

地上デジタルテレビ放送用マイクロ波帯集中定数型光変調器の試作

生岩 量久^{†a)} 鳥羽 良和^{††b)}

Lumped Constant Type Optical Modulator in the Microwave Band for Digital Terrestrial TV Broadcasting

Kazuhisa HAEIWA^{†a)} and Yoshikazu TOBA^{††b)}

あらまし UHF 帯 (470 ~ 770 MHz) で開発, 実用化されているニオブ酸リチウム (LiNbO_3) の電気光学効果を用いた光変調器をもとに, 地上デジタルテレビ放送の番組伝送回線へ適用すべく, マイクロ波帯で高感度動作する集中定数型光変調器の試作を行い, 実現の可能性について検討を行った. 地上デジタル放送の番組伝送回線用の周波数は 6 ~ 7 GHz 帯と 10 GHz 帯が主に割り当てられていることに加えて, 広い帯域幅 (6 ~ 9 MHz) を有するため, 高 C/N を確保するためには, 様々な技術課題を克服する必要がある. このため, LN 光変調器の方式及び変調電極構造等を根本的に見直すことにより, 6 GHz において目標値である約 25 dB の C/N を得ることができた. 本システムの C/N は, 入力信号の C/N が十分高い場合, LN 光変調器への入力信号電圧すなわち光変調度により決定される. 実際のシステムにおいては, 20 dB 以上の利得をもつヘッドアンプが挿入されるため, システムとして 45 dB 以上 (目標値) の C/N を確保することは十分可能と考えられる.

キーワード マイクロ波, LN 光変調器, 番組伝送回線, 地上デジタルテレビ放送

1. ま え が き

UHF 帯 (470 ~ 770 MHz) で開発, 実用化されている LN (ニオブ酸リチウム) 光変調器 [1] ~ [6] をもとに, 地上デジタルテレビ放送の番組伝送回線 (STL (Studio to Transmitter Link: スタジオと送信所を結ぶ回線), TTL (Transmitter to Transmitter Link: 送信所間の回線)) へ適用すべく, マイクロ波帯で高感度を有する集中定数型光変調器を試作し, 実現の可能性について検討を行った. 3.4 GHz 帯音声伝送用集中定数型光変調器は既に開発されているが, 映像伝送用の周波数帯は 6 ~ 7 GHz 帯と 10 GHz 帯が割り当てられており, 更なる高周波化が必要である. 更に, 3.4 GHz 帯の帯域が 400 kHz であるのに対し, 地上デジタル信号の伝送においては, STL で 9 MHz, TTL では 6 MHz の帯域が要求され, 高 C/N を確保

するためには, 様々な技術課題を克服する必要がある.

このため, LN 光変調器の方式及び変調電極構造等を根本的に見直すことにより, 6 ~ 7 GHz 帯の電波を感度よく受信できる光変調器を試作し, 6 GHz において目標値である約 25 dB の C/N を得ることができた. 実際のシステムにおいては, 20 dB 以上の利得をもつヘッドアンプが前段に挿入されるため, システムとしての目標である 45 dB 以上の C/N を得ることも十分可能である. 本変調器が実現できれば導波管の代わりに光ファイバが使用でき, 損失の低減が図れるとともに, 高電圧が印加されている箇所への受信アンテナ取付けも可能となる.

2. 目 標 仕 様

目標仕様を表 1 に示す. 6 ~ 7 GHz 帯の地上デジタルテレビ放送信号 (入力レベル -47 dBm) を 25 dB 以上の C/N (システムとして 45 dB) で伝送できる仕様で検討を行った. 従来の 3.4 GHz 帯で動作する音声伝送用集中定数型光変調器の上限周波数 (素子共振周波数) は素子容量の関係で 3.4 GHz 程度であり, 7 GHz 帯を伝送するためには, 共振周波数を 2 倍以上高める必要がある. また, 帯域が STL で 9 MHz,

[†] 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

b) E-mail: toba@seikoh-giken.com

表 1 目標仕様
Table 1 Specifications.

