

Sistemas de Comunicação com Amplificação Óptica

L. Botelho Ribeiro

Resumo- Este artigo resume as principais contribuições da tese de doutoramento do autor. São apresentados novos modelos analíticos para avaliação do impacto do uso de amplificadores ópticos em sistemas de comunicação, com especial ênfase para os amplificadores de fibra dopada de érbio. São analisadas diversas características dos amplificadores de érbio, nomeadamente o ganho, o ruído óptico e o comportamento em saturação. É desenvolvido um modelo analítico completo de um receptor pré-amplificado baseado numa função geradora de momentos da corrente de decisão. Este modelo tem em conta os fenómenos estocásticos mais importantes num receptor: o ruído óptico, a interferência entre símbolos e o ruído eléctrico.

O modelo é validado e aplicado na análise de casos concretos. Foi construído e caracterizado um amplificador de érbio cujos resultados são utilizados nos cálculos analíticos. Este receptor foi concebido para funcionar como pré-amplificador num receptor digital funcionando a 20 Gbps. Foi ainda estudada a multicanalização óptica no comprimento de onda, com telemetria e equalização do ganho, limitações do sincronismo em sistemas práticos e o impacto de filtros ópticos realizáveis no desempenho global.

Abstract- Analytical models for evaluation of optical amplifiers, namely EDFA, on communications systems are developed. Particular aspects like optical gain, ASE noise and saturated operation are given special attention. Development of a new moment generation function for the electrical decision current is reported. The model is now able to deal with the main stochastic processes occurring on a digital optical receiver: optical noise, inter-symbol interference and also electrical noise.

The model is validated through comparison with long-established analytical expressions for particular cases and simulation. Finally the realisation and characterisation of an EDFA amplifier to serve as a 20 Gbps receiver preamplifier is also reported.

I. INTRODUÇÃO

O objectivo principal deste estudo era o de desenvolver e validar modelos para sistemas de comunicação envolvendo amplificação óptica. Através destes, pretendia-se então determinar com rigor o desempenho de

tais sistemas e retirar as devidas consequências práticas para o desenvolvimento de novos dispositivos de amplificação óptica.

Neste momento, encontram-se já instalados os primeiros sistemas comerciais compreendendo a utilização de amplificadores de fibra dopada de érbio (AFiDE). Os ensaios efectuados têm demonstrado todo o potencial previsto pela teoria. Refira-se, a título de exemplo, o aumento da capacidade de informação por multicanalização no comprimento de onda sem necessidade de qualquer modificação da infra-estrutura, no caso de sistemas submarinos [1], ou mesmo o aumento do ritmo de transmissão muito para além do valor nominal.

Por outro lado, o estudo dos chamados solitões, resultantes de interacções não lineares do sinal óptico com a fibra de transporte, permite a redução das limitações do desempenho devidas à dispersão. Este benefício é tanto mais sensível quanto maior o ritmo de transmissão.

Com este artigo pretende-se dar uma visão resumida de alguns dos temas mais importantes desenvolvidos na tese de doutoramento do autor [1]. Realce-se o desenvolvimento de novos modelos analíticos para o estudo de sistemas com pré-amplificação óptica, sistemas de longa distância e o trabalho experimental de construção e caracterização de um AFiDE.

II. MODELOS DO AFiDE

O esquema básico de um AFiDE com bombagem simples é apresentado na Fig. 1. A entrada do sinal de informação faz-se pelo ponto designado por P_{ent} . Um isolador óptico (opcional) impede que reflexões do sinal ou do ruído se propaguem a montante do AFiDE.

O sinal é conduzido à secção activa onde ocorre o processo de amplificação. Esta secção é constituída por um troço de fibra dopada com érbio. A ligação da entrada a este troço realiza-se através de um dispositivo muito importante - o misturador óptico (MO).

O sinal amplificado pode ser conduzido à saída directamente ou após um novo isolador. Tanto o acoplamento da entrada como da saída podem fazer-se por conectores ou por juntas de fusão. Neste último caso, a par da vantagem das reduzidas perdas e reflexões, surge a desvantagem da perda de flexibilidade.

A excitação dos iões de érbio para o nível meta-estável, o nível a partir do qual de desenrola o processo de emissão estimulada, faz-se por meio de um feixe óptico

(normalmente de onda contínua) cujo comprimento de onda, para máxima eficiência, deve situar-se numa das bandas seguintes: 810, 980 ou 1480 nm. Este feixe, debitado normalmente por um laser semiconductor (LS), é combinado com o feixe de sinal no misturador óptico, seguindo o resultado directamente para a secção activa, constituída por fibra óptica dopada com érbio (FDE)

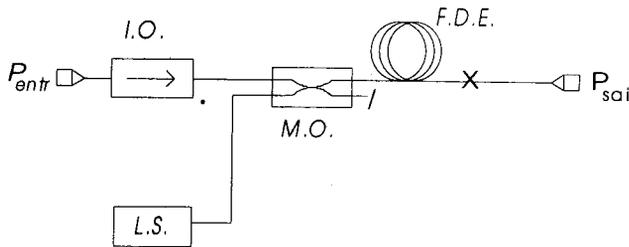


Fig. 1 - Esquema de blocos básico de um AFiDE com bombagem progressiva incluindo isolador óptico (I.O.) e misturador óptico (M.O.).

