

マイクロ波帯 LN 光変調器の高周波化・高感度化のための最適な電極構造の検討

生岩 量久^{†a)} 神尾 武司[†] 藤坂 尚登[†] 安 昌俊[†]
鳥羽 良和^{††}

Considerations of Optimum Electrode Structure for an LN Optical Modulator in the Microwave Band

Kazuhiwa HAEIWA^{†a)}, Takeshi KAMIO[†], Hisato FUJISAKA[†], Chang-Jun AHN[†], and Yoshikazu TOBA^{††}

あらまし 筆者らは地上デジタルテレビ及び音声プログラム伝送用マイクロ波帯 (3.4~6 GHz 帯) 集中定数型 LN 光変調器の研究・開発に取り組んできた。LN 光変調器を更に高い周波数 (10 GHz 帯) で高感度動作させるためには、変調帯域、自己共振周波数及び C/N の向上が必要であるが、どのような電極構造が高感度化・高周波化に最適であるかについての検討は十分に行われていない。このため、実測値も加味した理論的な検討を行うとともに、電磁界シミュレータにより、電極における電界分布状態、自己共振周波数の制限要因などについて調査を行った。その結果、最適な変調電極構造が存在すること、変調電極長手方向における光導波路の屈折率変化を同様とし感度を高めるためには電極の折れ曲がり部をなだらかにすること、自己共振周波数を高めるためには基板結晶の厚みを薄くすることなどが有効であることを明らかにできた。

キーワード マイクロ波, LN 光変調器, C/N , 変調電極, 電磁界シミュレーション

1. ま え が き

筆者らは集中定数型 LN (LiNbO₃) 光変調器を用いた高感度電波受信・伝送システムの研究開発に取り組む、地上デジタルテレビ中継局用電波受信システム [1], [2] や 3.4 GHz 帯 (音声伝送用) 及び 6~7 GHz 帯光変調器 (映像伝送用) の開発を行ってきた [3], [4].

しかしながら、番組伝送用には更に高い周波数 (10 GHz 帯) が割り当てられている。一般的に GHz 以上の変調周波数の場合、進行波型電極が適用される。進行波型 LN 光変調器の動作速度制限要因としては、①光波-マイクロ波信号間の伝搬速度不整合、②電極のマイクロ波導体損、③マイクロ波実効屈折率の分散特性、④ LN 基板結晶へのマイクロ波放射による損失・結晶基板の誘電体損などが挙げられる。

本論文で取り扱う周波数領域においては主に①と②、すなわちマイクロ波と光波の通過速度の相互関係と電極のマイクロ波導体損により決まる [5]。③、④については、40 GHz 以上のより高速な変調領域で問題となる。また、①、②の要因による制限を克服するため、速度整合、すなわちマイクロ波に対する実効屈折率を光波に対して合わせるため、変調電極厚みを厚くするという概念が提案され、多くの方法が提案されている [6], [7]。しかしながら進行波型電極の場合、電極を伝送路とするため、共振方式 [1]~[4] を適用した高感度化ができない。また、通信用途で使用されている進行波型 LN 光変調器の半波長電圧は 3~4 V であり、変調動作点の制御も必要となる。一方、共振方式は、電極分割により電極容量を低減させ、回路 Q を高めることで特定の周波数において等価的な半波長電圧を低減できる可能性があり、今回は文献 [1]~[4] で示された集中定数型電極構造に絞って検討を行った。

10 GHz 帯で高感度動作させるためには、自己共振周波数、整合回路 (共振回路) の Q (先鋭度)、 C/N を高めるための最適設計、変調電極への電界印加状態

[†] 広島市立大学, 広島市
Hiroshima City University, Hiroshima-shi, 731-3194 Japan

^{††} (株)精工技研, 松戸市
SEIKOH GIKEN Corporation, Matsudo-shi, 270-2214 Japan

a) E-mail: haeiwa@im.hiroshima-cu.ac.jp

の把握などが必要である。このため、どのような変調器構造が最適であるかについて理論的な検討を行うとともに、電磁界シミュレータを用いて変調電極長手方向における電界分布状態、自己共振周波数の制限要因などについて調査を行った。

その結果、高周波化・高感度化の両面において最適な変調電極構造が存在すること、変調電極長手方向における光導波路の屈折率変化を一樣とし感度を高めるためには電極の折れ曲がり部をなだらかにすること、自己共振周波数を高めるためには基板結晶の厚みを薄くすることなどが有効であることを明らかにした。

2. 高周波化・高感度化のための検討

2.1 光変調器の変調帯域と自己共振周波数

光変調器を用いたマイクロ波受信・伝送システムの基本構成を図1に示す。アンテナで受信された微弱なマイクロ波（受信電力：-47 dBm）は、整合回路（共振回路）で電圧増幅され、光変調器に入力される。一方、送信部のレーザからの無変調光はこのマイクロ波により強度変調された後、光ファイバを介して受信部へ出力され、光検出器でもとのマイクロ波に戻される。

集中定数型 LN 光変調器の基本構造（透過型）を図2に示す。本集中定数型光変調器の変調帯域は、変調信号が電極に一樣に加わらないことによる制限 (Δf_m) 及び光波の通過時間による制限 (Δf_o) によって決まり、次式で表される [3]。

$$\Delta f_m = (4/\pi) \cdot (c/\sqrt{\epsilon_r + 1}) \cdot (1/EL) \quad (1)$$

$$\Delta f_o = (\sqrt{2}/\pi) \cdot (c/N_o) \cdot (1/EL) \quad (2)$$

ここで、 c は光速、 EL は電極長、 ϵ_r は LN 結晶基

板の比誘電率、 N_o は LN 結晶基板屈折率である。

信号を感度良く伝送するためのもう一つの条件は自己共振周波数 [$f_{(res)}$] を変調帯域以上とすることである。図3に電極端子容量（浮遊容量）及びリードインダクタンスを考慮しない場合の光変調器の等価回路を整合回路（整合を行うとともに直列共振により電極に印加される RF 電圧を高める回路）[3] も含めて示す。

