

5. COMPONENTE PARA TRANSMISSÃO DE ÁUDIO E VÍDEO.

Atualmente a transmissão de vídeo para o monitoramento dos experimentos remotos implementado no WebLab é realizada através de um aplicativo desenvolvido em LabVIEW. Como não existe um *driver* específico para controle da webcam fornecido pelo fabricante, foi utilizado um *driver* genérico da Logitech disponibilizado na Internet (TREVELYAN, 2004), o qual utiliza comunicação através de interface USB. O SubVI utilizado para *streaming* de vídeo no WebLab é mostrado na Figura 20.

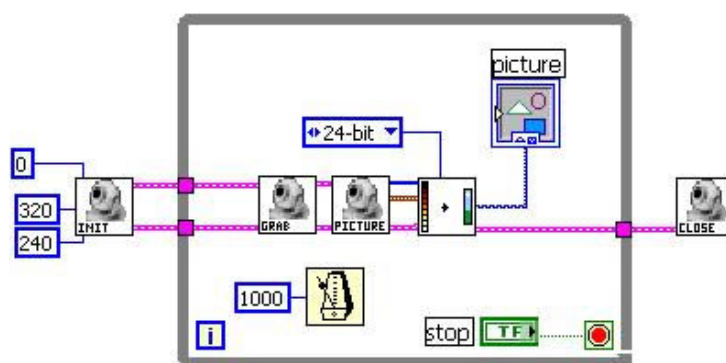


Figura 20 - Driver para Webcam Logitech PRO 4000.

Inicialmente, é feita a abertura do *streaming* de vídeo através do SubVI *INIT* da Webcam, definindo o tamanho da janela em pixels (largura = 320 e altura = 240). Posteriormente, é definido o modo de operação da Webcam através do SubVI *GRAB*, o qual indica que será capturada uma imagem da mesma. Em seguida, a imagem é capturada pela SubVI *PICTURE* e a imagem é apresentada no VI da Webcam.

Para disponibilizar um aplicativo desenvolvido em LabVIEW na Internet, utiliza-se o recurso *Web Publish* disponibilizado pela NI. Uma das características dessa publicação, é que o servidor Web do LabVIEW analisa a conexão existente entre o servidor e o cliente, adaptando a taxa de atualização da interface no computador do usuário com a finalidade de não sobrecarregar a conexão.

No aspecto relacionado à QoS (*Quality of Service*) verifica-se que devido a essa característica a utilização de um monitoramento através de vídeo em LabVIEW não é uma solução ideal, uma vez que, para não comprometer a conexão do usuário com o experimento, o servidor Web da NI diminui a taxa de atualização do vídeo. Uma solução encontrada para esse problema é desvincular a interface de vídeo da interface do experimento, obtendo uma solução que depende de dois aplicativos distintos. Na Figura 21 é mostrada uma imagem do VI utilizado para transmissão de vídeo dessa forma.

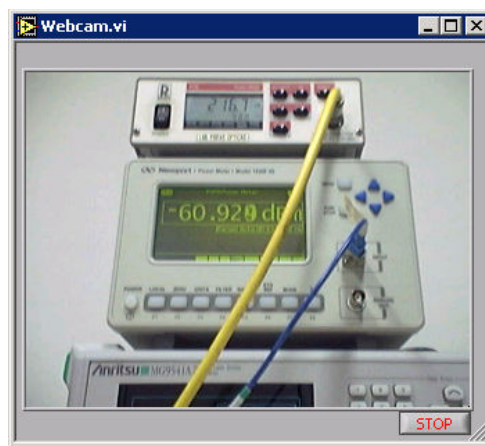


Figura 21 - Imagem capturada com a Webcam Logitech PRO 4000.

Levando-se em conta que o *driver* de controle da *webcam* é genérico e que o servidor Web utilizado pelo LabVIEW não permite uma configuração mais personalizada, uma das propostas deste trabalho consiste no desenvolvimento de outra solução para a transmissão de vídeo, com o objetivo de melhorar a qualidade de serviço (QoS).

No desenvolvimento deste aplicativo de videoconferência, a escolha do protocolo a ser utilizado é um fator importante, pois influencia na velocidade de transmissão do *streaming* de vídeo e áudio (PESSOA et al., 2005). Aplicações multimídia sensíveis ao atraso normalmente operam com protocolos em tempo real, como o RTP e RTSP (SCHULZRINNE et al., 1998).

O protocolo RTSP permite uma mobilidade interativa na mídia de forma a realizar

algumas funções como iniciar, pausar, ou parar uma mídia. Ele é especificado na RFC 2326 como sendo um protocolo *out off band*, ou seja, as mensagens de controle de mídia são enviadas fora da banda de dados do RTP. Semelhante ao funcionamento do FTP, o RTSP reserva a porta 554 para o transporte das mensagens de controle das operações. Na Figura 22 são mostradas algumas das interações que o RTSP possibilita:

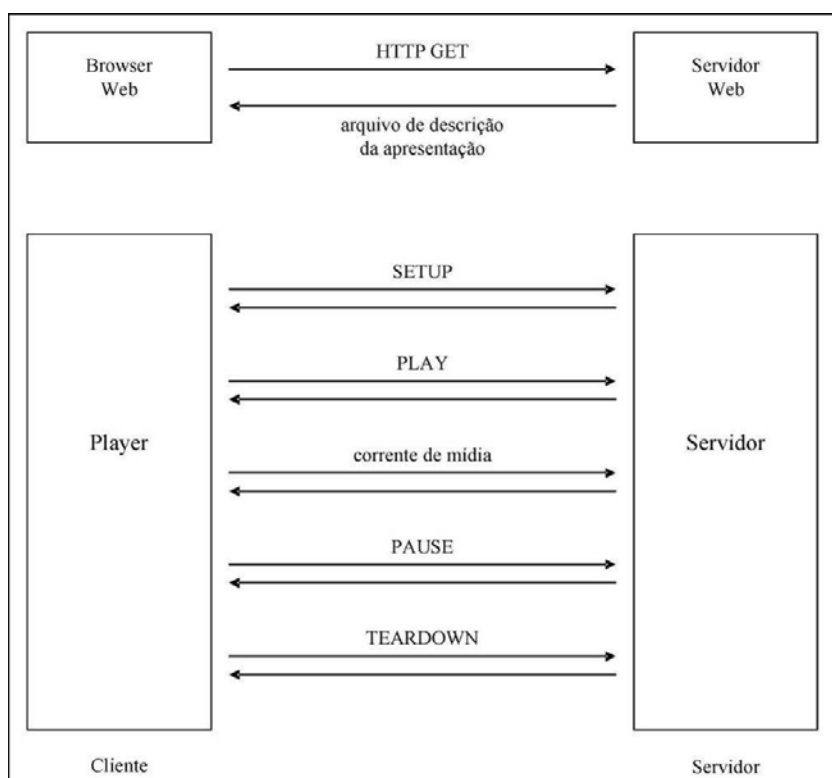


Figura 22 - Interação entre cliente e servidor RTSP.

A finalidade do RTP é garantir que a transmissão em tempo real seja efetivada de modo que o emissor receba um conjunto de segmentos devidamente configurados com informações relativas à transmissão. O receptor tem a responsabilidade de interpretar esse conjunto de segmentos e apresentá-los de forma coerente. Para isso o *Player* precisa realizar a descompressão e a remoção de variação de atraso e corrigir erros.

Uma implementação desses protocolos muito utilizada está presente no framework

JMF (Java Media Framework). O JMF é uma API que fornece grande versatilidade para manipular mídias com base no tempo, como áudio e vídeo, e assim integrá-las nas aplicações Java. Além disso, ela unifica o processamento da mídia com a arquitetura de transmissão de mensagens utilizando protocolos que controlam o acesso, o processamento e a entrega, em tempo, da mídia.

Na Figura 23 é apresentada uma forma de utilização da API JMF para manipulação de arquivos multimídias, dispositivos de áudio e vídeo, além de destacar os objetos responsáveis pela transmissão da mídia pela rede (Internet, KyaTera).

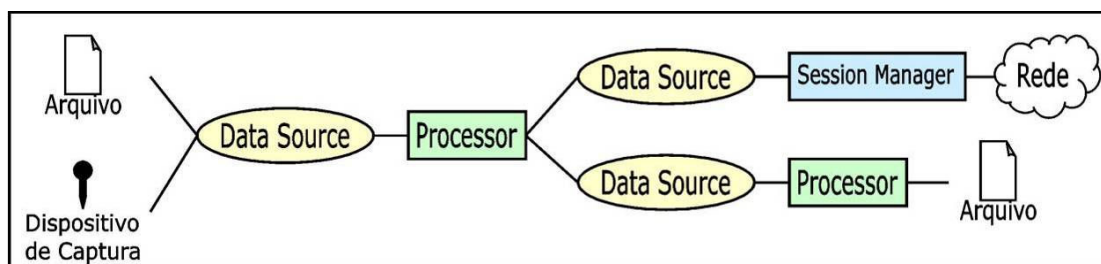


Figura 23 - Transmissão RTP.

Na Figura 24 é apresentado o outro lado da aplicação, responsável por receber a mídia que foi transmitida e apresentá-la a um usuário ou mesmo gravar esses dados em arquivo.

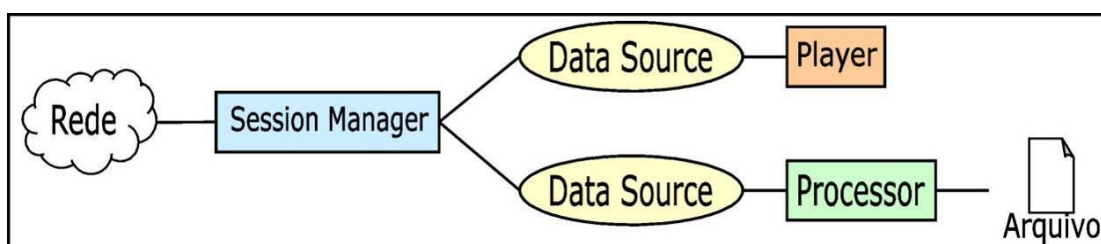


Figura 24 - Recepção RTP.

Além da transmissão, o JMF suporta a captura e armazenamento de áudio e vídeo, bem como o controle do tipo da mídia que está sendo apresentada/capturada. Muitos padrões

de mídias são suportados por este *framework*, como por exemplo, AIFF, AU, AVI, MPEG, WAV, entre outros. Ele fornece uma API Java para formar uma base de acesso a esses padrões existentes. Para se ter suporte a alguns padrões de mídia é necessário o uso de *plugin*, como é caso para se ter suporte ao MP3 (JMF, 1999). As implementações do *framework* têm acesso às bases dos sistemas operacionais, enquanto os desenvolvedores podem criar facilmente programas em Java que sejam portáteis, o que é uma das características das mídias manipuladas através do JMF (JMF, 1999; KURNIAWAN, 2001a).

Neste projeto, foi desenvolvido um módulo de monitoramento por vídeo utilizando JMF adaptativo para ambientes de ensino-aprendizagem como o Moodle, que possibilita a realização de atividades colaborativas associadas à execução dos experimentos remotos.

A utilização de recursos de vídeo no contexto dos laboratórios remotos permite a visualização em tempo real dos instrumentos utilizados, bem como a realização de videoconferência entre os usuários, intensificando a interatividade e a sensação de presença durante a execução remota do experimento. A Figura 25 mostrada a imagem do aplicativo JMF desenvolvido para transmissão de vídeo.



Figura 25 - Aplicativo JMF para monitoramento do experimento.

6. EFEITOS NÃO-LINEARES E PROPAGAÇÃO DE ONDAS EM FIBRAS ÓPTICAS.

O crescimento explosivo do tráfego nas redes de comunicação, impulsionado principalmente pela expansão da Internet, tem gerado a demanda por sistemas com alta capacidade de transmissão através de distância cada vez maiores (LOPES, 2004).

Para atender a essa necessidade, várias tecnologias de comunicação óptica têm sido desenvolvidas, tais como os sistemas de multiplexação por divisão em comprimento de onda (*Wavelength Division Multiplexing* - WDM) e os amplificadores de fibra dopada com Érbio (*Erbium-Doped Fiber Amplifier* - EDFA). Essas tecnologias têm possibilitado o desenvolvimento de sistemas de comunicação óptica que operam a taxas de bit e potências de transmissão cada vez mais altas, para os quais os efeitos não-lineares desempenham um papel decisivo (MANOOCHEI et al., 2002; LAMMINPÄÄ, 2003).

Os principais efeitos não-lineares em fibras ópticas são devidos ao índice de refração não-linear e podem ser divididos em duas categorias principais. A primeira categoria inclui dois efeitos não-lineares relacionados à interação da luz com fônons (AGRAWAL, 2001): Espalhamento Raman Estimulado (*Stimulated Raman Scattering* – SRS) e Espalhamento Brillouin Estimulado (*Stimulated Brillouin Scattering* – SBS). A segunda categoria inclui fenômenos relacionados ao Efeito Kerr óptico, que ocorre devido à dependência do índice de refração com a intensidade óptica. Os principais efeitos nessa categoria são a Auto-Modulação de Fase (*Self-Phase Modulation* - SPM), a Modulação de Fase Cruzada (*Cross-Phase Modulation* - XPM) e a Mistura de Quatro Ondas (*Four-Wave Mixing* - FWM). Outros efeitos não-lineares associados a essa categoria são a Instabilidade Modulacional (*Modulational Instability* – MI) e a Formação de Sólitons (*Soliton Formation* – SF). Esses efeitos são caracterizados por diversos parâmetros, tais como a dispersão e a área efetiva da fibra óptica, bem como o espaçamento de canais, a largura de linha e a intensidade do sinal.

6.1 Equação de Schrödinger Não-Linear.

A partir das Equações de Maxwell pode-se obter a equação de onda não-homogênea que descreve a propagação da luz em fibras ópticas (AGRAWAL, 2001):

$$\nabla^2 \mathbf{E} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = \mu_0 \frac{\partial^2 \mathbf{P}(\mathbf{E})}{\partial t^2}, \quad (1)$$

onde \mathbf{E} é o vetor campo elétrico, μ_0 é a permeabilidade magnética do vácuo, c é a velocidade da luz e $\mathbf{P}(\mathbf{E})$ é o vetor polarização elétrica induzida que corresponde à resposta do material dielétrico ao campo elétrico \mathbf{E} .

Levando-se em conta os efeitos não-lineares, o vetor polarização elétrica induzida pode ser escrito como

$$\mathbf{P}(\mathbf{r}, t) = \mathbf{P}_L(\mathbf{r}, t) + \mathbf{P}_{NL}(\mathbf{r}, t), \quad (2)$$

onde $\mathbf{P}_L(\mathbf{r}, t)$ corresponde à parte linear e $\mathbf{P}_{NL}(\mathbf{r}, t)$ à parte não-linear da polarização.

Substituindo a Eq. (2) na Eq. (1) obtemos:

$$\nabla^2 \mathbf{E} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = \mu_0 \frac{\partial^2 \mathbf{P}_L}{\partial t^2} + \mu_0 \frac{\partial^2 \mathbf{P}_{NL}}{\partial t^2} \quad (3)$$

Geralmente, para determinar a relação entre a polarização e o campo elétrico é necessário utilizar a Mecânica Quântica. Para sistemas operando em frequências ópticas longe de ressonâncias, como é o caso das fibras ópticas no intervalo de 0,5 a 2 μm , pode-se utilizar uma relação fenomenológica. Essa relação é obtida, considerando-se a aproximação de dipolo elétrico, tal que a resposta do meio é local.

Nesse caso, a parte linear (que corresponde à contribuição dominante) é dada por

$$\mathbf{P}_L(\mathbf{r}, t) = \epsilon_0 \int_{-\infty}^{\infty} \chi^{(1)}(t - t') \cdot \mathbf{E}(\mathbf{r}, t') dt', \quad (4)$$

onde ϵ_0 é a permissividade do vácuo e $\chi^{(1)}$ é a suscetibilidade de primeira ordem.

A parte não-linear corresponde às contribuições de ordem mais alta, as quais se tornam

mais importantes para campos eletromagnéticos intensos. Para fibras de sílica (SiO_2), a suscetibilidade de segunda ordem, $\chi^{(2)}$, geralmente se anula, de modo que os efeitos não-lineares de ordem mais baixa resultam da suscetibilidade de terceira ordem, $\chi^{(3)}$.

Assim, incluindo apenas os efeitos não-lineares de terceira ordem temos:

$$\mathbf{P}_{\text{NL}}(\mathbf{r}, t) = \varepsilon_0 \iiint_{-\infty}^{\infty} \chi^{(3)}(t - t_1, t - t_2, t - t_3) \mathbf{E}(\mathbf{r}, t_1) \mathbf{E}(\mathbf{r}, t_2) \mathbf{E}(\mathbf{r}, t_3) dt_1 dt_2 dt_3, \quad (5)$$

onde o símbolo \iiint indica que a multiplicação entre \mathbf{E} e $\chi^{(3)}$ é realizada para as respectivas coordenadas temporais.

A suscetibilidade de terceira ordem, $\chi^{(3)}$, é um tensor de *rank* 4, composto de 81 termos independentes. Em meios isotrópicos, tais como fibras mono-modo operando em frequências longe de ressonâncias, o número de termos independentes se reduz a apenas um.

