

SIMULAÇÃO DO COMPORTAMENTO TRANSITÓRIO DE ENLACES DE TRAVAMENTO DE FASE ÓPTICA PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS WDM

M. S. Gonçalves e A. C. Bordonalli

Departamento de Microonda e Óptica - Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Universidade Estadual de Campinas – UNICAMP
Caixa Postal 6101, 13083-970, Campinas, SP, Brasil

RESUMO

As características transientes de um enlace de travamento de fase óptica para aplicação em receptores de sistemas de multiplexação em comprimento de onda são analisadas teoricamente neste trabalho. Em comparação com os filtros ópticos, esta arquitetura permite uma maior densidade de canais, devido a sua largura de banda de sincronização. O formalismo adotado permite uma análise temporal dos efeitos de realimentação do enlace sobre o comportamento do laser oscilador local, através da solução de suas equações de taxa. Os resultados apresentados permitem a visualização do processo de travamento para diferentes valores de frequências iniciais dos lasers escravo e mestre.

1. INTRODUÇÃO

Nos dias de hoje, existe uma crescente demanda pelo aumento da capacidade de transmissão de informações nos sistemas de comunicação. Esta necessidade exigiu a elaboração de projetos na tentativa de expandir a capacidade dos sistemas com o mínimo de investimento. Uma das soluções encontradas foi o aperfeiçoamento das técnicas de multiplexação [1] para a sua utilização nos meios físicos de transmissão já existentes [2]. Com o advento dos amplificadores à fibra dopada, foi possível a implementação de sistemas de multiplexação no domínio óptico. A vantagem destes sistemas é a possibilidade da utilização mais adequada e eficiente da capacidade de transmissão da fibra óptica. Assim, nos chamados sistemas WDM (*wavelength division multiplexing*), une-se uma técnica que permite transmissão simultânea de vários canais alocados em diferentes comprimentos de onda com um meio físico capaz de suportar altas taxas de transmissão e garantir segurança e confiabilidade.

Para a recuperação da informação contida em cada canal, existe a necessidade de separá-los individualmente. Assim, devem-se utilizar vários filtros ópticos sintonizados no comprimento de onda dos canais transmitidos pela fibra. Infelizmente, a largura de banda destes filtros limita o número máximo de canais nos sistemas WDM. Segundo as regulamentações propostas pela International Telecommunications Union, um sistema WDM teria a capacidade de transmitir 40 canais com espaçamento de 100 GHz (~1 nm) entre eles [1]. Contudo, resultados mais recentes relatam a operação de sistemas com espaçamentos ligeiramente inferiores a 0,5 nm [3,4].

O enlace de travamento de fase óptica (*optical phase lock-loop* – OPLL) é um circuito de realimentação que promove o controle da frequência e da fase do sinal de uma fonte óptica local, através

da comparação destes parâmetros com aqueles de um sinal óptico de entrada. Como as características do sinal de saída da fonte local são controladas pelo sinal óptico de entrada, a fonte óptica local é chamada de fonte escrava, sendo a fonte do sinal de entrada chamada de fonte mestra. Em lasers semicondutores, o controle de frequência do laser escravo é feito através da variação de sua corrente de polarização. A Fig. 1 mostra o diagrama de blocos de um OPLL homódino. Nesta configuração, quando os lasers atingem a condição de travamento, as suas frequências de operação serão iguais e o sinal de erro de fase estará em banda base. De acordo com a Fig. 1, os sinais de ambos os lasers são acoplados a região ativa de um fotodetector. O papel do fotodetector é promover a mistura dos sinais do laser mestre (LM) e do laser escravo (LE). A fotocorrente produzida é composta por uma parcela DC mais uma parcela de erro, correspondente às diferenças de frequência e fase entre os lasers. A cada ciclo de realimentação, o controle do LE leva a uma diminuição do valor do sinal de erro. Para que o controle aconteça, a fotocorrente é amplificada e processada por um filtro passa baixa antes de ser sobreposta à corrente de polarização do LE.

