

# Análise Teórica da Aquisição e Sincronismo de Laços de Travamento de Fase Óptica para Aplicação em Receptores WDM

Marcos S. Gonçalves e Aldário C. Bordonalli

**Resumo**—As características de aquisição e sincronismo de laços de travamento de fase óptica para aplicações em receptores de sistemas de multiplexação por divisão em comprimento de onda são analisadas teoricamente neste trabalho. Como a largura da faixa de travamento é determinada pelo projeto do laço de realimentação, um canal óptico, cuja frequência se encontra no interior desta faixa, pode induzir o travamento de um laser semiconductor escravo, permitindo a recuperação das informações sem a necessidade do uso de filtros ópticos. As demais portadoras serão suprimidas pela largura de faixa dos componentes eletrônicos. O formalismo adotado facilita a análise temporal dos efeitos de realimentação do laço sobre o comportamento do laser oscilador local através de suas equações de taxa. Uma vez atingido o travamento, o modelo também permite a análise do sincronismo do laço durante a modulação em frequência do canal detectado.

**Palavras-chaves**—WDM, sistemas coerentes, receptores ópticos.

## I. INTRODUÇÃO

Com o desenvolvimento dos amplificadores a fibras ópticas dopadas com érbio, a aplicação da técnica de multiplexação por divisão em comprimento de onda (WDM) a sistemas ópticos tornou-se economicamente viável [1]. Em um WDM óptico, diversos canais com diferentes comprimentos de onda são transmitidos simultaneamente por uma única fibra óptica, com completo acesso à banda da fibra. Desta forma, o sistema pode suportar altas taxas de transmissão com segurança e confiabilidade. Para a recuperação da informação contida em cada canal, existe a necessidade de separá-los individualmente no receptor. Assim, devem-se utilizar vários filtros ópticos sintonizados no comprimento de onda dos canais transmitidos pela fibra. Infelizmente, a largura de banda destes filtros é um dos fatores limitantes para o número máximo de canais WDM [1]. Recentemente, um sistema WDM comercial na banda C poderia operar com até 40 canais, com espaçamento de 100 GHz (~1 nm) entre eles [1]. Contudo, resultados obtidos em laboratórios relatam a operação de sistemas com espaçamentos pouco abaixo 0,5 nm [2,3].

O laço de travamento de fase óptica (*optical phase lock-loop* - OPLL) é um circuito de realimentação que controla a frequência e a fase do sinal de uma fonte óptica local (laser escravo - LE) por comparação destes parâmetros com àqueles

de um sinal óptico de entrada (laser mestre - LM). A Fig. 1 mostra o diagrama de blocos de um OPLL homódino. Os sinais de ambos os lasers são acoplados à região ativa de um fotodetector, que promove a mistura dos sinais do LM e do LE. A fotocorrente produzida é composta por uma parcela DC acrescida de uma parcela de erro, gerada pelas 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 travamento aconteça, a fotocorrente é amplificada e processada por um filtro passa baixa antes de ser sobreposta à corrente de polarização do LE.

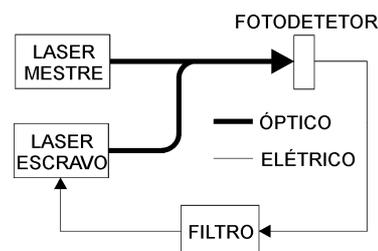


Fig. 1. Composição básica de um OPLL homódino.

O travamento só pode ser alcançado se a diferença inicial entre as frequências dos lasers estiver dentro da faixa de aquisição. Nesta condição, durante o processo de travamento, a magnitude do termo de erro tende a diminuir após cada ciclo de realimentação, resultando na sintonia do LE. Quando o travamento é alcançado, LM e LE operam na mesma frequência e a fotocorrente residual assegura que a frequência do LE não retorne ao seu valor original. Assim, a frequência do LE permanecerá travada 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 as características de aquisição e sincronismo dependem apenas de um projeto apropriado da malha de realimentação, o OPLL teria o potencial de discriminar sinais ópticos de frequências consideravelmente próximas, sendo, então, indicado para utilização em receptores WDM. Neste caso, o sinal do LM deve ser substituído pelos sinais dos diferentes canais transmitidos. Se a largura de banda de travamento for propriamente projetada, apenas o canal cuja frequência for próxima daquela do LE provocará o travamento e terá o seu conteúdo de informação decodificado. Por outro lado, se a diferença entre as frequências dos lasers estiver fora da faixa de aquisição, o canal é detectado, porém, o sinal resultante é filtrado pela banda da eletrônica do laço. Este comportamento sugere que um dado canal WDM pode ser selecionado sem a necessidade do uso de filtros ópticos. Após tra-