Geralmente, a equação básica que descreve a propagação da luz em fibras ópticas dispersivas não-lineares é derivada a partir das Eqs. (3) a (5) fazendo-se várias aproximações. Em primeiro lugar, a polarização não-linear, $\mathbf{P}_{\text{NL}}(\mathbf{r}, t)$, é tratada como uma pequena perturbação da polarização linear, $\mathbf{P}_{\text{L}}(\mathbf{r}, t)$. Segundo, assume-se que o campo óptico mantém a polarização ao longo da fibra. Terceiro, assume-se que o campo óptico é quase-monocromático, isto é, a frequência central ω_0 é muito maior do que a largura espectral $\Delta\omega$. Considera-se também que a diferença entre os índices de refração do núcleo e da casca é muito pequena (chamada de *aproximação de guiamento fraco*).

No domínio do tempo, a suposição de que o campo óptico é quase-monocromático equivale à aproximação de envelope variando lentamente (*slowly varying envelope approximation*). Nessa aproximação, é conveniente separar a parte dos vetores \mathbf{E} , \mathbf{P}_{L} e \mathbf{P}_{NL} que varia rapidamente, de modo que podem ser escritos na forma:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = \frac{1}{2} \hat{\mathbf{x}} [E(\mathbf{r}, t) \exp(-i\omega_0 t) + \text{c.c.}] \quad (6)$$

$$\mathbf{P}_L(\mathbf{r}, t) = \frac{I}{2} \hat{\mathbf{x}} [P_L(\mathbf{r}, t) \exp(-i\omega_0 t) + \text{c.c.}] \quad (7)$$

$$\mathbf{P}_{NL}(\mathbf{r}, t) = \frac{I}{2} \hat{\mathbf{x}} [P_{NL}(\mathbf{r}, t) \exp(-i\omega_0 t) + \text{c.c.}] \quad (8)$$

onde $\hat{\mathbf{x}}$ é o vetor polarização unitário (supondo polarização linear na direção do eixo x), c.c. representa o complexo conjugado e as amplitudes $E(\mathbf{r}, t)$, $P_L(\mathbf{r}, t)$ e $P_{NL}(\mathbf{r}, t)$ são funções variando lentamente com o tempo em relação ao período do sinal óptico.

Considerando-se que a resposta ao campo elétrico na fibra é instantânea, tal que

$$\chi^{(1)}(t - t') = \chi^{(1)} \delta(t - t') \quad (9)$$

$$\chi^{(3)}(t - t_1, t - t_2, t - t_3) = \chi^{(3)} \delta(t - t_1) \delta(t - t_2) \delta(t - t_3) \quad (10)$$

as Eqs. (4) e (5) são consideravelmente simplificadas:

$$\mathbf{P}_L(\mathbf{r}, t) = \varepsilon_0 \chi^{(1)} \cdot \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) \quad (11)$$

$$\mathbf{P}_{NL}(\mathbf{r}, t) = \varepsilon_0 \chi^{(3)} \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) \quad (12)$$

Substituindo-se a Eq. (6) na Eq. (12), são obtidos dois termos, um oscilando com frequência ω_0 e outro com frequência $3\omega_0$. Este último geralmente pode ser desprezado em fibras ópticas, de modo que a amplitude do vetor polarização fica:

$$P_{NL}(\mathbf{r}, t) = \varepsilon_0 \varepsilon_{NL} E(\mathbf{r}, t) \quad (13)$$

onde ε_{NL} é a parte não-linear da constante dielétrica, dada por

$$\varepsilon_{NL} = \frac{3}{4} \chi_{xxxx}^{(3)} |\mathbf{E}(\mathbf{r}, t)|^2 \quad (14)$$

A dependência da componente ε_{NL} da constante dielétrica com a intensidade óptica torna a Eq.(3) não-linear e de difícil solução.

A Eq.(3) pode ser resolvida tratando-se ε_{NL} como constante, o que se justifica devido à natureza perturbativa de P_{NL} . A solução de ordem mais baixa, considerando P_{NL} uma

perturbação é dada por:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = \frac{I}{2} \hat{\mathbf{x}} \{ F(x, y) A(z, t) \exp[i(\beta_0 z - \omega_0 t)] \text{ c.c.} \}, \quad (15)$$

onde $F(x, y)$ é a distribuição modal, β_0 é o número de onda (a ser determinado posteriormente) e $A(z, t)$ é a amplitude do campo elétrico na aproximação de envelope variando lentamente.

A amplitude $A(z, t)$ satisfaz a chamada Equação de Schrödinger Não-Linear, que descreve a propagação da luz em fibras ópticas:

$$\frac{\partial}{\partial z} A = \frac{\alpha}{2} A - \beta_1 \frac{\partial}{\partial t} A + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} A - \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3}{\partial t^3} A - i\gamma |A|^2 A, \quad (16)$$

onde α é o coeficiente de atenuação da fibra, β_1 é o coeficiente de dispersão de primeira ordem, β_2 é o coeficiente de dispersão de segunda ordem, β_3 é o coeficiente de dispersão de terceira ordem e γ é o parâmetro não-linear. Os coeficientes de dispersão β_1 e β_2 são relacionados ao chamado parâmetro de dispersão, D ([ps/(nm.km)]), através da equação:

$$D = \frac{\partial \beta_1}{\partial \lambda} = \frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \approx \frac{\lambda}{c_0} \frac{d^2 n}{d\lambda^2}, \quad (17)$$

onde c_0 é a velocidade da luz no vácuo e λ é comprimento de onda no vácuo.

O índice de refração, n , é dado por:

$$n = n_0 + n_2 I = n_0 + \frac{n_2}{A_{eff}} P, \quad (18)$$

onde n_0 é a parte do índice de refração dependente do comprimento de onda, n_2 é o índice de refração não-linear, I é a intensidade, P é a potência e A_{eff} é a área efetiva da fibra. É importante notar que a componente não-linear do índice de refração depende da intensidade óptica, sendo exatamente a parte responsável pelos fenômenos não-lineares. Valores típicos de n_2 para fibras de sílica geralmente variam no intervalo de 2.2 a $3.9 \times 10^{-20} \text{ m}^2 / \text{W}$.

A área efetiva A_{eff} é definida como (ITU, 2002):

$$A_{eff} = \frac{2\pi \left[\int_0^{\infty} |E(r)|^2 r dr \right]^2}{\int_0^{\infty} |E(r)|^4 r dr} = \frac{2\pi \left[\int_0^{\infty} I(r) r dr \right]^2}{\int_0^{\infty} I(r)^2 r dr} \quad (19)$$

onde $E(r)$ é a amplitude do campo elétrico e $I(r)$ é a intensidade correspondente ao modo fundamental da fibra a uma distância r do eixo da fibra. Valores típicos de A_{eff} na região de 1500 nm variam entre 20 e 100 μm^2 dependendo do tipo de fibra (AGRAWAL, 2001).

O parâmetro não-linear γ pode ser expresso em termos de n_2 como:

$$\gamma = \frac{\omega_0 n_2}{c_0 A_{eff}} = \frac{2\pi n_2}{\lambda_0 A_{eff}}, \quad (20)$$

onde ω_0 e λ_0 são respectivamente a frequência e o comprimento de onda da luz no vácuo.

O coeficiente não-linear é definido como n_2 / A_{eff} (ITU, 2002), de modo que pode ser medido sem se conhecer o valor da área efetiva. No entanto, deve-se observar que quanto menor for a área efetiva da fibra, maior será a influência dos efeitos não-lineares, uma vez que dependem da distribuição de intensidade óptica no interior da fibra.

6.2 Auto-Modulação de Fase.

A Auto-Modulação de Fase pode ser entendida como o deslocamento de fase não-linear que ocorre durante a propagação de um pulso através de uma fibra óptica devido à dependência do índice de refração não-linear com a intensidade do próprio pulso (AGRAWAL, 2001). Quando a intensidade varia no tempo, partes distintas do pulso sofrem deslocamentos de fase diferentes, resultando em um alargamento espectral do sinal óptico.

A amplitude A na Eq. (16) pode ser escrita em termos de uma amplitude normalizada U definida através da expressão (MANOOCHEI et al., 2002; LAMMINPÄÄ, 2003):

$$A(z, T) = \sqrt{P_0} e^{-\alpha z / 2} U(z, \tau), \quad (21)$$

onde P_0 é a potência de pico do pulso e τ é uma escala de tempo normalizada com relação à largura do pulso de entrada, T_0 . Nessa expressão, utiliza-se o tempo local T , isto é, o tempo medido em um sistema de referência que se move com a velocidade de grupo, dado por:

$$T = t - z / v_g, \quad (22)$$

onde t é o tempo físico e v_g é a velocidade de grupo. A escala de tempo normalizada τ é definida em termos do tempo local T como

$$\tau = T / T_0 = (t - z / v_g) / T_0. \quad (23)$$

Para pulsos de duração longa ($T_0 > 100 \text{ ps}$) e com potência alta ($P_0 > 1 \text{ W}$), a dispersão de velocidade de grupo (*GVD - Group Velocity Dispersion*) pode ser desprezada ($\beta_2 = 0$). Nesse caso, em termos da amplitude normalizada a Equação de Schrödinger Não-linear pode ser escrita como:

$$\frac{\partial U}{\partial z} = \frac{i e^{-\alpha z}}{L_{NL}} |U|^2 U, \quad (24)$$

onde o comprimento não-linear L_{NL} é dado por:

$$L_{NL} = \frac{1}{\gamma P_0}. \quad (25)$$

A Eq. (24) pode ser resolvida diretamente, obtendo-se a solução geral:

$$U(L, T) = U(0, T) e^{i \varphi_{NL}(L, T)}, \quad (26)$$

onde $U(0, T)$ é amplitude normalizada em $z = 0$. O deslocamento de fase não-linear é dado por

$$\varphi_{NL}(L, T) = |U(0, T)|^2 L_{eff} / L_{NL}, \quad (27)$$

onde L_{eff} é o comprimento efetivo dado por:

$$L_{eff} = (1 - e^{-\alpha L}) / \alpha. \quad (28)$$

A Eq. (27) mostra que a Auto-Modulação de Fase dá origem a um deslocamento de fase

não-linear que depende da intensidade óptica e aumenta com o comprimento da fibra, embora a forma do pulso permaneça inalterada. Na ausência de perdas ($\alpha = 0$ e $L_{eff} = L$), o deslocamento de fase máximo, φ_{MAX} , ocorre no centro do pulso ($T = 0$).

Utilizando uma amplitude normalizada, $|U(0,0)| = 1$, obtemos:

$$\varphi_{MAX} = L_{eff} / L_{NL} = \gamma P_0 L_{eff} . \quad (29)$$

O comprimento efetivo, L_{eff} , determina a distância onde os efeitos não-lineares são mais intensos e o comprimento não-linear, L_{NL} , fornece a escala de comprimento em que os efeitos não-lineares tornam-se importantes. Fisicamente, o comprimento não-linear corresponde à distância efetiva de propagação para a qual $\varphi_{MAX}=1$.

6.3 Espalhamento Não-Linear.

O espalhamento não-linear compreende dois fenômenos importantes causados pela interação da luz com fônons: Espalhamento Brillouin Estimulado (*Stimulated Brillouin Scattering - SBS*) e Espalhamento Raman Estimulado (*Stimulated Raman Scattering - SRS*) (AGRAWAL, 2001; BILLINGTON, 1999).

Ambos são processos de espalhamento inelástico relacionados à transferência de energia do campo óptico incidente para o meio não-linear através da excitação de modos vibracionais quando a potência óptica injetada na fibra (potência de bombeio) ultrapassa um determinado valor limiar (*threshold*), diferente para cada um dos processos. Nessas condições, a potência óptica é eficientemente convertida da onda injetada para a onda espalhada, chamada onda de Stokes, cuja frequência é deslocada em relação à frequência da onda injetada para um valor menor. É importante observar que a potência limiar para o SRS é consideravelmente maior do que para o SBS, de modo que à medida que a potência injetada aumenta os efeitos do SBS começam a ser significativos muito antes dos efeitos do SRS.

A principal diferença entre o SBS e o SRS refere-se ao tipo de fônon envolvido. O SBS ocorre quando um feixe intenso de luz interage com fônons acústicos e o SRS ocorre quando fônons ópticos estão envolvidos, de modo que o deslocamento em frequência é muito maior no SRS do que no SBS. Valores típicos do deslocamento em frequência são 13 THz (~110 nm em 1550 nm) para SRS e 10 GHz (~0.1 nm em 1550 nm) para o SBS. Outra diferença entre os dois efeitos é que enquanto no SBS a onda espalhada propaga-se predominantemente no sentido contrário da onda incidente, no SRS o espalhamento pode ocorrer em ambas as direções.

As potências limiares para o SRS e o SBS são definidas como sendo as potências para as quais a potência da onda de Stokes torna-se igual à potência da onda de bombeio na saída da fibra. O crescimento da onda de Stokes no SRS e no SBS é caracterizado respectivamente pelos coeficientes de ganho g_R e g_B .

Na Figura 26 é mostrada a curva do coeficiente de ganho g_R em função do deslocamento em frequência para uma fibra de sílica a um comprimento de onda de bombeio de 1 μm (AGRAWAL, 2001).

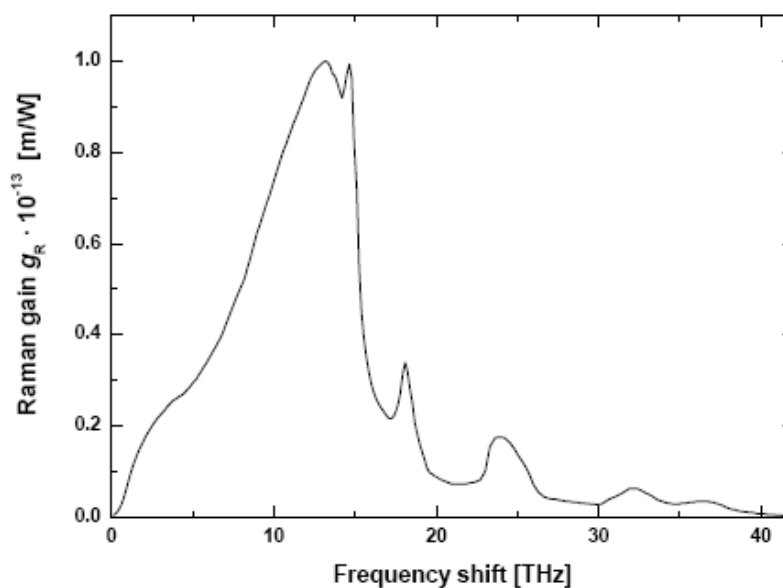


Figura 26 - Coeficiente de ganho g_R para uma fibra de sílica (AGRAWAL, 2001).

Observa-se que o ganho Raman estende-se por um intervalo de frequências bastante largo (~ 40 THz) com um máximo da ordem de 5×10^{-14} m / W próximo de 13 THz.

A potência limiar para o SRS pode ser calculada aproximadamente em termos do coeficiente de ganho g_R utilizando-se a expressão

$$g_R P_{CR} L_{eff} / A_{eff} \approx 16 \quad (30)$$

para o espalhamento na mesma direção da onda de bombeio. No caso de espalhamento na direção contrária, o fator numérico 16 é substituído por 20.

Utilizando a Eq. (30) podemos estimar a potência limiar para o SRS. Para uma fibra com $L_{eff} = 4,5$ km e $A_{eff} = 60 \mu\text{m}^2$ obtemos $P_{CR} \sim 4,3$ W.

No caso do SBS, o espectro do coeficiente de ganho g_B é bastante estreito (~ 20 MHz). Na Figura 27 é mostrado o espectro da luz refletida em uma fibra monomodo de 500 m (LAMMINPÄÄ, 2003).

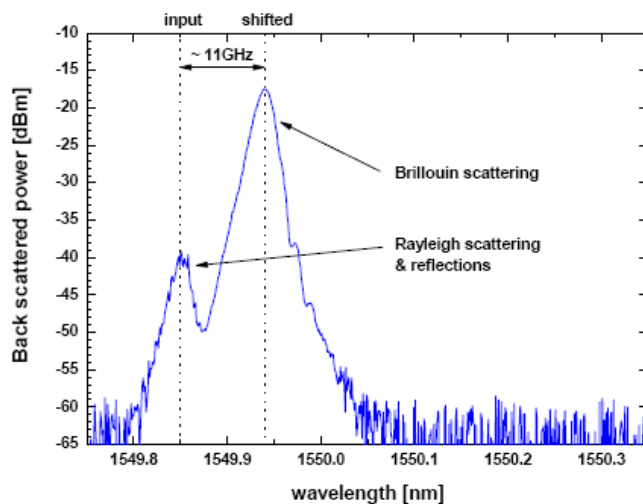


Figura 27 - Espectro da luz refletida para uma fibra de 500 m (LAMMINPÄÄ, 2003).

Para SBS, o valor máximo do coeficiente de ganho típico para uma fibra de sílica é $g_B \sim 5 \times 10^{-11}$ m / W próximo de 11,25 GHz, cerca de 3 ordens de grandeza maior do que g_R .

A potência limiar para o SBS pode ser calculada aproximadamente em termos do coeficiente de ganho g_B utilizando-se a expressão

$$g_B P_{CR} L_{eff} / A_{eff} \approx 21 \quad (31)$$

Utilizando a Eq. (31) para uma fibra com $L_{eff} = 4,5$ km e $A_{eff} = 60 \mu\text{m}^2$ obtemos uma potência limiar $P_{CR} \sim 5,6$ mW para o SBS. Assim, para os parâmetros utilizados nos experimentos realizados neste trabalho, pode-se considerar apenas o efeito devido ao SBS, uma vez que a potência limiar para o SRS é significativamente maior do que para o SBS.

6.4 Solução Numérica da Equação de Schrödinger Não-Linear.

A Equação de Schrödinger Não-Linear é uma equação diferencial parcial não-linear cuja solução analítica pode ser obtida apenas em casos específicos. Dessa forma, para entender os efeitos não-lineares em uma fibra óptica é necessário resolver a equação numericamente. Para isso existem muitos métodos, os quais são classificados dentro de duas categorias: métodos de diferença finita e métodos pseudo-espectrais.

