

Concepção de um Transceptor para Digitalização Fotônica de Enlaces Rádio-sobre-Fibra

Ricardo M. Ribeiro, Andrés P. L. Barbero, Vinicius N. H. Silva, Vanessa P. R. Magri, Odair S. Xavier, Dianne S. V. de Medeiros, Frédéric Lucarz e Bruno Fracasso

Resumo—Este artigo apresenta a concepção de um transceptor capaz de realizar a digitalização fotônica de sinais do tipo Rádio-sobre-Fibra, e no processo inverso recuperar o sinal analógico. A principal contribuição é a descrição do módulo receptor. Trata-se de um sistema formado por diversos circuitos ópticos interconectados, quase todos baseados na configuração interferométrica de Sagnac usando um amplificador óptico semiconductor como elemento não linear. São apresentados resultados de simulação numérica de alguns destes circuitos em até 2,5 GHz. Os circuitos são compactos, o que viabiliza sua implementação em óptica integrada e requerem potência óptica (pico) de controle da ordem de μW -mW.

Palavras-Chave—Conversão analógico-digital, Microwave-Photonics, Processamento Óptico de Sinais, Amplificador Óptico Semiconductor.

Abstract—This paper discloses a transceiver able to digitise Radio-over-Fibre signals in the optical domain and to recover the analogue signal. The main contribution is the description of the receiver module. The transceiver comprises many interconnected optical circuits most of them based on the Sagnac interferometric rings with an inserted semiconductor optical amplifier as to be the nonlinear element. Numerical simulation results are shown up to 2.5 GHz clock rate. The circuits of the transceiver are compact, thus enabling optical integration and require optical power control in the μW -mW range.

Keywords—Analogue-Digital Conversion, Microwave-Photonics, Optical Signal Processing, Semiconductor Optical Amplifier.

I. INTRODUÇÃO

A tecnologia Rádio-sobre-Fibra (RoF) normalmente em seu formato analógico clássico, tem sido considerada importante para a convergência entre redes sem fio e com fio. Trata-se de uma tecnologia relativamente simples, onde uma portadora de RF (contendo modulação digital) modula *diretamente* uma fonte óptica, como por exemplo, diodo laser, modulador eletro-óptico ou um modulador eletro-absortivo. Entretanto, a tecnologia RoF clássica apresenta algumas limitações como, por exemplo, faixa dinâmica limitada e dificuldade para compensar dispersões [1].

Recentemente, foi demonstrada a digitalização de redes RoF usando conversores analógico-digital eletrônicos (e-ADC) e digital-analógico (e-DAC) rápidos, conversores estes que tem evoluído ao longo do tempo [2-5]. Entretanto, estes conversores parecem exibir algumas limitações intrínsecas relacionados ao fato de serem eletrônicos: produto frequência de recepção X resolução em bits e taxa de amostragem [4-6].

Por um outro lado, tem-se verificado o desenvolvimento de ADCs ópticos (o-ADC) desde os anos 70 e também DACs ópticos (o-DACs), porém em menor número [4]. Pode-se verificar que o interesse tem sido o de aplicar os o-ADCs em circuitos de recepção no interior de satélites, em tecnologia de radar ou para a compensação eletrônica da dispersão [4,5]. Nota-se que os o-ADCs e o-DACs fornecem como resultado bits ou sinais analógicos elétricos na saída, respectivamente. No melhor do conhecimento dos autores, não há na literatura a descrição de o-ADCs e o-DACs combinados para a finalidade de estabelecer enlaces de *comunicações*. Existem porém, trabalhos muito bons do grupo da Universidade de Brunel (Reino Unido) que mostram simulações de redes RoF com digitalização fotônica genérica, sem estabelecer o princípio de funcionamento dos o-ADCs e o-DACs [6].

Este artigo descreve a concepção, *design* e simulações numéricas usando o programa *VPI Transmission Maker*TM de um transceptor de digitalização fotônica para sinais do tipo RoF (*o-DRoF*). O presente artigo dedica-se basicamente a estabelecer o fluxograma e o funcionamento detalhado (*proof-of-principle*) do transceptor, em especial do *módulo receptor* aqui pela 1ª vez apresentado, e de alguns dos circuitos ópticos integrantes. Estes últimos, baseados em interferômetros de Sagnac contendo um amplificador óptico semiconductor (SOA) como elemento óptico não linear operando em taxas moderadas de poucos GHz, apenas para efeito de demonstração.