II.A Modificação do Modelo de Saleh

O modelo analítico mais utilizado para o estudo de AFiDEs com bombagem simples e ganho moderado (inferior a 20 dB) foi desenvolvido por Saleh *et al.* [2]. No entanto este modelo, entre outras limitações, não descreve a saturação do ganho por efeito da acumulação de ruído de emissão espontânea.

Para introduzir na fórmula de Saleh alguma sensibilidade do ganho de sinal ao crescimento do ruído de EEA, operou-se nesta uma pequena modificação. Considera-se o ruído de EEA equivalente de um fotão integrado ao longo da banda óptica efectiva B_0 adicionado ao sinal de entrada desta forma

$$Q_s^0 = \frac{P_s(0)}{h\nu_s} + 4n_{sp}B_0 \quad (1)$$

em que n_{sp} é o factor de emissão espontânea do amplificador que aparece a multiplicar por 2x2. O primeiro factor 2 contabiliza o ruído de EEA nas duas polarizações ortogonais e o segundo acumula os efeitos do ruído de EEA progressivo e regressivo do AFiDE. A banda equivalente B_0 pode ser estimada a partir das características da fibra dopada através da fórmula

$$B_0 = \frac{\int_0^\infty \sigma_e(\nu) d\nu}{\sigma_e(\nu_s)} \quad (2)$$

Como se verá, esta simples modificação trará um acentuado incremento ao rigor do modelo. A potência de saída do ruído de EEA pode ser estimada, agora, através de

$$P_{EEA} = N_{0-pr}(\lambda_s)B_0 \quad (3)$$

II.B. Validação dos Modelos Analíticos

Torna-se, agora, necessário determinar o grau de rigor e os limites de validade dos modelos analíticos simplificados, usados para descrever o AFiDE. De uma forma geral, esses modelos foram desenvolvidos para a zona de baixo ganho, com comprimentos activos abaixo do comprimento óptimo. Assim, os próprios proponentes dos modelos limitam a cerca de 20 dB o ganho máximo a estudar com alguma precisão.

Para aferir o desempenho de diversos modelos, compararam-se os respectivos resultados com a resolução numérica das equações de taxa do modelo completo, supondo uma fibra dopada cujos parâmetros são dados na Tabela 1.

PARÂMETRO	VALOR
λ_s - Comprimento de onda de sinal	1550 nm
λ_b - Comprimento de onda da bomba	1480 nm
τ - tempo de fluorescência (Er)	10.6 ms
P_b - Potência da bomba	50 mW
ρ - raio efectivo do modo	1 μ m
α_s - atenuação @ λ_s	7.48 dB/m
α_b - atenuação @ λ_b	6.53 dB/m
g_s - coef. de ganho @ λ_s	2.60 dB/m
g_b - coef. de ganho @ λ_b	9.97 dB/m
n_t - densidade iões de érbio	$8e^{24}$ iões/m ³
Γ - acoplamento modo-bomba/iões	0.9
P_{ent} - Potência de entrada de sinal	-50 dBm

Tabela 1- Parâmetros do AFiDE para estudo da validade dos modelos analíticos.

Os modelos de Desurvire [11], Saleh [6] e o modelo de Saleh modificado foram então calculados variando o comprimento da fibra activa. Os resultados do ganho encontram-se patentes na Fig. 2.

Dado que o modelo de Desurvire é válido apenas para pequeno sinal e não contempla qualquer tipo de saturação, o ganho cresce indefinidamente com o parâmetro L_{FDE} . O afastamento deste modelo face à realidade, no entanto, só se torna visível a partir dos 30 dB, no caso estudado.

O modelo de Saleh já prevê a saturação do ganho, embora considerando apenas a parte causada pelo sinal e não pelo ruído de EEA. Assim, dada a baixa potência do sinal de entrada (-50 dBm), o amplificador acaba por saturar em $G=67$ dB. Na prática, sabemos quão longe este ganho se encontra de valores realistas.

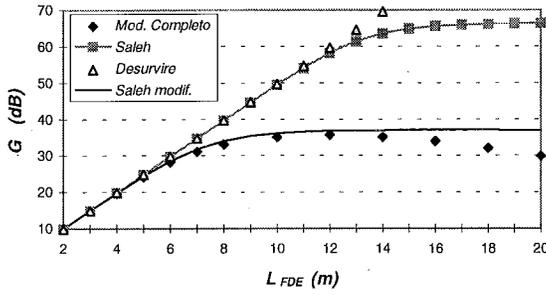


Fig. 2- Comparação do ganho pelos modelos analíticos simplificados (Saleh, Desurvire e Saleh modificado) do AFiDE com o modelo completo variando o comprimento activo.

O modelo de Saleh modificado, porém, mostra-se bastante exacto (*erro* < 1 dB) para comprimentos até 12 m, o comprimento de ganho máximo. Este resultado representa uma melhoria muito significativa em relação aos modelos de Saleh e Desurvire, cujo erro ($L_{FDE}=12$ m) ascende, respectivamente, a 23 e 24 dB. Provou-se, assim, ser possível a obtenção de boas estimativas analíticas do ganho saturado e do ruído do AFiDE se se entrar em linha de conta com o ruído de emissão espontânea equivalente à entrada.