Items	Specifications	Remarks
Receiving frequency	6-7GHz band	TV waves for Terrestrial digital broadcasting
Input and output impedance	50Ω	
RF input level	-47dBm	
RF output level	-47dBm	
Frequency response	1dB and less	
C/N (with a bandwidth of 6MHz and 9MHz)	25dB and above (Optical modulator alone) 45dB and above (with head amplifier)	At an input level of -47dBm (60dB μV)
Transmission distance	300m	
Ambient temperature	-10~45°C	

TTL では 6 MHz と従来の 400 kHz に比べて大幅に広がるため、更なる高感度化が必要である。

3. LN 光変調器の設計

マイクロ波においては、進行波を利用できる分布定数型が一般に使用されるが、本開発においては共振方式を採用することにより LN 光変調器単体での高感度化が可能な集中定数型 LN 光変調器の実現を図った。

3.1 変調電極長

集中定数型 LN 光変調器において、変調信号が電極に一樣に加わらないために決まる変調帯域 (Δf_m) は、電極長を EL 、 ϵ_r を LN 結晶基板の誘電率 (= 35.5)、 c を光速とすれば次式で示される [7]。

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

光波の通過時間によって決まる帯域 (Δf_o) は、 N_o を LN 結晶基板屈折率 (= 2.145) とすれば、

$$\Delta f_o = (\sqrt{2}/\pi) \cdot (c/N_o) \cdot (1/EL) \quad [7] \quad (2)$$

電極の CR 時定数による帯域制限 Δf_c は、

$$\Delta f_c = (1/(\pi RC_m)) \cdot (1/EL) \quad [7] \quad (3)$$

図 1 に式 (1)~(3) により計算した電極長に対する変調帯域を示す。ここで、 R は 50Ω、 C_m は UHF 帯用の単位長さ当りの電極容量 0.04 pF とした。図から変調帯域を 7GHz とした場合の EL は 9mm 程度となる。

3.2 電極の形状

7GHz 帯の信号を感度よく伝送するための条件とし

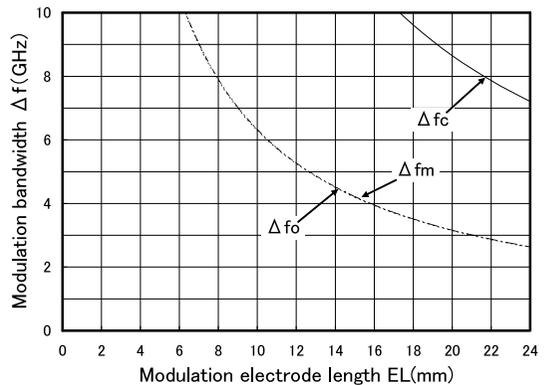


図 1 電極長に対する変調帯域
Fig. 1 Bandwidth in terms of the modulation electrode length.

て、LN 光変調器の自己共振周波数を 7GHz 以上にすることが必要である。LN 光変調器の自己共振周波数 (f_r) は次式で示される [7]。本設計における、変調電極の C_m 、 L_m は UHF 帯で採用している変調電極の実測値から単位長さ当りのキャパシタンス、インダクタンスを算出し、適用した。

$$f_r = 1/(2\pi\sqrt{(L_m \cdot (C_m/n^2))EL}) \quad (4)$$

L_m (= 0.91 nH) は変調電極の単位長さ当りのインダクタンス、 n は電極分割数を示す。

式 (4) を用いて電極長をパラメータとして電極分割数 (n) を変化させた場合の自己共振周波数の計算結果を図 2 に示す ($C_m = 0.04$ pF)。

電極長が 9.2 mm の場合、電極分割数を 10 以上に

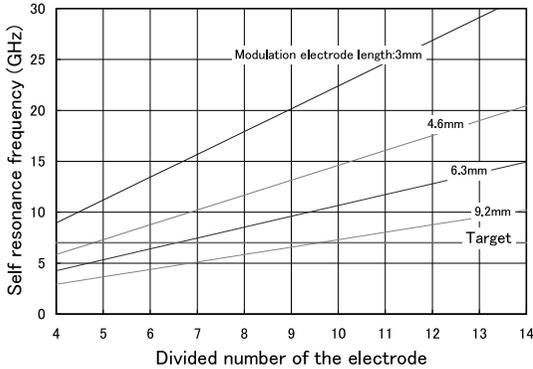


図 2 電極分割数に対する共振周波数の変化

Fig. 2 Resonance frequency change in terms of divided number of the electrode.