II. O CIRCUITO ÓPTICO BÁSICO

O circuito óptico básico proposto para a maior parte dos circuitos que compõem o transceptor *o-DRoF* tem o seu esquema geral mostrado na Figura 1. Trata-se da estrutura interferométrica de Sagnac [7] usando um SOA inserido no anel como sendo o elemento óptico não linear.

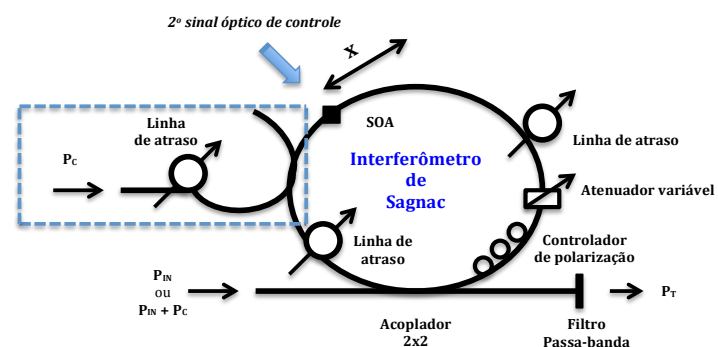


Fig. 1. Diagrama genérico do circuito óptico básico dos módulos que compõem o transceptor *o-DRoF*.

A Figura 1 mostra dois tipos de circuito: auto-controlado e com controle-cruzado. O termo “controle”, refere-se ao chaveamento entre a potência luminosa refletida (P_R) e transmitida (P_T) pelo anel de Sagnac. O circuito auto-controlado não contém a porção cercada pela linha pontilhada. O sinal injetado P_{IN} se auto-controla conforme a sua potência e é baseado na auto-modulação de fase (SPM) [7] proporcionada no SOA. O circuito tipo controle-cruzado pode não incluir a porção cercada pela linha pontilhada, caso os sinais de prova e de controle ($P_{IN} + P_C$) sejam multiplexados e injetados na porta de entrada do interferômetro. Na maioria dos casos, são utilizados circuitos do tipo controle-cruzado que abrangem todo o esquema da Figura 1, onde a luz de controle com potência P_C é injetada lateralmente. Agora, o sinal de prova P_{IN} é controlado através do mecanismo de modulação de fase cruzada (XPM) [7] também proporcionada no SOA. As linhas de atraso óptico permitem sincronizar os pulsos de controle e de prova, assim como o de realizar ajustes independentes no circuito de amostragem óptica [8] (ver seção III-B). O controlador de polarização permite ajustar o nível de potência óptica refletida P_R e transmitida P_T para $P_C = 0$. O atenuador óptico inserido no anel permite “quebrar” a sua reciprocidade e é utilizado pelo circuito óptico comparador [9] (ver seção III-B). O parâmetro “x” designa a assimetria de inserção do SOA com relação ao ponto médio do anel. O “x” permite um grau adicional de liberdade de ajuste da interação entre os pulsos que se propagam no sentido horário (CW) e no sentido anti-horário (CCW) no anel e que atravessam o SOA. Finalmente, o 2º feixe de controle (*holding beam*) consiste em um sinal óptico independente [10], geralmente em onda contínua, cuja função é a de acelerar a recuperação das não linearidades ópticas do SOA e ao mesmo tempo diminuir a sua magnitude.

III. CONCEPÇÃO DO TRANSMISSOR (*o-DRoF-T*)

A. Arquitetura e funcionamento do *o-DRoF-T*

A Figura 2 mostra o esquema do módulo *o-DRoF-T* [8,9,11]. A Figura 3 esquematiza o funcionamento do *o-DRoF-T* com base em formatos de onda no domínio do tempo em alguns pontos importantes. Ambas as figuras são utilizadas na explicação que se segue.