L_M を電極インダクタンス、 C_M を電極容量、電極分割数を n 、電極長を EL とすれば、LN 光変調器の $f_{(res)}$ は図3から次式で表される [3]。

$$f_{(res)} = 1 / (2\pi\sqrt{L_M C_M}) = n / (2\pi\sqrt{L_m C_m EL}) \quad (3)$$

ここで、 L_m は変調電極の単位長さ当たりのインダクタンス、 C_m は変調電極単位長さ当たりの容量であり、 $L_M = L_m EL$ 、 $C_M = C_m EL/n^2$ である。また、 C_M は図4の断面図に示す C_1 、 C_2 及び C_3 の合成容量である。

2.2 出力 C/N の算出

マイクロ波帯 LN 光変調器の出力 C/N は、整合回

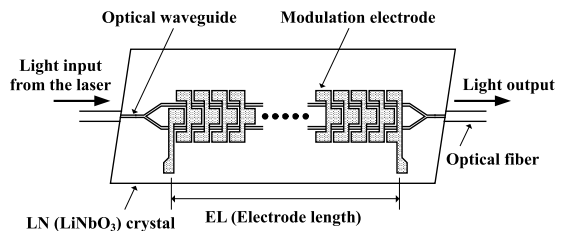


図2 集中定数型 LN 光変調器の基本構造
Fig. 2 Basic structure of a lumped constant type LN optical modulator.

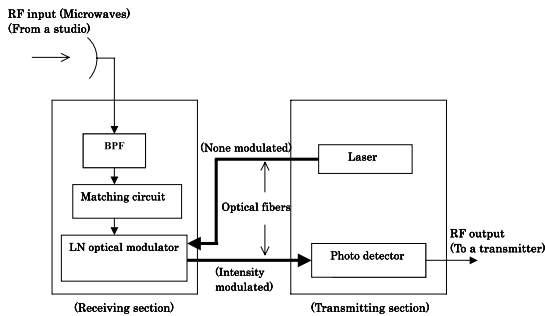


図1 光変調器を用いたマイクロ波受信・伝送システムの基本構成

Fig. 1 Schematic diagram of a microwaves receiving and transmitting system using an optical modulator.

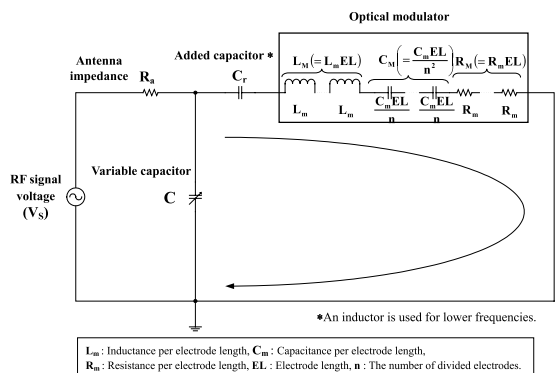


図3 LN 変調器の等価回路及び整合回路
Fig. 3 Equivalent circuit of an LN optical modulator and matching circuit.

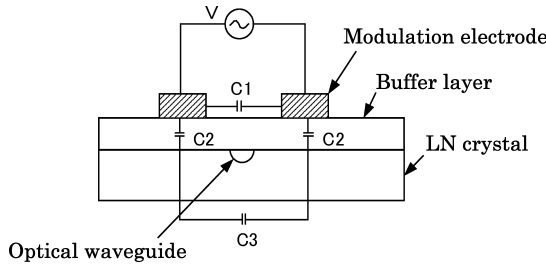


図 4 LN 光変調器の構造と電極容量

Fig. 4 Structure of an LN optical modulator and electrode capacitance.

路の入力信号電圧を V_s (実効値), 整合回路の先鋭度を Q , 半波長電圧を V_π とすれば次式で表される [3].

$$C/N = \left[i_p^2 \cdot (\sqrt{2\pi} Q V_s)^2 / (2V_\pi^2) \right] / \left[(i_p^2 \cdot RIN + 2ei_p + i_r^2) B \right] \quad (4)$$

ここで, i_p は光検出器の光電流, RIN はレーザの相対雑音強度 (dB/Hz), e は電子電荷 [1.6×10^{-19} (C)], i_r は光検出器等価雑音電流 ($A/\sqrt{\text{Hz}}$), B は帯域幅である.

光変調器の感度を表す V_π は電極分割数 (n) に反比例する (RF 電圧が分圧されるため) とともに, 電極長 (EL), パツファ層の厚み, 誘電率にも関係する.

図 5 はこれまでに試作・開発した光変調器 [1] ~ [4] について等価電極長 (6 ~ 7 GHz 帯用は反射型で, 光が往復するため, 等価的な電極長は図 2, 図 3 に示す実際の電極長に比べて 2 倍 (9.2 mm) であり, 等価電極長の考え方が必要) に対する V_π/n (半波長電圧/電極分割数) を実測値と比較したものである. 等価電極長 (L) にほぼ反比例して V_π/n は減少しており, 任意の L における V_π は次式で表すことができる.

$$V_\pi = V_{\pi r} (n/n_r) \cdot (L_r/L) \quad (5)$$

ここで, $V_{\pi r}$ は基準とする分割数 (n_r) 及び電極長 (L_r) における値である. また, 光感受率を η , 光検出器の受光電力を P_D とすれば, $ip = \eta P_D$ が成り立つ. 更に, 基準の受光電力を P_{Dr} とすれば任意の電極長 (L) における受光電力 (P_D) は, $P_D = P_{Dr} (L_r/L)$ で表される (損失は等価電極長に比例) ため, これらを式 (4) に代入すれば, 次式が得られる.

$$C/N = \left[(\eta P_{Dr} (L_r/L))^2 \cdot (\sqrt{2\pi} Q V_s)^2 \right] / \left[(2 (V_{\pi r} (n/n_r) \cdot (L_r/L))^2) \right]$$