Neste trabalho é utilizado o Método Split-Step Fourier (SSFM), um dos métodos mais eficientes para solucionar Equação de Schrödinger Não-Linear (AGRAWAL, 2001). Este método é geralmente mais rápido em comparação com a maioria dos métodos de diferença finita, em parte devido ao fato de utilizar o algoritmo de Transformada de Fourier Finita (FFT). No que se segue, apresentamos uma descrição do algoritmo geral utilizado na implementação do SSFM.

A Equação de Schrödinger Não-Linear pode ser expressa como:

$$\frac{\partial A}{\partial z} = (D - N)A \quad (32)$$

onde D é o operador responsável pelos efeitos lineares de dispersão e absorção e N é o operador não-linear que governa os efeitos não-lineares.

Os operadores D e N são definidos por:

$$D = \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2}{\partial T^2} - \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3}{\partial T^3} - \frac{\alpha}{2} \quad (33)$$

$$\hat{N} = i\gamma |A|^2 A. \quad (34)$$

onde T é o tempo local.

Em geral os efeitos de dispersão e não-linearidade ocorrem simultaneamente, de modo que os dois operadores devem ser aplicados concorrentemente. No Método Split-Step Fourier, obtém-se uma solução aproximada assumindo-se que quando o campo óptico propaga-se a uma distância suficientemente pequena os efeitos de dispersão e não-linearidade podem ser considerados independentemente. A fibra de comprimento z é dividida em pequenos intervalos de tamanho h e o campo óptico é então propagado aplicando-se apenas um dos operadores a cada passo, como esquematizado na Figura 28.

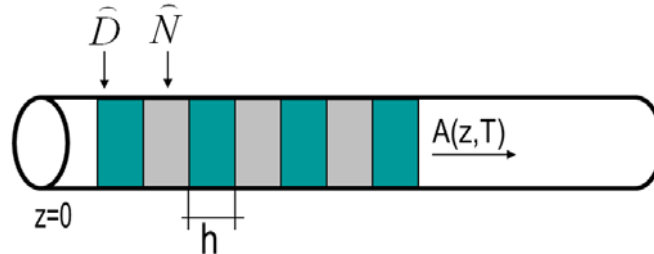


Figura 28 - Esquema do Método Split-Step Fourier não-simetrizado.

O método é implementado aplicando-se o operador D no domínio da frequência e o operador N no domínio do tempo. Matematicamente, essa prescrição pode ser escrita como:

$$A(z+h, T) \approx \exp(hD)\exp(hN)A(z, T) = \{F^{-1}\exp[hD(i\omega)] F\}\exp(hN)A(z, T), \quad (35)$$

onde F e F^{-1} denotam a transformada de Fourier e sua inversa. O operador $D(i\omega)$ é obtido a partir da Eq. (33) fazendo-se a substituição $\partial/\partial T \rightarrow i\omega$.

Os erros do Método Split-Step Fourier provém do fato que os operadores D e N não

comutam, ou seja, aplicar o N e depois D é diferente do processo contrário.

Assumindo que a variação do operador N é desprezível para intervalos h pequenos, a solução formal exata da Eq. (32) é dada por

$$A(z+h, T) \approx \exp[h(D-N)]A(z, T). \quad (36)$$

Para dois operadores que não comutam, temos a relação:

$$\exp(A)\exp(B) = \exp(A+B) \left\{ 1 + \frac{1}{2}[A, B] + \frac{1}{3!}\{B-2A\}[A, B] + [A, B](A-2B) \right\} \dots \quad (37)$$

Comparando-se as Eqs. (35) e (36) e utilizando a Eq. (37) com $A = hD$ e $B = hN$, obtém-se que o erro dominante no Método Split-Step Fourier é dado por $1/2 h^2 [\hat{D}, \hat{N}]$. A precisão pode ser melhorada utilizando-se o Método Split-Step Fourier Simetrizado, descrito na Figura 29.

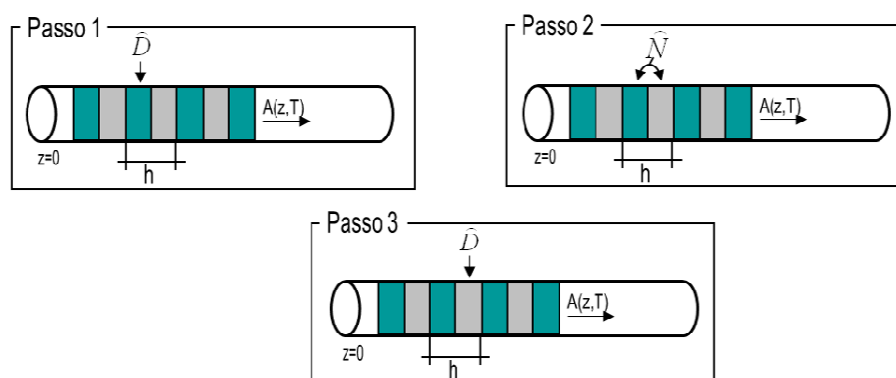


Figura 29 - Esquema do Método Split-Step Fourier Simetrizado.

Nesse método, o campo é inicialmente propagado somente até a metade do passo, $h/2$, com o operador de dispersão D . O resultado é então utilizado como input para a propagação ao longo do passo completo h com o operador N . Finalmente, o campo é propagado ao longo da outra metade com o operador D .

Matematicamente, temos:

$$A(z-h, T) \approx \exp(hD/2) \exp(hN) \exp(hD/2) A(z, T). \quad (38)$$

Nesse caso, o erro dominante é dado por $1/6 h^3 \{(\hat{N} - 2\hat{D})[\hat{D}, \hat{N}] - [\hat{D}, \hat{N}](\hat{D} - 2\hat{N})\}$.

Várias implementações do Método Split-Step Fourier têm sido propostas, apresentando diferentes técnicas de otimização e critérios para escolha do tamanho do passo (RIEZNIK et al., 2005; SINKIN et al., 2003; LIU e LEE, 2003).

Nas simulações implementadas neste trabalho, utilizamos o software SSPROP, desenvolvido por Thomas E. Murphy da Universidade de Maryland (MURPHY, 2007) e distribuído gratuitamente sob os termos do GNU Public License. O software, que utiliza o método Split-Step Fourier Simetrizado, é uma biblioteca desenvolvida em linguagem C que pode ser utilizada de forma direta com o MatLab ou LabVIEW. Esta biblioteca possui as vantagens oferecidas pelas linguagens compiladas, mostrando-se 10 a 20 vezes mais rápida do que o código equivalente em script m-file do MatLab.

7. MEDIDA DO COEFICIENTE NÃO-LINEAR DE UMA FIBRA ÓPTICA.

O experimento escolhido para implementação do WebLab neste trabalho é a medida do coeficiente não-linear de uma fibra óptica. A crescente importância dos efeitos não-lineares em sistemas de comunicação óptica tem gerado grande interesse na medida precisa do índice de refração não-linear de fibras ópticas de vários tipos e diferentes composições.

Nesse sentido, vários métodos têm sido propostos e utilizados para a medida do coeficiente não-linear ou do índice de refração não-linear de fibras ópticas, baseados em diferentes efeitos não-lineares tais como Auto-Modulação de Fase utilizando lasers pulsados, Modulação de Fase Cruzada, Mistura de Quatro Ondas e Instabilidade Modulacional (BOSKOVIC et al., 1996; BATAGELJ, 2002).

Neste trabalho, utilizamos o método da Auto-Modulação de Fase de Onda Contínua (*Continuous-Wave Self-Phase Modulation - CW SPM*) (MANOOCHEI et al., 2002; LAMMINPÄÄ, 2003; LAMMINPÄÄ et al., 2005; LAMMINPÄÄ et al. 2007), baseado na medida do deslocamento de fase não-linear induzido através do efeito Auto-Modulação de Fase com um sinal de entrada contínuo.

7.1 Método da Auto-Modulação de Fase de Onda Contínua (CW SPM).

A medida do coeficiente não-linear de uma fibra óptica utilizando o Método da Auto-Modulação de Fase de Onda Contínua foi introduzido pela primeira vez em 1993 (PRIGENT e HAMAIDE, 1993). Desde então, o método tem sido descrito em vários trabalhos (BOSKOVIC et al., 1996; CHERNIKOV e TAYLOR, 1996; ANTONA et al., 2001; NAKAJIMA et al., 2001). A principal vantagem apresentada pelo método é a remoção de incertezas relacionadas às potências iniciais através do uso de fontes laser contínuas.

O método é baseado na determinação do deslocamento de fase não-linear induzido através de Auto-Modulação de Fase, utilizando uma fonte contínua (CW) de frequência dual

para produzir o sinal óptico de entrada. O deslocamento de fase não-linear é determinado indiretamente a partir das intensidades espectrais da fonte de frequência dual e dos harmônicos de primeira ordem gerados por Auto-Modulação de Fase.

Consideremos um sinal óptico de entrada produzido por uma fonte contínua de frequência dual, cuja amplitude variando lentamente é dada por:

$$A_0(t) = \sqrt{P_0} [\exp(-i\omega_1 t) - \exp(i\omega_1 t)] = 2\sqrt{P_0} \exp(-i\omega_0 t) \cos(\Omega t), \quad (39)$$

onde $\omega_0 = (\omega_1 + \omega_2) / 2$ é a frequência central e $2\Omega = (\omega_1 - \omega_2)$ é a frequência de batimento.

Desprezando-se os efeitos de dispersão e atenuação ($\beta_1=0$ e $\alpha=0$), o sinal de frequência dual na saída da fibra pode ser expresso em termos da amplitude normalizada como:

$$u(t) = e^{i\omega_0 t} \cos(\Omega t) e^{i\varphi_{SPM} \cos^2(\Omega t)}, \quad (40)$$

onde φ_{SPM} corresponde ao deslocamento de fase não-linear, dado por

$$\varphi_{SMP} = \frac{L_{eff}}{L_{NL}} = \frac{2\omega_0}{c} \frac{n_2}{A_{eff}} L_{eff} P_{AVG}, \quad (41)$$

onde L_{eff} é o comprimento efetivo, L_{NL} é o comprimento não-linear, ω_0 é a frequência central, n_2 é o índice de refração não-linear, A_{eff} é a área efetiva e P_{AVG} é a potência média do sinal de entrada de frequência dual.

O deslocamento de fase é determinado experimentalmente no domínio espectral a partir da medida da razão entre as intensidades das componentes espectrais (frequências fundamentais e harmônicas). Tomando a transformada de Fourier da Eq. (40), obtemos:

$$\begin{aligned} U(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \exp(i\omega t) dt = \\ &= \exp(i\varphi_{SPM}) \int_{-\infty}^{\infty} \cos(\Omega t) \exp[i(\varphi_{SPM} / 2) \cos(2\Omega t) - (\omega - \omega_0)t] dt \end{aligned} \quad (42)$$

Utilizando a expansão de Jacobi-Anger (ARFKEN e WEBER, 1995)

$$\exp[i(\varphi_{SPM}/2)\cos(2\Omega t)] = \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} i^m J_m(\varphi_{SPM}/2) \exp(i 2 m \Omega t), \quad (43)$$

obtemos:

$$U(\omega) = \pi e^{i\frac{\varphi_{SPM}}{2}} \sum_{m=-\infty}^{\infty} i^m J_m\left(\frac{\varphi_{SPM}}{2}\right) [\delta(\omega - \omega_0 - 2m\Omega) + \delta(\omega - \omega_0 + 2m\Omega)], \quad (44)$$

onde J_m é a função de Bessel de ordem m ($m = 0, 1, 2, \dots$) e δ é a Função Delta de Dirac.

Uma vez que o sinal óptico é uma função periódica do tempo, o espectro obtido é discreto (o que se nota pela presença das funções Delta de Dirac), consistindo das frequências fundamentais e das harmônicas da frequência de batimento (Figura 30).

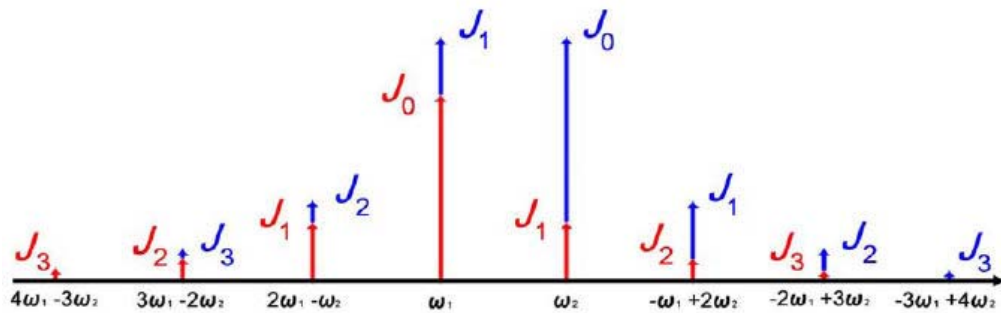


Figura 30 - Esquemática do espectro de um sinal de frequência dual gerado por SPM.

A partir da Eq.(44) pode-se determinar a razão entre as intensidades espectrais correspondentes às frequências fundamentais, I_0 , e harmônicas de 1ª ordem, I_1 , geradas pela Auto-Modulação de Fase:

$$\frac{I_0}{I_1} = \frac{J_0^2(\varphi_{SPM}/2)}{J_1^2(\varphi_{SPM}/2)} \frac{J_1^2(\varphi_{SPM}/2)}{J_2^2(\varphi_{SPM}/2)}. \quad (45)$$

A Eq. (45) fornece o deslocamento de fase como função apenas da razão I_0/I_1 , a qual pode ser facilmente medida. Dessa forma, medindo-se a razão I_0/I_1 para diferentes potências de entrada P_{AVG} , pode-se determinar o coeficiente não-linear a partir da Eq.(41).

7.2 Simulações Numéricas.

Com o objetivo de estudar o efeito dos parâmetros envolvidos na determinação do coeficiente não-linear pelo método CW SPM e a comparar as previsões teóricas com os resultados experimentais obtidos, foram realizadas simulações do processo de medida através da integração da Equação de Schrödinger Não-Linear pelo método Split-Step Fourier (SSFM) descrito na seção 6.4. A interface gráfica de usuário para a simulação foi desenvolvida em LabVIEW. O software SSPROP utilizado para implementar o método Split-Step Fourier, descrito anteriormente, é incorporado ao VI através de um código MATLAB. Uma descrição mais detalhada dessa interface será apresentada no Capítulo 8.

A fibra de teste utilizada nas medidas realizadas neste trabalho é uma fibra DSF (*Dispersion-Shifted Fiber*). Na Tabela 2 são mostrados alguns parâmetros relevantes para fibras DSF e os resultados de medidas do coeficiente não-linear (BOSKOVIC et al. 1996).

Tabela 2 - Alguns Parâmetros para Fibras DSF (BOSKOVIC et al. 1996)

| # | D [ps(nm.km)] | $n_2 \cdot 10^{-16}$ [cm ² /W] | A_{eff} [μm ²] | $n_2/A_{eff} \cdot 10^{-10}$ [W ⁻¹] |
|---|---------------|---|------------------------------|---|
| 1 | -0,2 | 2,33 | 55,1 | 4,24 |
| 2 | +1,0 | 2,31 | 60,0 | 3,85 |
| 3 | -1,5 | 2,29 | 46,2 | 4,95 |
| 4 | +0,8 | 2,30 | 53,8 | 4,21 |

Inicialmente simulamos o processo de medida padrão do coeficiente não-linear, que despreza os efeitos de atenuação e dispersão. Foram utilizados os seguintes parâmetros:

- Comprimento da fibra: $L = 4.500$ m.
- Comprimento de onda central do sinal de entrada de frequência dual: 1550 nm.
- Espaçamento espectral: $\Delta\lambda \sim 0,5$ nm.
- Coeficiente de atenuação: $\alpha = 0$.
- Coeficiente de dispersão de segunda ordem: $\beta_2 = 0$
- Coeficiente de dispersão de terceira ordem: $\beta_3 = 0$
- Área efetiva: $A_{eff} = 60 \mu\text{m}^2$
- Parâmetro não-linear: $\gamma = 1,56 \cdot 10^{-3} \text{ m}^{-1} \cdot \text{W}^{-1}$

Para estes parâmetros, o valor do coeficiente não-linear é $n_2 / A_{eff} = 3,85 \cdot 10^{-10} \text{ W}^{-1}$.

Na Figura 31 é mostrado o espectro simulado do sinal de entrada de frequência dual para uma potência média de 100 mW.

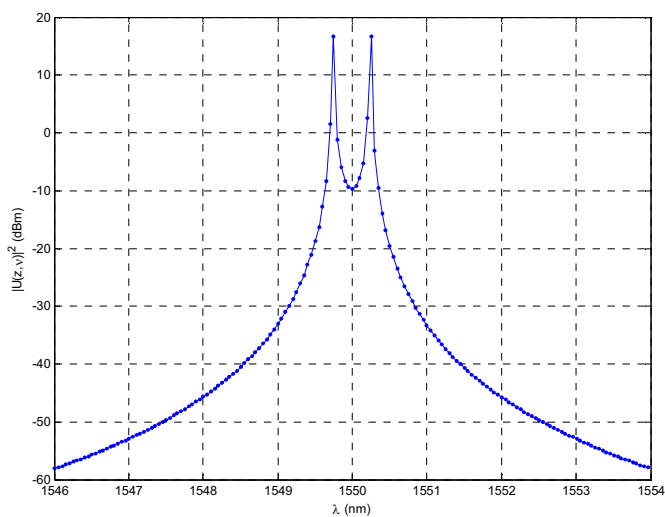


Figura 31 - Espectro simulado do sinal de entrada com potência de 100mW.