vamento, é importante que o OPLL seja capaz de acompanhar as flutuações de frequência do canal detectado. Estas flutuações podem ser provocadas tanto por informações de serviço transmitidas à baixa taxa [1] ou por flutuações de fase intrínsecas dos lasers semicondutores. Assim, o projeto apropriado do OPLL pode levar a redução do espaçamento entre canais e permitir uma expansão de capacidade do sistema.

Neste trabalho, as características de aquisição e sincronismo de um OPLL para aplicação em receptores de sistemas WDM 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 [4,5]. A seguir, apresentam-se os resultados obtidos para as simulações do processo de aquisição de OPLLs, considerando-se dois tipos de filtros e diversas condições iniciais para a diferença entre as frequências dos lasers. O efeito do atraso de propagação no desempenho do laço é também demonstrado. Por fim, o sincronismo do OPLL é investigado através da modulação harmônica em frequência do sinal do LM.

## II. TEORIA

Os sinais do LM e do LE podem ser representados pelas suas respectivas expressões de campo elétrico:

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

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

onde,  $E_{m0}$  e  $E_{s0}$ ,  $\omega_m$  e  $\omega_s$  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. O fotodetector é responsável pela conversão dos sinais do domínio óptico para o elétrico e pela comparação entre as fases destes sinais, executando uma função semelhante à de um detector de fase eletrônico. Para tanto, os sinais ópticos devem operar em quadratura (defasagem de  $\pi/2$  rad). Assumindo que os campos possuem a mesma polarização, o campo elétrico total na região ativa do fotodetector é dado por  $E_s(t) + E_m(t)$ . Assim, a fotocorrente instantânea pode ser escrita como [6]:

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

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 do LM e LE detectadas pelo fotodetector,  $\Delta\omega = \omega_m - \omega_s$ ,  $\theta(t) = \phi_m - \phi_s$ ,  $\eta$  é a impedância característica do meio e  $K_{co}$  representa a eficiência de acoplamento da luz no detector. A soma  $RP_m + RP_s$  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. Na prática, utilizam-se fotodetectores balanceados para a eliminação do termo DC. Levando-se isto em consideração e para uma análise mais geral do OPLL, assume-se que a fotocorrente necessita de amplificação. As-

sim, se a impedância de entrada do amplificador é  $Z_{in1}$ , a tensão de saída será:

$$V_a = G_{amp} Z_{in1} \{K_{co} K_{pd} \sin[\Delta\omega t + \theta(t)]\} \quad (3)$$

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 acoplado ao filtro do laço. Neste trabalho, utilizaram-se dois tipos de filtros: primeira ordem modificado e segunda ordem ativo. As funções de transferência destes filtros são dadas, respectivamente, por:

$$F(s) = \frac{1}{s\tau + 1} \quad (4a)$$

$$F(s) = \frac{s\tau_2 + 1}{s\tau_1} \quad (4b)$$

onde  $\tau$ ,  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  são as constantes de tempo. Se a impedância de entrada do filtro é  $Z_{in2}$ , a parcela de controle da corrente de polarização do laser é:

$$i_p(t) = I_p \{ \sin[\Delta\omega t + \theta(t)] \} * f(t) \quad (5)$$

onde  $I_p = G_{amp} Z_{in1} K_{co} K_{pd} / Z_{in2}$  e  $f(t)$  é a resposta impulsiva do filtro. Normalmente, neste ponto, a análise teórica de OPLLs é simplificada [4-6]. Primeiro, 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 (5). 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 modelagem do OPLL aqui apresentada, as duas primeiras simplificações não serão adotadas. Com isto, passa a ser possível o estudo transiente do travamento do laço, podendo-se observar o efeito da realimentação sobre o comportamento do LE, evitar um possível comprometimento do travamento pela linearização de (5) e adotar um modelo 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 à largura da 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, as equações de taxa para o número de portadores, fótons e fase podem ser escritas como:

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{q} - \frac{N}{\tau_e} - GN_{ph} \quad (6)$$

$$\frac{dN_{ph}}{dt} = \left( G - \frac{1}{\tau_p} \right) N_{ph} + R_{sp} \quad (7)$$

$$\frac{d\delta\phi}{dt} = \frac{1}{2} \alpha_{lin} (G - G_0) \quad (8)$$

onde  $N$  é o número de portadores,  $I$  é a corrente de injeção,  $q$  é a carga do elétron,  $\tau_e$  é o tempo de vida dos portadores na cavidade do laser,  $\tau_p$  é o tempo de vida do fóton na cavidade do laser e  $N_{ph}$  é o número de fótons,  $R_{sp}$  é a taxa de emissões espontâneas,  $\alpha_{lin}$  é o fator de alargamento de linha do laser e  $G_o$  é o ganho DC da região ativa do laser. 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  $\Gamma$  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.

### III. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O programa para a modelagem 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 comparadas entre si através de (2). Um sinal erro de fase é gerado e sua parte AC é acoplada ao filtro de laço, após amplificação. Assumindo-se detecção balanceada, o termo DC é descartado. O resultado obtido na saída do filtro é somado com a corrente de polarização do laser e aplicado em (6). 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 um valor constante. Para todas as simulações, a resposta em frequência dos componentes foi considerada ideal, exceto para o filtro de laço [5,6]. Os parâmetros de simulação são:  $P_m = P_s = 1$  mW,  $R = 0,8$  A/W,  $\eta = 377 \Omega$ ,  $K_{co} = 1$ ,  $G_{amp} = 1$ ,  $Z_{in1} = Z_{in2} = 50 \Omega$ ,  $q = 1,6 \times 10^{-19}$  C,  $\Gamma = 0,3$ ,  $v_g = 7,5 \times 10^9$  cm/s,  $a = 2,5 \times 10^{-16}$  cm<sup>2</sup>,  $N_o = 1 \times 10^8$ ,  $\tau_e = 2,2$  ns,  $\tau_p = 1,6$  ps,  $\alpha_{lin} = 5$  e  $R_{sp} = 1,28 \times 10^{12}$  s<sup>-1</sup>. A corrente de polarização do laser  $I_o$  foi de 20 mA. Para os parâmetros acima,  $I_p = K_{pd} = 1,6$  mA. O ganho total do laço  $k$  foi estimado em  $7,037 \times 10^9$  rad/s. Para uma razão de amortecimento  $\xi_o$  de 0,707,  $\tau_1 = 71,3$  ns,  $\tau_2 = 4,5$  ns e  $\tau = 71$  ps. A frequência natural do filtro de segunda ordem  $\omega_{no}$  foi de  $3,14 \times 10^8$  rad/s.

As Fig. 2 e 3 mostram a evolução temporal da fotocorrente durante o processo de travamento dos OPLLs de primeira ordem modificado passivo e de segunda ordem ativo, respectivamente. Na Fig. 2, a diferença entre as frequências dos lasers  $\Delta f$  inicial é de 280 MHz e, na Fig. 3,  $\Delta f$  inicial é de 69 MHz. Observou-se que estes são os máximos valores de  $\Delta f$  para os quais os OPLLs adquirem travamento em apenas um transiente de fase, sem a ocorrência de escorregamento de ciclos (*cycle slip*). Em ambos os casos,  $\Delta f$  define a faixa de *lock-in*. A comparação entre os resultados de simulação e os valores numéricos obtidos das expressões empíricas para a faixa de *lock-in*,  $\Delta\omega_i \cong 2\xi_o\omega_{no}$ , para o laço de segunda ordem, e  $\Delta\omega_i \leq k$ , para o laço de primeira ordem [4-6], mostraram uma boa concordância. Pode-se observar nas Fig. 2 e 3 que o travamento faz com que o sinal na saída do fotodetector tenda a um valor constante. Este comportamento é necessário para garantir a manutenção do deslocamento em frequência do LE em relação ao seu valor inicial e, assim, manter o travamento do OPLL. O valor de  $\theta$  responsável pela fotocorrente residual é conhecido como erro de fase estático. Nos filtros ativos,

particularmente os de segunda ordem, este valor tende a um valor muito próximo de zero, devido ao alto ganho DC que este tipo de filtro pode oferecer. Esta característica garante uma maior supressão de ruído em relação aos filtros passivos.