III. NOVO MODELO PARA UM RECEPTOR PRÉ-AMPLIFICADO OPTICAMENTE

No estudo do desempenho final do receptor consideram-se os vários fenómenos ocorrendo quer no domínio óptico, quer no eléctrico. Para isso é necessária uma descrição estatística realista dos processos estocásticos envolvidos nas várias fases da detecção. O modelo do receptor pode ser observado na Fig. 3, onde $e_{ent}(t)$ representa o campo eléctrico à entrada do pré-amplificador óptico e $e_{EEA}(t)$ é a emissão espontânea amplificada (EEA) à saída do mesmo, a qual se pode considerar com estatística Gaussiana [3]. B_o é largura de banda do filtro óptico expressa em Hz e G o ganho de potência do amplificador óptico. Será considerado sempre o caso de um AFiDE.

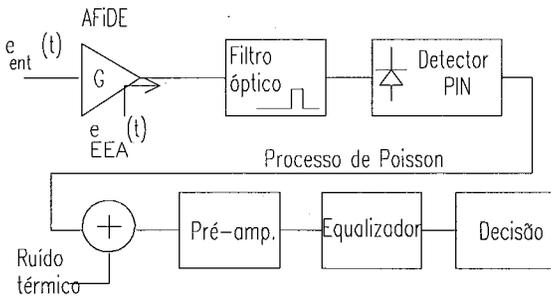


Fig. 3- Modelo do receptor com pré-amplificação óptica.

Graças ao filtro óptico, o campo do ruído à entrada do fotodíodo, $e_{EEA}(t)$ é Gaussiano de banda estreita e pode ser

descrito com rigor no intervalo de tempo $\Delta\tau$ por meio da expansão de Karhunen-Loève (KL) [4]

$$e_{EEA}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} c_k \varphi_k(t), \quad t \in \Delta\tau. \quad (4)$$

A relação entre a envolvente complexa $n(t)$ e o campo eléctrico associado à EEA representado por $e_{EEA}(t)$ define-se assim

$$e_{EEA}(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re}\{n(t) \exp(j2\pi\nu_s t)\} \quad (5)$$

Considera-se que o processo estocástico do ruído passabanda $e_{EEA}(t)$ com largura B_o centrado na frequência do sinal ν_s , tem características estacionárias. A envolvente complexa $m(t)$ do campo eléctrico do sinal, à saída do filtro óptico obedece a

$$\sqrt{G}e_{ent}(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re}\{m(t) \exp(j2\pi\nu_s t)\} \quad (6)$$

Desprezou-se aqui o atraso de fase no AFiDE e o ruído de fase do laser emissor. Usando a mesma base $\{\Phi_r(t)\}$, obtém-se

$$m(t) = \sum_{r=1}^{\infty} m_r \Phi_r(t) = \sum_{r=1}^{\infty} (c_r + j b_r) \Phi_r(t) \quad (7)$$

Contabilizando as contribuições dos foto-electrões gerados em todos os intervalos de tempo obtivemos uma nova expressão para a FGM de $Y=y(t)$, a corrente eléctrica de saída filtrada por $h_r(t)$ e sem ruído eléctrico aditivo.

Assim, para um bit de informação isolado, codificado por um impulso de potência $h_p(t)$, a FGM da corrente detectada é dada por

$$M_Y(s) = \frac{\exp\left\{\int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{R(e^{s q h_r(t-\tau)} - 1) G h_p(\tau)}{1 - R N_o (e^{s q h_r(t-\tau)} - 1)} \right] d\tau \right\}}{\exp\left\{\int_{-\infty}^{\infty} B_o \ln[1 - R N_o (e^{s q h_r(t-\tau)} - 1)] d\tau \right\}} \quad (8)$$

Considerando a interferência entre símbolos vizinhos, a FGM deve ser generalizada por forma a incorporar contribuições de outros bits além do bit de decisão a_0 para a corrente $Y=y(t)$.

Com base na independência dos bits de informação a_k , pode calcular-se a esperança da FGM para o símbolo "0"

$$\begin{aligned} M_{Y_0}(s, t) &= \frac{1}{C(s, t)} \cdot \prod_{k \neq 0}^n E_{a_k} \left[\exp\left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \frac{F(s, t, \tau)}{N(s, t, \tau)} \cdot a_k \cdot h_p(\tau - kT) d\tau \right\} \right] \\ &= \frac{1}{C(s, t) \cdot 2^{2n}} \cdot \prod_{k \neq 0}^n \left[1 + \exp\left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \frac{F(s, t, \tau)}{N(s, t, \tau)} \cdot h_p(\tau - kT) d\tau \right\} \right] \end{aligned} \quad (9)$$

Procedendo de forma análoga, obtém-se a FGM condicionada para o símbolo "1"

$$M_{Y_j}(s, t) = M_{Y_0}(s, t) \cdot \exp \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \frac{F(s, t, \tau)}{N(s, t, \tau)} \cdot h_p(\tau) d\tau \right\} \quad (10)$$