Na Figura 32 é mostrado o espectro simulado do sinal de saída correspondente, onde se observa os harmônicos gerados pela Auto-Modulação de Fase.

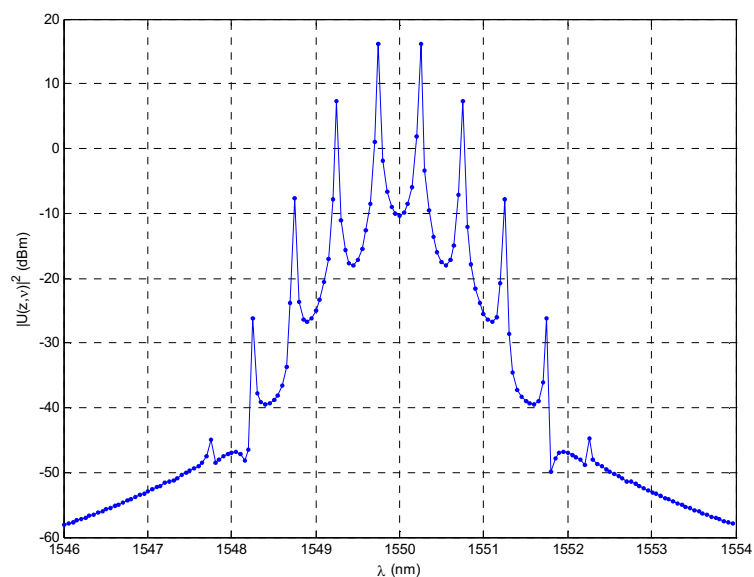


Figura 32 - Espectro simulado do sinal de saída para potência de 100mW.

Na Figura 33 são mostrados os valores simulados da razão I_0 / I_1 obtidos para diferentes potências de entrada e na Figura 34 os valores correspondentes do deslocamento de fase não-linear, calculados através de interpolação linear a partir da Eq. (45).

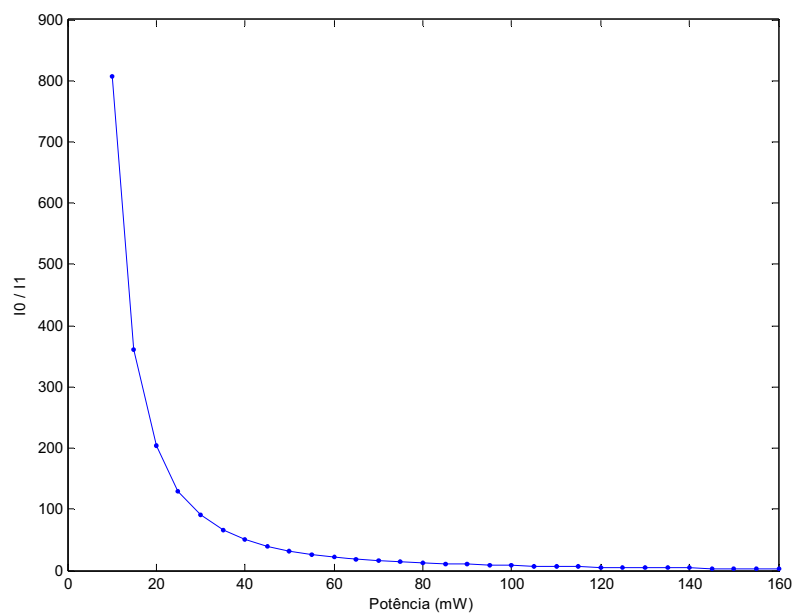


Figura 33 - Simulação da medida de I_0 / I_1 .

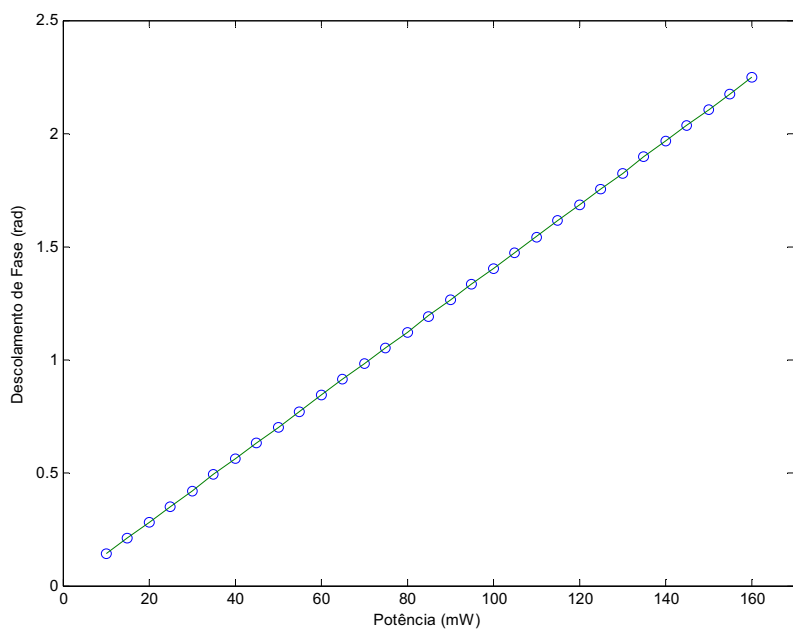


Figura 34 - Deslocamento de fase não-linear.

O coeficiente não-linear é obtido através de um *fitting* linear pelo método dos mínimos quadrados da região linear do gráfico mostrado na Figura 34. Em termos do coeficiente angular do *fitting*, k , o coeficiente não linear é dado pela relação:

$$\frac{n_2}{A_{eff}} = \frac{\lambda_0}{4\pi L_{eff}} \left(\frac{\varphi_{SPM}}{P_{AVG}} \right) = \frac{\lambda_0}{4\pi L_{eff}} k \quad (46)$$

Utilizando esse procedimento, obtemos o valor $n_2/A_{eff} = 3,847 \cdot 10^{-10} \text{ W}^{-1}$, com um erro relativo de 0,069 %.

Em seguida estudamos os efeitos da dispersão, os quais podem causar erros significativos na determinação do coeficiente não-linear pelo método CW SPM dependendo das condições de medida (LAMMINPÄÄ, 2007). A Figura 35 mostra o efeito simulado da dispersão sobre o deslocamento de fase não-linear, utilizando-se o mesmo conjunto de parâmetros da simulação anterior (com exceção do coeficiente de dispersão, D).

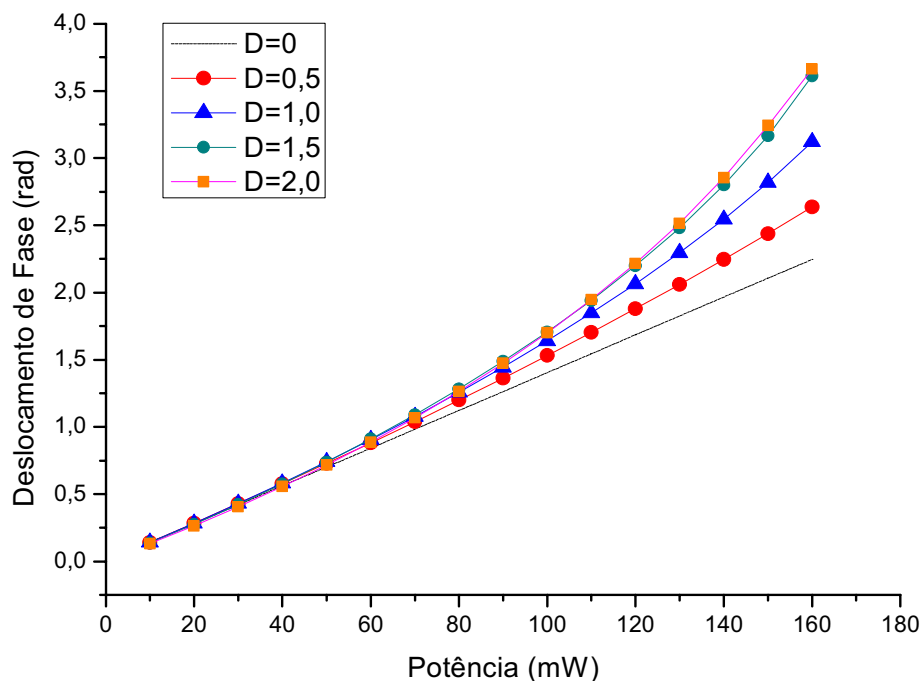


Figura 35 - Simulação do efeito de dispersão sobre deslocamento de fase não-linear.

Podemos observar que quando a dispersão é diferente de zero, o deslocamento de fase desvia-se do comportamento linear à medida que a potência aumenta. Quanto maior o valor da dispersão, maior o desvio.

Na Figura 36 é mostrado o efeito simulado da dispersão para fibras de comprimentos diferentes, utilizando-se o mesmo conjunto de parâmetros das simulações anteriores e coeficiente de dispersão $D = 1 \text{ ps}/(\text{nm.km})$.

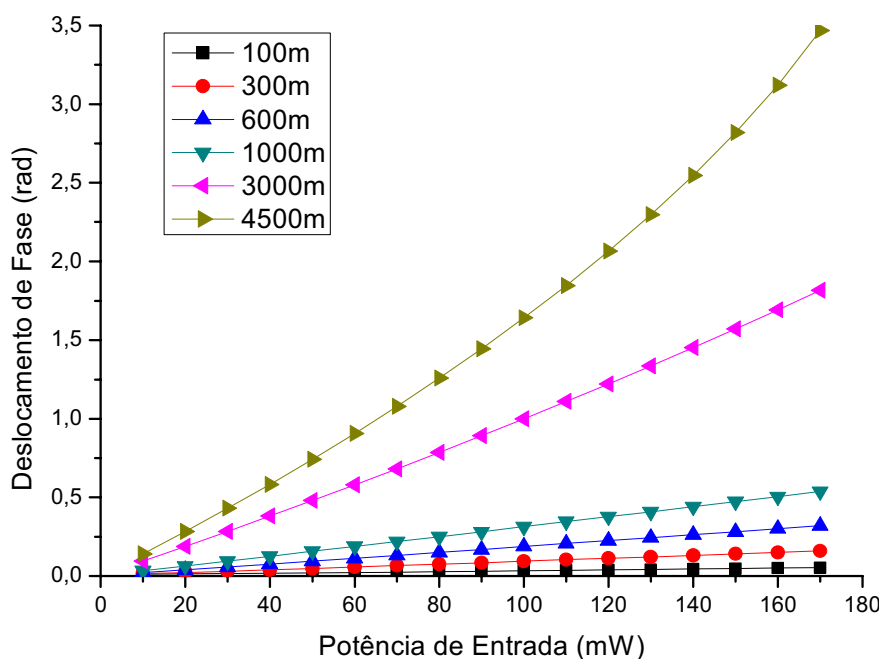


Figura 36 - Simulação do efeito da dispersão para fibras de comprimentos diferentes.

Nota-se que para fibras mais longas o deslocamento de fase induzido pela Auto-Modulação de Fase é reforçado pela dispersão. Quanto maior a fibra, maior o efeito da dispersão no cálculo do deslocamento de fase, aumentando, assim, os erros provocados pelo Método de Auto-Modulação de Onda Contínua (CW SPM), uma vez que os valores do coeficiente não-linear apresentariam variação com a potência. Se o coeficiente de dispersão fosse configurado em $D = 0$ o deslocamento de fase dependeria linearmente da potência e o coeficiente não-linear calculado seria constante para todos os comprimentos de fibra

Na Figura 37 são mostrados os resultados simulados obtidos para o coeficiente não-linear em função do comprimento da fibra.

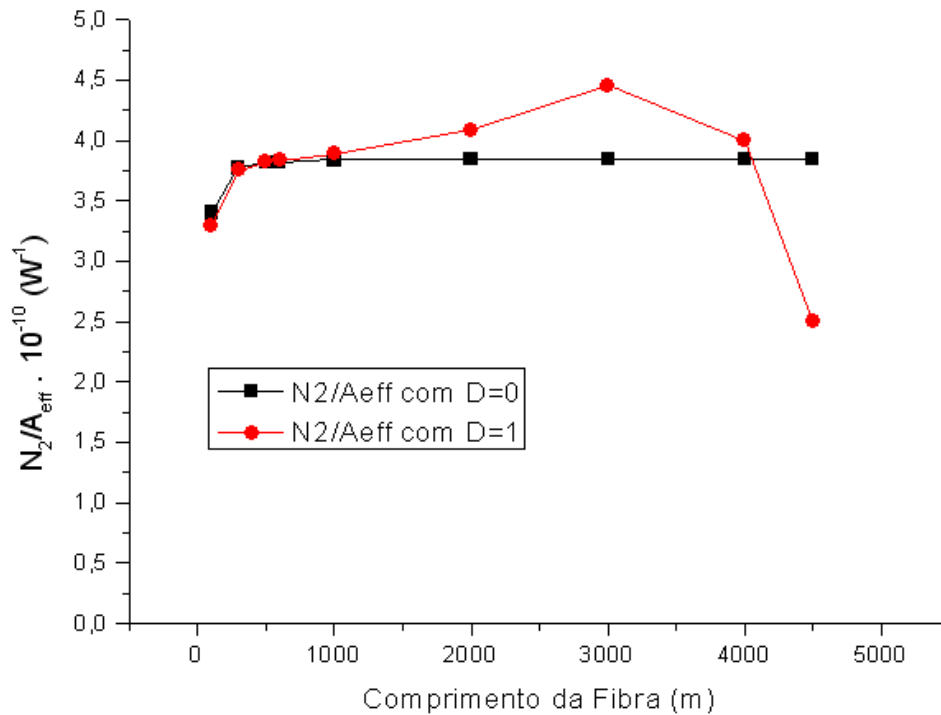


Figura 37 - Coeficiente não-linear para fibras de comprimentos diferentes.

Observa-se que devido aos efeitos de dispersão, o coeficiente não-linear obtido na medida (simulada) aumenta com o comprimento da fibra, atingindo um valor máximo e diminuindo para fibras muito longas. Se o coeficiente de dispersão fosse configurado no valor $D = 0$, os valores do coeficiente não-linear seriam constantes e praticamente iguais ao valor utilizado como input para a simulação.

Finalmente, estudamos o efeito simulado da dispersão para diferentes valores do espaçamento de comprimento de onda do sinal dual na medida do coeficiente não-linear. Na Figura 38 são mostrados os valores obtidos para o coeficiente não-linear para diferentes espaçamentos com coeficiente de dispersão $D = 1$ os / (nm.km). Foram utilizados os mesmos parâmetros das simulações anteriores, com exceção do espaçamento de comprimento de onda.

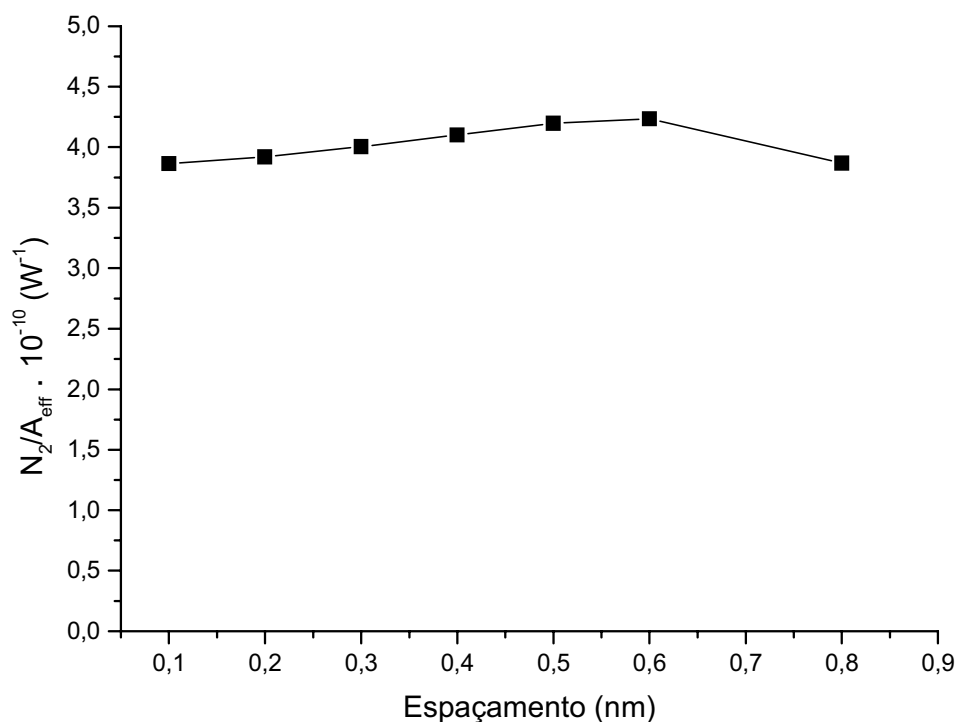


Figura 38 - Coeficiente não-linear para espaçamentos de comprimento de onda diferentes.

Nota-se que devido ao efeito da dispersão, os resultados obtidos na medida (simulada) do coeficiente não-linear não são independentes do espaçamento de comprimento de onda do sinal dual. O coeficiente não-linear aumenta com o espaçamento, atingindo um valor máximo e diminuindo para espaçamentos muito grandes. Quando o espaçamento é pequeno, o valor obtido tende ao valor utilizado como *input* para a simulação. Se o coeficiente de dispersão fosse configurado no valor $D = 0$, os valores do coeficiente não-linear seriam constantes e praticamente iguais ao valor utilizado como *input* para a simulação.

