



HAL
open science

Projeto e Análise Numérica de um Conversor Digital- Analógico Óptico de 4-bit Para Sinais de Rádio-sobre-Fibra Digitalizados

Ricardo M. Ribeiro, Vinicius Nunes Henrique Silva, Andrés P.L. Barbero,
Frédéric Lucarz, Bruno Fracasso

► **To cite this version:**

Ricardo M. Ribeiro, Vinicius Nunes Henrique Silva, Andrés P.L. Barbero, Frédéric Lucarz, Bruno Fracasso. Projeto e Análise Numérica de um Conversor Digital- Analógico Óptico de 4-bit Para Sinais de Rádio-sobre-Fibra Digitalizados. MOMAG 2014: 16º SBMO Symposio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica, 11º CBMag Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, Aug 2014, Curitiba, Brazil. pp.968. hal-01258927

HAL Id: hal-01258927

<https://hal.science/hal-01258927>

Submitted on 19 Jan 2016

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Projeto e Análise Numérica de um Conversor Digital-Analógico Óptico de 4-bit Para Sinais de Rádio-sobre-Fibra Digitalizados

Ricardo M. Ribeiro, Vinicius N. H. Silva e Andrés P. L. Barbero
Departamento de Engenharia de Telecomunicações
Universidade Federal Fluminense
24.210-240, Niterói, RJ, Brasil
rnr@pq.cnpq.br

Frédéric Lucarz e Bruno Fracasso
Optics Department
Telecom Bretagne
29280, Brest, França
frederic.lucarz@telecom-bretagne.eu

Abstract—Neste artigo é descrito um conversor digital-analógico óptico para sinais do tipo Rádio-sobre-Fibra (RoF) previamente fonicamente digitalizados. O dispositivo denominado *o-DRoF-R* compreende o encadeamento de diversos interferômetros de Sagnac a fibra contendo amplificadores ópticos semicondutores inseridos no anel. São mostrados resultados de simulações numéricas para sinais RoF amostrados em 2,5 GHz com 4-bit de resolução.

Palavras-Chave—processamento óptico de sinais; conversão analógico-digital; Microwave-Photonics; amplificador óptico semicondutor

I. INTRODUÇÃO

A tecnologia Rádio-sobre-Fibra (RoF) quando implementada em seu tradicional formato analógico (ARoF), tem sido considerada muito útil na chamada convergência das redes de fibra óptica com as redes sem-fio [1]. A tecnologia ARoF é relativamente simples quando comparada com outras técnicas destinadas a transmitir sinais de rádio via fibra óptica. No formato ARoF, uma portadora de RF contendo modulação digital por sua vez modula *diretamente* uma fonte óptica. Contudo, a tecnologia ARoF possui algumas limitações: faixa dinâmica de operação limitada e requisito de alta não-linearidade dos componentes eletrônicos e optoeletrônicos envolvidos [1].

Recentemente, foi mostrado a digitalização de redes RoF utilizando placas rápidas de conversão analógico-digital (e-ADC) e digital-analógico (e-DAC) [2]. A tecnologia de digitalização eletrônica tem rapidamente evoluído [3,4] e é baseada nas conversões AD e DA diretamente realizadas sobre a portadora de rádio. Apesar de muito poderosa, a referida tecnologia possui algumas limitações intrínsecas: na largura de banda de recepção da portadora de rádio x resolução em bits e na taxa de amostragem [3-5].

Por um outro lado, diversos ADCs (o-ADC) e alguns poucos DACs (o-DAC) ópticos [3] tem sido desenvolvidos desde os anos 70. O desenvolvimento de o-ADCs tem sido direcionado para algumas aplicações como: enlaces ópticos em satélites, tecnologia de radar e na compensação eletrônica

da dispersão cromática [3,4]. Deve ser observado que os sinais de saída dos o-ADCs e o-DACs são bits e formatos de onda analógicos, respectivamente, ambos no domínio elétrico. Alguns trabalhos bastante interessantes tem sido publicados por um grupo de pesquisadores da Universidade de Brunel (Reino Unido) que mostram simulações numéricas de redes RoF digitalizadas fonicamente, porém em uma abordagem genérica onde os mecanismos de operação do o-ADC e o-DAC não são especificados [5]. Os autores do presente artigo, vem desde 2012 trabalhando no desenvolvimento de transceptores de digitalização/analogização (*o-DRoF*) totalmente fônicos para enlaces e redes que transportam sinais de RoF [6-10], ou seja, para propósitos de Telecomunicações. Os módulos transmissor e receptor são aqui denotados como *o-DRoF-T* e *o-DRoF-R*, respectivamente.

