

半導体光導波路の屈折率変調度計測信号に含まれる雑音成分発生原因の調査

電子工学科 上野研究室 0512156 Nguyen Tuan Anh

1 研究背景

1.1 半導体光導波路

現在の光通信システムでは光信号を一度電気信号に変換し、電気信号で信号処理をした後に、電気信号を光信号に変換している。そのため、電子のドリフト速度の限界により電子回路の信号処理速度が (40 Gb/s) 制限される。この問題を解決するカギとして、電気信号に変換せずに光信号をそのまま処理する技術がある。この技術を実現するために、現在、半導体光導波路の研究が盛んに行われている。

1.2 光ヘテロダイン方式ポンプ・プローブ計測法

半導体光導波路を評価する手段として、強度変調度と位相変調度を同時に評価できる光ヘテロダイン方式ポンプ・プローブ計測法が広く用いられている。強度変調度と位相変調度は半導体光導波路の屈折率変調に関係するので、デバイスの動作速度を決めるとも重要な要素の一つである。当研究室の光ヘテロダイン方式ポンプ・プローブ計測の模式図は図 1.1 になる。

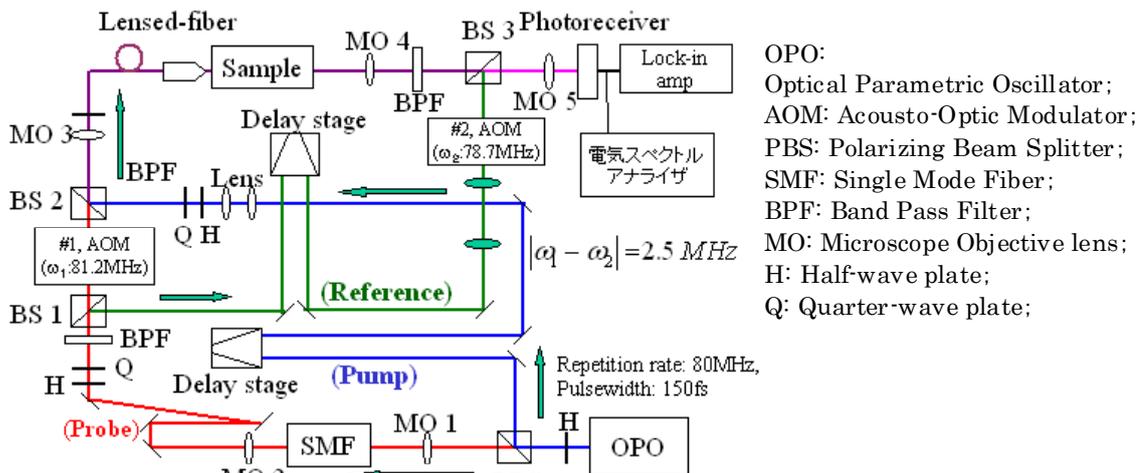


図1.1: 2色サブピコ秒ヘテロダイン方式ポンプ・プローブ計測システム

現在、当研究室の光ヘテロダイン方式ポンプ・プローブ計測の位相雑音は 10° 程度である。光信号処理で求められる 180° 位相変調量を評価するに当たり、計測精度が良くない。正確かつ厳密に半導体光導波路の位相変調度を評価する際に悪影響を与える。

2 本研究の目的

本研究の目的は、屈折率変調度計測信号に含まれる雑音成分（位相雑音）発生原因を調査し、測定精度を克服あるいは改善することである。原因の解明とその対策ができれば、今後行う高速光ナノ半導体の評価研究に大いに役立つ。

3 研究方法

3.1 電気スペクトル分析

スペクトル分析の目的は雑音成分が存在するかどうかを確認することである。

当研究室の光ヘテロダイン方式ポンプ・プローブ計測法には光電受信器の性能により、2.5 MHz のビート信号を利用している。そのため、2.5 MHz 辺りの周波数帯に注目してスペクトル分析を行った。図 3.1 は光ヘテロダイン方式ポンプ・プローブ計測の出力電気信号スペクトルである。