7.3 Descrição da Montagem Experimental.

No método CW SPM, o coeficiente não-linear é determinado através da medida experimental do deslocamento de fase não-linear no domínio espectral em função da potência de entrada na fibra. Na Figura 39 é mostrado um esquema da montagem experimental utilizada (MANOOCHEI et al., 2002; LAMMINPÄÄ, 2003; LAMMINPÄÄ et al., 2005; LAMMINPÄÄ et al. 2007).

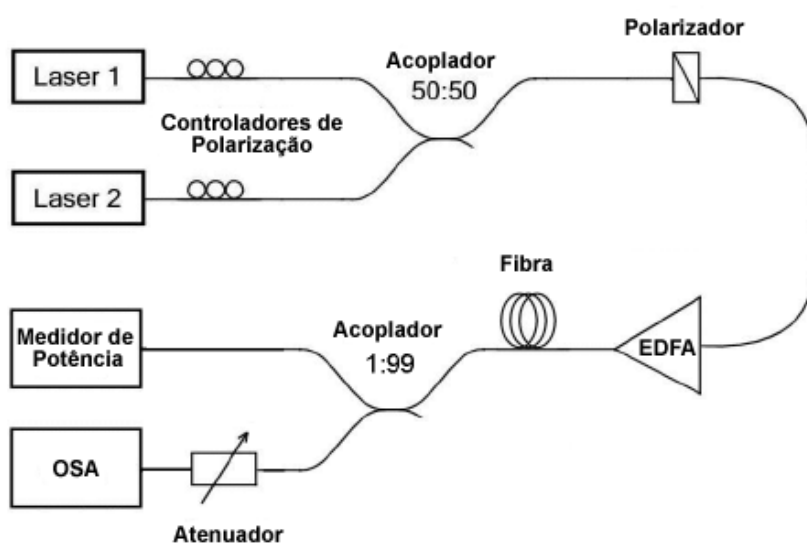


Figura 39 - Montagem experimental para medição do coeficiente não-linear pelo método CW SPM.

São utilizados dois lasers contínuos (Laser 1 e Laser 2) com diferentes comprimentos de onda λ_1 e λ_2 , de modo que o comprimento de onda central é dado por $\lambda_o = (\lambda_1 + \lambda_2) / 2$. Os lasers são ajustados no mesmo estado de polarização, utilizando-se controladores de polarização de modo a se obter um deslocamento de fase de fase máximo. Os sinais são acoplados em uma mesma fibra, através de um acoplador 50:50, obtendo-se um sinal de comprimento de onda dual que passa por um polarizador em linha, utilizado para garantir que os as duas componentes estejam no mesmo estado. O sinal é então amplificado utilizando-se um EDFA e injetado na fibra de teste.

A potência de entrada é ajustada e medida utilizando-se o *EDFA*. Um medidor de potência óptica é também utilizado para monitorar a potência de saída na fibra. As intensidades espectrais dos picos correspondentes aos comprimentos de onda fundamentais e aos primeiros harmônicos gerados por SPM são medidas utilizando-se um Analisador de Espectro Óptico (*Optical Spectrum Analyzer - OSA*).

Os equipamentos utilizados na montagem são descritos a seguir.

- **Laser 1:** Utiliza-se um laser diodo emitindo na faixa de 1550nm da NEWPORT, Modelo LD-1550-21B. A corrente máxima permitida é 25.5mA, com *threshold* de ~11mA. Utiliza-se um driver da NEWPORT Modelo 505 Laser Diode Driver, com corrente máxima de 500mA. Para suprimir os harmônicos apresentados pelo laser diodo são utilizados dois filtros de 1nm em 1550 nm da NEWPORT Modelo: TF-1565-0.8-N-3.0-1-Z.
- **Laser 2:** É utilizada uma fonte de laser sintonizável da Anritsu, modelo MG9541A Tunable Laser Source, que trabalha com uma faixa de comprimento de onda entre 1510 e 1640 nm. Essa fonte possui interfaces GPIB, RS-232C e Ethernet, além de três saídas ópticas com as capacidades -30dBm a 0dBm (saída 1), até 7dBm (saída 2) e SNR (Signal to Noise Ratio) de alta qualidade -30dBm a -15dBm (saída 3) (ANRITSU CORPORATION, 2001).
- **Controladores de Polarização e Polarizador:** São utilizados dois controladores de polarização e um polarizador em linha para ajustar a polarização dos lasers de modo a maximizar os efeitos da SPM.
- **EDFA: Foi utilizado um EDFA da IPG Photonics, Modelo EAD-1K-c** que trabalha com potências de entrada entre -3 e 3 dBm na faixa de comprimentos de onda entre 1545 nm a 1563nm . A potência de saída fornecida pode variar de 0,01 W a 1,5 W. Possui interface de controle RS-232.

- **Fibra de Teste:** As medidas foram realizadas utilizando-se uma fibra óptica DSF de 4500 m de comprimento da Corning Optical Fiber.
- **Atenuador Óptico:** É utilizado 20 dB para proteger o OSA com relação a níveis de potência muito altos do sinal óptico que possam danificá-lo.
- **OSA:** É utilizado um analisador de espectro óptico da Agilent modelo HP 86142 que trabalha com uma faixa de comprimento de onda de 600nm a 1700nm, com uma resolução de largura de banda de 0.06nm e com potência máxima de 3dBm. Possui também interfaces de controle GPIB e Ethernet (AGILENT, 2004).
- **Medidor de Potência Óptica:** É utilizado um medidor de potência óptica da NEWPORT, modelo 1930F-IG, de apenas 1 canal, o qual trabalha com potências entre -97dBm e 3dBm, possui as interfaces de controle GPIB, Ethernet e RS-232C e trabalha com o comprimento de onda entre 400nm e 1650nm (NEWPORT CORPORATION, 2003).

7.4 Resultados Experimentais.

Inicialmente foi determinada a potência máxima a ser utilizada na medida do coeficiente não-linear pelo método CW SPM de modo a evitar efeitos significativos devidos ao Espalhamento Brillouin Estimulado (SBS). Para isso, a montagem experimental foi modificada de modo a permitir o monitoramento da potência refletida na entrada da fibra de teste, conforme mostra a Figura 40.

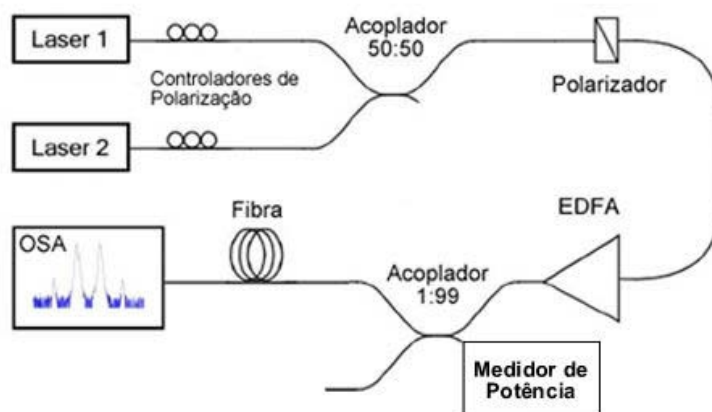


Figura 40 - Montagem experimental para medição da potência refletida na entrada da fibra.

Na Figura 41 é mostrado o resultado obtido para a potência refletida utilizando um sinal de comprimento de onda 1553,48 nm e um sinal de comprimento de onda dual com espaçamento de comprimento de onda de 0,5 nm.

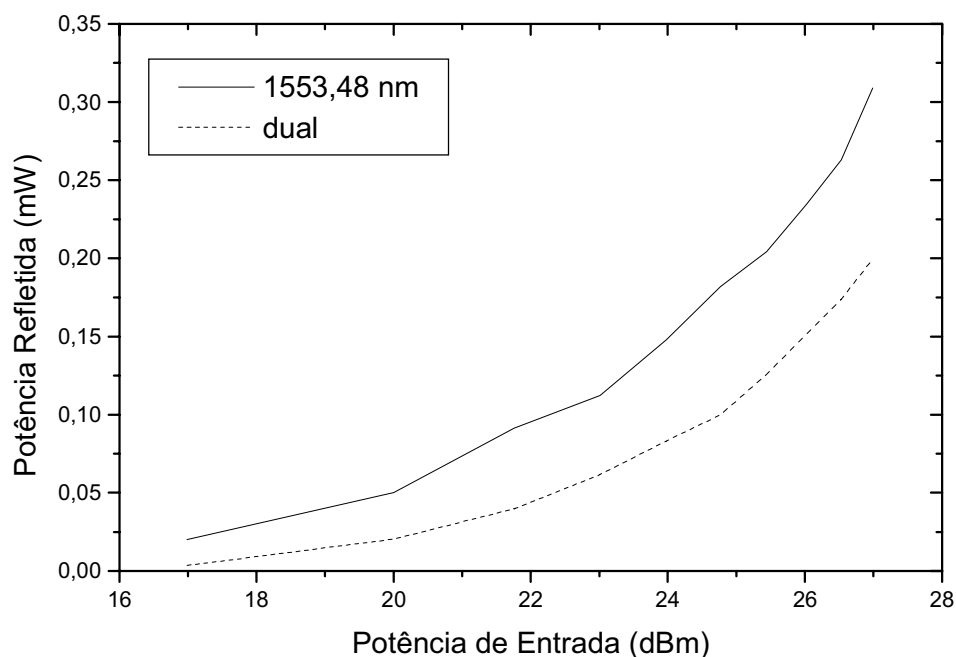


Figura 41 - Potência refletida na entrada da fibra.

Observa-se que para o sinal dual a potência refletida é menor do que para o sinal de

comprimento de onda simples. Com base nessas medidas, adotamos como potência máxima o valor de 200 mW (~ 23 dBm), para o qual a potência refletida utilizando-se um sinal de comprimento de onda dual é aproximadamente 0,05 mW.

Na Figura 42 é mostrado o espectro do laser diodo obtido após a atenuação dos harmônicos utilizando-se os 2 filtros de 1 nm em 1550 nm.

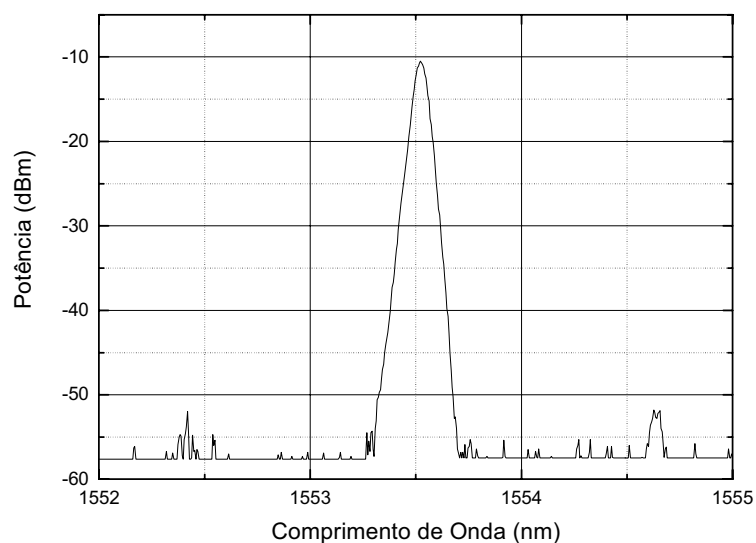


Figura 42 - Espectro do Laser Diodo utilizando dois filtros de 1nm em 1550nm.

Na Figura 43 é mostrado o espectro do laser sintonizável da Anritsu.

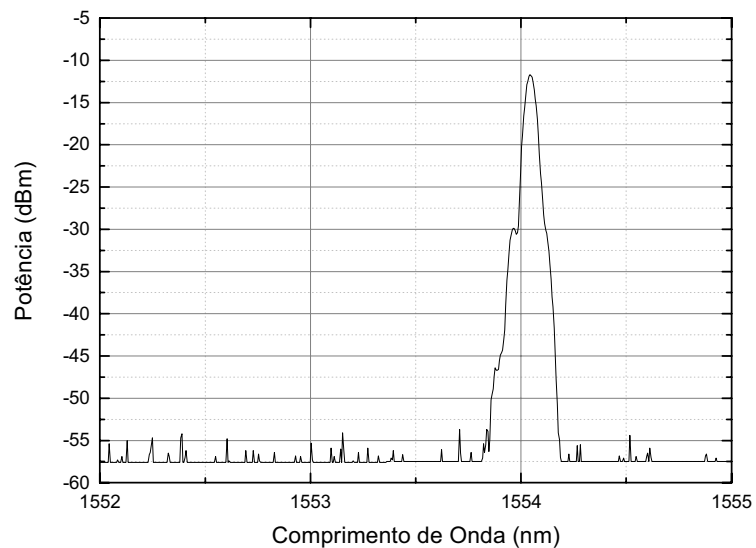


Figura 43 - Espectro do Laser Sintonizável da Anritsu.

Na Figura 44 é mostrado um espectro típico do sinal de comprimento de onda dual injetado na fibra óptica de teste.

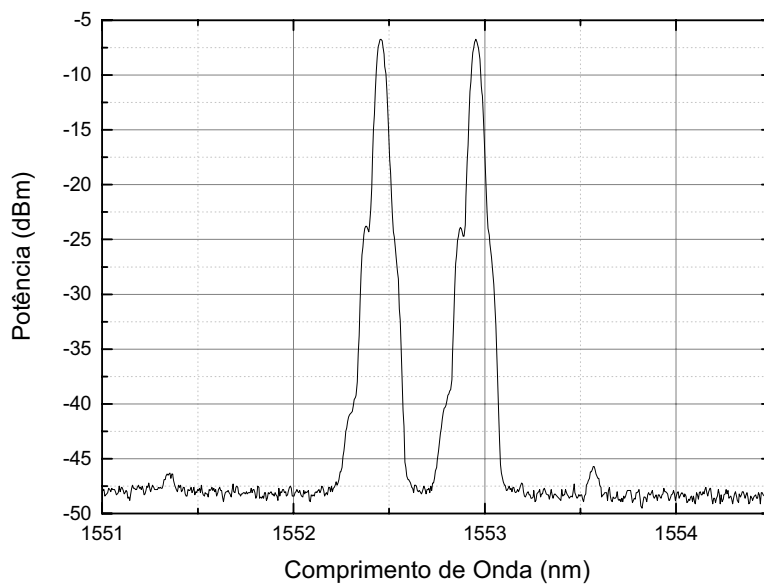


Figura 44 - Espectro do sinal de comprimento de onda dual injetado na Fibra.

Na Figura 45 é mostrado um espectro típico do sinal de saída.

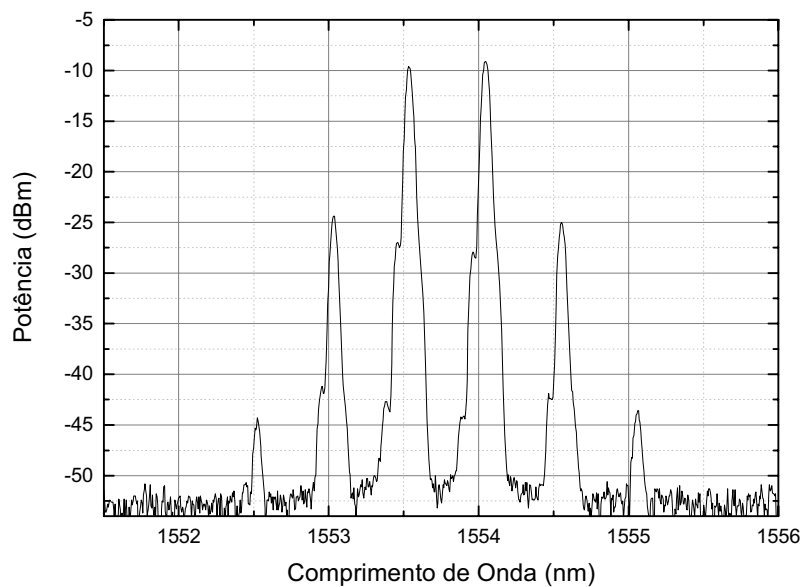


Figura 45 - Espectro do Sinal de Saída com harmônicos gerados por SPM.

Na Figura 46 são mostrados os valores medidos da razão I_0 / I_1 para diferentes potências de entrada e na Figura 47 os valores correspondentes do deslocamento de fase não-linear, obtidos através de interpolação linear a partir da Eq. (45). Os comprimentos de onda dos lasers. O espaçamento de comprimento de onda utilizado foi de 0,54 nm.

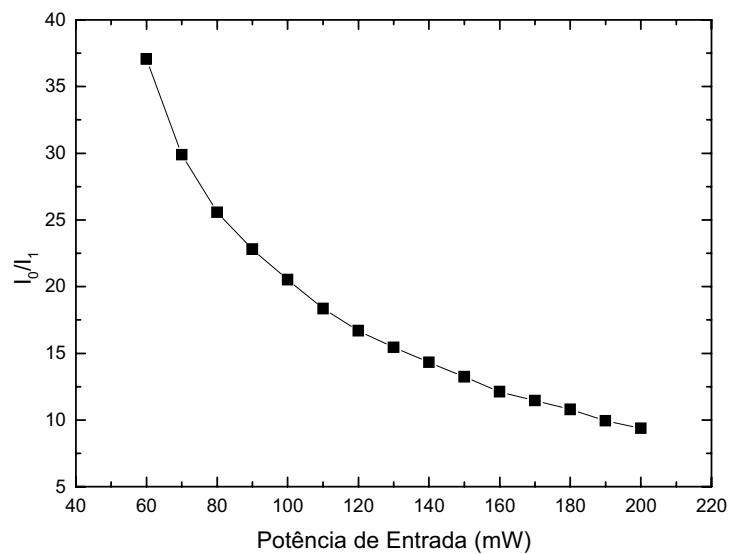


Figura 46 - Medidas da razão de I_0 / I_1 .

