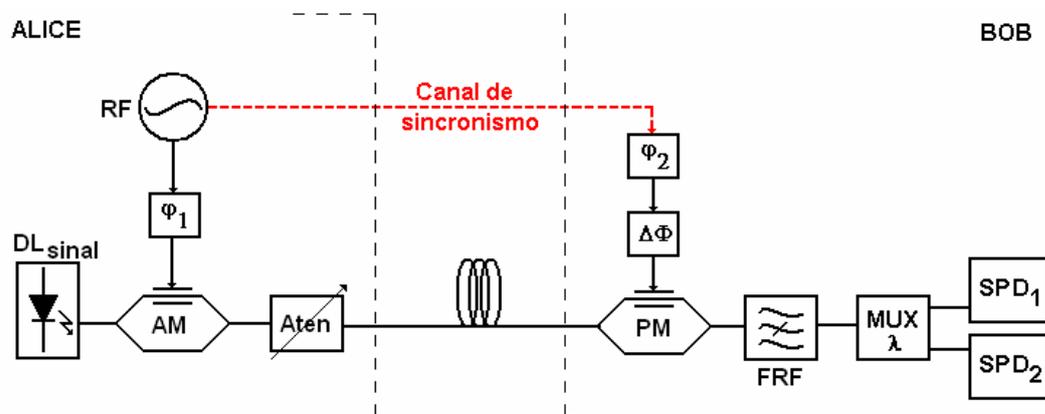


## 5. Sistema proposto

O sistema proposto para a transmissão dos bits quânticos baseia-se na codificação em frequência e utiliza um canal de sincronismo da fase de RF, conforme visto na figura 11.



**Figura 11:** Sistema experimental proposto para a transmissão de qubits codificados em frequência com sincronização. A codificação é obtida através da dupla-modulação em amplitude e fase. A distinção entre os bits depende da separação espectral proporcionada pelo filtro rejeita-faixa, que filtrará a portadora óptica, e pelo multiplexador (MUX), que fará a separação das bandas laterais por frequência, entregando-as aos detectores de fótons únicos (SPD).

Conforme dito na seção 4.3.3.2, Alice possui um laser pulsado ( $DL_{\text{sinal}}$ ) que será modulado por um sinal de rádio-freqüência através de um modulador de amplitude externo (AM). A fase do sinal gerado pelo oscilador de RF será escolhida pelo defasador ( $\varphi_1$ ). Após o atenuador (Aten), o sinal quântico propaga-se até o modulador (PM) de Bob.

Bob modulará o sinal, desta vez em fase, com um sinal de RF idêntico ao de Alice. Um canal de sincronismo deve ser utilizado para reduzir o ruído de fase e o *jitter* deste sinal elétrico, além de prover a estabilização de frequência para os dois moduladores. Como ambos os sinais, o quântico e o de sincronismo,

serão transmitidos pela mesma fibra, eles sofrerão os mesmos atrasos. Entretanto, é necessário que seja feito um ajuste dos comprimentos de fibra e cabos elétricos para que o sinal elétrico originado no gerador de RF chegue ao modulador PM com a mesma fase do sinal óptico.

A fase do sinal de RF é escolhida por Bob através do defasador  $\varphi_2$ . Um ajuste fino de fase é conseguido pela introdução e ajuste de um atraso  $\Delta\Phi$  antes do modulador de fase.

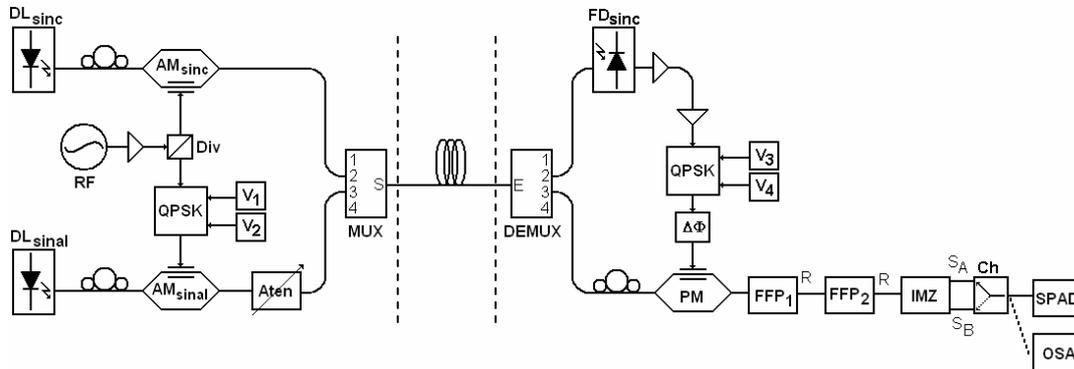
O sinal duplamente modulado com escolhas aleatórias das fases dentre as opções pré-estabelecidas apresentará, após o processo descrito, uma banda lateral ou a outra, representando bits distintos (caso a escolha de bases tenha sido compatível), ou ambas (na verdade, probabilidades idênticas de ser representado por uma outra banda lateral), no caso de incompatibilidade de bases. Este resultado será determinado pela diferença entre as fases impostas por Alice e Bob ao sinal de RF modulante.

Para que se possa detectar o resultado obtido, o sinal tem sua portadora suprimida pelo filtro rejeita-faixa (FRF). O multiplexador de comprimentos de onda (MUX  $\lambda$ ), ou *interleaver*, efetua a separação das bandas laterais do sinal e as envia cada uma para um dos detectores de fótons únicos (SPD<sub>1</sub> e SPD<sub>2</sub>).

### 5.1. Sistema implementado

O sistema foi implementado com um laser sintonizável (DL<sub>signal</sub>) com comprimento de onda em torno de 1548,5nm, cujo sinal foi modulado, após passar por um controlador manual de polarização tipo “orelhas de Mickey”, por um modulador de amplitude externo do tipo Mach-Zehnder (AM<sub>signal</sub>), como visto na figura 12. Este foi devidamente polarizado por uma fonte externa e recebe parte do sinal elétrico proveniente de um gerador de rádio-freqüência sintonizável (RF), ajustado com freqüência (f) de 10308MHz. O sinal elétrico que deixa o gerador é amplificado e dividido, passando por um modulador por chaveamento de fase em quadratura (QPSK – *Quadrature phase-shift keying*), este controlado por duas fontes de tensão ( $V_1$  e  $V_2$ ), antes de chegar ao AM<sub>signal</sub>. A outra parte do sinal elétrico é entregue ao modulador AM<sub>sinc</sub>, semelhante ao anterior, que recebe o sinal óptico do canal de sincronismo, proveniente de um laser (DL<sub>sinc</sub>) no comprimento de onda de 1542,0nm através de outro controlador

manual de polarização. Ambos os sinais são multiplexados em comprimento de onda pelo MUX WDM e transmitidos por fibra óptica.



**Figura 12:** Sistema de transmissão de qubits codificados em frequência com sincronização por WDM implementado experimentalmente. O canal de sincronismo, em comprimento de onda diferente do canal quântico, é acrescentado ao sistema pelo multiplexador e separado pelo demultiplexador, possibilitando a reutilização do sinal de rádio-frequência na decodificação dos qubits. A portadora óptica é filtrada pelos filtros de Fabry-Perot em série (FFP) e as bandas laterais são separadas pelo interferômetros de Mach-Zehnder (IMZ), sendo entregues, através de uma chave óptica (Ch) ao detector de fótons únicos (SPAD) ou ao analisador de espectro óptico (OSA).

Na recepção, os sinais são demultiplexados pelo DEMUX WMD. O sinal do canal quântico chega ao modulador de fase PM após passar por um controlador manual de polarização. O sinal do canal clássico de sincronismo chega a um detector óptico do tipo PIN (Positivo-intrínseco-negativo), que extrai a RF. Este sinal elétrico é amplificado, passa por outro QPSK (também controlado por duas fonte de tensão –  $V_2$  e  $V_3$ ), por um estube  $\Delta\Phi$  (sofrendo um ajuste fino de fase) e, finalmente, chega ao modulador PM.

O sinal duplamente modulado, portando em sua(s) banda(s) lateral(is) o bit de informação, é filtrado por dois filtros de Fabry-Perot em série (FFP), com intuito de rejeitar a portadora óptica e transmitir apenas as bandas laterais. O interferômetro de Mach-Zehnder (IMZ) é utilizado para separar as bandas laterais remanescentes, entregando-as, através das saídas  $S_A$  e  $S_B$ , à chave óptica (Ch). A chave fez-se necessária devido ao fato de só haver um detector de fótons únicos disponível (SPAD), ao qual foi conectada. Pode-se, desta

forma, selecionar a saída de interesse do IMZ e efetuar as contagens ou visualizar as bandas laterais em um OSA, trocando-se a conexão.

## 5.2. AM-PM

Inicialmente, tem-se uma fonte laser que emite o sinal óptico dado pela eq. 5.1, com frequência angular  $\omega_0$  e amplitude  $E_0$ , como na figura 13.

$$E_p = E_0 e^{j\omega_0 t} \quad (5.1)$$

Ao passar pelo modulador AM de Alice, o sinal tem sua amplitude variada pelo sinal elétrico de frequência angular  $\Omega$  e fase  $\varphi_1$ , assumindo a forma dada pela eq. 5.2 [8], com índice de modulação  $m_1$ . Além disso, há a introdução de uma fase  $\psi_1$ , ajustada com a tensão de polarização do modulador.

$$e_A = \frac{E_0}{2} \left[ 1 + e^{j[\psi_1 + m_1 \cos(\Omega t + \varphi_1)]} \right] e^{j\omega_0 t} \quad (5.2)$$

Após propagar-se, o sinal óptico passa pelo modulador PM de Bob, que recebe a mesma rádio-freqüência  $\Omega$ . Caso este sinal fosse constituído apenas pela portadora, a operação realizada seria como na eq. 5.3 [8], com fase  $\varphi_2$ , estando  $m_2$  relacionado à modulação em fase.

$$e_B = E_0 e^{j[m_2 \cos(\Omega t + \varphi_2)]} e^{j\omega_0 t} \quad (5.3)$$

Ao passar pelo modulador, o sinal 5.2 será regido pela eq. 5.4.

