overhead*. Uma estratégia fundamental na redução do consumo de energia da camada de transporte dos sistemas ópticos será a redução dessas ineficiências e *overheads*.

7.2. Trabalhos Futuros

Indo além do estudo que foi realizado nessa monografia, algumas abordagens podem ser diretamente estendidas, por exemplo: como o consumo de energia da camada de transporte é influenciado pelas mais superiores? Como os protocolos utilizados nas redes ópticas influenciam no consumo de energia dessa rede?

Desse modo, os estudos futuros relacionados podem contribuir para que o consumo de energia das redes ópticas seja entendido de forma mais abrangente e, portanto, otimizado de forma mais inteligente, de modo que as melhorias sejam aplicadas de forma integral em todas as camadas.

REFERÊNCIAS

- [1] R.S. Tucker, "Green Optical Communications – Part I: Energy Limitations in Transport", *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, Vol. 17, No. 2, pp. 245-260, Mar./Apr. 2011.
- [2] R.M.S. Borges, "Planejamento do Consumo de Energia em Sistemas Ópticos de Comunicação: Camada de Rede", Nov. 2012.
- [3] A.P. Bianzino, C. Chaudet, D. Rossi, and J.-L. Rougier, "A Survey of Green Networking Research", *IEEE Commun. Surveys & Tutorials*, Vol. 14, No. 1, Q1 2012.
- [4] Y. Zang, P. Chowdhury, M. Tornatore, and B. Mukherjee, "Energy Efficiency in Telecom Optical Network", *IEEE Commun. Surveys & Tutorials*, Vol. 12, No. 4, Q4 2010.
- [5] K.W. Roth, F. Goldstein, and J. Kleinman, "Energy Consumption by Office and Telecommunications Equipment in Commercial Buildings Volume I: Energy Consumption Baseline", *Tech. Rep. Vol. I, National Technical Information Service (NTIS)*, US Department of Commerce, Jan. 2002.
- [6] B. Nordman and K. Christensen, "Reducing the Energy Consumption of Network Devices", *IEEE 802.3 Tutorial*, July 2005.
- [7] C. Lange, "Energy-Related Aspects in Backbone Networks", in *Proc. of 35th European Conf. on Optic. Commun. (ECOC 2009)*, (Wien, AU), Sept. 2009.
- [8] N. Ghani, S. Dixit, and T.S. Wang, "On IP-Over-WDM Integration", *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 38, No. 3, pp. 72-84, Mar. 2000.
- [9] J. Manchester, J. Anderson, B. Doshi, and S. Dravida, "IP Over SONET", *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 36, No. 5, pp. 136-142, May 1998.
- [10] Metro Ethernet Forum, (2012, Sep.), "Metro Ethernet Services – A Technical Overview", [Online], Available: http://metroethernetforum.org/PDF_Documents/metro_ethernet_services.pdf
- [11] C. Lange and A. Gladisch, "Energy Consumption of Telecommunication Networks – A Network Operator's View", OFC/NFOEC'09, *Workshop on Energy Footprint of ICT: Forecast and Network Solutions*, San Diego, CA, Mar. 2009.
- [12] D. Zuckerman, "Green Communications – Management Included", *IEEE Int. Conf. Commun. Workshops (Green-Comm'09)*, Dresden, Germany, Jun. 2009.