Finalmente, contabilizamos o ruído aditivo eléctrico com variância σ_{pre}^2 . Considerando a independência estatística entre este e $y(t)$, a FGM da variável de decisão $z(t)$ vale

$$M_{Z_j}(s, t) = M_{Y_j}(s, t) \cdot M_{pre}(s), \quad j=0,1. \quad (11)$$

Uma vez que se trata de ruído Gaussiano, tem-se

$$M_{pre}(s) = \exp \left\{ \frac{\sigma_{pre}^2 \cdot s^2}{2} \right\} \quad (12)$$

com

$$M_{Y_j}(s, t | \{a_k\}) = \frac{1}{C(s, t)} \cdot \exp \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \frac{F(s, t, \tau)}{N(s, t, \tau)} \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k \cdot h_p(\tau - kT) d\tau \right\} \quad (13)$$

onde

$$F(s, t, \tau) = GR \left(e^{sqh_r(t-\tau)} - 1 \right) \quad (14)$$

$$N(s, t, \tau) = 1 - RN_o \left(e^{sqh_r(t-\tau)} - 1 \right) \quad (15)$$

$$C(s, t) = \exp \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} B_o \cdot \ln \left[1 - RN_o \left(e^{sqh_r(t-\tau)} - 1 \right) \right] d\tau \right\} \quad (16)$$

IV. VALIDAÇÃO

O novo modelo de análise de sistemas de comunicação com pré-amplificação óptica veio a ultrapassar limitações de que padeciam as primeiras tentativas de Fyath [1], [2] e Lane [3]. Estes autores propuseram certas metodologias de análise que não conseguiam descrever com rigor o comportamento estocástico da corrente de decisão. Nomeadamente, as fórmulas obtidas para a variância da corrente contradiziam os resultados amplamente confirmados de Yamamoto [4] e Personick [5]. A validação do modelo recorrerá ainda à comparação com resultados de simulação.

A. Acordo com expressões de Yamamoto

Considerando um filtro arbitrário e partindo das propriedades da FGM, por derivação da eq. (8), obtém-se a média e a variância do sinal de saída

$$\mu = E[y(t)] = \left. \frac{\partial M(s)}{\partial s} \right|_{s=0} \quad (17)$$

$$\sigma^2 = E[y^2(t)] - E^2[y(t)] = \left. \frac{\partial^2 M(s)}{\partial s^2} \right|_{s=0} - \left(\left. \frac{\partial M(s)}{\partial s} \right|_{s=0} \right)^2 \quad (18)$$

Inserindo (8) em (17), (18) e realizando algumas simplificações algébricas, obtemos a média e a variância sem contabilizar a IES, considerando apenas um impulso correspondente ao bit a_0

$$\begin{aligned} \mu &= RGq \int_{-\infty}^{\infty} h_p(\tau) h_r(t-\tau) d\tau + \\ &RB_0 N_o q \int_{-\infty}^{\infty} h_r(t-\tau) d\tau \\ &= RGq P_{ON} h_{sai}(t) + RB_0 N_o q H_r(0) \end{aligned} \quad (19)$$

e

$$\sigma^2 = \sigma_s^2 + \sigma_{sp}^2 + \sigma_{s-sp}^2 + \sigma_{sp-sp}^2 \quad (20)$$

onde

$$\sigma_s^2 = RGq^2 P_{ON} \frac{I_1}{T} \quad (21)$$

$$\sigma_{sp}^2 = RB_0 N_o q^2 \frac{I_2}{T} \quad (22)$$

$$\sigma_{s-sp}^2 = 2R^2 Gq^2 P_{ON} N_o \frac{I_1}{T} \quad (23)$$

$$\sigma_{sp-sp}^2 = R^2 q^2 N_o^2 B_o \frac{I_2}{T} \quad (24)$$

As componentes σ_s^2 , σ_{sp}^2 , σ_{s-sp}^2 , σ_{sp-sp}^2 representam respectivamente o ruído quântico de sinal, ruído quântico da BEA, a potência óptica média, foi desprezado por Yamamoto [7], mas inclui-se aqui para o caso geral.

Para estudar o caso mais geral em que há influência da IES, será considerada a FGM condicionada a uma dada sequência de dados, segundo a expressão (13). Nas suas expressões da média e variância, Yamamoto abordou uma situação de “pior caso” [7] ao considerar uma cadeia infinita de símbolos $a_k=1$ (com $k \neq 0$). Para se poder efectuar a comparação de resultados, considera-se a mesma situação. Assim, introduzindo uma tal sequência de informação na expressão (13), obtém-se para o símbolo $a_0=0$

$$M_{Y_0}(s, t) = \frac{1}{C(s, t)} \cdot \exp \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \frac{F(s, t, \tau)}{N(s, t, \tau)} \right. \\ \left. \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{+\infty} h_p(\tau - kT) d\tau \right\} \quad (25)$$

Para o símbolo "1", seguindo o mesmo raciocínio, obtém-se

$$M_{Y_1}(s, t) = M_{Y_0}(s, t) \cdot \exp \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \frac{F(s, t, \tau)}{N(s, t, \tau)} \right. \\ \left. h_p(\tau) d\tau \right\} \quad (26)$$