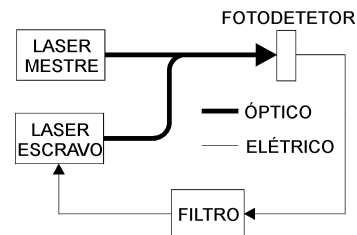


Figura 1. Composição básica de OPLL homódino

Para que o travamento ocorra, é necessário que o valor inicial da frequência do LM seja próximo daquele do LE. Portanto, se a frequência do LM estiver dentro da chamada banda de aquisição do OPLL, o controle do LE forçará a sua sintonia na frequência do LM. Uma vez que o sistema adquire o travamento, ele permanecerá travado mesmo que a frequência do LM sofra oscilações. Para tanto, é necessário que a amplitude destas oscilações não ultrapasse os limites da banda de travamento do OPLL. Como a capacidade do circuito de executar a sintonia do LE e mantê-lo travado ao LM depende das características do circuito de realimentação, o projetista de um OPLL pode determinar a banda de travamento do sistema de acordo com as suas necessidades.

Quando o OPLL for utilizado em receptores de sistemas WDM, o sinal do LM deve ser substituído pelos sinais dos diferentes canais transmitidos. Se a largura de banda de travamento for

propriamente projetada, somente o canal cuja a frequência for próxima daquela do LE provocará o travamento e terá o seu conteúdo de informação decodificado. Os outros canais serão filtrados pela própria banda dos componentes eletrônicos do enlace, sem a necessidade, portanto, de filtros ópticos. Como a banda de travamento só depende do projeto apropriado do enlace de realimentação, teoricamente, o espaçamento entre os canais WDM poderia ser feito o menor possível.

Neste trabalho, as características transientes de um enlace de travamento de fase óptica para aplicação em receptores de sistemas de multiplexação em comprimento de onda são analisadas teoricamente. Primeiramente, realiza-se um estudo teórico do OPLL, incorporando-se a formulação obtida às equações de taxa do LE. Este tipo de procedimento difere-se do usual na análise de OPLLs [5-7]. A seguir, apresentam-se os resultados obtidos para a simulação do OPLL, onde é possível se observar a evolução temporal do processo de travamento, mediante a variação incremental da frequência do LE a cada ciclo de realimentação.

2. MODELAMENTO DO OPLL

Os sinais do LM e LE podem ser representados pelas expressões dos campos elétricos associados à emissão de cada laser:

$$E_m(t) = E_{m0} e^{j[\omega_m t + \phi_m(t)]} \quad (1a)$$

$$E_s(t) = E_{s0} e^{j[\omega_s t + \phi_s(t) + \pi/2]} \quad (1b)$$

onde, E_{m0} e E_{s0} , ω_m e ω_s e $\phi_m(t)$ e $\phi_s(t)$ são, respectivamente, as amplitudes dos campos elétricos, as frequências angulares e as fases do LM e LE. Num OPLL, o fotodetector tem dupla função: a primeira, de converter os sinais do domínio óptico para o elétrico; a segunda, de comparar estes sinais, executando uma função semelhante à de um detector de fase eletrônico. Para maximizar a comparação entre os sinais, a operação do fotodetector deve ser em quadratura (defasagem de $\pi/2$ rad). Assumindo que os campos possuem a mesma polarização, o campo elétrico total na região ativa do fotodetector será:

$$E_{total}(t) = E_m(t) + E_s(t) \quad (2)$$

A fotocorrente instantânea gerada pelo acoplamento dos sinais dos lasers pode ser escrita como [8]:

$$i(t) = R \int_{A_p} \Phi(t) dA \quad (3)$$

onde, $\Phi(t)$ é a intensidade instantânea do sinal óptico que atinge a região ativa do fotodiodo, A_p é a área da região ativa que está sendo iluminada e R é a responsividade do fotodiodo. O termo $\Phi(t)$ é dado por [8]:

$$\Phi(t) = \frac{|E_{total}(t)|^2}{2\eta} \quad (4)$$

onde η é a impedância intrínseca do meio. Substituindo (1), (2) e (4) em (3), obtém-se a corrente de saída do fotodetector:

$$i(t) = K_{co} \{RP_m + RP_s + 2R\sqrt{P_m P_s} \sin[\Delta\omega t + \theta(t)]\} \quad (5)$$