Transceptores *o-DRoF* podem também ser úteis em outras aplicações que não sejam redes baseadas em ARoF clássico, como por exemplo, na transmissão de sinais de HDTV (*High-Definition Television*) sobre fibra óptica [11]. No artigo [11], é descrito a necessidade de uma taxa de 1,5 Gb/s para transmitir um único canal HD-SDI (*High-Definition Serial Digital Interface*) não-comprimido. No entanto, algumas aplicações requerem a difusão (*broadcast*) de múltiplos canais não-comprimidos. Em decorrência disto, uma portadora na faixa de ondas milimétricas (>100 GHz) passa a ser necessária para acomodar tamanha largura de banda. A Fig. 1 de [11] sugere uma possível aplicação dos transceptores *o-DRoF* do “ponto de retransmissão” (*relay-point*) até a “estação de TV” (*TV-station*) conectados entre si por fibra óptica.

Este trabalho, descreve a concepção, projeto de circuito e simulações numéricas usando a plataforma *VPI Transmission MakerTM* de um receptor (*o-DRoF-R*) capaz de receber bits no domínio óptico originados de sinais RoF fonicamente digitalizados com 4-bit de resolução, e convertê-los para sinais analógicos elétricos que podem ser irradiados por uma antena. Por uma razão que será explicada adiante, o processo final de DAC é realizado eletronicamente. O circuito do *o-DRoF-R* é essencialmente baseado em anéis interferométricos de Sagnac adequadamente encadeados entre si, incorporando cada anel

um amplificador óptico semiconductor (SOA). O *o-DRoF* recebe e opera sobre um agregado de 4-bit x 5,0 Gb/s = 20,0 Gb/s originado do *o-DRoF-T* trabalhando com 2,5 GHz de frequência de amostragem [7,10]. A escolha de um valor baixo de amostragem, deve-se ao fato de que o principal objetivo deste trabalho é mostrar a *prova-de-princípio* do *o-DRoF-R*. Além do mais, propositalmente escolheu-se um modelo *bulk* de SOA com tempo de recuperação bastante lento (≈ 1 ns) com o objetivo adicional de mostrar que o *o-DRoF-R* pode operar mesmo em condições adversas.

II. O TRANSMISSOR (*o-DRoF-T*) E O FLUXO DIGITALIZADO

As concepções, projeto de circuitos, simulações numéricas e alguns experimentos do *o-DRoF-T* foram já realizados e publicados pelo nosso grupo [6-10]. Em especial, o artigo [10] consiste em uma revisão do *o-DRoF-T* completo ao mesmo tempo que sugere um circuito preliminar para o *o-DRoF-R*, presentemente modificado em sua concepção e desenvolvido em termos de simulações numéricas. O *o-DRoF-T* é também formado (principalmente) por anéis interferométricos de Sagnac adequadamente encadeados entre si, cada qual contendo um SOA incorporado com a função de elemento óptico não-linear. Para simplificar, podemos aqui considerar o *o-DRoF-T* como uma “caixa-preta” onde um sinal em formato analógico no domínio do tempo é a entrada. A saída são bits ópticos em formato binário RZ (*Return-to-Zero*) no código de Gray [8]. É usual o emprego do código de Gray porque permite reduzir a taxa de erros produzida em ADCs e DACs [12].

Para cada pulso de amostra extraído do sinal analógico de entrada, N pulsos são gerados dentro de um quadro (*frame*) temporal, onde N = resolução em bits do *o-DRoF-T*. A Fig. 3 ilustra três exemplos de quadros de 4-bit dentro dos dezesseis possíveis na referida resolução. Os bits “1” de saída são limitados e equalizados em potência óptica [6]. Os bits “0” de saída contém potência óptica bastante reduzida, idealmente nula [6].

III. O CIRCUITO DO *o-DRoF-R*

O esquema do circuito óptico básico que compõe o *o-DRoF-R* é mostrado na Fig. 1. Trata-se de um anel interferométrico de Sagnac com um SOA inserido, que exerce a função de elemento óptico não-linear concentrado. O interferômetro pode ser implementado com fibra óptica ou gravado em um circuito fotônico planar. O circuito básico opera como um demultiplexador temporal ou *Terahertz Optical Asymmetric Demultiplexer* (TOAD) [13].

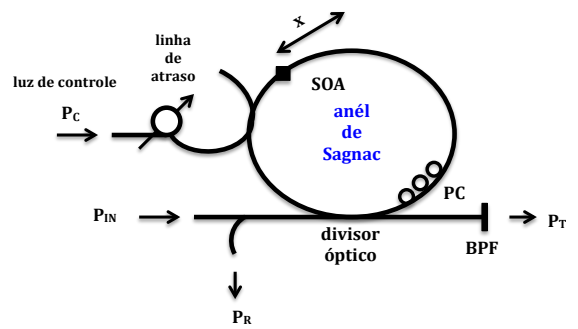


Fig. 1. O circuito óptico básico do tipo TOAD que compõe o *o-DRoF-R*.