- [13] ITU, (2012, Sep.), “ITU symposia on ICTs and Climate Change”, [Online]. Available: <http://www.itu.int/ITU-T/worksem/climatechange/index.html>, 2009
- [14] IEEE, (2012, Sep.), “IEEE P802.3az energy efficient Ethernet task force”, [Online], Available: <http://www.ieee802.org/3/az/index.html>, 2009
- [15] B. Dugerdil, “ETSI green agenda”, http://www.itu.int/dms_pub/itu-t/oth/06/0F/T060F0000090032PDFE.pdf, 2009
- [16] TIA Online, (2012, Sep.), “TIA environment”, [Online], Available: <http://tiaonline.org/environment/>, 2009
- [17] ATIS, (2012, Sep.), “ATIS NIPP”, [Online] Available: <http://www.atis.org/0050/index.asp>, 2009
- [18] ATIS, (2012, Sep.), “NIPP-TEE”, [Online], Available: <http://www.atis.org/0050/tee.asp>, 2009
- [19] A. Alimian, B. Nordman, and D. Kharitonov, *Network and Telecom Equipment Energy and Performance Assessment – Test Procedures and Measurement Methodology*. ECR Initiative, 2008.
- [20] Verizon, “TEER metric quantification”, <http://www.verizonnebs.com/TPRs/VZ-TPR-9207.pdf>, Jan. 2009.
- [21] S. Han, “Moore’s law and energy and operations savings in the evolution of optical transport platforms,” IEEE Commun. Mag., vol. 48, no. 2, pp. 66–69, Feb. 2010.
- [22] Fujitsu Data Sheets. (2010). [Online]. Available: <http://www.fujitsu.com>
- [23] Finisar. (2008). Tunable DPSK optical module product brief. (2012, Set). [Online]. Available: www.finisar.com
- [24] E. B. Desurvire, “Capacity demand and technology challenges for light-wave systems in the next two decades,” J. Lightw. Technol., vol. 24, no. 12, pp. 4697–4710, Dec. 2006.
- [25] R.-J. Essiambre, G. Kramer, P. Winzer, G. J. Foschini, and B. Goebel, “Capacity limits of optical fiber networks,” J. Lightw. Technol., vol. 28, no. 4, pp. 662–701, Feb. 2010.
- [26] R. S. Tucker, R. Parthiban, J. Baliga, K. Hinton, R. W. A. Ayre, and W. V. Sorin, “Evolution of WDM optical IP networks: A cost and energy perspective,” J. Lightw. Technol., vol. 27, no. 3, pp. 243–252, Feb. 2009.

- [27] Network and Telecom Equipment—Energy and Performance Assessment. (2012, Set). ECR Initiative. [Online]. Available: <http://www.ecrinitiative.org/>
- [28] J. Baliga, R. Ayre, K. Hinton, W. V. Sorin, and R. S. Tucker, “Energy consumption in optical IP networks,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 27, no. 13, pp. 2391–2403, Jul. 2009.
- [29] E. Desurvire, D. Bayart, B. Desthieux, and S. Bigo, *Erbiuim-Doped Fiber Amplifiers: Device and System Developments*. New York:Wiley, 2002.
- [30] X. Liu, S. Chandrasekhar, and A. Leven, “Self-coherent optical transport systems,” in *Optical Fiber Telecommunications V, B: Systems and Networks*, I. Kaminow, T. Li, and A. Willner, Eds. Amsterdam, The Netherlands: Elsevier, 2008.
- [31] M. Karlsson and E. Agrell, “Which is the most power-efficient modulation format in optical links?” *Opt. Exp.*, vol. 17, pp. 10814–10819, 2009.
- [32] J.G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed. New York:McGraw-Hill, 2001.
- [33] I. B. Djordjevic, M. Arabaci, and L. L.Minkov, “Next generation FEC for high-capacity communication in optical transport networks,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 27, no. 16, pp. 3518–3530, Aug. 2009.
- [34] M. L. C. Stevens, D. O. Robinson, B. S. Boroson, D. M. Kachelmyer, and A. L. Kachelmyer, “Optical homodyne PSK demonstration of 1.5 photons per bit at 156 Mbps with rate-1/2 turbo coding,” *Opt. Exp.*, vol. 16, pp. 10412–10420, 2008.
- [35] H. F. Haunstein, T. Schorr, A. Zottmann,W. Sauer-Greff, andR.Urbansky, “Performance comparison of MLSE and iterative equalization in FEC systems for PMD channels with respect to implementation complexity,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 24, no. 11, pp. 4047–4054, Nov. 2006.
- [36] R. S. Tucker, “Green optical communications—Part II: Energy limitations in networks,” *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 17, no. 2, pp. 261– 274, Mar./Apr. 2011.
- [37] Core Optics Ultra-FEC Chip. (2012, Out). [Online]. Available: <http://www.coreoptics.com/>
- [38] R. S. Tucker, “The role of optics and electronics in high-capacity routers,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 24, no. 12, pp. 4655–4673, Dec. 2006.
- [39] D. A. B. Miller, “Device requirements for optical interconnects to silicon chips,” *Proc. IEEE*, vol. 97, no. 7, pp. 1166–1185, Jul. 2009.