onde $P_m = A_p E_{m0}^2 / 2\eta$ e $P_s = A_p E_{s0}^2 / 2\eta$ são, respectivamente, as potências ópticas médias dos lasers mestre e escravo detectadas pelo fotodetector, $\Delta\omega = \omega_m - \omega_s$, $\theta(t) = \phi_m - \phi_s$ e K_{co} representa a eficiência de acoplamento de luz no detector. A soma dos termos RP_m e RP_s representa a parcela DC da fotocorrente. Porém, como o controle da frequência do LE é feito através de sua corrente de polarização, o que, além de alterar a frequência, varia também o nível de potência óptica de saída do laser, o OPLL pode confundir oscilações de potência como sendo diferenças de frequência ou fase entre os lasers. Desta forma, normalmente, utiliza-se fotodetectors balanceados para a rejeição do sinal DC.

Para uma análise mais geral do OPLL, assume-se que a fotocorrente necessita de amplificação. Se a impedância de entrada do amplificador é Z_{in} , a tensão de saída será:

$$V_a = G_{amp} Z_{in} \{K_{co} K_{pd} \sin[\Delta\omega t + \theta(t)]\} \quad (6)$$

onde G_{amp} é o ganho do amplificador, e $K_{pd} = 2R(P_m P_s)^{1/2}$. O sinal na saída do amplificador, V_a , é, então, acoplado ao filtro do enlace. Para um melhor desempenho do OPLL, a configuração de filtro adotada será a de um filtro passa baixa de segunda ordem ativo [9]. A Fig. 2 mostra o diagrama esquemático do circuito do filtro.

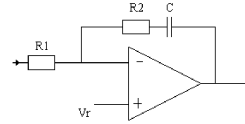


Figura 2. Filtro ativo de segunda ordem

Como pode ser observado na Fig. 2, trata-se de um amplificador operacional em configuração integradora. Assumindo que o ganho de malha aberta do operacional é ideal, a função de transferência do filtro é dada por:

$$F(s) = \frac{s\tau_2 + 1}{s\tau_1} \quad (7)$$

onde $\tau_1 = R_1 C$ e $\tau_2 = R_2 C$. Se a impedância de entrada do filtro é Z_{in2} , a parcela de controle da corrente de polarização do laser é:

$$i_p(t) = I_p \{ \sin[\Delta\omega t + \theta(t)] \} * f(t) \quad (8)$$

onde $I_p = G_{amp} Z_{in} K_{co} K_{pd} / Z_{in2}$ e $f(t)$ é a resposta impulsiva do filtro. Normalmente, neste ponto, a análise teórica de OPLLs é simplificada [5-7]. Primeiramente, assume-se o sistema travado ($\Delta\omega = 0$). Em seguida, considera-se o termo de diferença de fase pequeno o suficiente para permitir a linearização de (8). Por fim, assume-se que a taxa de variação da fase do LE é diretamente proporcional a corrente de controle do OPLL, desprezando-se a resposta do laser em relação ao sinal de controle e as não-linearidades de sua estrutura. Na análise do OPLL aqui apresentada, as duas primeiras simplificações não serão adotadas. Com isto, passa a ser possível o estudo transiente do travamento do enlace, podendo-se observar o efeito da realimentação sobre o comportamento do LE, evitar um possível comprometimento do travamento pela linearização de (8) e adotar um modelamento mais real para o LE através de suas equações de taxa. Por se tratar de um estudo preliminar do comportamento transiente do OPLL, utilizam-se as equações de taxa em sua forma

simplificada, sem levar em consideração, por exemplo, os efeitos de ruído da estrutura. Porém, com esta forma simplificada, pode-se chegar a conclusões quanto a largura de banda de travamento e a estabilidade do circuito de realimentação do OPLL. Efeitos do ruído e outros efeitos não lineares podem, com algum trabalho, ser incorporados em análises posteriores. Assumindo operação do laser acima do limiar, a equação de taxa para o número de portadores pode ser escrita como:

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{q} - \frac{N}{\tau_e} - GN_{ph} \quad (9)$$

onde N é o número de portadores, I é a corrente de injeção, q é a carga do elétron, τ_e é o tempo de vida dos portadores na cavidade do laser e N_{ph} é o número de fótons. A dependência do ganho da região ativa G com o número de portadores injetados pode ser escrita como $G(N) = \Gamma v_g a (N - N_o)$, onde Γ é o fator de confinamento do modo na região ativa do laser, v_g é a velocidade de grupo do modo na cavidade do laser, a é a constante de ganho e N_o é o número de portadores na transparência. Já a equação de taxa para o número de fótons é dada por:

$$\frac{dN_{ph}}{dt} = \left(G - \frac{1}{\tau_p} \right) N_{ph} + R_{sp} \quad (10)$$

onde τ_p é o tempo de vida do fóton na cavidade do laser e R_{sp} é a taxa de emissões espontâneas. A taxa de variação da fase com a corrente de polarização é dada por:

$$\frac{d\delta\phi}{dt} = \frac{1}{2} \alpha_{lin} G_N \delta N \quad (11)$$

onde α_{lin} é o fator de aumento da largura de linha do laser e $G_N = \partial G / \partial N$. Em (11), G_N representa a contribuição no ganho devido as oscilações do número de portadores na cavidade do laser e pode variar com a frequência de injeção de portadores. A variação da frequência do laser escravo é dada por:

$$\delta f = \frac{1}{2\pi} \frac{d\delta\phi}{dt} \quad (12)$$

3. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O programa para o modelamento do OPLL utiliza o algoritmo de Runge Kutta de 4ª ordem para a solução das equações taxa. A frequência e a fase dos campos elétricos do LM e LE são comparados entre si através de (5). No caso das frequências e/ou fases dos lasers serem diferentes, (5) gera um sinal de erro, que é acoplado ao filtro passa baixa, após amplificação e descarte da parcela DC. O resultado obtido na saída do filtro é somado com a corrente de polarização do laser e aplicado em (9). Assim, as equações de taxa produzirão novos valores de fase e frequência para o LE, a cada novo ciclo de realimentação. O processo é repetido até que o sinal de erro tenda a zero.

Para as simulações, os lasers foram considerados monomodo. A resposta em frequência e o ruído dos elementos do OPLL, além do tempo de atraso do enlace (o controle do LE pelo OPLL não é instantâneo), foram descartados por não serem relevantes nesta análise [8,9]. Contudo, esta simplificação não poderia ser

adotada durante os estudos de estabilidade e de supressão de ruído do OPLL, os quais serão objetos de trabalhos futuros.

Embora um dos objetivos deste trabalho seja o estudo da viabilidade da aplicação de OPLLs a sistemas WDM, os parâmetros de simulação adotados foram para um laser em 1.300 nm [8,10]. Porém, os resultados apresentados não perdem sua significância se a operação fosse em 1.550 nm. Os parâmetros de simulação são: $P_m = P_s = 1$ mW, $R = 0,8$ A/W, $\eta = 377 \Omega$, $K_{co} = 1$, $G_{amp} = 12,5$, $Z_{in1} = Z_{in2} = 50 \Omega$, $\tau_1 = 0,43 \mu s$, $\tau_2 = 15$ ns, $q = 1,6 \times 10^{-19}$ C, $\Gamma = 0,3$, $v_g = 7,5 \times 10^9$ cm/s, $a = 2,5 \times 10^{-16}$ cm², $N_o = 1 \times 10^8$, $\tau_e = 2,2$ ns, $\tau_p = 1,6$ ps, corrente de polarização do laser $I_o = 25$ mA, $R_{sp} = 1,28 \times 10^{12}$ s⁻¹, $\alpha_{lin} = 5$ e $G_N = 5,62 \times 10^3$ s⁻¹. A Fig. 3 mostra a evolução temporal do processo de travamento para o sinal na saída do filtro, normalizado em relação a I_p . Deve-se ressaltar que, para o tipo de filtro de enlace adotado em (7), tanto a banda de aquisição quanto a de travamento do OPLL tendem a infinito [8,9]. Desta forma, qualquer que seja o $\Delta f = \Delta\omega/2\pi$ inicial, a aquisição e o travamento sempre acontecerão. Isto não é verdade para uma análise com filtros reais, a qual será deixada para próximos trabalhos. Portanto, para um Δf inicial de, por exemplo, 26 GHz, o OPLL já está se encontra em processo de aquisição, fazendo com que a frequência do LE se aproxima daquela do LM. Isto pode ser comprovado pelo aumento do período do sinal na Fig. 3. Quando $\Delta f \cong 20$ GHz, a frequência do LE praticamente salta em direção ao valor da frequência do LM e o travamento acontece. Como esperado, o travamento faz com que o sinal na saída do filtro tenda a zero. Este sinal só não se anula completamente pois um pequeno valor de θ é necessário para garantir o deslocamento em frequência do LE em relação ao seu valor inicial e, assim, manter o travamento do OPLL.