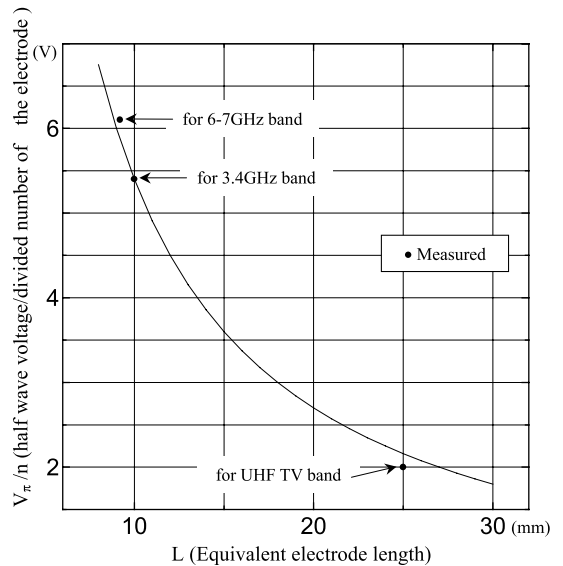


図 5 等価電極長 (L) に対する半波長電圧 (V_π) の変化
Fig. 5 Half wave length voltage (V_π) change in terms of the equivalent electrode length (L).

$$/ \left[\left((\eta P_{Dr} (L_r/L))^2 RIN + 2e(\eta P_{Dr} (L_r/L)) + i_r^2 \right) B \right] \quad (6)$$

上式に対応する Q (整合回路による電圧降下を考慮した等価 Q) を求める. 整合回路のインピーダンス変換 (図 3 の C) による電圧降下の割合は, R_M を電極抵抗, R_a をアンテナインピーダンスとすれば, $\sqrt{R_M/R_a}$ となる. また, $R_M = R_{Mr} (EL/EL_r)$ (電極抵抗は電極長に比例) であることから, Q は次式で表される.

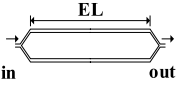
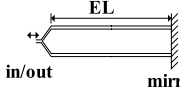
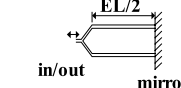
$$Q = \sqrt{R_{Mr} (EL/EL_r) / R_a} / \left[4\pi f \cdot R_{Mr} (EL/EL_r) \cdot (C_m EL) / n^2 \right] \quad (7)$$

以上からある点における値 (基準値) が分かっているれば, 式 (5) ~ (7) を用いることにより, 任意の電極長, 電極分割数, 受光電力における V_π , Q , C/N を求めることができる.

3. 最適な電極構造の検討

周波数が極めて高く小型化が要求される (変調帯域は EL に反比例) マイクロ波帯においては感度面での課題があり, 6 ~ 7 GHz 帯光変調器 [4] については反射型が用いられている. しかしながら, 10 GHz 帯光変調器の実現も考慮し, これが最適なタイプかど

表 1 各タイプの性能比較
Table 1 Performance comparison of each type.

	Transmission type (Type 0)	Reflection type (Type 1)	Reflection type (Type 2)
The number of divided electrodes	n	n	n/2
Structure and electrode length			
Modulation bandwidth to Type 0	1	1	2
Self resonance frequency (f_{res})	Same ($f_{res} = n / (2\pi\sqrt{L_m \cdot C_m} \cdot EL)$)		
Effective Q of the matching circuit	$Q_0 = Q_1 = \sqrt{R_M / R_a} / [4\pi f \cdot R_M (C_m EL / n^2)]$		$Q_2 = Q_0 / \sqrt{2}$
Half wave length voltage	V_π	$V_\pi/2$	$V_\pi/2$
C/N of Each type to $(C/N)_0$	1 (0dB)	1.5(1.75dB) (at $P_D=2dBm$) $\left(\frac{(\eta P_D)^2 \cdot RIN + 2\eta P_D + i_r^2}{(\eta P_D / 2)^2 \cdot RIN + \eta P_D + i_r^2} \right)$	2 (3dB) $(4 \cdot (Q_2 / Q_0)^2)$

うか確認するため、 EL/n (電極長/分割数)を同一(分割微細度が同一)とした場合に考えられる様々なタイプについて図3の等価回路をもとに性能比較を行った。

最も基本的なタイプの透過型(VHF/UHF帯用と3.4GHz帯用に採用、タイプ0と称する)、及び2種類の反射型、すなわちタイプ1(電極長・電極分割数がタイプ0と同じ)とタイプ2(6~7GHz帯用に採用、電極長・電極分割数が透過型の半分)を性能比較した結果を表1に示す。以下、表1を説明する。

3.1 変調帯域

式(1)及び式(2)から他の条件が同じであれば、変調帯域は EL に反比例することから、タイプ2が最も優れている(他のタイプに比べて2倍)。

3.2 自己共振周波数

比較の前提条件(EL/n が同一)と式(3)から自己共振周波数(f_{res})は同じとなる。

3.3 整合回路の等価Q

タイプ1の n 、 EL はタイプ0と同じであり、式(7)から、タイプ0と同じ Q となる。タイプ2の反射型については、 $EL = EL_r/2$ 、 $n = n_r/2$ であるから、式(7)に代入すれば、 $Q_2/Q_0 = 1/\sqrt{2}$ となる。

3.4 半波長電圧 (V_π)

タイプ1の反射型は電極を2度通過するためタイプ0(透過型)に比べて等価電極長は2倍($L = 2L_r$)となる。電極分割数は同じ($n = n_r$)であるため、これらの値を式(5)に代入すれば、半波長電圧は $V_\pi/2$ となる。タイプ2の反射型については、等価電極長はタイプ0と同じ($L = L_r$)であるが、電極分割数が $1/2$ ($n = n_r/2$)であるため、式(5)から半波長電圧はタイプ1と同じ $V_\pi/2$ となる(ミラー損はないと仮定)。

3.5 出力C/N

タイプ0を基準としてタイプ2の等価電極長(L)は同じ($L = L_r$)であるが、タイプ1は等価電極長が2倍($L = 2L_r$)であるため、 P_D は半分($P_D = P_{Dr}/2$)となる。この値と半波長電圧を表す式(5)を式(6)に代入すれば、次式が得られる。

$$(C/N)_0 \text{ (タイプ0)} = \left[(\eta P_D)^2 (\sqrt{2}\pi Q_0 V_s)^2 / (2V_\pi^2) \right] / \left[((\eta P_D)^2 \cdot RIN + 2\eta P_D + i_r^2) B \right] \quad (8a)$$

$$(C/N)_1 \text{ (タイプ1)} = \left[(\eta P_D/2)^2 (\sqrt{2}\pi Q_1 V_s)^2 / (V_\pi^2/2) \right] / \left[((\eta P_D/2)^2 \cdot RIN + \eta P_D + i_r^2) B \right] \quad (8b)$$

$$(C/N)_2 (\text{タイプ 2}) = \left[(\eta P_D)^2 (\sqrt{2\pi} Q_2 V_s)^2 / (V_\pi^2/2) \right] / \left[((\eta P_D)^2 \cdot RIN + 2\eta P_D + i_r^2) B \right] \quad (8c)$$

