

Filtros Optoeletrônicos Reconfiguráveis para Aplicações em Radar e Guerra Eletrônica

Carla de Sousa Martins, Olympio Lucchini Coutinho, William dos Santos Fegadoli e José Edimar B. Oliveira
Instituto Tecnológico de Aeronáutica – ITA, Praça Marechal Eduardo Gomes, 50 – Vila das Acácias, São José dos Campos – SP – Brasil, CEP 12.228-900

Resumo — Duas arquiteturas de filtros optoeletrônicos na faixa de microondas, que utilizam dispositivos dispersivos como unidades de atraso dependentes do comprimento de onda, são abordadas. Os filtros são modelados como sistemas ópticos de microondas de três estágios, a saber: uma unidade de entrada consistindo de um modulador eletroóptico, um bloco de processamento totalmente óptico e finalmente um módulo de conversão óptico-elétrico. Ambas as arquiteturas exibem características de sintonização e reconfigurabilidade que as tornam de especial interesse em áreas como radar e guerra eletrônica. Resultados de simulações numéricas em ótima concordância com resultados recentemente publicados na literatura são apresentados.

Palavras-chaves — Filtros optoeletrônicos de microondas, processamento óptico de microondas, radar, guerra eletrônica.

I. INTRODUÇÃO

Processamento óptico de sinais de radiofrequência (RF), especialmente na faixa de microondas, constitui um tópico que tem atraído grande interesse nos últimos anos. Isto se deve não apenas às vantagens amplamente conhecidas dos sistemas ópticos, tais como baixa sensibilidade a interferências eletromagnéticas (EMI), capacidade de banda larga, baixas perdas, tamanho e peso reduzidos, mas também pelos avanços tecnológicos obtidos no projeto e fabricação de moduladores optoeletrônicos, fibras ópticas, bem como de outros componentes ópticos [1]. Graças a esses avanços, o processamento óptico de sinais analógicos tem se tornado realidade notável, com índices de desempenho cada vez melhores. Vários grupos de pesquisa têm demonstrado a aplicação de processamento óptico de sinais em links ópticos de RF à fibra óptica (*radio-over-fiber*), controle de antenas remotas, apontamento de feixe em antenas *phased array*, etc [2]-[4]. Além disso, as vantagens anteriormente mencionadas têm atraído também a atenção de indústrias na área de Defesa, a tal ponto que elas têm financiado pesquisas visando à aplicação de tecnologia fotônica em sistemas radar [3].

Este artigo apresenta a modelagem de duas arquiteturas de filtros optoeletrônicos de microondas transversais, baseadas na utilização de dispositivos dispersivos como linhas de retardo dependentes do comprimento de onda. Ambas as implementações demonstram elevado potencial para realização de respostas em frequência arbitrárias, ressalvadas algumas limitações que serão expostas no decorrer do trabalho, graças à variação dos coeficientes do filtro e de suas unidades de re-

tardo (ou período), tornando-as assim próprias para a aplicação em sistemas radar e de guerra eletrônica.

II. TEORIA E MODELAGEM DOS FILTROS

Um filtro optoeletrônico de microondas pode ser visto como um caso particular de processador óptico de sinais que implementa a filtragem de sinais ópticos modulados por um sinal de microondas.

As duas arquiteturas de filtros optoeletrônicos que são abordadas neste artigo são modeladas como sistemas ópticos de microondas de três estágios, a saber: uma unidade de entrada consistindo de um modulador eletroóptico, um bloco de processamento totalmente óptico e finalmente um módulo de conversão do domínio óptico para o domínio elétrico. O módulo de processamento totalmente óptico é realizado por meio de um dispositivo dispersivo, mais especificamente um trecho de fibra óptica monomodal, combinado a moduladores eletroópticos e fotodetectores, desempenhando assim a função de uma unidade de retardo dependente do comprimento de onda.