O sinal de entrada é puramente óptico, do tipo RoF analógico (Fig.3a), de baixa amplitude da ordem de poucos μW . O dispositivo como um todo é formado por pelo menos cinco circuitos ópticos adequadamente interconectados. Alguns destes circuitos podem ter uma estrutura mais complexa, formada por mais de um circuito [9,11]. O módulo (1) gera um trem de pulsos ópticos tipicamente com duração de poucos picossegundos e com taxas de repetição de vários GHz (Fig.3b). O módulo (2) realiza amostragem óptica do sinal RoF, ou seja, gera um envelope do trem de pulsos proveniente de (1) (Fig.3c) [8]. O módulo (3'') é um intercalador temporal. Trata-se de um multiplicador do tipo divide-e-atrasa (*split-and-delay*), onde a taxa de repetição gerada por (1) é multiplicada por um número inteiro (Fig.3d para 3 bits) [11]. A sua finalidade é a de apenas aumentar a frequência de *clock* para uso adiante. O módulo (3') é praticamente igual ao (3''), onde os pulsos amostrados é que terão a sua taxa de repetição multiplicada. Entretanto, a saída de (3') serão pulsos com diferentes amplitudes, formando um padrão conveniente para o módulo (4) onde a codificação digital é efetivamente realizada (Fig.3e para 3 bits) [11]. O módulo (4) ao receber um pulso de (3'), fornecerá *idealmente* como saída, um pulso de amplitude não-limitada (bit “1”) ou quase nenhum pulso (bit “0”) (Fig.3f). Desta forma, um pulso amostrado em (2), dá origem a “N” pulsos em (3'), onde “N” é a resolução em bits do *o-*

DRoF-T. Cada um destes “N” pulsos dará origem a um pulso (bit “1”) ou nenhum pulso (bit “0”) após passar por (4) [11]. Contudo, a saída óptica digital de (4) não é perfeita. O contraste entre os bits pode não ser satisfatório. Desta forma, o módulo (5) possui a função de amplificar e limitar a amplitude dos pulsos correspondentes aos bits “1” e de reduzir a potência óptica residual correspondente aos bits “0” (Fig.3g). O módulo (5) exerce um papel análogo a um comparador, pois compara a potência recebida com a potência selecionada como o “nível de decisão” (Fig.3f). Trata-se portanto de um circuito dedicado ao aumento do contraste entre bits ópticos no esquema binário com retorno-ao-zero (RZ) [9].

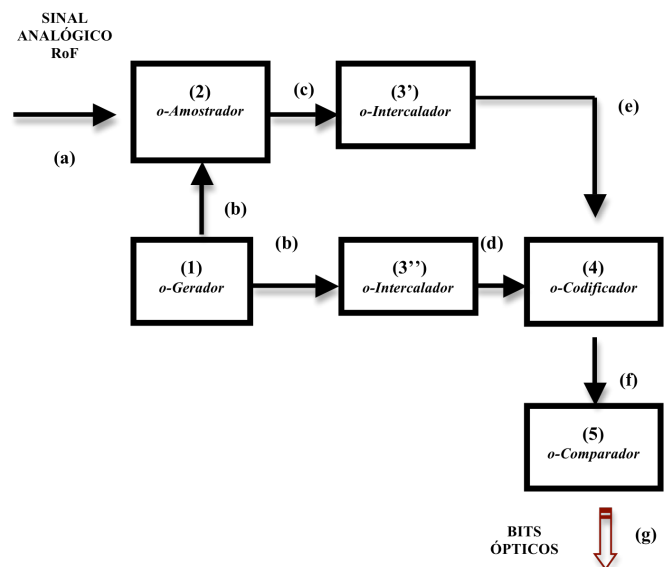


Fig. 2. Diagrama funcional proposto para o módulo *o-DRoF-T*. As indicações (a)-(g) referem-se à Figura 3.

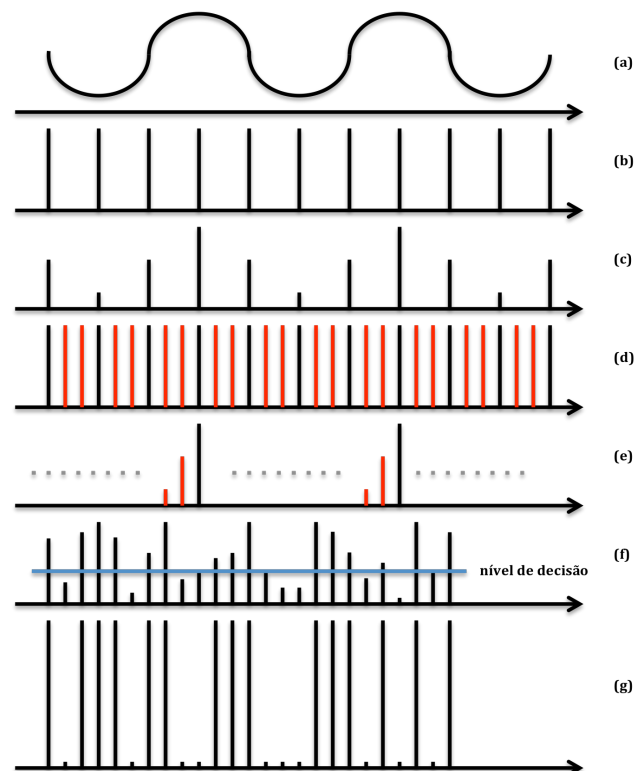


Fig. 3. Ilustração dos formatos de onda no domínio do tempo em alguns pontos importantes do *o-DRoF-T*.

