

位相同期 2 波長光源による超高周波 RF 信号の周波数ダウンコンバートと信号評価の実現

代表研究者 千葉明人 群馬大学 大学院理工学府 助教

1 はじめに

高周波 (RF) 信号を扱う各種手法は、従来から通信・計測への応用を念頭において研究開発が進んできたが、近年はより高い周波数帯の利活用が注目されている。例えば通信分野では、第五世代移動体通信システム (5G) へのアップデートが進行中であり、媒体としてミリ波帯が活用されている。この周波数帯は、計測用途についても利活用が進みつつある。車両の自動運転は近年特に熱い注目を集めているが、この基幹要素技術として、ミリ波帯 RF 信号をプローブとする計測も検討されている。計測用途を念頭に置いた周波数帯の割当も既に済んでいる。ミリ波帯の利活用に関する具現化や将来展望については、これまでに内閣府等 (高度情報通信ネットワーク社会推進戦略本部・官民データ活用推進戦略会議) がロードマップとして提言したものが公開されている。それによると、上述の利活用は勿論のこと、その点のみに留まらず物流や道路交通マネジメントへの波及効果も期待でき、その結果道路資源の有効活用や防災活動にも資するビッグデータの要素としても重宝する知見の獲得につながるものと期待されている。

高い搬送波周波数の信号評価については現在、集積電子回路に立脚するアプローチが主にとられている。信号計測の過程で必要となる各種機能 (発振・周波数下方変換・増幅・検出) が近接した構成をとる結果、雑音を介する相互干渉の抑制が課題となる。この課題を回避するものとして、RF 信号に対して周波数が 4-5 桁高い光波で RF 信号の生成や処理をアシストする「マイクロ波・ミリ波フォトニクス」が知られている。電磁雑音の影響を回避でき、信号の操作や伝送において、低損失伝送や広帯域の活用が可能となる光波を利用できる等の特長が従来から知られている。この点に加え、近年成熟した光波の変調・検出技術も特筆すべきである：変調における入力信号の特徴が「きちんと」と反映された変調光波の生成や、元々光波に重畳されていた情報が受光後の信号に「きちんと」反映される検出などが可能となり、関連する事前/事後信号処理技術も進展した。光波に対するベクトル多値光変復調はその好例である [1-5]。一方「マイクロ波・ミリ波フォトニクス」の応用はこれまで、光通信/無線通信のシームレス化などの通信用途が殆どである。RF 計測における有用性も大いに秘めている一方で、計測用途を念頭に置いた研究例は多いとは言えず開拓途上の状態が続いている。本研究は、代表研究者独自の着想に基づくマイクロ波・ミリ波フォトニクスの手法を駆使した高周波帯信号計測を提案し、計測精度の向上などの有用性を検討するものである。

2 提案手法の概要

提案手法は、次の 2 点を主な柱とする：「光波を利用する RF 信号の生成」および「光波を利用する RF 信号パラメータの推定」である。前者については、単色光波を正弦波で変調して光サイドバンドを生成し、所望の次数の光サイドバンドを抽出した上で光波を直接検波する、というプロセスを経る。直接検波の対象となる光波は 2 つの周波数 (波長) 成分から構成されるため「光 2 トーン信号」と呼ばれている。本研究での焦点はミリ波帯となるが、変調に利用する正弦波の周波数を抑えるために、前述のプロセスには「周波数で 10 倍」機能の具備も強く望まれる。そこで、変調信号振幅を大きくして高次数の光サイドバンドを生成するとともに、無用となる光サイドバンドを偏光操作で除去する手法を提案している [6]。この生成手法は、光フィルタの代替として偏光操作を利用し、特定の光周波数 (波長) 成分の除去を可能とするユニークなもので、代表研究者が独自に見出したものであるが、光学系としての具現化や原理実証の提示に留まっており、詳細の解析が不十分であった。そこで、変調信号の条件などが出力信号に与える影響などの解析を進め、本研究の目的に合致する条件を探索した。

もう 1 つの柱となる「光波を利用する RF 信号パラメータの推定」は、単色光を被測定 RF 信号で位相変調すると生成される光波の性質を利用する。変調後の光波を光周波数軸上でみると、周波数間隔が RF 信号周波数に一致する多数の光サイドバンドから構成され、各光サイドバンドの振幅には RF 信号の複素振幅が反映される。即ち、各サイドバンドの振幅や位相を個別に評価できると被測定 RF 信号の複素振幅を推定できる事に

なるが、その一方で、各サイドバンドをピンポイントで個別に抽出する事は困難である：通過域自体の帯域が狭く通過域から減衰域への遷移も急峻な光フィルタが必要となり、中心波長の高分解能設定や十分な安定性なども要求される。また被測定 RF 信号周波数が変化すると、その変化に応じた調整を光フィルタに施す必要もある。これらの点を回避するものとして（被測定 RF 信号と別の）振幅が既知の基準 RF 信号による光波の位相変調および光干渉を併用する信号評価を提案する。振幅が既知の基準 RF 信号を利用して光位相変調信号を生成し、被測定対象の RF 信号による光位相変調信号と干渉させると、光周波数が互いに等しい光波間の光干渉に起因する成分が信号に含まれる。この成分を信号評価に利用するもので、元々の RF 信号周波数帯域から解放される信号検出や操作が可能となる。また光検出器およびその後置増幅器にも広帯域性が求められるため、利得一帯域幅積の殆どを利得に充当することが可能となる。

3 提案手法の基盤技術 1：光 2 トーン信号

3-1 概要

「光 2 トーン信号」は 2 つの光周波数（波長）成分を有する光波で、各波長成分の振幅が等しい点に加え、お互いの光周波数間隔が安定し位相が同期している（両者のビート周波数が安定する）特長を有する。特に光周波数や位相の安定性については、光・無線融合通信への応用を物理的に担保する点から重要となる。