Esta seção apresenta a teoria por trás dessas arquiteturas de filtros de optoeletrônicos de microondas não-recursivos, que foram recentemente publicadas por vários autores.

A. Filtro Baseado em Modulador de Fase

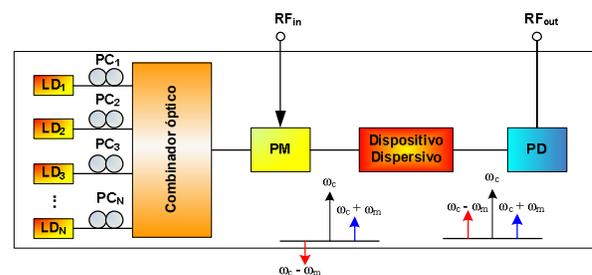


Fig. 1. Diagrama em blocos do filtro com modulação de fase e detecção de intensidade. LD: Diodo laser; PC: controlador de polarização; PM: modulador de fase; PD: fotodetector.

A estrutura deste filtro consiste de N fontes laser, um modulador eletroóptico de fase (PM), um dispositivo dispersivo e um fotodetector (PD) [5]. O diagrama em blocos deste filtro é mostrado na Fig. 1, onde as fontes laser CW são combinadas e então acopladas ao PM, que é alimentado por um sinal de RF senoidal. O sinal óptico modulado em fase é então aplicado ao dispositivo dispersivo e a saída deste é detectada pelo PD. O período de amostragem T é determinado pela característica intrínseca do dispositivo dispersivo, que de-

C. Martins, carlasm@ita.br, O. Coutinho, olympio@ita.br, W. Fegadoli, fegadoli@ita.br, J. Oliveira, edimar@ita.br; Tel +55-12-3947-6873, Fax +55-12-3947-6893.

semprenha o papel de uma unidade de retardo dependente do comprimento de onda, conforme será visto mais adiante.

Inicialmente, considere apenas uma única fonte laser. A amplitude normalizada do campo óptico modulado em fase $\varepsilon(t)$ pode ser expressa por

$$\varepsilon(t) = \cos[\omega_c t + \Delta\varphi(t)] = \cos[\omega_c t + m_p \cdot V \cos(\omega_m t)], \quad (1)$$

onde ω_c é a frequência angular da portadora, ω_m é a frequência angular do sinal de RF modulante, V é a amplitude do sinal modulante, $\Delta\varphi(t)$ é a mudança de fase da portadora e $m_p = \Delta\varphi_{\max}/V$ é o índice de modulação de fase.

Expandindo (1) em funções de Bessel de primeiro tipo, sob condições de baixo sinal ($m_p V \ll 1$), apenas o primeiro harmônico superior e inferior podem ser considerados e os harmônicos de ordem superior podem ser desprezados. Assim, o processo de modulação de fase pode ser considerado como um processo de modulação linear. Com estas simplificações, pode-se reescrever (1) como

$$\begin{aligned} \varepsilon(t) = & J_0 \cdot \cos(\omega_c t) + J_1 \cdot \cos\left[(\omega_c + \omega_m)t + \frac{1}{2}\pi\right] \\ & - J_1 \cdot \cos\left[(\omega_c - \omega_m)t - \frac{1}{2}\pi\right], \end{aligned} \quad (2)$$

onde $J_n(\cdot)$ denota a função de Bessel de primeiro tipo de ordem n . A partir de (2) nota-se que as duas bandas laterais estão defasadas entre si de π rad e se este sinal for diretamente detectado por um fotodetector de lei quadrática, não será possível recuperar o sinal de RF. Entretanto, quando o sinal óptico modulado em fase passa por um dispositivo dispersivo, sua dispersão cromática inerente induz atrasos de fase adicionais a cada componente espectral, e o campo óptico pode ser expresso por