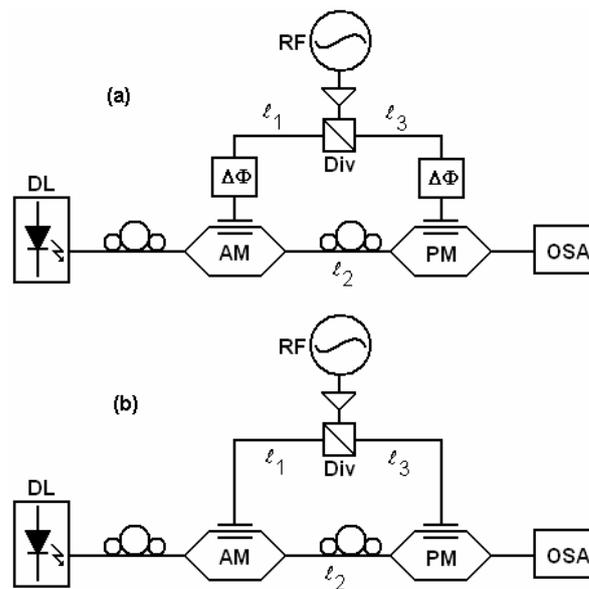
$$e_{AB} = E_0 \left\{ e^{j\omega_0 t} + \frac{m_1}{4} \left\{ e^{j\left[\frac{n}{c}\Omega L + (\omega_0 + \Omega)t + \varphi_1\right]} + e^{-j\left[\frac{n}{c}\Omega L + (-\omega_0 + \Omega)t + \varphi_1\right]} \right\} + j \frac{m_2}{4} \left\{ e^{j[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_2]} + e^{-j[(-\omega_0 + \Omega)t + \varphi_2]} \right\} \right\} \quad (5.4)$$

O termo de propagação  $\beta z$ , onde  $\beta=2\pi/\lambda$ , pode ser acrescentado ao sinal após sua transmissão por uma distância  $z=L$  entre Alice e Bob. Ao se multiplicar o campo por seu complexo conjugado, tem-se a intensidade, que pode ser separada em função das bandas laterais, como na eq. 5.5 [8].

$$I_+ = \frac{E_0^2}{8} \left[ \frac{m_1^2}{4} + m_2^2 - m_1 m_2 \text{sen} \left( -\frac{n}{c} \Omega L - \phi_1 + \phi_2 \right) \right]$$

$$I_- = \frac{E_0^2}{8} \left[ \frac{m_1^2}{4} + m_2^2 + m_1 m_2 \text{sen} \left( -\frac{n}{c} \Omega L - \phi_1 + \phi_2 \right) \right]$$
(5.5)

Vê-se, pois, que a simetria entre as eq. 5.5 permite que respondam de forma complementar, caso os ajustes adequados sejam feitos. Assim, pode-se obter este resultado de duas formas como na figura 13. Entretanto, é necessário que os comprimentos de fibra e cabos elétricos sejam idênticos, ou  $\ell_1 + \ell_2 = \ell_3$ .



**Figura 13:** Configuração da dupla-modulação AM-PM para supressão de banda lateral do sinal óptico com variação de fase (a) por defasamento do sinal de RF e (b) por variação da freqüência (b). Nesta última, como os caminhos óptico e elétrico são fixos, a variação no comprimento de onda do sinal fará com que as fases se alterem em um determinado ponto fixo do sistema, mais especificamente no modulador PM.

Na primeira configuração (13a), considera-se que os moduladores recebem, através de um defasador cada, a mesma RF com valor fixo. De acordo com a diferença entre as fases escolhidas, poderá haver ou não a supressão de uma das bandas laterais.

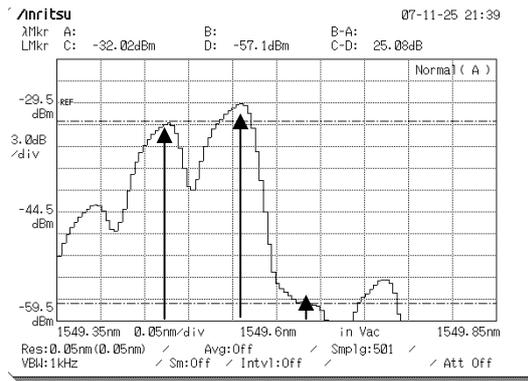
Na configuração da figura 13b, o sinal de RF é entregue diretamente aos moduladores, sem os defasadores. Ao se variar a frequência do sinal modulante, sua conseqüente alteração no comprimento de onda fará com que haja um defasamento entre o sinal que percorre o trecho  $\ell_1 + \ell_2$  e o sinal que percorre o trecho  $\ell_3$ , podendo resultar na mesma supressão de banda lateral do caso anterior.

### 5.2.1. Caracterização

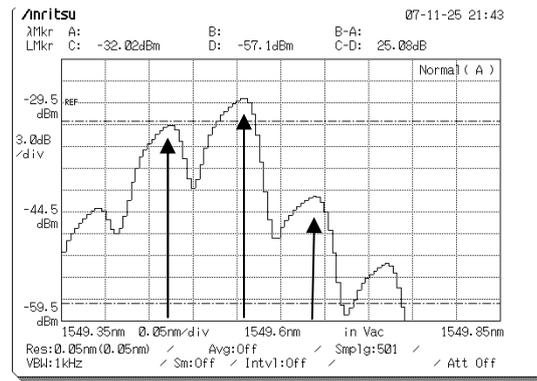
A supressão periódica das bandas laterais de um sinal óptico duplamente modulado em amplitude e fase pode ser vista nos espectros ópticos do conjunto de figuras 14, em que a rádio-freqüência foi variada entre 10303MHz e 10308MHz com passos de 1MHz em um sistema configurado como na figura 13b. Os eixos representam a potência óptica [dBm] em função do comprimento de onda [nm].

Observa-se uma razão de extinção máxima em torno de 24dB entre as duas bandas laterais para os casos em que há máxima interferência construtiva para uma delas e máxima interferência destrutiva para a outra. A variação de fase foi imposta através da mudança de frequência do sinal de RF, tendo sido feito um ajuste fino através de um estube variável colocado antes do modulador PM, para otimizar os casos de máxima extinção. Também foi escolhida a melhor tensão de polarização do modulador AM tipo Mach-Zehnder e ajustados os controladores manuais de polarização que precedem tanto o modulador AM quanto o PM.

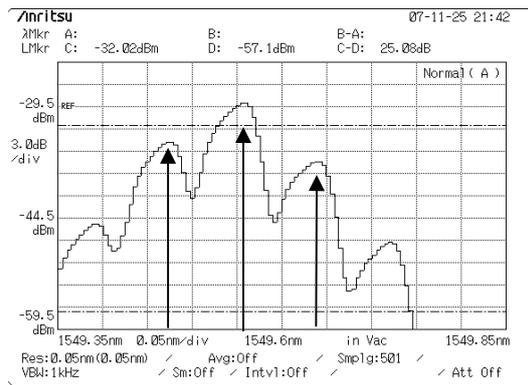
Pôde-se observar a repetição periódica deste padrão ao se aumentar a frequência de RF a partir de 10308MHz em mais 5MHz, obtendo-se resultado idêntico ao obtido com 10303MHz e assim por diante.



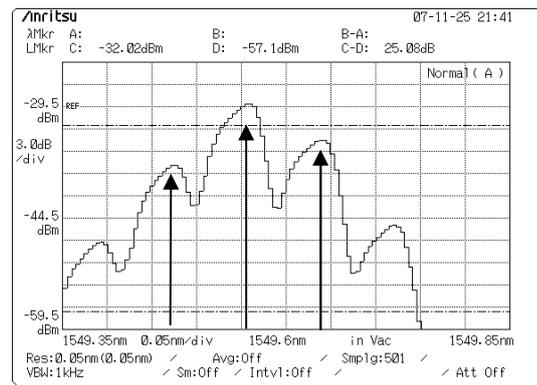
(a)  $f_{RF}=10303\text{MHz}$



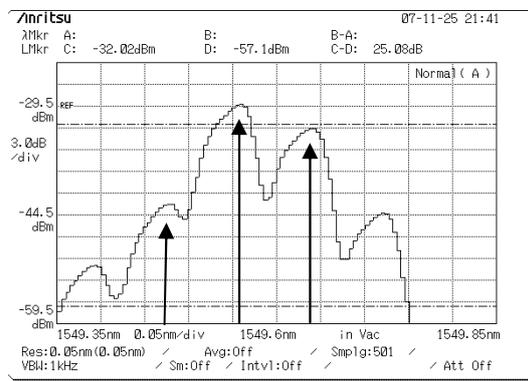
(b)  $f_{RF}=10304\text{MHz}$



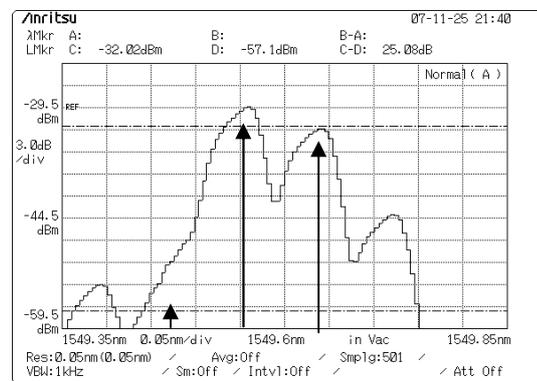
(c)  $f_{RF}=10305\text{MHz}$



(d)  $f_{RF}=10306\text{MHz}$



(e)  $f_{RF}=10307\text{MHz}$



(f)  $f_{RF}=10308\text{MHz}$

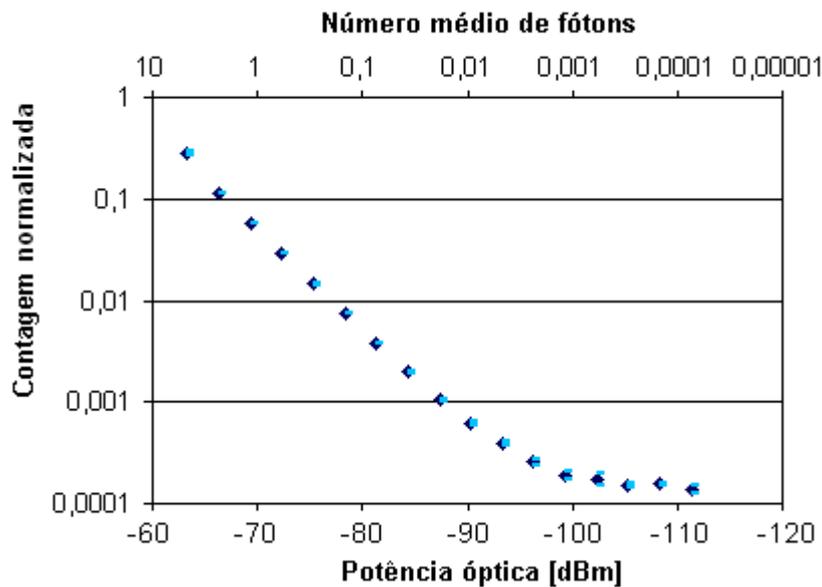
**Figura 14:** Espectros obtidos com o sistema AM-PM da figura 13b com variação da rádio-freqüência entre 10303MHz e 10308MHz com passos de 1MHz. A conseqüente variação de fase se deve ao fato de o caminhos óptico e elétrico se manterem fixos, enquanto o comprimento de onda do sinal varia.

### 5.3. Detector de fótons únicos

Foi utilizado um detector de fótons únicos comercial do tipo avalanche em InGaAs/InP com extinção Geiger ativa e contador de eventos integrado.