P_{IN} e P_C são as potências ópticas de pico dos pulsos de entrada (sinal ou sonda) e de controle, respectivamente. P_C controla o chaveamento entre a potência dos pulsos refletidos P_R e transmitidos P_T pelo interferômetro através do fenômeno da modulação de fase cruzada (XPM) [7,8,13] que ocorre dentro do SOA. A linha de atraso permite obter sincronização entre os pulsos de entrada a serem demultiplexados e de controle. Mais precisamente, um pulso de entrada se divide em dois depois de passar pelo acoplador. Um dos pulsos derivado segue pelo anel no sentido horário (CW ou *Clock-Wise*) enquanto que o outro segue no sentido anti-horário (CCW ou *Counter-Clock-Wise*). A linha de atraso permite então que o pulso CW seja parcial ou totalmente superposto com o pulso de controle quando atravessam o SOA, mas o pulso CCW não. O controlador de polarização PC permite ajustar o ponto de operação do interferômetro (*bias* óptico), ou seja, ajustar os níveis de potência P_R e P_T quando não há sinal de controle ($P_C = 0$ mW). No presente caso, ajusta-se $P_T = 0$ mW para $P_C = 0$ mW de forma que na ausência de controle, o interferômetro é totalmente refletor. O grau de assimetria “x” quanto a inserção do SOA no anel de Sagnac, é necessário para permitir a abertura de uma “janela temporal de chaveamento” que habilita o interferômetro a realizar chaveamento ativo mais rápido [13] que o tempo de recuperação do ganho em ≈ 1 ns. No intervalo de tempo entre a passagem do pulso CW + pulso de controle e do pulso CCW correspondente, deve-se notar que o ganho original do SOA não foi totalmente recuperado, mas é suficiente para induzir diferença de fase entre o par de pulsos equivalentes CW e CCW. Como não é necessário que o SOA recupere totalmente o ganho, torna-se possível realizar a demultiplexação temporal de um sinal com taxa muito acima do que teoricamente permite o tempo de recuperação do ganho do amplificador [13]. Portanto, a assimetria “x” é um parâmetro crítico no desempenho de um TOAD. Não haverá pulso transmitido se não houver um pulso de entrada e/ou de controle. Portanto o TOAD opera como uma porta lógica tipo AND no domínio óptico. O filtro passa-banda (BPF) destina-se a reduzir o ruído introduzido pela luz ASE (*Amplified Spontaneous Emission*) gerada pelo SOA. As simulações numéricas mostradas neste trabalho, são baseadas num modelo de SOA tipo *bulk* em sua estrutura semicondutora com tempo de recuperação do ganho situada no intervalo 0,5 - 1,4 ns dependendo da corrente de polarização (I_{bias}) aplicada. Para os valores de I_{bias} aqui aplicados, obtém-se ≈ 1 ns como o tempo de recuperação do ganho do SOA.

A Fig. 2 mostra esquematicamente em um diagrama de blocos, o circuito do *o-DRoF-R* formado em boa parte a partir do circuito óptico básico da Fig. 1. Conforme ilustrado pela Fig. 4, o sinal de entrada consiste em bits ópticos serializados temporalmente no formato RZ, no código de Gray em uma taxa de Nf_s bits/s onde f_s representa a frequência de amostragem determinada pelo módulo *Amostrador* do *o-DRoF-T* [7]. O sinal de entrada é estruturado em quadros temporais, cada um contendo N bits. A Fig. 4 ilustra 3 exemplos para $N = 4$ bits como parte das $2^4 = 16$ possíveis entradas do *o-DRoF-R*.

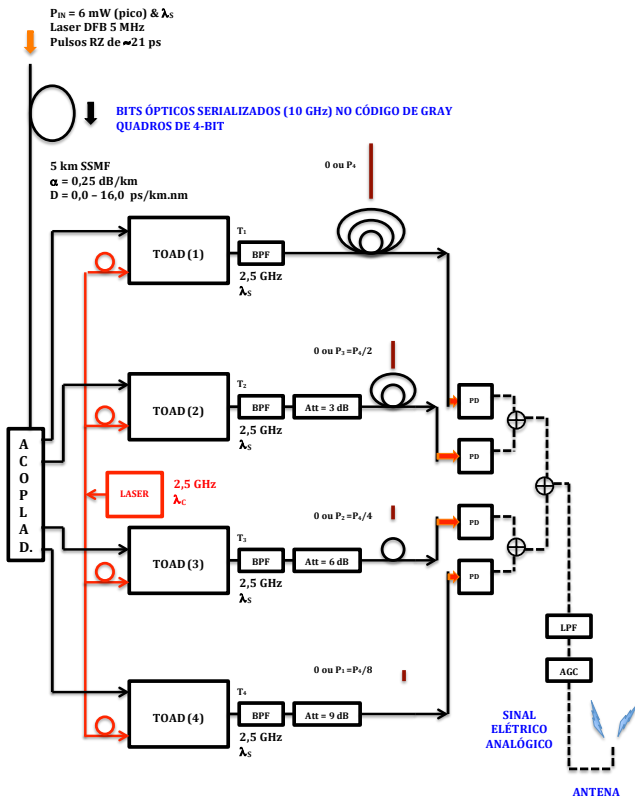


Fig. 2. O diagrama de blocos do circuito do *o-DRoF-R* com resolução de 4-bit.