$$\begin{aligned} \varepsilon(t) = & J_0 \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_0) + J_1 \cdot \cos\left[(\omega_c + \omega_m)t + \frac{\pi}{2} + \varphi_1\right] \\ & - J_1 \cdot \cos\left[(\omega_c - \omega_m)t - \frac{\pi}{2} + \varphi_2\right], \end{aligned} \quad (3)$$

onde φ_0 , φ_1 e φ_2 são os desvios de fase das componentes espectrais ω_c , $\omega_c + \omega_m$ e $\omega_c - \omega_m$, respectivamente. Uma vez que os desvios de fase são diferentes para cada uma das três componentes espectrais, o sinal de RF modulante pode ser recuperado quando este sinal óptico for aplicado ao fotodetector, visto que agora as componentes espectrais poderão estar parcial ou completamente em fase.

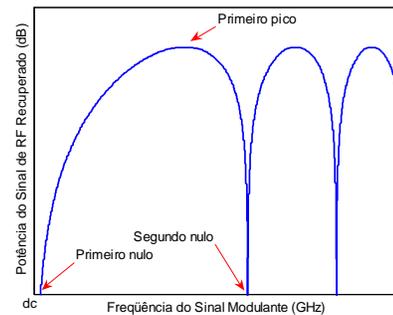
Após expandir a constante de propagação $\beta(\omega)$ em série de Taylor [4],[7] e lembrando que a corrente gerada pelo fotodetector é proporcional ao quadrado do campo óptico, pode-se tomar o sinal de RF centrado na frequência ω_m (ignorando corrente dc e harmônicos de ordem superior) e obter uma expressão para o sinal de RF recuperado.

Considere agora um arranjo de N fontes laser sintonizáveis e descorrelacionadas. Os comprimentos de onda centrais de cada uma das fontes são λ_n ($n = 1, 2, \dots, N$) e as potências de saída são P_n ($n = 1, 2, \dots, N$). Pode-se demonstrar que com um espaçamento de comprimento de onda $\Delta\lambda$ pequeno e idênti-

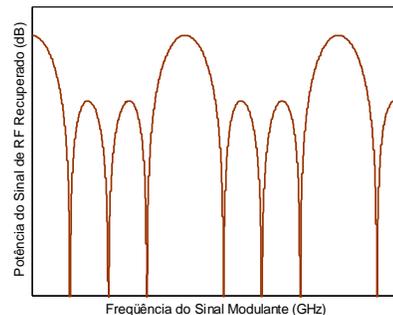
co entre quaisquer fontes laser adjacentes obtém-se a seguinte resposta em frequência

$$H(\Omega) \propto \underbrace{\cos\left(-\frac{\pi \bar{\chi}_n \bar{\lambda}_n^2 f_m^2}{c} + \frac{\pi}{2}\right)}_{H_1(\Omega)} \cdot \underbrace{\sum_{n=1}^N P_n \cdot \exp[j2\pi f_m \cdot (n-1)T]}_{H_2(\Omega)}, \quad (4)$$

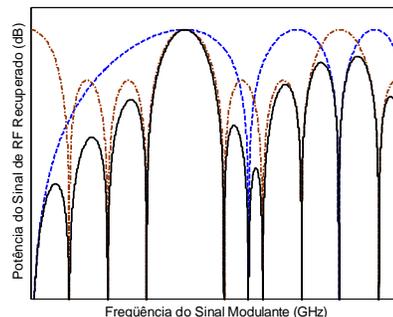
onde: c é a velocidade de propagação da onda óptica no espaço livre; $\bar{\chi}_n$ e $\bar{\lambda}_n$ denotam a dispersão acumulada média e o valor médio de comprimento de onda das portadoras ópticas, respectivamente; f_m é a frequência do sinal modulante; $T = \bar{\chi}_n \cdot \Delta\lambda$ é a unidade básica de atraso entre duas derivações adjacentes; $H_1(\Omega)$ representa a resposta em frequência induzida pela dispersão; e, uma vez que todos os coeficientes são positivos, $H_2(\Omega)$ pode ser facilmente identificado como um típico filtro passa-baixas não-recursivo.