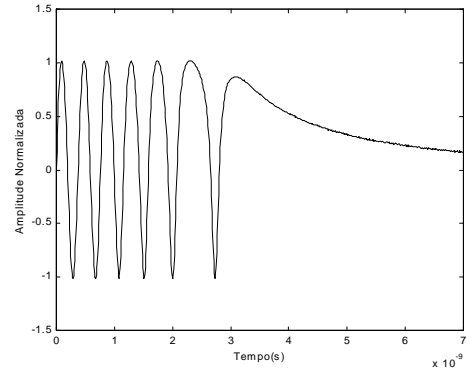


Figura 3. Evolução temporal do processo de travamento para o sinal na saída do filtro, quando a frequência de operação do LM é menor que a do LE.

A Fig. 4 mostra a variação da diferença de frequência entre as fontes ópticas para a condição de análise utilizada na Fig. 3. Como pode ser observado, a variação incremental da frequência do LE a cada ciclo de realimentação causa a diminuição de $\Delta\omega$. Como esperado, a queda de $\Delta\omega$ torna-se cada vez mais acentuada a medida que a frequência do LE se aproxima daquela do LM. As Fig 5 e 6 foram obtidas seguindo-se o mesmo procedimento adotado para as Fig. 3 e 4, porém, com Δf inicial de 35 GHz e a frequência do LM maior que a do LE. Observa-se que o travamento ocorre. Porém, dado o maior Δf inicial, o tempo até o

estabelecimento do travamento é maior que o anterior, concordando-se com o que se observa na prática. Um exemplo mais convincente deste comportamento pode ser obtido quando se assume um Δf inicial de 2,6 GHz. Nota-se, nas Fig. 7 e 8, que o tempo de transição entre a aquisição e o travamento do OPLL passa a ser de apenas alguns nanosegundos. Além disso, pode-se observar na Fig. 8 que $\Delta\omega$ se anula quando o OPLL está travado.

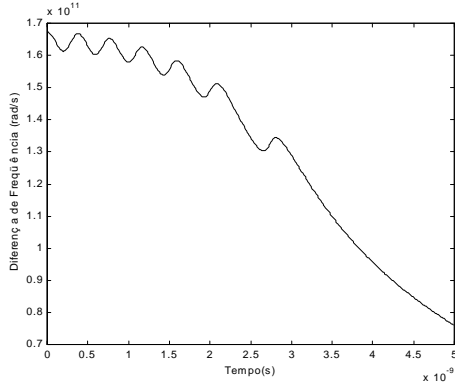


Figura 4. Evolução temporal de Δf para o sinal na saída do filtro, quando a frequência de operação do LM é menor que a do LE.

ressaltar que o $\Delta\omega$ relativo ao degrau se encontra dentro da faixa de travamento do OPLL (neste caso, infinita). O OPLL perderia o sincronismo para variações maiores que a metade da banda de travamento. Na Fig. 10, observa-se o comportamento do OPLL para um pulso negativo de amplitude 4 GHz. Mais uma vez, como se trata de uma amplitude maior para o degrau, o tempo até o desaparecimento dos transientes é mais longo.

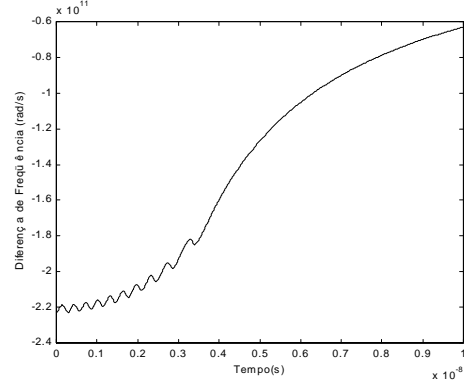


Figura 6. Evolução temporal de Δf para o sinal na saída do filtro, quando a frequência de operação do LM é maior que a do LE.