Os parâmetros estatísticos da corrente condicionada ao símbolo, obtém-se agora por substituição das expressões (25) e (26) acima em (17) e (18). Feito isto e após uma série de manipulações e simplificações algébricas, obtém-se finalmente

$$\mu_0 = RGqP_{ON} \sum_{k \neq 0} h_{sai}(t - kT) + RB_0 N_0 q \quad (27)$$

$$\mu_1 = \mu_0 + RGqP_{ON} h_{sai}(t) \quad (28)$$

e para o símbolo $a_0=i$ tem-se

$$\sigma_i^2 = \sigma_{s_i}^2 + \sigma_{sp}^2 + \sigma_{s-sp_i}^2 + \sigma_{sp-sp}^2 \quad (29)$$

onde

$$\sigma_{s_i}^2 = RGq^2 \frac{P_{ON}}{T} [I_1 i + (I_0 - I_1)] \quad (30)$$

$$\sigma_{sp}^2 = RB_0 N_0 q^2 \frac{I_2}{T} \quad (31)$$

$$\sigma_{s-sp_i}^2 = 2R^2 Gq^2 \frac{P_{ON} N_0}{T} [I_1 i + (I_0 - I_1)] \quad (32)$$

$$\sigma_{sp-sp}^2 = R^2 q^2 N_0^2 B_0 \frac{I_2}{T} \quad (33)$$

Os vários parâmetros em (19)-(24) e (27)-(33) estão definidos em [1]. De novo se verifica o rigoroso acordo entre as equações obtidas (27)-(33) e as expressões (8),(12)-(16) de Yamamoto [7].

B. Acordo com resultados de simulação

Realizaram-se estudos quantitativos para comparar previsões do desempenho de um sistema dado com resultados de simulação de Monte-Carlo.

Para isso foram utilizados os conhecidos majorantes de Chernoff (MC) e de Chernoff modificado (MCM) [6] baseados na função geradora de momentos, além de uma aproximação Gaussiana.

Nos cálculos considerou-se um ganho óptico de $G=32$ dB, DEP do ruído de EEA óptico $N_0=4.15e^{-16}$ W/Hz, filtro óptico com largura eficaz $B_0=5.0$ nm, potência total do ruído térmico no receptor $\sigma_{pre}^2=1.96e^{-9}$ A², eficiência quântica do PIN $\eta=1$ e $P_0=-40$ dBm. A transmissão faz-se com impulsos Gaussianos de duração normalizada $\alpha_p=0.1$. O comprimento de onda da portadora óptica é 1550 nm e o ritmo de transmissão dos dados é 20 Gbps.

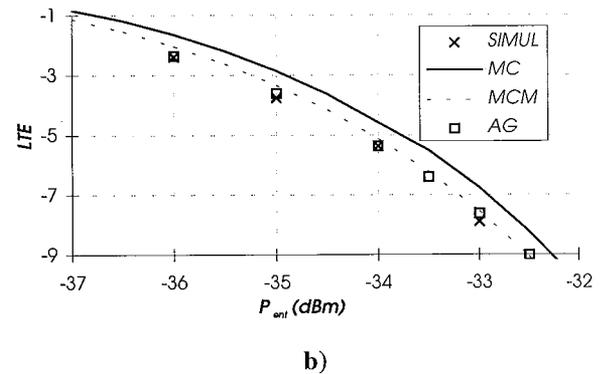
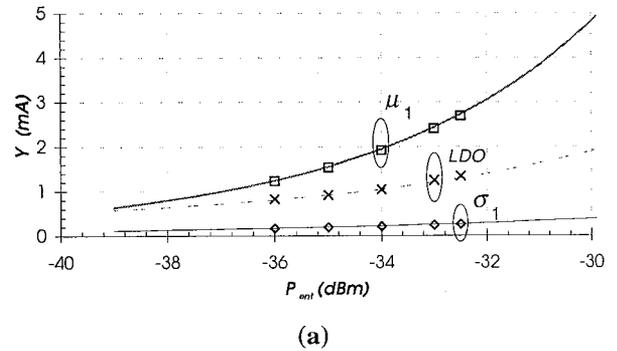


Fig. 4- a) - comparação de resultados analíticos (linhas) e simulação (marcas) respeitantes à média e desvio padrão para o símbolo "1" (μ_1 , σ_1) e ao limiar de decisão óptico (LDO). b) - comparação de estimativas da P_e utilizando vários métodos: majorante de Chernof (MC), majorante de Chernof modificado (MCM), aproximação Gaussiana (AG) e simulação de Monte-Carlo (SIMUL).

A Fig. 4.a) mostra a média da corrente no instante de amostragem para o símbolo "1" (μ_1), o respectivo desvio padrão e o limiar de decisão óptico (LDO). Pode observar-se como os resultados analíticos concordam exactamente com a simulação. Na Fig. 4.b) comparam-se estimativas analíticas da probabilidade de erro (P_e) com os valores obtidos por simulação. É um dado conhecido que quando o ruído independente de sinal domina, o MCM tende a tornar-se bastante justo à P_e efectiva e o MC um pouco mais largo (cerca de uma ordem de grandeza).

Para avaliar os limites reais de validade do modelo, efectuaram-se testes cujos resultados principais se ilustram na Fig. 5. Assim, em a) mostra-se a variação do limiar de decisão óptimo com a largura do filtro óptico. Em b) estuda-se a dependência da P_e face ao mesmo parâmetro.