As Fig. 4 e 5 mostram a variação da diferença entre as frequências dos lasers para as mesmas condições de análise utilizadas nas Fig. 2 e 3, respectivamente. No instante inicial, a diferença de frequência entre os lasers corresponde ao extremo da faixa de *lock-in* e se anula por completo após o intervalo conhecido como tempo de *lock-in*, caracterizando o travamento do laço.

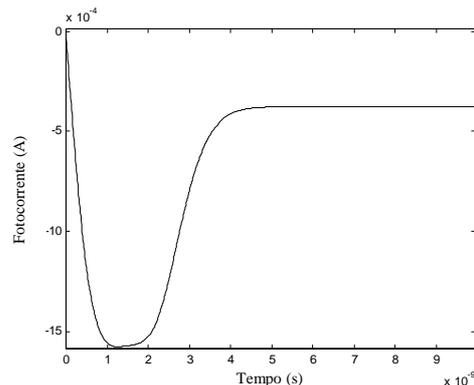


Fig. 2. Evolução da fotocorrente para um laço de primeira ordem modificado passivo, com  $\Delta f$  inicial de 280 MHz.

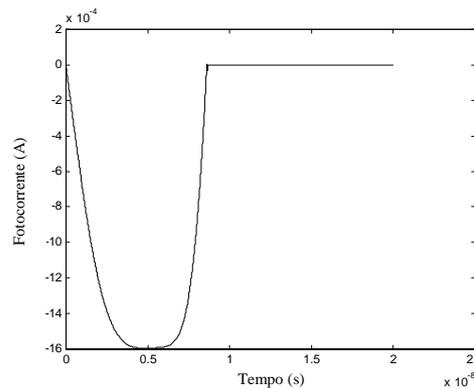


Fig. 3. Evolução da fotocorrente para um laço de segunda ordem ativo, com  $\Delta f$  inicial de 69 MHz.

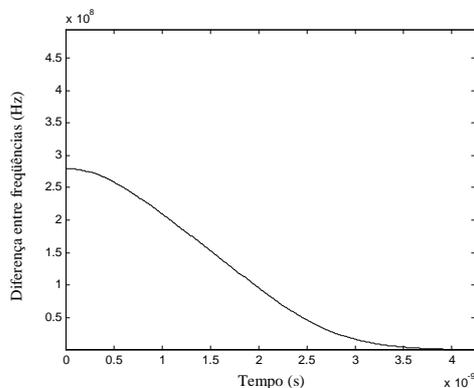


Fig. 4. Evolução da diferença entre as frequências dos lasers para um laço de primeira ordem modificado passivo, com  $\Delta f$  inicial de 280 MHz.

As Fig. 6 e 7 mostram a evolução temporal da fotocorrente durante o processo de aquisição dos OPLLs de primeira ordem modificado passivo e segunda ordem ativo, respectivamente, tendo o fator de amortecimento como parâmetro. Para ambos os casos, o valor de  $\Delta f$  inicial se localiza no interior da faixa de *lock-in*, sendo de 150 MHz para a Fig. 6 e de 69 MHz para a Fig. 7. Como esperado, o travamento é alcançado antes que o valor da fotocorrente atinja  $I_p$ . No entanto, se as constantes de tempo dos filtros são modificadas, os respectivos fatores de amortecimento também serão alterados. A Fig. 6 mostra que a faixa de *lock-in* para o laço de primeira ordem modificado passivo reduz-se apenas para situações consideravelmente sub-amortecidas. Por outro lado, a Fig. 7 mostra que o OPLL de segunda ordem é mais sensível às variações do fator de amortecimento.

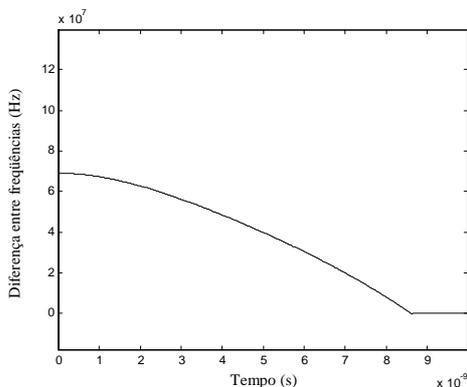


Fig. 5. Evolução da diferença entre as frequências dos lasers para um laço de segunda ordem ativo, com  $\Delta f$  inicial de 69 MHz.