(a)



(b)



(c)

Fig. 2. (a) Resposta em frequência induzida pela dispersão $H_1(\Omega)$; (b) Resposta típica de um filtro passa-baixas não-recursivo $H_2(\Omega)$; (c) Resposta em frequência do filtro resultante $H(\Omega)$.

A resposta em frequência desse processo de modulação de fase banda estreita com detecção de intensidade é mostrada na Fig. 2. Observa-se, a partir de (4), que a resposta em frequência induzida pela dispersão $H_1(\Omega)$ apresenta o primeiro nulo em dc, o primeiro pico e o segundo nulo quando $\pi\bar{\chi}_n\bar{\lambda}_n^2 f_m^2/c = \pi/2$ e π , respectivamente. Esta curva é mostrada na Fig. 2a. O segundo termo de (4), $H_2(\Omega)$, responde por um filtro passa-baixas, cuja resposta em frequência típica é mostrada na Fig. 2b. A resposta em frequência efetiva do filtro é mostrada na Fig. 2c, que pode ser vista como uma resposta de um filtro passa-baixas convencional $H_2(\Omega)$, com FSR de $1/T$, sendo modificada em sua forma pela resposta em frequência induzida pela dispersão $H_1(\Omega)$, assim eliminando a ressonância em dc de um típico filtro passa-baixas. A melhor sintonia do filtro é alcançada quando o primeiro pico de $H_1(\Omega)$ coincide com o segundo pico de $H_2(\Omega)$.

B. Filtro Baseado em Modulador de Polarização

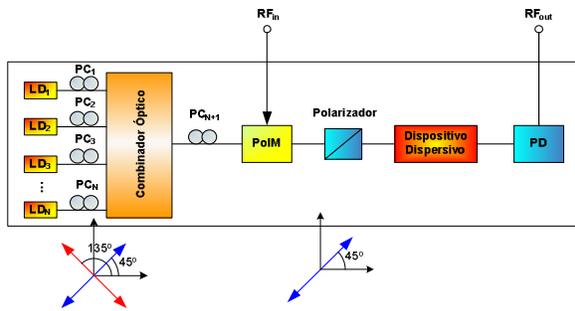


Fig.3. Diagrama em blocos do filtro com modulação de polarização e detecção de intensidade. LD: Diodo laser; PC: controlador de polarização; PolM: modulador de polarização; PD: fotodetector.

A estrutura deste filtro [6] é mostrada na Fig. 3. O modulador eletroóptico de polarização (PolM) funciona como um dispositivo de retardo de onda controlado eletronicamente, podendo modificar uma luz linearmente polarizada para uma polarização linear ortogonal [8]. Quando um sinal de RF é aplicado à porta de RF do PolM, dois sinais fora de fase modulados em duas portadoras ópticas polarizadas ortogonalmente são gerados. Os dois modos de polarização experimentam desvios de fase diferentes, produzindo uma mudança do estado de polarização das ondas ópticas incidentes de linear (quando a tensão aplicada é igual a zero) até ortogonal (quando a tensão aplicada é igual a V_π), passando pelos estados de polarização elíptica e circular.

A principal diferença desta abordagem para aquela apresentada em II.A é que as portadoras ópticas podem ser ajustadas independentemente tanto em potência como em direção de polarização. Ajustando suas direções de polarização a 45° ou a 135° em relação a um dos eixos principais do modulador, um sinal de RF modulado invertido ou não invertido é obtido, ou equivalentemente coeficientes negativos ou positivos do filtro são obtidos. O polarizador colocado após o PolM tem seu eixo de transmissão alinhado a 45° em relação ao mesmo eixo principal do PolM. Quando isto ocorre, a modulação de polarização é convertida em modulação de intensidade. Nesta abordagem, o dispositivo dispersivo desempenha também o papel de unidade de retardo dependente do comprimento de onda, podendo ser, por exemplo, uma fibra dispersiva ou um conjunto de grades de Bragg a fibra óptica.