以上から、タイプ 0 を基準としたタイプ 1 及びタイプ 2 の C/N はそれぞれ次式で表される。

$$(C/N)_1 / (C/N)_0 = \left[(\eta P_D)^2 \cdot RIN + 2\eta P_D + i_r^2 \right] / \left[(\eta P_D/2)^2 \cdot RIN + \eta P_D + i_r^2 \right] \quad (9a)$$

$$(C/N)_2 / (C/N)_0 = 4(Q_2/Q_0)^2 = 2 \quad (9b)$$

式 (9a) に基準値 [4] である $P_D = 2 \text{ dBm}$, $RIN = -165 \text{ dB/Hz}$, $\eta = 0.85 \text{ A/W}$, $i_r = 17 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ を代入して計算した結果、タイプ 0 に比べて、タイプ 1 の C/N は約 1.5 倍 (+1.76 dB) となった。タイプ 2 の C/N はタイプ 0 の 2 倍 (+3 dB) であることに加えて、変調帯域も他のタイプの 2 倍であり、タイプ 2 が最も優れているといえる。

3.6 タイプ M の検討

以上のほかに、電極長を EL/M 、電極分割数を n/M (整数の必要あり) とするタイプも考えられる ($EL/n = \text{一定}$, 式 (3) から自己共振周波数は同じで変調帯域はタイプ 0 の M 倍) ため、これらについても検討を行った。

タイプ M の $Q(Q_M)$ は、式 (7) に $EL = EL_r/M$, $n = n_r/M$ を代入すれば求められ、次式で表される。

$$Q_M = \sqrt{(R_{Mr}/M)/R_a} / \left[4\pi f \cdot R_{Mr} \left((C_m EL_r)/n_r^2 \right) \right] \quad (10)$$

比較の基準となる Q_0 は式 (7) に $EL = EL_r$, $n = n_r$ を代入すれば求められ、比をとれば、 $Q_M/Q_0 = 1/\sqrt{M}$ となる。

また、タイプ M の $C/N((C/N)_M)$ は、等価電極長がタイプ 0 及びタイプ 2 に比べて $2/M$ となるため、式 (8c) の P_D を同じ反射型である $(MP_D)/2$ に置き換えることによって求められ、タイプ 0 に対する $C/N((C/N)_M/(C/N)_0)$ は次式で表される。

$$(C/N)_M / (C/N)_0 = M \left[(\eta P_D)^2 \cdot RIN + 2\eta P_D + i_r^2 \right] / \left[(\eta MP_D/2)^2 \cdot RIN + \eta MP_D + i_r^2 \right] \quad (11)$$

図 6 に基準値 ($P_D = 2 \text{ dBm}$, $RIN = -165 \text{ dB/Hz}$, $\eta = 0.85 \text{ A/W}$, $i_r = 17 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$) を代入し、 M を

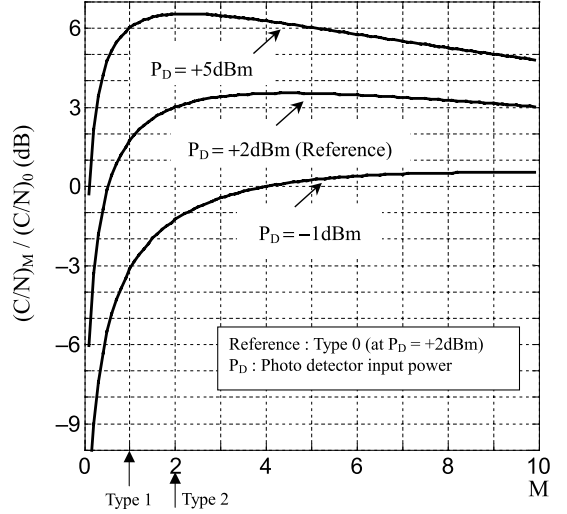


図 6 M に対する C/N の変化 (タイプ 0 に対する比)
Fig. 6 C/N change to type 0 in terms of M .

変化させたときの $(C/N)_M/(C/N)_0$ を示す。 M が大きくなるほど導波路長は短くなり受光電力は増加するが、光系の雑音 (分母) も増加するため、 $M = 4$ 付近で最大値である 2.25 倍 (+3.5 dB) となり、 $M = 3$ で 2.19 倍 (+3.4 dB) となった。

このように M を大きくした場合、前章の 3 タイプの中では最も優れているタイプ 2 に比べて C/N は 0.5 dB 程度向上する。 P_D を高めた場合は M が小さい方 ($M = 2$ 近辺) に、 P_D を低くした場合は M が大きい方に移動している。また、図で明らかなように P_D を高めれば C/N も向上するため、今後の高周波化にあたっては P_D をできるだけ大きくすることも有効である。

以上のように受光電力 (P_D), RIN などシステムを構成するパラメータを代入すれば、 $(C/N)_M/(C/N)_0$ が最大となる M を求めることができ、最適設計が可能となる。

なお、電極間隔が一定でない場合 (n が変化) は、式 (7), 式 (10) から Q が変わり C/N は変化するが、式 (9a), 式 (9b), 式 (11) から各タイプの C/N の比は n に無関係となるため、本論文のテーマであるどのタイプが最適であるかについての評価は変わらないと考えてよい。

なお、注意すべき事項として整合の問題がある。これまで開発してきたマイクロ波帯光変調器の電極抵抗は $1 \sim 2 \Omega$ 程度 (3.4 GHz 帯では 2Ω (実測)[3], $6 \sim$

7 GHz 帯では電極長が約半分であり [4], 1Ω 程度 (推測値) である. M を大きくした場合は図 3 の等価回路における実効的な電極長 (EL) が更に短くなり 1Ω を下回る可能性もあり, アンテナインピーダンス (50Ω) と整合をとることが非常に困難となる. 実際の設計においては, C/N 最大の条件と電極抵抗が 1Ω を大きく下回らない条件の両方を満足させる必要がある.