#### 5.3.1. Caracterização

Após o ajuste dos principais parâmetros, como a janela de gatilho (2,5ns) e a tensão de polarização, foi traçada a curva de contagem em função da potência óptica incidente no SPAD. Para uma taxa de gatilhos de 100kHz e tempo de aquisição de 10s, obteve-se a figura 15, com três medições por ponto. São mostradas a média de cada ponto com seu respectivo desvio-padrão.



**Figura 15:** Contagem de fótons em função da potência óptica e do número médio de fótons por janela de gatilho de 2,5ns com taxa de repetição de 100kHz.

Verificou-se que a probabilidade de contagem de escuro do detector como sendo de  $1,4 \times 10^{-4}$  eventos por Hz para janelas de 2,5ns com desvio padrão de  $7,92 \times 10^{-6}$ .

#### 5.4. Filtro de Fabry-Perot

Como o detector de fótons não possui filtro espectral, todos os comprimentos de onda incidentes que estejam de acordo com sua responsividade serão integrados pelo fotodiodo. Faz-se necessária, pois, a separação espectral da portadora óptica, uma vez que esta não carrega informação e certamente contribuiria como ruído para a comunicação.

Devido à proximidade entre os comprimentos de onda das bandas laterais em relação à portadora, o filtro utilizado deve ter valor elevado de finesse, ou seja, a relação entre o espaçamento espectral entre dois picos de transmissão consecutivos e sua largura espectral a meia altura. Logo, optou-se pela utilização de um filtro do tipo cavidade de Fabry-Perot, com espelhos idênticos constituídos por duas redes de Bragg.

Esse tipo de filtro apresenta como resposta um padrão de repetição periódico dentro de uma faixa de comprimento de onda. Apesar de a distância entre os espelhos determinar o comprimento de onda de operação do filtro, seu padrão se repetirá apenas nos comprimentos de onda determinados pela modulação de índice de refração da fibra, impressa na fabricação das redes de Bragg.

A transmissão (T) e a reflexão (R) de um filtro de Fabry-Perot são regidas pelas eq. 5.6 e 5.7 [21], dada em função do comprimento de onda de operação no vácuo ( $\lambda_{vac}$ ), onde  $R_1$  e  $R_2$  representam as refletividades dos espelhos,  $L$  corresponde ao seu espaçamento,  $\theta$  se refere ao ângulo de incidência da luz em relação à direção normal ao plano dos espelhos e  $n$  é o índice de refração do meio.

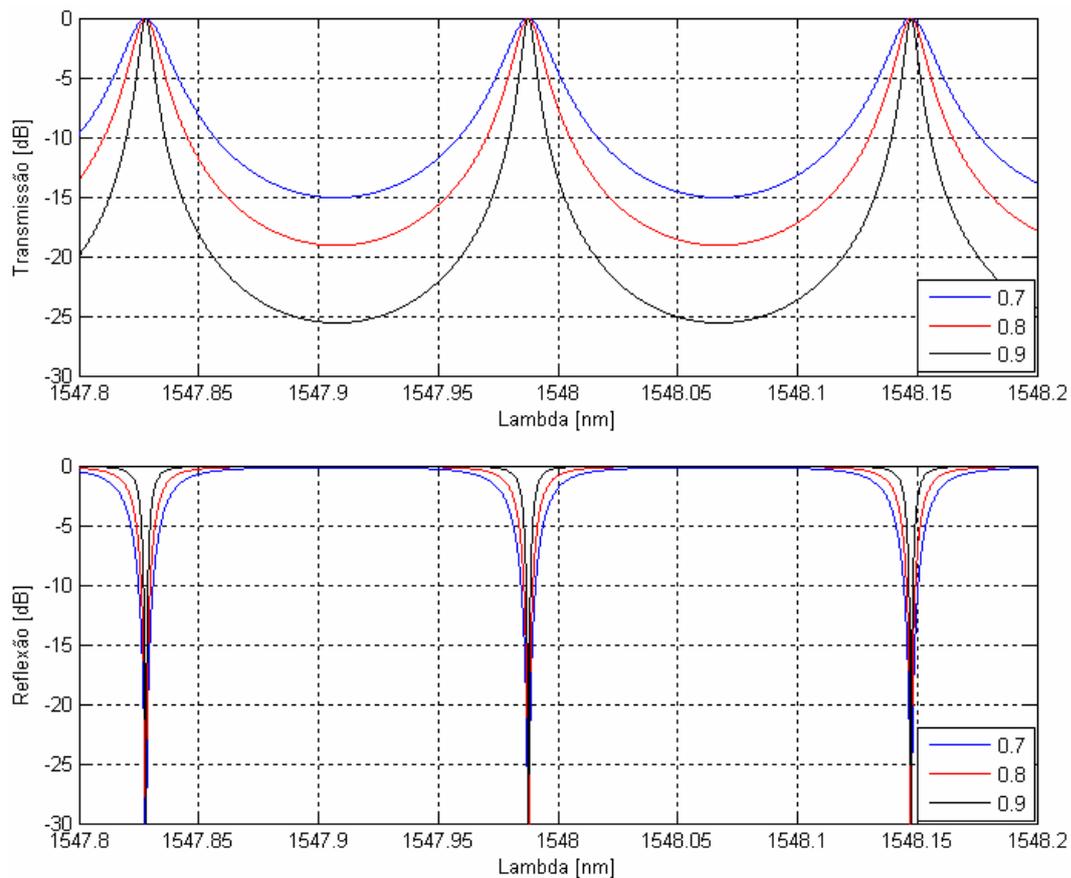
$$T = \frac{(1 - R_1)(1 - R_2)}{(1 - \sqrt{R_1 R_2})^2 + 4\sqrt{R_1 R_2} \operatorname{sen}^2\left(\frac{2\pi L n \cos \theta}{\lambda_{vac}}\right)} \quad (5.6)$$

$$R = 1 - T \quad (5.7)$$

A distância adequada entre os espelhos pode ser obtida com a eq. 5.8, a partir do espaçamento espectral ( $\Delta f$ ) desejado entre dois picos consecutivos de transmissão.

$$L = \frac{c}{2n \Delta f \cos \theta} \quad (5.8)$$

A figura 16 apresenta a simulação correspondente às eq. 5.6 e 5.7 para diferentes valores de refletividade, assumindo  $R_1$  e  $R_2$  iguais, índice de refração da fibra  $n$  igual a 1,5, distância entre espelhos calculada para o espaçamento espectral de 20GHz igual a 5mm e ângulo de incidência da luz igual a zero.



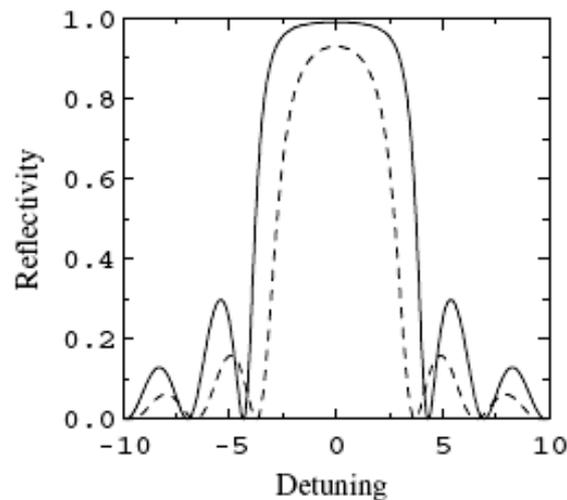
**Figura 16:** Simulação dos espectros de transmissão (superior) e de reflexão (inferior) típicos de um filtro de Fabry-Perot em função do comprimento de onda, para diferentes valores de reflexão dos espelhos (legenda), assumidos como iguais, índice de refração da fibra igual a 1,5, ângulo de incidência da luz igual a zero e espaçamento calculado de forma que os picos distem de 20GHz.

Já a rede de Bragg apresenta refletividade dependente do comprimento de onda, reduzindo-se à medida que o comprimento de onda de operação se afasta

do comprimento de onda de Bragg  $\lambda_B$ , dado pela eq. 5.9, sendo este, função do índice de modo médio  $\bar{n}$  e do período da rede  $\Lambda$ .

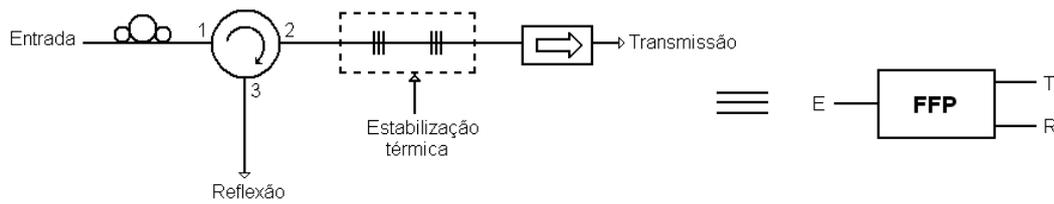
$$\lambda_B = 2\bar{n}\Lambda \quad (5.9)$$

A figura 17 mostra a refletividade típica de uma rede de Bragg em função do desvio de comprimento de onda (*detuning*) [16].



**Figura 17:** Refletividade típica de uma rede de Bragg em função do desvio do comprimento de onda de operação em relação ao  $\lambda_B$  (*detuning*) [16].

Verificou-se ser conveniente transmitir a portadora óptica e refletir as bandas laterais. Para isso foi colocado um circulador óptico antes do filtro, como na figura 18. Sua função é circular o sinal de entrada da porta 1 para o filtro, conectado à porta 2, e o sinal refletido de volta à porta 2 para a porta 3. Como o dispositivo mostrou-se sensível à polarização (devido ao tipo de fibra utilizado para a impressão holográfica das redes de Bragg) foi adicionado um controlador manual de polarização à entrada do circulador. À outra porta do filtro foi acrescentado um isolador óptico, visando evitar a reflexão de Fresnel da interface fibra-ar. O sistema da figura 18 será referido apenas como FFP, enquanto suas saídas de transmissão e reflexão serão notadas como T e R, respectivamente.