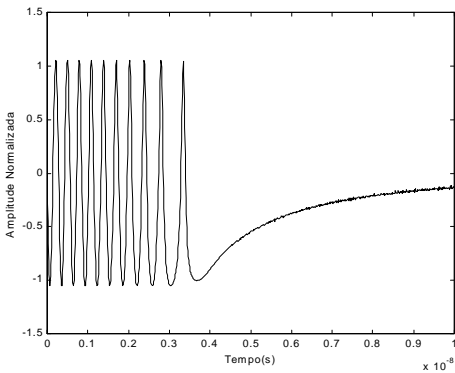


Figura 5. Evolução temporal do processo de travamento para o sinal na saída do filtro, quando a frequência de operação do LM é maior que a do LE.

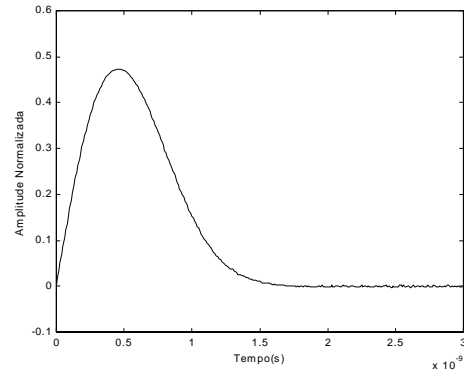


Figura 7. Evolução temporal do travamento para o sinal na saída do filtro, quando Δf inicial está dentro da região travamento.

Na prática, a frequência de operação de lasers semicondutores oscila em torno de um valor central. Estas oscilações são ocasionadas por gradientes de temperatura e por variações na corrente de polarização do laser. Desta forma, a frequência do sinal do LM está continuamente sendo alterada. Para que o OPLL consiga exercer sua função de sincronização de frequências e permitir a recepção de um canal WDM, ele deve ser capaz de responder a qualquer oscilação de frequência do laser mestre. A Fig. 9 descreve o comportamento transiente do sinal na saída do filtro com o OPLL travado, quando se aplica um degrau positivo de 1,6 GHz à frequência do LM. Como pode-se observar, a diferença de frequência varia abruptamente quando da aplicação do pulso, atingindo o valor máximo do degrau. Porém, após um intervalo de tempo, o OPLL sintoniza a frequência do LE de forma a anular novamente $\Delta\omega$. Deve-se

As características transientes de um enlace de travamento de fase óptica para aplicação em receptores de sistemas de multiplexação em comprimento de onda foram analisadas teoricamente neste trabalho. Para que o travamento ocorra, é necessário que a diferença inicial de frequência entre os lasers esteja dentro da banda de aquisição do OPLL. Uma vez que o OPLL está sob travamento, ele permanece nesta condição a menos que as oscilações de frequência do LM ultrapassem os limites da banda de travamento. Num sistema WDM, somente o canal cuja a frequência for próxima daquela do LE provocará o travamento. Os outros canais serão filtrados pela própria banda passante dos componentes eletrônicos do enlace, eliminando-se a necessidade de filtros ópticos. Como a banda de travamento só depende do

4. CONCLUSÃO

projeto apropriado do enlace de realimentação, teoricamente, o espaçamento entre os canais WDM poderia ser o menor possível.

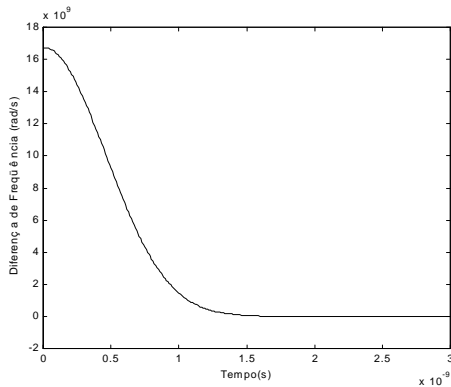


Figura 8. Evolução temporal de Δf para o sinal na saída do filtro, quando Δf inicial está dentro da região travamento.