また, 高感度で動作させるためには式 (1) の Δf_m (変調信号が電極に一樣に加わらないためによる制限) 及び式 (2) の Δf_o (光波の通過時間による制限) が動作周波数以上である必要があるが, 対象としている 7~10 GHz 帯における電極長 (EL) は自己共振周波数 (f_{res}) の制限から 5 mm 以下となる [4]. $EL = 5 \text{ mm}$ における Δf_m と Δf_o は 12.6 GHz 程度であるため, f_{res} によって動作周波数は決定されると考えてよい.

4. 電磁界シミュレータによる変調器構造の解析

前章においては, 電極端子容量 (浮遊容量)・リードインダクタンスあるいは電極の形状, 幅, 厚み, 給電位置などは考慮されていない. しかしながら, 高周波・高感度化を図るためにはこれらの値を含めた検討が必要である. 高誘電体を基板結晶とする LN 光変調器においては基板共振モードの変調特性への影響などの報告がなされている [8]~[12] が, 今回は高誘電体基板上 (比誘電率 28) に理想導体である変調電極を形成したときの電磁界分布及び形状が自己共振周波数 (回路的な共振周波数) に与える影響を既開発の 6~7 GHz 帯光変調器 (2 種類) [4] を対象として調査を行ったものであり, 基板共振モードなどの影響は考慮していない.

6~7 GHz 帯光変調器の変調電極構造, 電極パッドサイズなどを表 2 に示す. 電極パッドサイズのみが大きく異なっている.

図 7(a), (b) に電極パターン 1 の光変調器の構造, 図 7(b) に電極パターン 2 の構造を示す.

4.1 光導波路上の電界強度分布

図 7(a) のパターン 1 の光変調器について, 自由空

表 2 6~7 GHz 帯集中定数型 LN 光変調器の諸元
Table 2 Parameters of lumped constant type LN optical modulators at 6-7 GHz band.

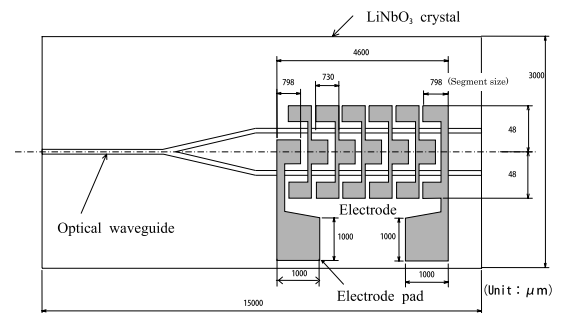
Electrode pattern	Electrode length (mm)	Divided number of the electrode	Electrode pad size (mm ²)	LN substrate size (mm ²)
Pattern 1	4.6	7	1	15×3×(0.5 or 1)
Pattern 2	4.6	7	0.16	15×3×(0.5 or 1)

間における光導波路上の変調電極位置に対する電界強度の分布状況シミュレーションを 4~10 GHz の周波数帯で行った結果を給電位置と併せて図 8 に示す.

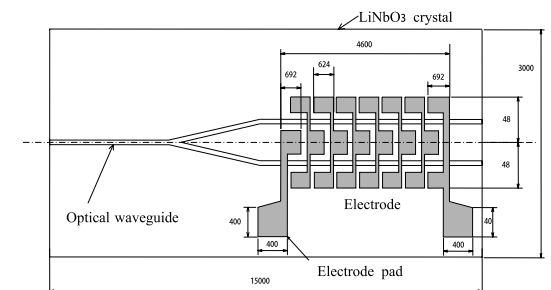
6 GHz で最も電界が高くなっているが, この原因は, 6 GHz 近辺で共振を起こしているためと考えられる (次章参照). もう一つ特徴的な点は, 変調電極両端付近の電界が高いことである. これは変調電極のセグメントサイズ (図 7(a) 参照) が両端で長くなっているためと考えられる. 本 LN 光変調器の高感度化 (均一な電界印加) を図るためには, 各セグメント寸法をそろえることも必要である.

図 9 は周波数 10 GHz におけるパターン 1 の電界分布を示したものである. 電極パッド部及びくし型 (分割) 変調電極の折れ曲がり部において局所的な電界の不均一が生じているのが分かる.

本光変調器の電極構造は, VHF/UHF 帯変調器の電極構造 [1], [2] をもとに電極長, 電極容量低減のための分割数を変えることによりマイクロ波帯に適用した経緯をもち, 電極折れ曲がり部に関しての検討はされていない. 本データから今後のマイクロ波帯光変調器の高周波化・高感度化のためには, 電極の折れ曲がり



(a) Pattern 1



(b) Pattern 2

図 7 変調電極のパターン

Fig. 7 Patterns of the modulation electrode.

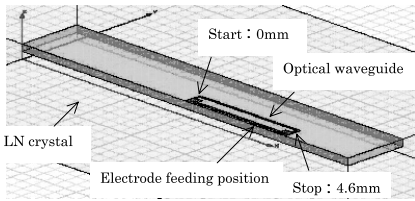
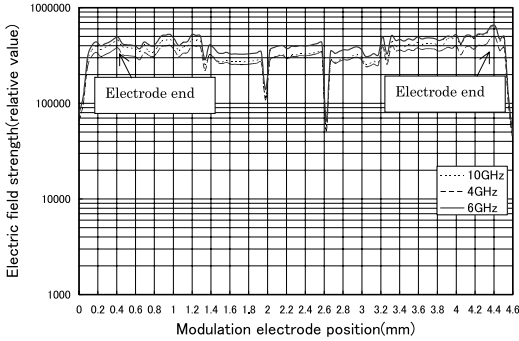
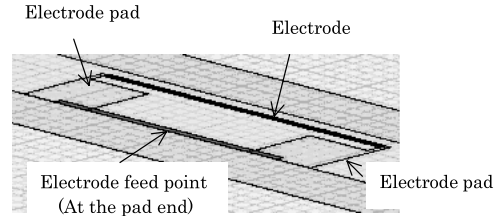
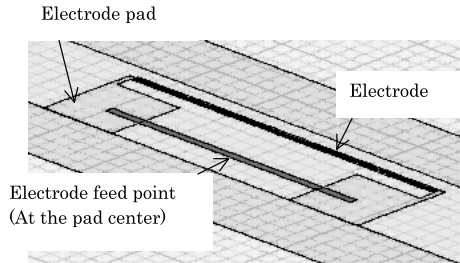


図 8 変調電極の電界強度分布 (周波数 4 ~ 10 GHz)
Fig. 8 Electric field strength distribution at the modulation electrode (4 ~ 10 GHz).