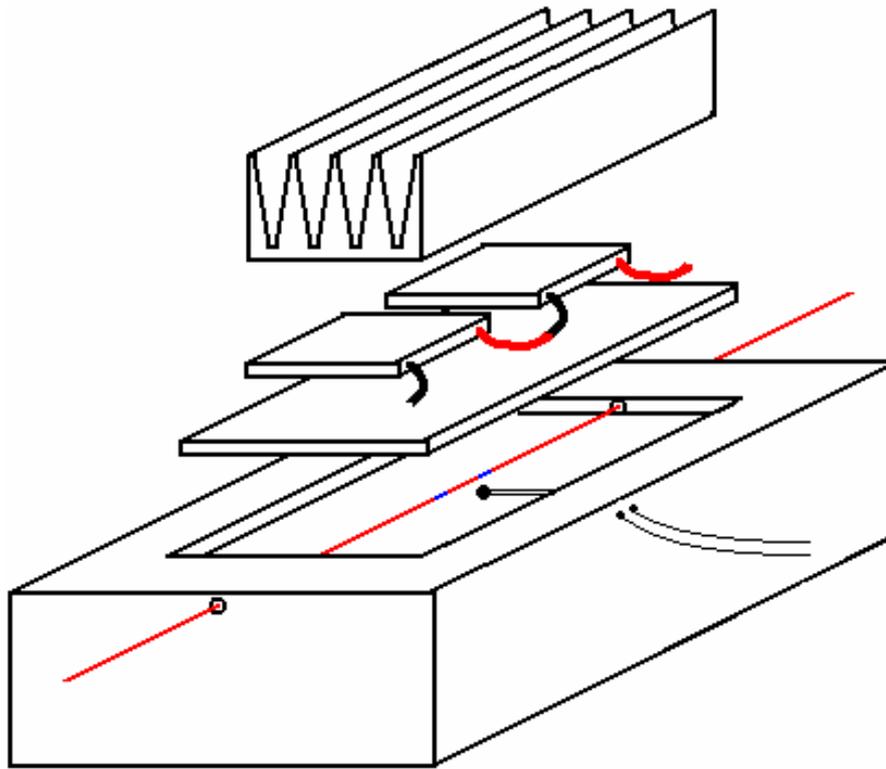


**Figura 18:** Filtro de Fabry-Perot com controlador manual de polarização à entrada, circulador óptico, estabilização térmica e isolador óptico. O sistema será referido como FFP e as saídas de reflexão e de transmissão serão nomeadas como R e T, respectivamente.

Devido à pequena massa térmica das redes de Bragg, é absolutamente necessária a estabilização térmica do filtro. Para isso foi montado um sistema composto por um controlador PID (proporcional-integral-diferencial), um termistor de  $10\text{k}\Omega$  para leitura da temperatura e dois elementos termoelétricos (Peltiers) eletricamente ligados em série como elemento final de controle.

Uma placa de alumínio de  $80 \times 50\text{mm}$  foi posta entre a rede e os Peltiers, e um isolamento de isopor foi colocado, ficando em contato com o ambiente apenas o dissipador, cuja face plana permaneceu em contato com os termoelétricos. A disposição dos elementos utilizados na estabilização térmica do filtro podem ser vistos na figura 19.

Foi verificada na montagem sistêmica a necessidade de inclusão de um segundo filtro de Fabry-Perot em série com o primeiro para se atingir a supressão adequada da portadora óptica, ou seja, a saída R do primeiro filtro foi conectada à entrada do segundo. Este filtro é idêntico ao anterior, inclusive no que se refere à sua estabilização térmica independente.



**Figura 19:** Estabilização térmica do filtro de Fabry-Perot. De baixo para cima: caixa de isopor, termistor e fibra com as redes (impressões azuis), placa de alumínio, Peltiers e dissipador térmico.

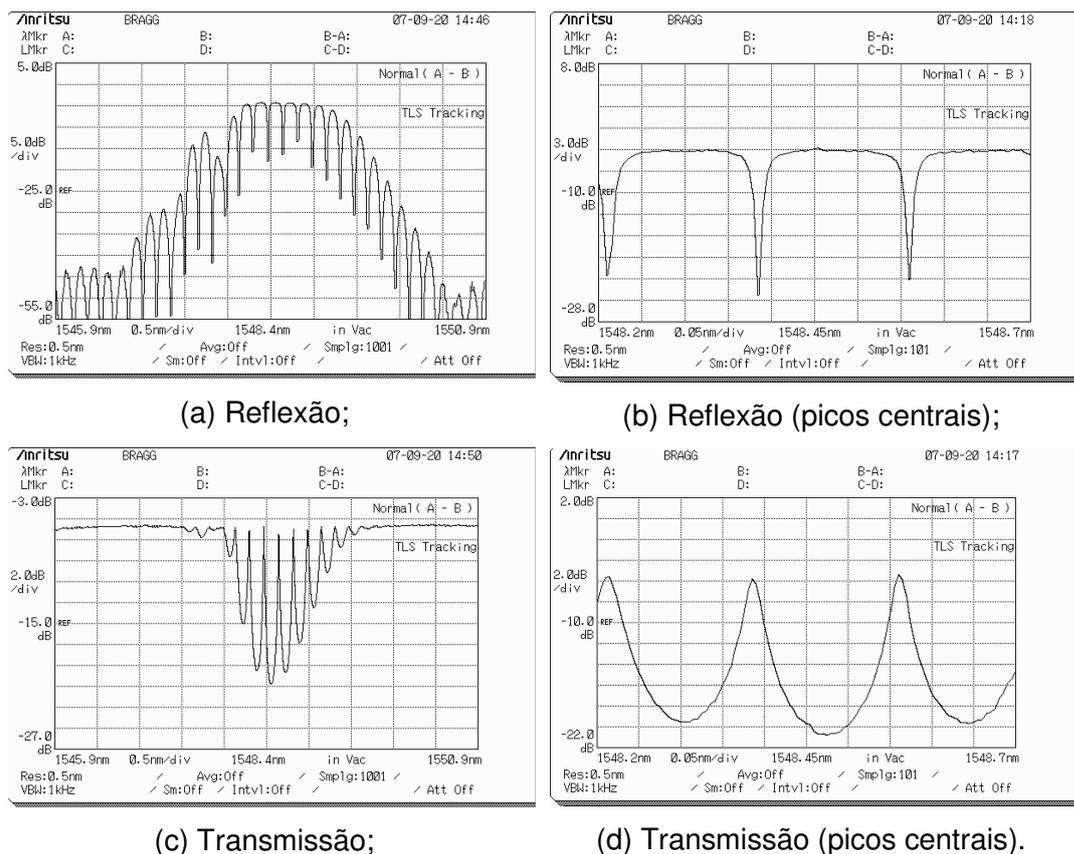
#### 5.4.1. Caracterização

Foram feitas medidas de caracterização de ambas as saídas dos FFP. As medições foram feitas utilizando-se um laser sintonizável e um analisador de espectro óptico (OSA – *Optical Spectrum Analyser*) de mesmo fabricante, configurados na forma *TLS-tracking*, que permite sua operação como mestre-escravo de forma sincronizada, através de suas interfaces RS232. Neste sistema, o analisador de espectro óptico controla a varredura do laser, que domina a resolução da medição. À medida que o comprimento de onda do laser, com largura à meia-altura de 600kHz, varia, a janela espectral de aquisição do OSA, propositalmente ajustada para um valor alto, de 0,5nm, o acompanha, integrando a potência óptica recebida.

Foi feita uma medida inicial de referência e calibração do tipo *back-to-back*, ou seja, os equipamentos foram conectados através de um pequeno trecho de

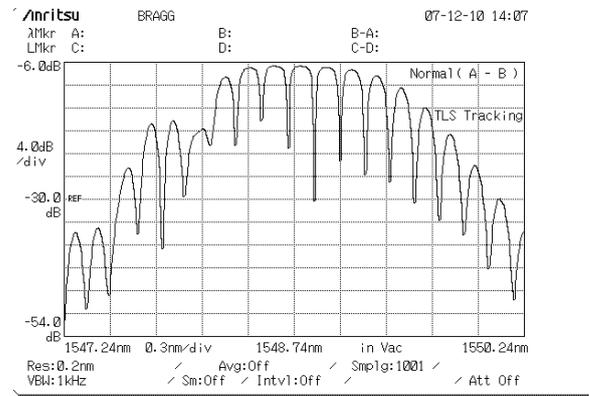
fibra. Esta curva foi posteriormente subtraída da medição com o dispositivo sob teste (DUT – *Device under test*) com sua porta de entrada conectada ao laser e para cada porta de saída conectada ao OSA. As curvas foram traçadas com pontos obtidos a cada passo de 5pm do laser sintonizável, seu passo mínimo.

As medições do FFP<sub>1</sub>, mostradas na figura 20, foram efetuadas em um intervalo espectral de 5nm (coluna esquerda), que permite a visualização de seu comportamento e no intervalo de 0,5nm (coluna direita), permitindo a visualização dos picos centrais. As figuras (a) e (b) mostram os espectros de transmissão da entrada do dispositivo para sua saída de reflexão, enquanto que as figuras (c) e (d) mostram a transmissão da entrada para a saída de transmissão. Todas as medições foram executadas com o passo mínimo de 5pm do laser.



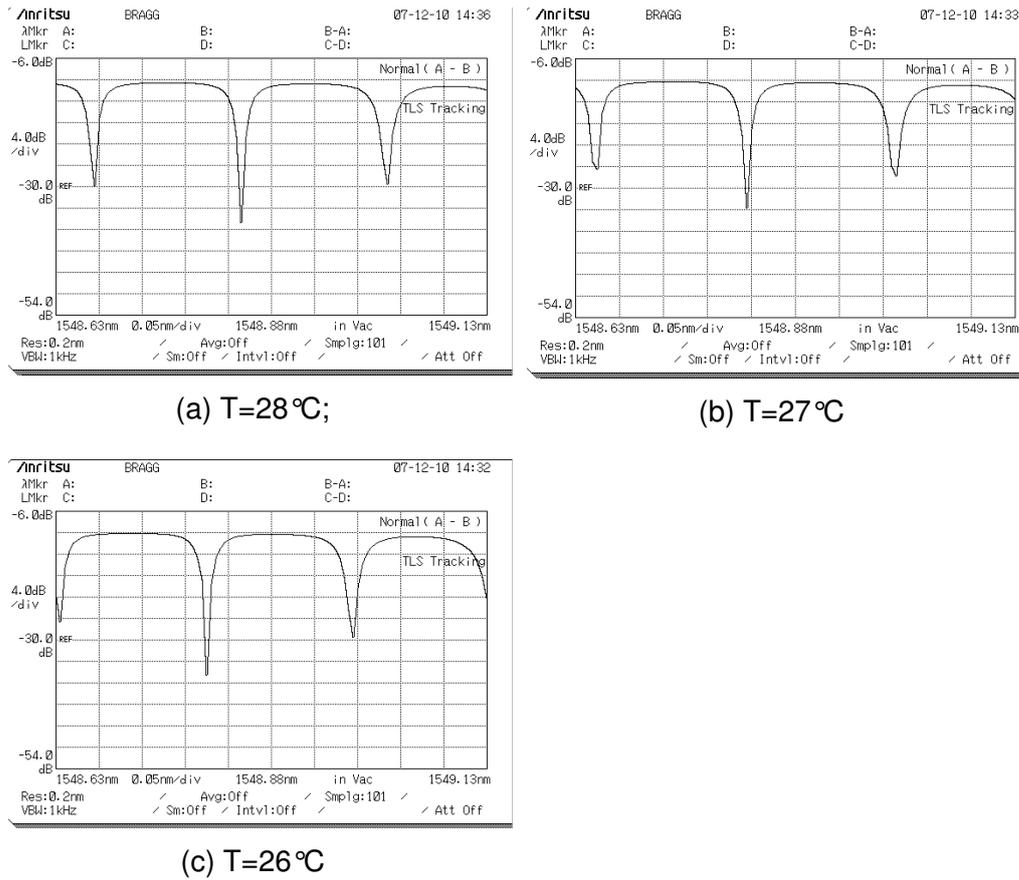
**Figura 20:** Espectros de transmissão da entrada para a saída de reflexão (a e b) e para a saída de transmissão (c e d) do conjunto FFP<sub>1</sub>. A coluna da esquerda mostra a caracterização em um intervalo de 5nm e, a da direita, o detalhamento dos picos centrais do espectro.