De forma semelhante ao que foi mostrado em II.A, considere-se que as N fontes laser sintonizáveis são descorrelacionadas entre si e possuem comprimentos de onda centrais λ_n ($n=1,2,\dots,N$) e potências de saída P_n ($n=1,2,\dots,N$). Considerando uma fibra óptica como dispositivo dispersivo, a unidade básica de atraso T entre duas derivações adjacentes é dada por $T = \bar{\chi}_n \cdot \Delta\lambda$, onde $\bar{\chi}_n$ é a dispersão acumulada média da fibra (ps/nm) e $\Delta\lambda$ é o espaçamento de comprimento de onda idêntico entre quaisquer fontes laser adjacentes. A resposta ao impulso para um filtro de microondas de ordem N é dada por

$$h(t) \propto \sum_{k=0}^{N-1} P_k a_k \delta(t - nT), \quad (5)$$

onde P_k é a potência de saída da k -ésima portadora óptica e $a_k \in \{1, -1\}$ é determinado pelo estado de polarização da k -ésima portadora óptica. Se esta for alinhada a um ângulo de 45° em relação a um dos eixos principais do PolM, o sinal óptico modulado na saída do polarizador é invertido se comparado ao sinal de RF modulante, e dessa forma $a_k = -1$; se, ao contrário, a portadora óptica for alinhada a 135° em relação ao mesmo eixo principal do PolM, tem-se $a_k = 1$. Aplicando a transformada de Fourier em (5), obtém-se a correspondente resposta em frequência

$$H(\Omega) \propto \sum_{k=0}^{N-1} P_k a_k \exp[-j2\pi f_m (k-1)T]. \quad (6)$$

Assim, ajustando as potências das portadoras ópticas bem como suas direções de polarização, pode-se ajustar de forma independente a magnitude e o sinal dos coeficientes do filtro.

III. SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

As simulações foram feitas para um filtro de quarta ordem ($N = 4$), com FSR = 12.5 GHz. A primeira arquitetura simulada refere-se ao filtro optoeletrônico de microondas baseado em modulador de fase. Uma atenção especial deve ser dada à escolha de $\bar{\lambda}_n$ que resultará em um determinado valor de $\bar{\chi}_n$, pois a localização do primeiro pico de $H_1(\Omega)$ depende destes dois parâmetros. Deve-se ressaltar que a melhor sintonia do filtro é obtida quando o primeiro pico de $H_1(\Omega)$ e o segundo pico de $H_2(\Omega)$ coincidem. Além disso, o segundo pico de $H_2(\Omega)$ é determinado pelo valor da unidade básica de atraso T que depende de $\bar{\chi}_n$ e $\Delta\lambda$. O dispositivo dispersivo foi simulado como um trecho de 25 km de fibra óptica monomodal SMF-28, cujo padrão de dispersão é dado por [5]

$$D_\lambda = \frac{S_0}{4} \left[\lambda - \frac{\lambda_0^4}{\lambda^3} \right] \text{ps}/(\text{nm} \cdot \text{km}), \quad (7)$$

onde $S_0 \leq 0.092 \text{ ps}/(\text{nm}^2 \cdot \text{km})$ é o coeficiente de dispersão nula e λ_0 é o comprimento de onda de dispersão nula. Para um filtro de quarta ordem com FSR de 12.5 GHz, o valor de $\bar{\lambda}_n$ conveniente é 1540 nm, produzindo, de acordo com (7), uma dispersão acumulada de aproximadamente 408.1 ps/nm. O espaçamento $\Delta\lambda$ necessário para produzir a FSR desejada é de 0,196 nm, resultando em uma unidade de atraso T de 80 ps. Com estes parâmetros, o primeiro pico de $H_1(\Omega)$ e o segundo pico de $H_2(\Omega)$ coincidem. A fim de aumentar a MSSR do filtro, uma janela de Kaiser é aplicada, sendo esta projetada para uma atenuação mínima de 30 dB [9]. Os coeficientes