光 2 トーン信号生成の手法は主に 2 つ知られている。一つは位相同期ループ（PLL）を光波に対して構築する、いわゆる光 PLL と呼ばれているもので、電子回路でよく利用されている。概念自体は古くから提唱されている [7] が、ループ帯域の増大が進み、最近では 17.8GHz 程度の実現が報告 [8] されている。ループ帯域の増大は閉ループ長の短縮が必須となるため、ミリ波帯をもカバーする際の技術的障壁は高いと考えられる。もう一つは光波の外部変調を利用する手法で、本稿の手法はこちらに属する。単色光を正弦波信号で変調すると生成される光サイドバンドを抽出するもので、搬送波抑圧両側波帯（DSB-SC）変調によるもの [9] を端として、帯域除去光フィルタの利用 [10] が提案され、生成した光 2 トーン信号をクロックとして利用する試みも報告されている [11]。駆動信号周波数の倍の光周波数間隔となる光コム生成 [12] を併用する光周波数間隔増大も可能であるが、光フィルタの性能に伴う駆動条件の制約も伴うものであった。そこで光フィルタへの依存から脱却するものとして、搬送波成分に対する偏光回転を介した抽出 [13]、双方向伝搬光の変調を利用する低次数光サイドバンドのカット [14] など、様々提案されている。

光波の外部変調を利用するアプローチの場合、光 2 トーン信号の周波数間隔を増大させる事が可能となる。変調度を深くして多数の光サイドバンドを生成するとともに低次数の光サイドバンドをカットすると、光周波数間隔を外部変調周波数の定数倍にできる。即ち光 2 トーン信号の直接検波により得られる信号は周波数で倍されたものとなる。これにより、ミリ波帯の信号生成や評価を行う際にマイクロ波帯の信号源を利用することができ、信号源自体の小型化や設計上の制約の緩和・信号の取り回し等の観点から実用上有用となる。このような信号の生成において、従来必須とされていた光フィルタの代替として偏光子を利用できる事を代表研究者は実証している [6]。光フィルタの副作用一媒介とする光波の波長や RF 周波数などの、動作上の制約一から解放された動作を実現できる長所がある一方で、駆動条件の最適化に関する余地が残されていたため、その解析を進めた。

3-2 信号生成条件の解析と最適化

図 1 に光 2 トーン信号生成の解析モデルを示す。偏光保持サニャック光干渉計（PMSI）のアームにプッシュ・プル駆動マッハ・ツェンダー型光変調器（MZM）を備えた構成を基幹要素とするもので、代表研究者が独自に見出した構成となる。光入出力は偏光保持ビームスプリッタ（PBS）の 1 ポートから行われ、そのポートにおける入力前・出力後の光波は偏光子（偏光消光比： ξ ）により偏光面が投影される。P 偏光（紙面に対して平行方向の偏光成分）は PMSI を時計回り方向に伝搬し、S 偏光（紙面に対して垂直方向の偏光成分）は PMSI を反時計回り方向に伝搬する。各偏光成分は偏光回転素子（PRE）により偏光方向が変換されるため、光波が PMSI を伝搬した後は、光波が入力された PBS のポートから真逆に伝搬する。偏光子を通過して PBS に入射する光電場 E_0 を直線偏光とすると、各偏光成分の振幅は次のように記述できる：

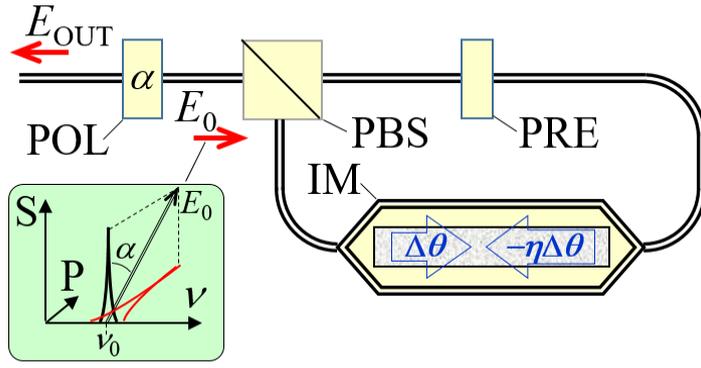


図1 光2 トーン信号生成の解析モデル。 ω_0 :入射光の周波数; IM: 光強度変調; PBS: 偏光ビームスプリッタ; POL:偏光子; PRE:偏光回転素子。

$$\mathbf{E}_0 = \begin{bmatrix} E_{0s} \\ E_{0p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_0 \cos \alpha \\ E_0 \sin \alpha \end{bmatrix}. \quad (3.1)$$

ここで角度 α は光波の偏光面で、 S 偏光の方向を基準とする。(3.1)式には偏光消光比 ξ が含まれていないが、偏光面に平行な成分が行列の各要素において支配的となる点を考慮した近似による。また PBS の偏光消光比は無量大としている。PBS の偏光消光比が有限である場合は、PBS の空ポートから光が漏れ出力光波の振幅減衰が生じるが、各サイドバンドに対して一律の効果となる点を付記しておく [1 3]。この系を伝搬した光波は PMSI を反時計回り・時計回りに伝搬した後に偏光子を再度透過し、光出力 \mathbf{E}_{out} となる。偏光子の透過偏光面に対する平行・垂直各成分をそれぞれ行列要素とする変換を施すと、 \mathbf{E}_{out} は

$$\mathbf{E}_{OUT} = E_0 \begin{bmatrix} \frac{\sin 2\alpha}{2} \{T_{MZM}(\Delta\theta, \theta_B) + T_{MZM}(\eta\Delta\theta, \theta_B)\} \\ \frac{-1}{\sqrt{\xi}} \{T_{MZM}(\Delta\theta, \theta_B) \cos^2 \alpha - T_{MZM}(\eta\Delta\theta, \theta_B) \sin^2 \alpha\} \end{bmatrix}, \quad (3.2)$$

となる。ここで T_{MZM} は MZM の光振幅透過率を表す。MZM の挿入損がないものとする、角周波数が ω_0 で誘導位相量を $\Delta\theta$ とする正弦波で MZM が駆動されている場合、 $T_{MZM}(\Delta\theta, \theta_B)$ は

$$T_{MZM}(\Delta\theta, \theta_B) = \cos(\Delta\theta \sin \omega_0 t + \theta_B), \quad (3.3)$$

と表される。 θ_B は MZM のバイアス (各アームの光路長差を光位相差に換算したもの) を表し、以降では $\pi/2$ (ヌルバイアス条件) とする。 η は誘導位相量の比を特徴づけるパラメータで、各 RF 信号の振幅比に対応する。以降では $|\eta| \leq 1$ とする。PMSI を反時計回り・時計回りに周回する光波それぞれに対して、 T_{MZM} の誘導位相量が異なる (前者は $\Delta\theta$ なのに対し後者は $\eta\Delta\theta$) が、変調信号の終端を外部に取り出せる MZM を用いると実現可能となる [1 2]。