- [40] C. Yuanbing, P. Jiaoqing, W. Yang, Z. Fan, W. Baojun, Z. Lingjuan, Z. Hongliang, and W. Wei, "40-Gb/s low chirp electroabsorption modulator integrated with DFB laser," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 21, no. 6, pp. 356–358, Mar. 2009.
- [41] C. Z. Zhang, C. Yi-Jen, P. Abraham, and J. E. Bowers, "25 GHz polarization-insensitive electro absorption modulators with traveling-wave electrodes," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 11, no. 2, pp. 191–193, Feb. 1999.
- [42] J. W. Shi, C. A. Hsieh, A. C. Shiao, Y. S. Wu, F. H. Huang, S. H. Chen, Y. T. Tsai, and J. I. Chyi, "Demonstration of a dual-depletion-region electro absorption modulator at 1.55- μ m wavelength for high-speed and low-driving-voltage performance," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, no. 10, pp. 2068–2070, Oct. 2005.
- [43] J.-C. Chien and L.-H. Lu, "40-Gb/s High-Gain distributed amplifiers with cascaded gain stages in 0.18-micrometer CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 12, pp. 2715–2725, Dec. 2007.
- [44] E. L. Wooten, K. M. Kiss, A. Yi-Yan, E. J. Murphy, D. A. Lafaw, P. F. Hallemeier, D. Maack, D. V. Attanasio, D. J. Fritz, G. J. McBrien, and D. E. Bossi, "A review of lithium niobate modulators for fiber-optic communications systems," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 6, no. 1, pp. 69–82, Jan./Feb. 2000.
- [45] M. R. Watts, W.A. Zortman, D. C. Trotter, R.W. Young, and A. L. Lentine, "Low-voltage, compact, depletion-mode, silicon Mach–Zehnder modulator," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 16, no. 1, pp. 159–164, Jan./Feb. 2010.
- [46] T. Kawanishi, T. Sakamoto, A. Chiba, M. Izutsu, K. Higuma, J. Ichikawa, T. Lee, and V. Filsinger, "High-speed dual-parallel Mach-Zehnder modulator using thin lithium niobate substrate," in Proc. OFC/NFOEC, 2008, pp. 1–3.
- [47] Y. Li, L. Zhang, M. Song, B. Zhang, J.-Y. Yang, R. G. Beausoleil, A. E. Willner, and P. D. Dapkus, "Coupled-ring-resonator-based silicon modulator for enhanced performance," *Opt. Exp.*, vol. 16, pp. 13342–13348, 2008.
- [48] S. P. Voinigescu, R. Aroca, T. O. Dickson, S. T. Nicolson, T. Chalvatzis, P. Chevalier, P. Garcia, C. Gamier, and B. Sautreuil, "Towards a sub-2.5 V, 100-Gb/s serial transceiver," in Proc. IEEE Custom Integr. Circuits Conf., 2007, pp. 471–478.
- [49] M. Chacinski, U. Westergren, B. Stoltz, R. Driad, R. Makon, V. Hurm, and A. Steffan, "100 Gb/s ETDM transmitter module," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 16, no. 5,