B. Operação de alguns circuitos do o-DRoF-T e resultados

O circuito *o-Amostrador* (2) é do tipo de controle-cruzado (XPM) e requer ajuste fino nas linhas de atraso óptico [8] (ver Fig.1). Utiliza apenas uma unidade do circuito mostrado na Figura 1. A Figura 4 mostra um ciclo de sinal analógico de 500 MHz amostrado numa taxa de 2,5 GHz com $P_C = 7,5$ mW, o que então produz 5 amostras com 20-ps de largura temporal no envelope. O envelope de pulsos é transmitido pelo anel de Sagnac.

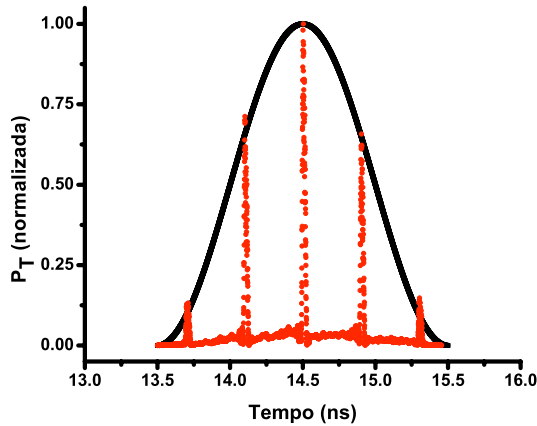


Fig. 4. Um único ciclo de sinal óptico analógico em 500 MHz amostrado em 2,5 GHz utilizando $P_C = 7,5$ mW.

O “núcleo” do *o-DRoF-T* consiste no módulo *o-Codificador* (4) [11]. O processo de codificação digital segue o esquema original de H. Taylor [12], porém adaptado para circuitos totalmente fotônicos por Y. Miyoshi *et al* [7]. A Figura 5 mostra o gráfico da função de transferência interferométrica para um circuito de Sagnac com controle-cruzado onde se tem um ciclo de transmissão ($\Delta\phi = 2\pi$) com $P_C < 1$ mW. Com apenas um ciclo, é possível para o *o-Codificador* operar com 2-bits de resolução. Entretanto, os autores propuseram originalmente [11] um circuito composto de 2 ou mais unidades de circuito mostrado na Figura 1, adequadamente encadeadas, resultando em um módulo capaz de realizar digitalização fotônica com um aumento significativo da resolução em bits. Portanto, a Figura 5 mostra que 2 estágios de circuito (devidamente encadeados) produz uma função de transferência interferométrica com 2 ciclos para uma *mesma* potência óptica de controle P_C , sendo agora capaz de realizar digitalização com 3-bits de resolução. Este processo pode ser continuado de tal forma, que “N” circuitos da Figura 1 encadeados, produzirão um módulo com “N+1” bits de resolução *sem comprometer* a velocidade de chaveamento, já que a não linearidade óptica do SOA de cada circuito pode ser mantida suficientemente baixa [13]. Como regra geral, a magnitude de um efeito óptico não linear em um material dielétrico ou semicondutor, é inversamente proporcional ao intervalo de tempo típico para a sua recuperação [13]. O esquema aqui proposto para o *o-Codificador* é basicamente o de modificar a arquitetura do interferômetro de Sagnac de forma a produzir uma função de transferência com um maior número de pontos com interferência destrutiva, considerando uma mesma variação da potência óptica de controle, que é justamente a amostra de sinal a ser codificado.

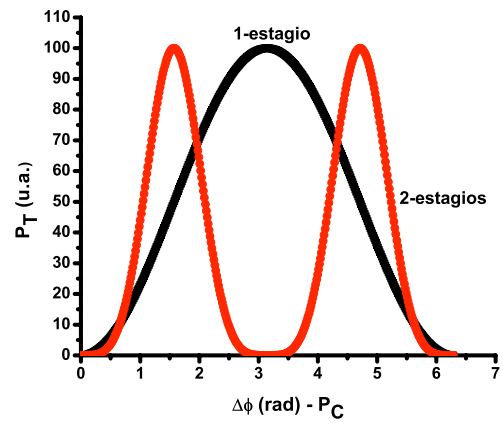


Fig. 5. Funções de transferência interferométrica para 1 e 2 estágios do circuito básico composto do anel de Sagnac com SOA em controle-cruzado.