$\Delta\theta$ が大きい場合、(3.2)式の \mathbf{E}_{out} は多数の光周波数成分から構成されるが、偏光子の偏光消光比が無限に高い ($\xi \rightarrow \infty$) 場合、一部の要素はゼロとなる事も暗に示している。その条件は、 $T_{MZM}(\Delta\theta, \theta_B)$ および $T_{MZM}(\eta\Delta\theta, \theta_B)$ を無限級数展開すると得られる。その結果となる、 $(2m+1)$ 次の光サイドバンドが消失する条件は

$$J_{2m+1}(\Delta\theta) + J_{2m+1}(\eta\Delta\theta) = 0, \quad (3.4)$$

となる。ここで $J_m(x)$ は、次数が m の第 1 種ベッセル関数である。(3.4)式において $m = -1$ または 0 とすると、 ± 1 次の光サイドバンドが消失する条件が得られる。理想的には、MZM をヌルバイアス駆動すると偶数次数の光サイドバンドが発生しないため、誘導位相量を適切に調整すると ± 3 次の光サイドバンドのみを選択的に抽出でき、光 2 トーン信号として利用できる。 $m = -1$ または 0 における (3.4) 式の解は無数に存在するが、

ここでは負の η ($-1 < \eta \leq 0$) に着目する ($\eta = -1$ を含まない事に注意) : 物理的には、RF 信号に 180° の位相シフトを付与する事に相当する。図 2 にその解を示す。また前述の解を満たした際に所望成分 (光 2 トーン信号) として得られる ± 3 次光サイドバンドの光強度 P_3 は、偏光子の偏光面に対する直交成分を無視すると

$$P_3 \approx E_0^2 \frac{\sin^2 2\alpha}{4} [J_3(\Delta\theta) - J_3(|\eta|\Delta\theta)]^2, \quad (3.5)$$

となり、不要成分として抑圧される ± 1 次光サイドバンドの光強度 P_1 は

$$P_1 \approx E_0^2 \left[\frac{\sin^2 2\alpha}{4} \{J_1(\Delta\theta) - J_1(|\eta|\Delta\theta)\}^2 + \left\{ \frac{\cos^2 \alpha J_1(\Delta\theta) + \sin^2 \alpha J_1(|\eta|\Delta\theta)}{\sqrt{\xi}} \right\}^2 \right] \quad (3.6)$$

となる。(3.5)式より、入力直線偏光 α の角度の最適値は 45° といえる。図 3 (a) に、 $\Delta\theta = 0 \sim 4.5$ に対する光周波数成分 P_1 の最小値と誘導位相量比の絶対値 $|\eta|$ との関係を示す。 P_1 の最小値は P_3 で規格化している。 P_1 が最小値を示す $\Delta\theta$ の近傍では、 P_1 は $\Delta\theta$ に対してディップ状の変化を示すため、 P_1 が最小値に対して 3dB 強くなる $\Delta\theta$ の変動 $\delta\theta$ も評価した。上述の条件を満たす解の組み合わせは無数にあるものの、誘導位相量の比 $|\eta|$ の減少とともに不要成分が減少する事に加え、 P_1 の最小値は $\Delta\theta$ の変動に対して急峻になる傾向も確認できた。また実験結果との比較を行い、構築した解析モデルの妥当性を検証した。その結果を図 3 (b) に示す。 P_1 が最小値を示す $\Delta\theta$ は(3.4)式から予想される値と一致し、 $\Delta\theta$ の変化に対して不要成分 P_1 の光強度がディップ状の変化を示すというモデル解析からの予測結果についても、実験結果が追随することを確認できた。またこの

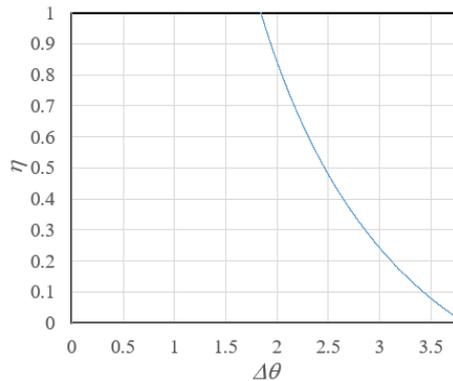


図 2 $m = -1$ または 0 における (3.4) 式の解となる η と $\Delta\theta$ との組み合わせ。

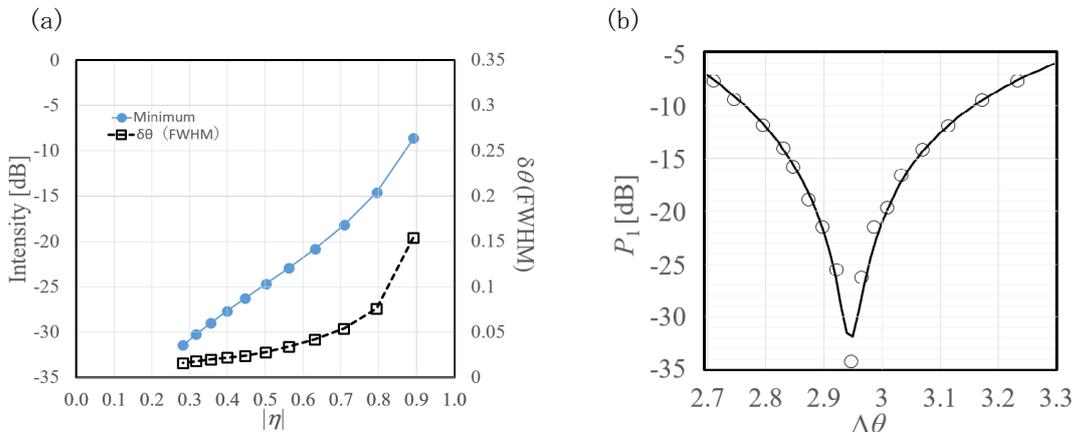


図 3 (a) 不要成分 P_1 の最小値および、 P_1 の最小値に対して 3dB の増大を示す誘導位相量 $\Delta\theta$ の変動 $\delta\theta$ 。各プロット点は 1dB 刻みで、偏光子の偏光消光比は 10^4 とした。(b) 不要成分の光強度と誘導位相量との関係。実線はモデル解析による値 ($\eta = 11.5$ dB) で、プロット点は実験値。縦軸の基準は、所望となる ± 3 次光側帯波の光強度。