Como o *o-DRoF-R* possui 4-bit de resolução, um quadro conterá até quatro pulsos ou a sua ausência conforme ilustrado na Fig. 4, formando assim uma “palavra digital”. Os bits “1” são produzidos pelo *o-DRoF-T* com 6 mW de potência de pico, duração temporal de 21 ps, comprimento de onda $\lambda_s = 1562.1$ nm e largura de linha de 5 MHz. Devido a ação da dispersão cromática, espera-se naturalmente que os pulsos (bit “1”) não fiquem mais tão bem definidos quanto logo na saída do *o-DRoF-T*. De forma equivalente, espera-se também que a potência óptica residual contida na “ausência de pulso” (bit “0”) aumente de nível em decorrência da propagação na fibra. A idéia básica por trás do mecanismo de operação do *o-DRoF-R*, é que realize o processo *inverso* do *o-DRoF-T* [8] conforme é explicado a seguir.

O diagrama de circuito mostrado na Fig. 2 pode ser melhor explicado se for dividido em algumas “camadas” exercendo operações distintas.

Na *primeira camada*, os bits ópticos atravessam um divisor óptico $1 \times N$ ($N = 4$) e então 4 cópias idênticas dos bits são geradas.

A *segunda camada* é formada por 4 TOADs [13] dispostos em paralelo com a finalidade de sequencialmente realizar a demultiplexação dos bits no domínio do tempo. Mais precisamente, o TOAD₁ demultiplexa o 1º bit que aparece no quadro e o transmite pela porta T_1 com taxa de f_s , o TOAD₂ demultiplexa o 2º bit transmitindo-o pela porta T_2 também com taxa f_s , e assim por diante. Os bits refletidos em cada TOAD pelas portas R_1, R_2, \dots , são descartados. O artigo [14] mostra o uso de um NOLM (*Nonlinear Optical Loop Mirror*) que utiliza um circuito apenas com fibra óptica para realizar a demultiplexação temporal, onde os pulsos refletidos saem do anel com a mesma amplitude. Entretanto, quando se utiliza um SOA como elemento óptico não-linear ao invés da fibra, pode surgir o “efeito do padrão de pulsos da amostra” ou *pattern effect* [15] que se caracteriza justamente por uma modulação na amplitude dos pulsos refletidos. A Fig. 3 mostra o resultado de um cálculo para os pulsos refletidos pelo TOAD₁ assumindo como entrada a sequência 1111 ilustrada na Fig. 4. Pode-se claramente notar que o pulso refletido de menor amplitude corresponde ao pulso que não foi 100% demultiplexado pela porta T_1 . Os demais apresentam-se modulados em amplitude e este padrão de modulação muda se uma sequência diferente de 1111 for injetada no dispositivo. Trata-se do *pattern effect* [15] que presentemente foi contornado aproveitando-se apenas os pulsos *transmitidos* pelos TOADs. O resultado disto serão 4 sinais composto os bits ópticos paralelizados no tempo. Pode-se notar que um único laser *mode-locked* é necessário para gerar os pulsos de controle dos TOADs desde que o sinal seja dividido por um divisor 1×4 e linhas de atraso sejam corretamente ajustadas para colocar os pulsos de controle em coincidência temporal com os pulsos CW (ou ausência) de sinal quando se propagam através do SOA.

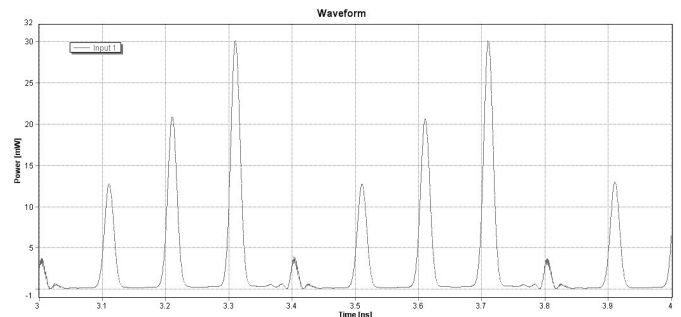


Fig. 3. Formato de onda dos pulsos refletidos (R_1) pelo TOAD₁ para uma entrada tipo 1111 conforme mostrado na Fig. 4. Pode-se notar que o pulso refletido de menor amplitude corresponde ao demultiplexado pela porta T_1 . Os demais são modulados em amplitude devido ao *pattern effect*.