このときポンプ光が遮断され、プローブ光と参照光との相対遅延はゼロである。2.5 MHz の信号はヘテロダイン方式の信号である。AOM1 がプローブ光の周波数を+81.2 MHz にシフトさせ、AOM2 が参照光の周波数を+78.7 MHz にシフトさせる。シフトさせたプローブ光と参照光が干渉し、周波数差により 2.5 MHz ビート信号が形成される。図 3.2 はプローブ光を遮断した時の図 2.1 変化である。そのため、図 3.1 の 2.6 MHz 信号は図 3.2 に示すようにプローブ光に関係なく、参照光による信号である。また、この図 2.2 では本来存在するはずのない 2.5 MHz 成分が観測された。

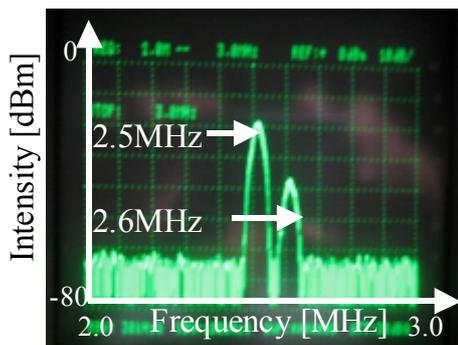


図3.1 光ヘテロダイン方式
ポンプ・プローブ計測の電気スペクトル

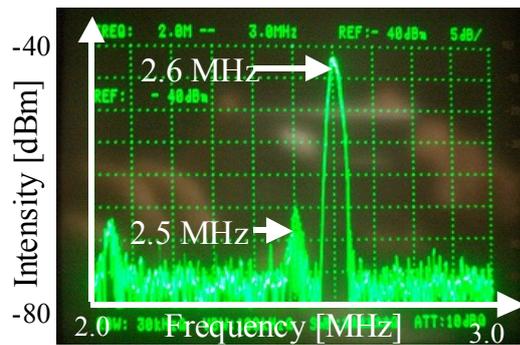


図3.2 参照光だけの出力電気スペクトル

光ヘテロダイン方式ポンプ・プローブ計測ではロックインアンプを利用することによって 1 Hz のバンド幅で図 3.1 の 2.5 MHz ヘテロダイン信号を読み取ることができる。そのため、上述の信号の中で、計測に悪影響を与えるのは図 3.2 の 2.5 MHz 成分だけである。故に、この 2.5 MHz 成分は雑音成分である。

この 2.5 MHz 雑音成分の起源を調べるにはまず、周波数特性を調べた。図 3.3 には 2.5 MHz 雑音成分の周波数特性を示す。本来のヘテロダイン方式信号の周波数特性と同じく、2つの AOM の差周波数に等しい。このことから雑音成分が形成された原因は 2つの AOM を制御する電気回路が AOM1 周波数と AOM2 周波数の差(2.5 MHz)周波数信号をなんらかの原因で AOM の結晶に送り込んでしまったのである。

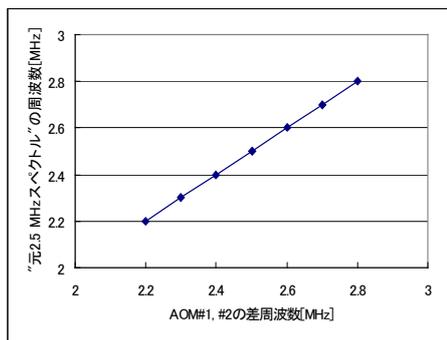


図3.3 2.5 MHz雑音成分の
AOM1, AOM2の差周波数依存性

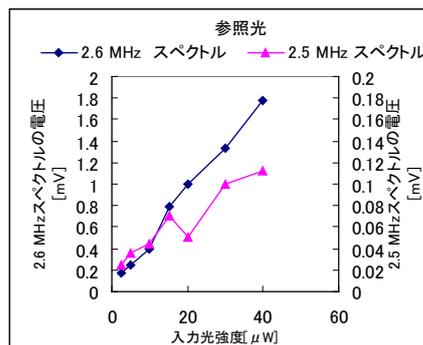


図3.4 参照光パワーに対する
出力電気信号のスペクトル電圧

次に参照光のパワーを変えて、雑音成分の強度変化を調べた。図 3.4 に示すように 2.5 MHz 雑音成分の強度は参照光パワーにほぼ線形比例する。これは干渉により参照光パワーが変調される証拠である。その理由は次である。光パワーは電界強度の二乗に比例する。そして、2つの電界成分の干渉により変調される光強度はその2つの電界強度の積に比例する。そのため光電受信器の出力電圧は式(1)のように2つの電界強度の積に比例する。