(a) Feeding method 1 (Fed from the electrode pad end)



(b) Feeding method 2 (Fed from the pad center)

図 10 給電方式

Fig. 10 Feeding method.

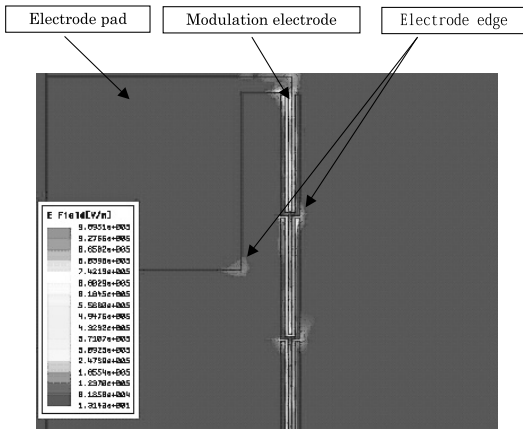


図 9 パターン 1 の電極構造における電界強度分布
Fig. 9 Electric field strength distribution at the modulation electrode (pattern 1).

部をなだらかにすることが重要である。なお、このような電界の局部的な不均一が VHF/UHF 帯, 3.4 GHz 帯及び 6 ~ 7 GHz 帯光変調器の感度に及ぼす影響については今後検討していきたい。

4.2 結晶基板及び電極構造が自己共振周波数に及ぼす影響

(1) 給電位置の影響

パターン 1 の光変調器について、図 10(a), (b) に示すように給電位置を変えて、周波数に対するリター

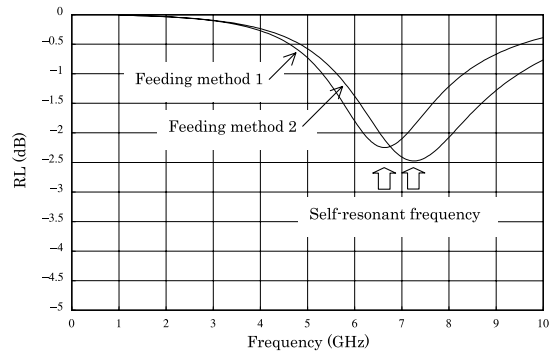


図 11 周波数に対するリターンロス (RL)
Fig. 11 Return loss (RL) in terms of frequency.

ンロス (反射減衰量) (RL) を測定したものを図 11 に示す。

リターンロスが最も小さいところが自己共振周波数と考えられるが、電極パッドの中心位置で給電 (給電方式 2) した方が、約 1.12 倍 (6.5 GHz → 7.3 GHz) 自己共振周波数が向上しており、給電位置を中心部とすることが高周波化には有効であることが確認できた。

なお、この原因については、変調電極のインピーダンス、特にインダクタンスの差によるものが大きいと考えられる。文献 [4] において、わずかな電極リードの変化に対して共振周波数が大きく変化する報告がな

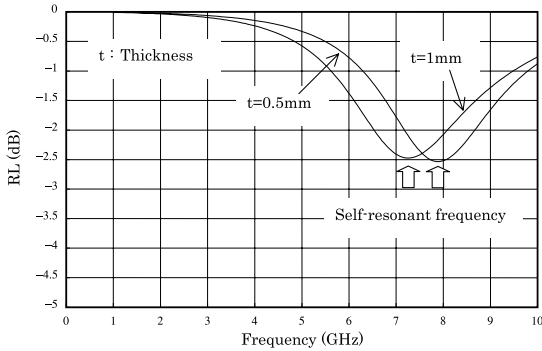


図 12 LN 基板結晶厚み (t) を変えたときの周波数に対するリターンロス (RL)
Fig. 12 Return loss (RL) in terms of frequency when thickness (t) of LN crystal is changed.

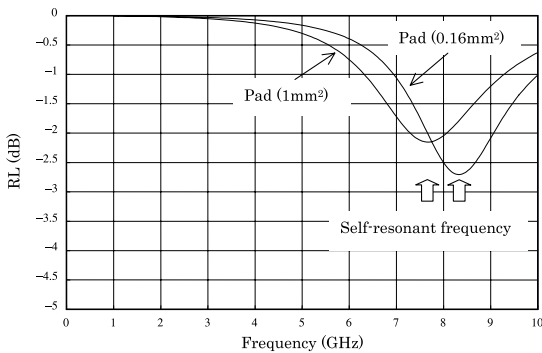


図 13 電極パッド面積を変えたときの周波数に対するリターンロス (RL)
Fig. 13 Return loss (RL) in terms of frequency when electrode pad area is changed.