- Sep./Oct. 2010, to be published. (2012, Out) [Online]. Available: http://ieeexplore.ieee.org/xpl/treeabs_all.jsp?arnumber=5437278.
- [50] SHF Communication Technologies. (2012, Out). [Online]. Available: <http://www.shf.de/>
- [51] M. Möller, "High-speed electronic circuits for 100 Gb/s transport networks," presented at OFC 2010, San Diego, CA, Paper OThC6.
- [52] C. Yu-Chia and L. A. Coldren, "Efficient, high-data-rate, tapered oxide aperture vertical cavity surface-emitting lasers," IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron., vol. 15, no. 3, pp. 704–715, May/Jun. 2009.
- [53] E. K. Lau, A. Lakhani, R. S. Tucker, and M. C. Wu, "Enhanced modulation bandwidth of nanocavity light emitting devices," Opt. Exp., vol. 17, pp. 7790–7799, 2009.
- [54] J. Liu, M. Beals, A. Pomerene, S. Bernardis, R. Sun, J. Cheng, L. C. Kimerling, and J. Michel, "Waveguide-integrated, ultralow-energy GeSi electro-absorption modulators," Nature Photon., vol. 2, pp. 433–437, 2008.
- [55] S. Bottacchi, A. Beling, A. Matiss, M. L. Nielsen, A. G. Steffan, G. Unterborsch, and A. Umbach, "Advanced photoreceivers for high-speed optical fiber transmission systems," IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron., vol. 16, no. 5, pp. 1–14. Sep./Oct. 2010, to be published. (2012, Out) [Online]. Available: http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=5445020.
- [56] J. H. Sinsky, A. Adamiecki, L. Buhl, G. Raybon, P. Winzer, O. Wohlgemuth, M. Duelk, C. R. Doerr, A. Umbach, H. G. Bach, and D. Schmidt, "A 107-Gbit/s optoelectronic receiver utilizing hybrid integration of a photodetector and electronic demultiplexer," J. Lightw. Technol., vol. 26, no. 1, pp. 114–120, Jan. 2008.
- [57] A. C. Beling and J. C. Campbell, "InP-based high-speed photodetectors," J. Lightw. Technol., vol. 27, no. 3, pp. 343–355, Feb. 2009.
- [58] VI Systems TIA Chips. (2012, Out). [Online]. Available: <http://www.v-isystems.com>
- [59] C.-F. Liao and S.-I. Liu, "40 Gb/s transimpedance-AGC amplifier and CDR circuit for broadband data receivers in 90 nm CMOS," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 43, no. 2, pp. 642–655, Feb. 2008.

- [60] Y. M. Suzuki, M. Mamada, and Z. Yamazaki, “Over-100-Gb/s 1:2 demultiplexer based on InP HBT technology,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 11, pp. 2594–2599, Nov. 2007.
- [61] R. E. Makon, R. Driad, R. Losch, J. Rosenzweig, and M. Schlechtweg, “100 Gbit/s fully integrated InP DHBT-based CDR/1:2 DEMUX IC,” in *Proc. IEEE Compound Semicond. Integr. Circuits Symp.*, 2008, pp. 1–4.
- [62] P. Winzer and R.-J. Essiambre, “Advanced optical modulation formats,” in *Optical Fiber Telecommunications V, B: Systems and Networks*, I. Kaminow, T. Li, and A. Willner, Eds. Amsterdam, The Netherlands: Elsevier, 2008.
- [63] P. J. Winzer, A. H. Gnauck, G. Raybon, M. Schnecker, and P. J. Pupalaikis, “56-Gbaud PDM-QPSK: Coherent detection and 2500-km transmission,” in *Proc. ECOC*, 2009, pp. 1–2.
- [64] M. Nakazawa, S. Okamoto, T. Omiya, K. Kasai, and M. Yoshida, “256- QAM(64 Gb/s) coherent optical transmission over 160 kmwith an optical bandwidth of 5.4 GHz,” *IEEE Photon. Tech. Lett.*, vol. 22, no. 3, pp. 185–187, Feb. 2010.