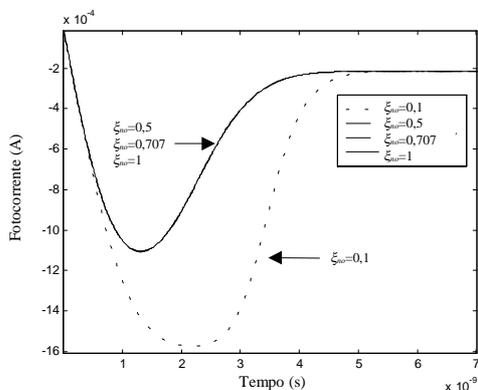


Fig. 6. Evolução da fotocorrente para o laço de primeira ordem modificado, tendo o fator de amortecimento como parâmetro e  $\Delta f$  inicial de 150 MHz.

Se a diferença entre as frequências do LM e LE estiver fora da faixa de *lock-in*, o sinal erro de fase atingirá o valor crítico de  $\pm\pi/2$  rad durante o processo de aquisição. Devido a esta condição de fase, a frequência do LE não mais conseguirá se aproximar da frequência do LM, uma vez que a fotocorrente alcança o seu máximo valor  $I_p$ , conforme pode ser observado em (3). Com a evolução temporal, o erro de fase total ultrapassa  $\pi/2$  rad, reduzindo o valor instantâneo da fotocorrente. Como resultado, a frequência do LE começa a retornar ao seu valor original, sugerindo um efeito de realimentação positiva. Assim, nestas condições, como o tempo e  $\Delta f$  aumentam continuamente, um pequeno

deslocamento de frequência do LE poderá causar consideráveis variações no valor do erro de fase total após cada ciclo de realimentação. A realimentação negativa é restaurada quando o erro de fase total alcança o próximo múltiplo de  $\pi/2$  rad e, neste instante, como consequência da evolução temporal do erro de fase,  $\Delta f$  será menor que o seu valor inicial. A perda temporária de aquisição devido a resposta de fase do fotodetector é conhecida como escorregamento de ciclos. O OPLL poderá adquirir o travamento mesmo com a ocorrência de escorregamento de ciclos pois o valor instantâneo de  $\Delta f$  tenderá a diminuir após cada evento até se localizar no interior da faixa de *lock-in*, quando, então, o travamento acontece no próximo transiente de fase. Todavia, se o valor inicial de  $\Delta f$  for excessivo, o travamento poderá não ocorrer.

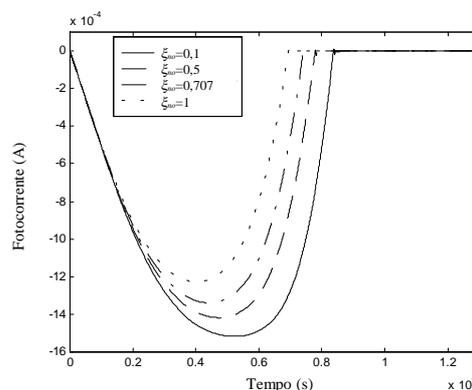


Fig. 7. Evolução da fotocorrente para o laço de segunda ordem ativo, tendo o fator de amortecimento como parâmetro e  $\Delta f$  inicial de 50 MHz.

A Fig. 8 mostra a fotocorrente durante uma aquisição fora da faixa de *lock-in* para o filtro de segunda ordem ativo, com  $\Delta f = 100$  MHz. Durante a aquisição, o OPLL força a fotocorrente a atingir sua máxima amplitude, ou seja,  $I_p = 1,6$  mA, antes que o travamento ocorra. Nesta situação, o erro de fase tende a  $\pi/2$  rad, forçando um escorregamento de ciclo. Isto pode ser observado pela oscilação da fotocorrente entre os valores de -1,6 e 1,6 mA. Mesmo com o escorregamento de ciclo, a forma de onda apresenta um nível DC, que mantém o deslocamento inicial da frequência do LE. Após o escorregamento de ciclo, o OPLL volta a manipular a frequência do LE até que esta se iguale a frequência do LM.

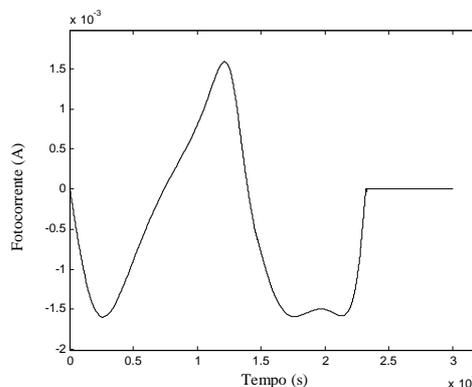


Fig. 8. Evolução da fotocorrente para o laço de segunda ordem ativo, com  $\Delta f$  inicial de 100 MHz.