されているが、このことを裏づけている。

(2) LN 結晶基板厚みの影響

図 12 にパターン 1 の光変調器において、給電方式 2 (中央給電) を用いて LN 結晶基板の厚みを変えた場合の周波数に対するリターンロス (RL) を示す。

基板厚みを 1 mm から 0.5 mm と薄くすることにより、自己共振周波数が約 1.1 倍 (7.3 GHz → 8 GHz) 向上している。この原因は図 4 における C_3 (LN 結晶基板厚みに依存) の変化によるものと考えられ、結晶基板を薄くすることも自己共振周波数の向上に有効である。

(3) 電極パッド形状の影響

図 13 にパターン 1 と 2 電極構造について周波数に対するリターンロスを測定したものを示す (給電方式 2 で LN 結晶基板厚みは 1 mm)。電極パッドの面積を小さくする [1 mm² (パターン 1) → 0.16 mm² (パター

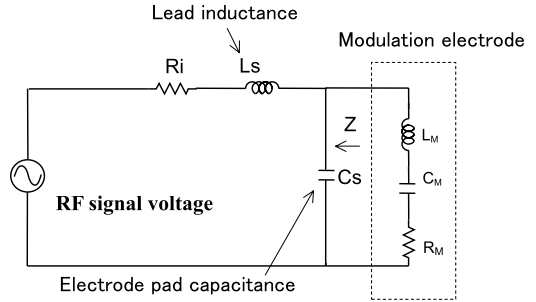


図 14 電極端子容量・リードインダクタンスを考慮した等価回路
Fig. 14 Equivalent circuit considering electrode pad capacitance and lead inductance.

ン 2)] ことにより、約 1.12 倍 (7.5 GHz → 8.2 GHz) 自己共振周波数が向上している。文献 [4] における実測値は、電極パッド面積が 1 mm² の場合は 6.04 GHz、0.16 mm² では 7.18 GHz であり、厚みの差 (実測の結晶厚みは 0.5 mm) で共振周波数は異なるものの、その比 (8.2 GHz/7.5 GHz 及び 7.18 GHz/6.04 GHz) は同じような傾向を示しており、本シミュレーションの有効性を示している。

ここで、この電極構造パターン差の原因を検討する。前章では電極パッド浮遊容量 (C_S)・リードインダクタンス (L_S) の影響は無視したが、これを含めた等価回路を図 14 に示す。光変調器から信号源 (内部抵抗: R_i) 側を見たインピーダンス (Z) の抵抗分 (R) とリアクタンス分 (X) は次式で表される。

$$R = [R_i (1 - (2\pi f)^2 C_S L_S)] / \sqrt{[1 - (2\pi f)^2 L_S C_S]^2 + (2\pi f R_i C_S)^2} \quad (12a)$$

$$X = [2\pi f (L_S [1 - (2\pi f)^2 C_S L_S] - R_i^2 C_S)] / \sqrt{[1 - (2\pi f)^2 L_S C_S]^2 + (2\pi f R_i C_S)^2} \quad (12b)$$

整合条件から、 $R = R_M$ となるため、リアクタンス分が自己共振周波数に影響を与える。図 7 から明らかのように、変調電極長に比べて電極端子はかなり短く、かつ電極端子間距離も長いことから、動作周波数に対しては L_S 、 C_S は電極インダクタンス、電極容量に比べてかなり小さく、 $1 \gg (2\pi f)^2 L_S C_S$ 及び $1 \gg R_i^2 C_S$ が (R_i は数 Ω 程度のため) 成り立つと考えられる。

この場合は、 $jX \approx j2\pi f L_S$ となり、インダクタンス成分が電極インダクタンスと直列に接続されることとなり、自己共振周波数を低下させる。すなわち電極パッドを含むリードインダクタンスが高周波化を阻害

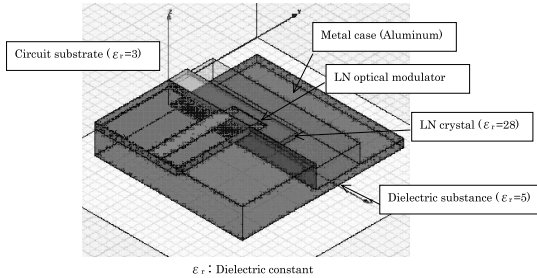


図 15 シミュレーションモデル
Fig. 15 Simulation model.

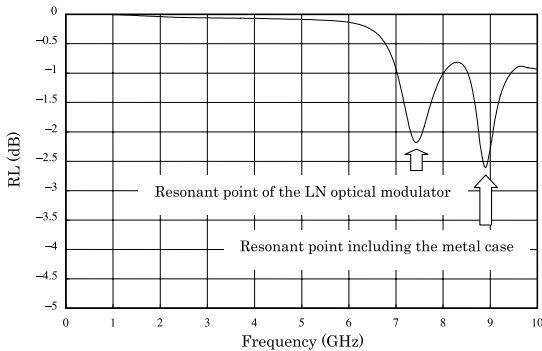


図 16 実モデルにおける周波数に対するリターンロス (RL)
Fig. 16 Return loss (RL) of a practical model in terms of frequency.

することを示しており、図 13 はそのことを実証している（パターン 2 の電極は面積も小さいが、端子長もパターン 1 の 1/2.5）。

以上から高周波化のためには、電極パッド形状をできるだけ短く、かつ限りなく小さくすることが重要であることを確認できた。なお、前章では電極端子の影響をゼロとした場合を論じたが、動作周波数が同一の場合は L_s 、 C_S の影響は同じとなり、各タイプの性能比較には影響しないと考える。

(4) 実モデル（回路基板及び金属きょう体を含む）におけるリターンロス

電極パターン 1 を用いて、回路基板・金属きょう体（アルミ）を含んだモデル（図 15）における共振周波数を調査したシミュレーション結果を図 16（給電方式 2）に示す。図 13 と比べた場合、2 点の共振周波数のうち、低い周波数がほぼ一致することから、LN 光変調器の自己共振点（約 7.4 GHz）と回路基板との共振点（約 8.8 GHz）の 2 点が現れているものと考えられる（電極パッド部の容量・配線インダクタンスによ

る共振点はより高いところにあるものと考えられる）。以上から、実装面も考慮した共振点を動作周波数に対してできるだけ高くするような設計とすることも重要である。

検証のため、変調電極形状は少し異なる（電極分割数：7、電極長：3 mm、セグメント長：0.464 mm、パッド面積：0.16 mm²）が、同様な回路基板・金属きょう体で構成されたものリターンロスを実測した。結果は絶対値は異なるものの、二つの共振点（約 8.9 GHz 及び約 11.7 GHz）の存在が確認でき、本シミュレーションの有効性についても併せて確認できた。

5. 集中定数型マイクロ波帯光変調器の高周波化・高感度化のための方策

以上の検討結果から、集中定数型マイクロ波帯光変調器の高感度化（ C/N の向上）のためには、

(1) 反射型を採用するとともに、最適設計法により C/N が最大となるように電極長と電極分割数を決定する（ただし、電極抵抗は 1Ω を下回らないこと）。また、受光電力はできるだけ大きくすること。