da janela são $\{0.44, 1, 1, 0.44\}$. A MSSR e a largura de banda de 3-dB obtidas com janela retangular são, respectivamente, 12.17 dB e 2.84 GHz, enquanto que com a janela de Kaiser são 30.76 dB e 3.02 GHz, respectivamente, mostrando uma atenuação adicional de 18.59 dB e um ligeiro aumento da largura de banda de 3-dB. A resposta em frequência para estas simulações são apresentadas na Fig.4. Pode-se mostrar que a resposta em fase dentro da banda passante deste filtro não é linear. Entretanto, o atraso de grupo dentro da banda passante é linear.

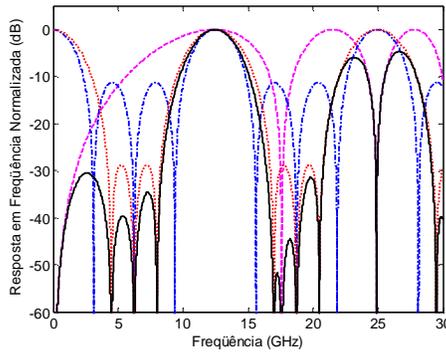


Fig. 4. Resposta em frequência normalizada para um filtro de quarta ordem baseado em modulador de fase. Linha ponto-tracejada: $H_2(\Omega)$ obtido com janela retangular $\{1, 1, 1, 1\}$; linha pontilhada: $H_3(\Omega)$ obtido com janela de Kaiser $\{0.44, 1, 1, 0.44\}$; linha tracejada: $H_1(\Omega)$; e linha sólida: $H(\Omega)$ obtido a partir da janela de Kaiser.

A segunda simulação refere-se à arquitetura de filtro optoeletrônico de microondas baseado em modulação de polarização.

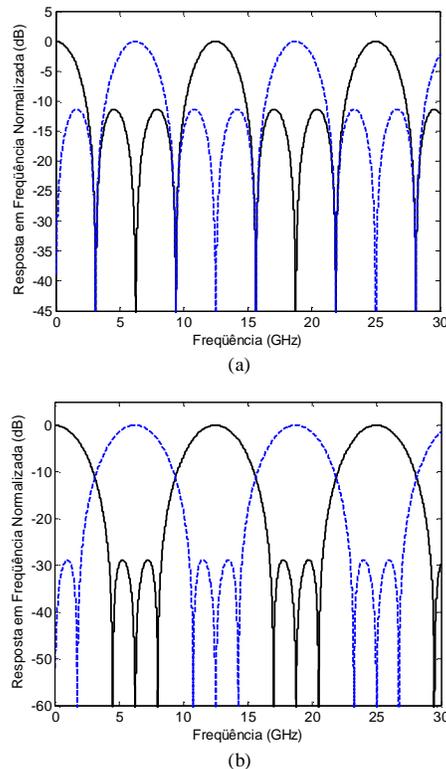


Fig. 5. Resposta em frequência normalizada para um filtro de quarta ordem baseado em modulador de polarização. (a) Linha sólida: filtro passa-baixas com coeficientes $\{1, 1, 1, 1\}$; linha tracejada: filtro passa-banda com coeficientes $\{1, -1, 1, -1\}$. (b) Aplicação de janela de Kaiser $\{0.44, 1, 1, 0.44\}$.