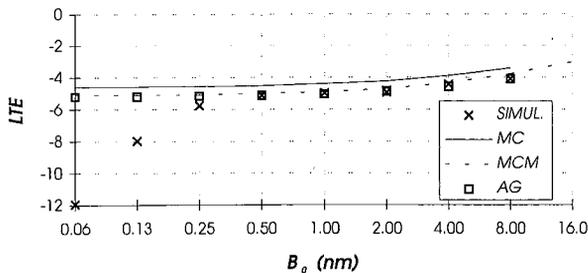


Fig. 5- Comparação de resultados analíticos (ANALIT, MC, MCM, AG) com a simulação (SIMUL). Probabilidade de erro em função da largura de banda do filtro óptico - B_o .

Em relação ao limiar de decisão, constata-se um bom acordo entre a simulação e o método analítico. No entanto o mesmo não sucede com a P_e para $B_o < 0.25$ nm, o que equivale, em termos normalizados, ao caso $B_o T = 1.5$. Nessa situação, a previsão analítica torna-se muito pessimista. Este resultado concorda com a observação de Marcuse [6] de que a correlação das amostras do ruído se torna desprezável na condição $B_o T > 1.7$.

V. CONSTRUÇÃO DE UM AFiDE

Foi projectado e construído um protótipo de um AFiDE. O módulo principal compõe-se de uma parte óptica, onde ocorre fisicamente o processo de amplificação do sinal óptico, e uma parte electrónica destinada a controlar a primeira e a obter, ao mesmo tempo, dados quantitativos sobre o estado de funcionamento do dispositivo.

Fisicamente, o módulo é constituído por um diodo-laser semiconductor de $P_{max} = 50$ mW, a emitir em $\lambda_b = 980$ nm, acoplado a um troço activo de 40 m de fibra dopada de érbio. Este esquema básico, sem quaisquer filtros ou isoladores ópticos, permite uma grande versatilidade na utilização do módulo em diferentes aplicações. Para o uso

como amplificador óptico simples com bombagem progressiva, filtragem da potência da bomba residual na saída e monitorização de potência foi também construído um módulo auxiliar contendo os restantes componentes necessários.

O módulo é alimentado directamente a partir da rede de 220V. O utilizador dispõe de um painel de comando, a partir do qual pode definir parâmetros de funcionamento e obter informações do estado do sistema (alarmes, indicadores e medidas) através de uma série de LEDs e de um mostrador de cristais líquidos. O teclado permite comutar entre os modos manual e remoto, no qual o AFiDE atende comandos do exterior via porta série.

A. Montagem óptica

Grande parte do módulo principal foi realizada nos laboratórios da "SEL-Alcatel Forschungszentrum" (Estugarda-Alemanha). É no módulo principal que se dá efectivamente a amplificação do sinal. No caso presente, pretendeu-se construir um AFiDE de onda progressiva para funcionar como pré-amplificador óptico. Para isso o módulo auxiliar realiza a rejeição da bombagem residual na saída e alguma filtragem da EEA fora da zona de interesse para sinal. Além disso faz também amostragem da potência de entrada e saída para monitorização.

Na Fig. 6 encontra-se o esquema da montagem óptica do módulo principal. Este módulo inclui um laser de bombagem (Lasertron-QLM9S470 50 mW / 980 nm), o misturador óptico (MO), a secção activa (FDE), as juntas de fusão necessárias ao acoplamento dos componentes e os conectores de entrada e saída.

Foram usados conectores de tipo EC na entrada e na saída no sentido de reduzir as perdas de inserção e as reflexões do sinal. Dada a boa insensibilidade às reflexões do laser usado, optou-se por não introduzir qualquer isolador óptico entre a saída deste e o misturador óptico.

Na Fig. 7 pode ver-se o esquema do módulo auxiliar construído para utilizar o AFiDE como pré-amplificador com bombagem progressiva.

Uma pequena parte (5%) da potência óptica de entrada e saída é desviada para efeitos de monitorização. Por outro lado, inclui-se um filtro óptico logo após a saída do

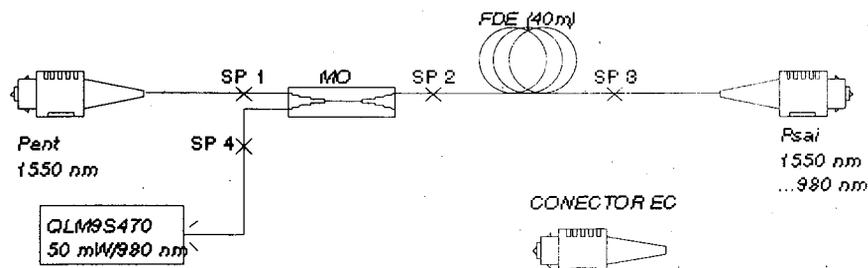


Fig. 6- Esquema óptico do módulo principal incluindo o laser de bombagem, o misturador óptico e a secção activa (FDE).