Na figura 21 é mostrado o espectro de transmissão da entrada para a saída de reflexão do segundo filtro de Fabry-Perot com redes de Bragg em um intervalo de escala de 5nm.



**Figura 21:** Transmissão da entrada para a saída R do conjunto FFP<sub>2</sub>.

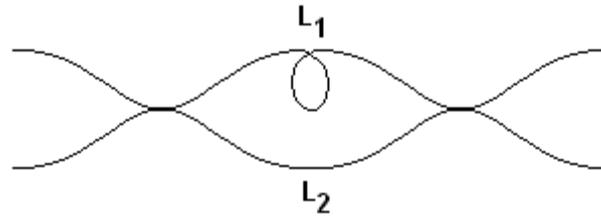
Foi constatada a possibilidade de sintonização do dispositivo com variação de sua temperatura, pois esta ocasiona um conseqüente deslocamento em comprimento de onda do espectro de transmissão. A figura 22 mostra um deslocamento espectral de cerca de 25pm/°C, visualizados entre 28 e 26°C na mesma escala.



**Figura 22:** Transmissão da entrada para a saída R do conjunto FFP<sub>2</sub> com a temperatura entre 28 e 26 °C, mostrando, na mesma escala horizontal, a sintonização espectral de aproximadamente 25pm/°C.

### 5.5. Interferômetro de Mach-Zehnder

Para resolver o problema da separação das bandas laterais codificadas em frequência após a escolha de base por Bob e filtragem da portadora, foi construído um interferômetro de Mach-Zehnder. Foram utilizados dois acopladores ópticos, soldados com uma máquina de emenda de fibras ópticas por fusão por arco elétrico, resultando na configuração vista na figura 23.



**Figura 23:** Interferômetro de Mach-Zehnder a partir de dois acopladores de 3dB. O defasamento do sinal induzido pela diferença de caminhos ópticos entre os braços  $L_1$  e  $L_2$  determina o padrão de interferência do dispositivo.

A diferença de comprimento entre os dois braços  $L_1$  e  $L_2$  do interferômetro foram calculadas de forma que uma das bandas laterais do feixe óptico modulado sofra máxima interferência construtiva enquanto a outra banda lateral sofra máxima interferência destrutiva.

A diferença de fase para o campo propagante entre dois pontos distantes entre si de um valor  $\ell$  é dada pelo caminho óptico, como na eq. 5.10 [22], sendo  $k$  a constante de propagação,  $n$  o índice de refração da fibra e  $m$  um número inteiro.

$$\Delta\phi = kn\ell = 2\pi m \quad (5.10)$$

Cabe ressaltar a relação entre constante de propagação e frequência, ou seja,  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  e  $\lambda = \frac{c}{\nu}$ , onde  $\lambda$  e  $\nu$  são o comprimento de onda e a frequência da onda eletromagnética, respectivamente, e  $c$  é a velocidade da luz no vácuo.

Para que haja máxima interferência construtiva entre os campos de determinada frequência  $\nu_1$  (ou comprimento de onda  $\lambda_1$ ) que se propagam pelos diferentes percursos defasados, a diferença de caminho óptico entre os braços do interferômetro deve ser um múltiplo inteiro de  $2\pi$ , ou seja, as fases serão idênticas se a eq. 5.11 for satisfeita.

$$\frac{2\pi}{\lambda} n(\ell_1 - \ell_2) = 2\pi m \quad (5.11)$$

Para que outro comprimento de onda  $\lambda_2$ , espaçado de  $\lambda_1$  com uma diferença  $\Delta\lambda$ , também interfira construtivamente, deve ser válido o sistema de equações 5.12, obtido a partir da eq. 5.10.

$$\begin{cases} \frac{n\Delta\ell}{\lambda_1} = m \\ \frac{n\Delta\ell}{\lambda_2} = m + 1 \end{cases} \quad (5.12)$$

O sistema resulta na expressão para a diferença de comprimento entre as fibras ópticas dos braços do interferômetro de Mach-Zehnder  $\Delta\ell$  em função dos comprimentos de onda desejados e de sua diferença, além do índice de refração do núcleo da fibra, tipicamente 1,5, como na eq. 5.13.

$$\Delta\ell = \frac{\lambda_1\lambda_2}{n\Delta\lambda} \quad (5.13)$$

Como a separação entre as bandas laterais será dada pela frequência de modulação, é conveniente transformar  $\Delta\lambda$  em  $\Delta\nu$ . Esta transformação de parâmetros é obtida ao diferenciar-se a equação que relaciona frequência com comprimento de onda, que resulta na eq. 5.14.

$$\Delta\lambda = \frac{\lambda^2\Delta\nu}{c} \quad (5.14)$$

Assim, a eq. 5.14 pode ser reescrita como a eq. 5.15, uma vez que a diferença de frequências  $\Delta\nu$  está relacionada à frequência de modulação da luz ( $f$ ) pelo gerador de RF, sendo o dobro desse valor.

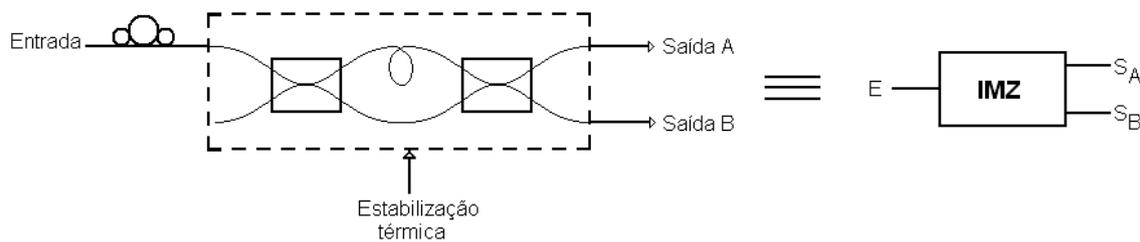
$$\Delta\ell = \frac{\lambda_1\lambda_2c}{4nf\lambda^2} \quad (5.15)$$

Codificando-se o sinal com uma rádio-freqüência de 10GHz, as bandas laterais ópticas encontram-se espaçadas entre si de 20GHz, que, em comprimento de onda, corresponde a uma diferença de 0,160nm. Para que uma das bandas laterais interfira construtivamente enquanto a outra interfere

destrutivamente, o valor de  $\Delta\ell$  deve ser calculado para  $\Delta\nu=40\text{GHz}$ , resultando em 10mm.

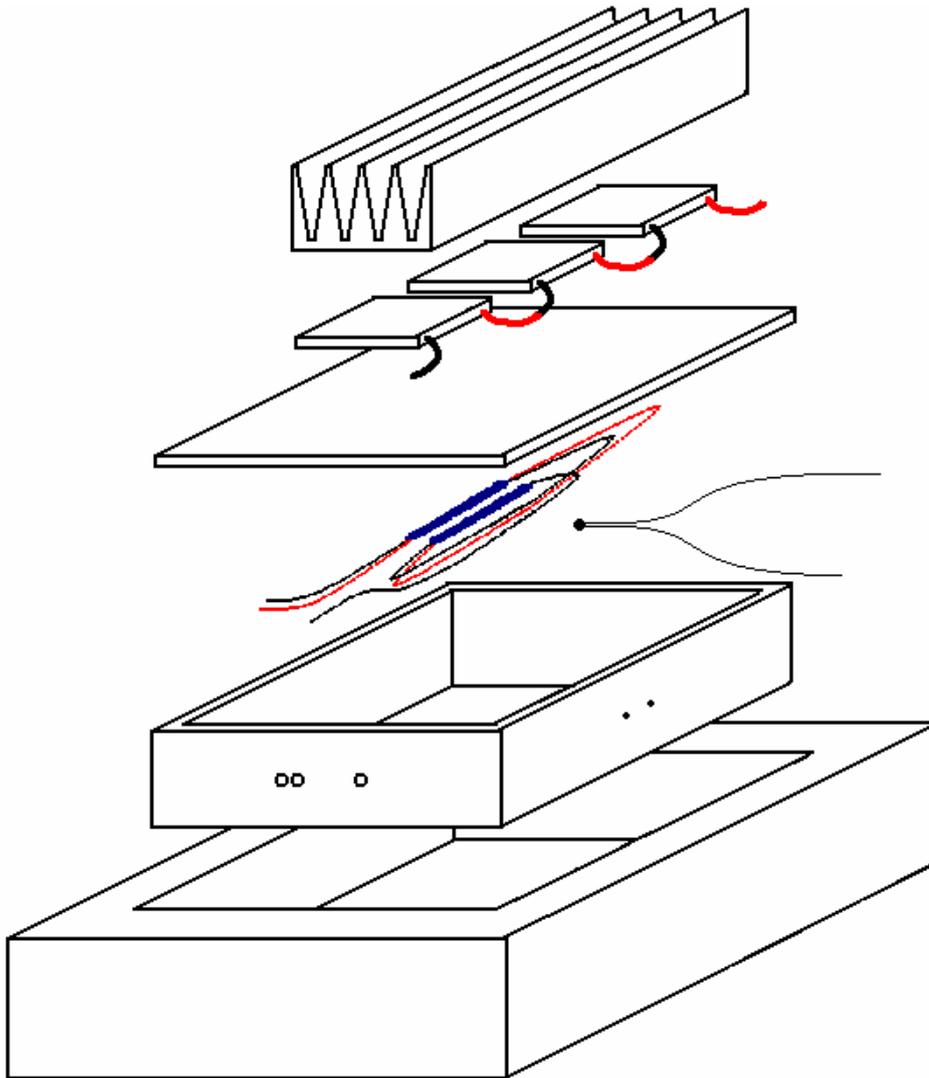
Como campos com polarizações ortogonais não interferem, foi acrescentado um controlador manual de polarização à entrada do dispositivo. Além disso, devido à pequena massa térmica do trecho de fibra que compõe o dispositivo, é absolutamente necessária sua estabilização térmica.

O sistema da figura 24, composto pelo interferômetro, pela estabilização térmica e pelo controlador de polarização, será referido apenas como IMZ, enquanto suas saídas serão notadas como  $S_A$  e  $S_B$ .



**Figura 24:** Interferômetro de Mach-Zehnder com controlador manual de polarização e estabilização térmica. O sistema será referido como IMZ e nomeadas as saídas complementares como  $S_A$  e  $S_B$ .