Fig. 9 mostra  $\Delta f$  em função do tempo, para os mesmo parâmetros de simulação da Fig. 8. Devido ao processo de aquisição,  $\Delta f$  é reduzido pelo controle da realimentação. Contudo, durante o escorregamento de ciclos,  $\Delta f$  aumenta. No momento em que o OPLL recupera o controle da frequência do LE,  $\Delta f$  já está no interior da faixa de *lock-in* e o laço atinge o travamento sem nenhum escorregamento de ciclo extra.

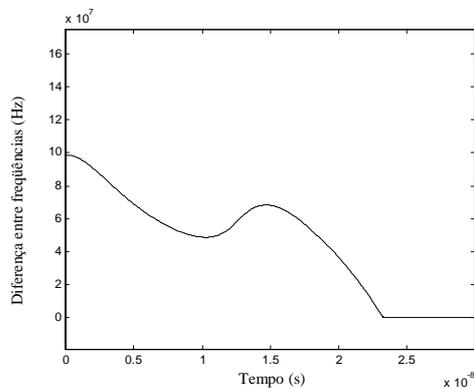


Fig. 9. Evolução temporal da diferença entre as frequências dos lasers para o laço de segunda ordem ativo, com  $\Delta f$  inicial de 100 MHz.

Como mencionado anteriormente, com um  $\Delta f$  muito extenso o travamento não ocorrerá. O máximo valor inicial de  $\Delta f$  para o qual o travamento é possível, mesmo na presença de escorregamento de ciclos, é conhecido como faixa de *pull-in*. Para o filtro de primeira ordem, a faixa de *pull-in* é igual ao ganho total  $k$  do sistema [6]. A Fig. 10 mostra a forma de onda na saída do fotodetector para  $\Delta f$  inicial de 1,12 GHz, sendo a frequência de LE maior que a de LM. No início, devido a atenuação do filtro, apenas uma pequena parcela do sinal modula o LE e a forma de onda na saída do fotodetector será praticamente senoidal, com um pequeno valor DC, responsável pelo deslocamento da frequência de LE. À medida que a frequência de LE se aproxima daquela de LM, a assimetria entre os semi ciclos negativos e positivos torna-se maior, aumentando o nível DC e, conseqüentemente, a velocidade de deslocamento da frequência de LE.

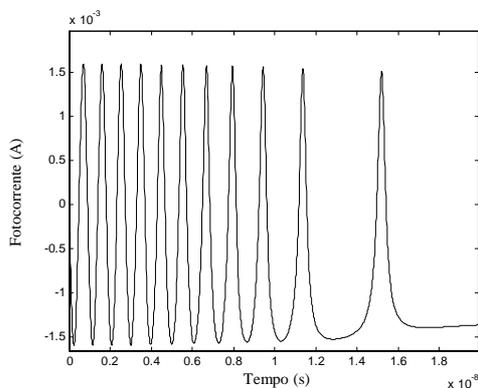


Fig. 10. Evolução temporal da fotocorrente para um laço de primeira ordem modificado passivo, com  $\Delta f$  inicial de 1,12 GHz.

A Fig. 11 mostra uma situação onde não ocorre a aquisição, ou seja, quando  $\Delta f$  inicial é de 2,8 GHz. Para esta diferença de frequência, o filtro atenua todo o sinal que seria aplicado ao

LE e a fotocorrente passa a ser puramente senoidal, sem nenhuma parcela de nível DC. No filtro de segunda ordem ativo ideal, a faixa de *pull-in* tende a infinito [4], devido ao seu elevado ganho DC. Assim, para qualquer separação de frequência entre os lasers, o sistema se encontra em aquisição. Com a introdução das características reais do circuito elétrico, como a resposta em frequência dos componentes, a faixa de *pull-in* se torna limitada a valores finitos.