結果に続いて、本手法の特長のひとつとなる波長可変性についても検討を行い、Cバンド帯に対する任意の波長における信号生成が可能となることなども示した。

4 提案手法の基盤技術 2：光波の位相変調を利用するRF信号計測

4-1 概要

図4に、提案手法の概略図を示す。被測定RF信号による光波の位相変調と同時に、(被測定RF信号と別の)振幅が既知の基準RF信号による光波の位相変調を行い、両者の干渉信号を検出してその低域成分を評価するものである。まず、単色光を2分岐して各々を被測定RF信号、基準RF信号でそれぞれ位相変調する。いずれか一方の光波に遅い(数kHz程度の)位相変動を付与して両者を合波し、遅い位相変動の周波数程度を選択的に検出するスキームとなる。この信号操作を行うと、被測定RF信号、基準RF信号それぞれに対する光サイドバンドのうち、同じ次数(光周波数)成分同士のリートのみが検出される。そのビート周波数は”遅い位相変動の周波数”程度まで大幅に下方変換され、ビート信号振幅は各光サイドバンドの振幅に依存する。即ちビート信号波形を解析すると被測定RF信号の複素振幅を評価でき、元々のRF信号周波数帯域を直接カバーすることなく信号検出・操作が可能となる。

4-2 計測原理の定式化

(1) 光波の直接検波信号

消光比が無限大の2電極型MZMに光波(光振幅： E_0)が入力され、基準RF信号(誘導位相量 $\Delta\alpha$ 、位相の基準)および被測定RF信号(誘導位相量 $\kappa\Delta\alpha$ 、位相差 ϕ)による光位相変調を施す。両者が合波すると、その光振幅 E は

$$E = \frac{E_0}{2} \left[e^{j(\theta_B + \Delta\alpha \sin \omega_0 t)} + e^{j\kappa\Delta\alpha \sin(\omega_0 t + \phi)} \right], \quad (4.1)$$

となる。ここでRF信号はともに角周波数が ω_0 の正弦波である。また θ_B は光位相変調器のバイアスを表す。光波を直接検波すると得られる出力は $|E|^2$ に比例し、この出力を E_0 で規格化すると

$$\left| \frac{E}{E_0} \right|^2 = \frac{1}{2} [1 + \cos(\Delta\alpha' \sin(\omega_0 t + \phi') + \theta_B)], \quad (4.2)$$

となる。ここで $\Delta\alpha'$ および ϕ' は κ や ϕ に依存し、それぞれ次のように表せる：

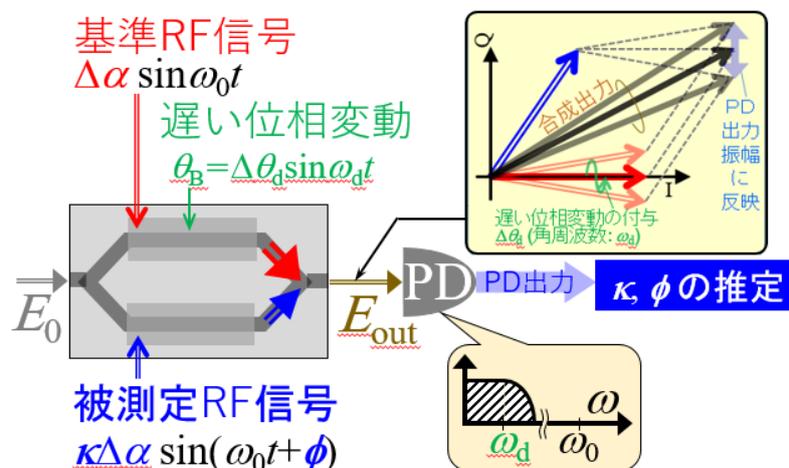


図4 光波の位相変調を利用するRF信号計測の概略図。

$$\Delta\alpha' = \Delta\alpha\sqrt{1+\kappa^2 - 2\kappa\cos\phi}, \quad (4.3)$$

$$\tan\phi' = \frac{-\kappa\sin\phi}{1-\kappa\cos\phi}. \quad (4.4)$$

(2) ディザ電圧入力および直接検波信号の低域選択の効果

ここで、光位相変調器のバイアス θ_B を

$$\theta_B = \Delta\theta_d \sin\omega_d t, \quad (4.5)$$

とし、角周波数が $\omega_d (\ll \omega_0)$ の微小位相変動 $\Delta\theta_d$ を正弦波として重畳する。以降ではこの振動成分を「ディザ信号」と呼ぶことにする。その上で、(4.2)式における $2\omega_0$ 以下の周波数成分は

$$\left[\frac{E}{E_0} \right]_{\text{LPF}}^2 = \frac{1}{2} \left[1 + J_0(\Delta\alpha') \left\{ 1 - \frac{\Delta\theta_d^2}{4} + \frac{\Delta\theta_d^2}{4} \cos 2\omega_d t \right\} \right], \quad (4.6)$$

となる。(4.6)式より、直接検波信号の低域成分のみを選択するとディザ信号の角周波数成分 ω_d の2倍が含まれ、その振幅は $\Delta\alpha'$ を引数とする第1種ベッセル関数の値に比例することがわかる。

(3) 低域選択直接検波信号によるRFパラメータ推定

(4.6)式の振動成分の振幅は、ディザ信号による位相変動 $\Delta\theta_d$ にも依存する。この影響を除去するために、 $\Delta\alpha'=0$ とした場合—(4.6)式に含まれる第1種ベッセル関数の値が1となる場合—の直接検波信号振幅を予め実験的に求めておく。 $\Delta\alpha'=0$ という条件は、何れのRF信号も入力なし、即ち2電極型MZMへの電圧入力はディザ信号を重畳した直流バイアスのみの実験条件に相当する。 $\Delta\alpha'=0, \Delta\alpha'_{RF}$ (: 基準RF信号および被測定RF信号を入力した時)として実験的に得た直接検波信号の振幅をそれぞれ A_0, A_{RF} とすると、次の関係が得られる:

$$\frac{A_{RF}}{A_0} = J_0(\Delta\alpha'_{RF}). \quad (4.7)$$

(4.7)式を満たす $\Delta\alpha'_{RF}$ に対応する κ や ϕ が被測定RF信号のパラメータとなり、 κ, ϕ のいずれかが既知であればもう一方の値も得られる。両者が未知数の場合は方程式の数が不足するが、その対策の1つとして、基準RF信号の位相を -90° シフトさせた時の評価結果をセットで評価することが挙げられる。この場合、上述した式に含まれる第1種ベッセル関数の引数 $\Delta\alpha'_{RF}$ は

$$\Delta\alpha'_{RF} = \Delta\alpha\sqrt{1+\kappa^2 - 2\kappa\sin\phi}, \quad (4.8)$$