A fase diferencial $\Delta\phi$ entre os dois sinais que percorrem em sentidos contrários o interferômetro e que se recombinam na junção do acoplador, pode ser obtida através de $\Delta\phi = 2\gamma L_{SOA}P_C$, onde γ e L_{SOA} representam o coeficiente não linear e o comprimento do SOA, respectivamente. Portanto, considerando uma mesma potência P_C , pode-se obter uma fase diferencial maior aumentando-se γ e/ou L_{SOA} .

Supondo agora que utilizando apenas 1 estágio do circuito da Figura 1 seja possível obter uma função de transferência interferométrica composta de 2 ciclos (resolução de 3-bits), foi mostrado em [11] que ao encadear apenas mais um circuito, torna-se possível obter 2-bits *adicionais* de resolução, ou seja um módulo capaz de fornecer 5-bits de resolução. O encadeamento pode ser facilmente estendido para obter 7-bits, 9-bits e assim por diante, porém mais uma vez *mantendo* a velocidade de chaveamento.

A Figura 6, extraída da Figura 5, mostra a função de transferência interferométrica para um *o-Codificador* de 2 estágios e ao mesmo tempo ilustra o processo de geração do código digital de Gray para uma resolução de 3-bits [11].

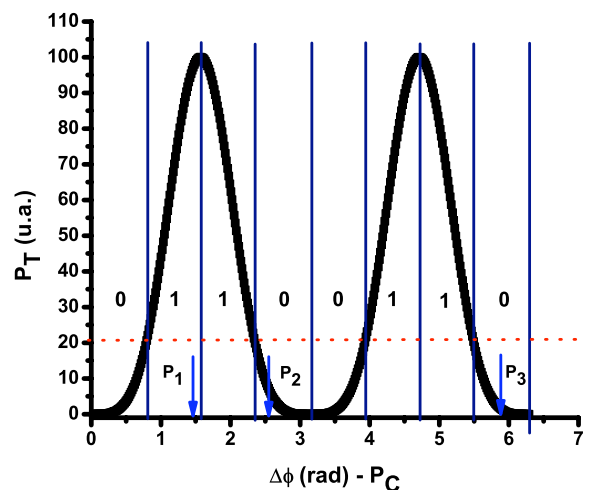


Fig. 6. Função de transferência interferométrica do *o-Codificador* com 2 estágios ilustrando o processo de geração do código de Gray com 3-bits de resolução onde a fase diferencial $\Delta\phi$ é proporcional à potência de controle P_C .

O “nível de decisão” (ou potência limiar) é agora ajustado para $\sim 20\%$ do valor máximo da potência de saída ao invés do 50% tradicional [7]. A abscissa é seccionada em ($2^{3-bit} =$) 8 partes de mesma largura em fase diferencial (análogo da potência óptica de controle P_C). Como um exemplo, suponha

uma amostra óptica com $P_3 = 5,86$ rad de amplitude, ou seja, situada no meio do “slot” mais a direita. O circuito (3’) é capaz de gerar réplicas de amostras ópticas intercaladas no tempo com potências $P_2 = P_3/2 = 2,93$ rad e $P_1 = P_2/2 = 1,47$ rad. Por simples inspeção da Figura 6, pode-se verificar que P_1 , P_2 e P_3 correspondem aos bits 1, 0 e 0 respectivamente, ou seja, a sequência “100”. Bit “1” significa transmissão enquanto que bit “0”, não transmissão. Seguindo o mesmo raciocínio, porém partindo de $P_3 = 5,09$ rad situada no meio do segundo “slot” mais a direita, obtém-se $P_2 = 2,55$ rad e $P_3 = 1,27$ rad. A sequência digital “101” é agora gerada. O restante do código de Gray pode assim ser gerado de forma não ambígua.