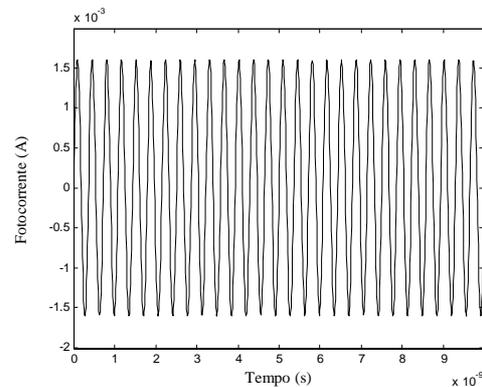


Fig. 11. Evolução da fotocorrente para o laço de primeira ordem modificado passivo, com  $\Delta f$  inicial de 2,8 GHz.

Uma vez que o travamento é alcançado, o OPLL deverá manter-se sincronizado às flutuações de frequência do LM. Tais flutuações podem ser induzidas durante a transmissão do sinal do LM ou originárias do gorjeio dos lasers. Assumindo-se uma modulação em frequência do sinal do LM, a fotocorrente do OPLL sob travamento deverá variar em torno de seu valor residual. Após o processamento do filtro de laço, esta corrente é aplicada ao LE, sintonizando-o novamente na frequência do LM. Como resultado do sincronismo, a modulação em frequência do LM é convertida modulação em amplitude da fotocorrente, permitindo a recuperação das informações transmitidas. As Fig. 12 e 13 mostram as evoluções da fotocorrente e de  $\Delta f$ , respectivamente, durante a aquisição e sincronismo do OPLL de primeira ordem modificado passivo, para uma modulação harmônica em frequência de amplitude e frequência de 10 MHz. A modulação do LM é aplicada no instante de 10 ns, após o travamento do OPLL.

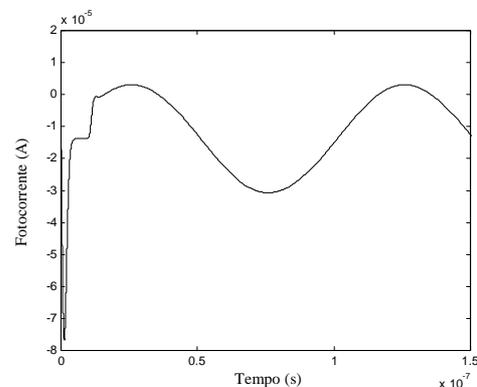


Fig. 12. Evolução temporal da fotocorrente para o laço de primeira ordem modificado, considerando a modulação em frequência do LM em 10 MHz.

Como pode ser observado, a forma de onda da fotocorrente é similar ao sinal utilizado na modulação em frequência do laser mestre. Por outro lado, mesmo com a modulação do LM, a Fig. 13 demonstra que o OPLL força a frequência do LE a se manter sincronizada às flutuações em frequência do LM. Consequentemente, a diferença de frequência entre os lasers se anula após o transiente inicial. Um comportamento semelhante é observado para o OPLL de segunda ordem.

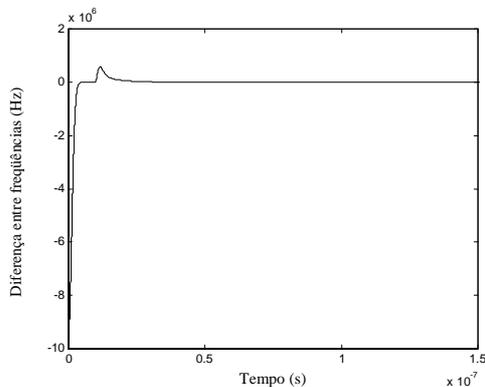


Fig. 13. Evolução da diferença entre as frequências dos lasers para o laço de primeira ordem modificado, considerando a modulação em frequência do LM em 10 MHz.

Até este ponto, a influência do tempo de atraso de propagação do laço foi desprezada. Contudo, o desempenho do OPLL é fortemente influenciado pelo atraso introduzido pelos componentes eletrônicos do laço e pelos caminhos ópticos e elétricos. A Tabela I lista os resultados da faixa de *lock-in* para o laço de primeira ordem modificado (POM) e segunda ordem ativo (SOA), quando o tempo de atraso foi de 1, 2 e 3 ns. O efeito do atraso pode ser incluído nas análises teóricas da Seção II pela aplicação da convolução de (5) com  $\delta(t-T_a)$ , onde  $\delta(t)$  é a função delta de Dirac.