となり、(4.3)式と独立の方程式となるため、実験結果から得られる $\Delta\alpha'_{RF}, \Delta\alpha''_{RF}$ の両者を利用して κ および ϕ 両方の推定が可能となる。

4-3 動作点の最適化

4-2で説明した手順では、基準RF信号の誘導位相量 $\Delta\alpha$ がパラメータとして残されている。そこでモデル解析の結果に基づいてこの最適値を検討した。まずゼロ次の第一種ベッセル関数 $J_0(x)$ の零点に着目した。 $\Delta\alpha=2.405$ とした場合の直接検波信号のベクトル軌跡を図5に示す。軌跡を構成する各点から原点までの長さは、直接検波信号の出力振幅に対応する。また水平軸に対する偏角は被測定RF信号の位相を表し、水平軸・垂直軸の正方向がそれぞれ、基準RF信号に対する”被測定RF信号の”位相差が $0^\circ, 90^\circ$ の場合に対応する。図5(a)は、 $\kappa=0.02\sim 0.1$ の場合である。 $\kappa=0.02$ および 0.04 の場合、原点および正方向の水平軸と交わり、2つの交点を直径とする円の軌跡となる:即ち被測定RF信号の位相差の余弦に比例する振幅が得られる。この場合、基準RF信号の位相を -90° シフトさせると軌跡は複素平面上で反時計回りに 90° 回転し、2種の基準位相に対する計測結果を併用すると κ, ϕ 両方の推定が可能となる。この軌跡は

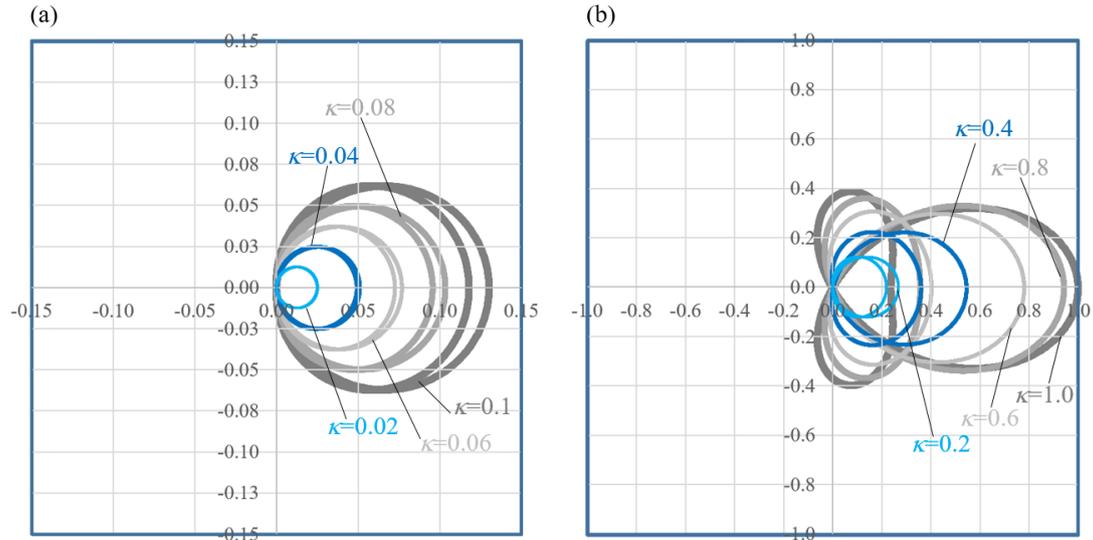


図5 $\Delta\alpha=2.405$ における (a) $\kappa=0.02\sim 0.1$ 、(b) $\kappa=0.2\sim 1.0$ の直接検波信号振幅のベクトル軌跡。

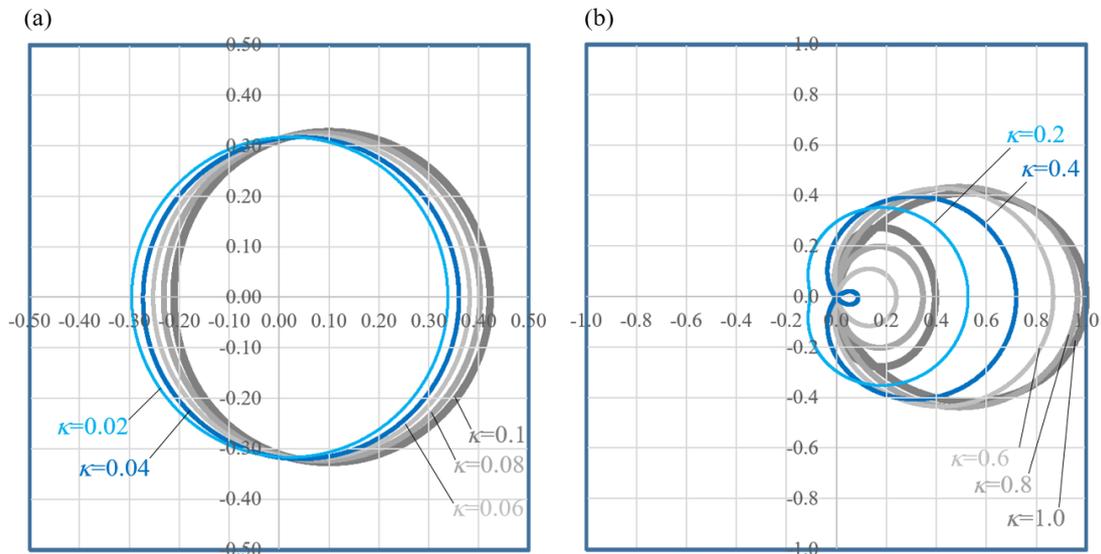


図6 $\Delta\alpha=1.84$ における (a) $\kappa=0.02\sim 0.1$ 、(b) $\kappa=0.2\sim 1.0$ の直接検波信号振幅のベクトル軌跡。