O módulo (5) é baseado no circuito da Figura 1 em regime de auto-controle (SPM), ou seja, o chaveamento ocorre conforme o nível de potência óptica de entrada P_{IN} . A função de transferência interferométrica obtida para $Att = 10$ dB inserida no anel e $I_{BIAS} = 75$ mA de alimentação do SOA em 1,25 GHz, é mostrada para baixos valores de P_{IN} na Figura 7. Pode-se notar uma curva semelhante a de um diodo. Até $P_{IN} \sim 30 \mu W$, a luz não é transmitida, exceto por um *background* de $50 \mu W$ causado provavelmente pela ASE do SOA e/ou por algum artefato de cálculo no VPI. Embora não mostrado neste artigo, o sinal de saída P_T fica limitado em 6 mW a partir de $P_{IN} > 8$ mW [9]. Para este circuito em particular, pode-se atribuir $P_{LIM} = 30 \mu W$ como sendo a potência limiar de transmissão (“nível de decisão”), $P_{IN-SAT} = 8$ mW a potência de entrada saturante e $P_{OUT-SAT} = 6$ mW a potência de saída saturada (ou limitada). Estes parâmetros podem até certo ponto serem sintonizados variando-se o Att , I_{BIAS} e a assimetria x do circuito da Figura 1. Pode-se também encadear os comparadores ópticos com atenuadores intercalados para se obter bits ópticos de saída com contraste ainda maior (Fig.3g) [9].

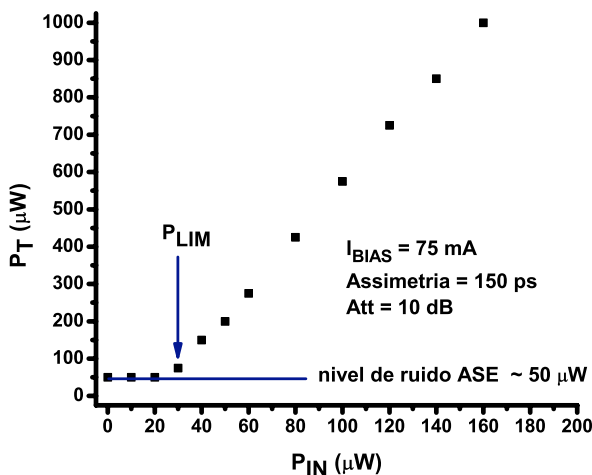


Fig. 7. Função de transferência interferométrica para baixa potência P_{IN} do módulo (5) – comparador óptico.

IV. CONCEPÇÃO DO RECEPTOR (*o-DRoF-R*)

A explanação anterior do funcionamento dos módulos (3’), (3’’) e (4) embora tenha sido detalhada em [11] para explicar o funcionamento do *o-DRoF-T*, é aqui essencial para entender o funcionamento do *o-DRoF-R*.

Na Figura 8, é esquematizado o diagrama funcional do *o-DRoF-R*. Além do uso de lasers em regime de *mode-locking*, o módulo é formado por circuitos ópticos conhecidos, mais uma

vez baseados em interferômetros de Sagnac com SOA inserido no anel.

O sinal de entrada consiste em bits ópticos temporalmente serializados no formato RZ com uma taxa de Nf_s bits/s onde f_s é a frequência de amostragem determinada pelo circuito (2) (Fig.2). Pode-se considerar estes bits de entrada como estruturado em “quadros” (*frames*) contendo N bits cada, conforme ilustrado na Figura 3g.

A primeira camada de circuitos consiste em $N-1$ *Demultiplexadores Temporais* (TOADs) dispostos em paralelo [14], cuja função é a de paralelizar cada “quadro” de bits ópticos, gerando então “ N ” trens de bits com taxa de f_s bit/s. Deve-se observar da Figura 8, que todos os TOADs fornecem duas saídas: uma pela porta de reflexão (R) e outra pela porta de transmissão (T). Cada sinal T, é injetado no circuito correspondente na segunda camada de circuitos, enquanto que o sinal R, é injetado no TOAD seguinte. Entretanto, o $(N-1)$ -ésimo TOAD injeta o sinal T na $(N-1)$ -ésima *Chave Óptica*, enquanto que o sinal R é injetado na N -ésima *Chave Óptica*.

A segunda camada de circuitos consiste em *Chaves Ópticas* ou *Regeneradores*. Cada um dos trens de bits é injetado numa *Chave Óptica* como *luz de controle* de forma a transmitir (bit “1”) ou não transmitir (bit “0”) o pulso de *luz de prova* por sua vez gerado pelo laser *mode-locked* “*LASER λ* ”. Deve-se notar que as *Chaves Ópticas* também fazem o papel de “regenerador óptico” pois os bits ópticos recebidos chegam degradados após terem se propagado ao longo do enlace de fibra óptica. Porém, deverão ser ainda capazes de chavear os pulsos de luz gerados localmente, fornecendo como saída pulsos (bits) regenerados em 3R (re-amplificados, recuperados no relógio e re-formatados) [15].