TABELA I  
ATRASO DO LAÇO E FAIXA DE LOCK-IN

$T_a$	$\Delta\omega_l$ - POM	Redução	$\Delta\omega_l$ - SOA	Redução
1 ns	124 MHz	55,7%	61 MHz	11,5%
2 ns	30 MHz	89,2%	52 MHz	24,6%
3 ns	4 MHz	98,5%	41 MHz	40,5%

Comparando-se os resultados, pode-se observar que a faixa de *lock-in* do laço de primeira ordem é mais sensível à influência de  $T_a$  do que o laço de segunda ordem ativo, sofrendo grande redução em relação ao caso sem tempo de atraso. Em termos gerais, estes resultados sugerem que o OPLL perderá a habilidade de aquisição e sincronismo para grandes valores de tempo de atraso. Fig. 14 mostra a fotocorrente para o laço de primeira ordem modificado, assumindo-se  $T_a = 10$  ns e  $\Delta f$  inicial de 4 MHz. Na situação de tempo de atraso nulo, este valor de  $\Delta f$  estaria dentro da faixa de *lock-in*. Contudo, o efeito do atraso não permite o travamento, pois mesmo a condição da faixa de *pull-in* é violada pelo valor do atraso introduzido, levando o OPLL à oscilação.

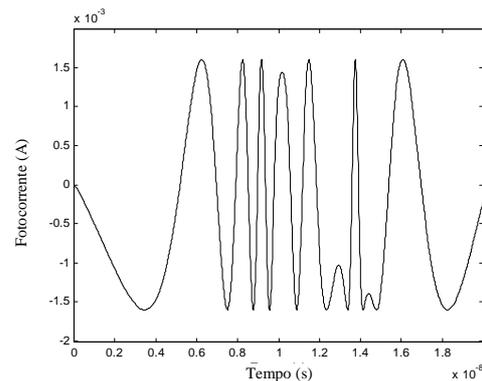


Fig. 14. Evolução temporal da fotocorrente o laço de primeira ordem modificado passivo, com  $\Delta f$  inicial de 4 MHz e  $T_a = 10$  ns.

#### IV. CONCLUSÃO

As características transientes de um OPLL para aplicação em receptores de sistemas WDM foram analisadas teoricamente neste trabalho. Nestes sistemas, somente um canal provoca o travamento, enquanto os outros são filtrados pela banda dos componentes do laço. Isto eliminaria a necessidade de filtros ópticos. Como a banda de travamento depende apenas do projeto de realimentação, o espaçamento entre os canais poderia ser o menor possível. Para os dois tipos de filtros aqui analisados, pôde-se observar o comportamento de travamento do OPLL para  $\Delta f$  no interior das faixas de *lock-in* e *pull-in*, e fora de aquisição. Os resultados obtidos estão de acordo com resultados clássicos já publicados. Também, o processo de sincronismo foi observado, assumindo uma modulação em frequência no LM. Através desta análise, investigou-se a possibilidade de transmissão de mensagens de serviços através da modulação de frequência. Finalmente, o efeito do tempo de atraso do laço foi considerado. Como resultado, as faixas de aquisição se reduziram em relação aos seus valores de atraso nulo, sugerindo que o travamento pode ser impedido para longos tempos de atraso. Futuramente, pretende-se considerar a análise de outras características do OPLL como a estabilidade e supressão de ruído em relação ao tempo de atraso.

#### REFERÊNCIAS

- [1] R. Ramaswami e K. N. Sivarajan, "Optical Networks – A Practical Perspective", Morgan Kaufmann, San Francisco, USA, 1998.
- [2] J. J. Pan e Y. Shi: "Dense WDM multiplexer and demultiplexer with 0.4 nm channel spacing", *Electron. Lett.*, vol. 34, no. 1, 1998.
- [3] J. D. T. Kruschwitz: "Bandwidth reduction technique for multilayer wavelength division multiplexing (WDM) bandpass filters", *Appl. Opt.*, vol. 39, no. 34, 2000.
- [4] 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. Lightwave Technol.* vol. 8, no. 9, 1990.
- [5] R. T. Ramos e A. J. Seeds: "Comparison between first order and second order optical phase-lock loops", *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 4, no. 1, 1994.
- [6] 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. Lightwave Technol.* vol. 17, no. 2, 1999.
- [7] G. P. Agrawal e N. K. Dutta: "Semiconductor Lasers", 2<sup>nd</sup> edition, Van Nostrand Reinhold, New York, USA, 1993.