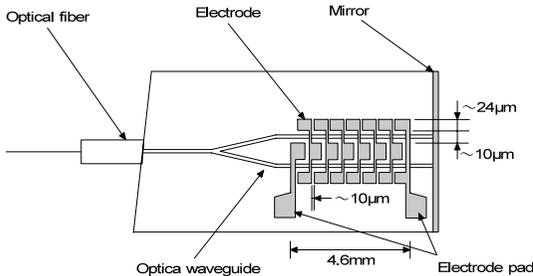


図 3 LN 光変調器の構造 (反射型)

Fig. 3 Structure of the LN modulator (reflection type).

することにより自己共振周波数 ≥ 7 GHz が期待される。ただし今後、変調周波数を 10 GHz 帯まで伸ばすことも考慮すれば、更に電極長は小さく、かつ分割数は大きくする必要があるので、製造プロセス及び感度面でますます厳しくなることは十分予想される。このため、従来の透過型に代えて、図 3 に示す反射型 LN 光変調器を採用することとした。

反射型光変調器の場合、端面に装着した反射板により光を折り返す構造であり、透過型と比較すると 1/2 の電極長で同等な感度が得られる。また電極長を 1/2 にすることにより、目標自己共振周波数を満足させるための電極分割数は、図 2 に示すように 1/2 となる。

また、光変調器の電極分割数 (n) と感度変化 (ΔS) の関係は、 k を定数とすれば、次式で示される [8]。

$$\Delta S = k/n \quad (5)$$

よって反射型構造を適用することにより感度低下を抑え、かつ自己共振周波数を高めることが可能となる。

反射型構造の場合、先に記述したように光は電極部

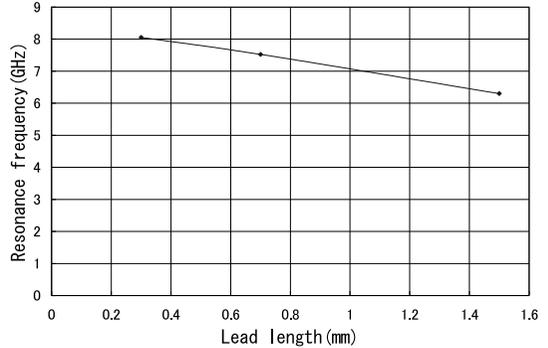


図 4 リード線長に対する共振周波数の変化

Fig. 4 Resonance frequency change in terms of the lead length.

を 2 回通ることとなり、7 GHz の変調帯域を満足させるための電極長は 4.6 mm となる。

電極分割数 (n) は計算上 5 ($= 10/2$) となるが、浮遊容量をはじめ、様々な影響を考慮して、7 分割構造とした。また、電極パッド (図 3 の電極入力部) の面積も浮遊容量に大きく関係するため、小面積化 (0.16 mm^2 、従来は 1 mm^2) したのもも試作した。小面積化に伴い、回路基板への接続は困難度が増すが、ワイヤボンディングにより対応した。

3.3 モジュール化の検討

(1) 信号入力部構造の検討

マイクロ波帯において、受信入力 (同軸ケーブル) を変調器基板に接続する際のリード線長の影響は極めて大きいと考えられる。図 4 にリード線長 (直径 0.08 mm の線を 4 本より合わせたもの) に対する整合回路を含めた LN 光変調器の共振周波数の変化を測定した結果を示す。図で明らかのように高周波化を達成するためには、リード線長を限りなく短くする必要があり、従来の気密型構造 [1] ~ [7] に代えて、以下に示す配線なしのモジュール構造を採用した。