Na *terceira camada*, 4 linhas de atraso devem ser ajustadas de tal forma que os 4 bits paralelizados oriundos de um *mesmo* quadro, fiquem também coincidentes no tempo. Isto é necessário para que logo a seguir os 4 pulsos possam ser *somados*.

Na *quarta camada*, é realizada a *ponderação* da amplitude dos pulsos, ou seja, usando atenuadores ópticos, são

produzidos diferentes pesos (em amplitude) para cada um dos 4 pulsos do quadro. Os atenuadores são ajustados com atenuações de 0, 3, 6 e 9 dB de forma a obter potências relativas em P_1 , $P_1/2$, $P_1/4$ e $P_1/8$, processo este sendo exatamente o *inverso* ao da conversão AD descrita em [8].

Na *quinta camada*, cada sequência de bits paralelizados é foto-detectado e no presente estágio de desenvolvimento o processo de soma é realizado eletronicamente de forma a evitar qualquer componente de interferência óptica.

A saída na forma de um sinal eletrônico do *o-DRoF-R* logo após a soma dos bits, deve ser um envelope de pulsos similar ao gerado pelo *Amostrador* [7]. O referido sinal atravessa um filtro passa-baixa de forma a recuperar o formato de onda original, é amplificado em potência e irradiado por uma antena.

IV. RESULTADOS E DISCUSSÕES

As simulações numéricas foram realizadas primeiramente gerando cada um dos 16 possíveis quadros de 4-bit em $4 \times 2,5 \text{ GHz} = 10 \text{ GHz}$ (ou $20,0 \text{ Gb/s}$). A Fig. 4 mostra o formato de onda temporal de três possíveis entradas ópticas: as sequências digitais 0001, 0010 e 1111. Um quadro de 4-bit é assinalado na Fig. 4.

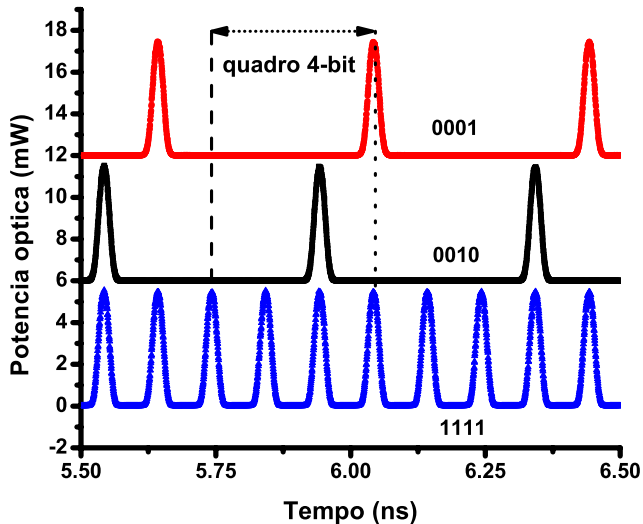


Fig. 4. Formatos de onda temporais das sequências ópticas digitais de entrada 0001, 0010 e 1111. Está assinalado um quadro de 4-bit.

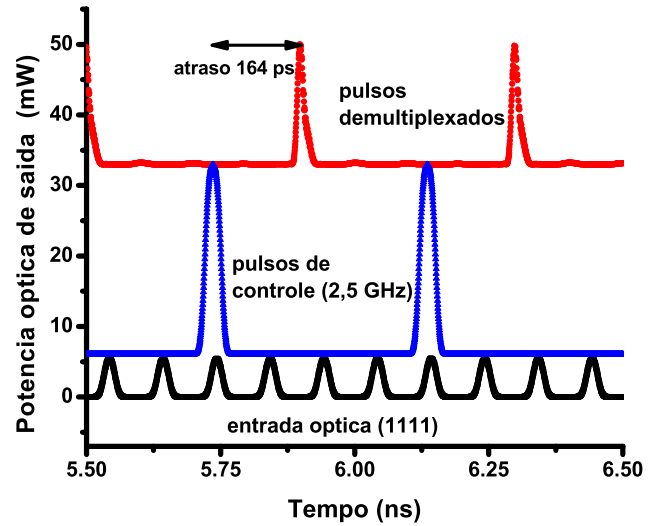


Fig. 5. Formatos de onda temporais da sequência de entrada 1111, dos pulsos de controle em 2,5 GHz e dos pulsos demultiplexados pelo TOAD_1 .

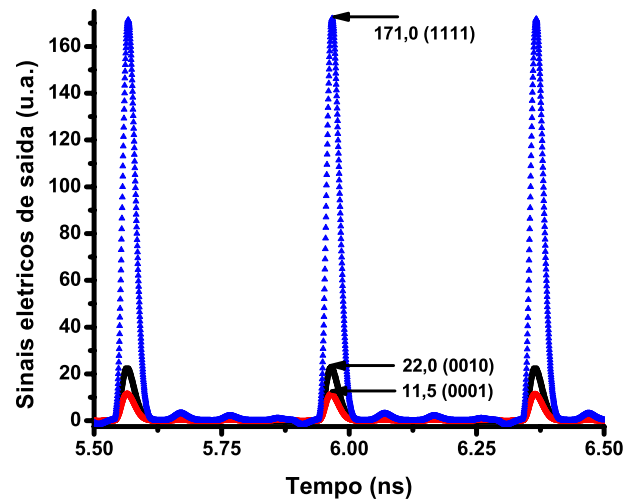


Fig. 6. Formatos de onda temporais no domínio elétrico da soma ponderada das sequências de entrada 1111, 0010 e 0001. São os sinais de saída do *o-DRoF-R*.