2つの円が縮退している状態で、一方は第1・第4象限に属する ϕ に対応する。もう一方は第2・第3象限に属する ϕ に対応し、後者の振幅が負であること（直接検波信号の位相反転）に起因する。更に κ が増大すると、縮退している円形の軌跡が2つに分離し、 ϕ が第2・第3象限の場合に対応することを確認した。第1種ベッセル関数の非線形性および、動作点（ $\Delta\alpha=2.405$ ）に対する増分の正負に応じた挙動の差異に起因する。このような挙動は $\kappa=0.25$ （：基準RF信号に対して12dBの減衰）でも確認され、典型的な光位相変調器の駆動電圧（ $3.3V_{0-p}$ ）を想定すると約6dBmに相当する。多くの場合、評価対象となるRF信号は微弱となるため実質的な制約は生じないと考えられる。 κ が0.4を超えると、図5(b)に示すように軌跡の非対称性はより顕著になった。 $\kappa>0.6$ における、 $\phi=-45^\circ\sim +45^\circ$ の軌跡に着目すると、位相変化に伴う直接検波信号の振幅変化が急激にみられ、位相差の絶対値が $\pm 90^\circ$ を超えると極性反転を伴う変化を示した。この特徴を利用して、位相計測範囲の制約が許容される場合は κ, ϕ 両方の高感度推定を実現できる事を示唆できる。

上述の結果を踏まえて、 $\Delta\alpha=1.84$ の場合に対する直接検波出力信号を解析した。 $\Delta\alpha=1.84$ は、 $J_0(x)$ の

第一番目・第二番目の極値（即ち $J_1(x)$ の第一番目・第二番目の零点における $J_0(x)$ の値）の平均が得られる引数で、 κ の増大に伴う複雑な出力応答の回避を検討した。図 6 にそのベクトル軌跡を示す。比較的小さい κ に対する結果を示す図 6 (a) をみると、位相によらず出力振幅を確保できるものの、出力振幅変動が被測定 RF 信号の位相に依存する成分のみならず位相無依存のオフセット成分も含まれ、 κ や ϕ の推定には向かないことが分かる。一方図 6 (b) は κ が増大した場合のベクトル軌跡で、図 5 (a) と類似の傾向を確認できる。このことから、被測定 RF 信号の強度が比較的強い場合でも任意の象限に属する位相の評価が可能となる。

4-4 実験的検討

(1) 実験系の構成

前節で述べた解析モデルおよび測定原理を実験的に検討した。図 7 に、構築した実験系の外観を示す。光源として外部共振器型半導体レーザを用い、偏波コントローラや光アイソレータを介して、MZM に 3dBm の光波を入力した。MZM は In-Phase 条件とし、光位相変調器の一方には、周波数 f_a を 10kHz としたディザ

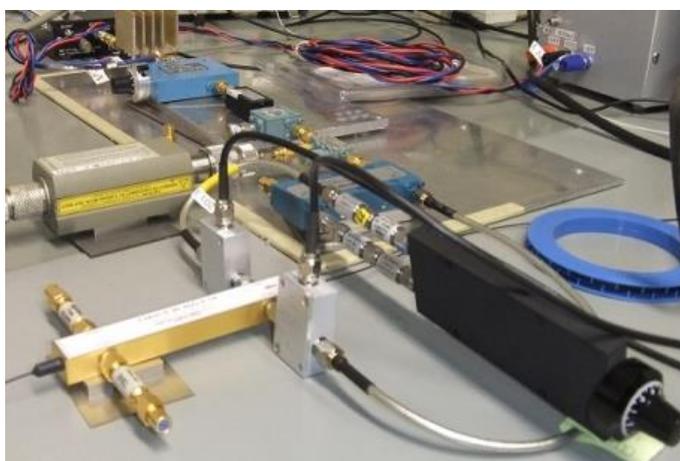


図 7 実験系の外観。

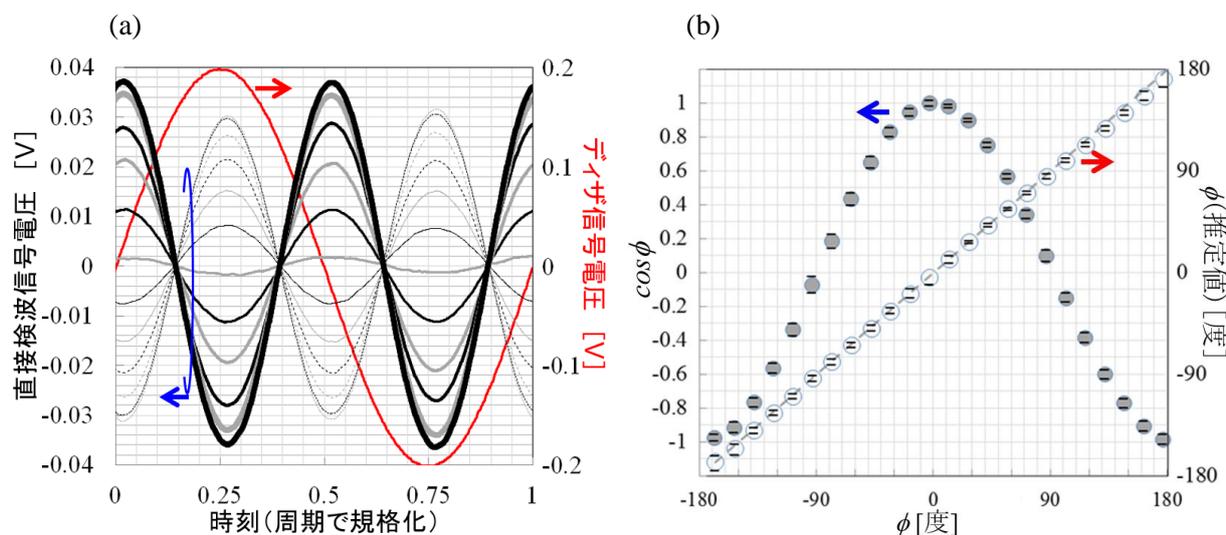


図 8 (a) 実験系におけるディザ信号電圧（赤線）および直接検波信号の時間波形。太い黒線は位相差を -3° とした時のもので、線が細くなるにつれて被測定 RF 信号の位相が -15° ずつシフトした場合を示す。(b) (a) の実測結果から推定した ϕ の余弦および ϕ 。