$$V \approx E_1 E_2 \cos(\omega_b t + \phi_2 - \phi_1) \quad (1)$$

この2つの電界が一つの光のものであれば、光電受信器の出力電圧は光パワーに比例することになる。この結果は図 3.4 と一致する。これは参照光が持つスペクトル成分が自己干渉してできた 2.5 MHz 雑音成分を意味する。

3.2 位相雑音の統計分析

実際に雑音成分がどのようにして位相雑音に影響するかを調べる為に、複数回の位相雑音計測の統計分析から、その傾向を解明する。

まず、位相雑音が無い理想的な場合ではポンプ光を遮断した時ヘテロダイン信号の位相が時間に対して一定となるはずである。しかし、実際、図 3.5 に示すように位相が時間とともにドリフトするため位相変調を計測できない。その影響を軽減するには差分計測を採用している。そうすると図 3.6 に示すように位相が理想的場合に近づき、位相変調度の計測ができるようになったが、位相雑音はまだ大きく、正確位相変調度の評価では問題になる。

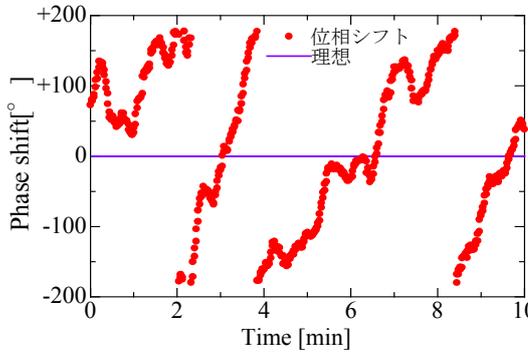


図3.5 時間とともにドリフトする位相

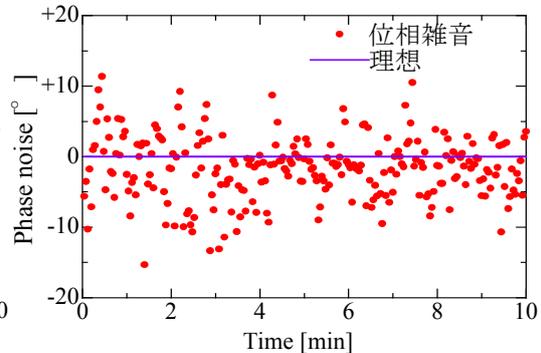


図3.6 ドリフトにより生じる位相雑音

図 3.5 では時間に対して定速ドリフト成分が存在する。この成分はロックインアンプの位相検出仕組みに起因する。その原理は以下のようなになる。

光ヘテロダイン信号を光電受信器で電気信号に変化してその電圧は式(2)のようなになる。

$$V_I \sin(\omega_I t + \theta_I) \quad (2)$$

この信号の位相と強度を測定するには参照電気信号が必要である。

$$V_R \sin(\omega_R t + \theta_R) \quad (3)$$

この二つの信号を干渉させて、得られた信号は次のようになる。

$$\begin{aligned} V_M &= V_I \sin(\omega_I t + \theta_I) V_R \sin(\omega_R t + \theta_R) \\ &= \frac{V_I V_R \cos[(\omega_R - \omega_I)t + \theta_R - \theta_I]}{2} + \frac{V_I V_R \sin[(\omega_R + \omega_I)t + \theta_R + \theta_I]}{2} \quad (4) \end{aligned}$$

ローパスフィルタにより低周波成分を読み取る。

$$V_{M+FILT} = \frac{V_I V_R \cos[(\omega_R - \omega_I)t + \theta_R - \theta_I]}{2} \quad (5)$$