従来の UHF 帯及び 3.4 GHz 帯の LN 光変調器は、外気環境 (湿度) による性能劣化を防ぐためパイレックスガラス製のパッケージに入れ、 N_2 ガス置換を行うことにより長期信頼性を保っている。本光変調器においては同様な構造とした場合、リード線長が長くなり、高周波化が困難となる。そこで、パッケージをなくした場合、最も湿度の影響を受け、性能劣化を引き起こす可能性がある Si/SiO₂ 膜 (LN 基板を覆っている膜) 部の変更を実施し、信頼性試験 (高温・高湿試験) を実施した。図 5 に LN 光変調器の断面構造を示す。

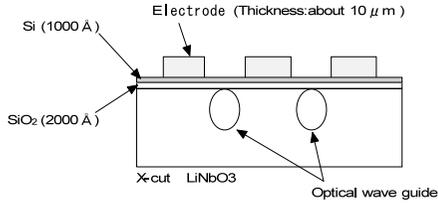


図 5 LN 光変調器の断面

Fig. 5 Cross section structure of the LN optical modulator.

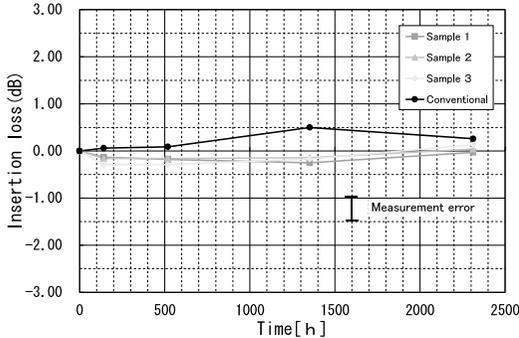


図 6 高温高湿試験 (温度 60°C, 湿度 90%) における変調器損の変動

Fig. 6 Change of optical modulator loss with high temperature and high humidity (at 60°C and 90%).

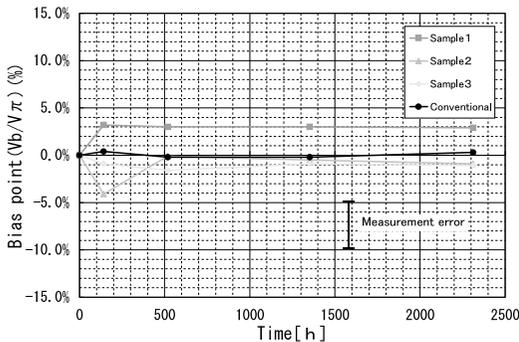
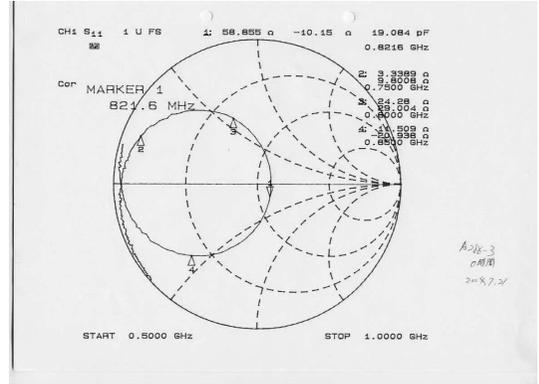


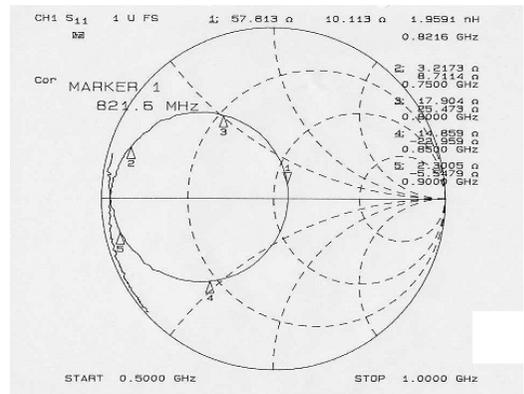
図 7 高温高湿試験 (温度 60°C, 湿度 90%) における動作点変動

Fig. 7 Bias point change in terms of time with high temperature and high humidity (at 60°C and 90%).