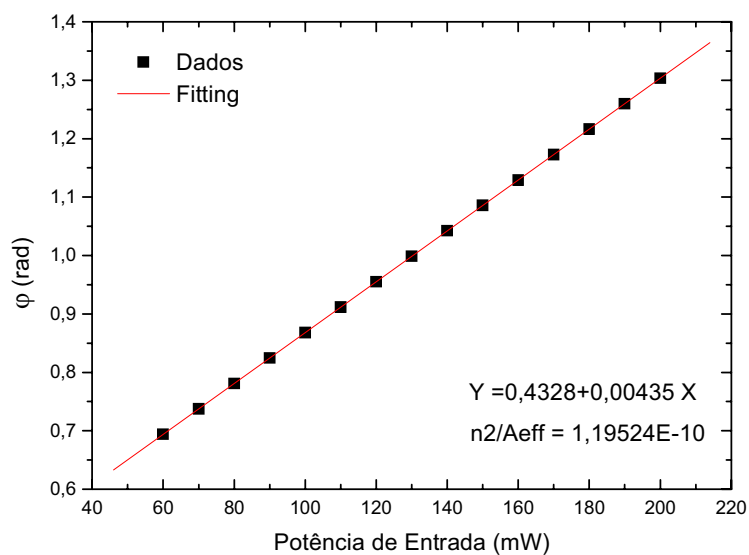


Figura 47 - Deslocamento de fase não-linear.

Utilizando um *fitting* linear do deslocamento de fase não-linear pelo método dos mínimos quadrados e a relação dada pela Eq. (46), obtemos $n_2/A_{eff} = 1,1952 \cdot 10^{-10} \text{ W}^{-1}$, com um erro quadrático médio de 0,00020.

Na Figura 48 são mostrados os resultados experimentais obtidos para o coeficiente não-linear com espaçamentos de comprimento de onda do sinal dual diferentes.

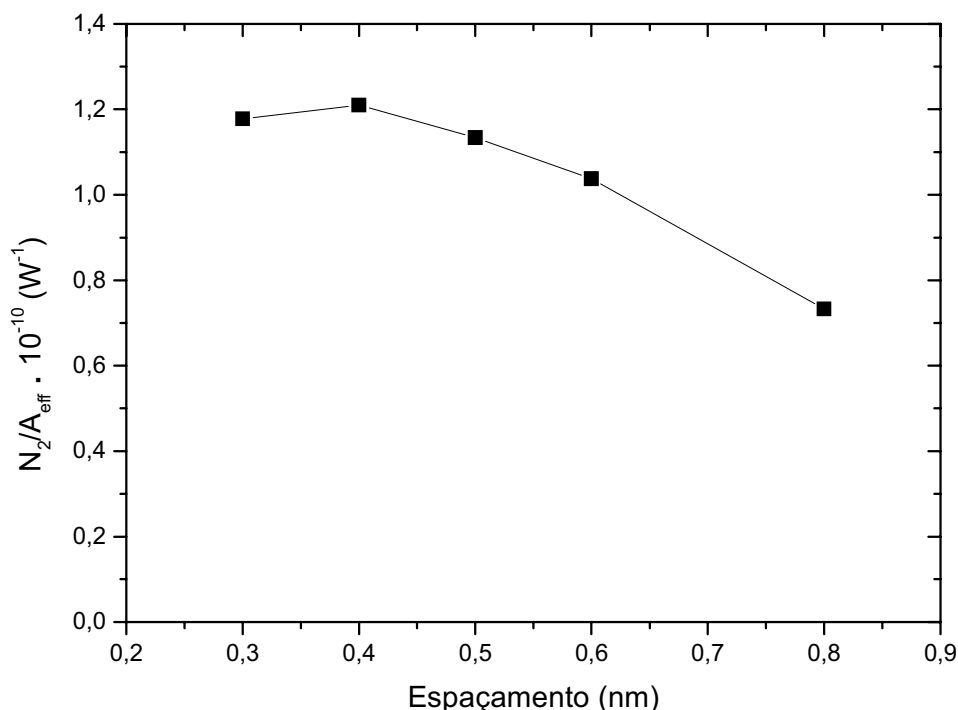


Figura 48 - Coeficiente não-linear para valores do espaçamento em comprimento de onda diferentes.

Nota-se que para espaçamentos de comprimento de onda maiores os efeitos da dispersão são mais pronunciados do que os previstos através das simulações numéricas. Esses resultados podem ser devidos a um valor do coeficiente de dispersão da fibra maior do que o utilizado nas simulações ($D = 1 \text{ ps/ nm.km}$)

As principais dificuldades encontradas com relação à medida do coeficiente não-linear estão relacionadas à instabilidade apresentada pelo laser diodo devido às variações de temperatura e oscilações de corrente no *driver*. Essa instabilidade provoca variações da

potência do sinal dual, dificultando o ajuste de polarizações necessário para se obter o efeito máximo da SPM e introduzindo incertezas que prejudicam o processo de medida. Além das variações de potência, a mudança de temperatura desloca o laser em alguns décimos de nm, variando o espaçamento durante a realização da medida.

8. INSTRUMENTOS VIRTUAIS E EXPERIMENTO REMOTO.

Neste capítulo são descritos detalhadamente os Instrumentos Virtuais (VI's) desenvolvidos com o programa LabVIEW para o controle dos instrumentos do experimento de medida do coeficiente não-linear de uma fibra óptica. São apontadas também as dificuldades encontradas e a forma como foram solucionadas.

Na Figura 49 é mostrada a montagem experimental utilizada para a medida do coeficiente de atenuação na implementação do WebLab.

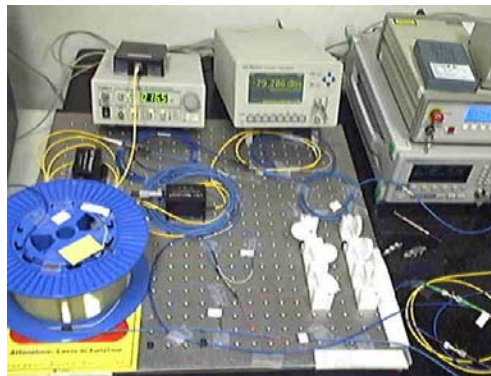


Figura 49 - Montagem Experimental para medida do coeficiente de atenuação

8.1 Drivers para Controle dos Equipamentos

Quanto à montagem do experimento, desenvolvemos os drives para os seguintes equipamentos: laser sintonizável, medidor de potência óptica, Analisador de Espectro Óptico e Amplificador a Fibra Dopada com Érbio (EDFA).

8.1.1 Laser Sintonizável.

É utilizada uma fonte de laser sintonizável da Anritsu com o VI para o controle desenvolvido com base em *drivers* de diversos dispositivos fornecidos pelo fabricante, uma vez que não foi encontrado um *driver* específico para o modelo de laser utilizado (Laser Anritsu MG9541A). Dessa maneira, foi possível identificar os principais elementos

necessários para a comunicação via linguagem VISA fornecida pela plataforma LabVIEW.

O dispositivo que controla o laser implementa, em sua estrutura interna, os comandos primitivos IEEE 488.2 (comandos GPIB), bem como os comandos internos ao dispositivo do laser. Por exemplo, para as operações de leitura e escrita do laser foram utilizados os *Device Commands* suportados pelo LASER ANRITSU MG9541A, listados na Tabela 3.

Tabela 3 - Device Commands do Laser Anritsu MG9541A.

| <i>Device Commands</i> | Descrição |
|------------------------|---|
| OUTC | Lê o estado da função de segurança para a saída do laser. |
| CAL | Executa a calibragem do comprimento de onda. |
| LCAL | Executa uma calibração óptica. |
| OUTP | Ajusta a saída do laser para ON ou OFF. |
| OUTW | Lê o comprimento de onda atual da saída do laser. |
| OUTF | Lê a frequência atual da saída do laser. |
| WSTA | Ajusta o comprimento de onda inicial. |
| POWM | Ajusta a potência da saída óptica para a potência máxima. |
| WCNT | Comprimento de onda central. |
| OPTS | Canais permitidos. |
| POWU | Unidade de potencia (dBm, mw, uw). |
| POW | (1st.) Primeira potência. |
| POWS | (2st.) Segunda potência. |
| POWT | (3st.) Terceira potência. |

Para o controle do laser, o SubVI denominado Laser permite receber, como padrão, um cluster (entrada) e um valor booleano (verdadeiro/falso) que identifica se o laser deverá ser inicializado com os valores padrão. Na saída, temos um cluster com os respectivos valores alterados ou obtidos via comunicação com o dispositivo físico. O componente retorna um valor booleano para identificar se o status da saída teve algum problema ou não. A Figura 50 mostra o componente **cluster_laser.vi** (PASCHOAL, 2006).

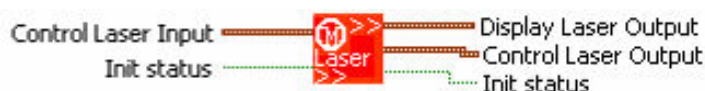


Figura 50 - SubVi para controle do laser sintonizável da Anritsu

O Diagrama de Blocos na Figura 51 demonstra o fluxo de execução da inicialização do laser, no qual o valor do comprimento de onda é recuperado através de um SubVI WCNT e repassado para o *cluster* de saída.

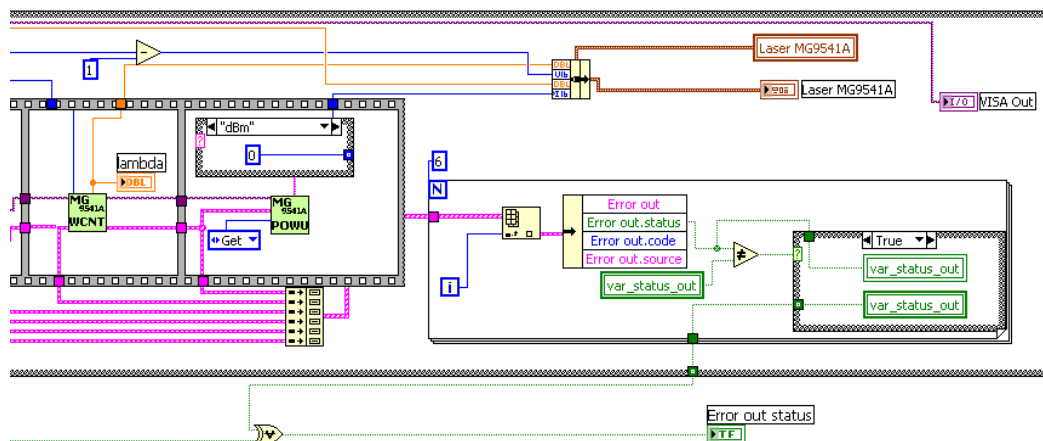


Figura 51 - Diagrama de Blocos do componente de controle do laser (PASCHOAL, 2006).

Cada comando do laser foi implementado dentro de um SubVi de alto nível, ou seja, toda a comunicação do computador com o equipamento é feita de forma transparente.

8.8.2 Medidor de Potência Óptica

É utilizado um medidor de potência óptica da NEWPORT que possui as interfaces de controle GPIB, Ethernet e RS-232C.

Alguns equipamentos vêm acompanhados de um CD que contém *drivers* desenvolvidos em LabVIEW, como é o caso deste medidor de potência da Newport. No entanto, estes *drivers*, em geral, são bem genéricos, fornecendo apenas componentes de envio e recebimento de comandos, sendo necessário o desenvolvimento de toda a lógica para a inclusão desse equipamento dentro do WebLab.

No caso do Medidor de Potência da NEWPORT utilizado no experimento, temos os dois VI's mostrados na Figura 52.

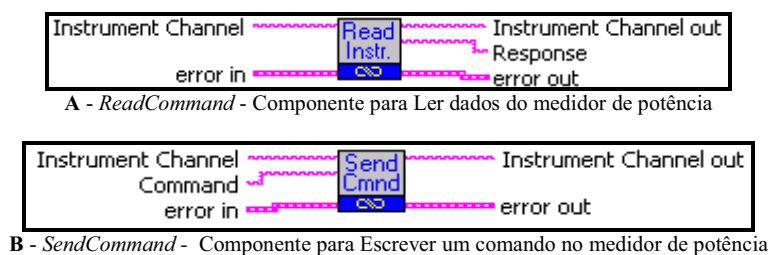


Figura 52 - VI's do medidor de potência disponibilizados pela NEWPORT (PASCHOAL, 2006).

Ambos os VI's apresentados na Figura 52 são responsáveis pela troca de informação com o equipamento de forma genérica, ou seja, o *SendCommand* envia qualquer comando válido para o equipamento e o *ReadCommand* faz o trabalho inverso, lendo os dados do *buffer* do equipamento.

Uma das dificuldades encontradas no desenvolvimento de um componente para envio de comando e recebimento de dados, de forma sequencial, é determinar o *delay* entre o envio do comando e a leitura do *buffer* do equipamento. Quando o equipamento recebe um comando, ele o processa e disponibiliza a resposta em um *buffer*, porém o tempo de processamento pode ser demorado. Logo, é necessário calcular o tempo médio de resposta de um equipamento e levá-lo em conta antes de realizar a leitura do *buffer* (PASCHOAL, 2006).

Após a determinação do *delay* necessário para realizar uma operação de envio/recebimento de dados entre o computador e o equipamento, os comandos são, então, utilizados por um VI de mais alto nível, como por exemplo, o VI para alterar ou ler o valor do comprimento de onda (Figura 53).

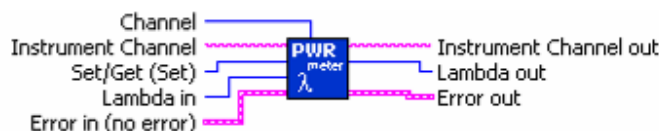


Figura 53 - VI de alto nível para alterar ou ler valor do comprimento de onda do Power Meter da Newport

Além do *delay*, existe a dificuldade no desenvolvimento dos componentes de comandos, pois cada comando possui diferentes tipos de entradas e saídas e, dependendo do

equipamento, é grande o número de comandos a serem implementados. No caso do medidor de potência óptica, os comandos necessários para o desenvolvimento do *driver* são relacionados na Tabela 4. (**Observação:** o medidor de potência óptica modelo 1930F possui apenas um canal). Alguns comandos citados possuem no final um “_n”. O “n” deve ser substituído pelo canal (A ou B), que poderão ser utilizados em futuras implementações com o medidor da NEWPORT com dois canais).

Tabela 4 - Comandos utilizados no desenvolvimento do driver para o Medidor de Potência.

| Mnemônico | Comando |
|------------------|--|
| ATTN_n | Habilitar/Desabilitar o dado de calibração de atenuador. |
| ATTN_n? | Pesquisa o estado do dado de calibração de atenuador. |
| AUTO_n | Habilitar/Desabilitar range automático. |
| CH? | Pesquisa qual canal está disponível. |
| DISPCH | Seleciona o canal do display. |
| DISPCH? | Pesquisa qual canal está no display. |
| FILTER_n | Seleciona filtro. |
| FILTER_n? | Pesquisa o filtro utilizado. |
| LAMBDA_n | Seleciona o comprimento de onda. |
| LAMBDA_n? | Pesquisa o valor do comprimento de onda. |
| MODE_n | Seleciona modo de aquisição. |
| MODE_n? | Pesquisa modo de aquisição. |
| R? | Pesquisa a medida lida nos canais. |
| R_n? | Pesquisa a medida lida em um único canal. |
| RANGE_n | Seleciona o alcance do sinal (Range). |
| RANGE_n? | Pesquisa o alcance do sinal (Range). |
| RUN | Iniciam aquisição em ambos os canais. |
| RUN_n | Inicia aquisição em um único canal. |
| RWS? | Pesquisa as medições lidas nos canais com o status. |
| RWS_n? | Pesquisa a medição lida em um canal com o status. |
| STOP | Para a aquisição em ambos os canais. |
| STOP_n | Para a aquisição em um único canal. |
| STOZERO_n | Armazena sinal zero. |
| UNITS_n | Seleciona Unidade. |
| UNITS_n? | Pesquisa Unidade. |
| USRCAL_n | Habilita/Desabilita calibração de usuário. |
| USRCAL_n? | Pesquisa o status da calibração de usuário. |
| USERRESP_n | Seleciona fator de resposta de usuário. |
| USERRESP_n? | Pesquisa o fator de resposta de usuário. |
| ZERO_n | Habilita/Desabilita sinal zero. |
| ZERO_n? | Pesquisa o status do sinal zero. |
| ZEROVAL_n | Comando valor zero. |
| ZEROVAL_n? | Pesquisa o valor zero. |

Foi, então, desenvolvido um VI para cada comando, semelhantes ao da Figura 53. Todos este VI's fazem parte de um VI principal, que controla toda a atualização de dados no equipamento e no display da interface gráfica de usuário. Este VI pode ser visto na Figura 54.

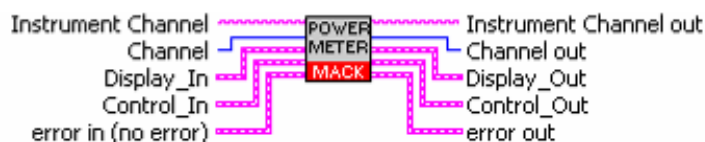


Figura 54 - Componente para controle do medidor de potência.

O SubVI para controle do Medidor de Potência (Figura 54) possui três parâmetros principais de entrada:

- **Channel** - Define qual canal será manipulado pelo SubVI.
- **PM_Control_A** - *Cluster* com os controles do canal A.
- **PM_Control_B** - *Cluster* com os controles do canal B.