É fundamental realizar um ajuste da potência de saída de cada *Chave Óptica*. Isto pode ser feito por um ajuste da potência de entrada da *luz de prova* e/ou do ganho do SOA (ajuste do I_{BIAS}). Na Figura 8 é ilustrado o exemplo de 3-bits onde sinais com potências $P_3 = 2P_2$, $P_2 = 2P_1$ e P_1 são gerados e somados incoerentemente após um ajuste adequado das linhas de atraso óptico. Deve-se observar que as *Chaves Ópticas idealmente* nada transmitem ou transmitem um pulso óptico de potência P_i ($i=1, 2$ ou 3). Portanto, para um *o-DRoF-R* de 3-bits, são 8 combinações possíveis de saída somadas incoerentemente, que é justamente a quantização para o referido receptor de 3-bits. Este esquema de conversão digital-analógico é exatamente o *inverso* do mecanismo usado pelo circuito (4) do *o-DRoF-T* onde as sucessivas multiplicações (divisões) das réplicas dos pulsos pelo fator “2” deve-se ao fato da codificação digital seguir o sistema binário. A saída do receptor será o envelope do sinal óptico analógico conforme mostrado na Figura 3c.

Lasers semicondutores em regime de *mode-locking* já foram demonstrados em integração óptica [16], assim como interferômetros de Sagnac contendo um SOA inserido no anel como um *chip* de dimensões da ordem de 2 mm [13]. Portanto, o *o-DRoF-R* como um todo pode também ser construído como um circuito bastante compacto.

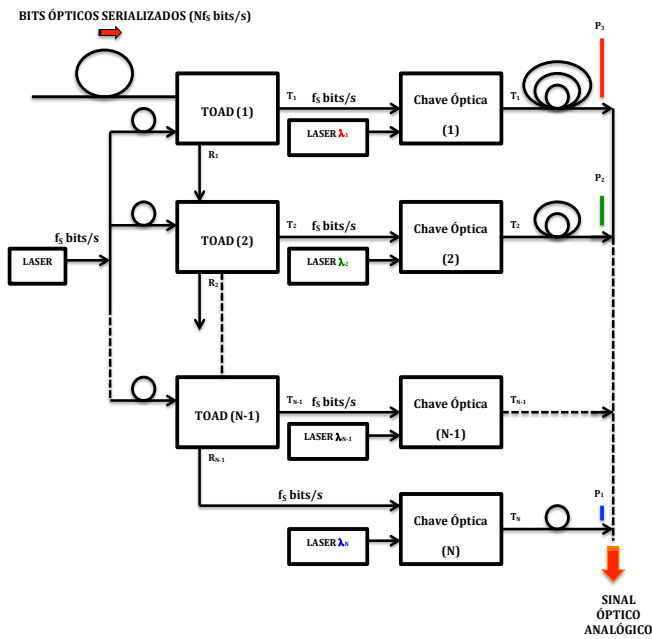


Fig. 8. Diagrama funcional proposto para o módulo *o-DRoF-R*.

V. CONCLUSÕES

No momento, considera-se o transceptor *o-DRoF* completamente concebido na sua essência conforme a arquitetura mostrada na Figura 2 (módulo transmissor) e na Figura 8 (módulo receptor). O trabalho aqui apresentado se propõe a projetar circuitos ópticos cada qual apresentando funções de transferência adequadas para obter digitalização de portadoras ópticas, quando tais circuitos forem então interconectados. O *o-DRoF* é baseado em circuitos ópticos do tipo mostrado na Figura 1. A natureza do circuito óptico básico adotado, permite obter uma estrutura compacta que requer potência óptica de controle muito baixa e conseqüentemente a possibilidade de integração em um *chip* fotônico. Exibe também, baixa latência, elimina a necessidade de gerenciamento da dispersão (como é requerido em circuitos usando fibras ópticas como elemento não linear [7]), é imune à interferência eletromagnética e à curto-circuito, pois todos os circuitos envolvidos são ópticos. Usando SOAs baseados em estruturas do tipo poços ou pontos quânticos [17], pode-se potencialmente chegar a taxas de chaveamento que em teoria ultrapassam 1 Tb/s [13].