LN 結晶は焦電効果を有し、温度変化等により電荷が蓄積し、動作点変動を引き起こす。Si (高抵抗) 膜は、この蓄積電荷をディスチャージするために使用しているが、湿度により抵抗値が増加し、蓄積電荷のディスチャージが不十分となる。今回の試作では事前実験で Si/SiO₂ と同様な効果が確認されている別材料



(a) At 0 hour



(b) After 2,313 hours

図 8 電極入力端反射係数 (S₁₁) の変化 (サンプル 1)

Fig. 8 Change of reflection coefficient of the electrode (sample 1).

の ITO (Indium Tin Oxide)/パイレックスガラス混合膜 (誘電率: 約 3, 厚さ: 3000 Å) を帯電防止膜として適用した。この材料は湿度の影響が小さいと考えられている。

(2) モジュール構造変更に伴う信頼性試験

上記の構造変更に伴い、信頼性試験を実施した。試験条件としては、温度 60°C, 湿度 90%, 試験時間は 2,000 時間以上とした。本試験においては測定ばらつきを考慮し、サンプル数 3 とした。比較のため、従来品 (UHF 帯 LN 光変調器) [6] についても試験を実施した。

図 6 に時間に対する挿入損の変動を、図 7 に動作点の変動の測定結果を示す。従来装置の許容変動幅は基本性能を満足させるため、挿入変動 $\leq \pm 1$ dB, バias 位置変動 $(V_b/V_\pi) \leq \pm 10\%$ としている。すべてのサンプルにおいて、許容変動幅に収まっており、商用としての使用が可能であることが確認できた。

共振方式を採用している本 LN 光変調器においては電極特性（共振周波数）が変化すると受信帯域が変化する．従来装置の場合は，共振周波数変動を 2%以下に抑えることにより 50 MHz [5] の受信帯域を満足させている．本 LN 光変調器においても同様に共振周波数変動は重要である．図 8 に示すように変調電極の反射係数 (S_{11}) についても 2,313 時間経過後も共振周波数変化は 0.9%に抑えられることも確認した．

4. LN 変調器の試作と性能評価

4.1 LN 変調器の試作

図 9 に試作した LN 光変調器の外観，図 10 に整合回路（共振回路：回路を直列共振させて，電極に印加される電圧を高めるための回路）[1] ~ [7] を示す．

また，表 2 に LN 光変調器の諸特性，表 3 に電極構造及び得られた特性を示す．ここで，パターン 1 は電極長：4.6 mm，電極分割数：7，電極パッドサイズ：1mm² の光変調器，パターン 2 は電極長：4.6 mm，電極分割数：7，電極パッドサイズ：0.16 mm² の光変調器である．なお，表 2 における諸特性のばらつきは，製造ばらつきによるものと考えられる．

4.2 性能評価

(1) 共振周波数

図 11 に示す実験系統において，二つのパターンの LN 光変調器の整合回路を 6 GHz 及び 7 GHz に共振させ，周波数特性を測定した．図 12 はパターン 1 の変調器の周波数特性である．整合回路の共振周波数は 6.04 GHz で，このときの回路 Q （先鋭度）は約 20 で

ある．既開発の 3.4 GHz 帯光変調器の場合の Q は約 53 であり [7]，このような高い周波数においては，浮遊容量の影響が非常に大きい．

図 13 はパターン 2 の光変調器の周波数特性である．共振周波数は 7.18 GHz で，このときの回路 Q は約 10 である．パターン 1 と 2 を比較した場合，電極パッド

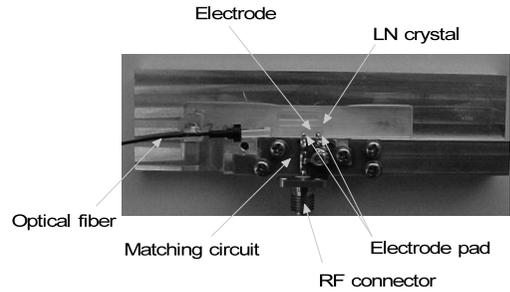


図 9 光変調器の外観
Fig.9 Outside view of the optical modulator.

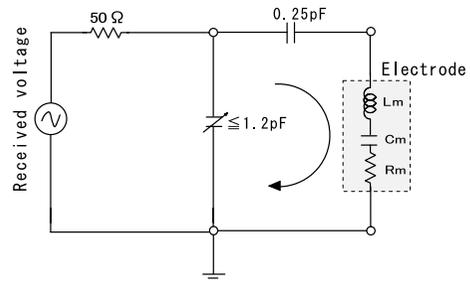


図 10 整合回路
Fig.10 Matching circuit.