A Fig. 5 mostra os formatos de onda temporais da sequência óptica de entrada 1111, dos pulsos de controle em 2,5 GHz (ou 5,0 Gb/s) e dos pulsos demultiplexados pelo TOAD_1 . Nota-se um atraso temporal de 164 ps entre um pulso de controle e o pulso demultiplexado correspondente, assumindo dispersão cromática *nula* (0 ps/km.nm) na fibra. Este atraso surge devido ao atraso na propagação através do anél de Sagnac e aos pontos do circuito onde os pulsos são foto-detectados considerando o seu *design* na plataforma *VPI*. Os pulsos de controle RZ com potência de pico $P_C = 23,5 \text{ mW}$ e $\lambda_C = 1546,0 \text{ nm}$, possuem ciclo-de-operação (*duty-cycle*) de 0,15 e são injetados nos TOADs conforme está mostrado na Fig. 1. O comprimento de onda dos pulsos de entrada (sonda ou sinal) é $\lambda_S = 1562,1 \text{ nm}$. Os valores de P_C , λ_C e λ_S são os mesmos usados para os cálculos sem e com dispersão cromática na fibra de 5 km de comprimento.

A Fig. 6, mostra os formatos de onda temporal de três possíveis sinais elétricos de saída correspondendo a soma

ponderada dos quadros de bits ópticos digitais de entrada 1111, 0010 e 0001. É assumido *nenhuma* dispersão cromática (0 ps/km.nm) nos 5 km de enlace a fibra óptica monomodo padrão (SSMF) entre o *o-DRoF-T* e o *o-DRoF-R*. Este é o próprio processo de conversão digital-analógico (DA).

Conforme anteriormente explicado, os pulsos refletidos por cada TOAD são modulados em amplitude devido ao *pattern effect*. Isto acontece devido ao modelo de SOA adotado no projeto de circuito usando a plataforma *VPI*. O SOA apresenta tempo de recuperação bastante longo, na faixa de 0,5 ns – 1,4 ns dependendo da corrente I_{bias} . Neste trabalho, o tempo de recuperação do ganho do SOA foi calculado separadamente como sendo ≈ 1 ns, correspondente ao valor relativamente baixo $I_{bias} < 100$ mA utilizado nos cálculos.

A conversão DA ocorre sem quaisquer variações quando a potência óptica residual contida no bit “0” está 30 dB ou abaixo do nível de 6 mW do bit “1”. Isto foi testado na ausência de dispersão cromática para os piores casos, onde existem muitos bits “0”, ou seja, as sequências “1000”, “0001”, “0010” e “0000”. Este contraste de bits é plausível de ser gerado pelo *o-DRoF-T* que utiliza um ou mais circuitos Comparadores/Limitadores [6] em seu estágio final de processamento.

A partir deste ponto, supõe-se que o enlace de 5 km de fibra SSMF *apresente* dispersão cromática ($5 \times 16,0 = 80,0$ ps/km.nm) e 0,25 dB/km de atenuação. Na *ausência* e *presença* da dispersão cromática, foi necessário em cada TOAD impor atrasos de 253,0 ps e 775,8 ps entre os pulsos de sinal e controle, respectivamente.

A Fig. 7 mostra os formatos de onda temporal da sequência digital 1111 com 10 GHz logo na saída do *o-DRoF-T* e após percorrer 5 km de fibra óptica SSMF com 16 ps/km.nm de dispersão cromática e 0,25 dB/km de atenuação. Este último, é o sinal de entrada do *o-DRoF-R*. A duração dos pulsos antes e após a propagação é de 21 e 24 ps, respectivamente. Apesar da fibra óptica utilizada ser uma fibra padrão que apresenta um valor relativamente alto de dispersão cromática, o pequeno alargamento temporal sofrido pelos pulsos deve-se a pequena largura de linha em 5 MHz assumido para o laser que gera os pulsos de entrada. Este valor é realista, de acordo com modelos comerciais de lasers DFB (*Distributed Feedback Laser*).