Quanto aos parâmetros de saída são dois os mais importantes:

- **PM_Display_A** - *Cluster* com os indicadores do canal A.
- **PM_Display_B** - *Cluster* com os indicadores do canal B.

Dentro de um SubVI como, por exemplo, o Medidor de Potência representado por um bloco na Figura 54, existe um Diagrama de Blocos que pode ser muito complexo ou não. No caso do Medidor de Potência parte do diagrama é mostrada na Figura 55.

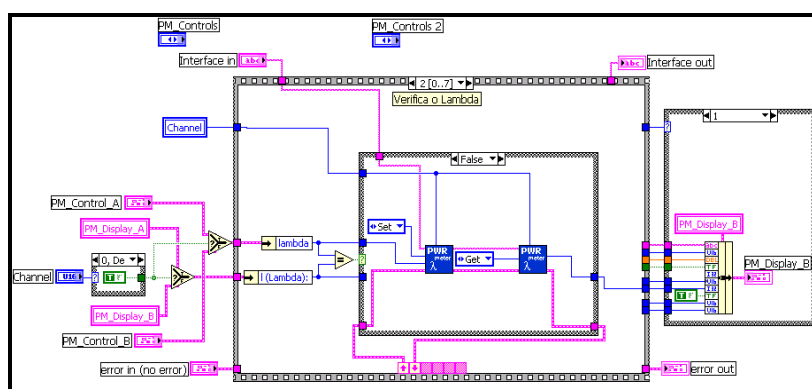


Figura 55 - Parte do Diagrama de Blocos do Medidor de Potência

Para facilitar a interpretação, é mostrado na Figura 56 um esquema simplificado correspondente ao Diagrama de Blocos apresentado na Figura 55.

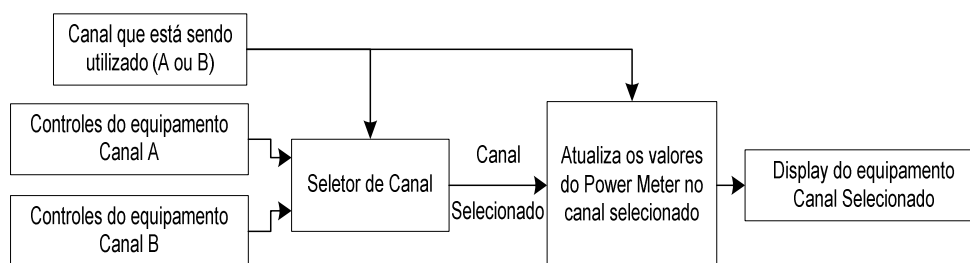


Figura 56 - Esquema de funcionamento do *driver* do Medidor de Potência.

Como é indicado nesse diagrama, ao selecionar o canal, o mesmo é atualizado no equipamento utilizando dados do controle do equipamento. Para otimizar o processo, somente os dados que sofreram alteração serão atualizados no equipamento, evitando envios de comandos desnecessários. Após a atualização, é montado como resultado um novo grupo de indicadores, os quais contêm as informações do *display* do Medidor de Potência (PASCHOAL, 2006).

8.8.3 Analisador de Espectro Óptico (OSA)

É utilizado um analisador de espectro óptico da Agilent modelo HP 86142 que possui uma biblioteca compatível com LabVIEW que incorpora a velocidade das *dll*'s. No entanto, verificou-se que havia problemas em se trabalhar com esta biblioteca, pelo fato da mesma retornar os dados de forma incorreta. Logo, foram desenvolvidos alguns componentes utilizando VISA em LabVIEW que se comunicam através da interface GPIB do equipamento. Nas Figura 57 e Figura 58 podem-se observar três SubVI's de alto nível para troca de informações com o OSA.



Figura 57 - SubVI para obter dados medidos no OSA da Agilent

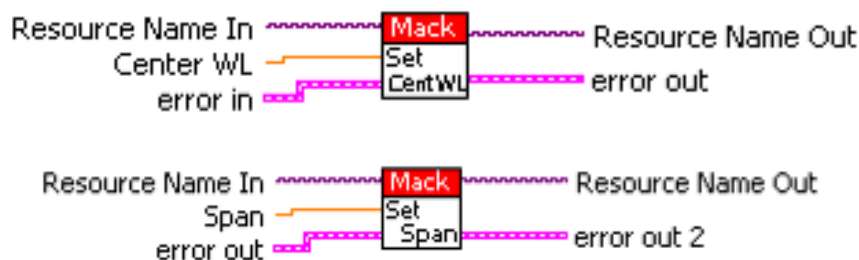


Figura 58 - SubVi's de alteração do Span e do Comprimento de Onda central do OSA da Agilent, respectivamente

Outra estratégia utilizada no desenvolvimento deste driver, foi a implementação de alguns recursos que o OSA oferece diretamente em LabVIEW para obter maior velocidade, tendo em vista que cada envio e recebimento de mensagens com este equipamento leva cerca de 500ms.

Como pode ser visto na Figura 59 foi criada um SubVi em LabVIEW para detectar os picos do sinal de frequência dual e dos seus primeiros harmônicos.

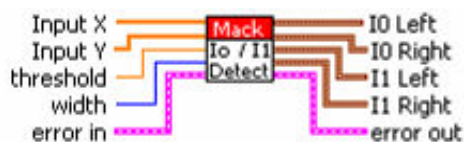


Figura 59 - SubVi para detecção dos picos do sinal dual e primeiro harmônico

Este SubVi recebe como parâmetro de entrada dois vetores que representam o sinal detectado pelo OSA e retorna o valor dos picos I_0 da esquerda, I_0 da direita e os harmônicos I_1 também de ambos os lados.

8.8.4 Amplificador de Fibra Dopada de Érbio (EDFA)

É utilizado um EDFA da IPG Photonics que possui apenas uma interface RS-232 para controle, porém, diferente de outros equipamentos, este possui boa documentação.

Na Tabela 5 são exibidos os comandos relevantes para realização do experimento.

Tabela 5 - Comandos utilizados no desenvolvimento do driver para o Amplificador Óptico.

| Mnemônico | Comando |
|-----------|---|
| EMON | Liga a emissão do sinal amplificado |
| EMOFF | Desliga a emissão do sinal amplificado |
| RIP | Lê o valor da potência de entrada do amplificador |
| ROP | Lê o valor da potência de saída do amplificador |
| APC | Modifica o modo do amplificador para Estabilização de Potência. Mantendo a potência de saída constante. |
| SPS | Seleciona o valor da potência de saída do amplificador quando o mesmo está no modo APC. |

Na Figura 60 temos um exemplo de um SubVi para alterar a potência de saída do amplificador óptico e na Figura 61 o SubVi para ler a potência de saída.



Figura 60 - SubVi para selecionar a potência de saída do amplificador óptico (EDFA).

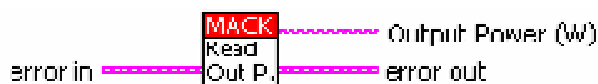


Figura 61 - SubVi para ler a potência de saída do amplificador óptico (EDFA).

8.2 Interface Gráfica de Usuário para Realização do Experimento.

A Interface Gráfica de Usuário (GUI) é o Instrumento Virtual (VI) desenvolvido com o LabVIEW e é utilizado para a execução do experimento. Na Figura 62 é mostrado o Diagrama de Casos de Uso desta interface, indicando as formas como o usuário pode interagir com o WebLab.

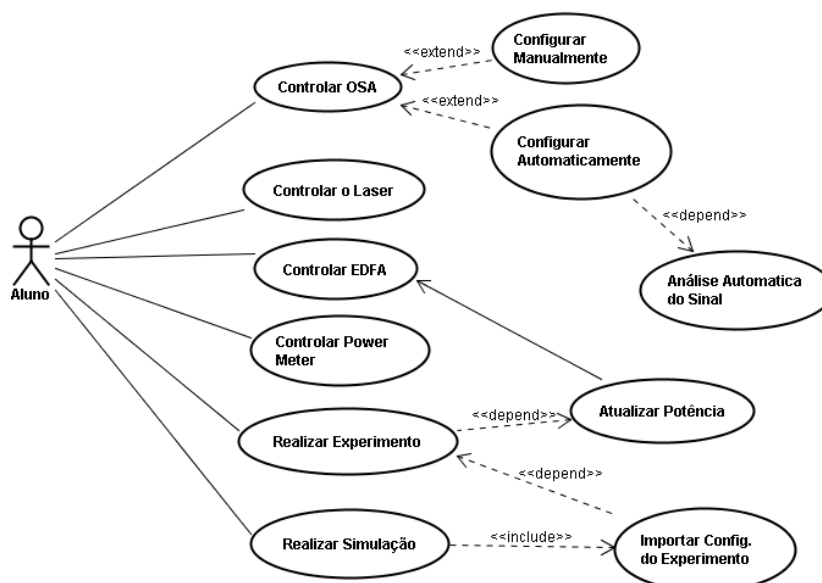


Figura 62 - Diagrama de casos de uso da interface de usuário

O primeiro passo do usuário deve ser de ajustar o sinal para obter a configuração desejada, como espaçamento entre os canais e o ajuste da potência do laser sintonizável. Na Figura 63 é apresentada a interface para ajuste da visualização através do analisador de espectro óptico (OSA).

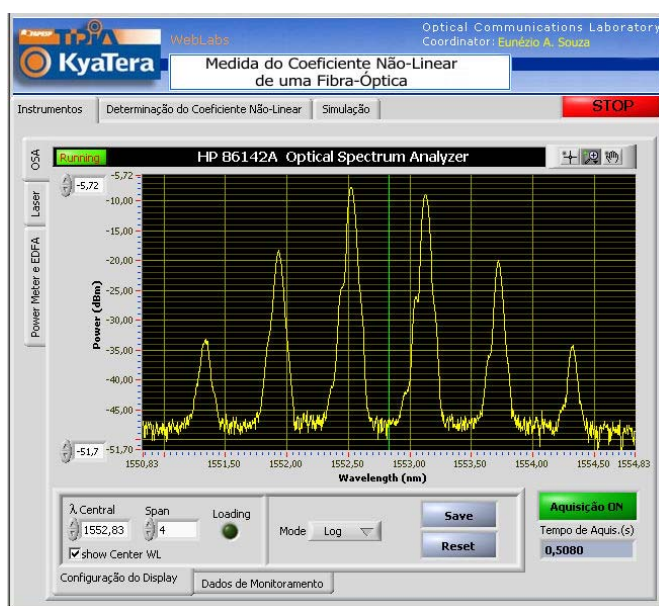


Figura 63 - Interface para controle do OSA da Agilent

Nesta interface é possível alterar o comprimento de onda central, o span e o modo de visualização que pode ser logarítmica (dBm) ou linear (mW).

Na Figura 64 temos os controles e *display* do laser sintonizável que permite mudar o comprimento de onda do laser e sua potência.

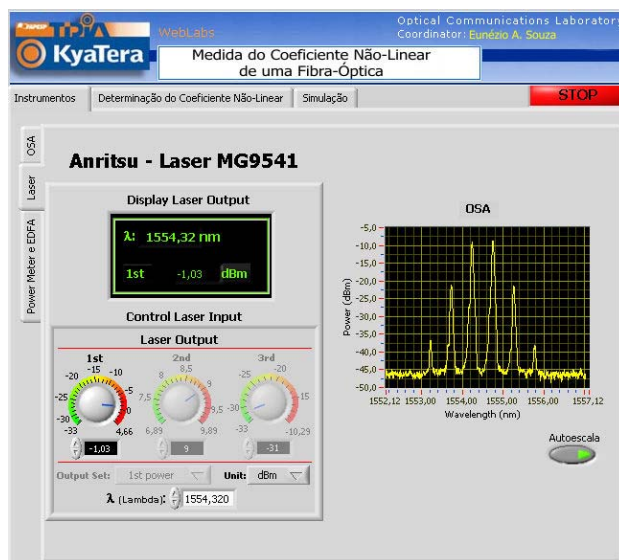


Figura 64 - Interface gráfica para controle do laser sintonizável

Uma terceira interface (Figura 65) está relacionada ao controle do medidor de potência e do amplificador óptico, o qual possui poucos comandos.

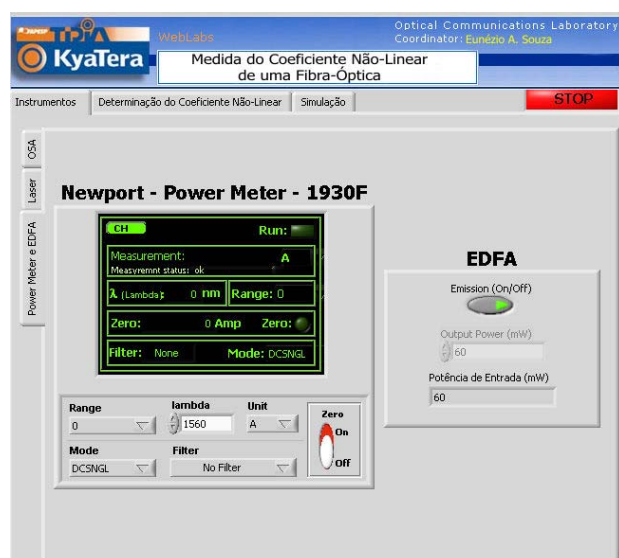


Figura 65 - Interface de controle do medidor de potência e amplificador óptico

Após a configuração dos equipamentos envolvidos no experimento, através das abas superiores o usuário tem acesso a uma interface para realização da medida do coeficiente não-linear. Essa GUI pode ser vista na Figura 66.

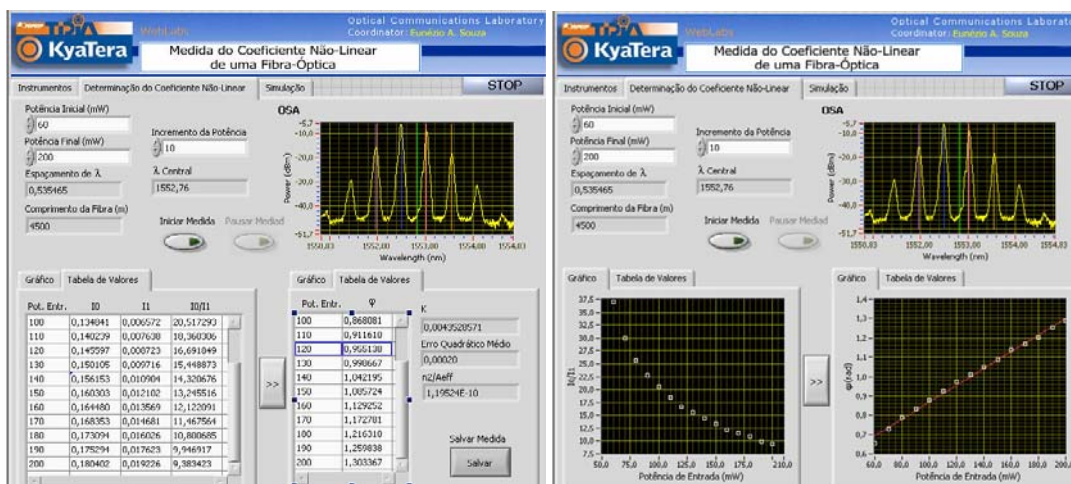


Figura 66 - Interface para realização do experimento utilizando o método CW SPM

Esta interface é dividida em quatro partes:

- **Configuração da medida:** na parte superior esquerda é possível selecionar a faixa de potência e o passo para a realização do experimento. Além disso, é possível monitorar os valores do comprimento de onda central e espaçamento entre os lasers, e ainda saber qual o comprimento da fibra.
- **Visualização do espectro:** está disponível no canto superior direito um monitor do OSA, com informações sobre a detecção dos pulsos I_0 e I_1 , que são indicados pelas retas verticais coloridas. Essa informação permite ao usuário saber se os valores estão sendo detectados corretamente e, além disso, permite monitorar o sinal a cada instante do experimento sem a necessidade de mudar de interface gráfica.

- **Cálculo de I_0/I_1 :** a terceira divisão se encontra no canto inferior esquerdo, nesta parte temos duas abas, uma com a tabela de dados e outra com o gráfico de I_0/I_1 em relação à potência de entrada. Esses dados são criados a cada passo da medida, tornando possível o monitoramento da medida.
- **Cálculo do deslocamento de fase e coeficiente não-linear:** enquanto o experimento está sendo executado, essa quarta parte (canto inferior direito) não fica disponível, somente após o término do mesmo é que os valores do deslocamento são determinados e, então, realizado o *fitting* dos dados para se calcular o coeficiente não-linear.

8.3 Interface Gráfica de Usuário para Simulação Numérica.

Através do WebLab proposto, é possível realizar o experimento real e compará-lo com a simulação, ou seja, utilizar simulação numérica para calcular o valor de n_2/A_{eff} . Para isso, foi utilizado o LabVIEW, da National Instrument, juntamente com MatLab para resolver a equação de Schrödinger Não-Linear através do método Split-Step Fourier.

Para a realização das medidas foi desenvolvido um componente (SubVi) em LabVIEW que pode ser visto na Figura 67.