信号を入力した。MZM の透過光強度はフォトダイオード(帯域：50kHz)で受光し、ディザ信号とともにオシロスコープで波形を取得した。MZM を構成する 2 系統の光位相変調器はともに 10GHz の RF 信号で駆動した。基準 RF 信号パワーを調整して誘導位相量 $\Delta\alpha$ を 2.4 とし、もう一方の RF 信号には 15.34 dB の減衰($\kappa=0.170$)を施して入力した。 κ の同時推定を行うためには、基準 RF 信号の位相を -90° シフトさせた場合の結果を同時に取得する必要があるため、ここではまず ϕ の推定に焦点をあてて検討した。

(2) 基本原理の実証および RF 位相推定

図 8 (a) に直接検波信号の時間波形を示す。横軸は、ディザ信号の周期で規格化している。被測定 RF 信号の位相シフトに伴い PD 出力振幅が徐々に減少するとともに、位相シフトが 180° を超えると、直接検波信号の位相が反転した状態で振幅が増加する変化を確認できる。この挙動は被測定 RF 信号の余弦に連動する変化を示唆しているモデル解析の結果とよく整合しており、提案手法や解析モデルの妥当性を裏付けている。

図 8 (a) の各波形から、被測定 RF 信号の位相推定をオフライン処理で試みた。具体的には、実験時に取得したディザ信号波形に対して周波数が 2 倍の余弦波を計算し、実測により得た波形との直交性を評価して波形の振幅を定量的に求め、(4.3)式や(4.7)式を適用した。その結果を図 8 (b) に示す。 ϕ の推定値は $\cos\phi$ から得たもので、基本原理の実証という観点に立ち、 ϕ の設定値が連続的に増加/減少している(位相の跳びがない)点が既知であるものとして得た結果である。 $\cos\phi$ の推定値は ϕ の設定値に対する余弦とほぼ一致したものの、 $\cos\phi$ が極値をとり ϕ に対する変動が見えにくくなる $\phi = 0^\circ$ の近傍で設定値に対する誤差が最も高くなり、0.07 程度の相対誤差を示した。図 7 は 6 回の測定に基づくもので、測定結果のばらつきを評価したところ、 $\cos\phi$ 、 ϕ に対してそれぞれ最大 0.02、 4.1° の標準偏差が得られた。この結果から、提案手法により得られる計測結果が十分な安定性を有する事を示唆でき、提案手法の実験的裏付けに成功したといえる。

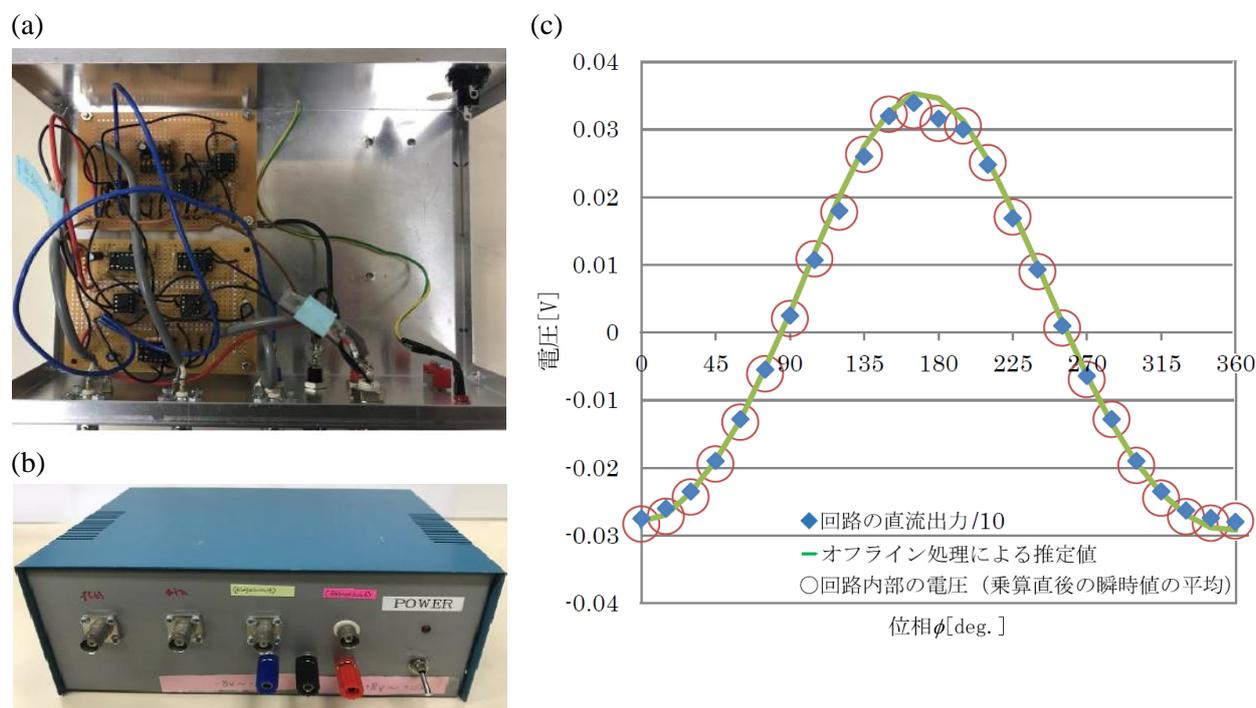


図 9 (a) (b) 試作した振幅評価装置の外観および(c) 直接検波信号を入力とした試作回路の直流電圧出力(菱形)、内部電圧(乗算直後の瞬時値をデジタルオシロスコープで取得し、その平均値を数値的に計算した結果;白抜き円)および、直接検波信号出力に対するオフライン処理から得た振幅(実線)。

(3) 実時間動作に向けた検討

前述した図8(a)は実時間計測により得られているものの、図8(b)はオフライン処理を経て得られたもので、推定結果取得の実時間性も付随する課題となる。本提案手法では、周波数が大幅にダウンコンバートされる直接検波信号を利用するため、信号の後段に据え置く回路の帯域も低く抑えられ、電子回路として処理を実装することも容易となる。この点も特長のひとつととらえ、オフライン処理で対応した処理をアナログ電子回路で具現化し、本提案手法への適用を検討した。実装した機能は①ディザ信号の π 倍、②直接検波信号との乗算、③平均化（低域通過フィルタリング）の三点で、フーリエ級数展開における展開係数計算の各ステップに対応する。具現化した回路の外観を図9(a)(b)に示す。上述の直接検波信号をこの試作回路の入力として得た直流電圧出力の実測値を図9(c)に示す。オフライン処理から得た振幅とほぼ一致し、試作した回路が実時間で所望の動作を示す事を確認できた。この試作回路自体の応答時間は上述のステップ③平均化に律速されるが、被測定対象となるディザ信号の周期程度の時間を要する点も踏まえた包括的な設計の指針が今後の課題となる。