O envelope analógico gerado pelo módulo *o-DRoF-R* pode propagar-se através de uma rede RoF convencional e em seu extremo ser foto-detectado. O sinal elétrico assim gerado pode passar por um filtro passa-baixa, amplificado, para então ser irradiado por uma antena como um sinal *wireless*. Alternativamente, os bits ópticos serializados no código de Gray podem ser detectados por um receptor digital adequado, desta forma compondo um ADC óptico com transmissão remota por fibra. O processo inverso também é em princípio possível, desde que os bits ópticos sejam adequadamente gerados para então compor um DAC óptico com transmissão remota por fibra.

Simulações numéricas têm sido feitas para cada um dos circuitos constituintes dos módulos transmissor e receptor. Os resultados obtidos tem sido promissores. Os *designs* e simulações de cada circuito no VPI prosseguem em sua otimização, enquanto que experimentos se encontram em

andamento no Telecom Bretagne devendo ser continuados no Brasil e em breve publicados.

AGRADECIMENTOS

Ricardo M. Ribeiro gostaria de agradecer as equipes do Département d'Optique do Telecom Bretagne e da plataforma CapilR™ no campus de Brest na França por todo o apoio durante o seu estágio de Pós-Doutoramento quando o presente trabalho foi realizado. Os autores agradecem também ao INCT-Fotonicom/CNPq por todo o apoio recebido.

REFERÊNCIAS

- [1] R. C. Williamson and R. D. Esman, "RF Photonics", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, v. 26, n. 9, pp. 1145-1151, 2008.
- [2] A. Nirmalathas *et al*, "Digitized Radio-Over-Fiber Technologies for Converged Optical Wireless Access Network", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, v. 28, n. 16, pp. 2366-2375, 2010.
- [3] 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.
- [4] G. C. Valley, "Photonic analog-to-digital converters", *Optics Express*, v. 15, n. 5, pp. 1955-1982, 2007.
- [5] A. Khilo *et al*, "Photonic ADC: overcoming the bottleneck of electronic jitter", *Optics Express*, v. 20, n. 4, pp. 4454-4469, 2012.
- [6] 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.
- [7] Y. Miyoshi *et al*, "All-Optical Analog-to-Digital Conversion Using Split-and-Delay Technique", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, v. 25, n. 6, pp. 1339-1347, 2007.
- [8] Ricardo M. Ribeiro, Frédéric Lucarz and Bruno Fracasso, "An All-Optical Sampler for Digitising Radio-over-Fibre Transceivers", Aceito na *18th European Conference on Network & Optical Communications (NOC 2013)*, Graz, Austria, July 10-12, 2013.
- [9] Ricardo M. Ribeiro, Frédéric Lucarz and Bruno Fracasso, "A Thresholder for All-Optical Digitising Radio-over-Fibre Transceivers" *17th Conference on Optical Network Design & Modeling (ONDM 2013)*, Brest, France, April 16-19, pp. 160-165, 2013.
- [10] R. J. Manning and D. A. Davies, "Three-wavelength device for all-optical signal processing", *Optics Letters*, v. 19, n. 12, pp. 889-891, 1994.
- [11] Ricardo M. Ribeiro, Frédéric Lucarz and Bruno Fracasso, "Proposal and Design of an All-Optical Encoder for Digitising Radio-over-Fibre Transceivers", Aceito na *18th European Conference on Network & Optical Communications (NOC 2013)*, Graz, Austria, July 10-12, 2013.
- [12] H. F. Taylor, "An Optical Analog-to-Digital Converter-Design and Analysis", *IEEE Journal of Quantum Electronics*, v. QE-15, n. 4, pp. 210-216, 1979.
- [13] D. Cotter *et al*, "Nonlinear Optics for High-Speed Digital Information Processing", *Science*, v. 286, pp. 1523-1528, 1999.
- [14] J. P. Sokoloff *et al*, "A Terahertz Optical Asymmetric Demultiplexer (TOAD)", *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 5, n. 7, pp. 787-790, 1993.
- [15] I. D. Phillip *et al*, "Simultaneous demultiplexing, data regeneration and clock recovery with a single semiconductor optical amplifier-based nonlinear-optical loop mirror", *Optics Letters*, v. 22, n. 17, pp. 1326-1328, 1997.
- [16] B. R. Koch *et al*, "Monolithic Mode-Locked Laser and Optical Amplifier for Regenerative Pulsed Optical Clock Recovery", *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 19, n. 9, pp. 641-643, 2007.
- [17] M. Sugawara *et al*, "Quantum-dot semiconductor optical amplifiers for high-bit-rate signal processing up to 160 Gbs⁻¹ and a new scheme of 3R regenerators", *Measurement Science and Technology*, v.13, pp. 1683-1691, 2002.