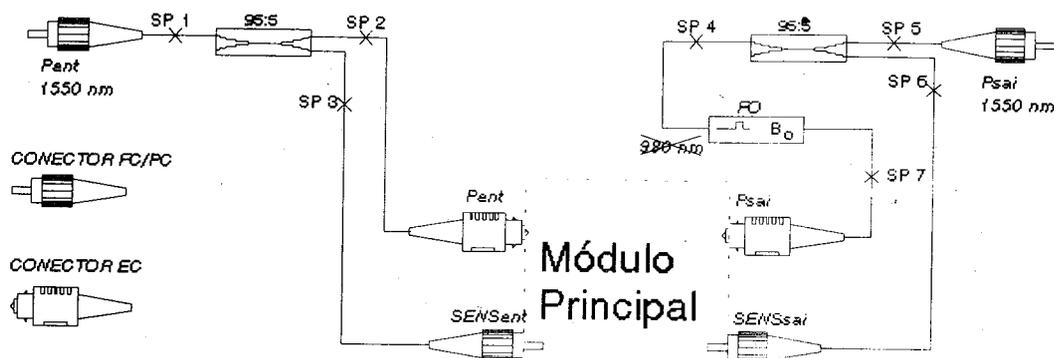


Fig. 7- Esquema do módulo auxiliar para a operação como amplificador óptico com bombagem progressiva e monitorização de potência.

amplificador de modo remover a potência residual da bomba e algum ruído de EEA fora da banda reservada para sinal. Evita-se assim que estas componentes indesejáveis atinjam o fotodíodo do receptor, uma vez que o AFiDE funciona como pré-amplificador de recepção, achando-se, por conseguinte, imediatamente antes do PIN.

B. Montagem electrónica

O diagrama da Fig. 8 sintetiza os principais aspectos funcionais da electrónica desenvolvida. Definem-se assim três grandes funções: o controlador digital, o controlador analógico e o painel de comando. A unidade de alimentação disponibiliza as tensões contínuas (± 12 V, ± 5 V) necessárias ao funcionamento dos restantes circuitos.

A unidade de controlo digital dispõe de um controlador Intel 8051. Este controlador é responsável pelas

comunicações com o exterior (via RS-232), pela interpretação das opções do teclado, pela escrita dos valores no mostrador (LCD), pela leitura dos valores da ADC e pelo comando directo de alguns parâmetros do controlador analógico. É também este controlador quem determina a activação/desactivação do laser ou do circuito de arrefecimento em face de instruções do utilizador nesse sentido ou da ocorrência de alarmes internos. O controlador analógico é responsável pela regulação de potência e temperatura do laser de bombagem.

C. Caracterização óptica do AFiDE

Os resultados que se apresentam foram obtidos com um analisador de espectros óptico. Fez-se um varrimento da potência de bombagem entre 25 mW e 63 mW. Para cada valor ao longo desta gama, a potência de sinal $P_s(0)$ foi variada em passos de 5 dB desde -40 dBm até -5 dBm.

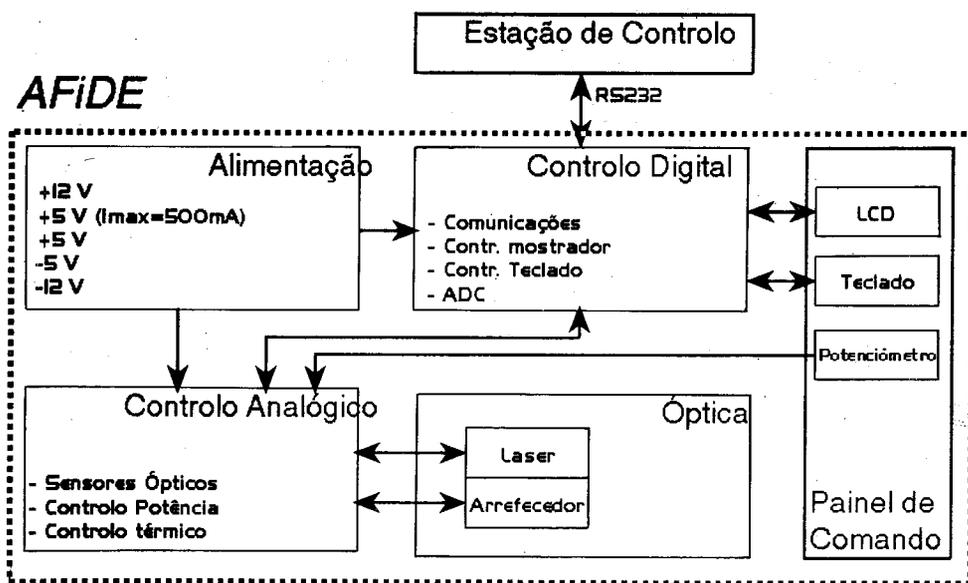


Fig. 8- Diagrama de blocos da parte electrónica do AFiDE e interfaces.

VI. CONCLUSÕES

Pretendeu-se com este artigo apresentar de forma sucinta as principais contribuições teóricas e experimentais reunidas na tese de doutoramento do autor. Entre todas, salienta-se a nova formulação para análise rigorosa do desempenho de receptores pré-amplificados opticamente. O trabalho de validação efectuado e o reconhecimento da comunidade científica vieram entretanto confirmar a importância e o rigor dos resultados obtidos. O módulo AFiDE realizado permite diversas aplicações e oferece boas facilidades de monitorização e comando local ou remoto.