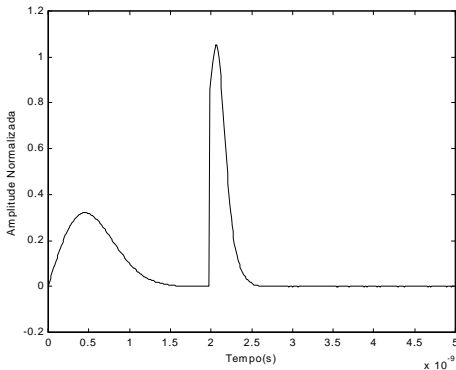


Figura 9. Evolução temporal do travamento para o sinal na saída do filtro, para um degrau positivo de frequência 1,6 GHz.

Sob condições ideais de operação, a resposta do circuito de realimentação foi incorporada às equações de taxa do laser escravo. A simulação permitiu a visualização das características transientes de travamento do OPLL. Observou-se que, com a aquisição imediata do OPLL, fruto da utilização de um filtro ativo de segunda ordem ideal, o tempo para o estabelecimento do travamento é proporcional a $\Delta\omega$. Outro ponto analisado foi a resposta do OPLL travado a um degrau de frequência do LM. Nesta situação, verificou-se que o sistema não perde a condição de travamento, já que o LE acompanhou as variações de frequência do LM. Em trabalhos futuros, pretende-se incorporar os efeitos da resposta em frequência e do ruído dos componentes, além do tempo de atraso do enlace e da resposta real de filtros, nas análises de bandas de travamento e aquisição, de estabilidade e de supressão de ruído de OPLLs. Agradecimentos ao CEPID-FAPESP, CNPq, CAPES e FAEP/UNICAMP.

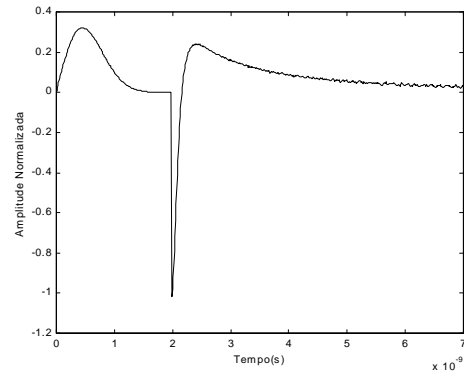


Figura 10. Evolução temporal do travamento para o sinal na saída do filtro, para um degrau negativo de frequência 4 GHz.

5. REFERÊNCIAS

- [1] R. Ramaswami e K. N. Sivarajan, "Optical Networks – A Practical Perspective", Morgan Kaufmann, San Francisco, USA, 1998.
- [2] R. Ohmoto, H. Ohtsuka e H. Ichikawa, "Fiber-optic microcell radio systems with spectrum delivery scheme", *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, vol. 11, no. 7, 1993.
- [3] J. J. Pan e Y. Shi: "Bandwidth reduction technique for multiplexer wavelength division multiplexing (WDM) bandpass filters", *Electron. Lett.*, vol. 34, no. 1, 1998.
- [4] J. D. T. Kruschwitz: "Bandwidth reduction technique for multilayer wavelength division multiplexing (WDM) bandpass filters", *Appl. Opt.*, vol. 39, no. 34, 2000.
- [5] L. G. Kazovsky e D. A. Atlas: "A 1320-nm experimental optical phase-locked loop: Performance investigation and PSK homodyne experiments at 140 Mb/s and 2 Gb/s", *J. Lighthwave Technol.* vol. 8, no. 9, 1990.
- [6] R. T. Ramos e A. J. Seeds: "Comparison between first order and second order optical phase-lock loops", *IEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 4, no. 1, 1994.
- [7] R. C. Steele: "Optical phase-locked loop using semiconductor laser diodes", *Electron. Lett.*, vol. 19, no. 2, 1983.
- [8] A. C. Bordonalli, C. Walton e A. J. Seeds: "High-performance phase locking of wide linewidth semiconductor lasers by combined use of injection locking and optical phase-lock-loop", *J. Lighthwave Technol.* vol. 17, no. 2, 1999.
- [9] F. M. Gardner: "Phaselock Techniques", 2nd ed., John Wiley & Sons, New York, USA, 1976.
- [10] G. P. Agrawal e N. K. Dutta: "Semiconductor Lasers", 2nd edition, Van Nostrand Reinhold, New York, USA, 1993.