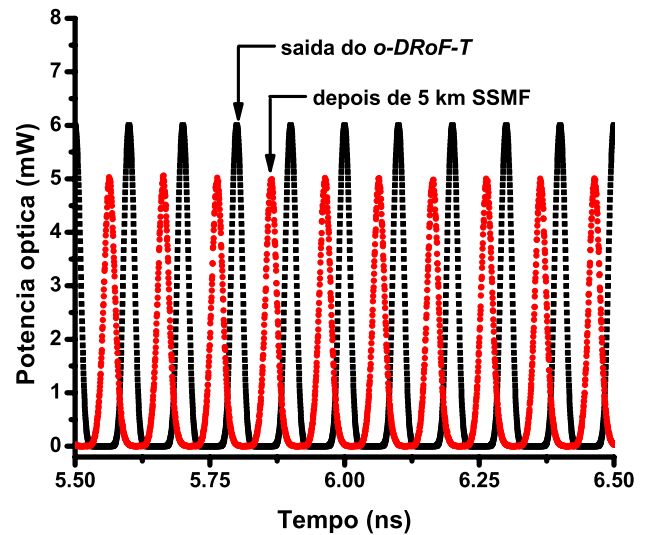


Fig. 7. Formatos de onda temporal da sequência digital 1111 na saída do *o-DRoF-T* e após propagar-se ao longo de 5 km de fibra SSMF com 16 ps/km.nm de dispersão cromática e 0,25 dB/km de atenuação.

Os formatos temporais dos pulsos demultiplexados pelos TOADs e dos sinais elétricos de saída do *o-DRoF-R* considerando a *presença* de dispersão cromática são inteiramente *similares* aos calculados supondo a *ausência* de dispersão (veja as Figs. 5 e 6).

A Fig. 8 mostra essencialmente uma dependência linear no processo de conversão digital-analógica com 4-bit de resolução e 2,5 GHz de frequência de amostragem, quer o enlace de 5 km de fibra SSMF *apresente* ou não dispersão cromática.

No eixo horizontal da Fig. 8 estão marcadas as palavras digitais “1” denotando a sequência “0000”, “2” a sequência “0001”, ..., até “16” simbolizando a sequência “1111”.

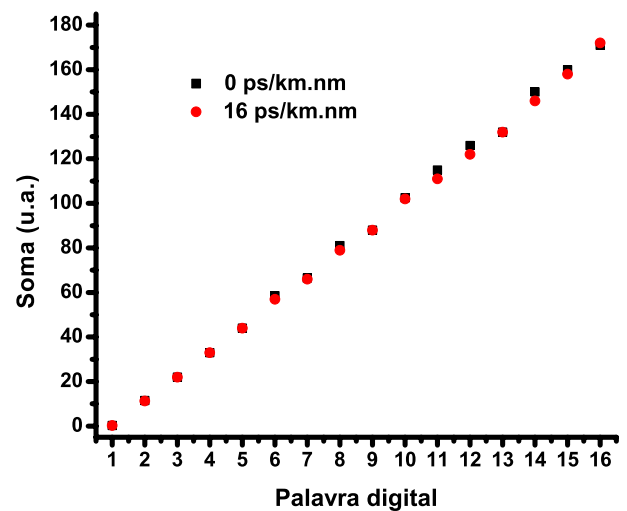


Fig. 8. Gráficos que mostram a dependência linear do processo de conversão digital-analógico com 2,5 GHz de frequência de amostragem e 4-bit de resolução considerando a *ausência* e *presença* (80 ps/km.nm) de dispersão cromática em 5 km de fibra SSMF.

V. CONCLUSÕES

Foi aqui numericamente mostrado a *prova-de-princípio* de funcionamento de um circuito relativamente simples destinado a realizar conversão digital-analógica (DAC) compondo então o módulo receptor *o-DRoF-R* numa aplicação em Telecomunicações a fibra óptica. Os cálculos mostraram que o DAC é imune aos efeitos da dispersão cromática assumindo 5 km de fibra SSMF e 5 MHz de largura de linha do laser de sinal. O *o-DRoF-R* com resolução de N-bit pode operar corretamente desde que recepcione um quadro de (também) N-bit corretamente gerado pelo *o-DRoF-T* descrito previamente em [6-10]. O circuito proposto para o *o-DRoF-R* é baseado no encadeamento em paralelo de TOADs que em princípio é passível de integração fotônica em um *chip* com dimensões físicas reduzidas [16] requerendo potências ópticas de controle com baixos valores de pico, i.e. até poucas dezenas de mW. Devido ao fato de um SOA ser utilizado como elemento óptico não-linear, ao invés de fibra óptica, o *o-DRoF-R* apresenta baixa latência, da ordem de ps e ausência de dispersão entre os pulsos de controle e sinal (*walk-off*) [17].

O sinal elétrico analógico produzido pelo *o-DRoF-R* pode ser irradiado por uma antena como um sinal *wireless*. Alternativamente, os bits ópticos serializados no código de Gray podem ser foto-detectados e demodulados por um receptor digital adequado.