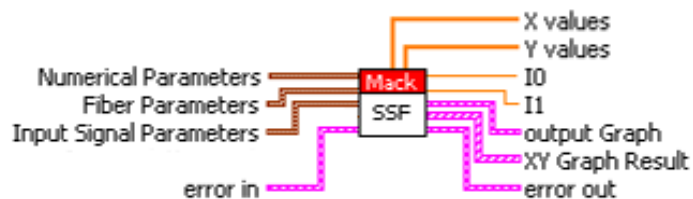


Figura 67 - SubVi do LabVIEW para simulação através do método Split-Step Fourier

Este componente possui os seguintes parâmetros de entrada:

- **Parâmetros Numéricos:** como comprimento da fibra e tamanho do passo.
- **Parâmetros da Fibra:** como dispersão, área efetiva, índice de refração



Figura 70 - Parte da Interface que Controla os Parâmetros de Entrada da Simulação

Na Figura 70, pode-se observar três abas:

- **Sinal de Entrada:** com os parâmetros do sinal que será utilizado na simulação, bem como um botão de importar que obtêm os parâmetros utilizados no experimento real.
- **Param Fibra:** contém os parâmetros que caracterizam uma fibra, como área efetiva, dispersão, etc.
- **Param. Numéricos:** contém os parâmetros utilizados pelo método Split-Step Fourier para a propagação do sinal.

Abaixo das abas de configuração dos dados de entrada da simulação é possível escolher a potência inicial, final e o passo, que determinam em quais condições que será realizada a simulação.

Com o início da simulação é possível observar, a cada passo (Figura 71), o espectro do sinal de saída, os respectivos valores de I_0 , I_1 e I_0/I_1 , além do gráfico de I_0/I_1 versus a potência média de entrada.

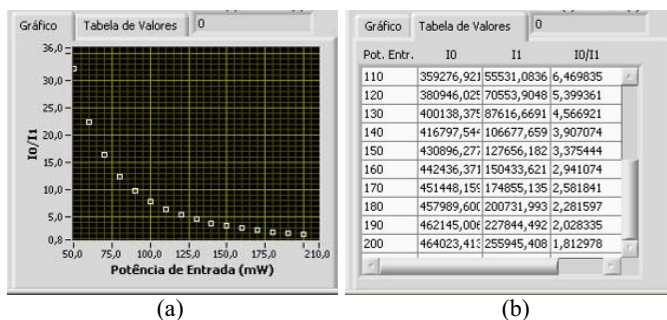


Figura 71 - Parte da Interface que Exibe os Valore da Razão I_0/I_1 versus a Potência Média de Entrada

Após o término da simulação é realizado o cálculo de φ_{smp} , bem como o *fitting* desses dados e a determinação do coeficiente não-linear, que podem ser vistos na Figura 72.

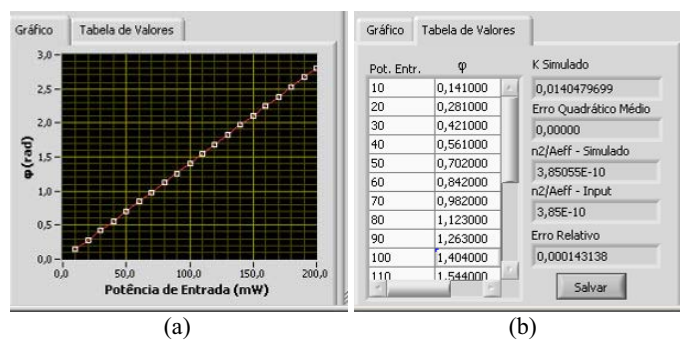


Figura 72 - Parte da interface que exibe o resultado do cálculo do deslocamento de fase, *fitting* dos dados e cálculo de n_2/A_{eff} .

Ao término de toda a medida, também é possível salvar os dados através do botão salvar.

9. CONCLUSÃO.

Neste trabalho, foi desenvolvido um WebLab para medida remota do coeficiente não-linear de uma fibra óptica utilizando-se do Método de Deslocamento de Fase com Onda Contínua. O controle e a aquisição de dados dos instrumentos são implementados através de interfaces GPIB, RS-232C e USB utilizando o programa de instrumentação e análise LabVIEW, utilizando-se uma arquitetura Cliente/Servidor dupla.

No sistema desenvolvido, o WebLab é integrado a um ambiente virtual de aprendizagem implementado com o programa MOODLE. Para a integração, foi utilizado o Módulo WebLab, que agrega várias funcionalidades para realização de atividades de aprendizagem envolvendo experimentos remotos. Completando o sistema desenvolvido, utiliza-se uma câmera digital (*Webcam*) para a transmissão de *streaming* de vídeo à GUI, através de JMF (*Java Media Framework*), permitindo a visualização em tempo real dos instrumentos e a comunicação on-line entre os usuários através de monitoramento por vídeo.

Os resultados obtidos na realização do experimento podem ser melhorados com a utilização de um laser mais estável, no lugar do laser diodo, evitando problemas como variação de temperatura. Comparações com as medidas realizadas através de simulação mostraram que os erros na medida remota são devidos principalmente ao comprimento da fibra utilizado, bem como a instabilidade do laser diodo.

A integração do WebLab ao ambiente de ensino-aprendizagem foi realizada apenas em um nível básico, utilizando um sistema já desenvolvido dentro do Grupo de Fotônica Mackenzie e modificando a forma de transmissão do vídeo para a tecnologia Java, através do JMF (*Java Media Framework*). Futuramente deverá ser realizada uma integração mais completa, na qual o ambiente de ensino aprendizagem tenha total controle sobre o acesso do cliente ao WebLab.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AGILENT TECHNOLOGIES. Optical Spectrum Analyzer HP 86142A: User's Guide. 2004. Disponível em: <http://www.home.agilent.com/agilent/redirector.jsp?action=ref&cname=AGILENT_EDITORIAL&ckey=72671&lc=eng&cc=US>.
- AGRAWAL, G.P. Non-linear Fiber Optics, 3^a ed., Academic Press, 2001.
- ANRITSU CORPORATION. *MG9541A Tunable Laser Source: Operation Manual*. Japan, 2001.
- ANTONA, J.-C.; BIGO, S. e KOSMALSKY, S. *Nonlinear Index Measurements of Various Fibre Types over C+L Bands Using Four-Wave Mixing*. In: Proceedings of 27th European Conference on Optical Communication, Amsterdam, pp. 270-271, 2001.
- ARFKEN, G. B. e WEBER, H. J. *Mathematical Methods for Physicists* (4th ed.). San Diego: Academic Press, 1995.
- BATAGELJ, B. *Need of Knowing Fiber Non-linear Coefficient in Optical Networks*, in 6th WSEAS International Conference on Communications, Rethymno, Greece, 2002.
- BILLINGTON, R. *Measurement Methods for Stimulated Raman and Brillouin Scattering in Optical Fibres*. NPL Report COEM 31, 1999.
- BOSKOVIC, A.; CHERNIKOV, S. V.; TAYLOR, J. R.; GRUNER-NIELSEN, L. e LEVRING, O. A. *Direct Continuous-wave Measurement of n_2 in Various Types of Telecommunication Fiber at 1.55 μm* . Optics Letters, Vol. 21, n^o 24, pp. 1966-1968, 1996.
- CHEN, S. H.; CHEN, R.; RAMAKRISHNAN, V.; HU, S. Y.; ZHUANG, Y.; KO, C. C.; CHEN, B. M. *Development of Remote Laboratory Experimentation Through Internet*. Proc. of the 1999 IEEE Hong Kong Symposium on Robotics and Control, Hong Kong, pp. 756-760, July 1999. Disponível em <<http://vlab.ee.nus.edu.sg/vlab/papers/C-IEEE-hksrc99.pdf>>.
- CHERNIKOV, S. V. e TAYLOR, J. R. *Measurement of Normalization Factor of n_2 for random Polarization in Optical Fibers*. Optics Letters, Vol. 21, n^o 19, pp. 1559-1561, 1996.
- CHICULITA, C.; FRANGU, L. *A Web Based Remote Control Laboratory*. 6th World Multiconference on Systemics, Cybernetics and Informatics, Orlando, July 14-18, 2002. Disponível em: <<http://www.ac.ugal.ro/research/y506b/papers/Chiculita2002orlando.pdf>>.
- DEL ALAMO, J. A.; HARDISON, J.; MISHURIS, G.; BROOKS, L.; MCLEAN, C.; CHANG, V.; HUI, L. *Educational Experiments with an Online Microelectronics Laboratory*, ICEE, Manchester (UK), 2002. Disponível em: <<http://science.donntu.edu.ua/konf/konf7/o102.pdf>>.
- FJELDLY, T.A.; SHUR, M. S.; SHEN, H.; YTTERDAL, T. *Automated Internet Measurement Laboratory (AIM-Lab) for Engineering Education*, Proc. of 29th ASEE/IEEE Frontiers in Education Conference, San Juan, Puerto Rico, 1999. Disponível em: <<http://fie.engrng.pitt.edu/fie99/papers/1150.pdf>>.
- GILLET, D.; SALZMANN, C.; GORROCHATEGUI, E. *Remote Manipulation with*

- LABVIEW for Instruction*. Swiss Federal Institute of Technology, Lausanne, 2002. Disponível em: <<http://www.ni.com/pdf/csma/us/enf9q5m.pdf>>.
- HARASIM, L.; HILTZ, S. R.; TELLES, L.; TUROFF, M. *Learning Networks: A Field Guide to Teaching & Learning Online*. Cambridge, MA: MIT Press, 1995.
- HARDISON, J.; ZYCH, D.; ALAMO, J. A.; HARWARD, V. J.; LERMAN, S. R.; WANG, S. M.; YEHA, K.; VARADHARAJAN, C. *The Microelectronics Weblab 6.0-An Implementation using Web Services and the Ilab Shared Architecture*. In: Exploring Innovation in Education and Research 2005, Tainan, Taiwan, 2005. Disponível em: <<http://www.iaalab.ncku.edu.tw/iceer2005/Form/PaperFile%5C17-005.pdf>>.
- HARWARD, V.J. et al. *iLab: A Scalable Architecture for Sharing Online Experiments*. Proc. of International Conference on Engineering Education, Gainesville, 2004. Disponível em: <[http://succeednow.org/icee/Papers/255_iLab-ICEE2004final_\(1\).pdf](http://succeednow.org/icee/Papers/255_iLab-ICEE2004final_(1).pdf)>.
- HUA, J.; GANZ, A. *A New Model for Remote Laboratory Education Based on Next Generation Interactive Technologies - A Generic Laboratory Plug-in using MS ConferenceXP Learning Infrastructure*. Proceeding of ASEE New England Regional Conference, Orono, ME, May, 2003.
- ITU (INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION). *Definitions and test methods for statistical and non-linear attributes of single-mode fibre and cable*. Pre-published recommendation ITU-T G.650.2, 2002.
- LABVIEW. *LabVIEW - The Software That Powers Virtual Instrumentation*. United States, 2006. Disponível em: <<http://www.ni.com/labview/>>.
- LAMMINPÄÄ, A. *Measurement of Nonlinearity of Optical Fiber*. Tese de Mestrado. Universidade de Helsinque, 2003.
- LAMMINPÄÄ, A.; NIEMI, T.; IKONEN, E.; MARTILLA, P.; LUDVIGSEN, H. Effects of Dispersion on nonlinearity Measurement off Optical Fibers. *Optical Fiber Technology* 11, pp. 278-285, 2005.
- LAMMINPÄÄ, A.; HIETA, T.; ENVALL, J.; IKONEN, E. *Reliable Determination of Optical Fiber Nonlinearity Using Dispersion Simulations and Improved Power Measurements*, *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 25, Issue 2, pp. 527-532, 2007.
- LATCHMAN, H. A.; SALTZMANN, Ch.; GILLET, D.; BOUZEKRI, H. *Information Technology Enhanced Learning in Distance and Conventional Education*. *IEEE Transactions in Education*, Vol. 42, No 4., pp. 247-254, 1999.
- LIU, X, e LEE, B. *A Fast Method for Nonlinear Schrödinger Equation*. *IEEE Photon. Technol. Lett.* Vol. 15, pp. 1549 – 1551, 2003.
- LOPES, C. M. B. *Modelamento e Otimização de um Sistema Coarse Wavelength Division Multiplexing (CWDM) para Aplicações em Redes Metropolitanas*. Dissertação de Mestrado, Progr. de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Presbiteriana Mackenzie, 2004.
- MANOOCHELI, Farshid; LAMMINPÄÄ, M.Sc. Antti. Laboratory exercise: Nonlinearity

measurement of optical fibers using continuous-wave self-phase modulation method. Disponível em: http://metrology.hut.fi/courses/S-108.3110/Lab_works/

MIT. *iLabs: Internet access to real labs – anywhere, anytime*. Disponível em: <http://icampus.mit.edu/iLabs/default.aspx>.

MOODLE. *Moodle – A Free, Open Source Course Management System for Online Learning*. Disponível em: <http://moodle.org>. Acesso em: 18 fevereiro 2006.

MORAN, J. M. *Propostas de mudança nos cursos presenciais com a educação on-line*. Anais do 11º Congresso Internacional de Educação a Distância, Salvador, 2004. Disponível em: <http://www.eca.usp.br/prof/moran/propostas.htm>.

MURPHY, T. E.. *SSPROP - Split Step Fourier Propagation Software*. University of Maryland. Jan 2007. Disponível em: <http://www.photonics.umd.edu/software/ssprop/>. Acesso em: 05 jan. 2007.

NAKAJIMA, K.; OMAE, T. e OHASHI, M. *Conditions for Measuring Nonlinear Refractive Index n_2 of Various Single-mode Fibres Using CW-SPM Method*. IEE Proc.-Optoelectronics, Vol. 148, nº 5/6, pp. 209-214, 2001.

NEDIC, Z.; MACHOTKA, J.; NAFALSKI, A. *Remote Laboratories Versus Virtual and Real Laboratories*. School of Electrical and Information Engineering, Mawson Lakes, 2003. Disponível em <http://fie.engrng.pitt.edu/fie2003/papers/1077.pdf>.

NEWPORT CORPORATION. *Projects in Fiber Optics: Applications Handbook*. Irvine, U.S.A., 1999.

----- *The Newport Resource 2003*. Irvine, U.S.A., 2003. p. 122-123.

PALLOFF, R. M.; PRATT, K. *Building Learning Communities in Ciberspace: Effective strategies for the online classroom*. San Francisco: Jossey-Bass, 1999.

PASCHOAL Jr., F. *Desenvolvimento de um WebLab para Experimentos Remotos em Fotônica Integrado a um Ambiente Virtual de Aprendizagem*. Dissertação de Mestrado, Progr. de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Presbiteriana Mackenzie, 2006.

PESSOA, Joaquim Filho; ANTONIO, Erik Aceiro; CHOW, Katya Yea Huey. *Stellio - Um Componente Adaptativo para Transmissão de Hipermídia em Sistemas Colaborativo*. Trabalho de Graduação Interdisciplinar, Faculdade de Ciências da Computação, Universidade Presbiteriana Mackenzie, 2005.

PRIGENT, L. e HAMAIDE, J.-P. *Measurement of Fiber Nonlinear Kerr Coefficient by Four Wave Mixing*. IEEE Photonics Technol. Lett., Vol. 5, nº 9, pp. 1092-1095, 1993.

RIEZNIK, A. A.; TOLISANO, T.; CALLEGARI, F. A.; GROSZ, D. F. E FRAGNITO, H. L. *Uncertainty Relation for the Optimization of Optical-Fiber Transmision Systems Simulations*. Optics Express Vol. 13, nº 10, pp. 3822-3834, 2005.

SCHULZRINNE, H.; RAO, A.; LANPHIER R.. "Real Time Streaming Protocol (RTSP), RFC 2326, 1998. Disponível em <http://www.faqs.org/rfcs/rfc2326.html>.

SHEN, H.; XU, Z.; DALAGER, B.; CHRISTIANSEN, V.; STROM, O.; SHUR, M. S.; FJELDLY, T.A.; LÜ, J-Q; YTTERDAL, T. *Conducting Laboratory Experiments over the Internet*. IEEE Transactions on Education, Vol 42, no 3, pp. 180-185, 1999.

SINKIN, O. V., HOLZHÖNER, R., ZWECK, J. e MENYUK, C. *Optimization of the Split-Step Fourier Method in Modelling Optical-Fiber Communications Systems*. IEEE J. of Lightwave Technol. Vol. 21, pp 61-68, 2003.

SZPIGEL, S. ; SOUZA, E. A.; ANTONIO, E. A. ; PESSOA FILHO, J. ; PASCHOAL JÚNIOR, F. . *WebLab for the Remote Measurement of an Optical Fiber Attenuation Coefficient*. In: III Workshop TIDIA, 2006, São Paulo. Proceedings of III Workshop TIDIA, 2006 (A).

SZPIGEL, S. ; SOUZA, E. A.; ANTONIO, E. A. ; PESSOA FILHO, J. ; PASCHOAL JÚNIOR, F. . *Desenvolvimento de um Laboratório Remoto de Fotônica Integrado a um Ambiente Virtual de Aprendizagem*. In: CONAHPA 2006, 2006. Anais do CONAHPA 2006, 2006 (B).

TELEROBOT. *The Telelabs Project*. School of Mechanical Engineering, The University of Western Austrália. Disponível em : <<http://telerobot.mech.uwa.edu.au/links.html>>. Acesso em: 18 fevereiro 2006.

TIDIA. *Tecnologia da Informação no Desenvolvimento da Internet Avançada*. Disponível em: < <http://www.tidia.fapesp.br/portal>>. Acesso em: 20 out. 2006.

TREVELYAN, James. Logitech LabVIEW Image Acquisition Demonstration. 2004. Disponível em: <<http://telerobot.mech.uwa.edu.au/Information/LabVIEW%20Logitech%20UWA.zip>>.

TURÁN J.; OVSENÍK, L. *Design a Web-based Multimedia Courseware: Applied Photonics*. Dept. of Eletronics and Multimedia Telecommunication, Univesity of Technology Kosice, Slovak Rep., Disponível em: <http://193.226.6.174/COST276_3/pdf/paper22.pdf>.