A temperatura do dispositivo foi estabilizada por meio de um sistema composto por um controlador PID, um termistor de  $10\text{k}\Omega$  para leitura da temperatura e três elementos termoelétricos (Peltiers) eletricamente ligados em série como elemento final de controle. O interferômetro foi colocado em uma caixa de alumínio tampada com dimensões internas  $140\times 50\times 10\text{mm}$  e paredes com espessura igual a 1mm, preenchida com pasta térmica, e revestida com isopor. Em uma das faces da caixa foram colocados os termoelétricos em cuja outra face foi fixado um dissipador térmico. A disposição dos elementos utilizados na estabilização térmica do interferômetro podem ser vistos na figura 25.

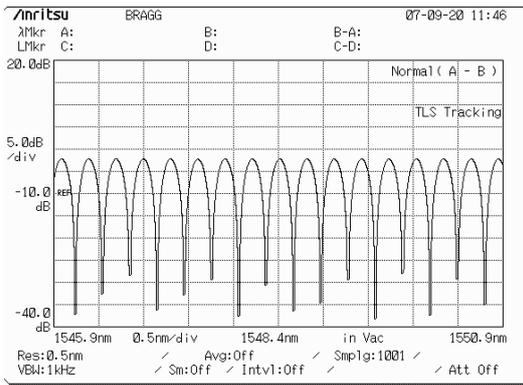


**Figura 25:** Estabilização térmica do interferômetro de Mach-Zehnder. De baixo para cima: caixa de isopor, caixa de alumínio, IMZ e termistor, tampa de alumínio, Peltiers e dissipador térmico.

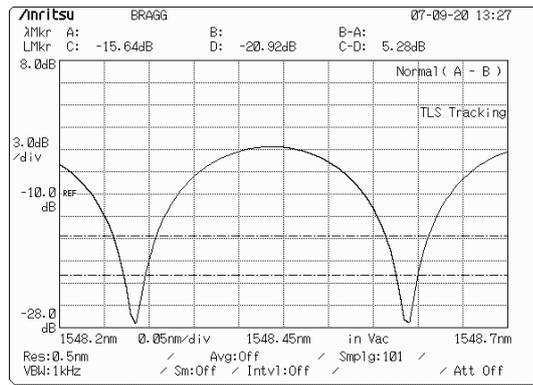
### 5.5.1. Caracterização

O interferômetro de Mach-Zehnder teve a transmissão da entrada para as duas portas de saída caracterizada, como pode ser visto na figura 26. As medições foram feitas de forma semelhante à utilizada para o FFP. O laser sintonizável e o OSA foram ajustados para operar no modo mestre-escravo com resolução dominada pelo laser. Foi feita uma medida de calibração e referência *back-to-back*, posteriormente subtraída das medições com o DUT.

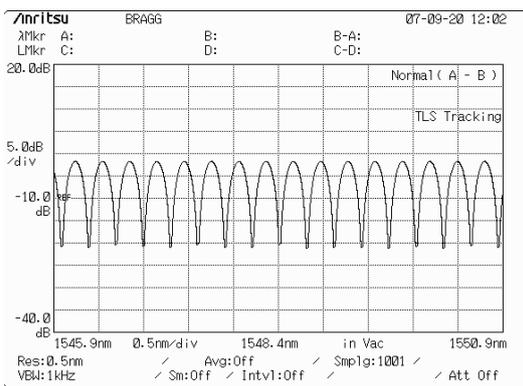
As figuras (a) e (b) referem-se à transmissão da entrada para a porta A do dispositivo, enquanto que as figuras (c) e (d) caracterizam a transmissão da entrada para a porta B. A coluna da esquerda mostra a medição com espectro no mesmo intervalo de 5nm, e, a da direita, no intervalo de 0,5nm, ambas na mesma escala.



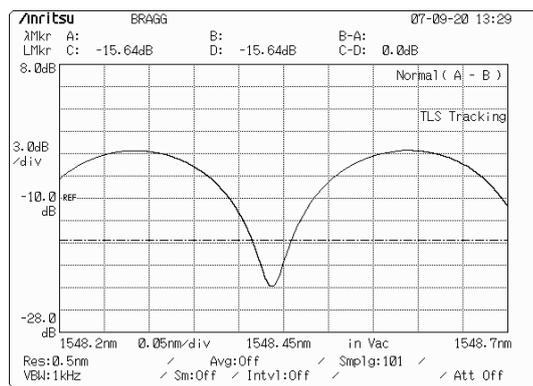
(a) Saída A;



(b) Saída A (em detalhes);



(c) Saída B;



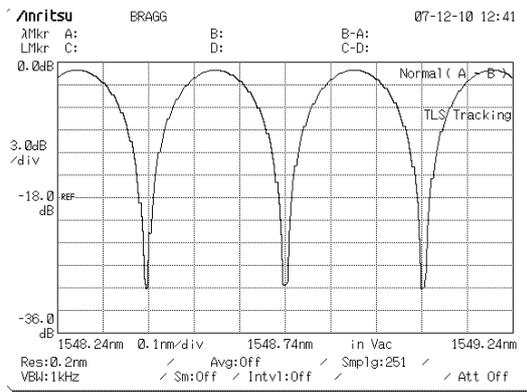
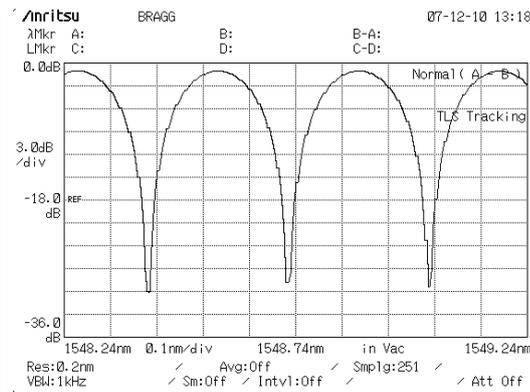
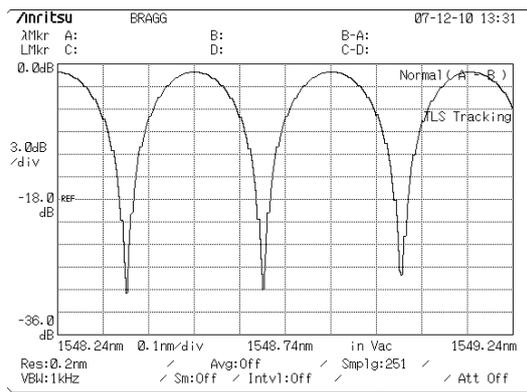
(d) Saída B (na mesma escala de (b)).

**Figura 26:** Transmissão do interferômetro de Mach-Zehnder da entrada para as saídas  $S_A$  (a e b) e  $S_B$  (c e d). A coluna da esquerda mostra a caracterização em um intervalo espectral de 5nm, enquanto a coluna da direita mostra o detalhamento do trecho central de 0,5nm do espectro, mostrando que ambas são complementares.

Observa-se que as saídas são complementares e com padrão de repetição periódico em 40GHz, podendo-se verificar uma razão de extinção de aproximadamente 24dB.

Foi constatada a possibilidade de sintonização do dispositivo, de forma que variações na temperatura resultam no deslocamento em comprimento de onda

do espectro de transmissão, mantendo o espaçamento entre os picos e vales constante, conforme se vê na figura 27, cujas temperaturas foram ajustadas entre 22 e 20°C, respectivamente, com variação de 1°C, mostrando a sintonização espectral de aproximadamente 15 pm/°C

(a)  $S_A$  para  $T=22^\circ\text{C}$ ;(b)  $S_A$  para  $T=21^\circ\text{C}$ ;(c)  $S_A$  para  $T=20^\circ\text{C}$ ;

**Figura 27:** Transmissão da entrada para a saída  $S_A$  do IMZ com a temperatura entre 22 e 20°C mostrando, na mesma escala horizontal, a sintonização espectral de aproximadamente 12,5 pm/°C.

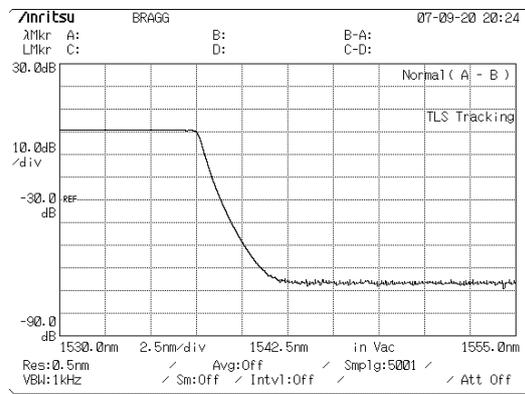
O sistema de estabilização garante a manutenção da temperatura por um período de várias horas, satisfatório para os ajustes e medições. A constante de ganho proporcional foi ajustada com valor pequeno com objetivo de tornar o sistema robusto a pequenas oscilações de temperatura, já que sua massa foi aumentada pela pasta térmica. Entretanto, variações ambientais bruscas ( $>3^\circ\text{C}$ ) tendem a desestabilizá-lo temporariamente.

## 5.6. Multiplexador e demultiplexador

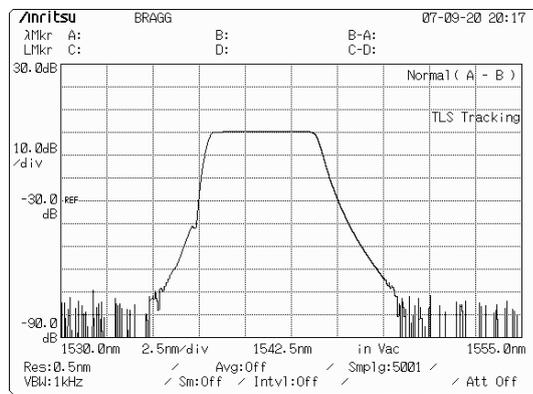
Para se agregar o canal de sincronismo ao sistema utilizando-se o mesmo meio físico do canal quântico, é necessária a utilização de um multiplexador e de um demultiplexador óptico – MUX e DEMUX – por divisão no comprimento de onda (WDM – *Wavelength-division multiplexing*).

### 5.6.1. Caracterização

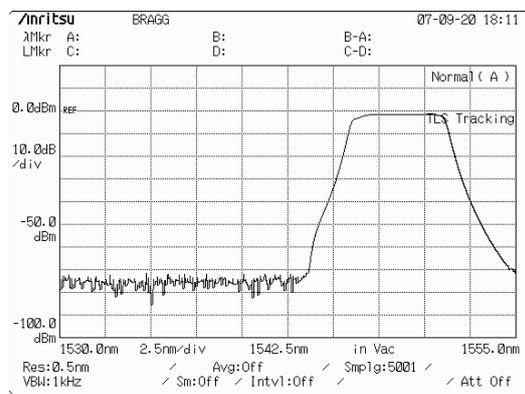
Um dos objetivos desta medição foi observar quanto do sinal incidente na porta comum é transmitido para as demais portas. Mais especificamente, deseja-se observar se um sinal com comprimento de onda típico das janelas 1 ou 2 são em parte transferidos para a janela 3, o canal quântico, ou seja, a interferência co-canal. Foram medidos os espectros de transmissão da porta comum para as portas 1, 2, 3 e 4 de dois MUX DWDM, referenciados como MUX<sub>A</sub> e MUX<sub>B</sub>, como se vê na figura 28.