As características conseguidas são satisfatórias. Foi atingido um ganho máximo de 29 dB com um ruído de EEA não saturada de $N_o=4 \times 10^{-16}$ W/Hz. O módulo é robusto, de fácil utilização e suficientemente versátil para utilização em futuras montagens experimentais.

AGRADECIMENTOS

O trabalho de preparação desta tese decorreu sob o patrocínio de uma bolsa de doutoramento da JNICT (programas CIÊNCIA e PRAXIS XXI).

REFERÊNCIAS

- [1] L. Botelho Ribeiro, "Sistemas de Comunicação com Amplificação Óptica", *tese de doutoramento*, Univ. de Aveiro, 1995.
- [2] A.A.M. Saleh, R.M. Jopson, J.D. Evankov and J. Aspell, "Modelling of gain in erbium doped fiber amplifiers," *Photonics Technol. Lett.*, OCT/90
- [3] S. Personick, "Applications for Quantum Amplifiers in Simple Digital Optical Communication Systems," *Bell Syst. Tech. J.*, vol.52, No.1, pp. 117-133, January 1973
- [4] B. Saleh, *Photoelectron Statistics*, 1978, (Springer-Verlag Berlin)
- [5] Luís F. B. Ribeiro, José R. F. da Rocha and João L. Pinto, "Performance Evaluation of EDFA Pre-amplified Receivers Taking into Account Intersymbol Interference," *J. Lightwave Technol.*, vol. 13, No. 2, February 1995, pp. 225-232
- [6] J.J. O'Reilly and da Rocha J.R.F., "Improved Error Probability Evaluation Methods for Direct Detection Optical Communication Systems," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-33, No.6, NOV/87, pp.839-848
- [7] Y. Yamamoto, "Noise and Error Rate Performance of Semiconductor Laser Amplifiers in PCM-IM Optical Transmission Systems," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. QE-16, No.10, OCT/80, pp.1073-1081

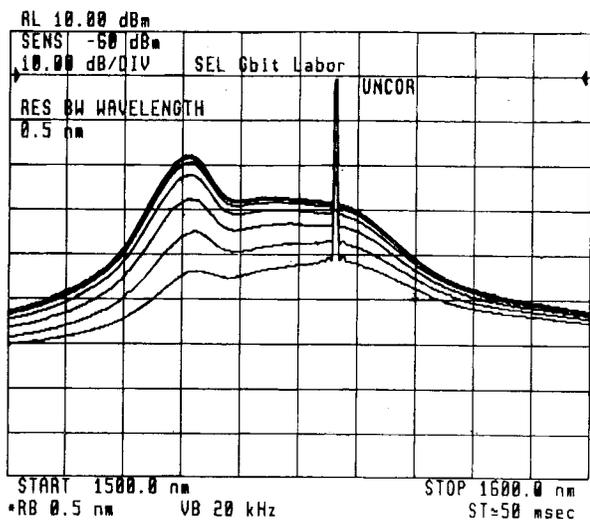


Fig. 9- $P_s(L)+N_o(v_s)\Delta_v$ com bombagem progressiva e P_{ent} a variar entre -40 dBm (curvas superiores) e -5 dBm (curvas inferiores) e $P_b = 63$ mW.

A Fig. 9 mostra o espectro de potência de saída do AFiDE (escala logarítmica) para a máxima potência de bombagem. Foi introduzido apenas um canal de sinal no comprimento de onda $\lambda_s=1556$ nm.

O ganho óptico foi obtido a partir das leituras no analisador de espectros. A fórmula usada no cálculo do ganho G compensa o acréscimo de potência devido ao ruído de EEA

$$G = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_s(L) - N_o(v_s) \cdot \Delta_v}{P_s(0)} \right) \quad (34)$$

$P_s(0)$ e $P_{ent}(L)$ são as potências ópticas de entrada e saída à frequência do sinal v_s . $N_o(v_s)$ é a densidade do ruído de EEA à mesma frequência e Δ_v representa a resolução espectral considerada. Nas medidas apresentadas fez-se $\Delta_v=62.5$ GHz (0.5 nm) e os resultados para o ganho podem ver-se na Fig. 10.

A compressão de 3 dB no ganho acontece para uma potência de entrada de cerca de -17 dBm. Como se depreende da curva do ganho com bombagem de 25 mW, a eficiência global do AFiDE chega a ultrapassar 1 dB de ganho por mW de bombagem.

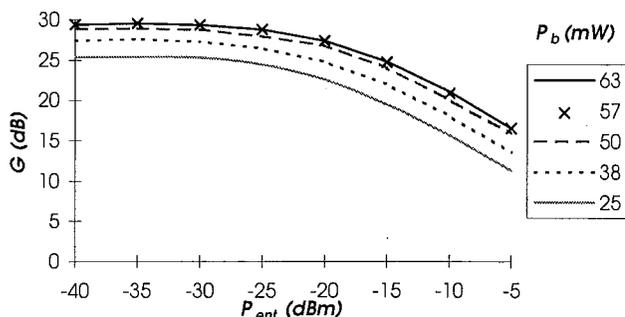


Fig. 10- Variação do ganho óptico com a potência de entrada para diversos níveis de bombagem.