(2) 電極パッド・変調電極の折れ曲がり部をなだらかにすること（局所的な電界の不均一の防止）、電極のセグメントサイズを合わせる（光導波路への均一な電界印加）。
などが有効である。

一方、高周波化（自己共振周波数の向上）を図るためには、以下のような方策が必要となる。

(1) 給電位置を電極中央部にもっていくこと、電極パッド形状を限りなく小さくするなど配線インダクタンスをできる小さくする構造とすること

(2) 結晶基板の厚みをできる限り薄くすること

(3) 実装された場合に回路基板・きょう体間等で生じる共振点が動作周波数以上となるような設計を行うこと

6. む す び

集中定数型マイクロ波帯光変調器の高周波化・高感度化について理論面及びシミュレーションの両面から検討を行い、最適な変調器構造を明らかにした。

今後はこの検討結果をもとに 10 GHz 帯光変調器の試作に取り組む予定である。

文 献

- [1] 生岩量久, 山下隆之, 鳥羽良和, 鳥畑重典, 谷沢 亨, 尾崎泰巳, “地上デジタルテレビ波伝送用光伝送システ

ムの高感度化の検討” 信学論 (C), vol.J85-C, no.12, pp.1184-1191, Dec. 2002.

- [2] 鳥羽良和, 鬼沢正俊, 鳥畑成典, 生岩量久, 山下隆之, 尾崎泰巳, “AGC 及び半導体レーザの導入による光変調器を用いた電波受信システムの広ダイナミックレンジ化と低コスト化の検討” 信学論 (C), vol.J88-C, no.2, pp.99-106, Feb. 2005.
- [3] 鳥羽良和, 鬼沢正俊, 生岩量久, 山下隆之, 根岸俊裕, 村崎出, “3.4 GHz 帯集中定数型光変調器の開発” 信学論 (C), vol.J87-C, no.10, pp.768-773, Oct. 2004.
- [4] 生岩量久, 鳥羽良和, “地上デジタル TV 放送用マイクロ波帯集中定数型光変調器の試作” 信学論 (C), vol.J89-C, no.11, pp.925-932, Nov. 2006.
- [5] 井筒雅之, 末田 正, “広帯域導波型光変調素子” 信学論 (C), vol.J64-C, no.4, pp.264-271, April 1981.
- [6] H. Haga, M. Izutsu, and T. Sueta, “LiNbO₃ traveling-wave lightmodulator/switch with an etched groove,” IEEE J. Quantum Electron., vol.QE-22, no.6, pp.902-906, 1986.
- [7] 三浦和則, 皆方 誠, 川上彰二郎, “広帯域・高エネルギー進行波形状変調器” 信学技報, OQE87-26, 1987.
- [8] 青木謙治, 近藤順悟, 岩田雄一, 浜島 章, 江尻哲也, 三富修, 皆方 誠, “低電圧かつ小型・高速 X-cut LiNbO₃ 薄版型光変調器” 信学技報, MWP06-13~26, Nov. 2006.
- [9] K. Goverdhanam, “Effect of substrate modes in 40 Gbit traveling-wave LiNbO₃ modulators,” 2002 IEEE MTT-S, IF-WE-35, pp.1285-1288, 2002.
- [10] H. Chung, W.S.C. William, S.C. Chang, and G.E. Betts, “Microwave properties of traveling-wave electrode in LiNbO₃ electrooptic modulators,” J. Light-wave Technol., vol.11, no.8, pp.1274-1278, 1993.
- [11] M.M. Howerton, R.P. Moeller, A.S. Greenblatt, and R. Krahenbuhl, “Fully packaged, broadband LiNbO₃ modulator with low drive voltage,” IEEE Photonics Technol. Lett., vol.12, no.7, pp.792-794, 2000.
- [12] R.L. Jungerman and C.A. Flory, “Low-frequency acoustic anomalies in lithium niobate Mach-Zehnder interferometers,” Appl. Phys. Lett., vol.53, no.16, pp.1477-1479, 1988.

(平成 20 年 4 月 8 日受付, 6 月 13 日再受付)



生岩 量久 (正員:フェロー)

昭 45 徳島大・工・電気卒。同年 NHK 入局。放送用送信装置の設計・開発に携った後, 平 16 年 7 月より, 広島市立大学情報科学部教授。現在, 地上デジタル放送ネットワーク関連の研究に従事。工博。東京都発明研究功労賞 (平 9), 映像情報メディア学会開発賞 (平 10 年度), 進歩賞 (平 13 年度) 等を受賞。主な著書「デジタル通信・放送の変復調技術」。



神尾 武司 (正員)

平 6 静岡大・工・光電機械工卒。平 8 同大学院修士課程了。平 11 同大学院博士課程了。工博。平 8~11 日本学術振興会特別研究員。平 11 広島市大・情報科学部・情報機械システム工学科助手。平 19 学科改組にて同大・情報科学部・システム工学科助教, 現在に至る。主として, ニューラルネットワークを利用した信号処理及び非線形システムに関する研究に従事。



藤坂 尚登 (正員)

昭 56 慶大・工・計測卒。昭 58 同大学院修士課程了。大崎電気工業 (株) 等を経て平 9 年 10 月より広島市立大学に勤務。現在情報科学専攻准教授。非線形回路の解析と信号処理・通信分野への応用に関する研究に従事。博士 (工学)。IEEE 会員。



安 昌俊 (正員)

平 14 慶大大学院了 (工博), 平 13 慶大助手, 平 15 独立行政法人通信総合研究所研究員, 平 19 広島市立大学, 主な研究分野は無線通信, IEEE 会員。



鳥羽 良和 (正員)

昭 63 東邦大・理・物理卒。同年, 東北金属工業 (現 NEC トーキン (株)) 入社。以来, 光デバイス及び, 光中継装置の研究開発に従事。平 18 年 6 月より (株) 精工技研光ユニットグループ, プロジェクトリーダー。平 13 年度関東地方発明表彰発明奨励賞受賞。