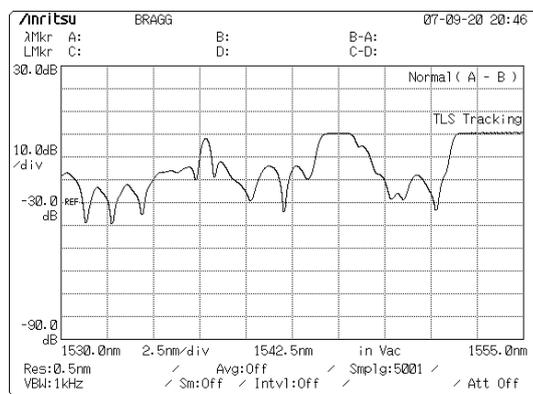
(a) MUX<sub>A</sub> – porta 1;



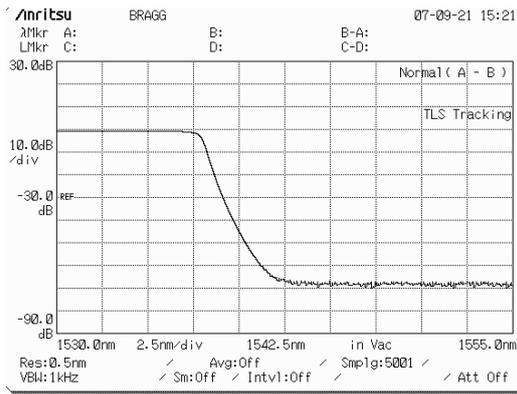
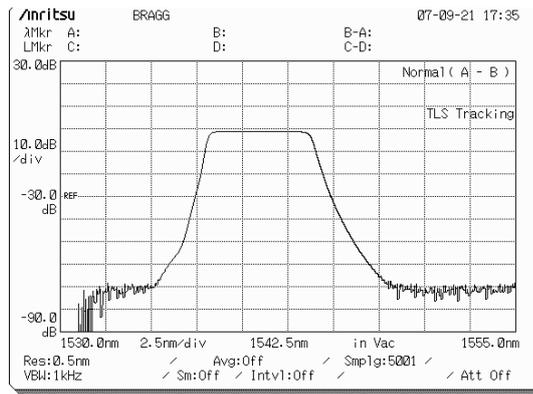
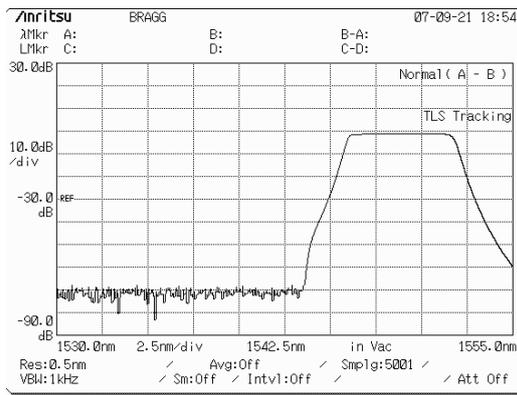
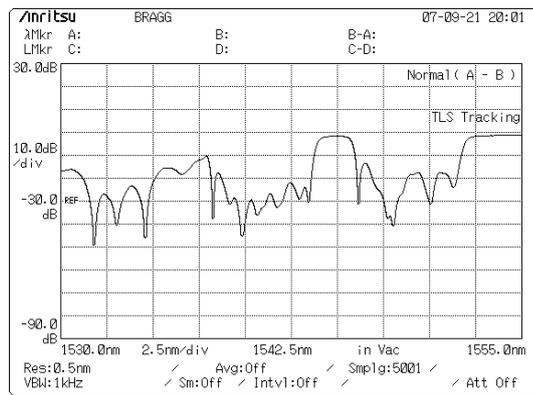
(b) MUX<sub>A</sub> – porta 2;



(c) MUX<sub>A</sub> – porta 3;



(d) MUX<sub>A</sub> – porta 4;

(e) MUX<sub>B</sub> – porta 1;(f) MUX<sub>B</sub> – porta 1;(g) MUX<sub>B</sub> – porta 3;(h) MUX<sub>B</sub> – porta 4.

**Figura 28:** Transmissão da porta comum para as demais portas dos MUX<sub>A</sub> (a-d) e MUX<sub>B</sub> (e-h).

Verificou-se que o canal 2 apresenta melhor desempenho que o canal 1 em relação à isolação para o canal 3, pois o sinal transferido para o canal quântico está imerso no ruído de fundo de escala do OSA (-74dBm), enquanto que o da porta 1 está cerca de 10dB acima.

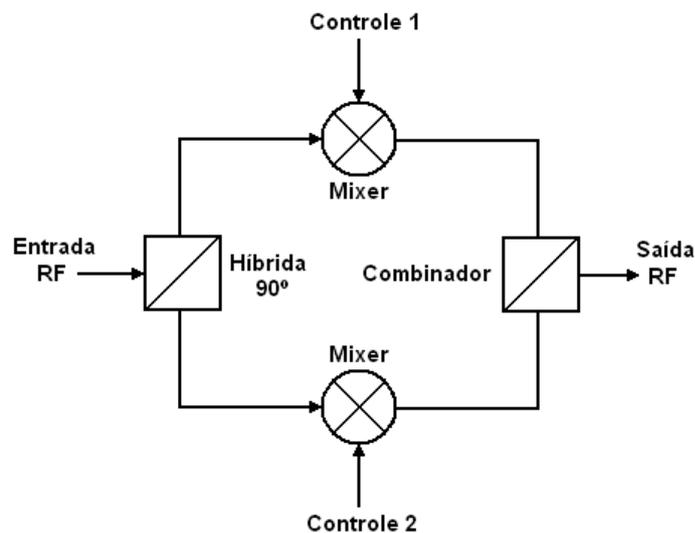
Curiosamente, observa-se que o canal 4 de ambos os dispositivos apresenta resposta indesejada e diferente do apresentado em seu manual de especificação, ou seja, o espectro deveria assemelhar-se aos das demais portas, sendo do tipo passa faixa em torno de 1557nm e rejeitar os demais comprimentos de onda.

Além da caracterização dos dispositivos foi feito um teste de interferência co-canal. Foi conectado o laser de sincronismo no canal 2 do primeiro MUX e, o canal comum deste, ao comum do segundo dispositivo. O canal 3 deste último (canal quântico) foi conectado ao detector de fótons únicos, enquanto que o canal 2 foi conectado a um medidor de potência óptica. A potência do laser foi

aumentada até obter-se a leitura do valor de 0dBm e foi observada a contagem de fótons no canal vizinho, constatando-se que a contagem manteve-se idêntica à contagem de escuro do dispositivo.

### 5.7. Modulador QPSK

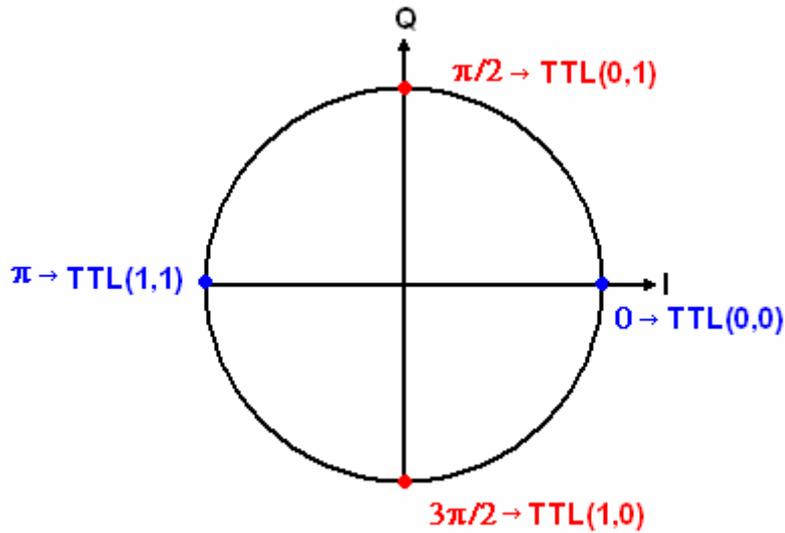
Para escolher a fase do sinal de rádio-freqüência que modulará os fótons em amplitude e em fase, foi utilizado um modulador de fase em quadratura (QPSK). O diagrama de blocos de um QPSK pode ser visto na figura 29 [23]. O sinal de RF de entrada é dividido por um acoplador híbrido, de forma que -3dB do sinal sai com a mesma fase de entrada e -3dB sai defasado de 90° em relação à entrada. Os sinais de controle TTL atuam na fase das duas partes da RF de forma discreta e binária através dos mixers. Os sinais são então recombinados e entregues à saída.



**Figura 29:** Diagrama de blocos de um modulador QPSK. O sinal de entrada é dividido e defasado em 90°. Cada parte tem sua amplitude chaveada de forma discreta pelos sinais de controle, sendo recombinadas antes de deixarem o dispositivo, resultando em uma constelação com quatro possibilidades.

As possíveis combinações dos dois sinais de controle levam à formação de uma tabela lógica que pode ser representada na forma de uma constelação,

como na figura 30, com dois componentes em quadratura (Q - *quadrature*) e dois componentes em fase (I - *in-phase*).