この信号の位相は $\phi = (\omega_R - \omega_I)t + \theta_R - \theta_I$ である。原理では $\omega_R = \omega_I \Rightarrow \phi = \theta_R - \theta_I$ である。雑音により、 $\omega_R \neq \omega_I$ の場合、位相が時間に対して定速ドリフトする。実験では $\omega_R \doteq \omega_I = 2.5\text{MHz}$ で、図 3.5 から見積もれば $\omega_R - \omega_I \leq 1\text{Hz}$ である。

- 定速ドリフトする位相による雑音を補正。

位相変動量はポンプ光がある時点の位相とポンプ光が無い時点の位相との差分である。この連続した計測の時間は約1秒である。

上記で説明したようにこの間に位相ドリフトがあり、雑音が生じる。この雑音を補正するため次の計算を提案した。ポンプ光がある時点の前後にポンプ光が無い時点で計測した位相の平均を基準にする。ポンプ光がある時点で計測した位相とこの基準との差を位相変動量とする。図3.7に示すように、補正計算を行った後、位相雑音が減少した。

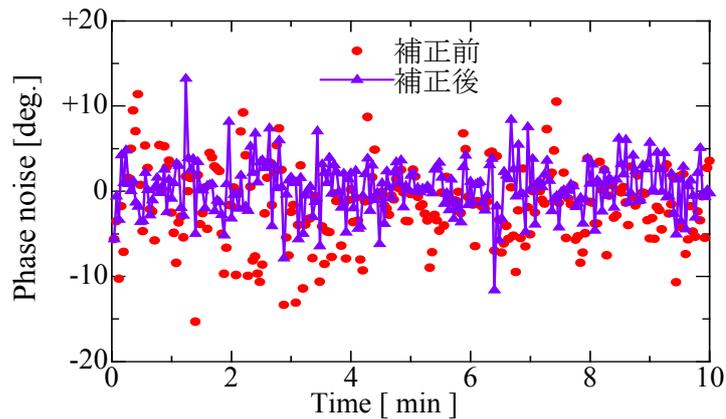


図3.7 定速ドリフト補正前後の時間的な位相雑音の変化

表3.1と表3.2はSOA（半導体光増幅器）がある場合とSOAが無い場合との複数回にわたって、位相雑音計測と補正計算を行った結果である。補正計算によりSOAがある場合では位相雑音が平均的に 5.4° 減少した。SOAが無い場合では位相雑音が平均的に 2.9° 減少した。

表3.1 SOAある時の補正計算による位相雑音減少

位相雑音データ	1	2	3	4	5	6	7	8	9	平均
補正計算前[deg]	11.3	9.3	9.3	11.6	13.5	17.6	16.0	15.8	12.2	12.9
補正計算後[deg]	6.2	6.1	5.6	5.6	7.2	7.8	10.0	10.0	8.8	7.5

表3.2 SOA無し時の補正計算による位相雑音減少

位相雑音データ	1	2	3	4	5	6	7	8	9	平均
補正計算前[deg]	9.0	7.0	4.4	6.8	6.4	5.9	6.7	6.1	6.8	6.6
補正計算後[deg]	4.2	3.4	3.0	4.0	3.9	4.0	4.1	3.2	3.4	3.7

4 結論

スペクトル分析により、光ヘテロダイン方式ポンプ・プローブ計測の出力信号に混在する雑音成分を特定できた。その雑音成分の強度は参照光パワーにほぼ線形比例し、その周波数は2つのAOMの周波数差に等しいのである。

統計分析により、位相ドリフトの存在を特定することができて、従来の計測を補正する計算を提案し、SOAがある場合の位相雑音を平均的に 5.4° を減少できた。補正計算後、SOAがある場合とSOAが無い場合を比較すると、SOAによる雑音は約 $3^\circ \sim 6^\circ$ である。

今後の課題は残り $3^\circ \sim 4^\circ$ の位相雑音の原因を追求するとともに、今度の研究結果を活かしてPCQD導波路の屈折率変調度を評価して行く予定である。