O dispositivo dispersivo considerado é novamente simulado como um trecho de 25 km de fibra óptica monomodal SMF-28. Para um filtro de quarta ordem com FSR de 12.5 GHz, o valor de $\bar{\lambda}_n$ foi escolhido como 1540 nm, a fim de manter o mesmo valor da simulação anterior, com dispersão acumulada de aproximadamente 408.1 ps/nm. O espaçamento $\Delta\lambda$ necessário para produzir a FSR desejada é de 0,196 nm, resultando em uma unidade de atraso T de 80 ps. A mesma janela de Kaiser $\{0.44, 1, 1, 0.44\}$ foi aplicada. A MSSR e a largura de banda de 3-dB obtidas com janela retangular são, respectivamente, 11.30 dB e 2.84 GHz, enquanto que com a janela de Kaiser são 28.82 dB e 3.10 GHz, respectivamente, mostrando uma atenuação adicional de 17.52 dB e um ligeiro aumento da largura de banda. As respostas em frequência para estas simulações são apresentadas na Fig.5. Pode-se mostrar que a resposta em fase dentro da banda passante deste filtro é linear.

IV. OBSERVAÇÕES FINAIS

Quanto ao aspecto de reconfigurabilidade, que se refere à capacidade que tem o filtro de modificar a forma de sua resposta em frequência, conclui-se que as duas arquiteturas de filtros optoeletrônicos apresentadas neste artigo são reconfiguráveis. A arquitetura de filtro que utiliza modulador de polarização possui liberdade adicional de produzir coeficientes negativos, podendo variar desde uma configuração passa-baixa a uma configuração passa-banda.

A sintonização do filtro refere-se à capacidade de modificar sua FSR. Em ambas as arquiteturas, este parâmetro depende da dispersão total acumulada e do espaçamento entre os comprimentos de onda das fontes ópticas ($\Delta\lambda$). A arquitetura baseada em modulador de fase, cuja ressonância em dc foi eliminada pelo efeito da dispersão, possui capacidade de sintonia limitada visto que ao modificar $\Delta\lambda$ modifica-se a FSR, mas o pico da resposta em frequência induzida pela dispersão se mantém praticamente inalterada, gerando distorção do filtro. Já a arquitetura de filtro que utiliza modulador de polarização é completamente sintonizável.

REFERÊNCIAS

- [1] R. A. Minasian, "Photonic signal processing of microwave signals", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.54, n°.2, pp. 832-846, February 2006.
- [2] J. Capmany, B. Ortega, D. Pastor and S. Sales, "A tutorial on microwave photonic filters", *Journal of Lightwave Technology*, vol.24, n°.1, pp. 201-229, January 2006.
- [3] K. Garenau, T. Merlet, C. Fourdin, and J. Chazelas, "Recent Breakthroughs in Photonics for Radar Systems", *IEEE A&E Systems Magazine*, pp. 3 – 8, February 2007.
- [4] J. Yao, F. Zeng and Q. Wang "Photonic generation of ultrawideband signals", *Journal of Lightwave Technology*, vol.25, n°.11, pp. 3219-3235, November 2007.
- [5] F. Zeng and J. Yao, "Investigation of phase-modulator-based all-optical bandpass microwave filter", *Journal of Lightwave Technology*, vol.23, n°.4, pp. 1721-1728, April 2005.
- [6] Q. Wang and J. Yao, "Multitap photonic microwave filters with arbitrary positive and negative coefficients using a polarization modulator and an optical polarizer", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol.20, n°.2, pp. 78-80, January 2008.
- [7] G. J. Meslener, "Chromatic dispersion induced distortion of modulated monochromatic light employing direct detection", *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol.10, n°. 10, pp. 1208-1216, October 1984.
- [8] J. D. Bull, N. A. F. Jaeger, H. Kato, M. FairBurn, A. Reid and G. Ghani-pour, "40 GHz electro-optic polarization modulator for fiber optic communications systems", *Proceedings SPIE*, vol.5577, n°.1, pp. 133-143, September 2004.
- [9] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Discrete-time signal processing*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1989.