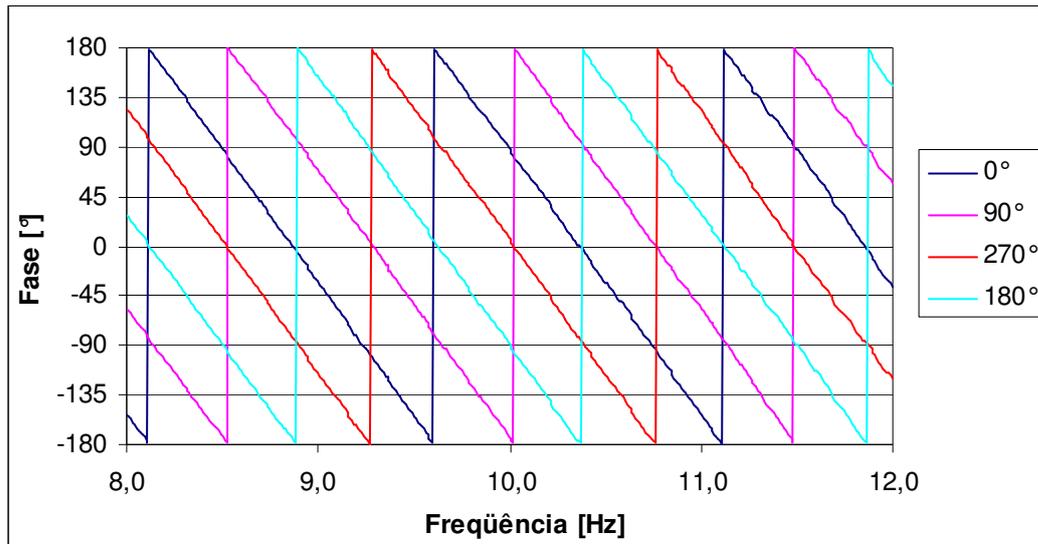


**Figura 30:** Constelação da modulação QPSK com os respectivos níveis lógicos TTL solicitados pelo modulador utilizado.

### 5.7.1. Caracterização

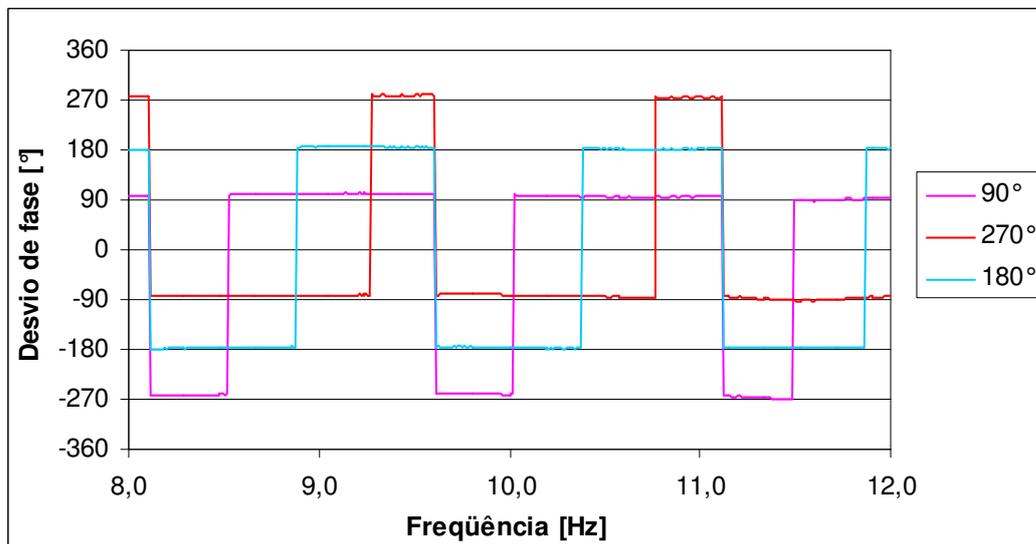
Com auxílio de um analisador de redes vetorial, foram medidos os desvios de fase e a perda de inserção dos moduladores QPSK<sub>A</sub> e QPSK<sub>B</sub>. As fases foram medidas em um intervalo de freqüências centrado em 10,308GHz para cada um dos quatro ajustes de fase, subtraindo-os da medição feita com fase zero.

Na figura 31 vêem-se as fases dos quatro diferentes ajustes lógicos do modulador QPSK<sub>A</sub>.

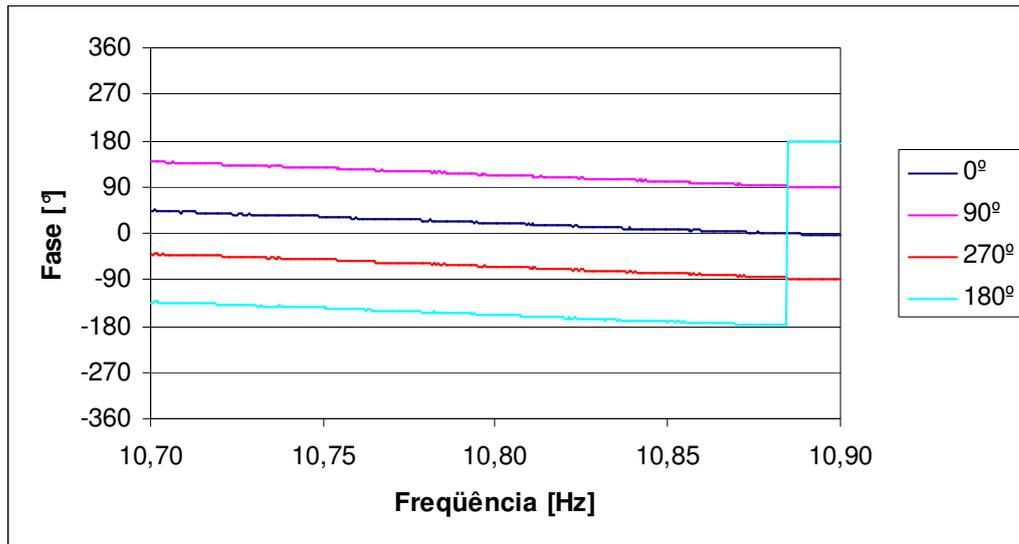


**Figura 31:** Medição das fases do modulador QPSK<sub>A</sub> ajustado para  $0$ ,  $\pi/2$ ,  $\pi$  e  $3\pi/2$  rad.

Nas figuras 32 e 33 vêem-se as medições de desvio de fase em relação à fase zero para os moduladores A e B, ajustados em  $\pi/2$ ,  $\pi$  e  $3\pi/2$  rad, com dois intervalos espectrais diferentes.



**Figura 32:** Desvio de fase do modulador QPSK<sub>A</sub> em relação à fase zero.



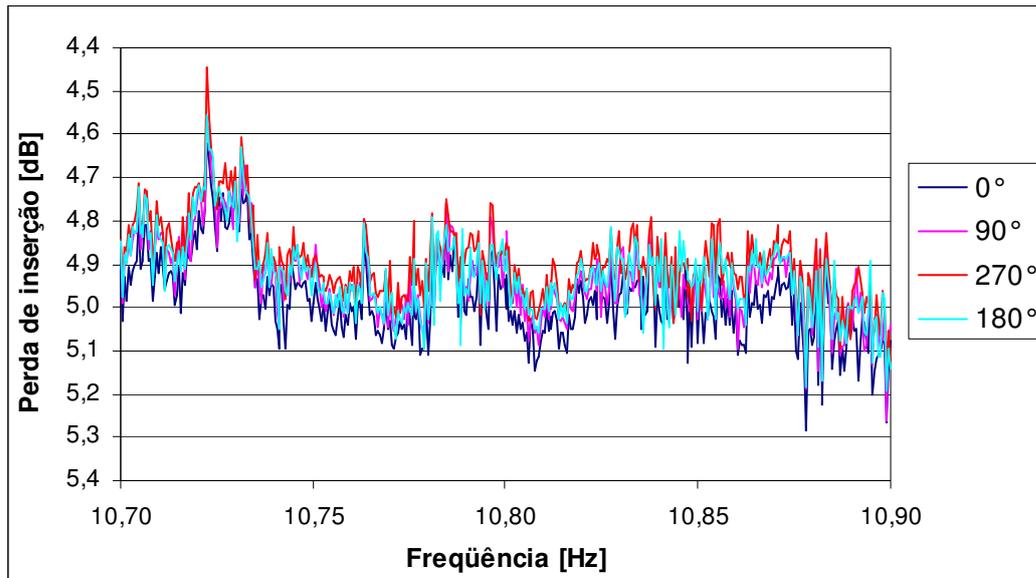
**Figura 33:** Desvio de fase do modulador QPSK<sub>B</sub> em relação à fase zero.

Os desvios de fase medidos e apresentados nas figuras anteriores são mostrados de forma resumida para a freqüência de operação na tabela 5 para ambos os dispositivos.

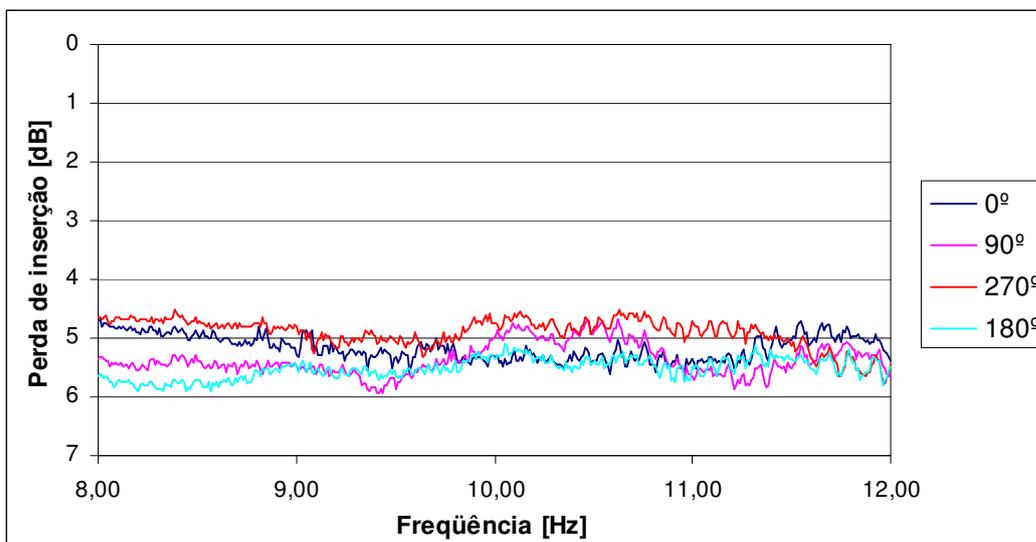
| QPSK | Desvio de fase em relação à fase 0° [°] |        |         |        |         |        |
|------|---|--------|---------|--------|---------|--------|
|      | 90°                                     |        | 180°    |        | 270°    |        |
|      | Medida                                  | Desvio | Medida  | Desvio | Medida  | Desvio |
| A    | 96,25°                                  | 6,25°  | 182,13° | 2,13°  | 276,42° | 6,42°  |
| B    | 93,76°                                  | 3,76°  | 181,91° | 1,91°  | 275,96° | 5,96°  |

**Tabela 5:** Desvios de fase dos moduladores QPSK<sub>A</sub> e QPSK<sub>B</sub> em relação à fase zero para freqüência de operação de 10308MHz.

A perda de inserção mostrou-se pouco dependente da fase escolhida para os dispositivos e pode ser vista nas figuras 34 e 35 para os moduladores QPSK<sub>A</sub> e QPSK<sub>B</sub> respectivamente.



**Figura 34:** Perda de inserção do modulador QPSK<sub>A</sub> para suas quatro fases.



**Figura 35:** Perda de inserção do modulador QPSK<sub>B</sub> para suas quatro fases.

A tabela 6 apresenta os valores de interesse da perda de inserção dos dispositivos na frequência de operação.

| QPSK | Perda de inserção [dB] |       |       |       |       |          |
|------|------------------------|-------|-------|-------|-------|----------|
|      | 0°                     | 90°   | 180°  | 270°  | Média | $\sigma$ |
| A    | -5,06                  | -5,00 | -4,97 | -4,94 | -4,99 | 0,05     |
| B    | -4,63                  | -4,19 | -4,51 | -3,97 | -4,32 | 0,30     |

**Tabela 6:** Perda de inserção dos moduladores QPSK<sub>A</sub> e QPSK<sub>B</sub> na frequência de operação de 10,308GHz.