Novas investigações numéricas e experimentais de todo o sistema *o-DRoF* estão em curso, por exemplo incluindo: a regeneração óptica dos bits, o efeito do tempo de recuperação do ganho do SOA e o efeito da dispersão cromática assumindo enlaces de fibra maiores que 5 km. Embora não tenha sido aqui mostrado, realizou-se também algumas simulações numéricas onde a dispersão cromática > 80 ps/nm.km era compensada com o uso de uma técnica óptica conhecida, ficando então o *o-DRoF* imune ao referido mecanismo dispersivo.

AGRADECIMENTOS

Ricardo M. Ribeiro agradece a equipe do Département d'Optique do Telecom Bretagne e da plataforma CapilRTM pelo apoio em seu estágio de Pós-Doutoramento durante o qual este trabalho foi realizado.

REFERÊNCIAS

- [1] R.C. Williamson and R.D. Esman, "RF Photonics, J. of Lightwave Technol.", vol. 26, n. 9, pp. 1145-1151, 2008.
- [2] A. Saadani, *et al.*, "Digital Radio over Fiber for LTE-Advanced: Opportunities and Challenges", 17th Conference on Optical Network Design & Modeling (ONDM 2013), Brest, France, April 16-19, pp. 193-198, 2013.
- [3] G. C. Valley, "Photonic analog-to-digital converters", Opt. Express, vol. 15, no. 5, pp. 1955-1982, 2007.
- [4] A. Khilo *et al.*, "Photonic ADC: overcoming the bottleneck of electronic jitter", Optics Express, vol. 20, no. 4, pp. 4454-4469, 2012.
- [5] S.R. Abdollahi *et al.*, "Non-Uniform Wavelength Allocation in All-Photonic Digitized-Radio over Fibre Access Network", 14th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, Brest, France, October, 2011.
- [6] R.M. Ribeiro, F. Lucarz and B. Fracasso, "A Novel Threshold for All-Optical Digitising Radio-over-Fibre Transceivers", 17th International Conference on Optical Network Design and Modeling (ONDM 2013), Brest, France, April 16-19, 2013.
- [7] R.M. Ribeiro, F. Lucarz and B. Fracasso, "An All-Optical Sampler for Digitising Radio-over-Fibre Transceivers", 18th European Conference on Network & Optical Communications (NOC 2013), Graz, Austria, July 10-12, pp. 27-34, 2013.
- [8] R.M. Ribeiro, F. Lucarz and B. Fracasso, "Proposal and Design of an All-Optical Encoder for Digitising Radio-over-Fibre Transceivers", 18th European Conference on Network & Optical Communications (NOC 2013), Graz, Austria, July 10-12, pp. 35-42, 2013.
- [9] R.M. Ribeiro *et al.*, "An Optical Pulse Generator from a Sinusoidal Optical Signal Using Sagnac Loop – Self-Sampling", 5th IEEE Latin-American Conference on Communications (LATINCOM 2013), Santiago, Chile, November 24-26, 2013.
- [10] R.M. Ribeiro, A.P.L. Barbero, V.N.H. Silva, V. Magri, O.S. Xavier, D.S.V. Medeiros, F. Lucarz e B. Fracasso, "Concepção De um Transceptor Para Digitalização Fotônica De Enlaces Rádio-sobre-Fibra", XXXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBRT 2013), Fortaleza, CE, Brasil, 1-4 de Setembro, 2013.
- [11] A. Hirata *et al.*, "Multiplexed transmission of uncompressed HDTV signals using 120 GHz – band millimeter-wave wireless communications systems", NTT Techn. Review, vol. 4, no. 3, pp. 64-69, 2006.
- [12] S. Oda and A. Maruta, "All-Optical Digital-to-Analog Conversion Using Nonlinear Optical Loop Mirror", IEEE Photon. Technology Lett., vol. 18, no. 5, pp. 703-705, 2006.
- [13] J. P. Sokoloff *et al.*, "A Terahertz Optical Asymmetric Demultiplexer (TOAD)", IEEE Photon. Technology Lett., vol. 5, no. 7, pp. 787-790, 1993.
- [14] E.J.M. Verdurmen, *et al.*, "Error-free all-optical add-drop multiplexing using HNLF in a NOLM at 160 Gbit/s", Elect. Lett., vol. 41, no. 6, pp. 349-350, 2005.
- [15] K.E. Zoiros, T. Siarkos and C.S. Koukourlis, "Theoretical analysis of pattern effect suppression in semiconductor optical amplifier utilizing optical delay interferometer", Opt. Comm., vol. 281, pp. 3648-3657, 2008.
- [16] D. Cotter, *et al.* Nonlinear Optics for High-Speed Digital Information Processing, Science, vol. 286, pp. 1523-1528, 1999.
- [17] Y. Miyoshi, *et al.* All-Optical Analog-to-Digital Conversion Using Split-and-Delay Technique, J. of Lightwave Technol., vol. 25, no. 6, pp. 1339-1347, 2007.