5 まとめと今後の展望

本稿では、光波の利活用によるRF信号の周波数変換を駆使した信号パラメータ推定を実現する独自の手法について述べた。具体的には、その基盤技術となる信号生成および推定の手法についてモデル解析・実験の両面から検討した。まず信号生成については、モデル解析のアプローチに基づいてパラメータの最適化を図り、本手法における所望の動作を得るための検討を行った。また本稿では詳細を割愛したが、それらに加え、波長可変特性やRF周波数変換後の信号評価などの実験的検討も進め、偏光子の利用によりRF周波数や光波の波長への制約を回避した独自の手法の有用性を示した。また信号推定について、その根幹をなし独自提案となる周波数ダウンコンバートおよび、コンバート後の信号からパラメータを推定する手法の検討を行った。その結果、被測定パラメータとなるRF振幅や位相差に対する挙動をモデル解析により把握するとともに位相差推定の実験的裏付けをとることに成功し、実験を経て得た知見に基づいてRF振幅の同時推定に拡張する道筋をつけた。更に、ダウンコンバート信号の後段処理を実装した電子回路を試作し、高々kHzオータの帯域の電子回路を併用してGHz帯のRF信号の位相を実時間で推定することにも成功した。

今後の課題としてまず、振幅推定のダイナミックレンジ拡大が挙げられる。そのためには、物理的信号の検出スキーム・推定アルゴリズムの両面から信号推定手法の更なる検討が必要になる。図5や図6に示す通り、本スキームにより得られる信号のベクトル軌跡は被測定RF信号振幅の桁に強く依存する。検出スキームについてはディザ信号の駆動や光回路構成などの工夫などが想定され、推定アルゴリズムの視点からは、複雑な挙動の元となる第一種ベッセル関数の非線形性の補償が考えられる。これらの検討に於いて位相推定結果との両立にも留意が必要となる。両基盤技術の融合による更なる高周波帯への適用も検討課題として残されている。その実現にあたって、低い変調度の信号の増強も基盤技術として有用と見込まれ、光波の増幅など光技術によるアプローチの適用が考えられる。

【参考文献】

- [1] A. Chiba, T. Sakamoto, T. Kawanishi, and M. Izutsu, "Simple, low fluctuation voltage signal generation for 8-Gb/s quadrature amplitude modulation using dual-parallel Mach-Zehnder modulator," *IEICE Electronics Express*, Vol. 5, no.14, pp.497-502 (2008).
- [2] A. Chiba, T. Sakamoto and T. Kawanishi, "Adaptive threshold adjustment for signal-distortion-free digital-coherent optical demodulation system," *Optics Express*, Vol. 16, Iss. 26, pp. 21647-21655 (2008).
- [3] T. Sakamoto, A. Chiba and T. Kawanishi, "50-Gb/s 16 QAM by a quad-parallel Mach-Zehnder modulator," *Proc. ECOC2007 (PDP)*, pp. 1-3 (2007).
- [4] A. Chiba, T. Sakamoto, T. Kawanishi, K. Higuma, M. Sudou and J. Ichikawa, "16-level quadrature amplitude modulation by monolithic quad-parallel Mach-Zehnder optical modulator," *Electronics letters*, Vol. 46, no. 3, pp. 220-221 (2010).
- [5] A. Chiba, T. Sakamoto, T. Kawanishi, K. Higuma, M. Sudou and J. Ichikawa, "75-km SMF transmission of optical 16 QAM signal generated by a monolithic quad-parallel Mach-Zehnder optical modulator," *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 23, no. 14, pp.977-979 (2011).
- [6] A.Chiba, Y.Akamatsu and K.Takada, "Long-term stable 60 GHz optical two-tone signal by destructive optical interference obtained from RF phase adjustment," *Electronics Letters* Vol. 52, no. 9, pp.736-737 (2016).
- [7] James B. Armor and Stanley R. Robinson, "Phase-lock control considerations for coherently combined lasers," *Applied Optics* vol. 18, Iss. 18, pp. 3165-3175 (1979).
- [8] A. Simsek, S. Arafin, S. -K. Kim, G. B. Morrison, L. A. Johansson, M. L. Mashanovitch, L. A. Coldren and M. J. W. Rodwell, "Evolution of Chip-Scale Heterodyne Optical Phase-Locked Loops Toward Watt Level Power Consumption," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 36, no. 2, pp. 258-264 (2018).
- [9] J. J. O'Reilly, P.M. Lane, R. Heidemann, and R. Hofstetter, "Optical generation of very narrow linewidth millimeter wave signals," *Electron. Lett.*, vol. 28, no. 25, pp. 2309–2310, Dec. 1992.
- [10] G. Qi, J. Yo, J. Seregelyi, S. Paquet, and C. Belisle, "Generation and distribution of a wide-band continuously tunable millimeter-wave signal with an optical external modulation technique," *IEEE Trans. Microw. Theory and Technique*, vol. 53, no. 10, pp. 3090–3097, Oct. 2005.
- [11] H. Kiuchi, "Highly stable millimeter-wave signal distribution with an optical round-trip phase stabilizer," *IEEE Trans. Microw. Theory. Technique*, vol. 56, no. 6, pp. 1493–1500 June 2008.
- [12] A. Chiba and T. Sakamoto, "Double frequency-spacing optical comb generation based on I-Q optical modulation (Invited)," *Proc. ICTSS 2019* (2019).
- [13] A. Chiba, Y. Akamatsu, and K. Takada, "Optical two-tone signal generation without use of optical filter for photonics-assisted radio-frequency quadrupling," *Opt. Lett.*, vol. 40, iss. 15, pp. 3651-3654, Aug. 2015.
- [14] A. Chiba, Y. Akamatsu, and K. Takada, "RF frequency sextupling via an optical two-tone signal generated from two modulation lightwaves from one Mach-Zehnder optical modulator," *Opt. Express*, vol. 23, iss. 20, pp. 26259-26267 (2015).

〈発表資料〉

題名	掲載誌・学会名等	発表年月
Double frequency-spacing optical comb generation based on I-Q optical modulation (Invited)	ICTSS 2019	2019年5月