表 2 光変調器の諸特性

Table 2 Characteristics of the optical modulators.

Pattern	Half wave length voltage ($V\pi$)	Insertion Loss (dB)	$V_b / V\pi$ (%)
1	43V	6.9	30
2	48V	7.7	35
Optical modulator for 3.4GHz (Conventional)	58(typical).	6.5(typical).	30 (Typical).

表 3 光変調器の電極構造及び特性

Table 3 Structure of the electrode and characteristics of the optical modulators.

Pattern	Electrode Length (EL)	Divided number of the electrode	Pad size of the Electrode	Resonance frequency	Q
1	4.6mm	7	1mm ²	6.04GHz	19.5
2	4.6mm	7	0.16mm ²	7.18GHz	10.1

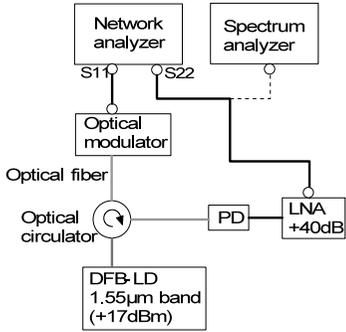
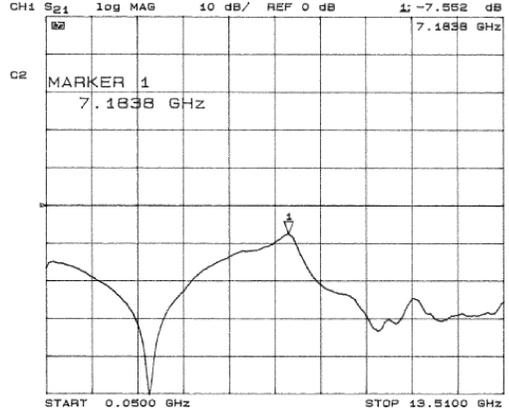


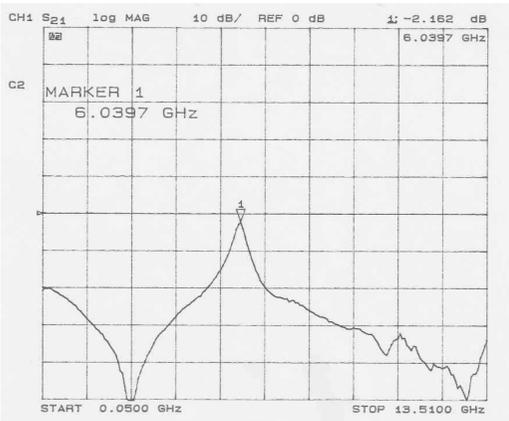
図 11 測定系統
Fig. 11 Schematic diagram for measurement.



(V(Level) : 10dB/div., H(Frequency) : 1346MHz/div.)

図 13 パターン 2 の光変調器 (EL = 4.6 mm, 分割数 $n = 7$, パッドサイズ = 0.16 mm²) の周波数特性

Fig. 13 Frequency response of the optical modulator (Pattern 2).



(V(Level) : 10dB/div., H(Frequency) : 1346MHz/div.)

図 12 パターン 1 の光変調器 (EL = 4.6 mm, 分割数 $n = 7$, パッドサイズ = 1 mm²) の周波数特性

Fig. 12 Frequency response of the optical modulator (Pattern 1).

の浮遊容量の影響がこのように顕著に見られ、共振周波数に約 10%の影響を及ぼすことが判明した。

以上により、共振周波数を高めることは実現できたものの、周波数が高くなるに従って、大きく信号レベルが下がる傾向が見られた。この主な原因としては、LN 結晶基板を含めた浮遊容量の影響により、変調電極に信号が十分に印加されていないことが考えられる。すなわちパターン 2 の場合、電極パッドの小形化により自己共振周波数が高くなり、浮遊容量の影響が顕著に現れたとも考えられる。この点については今後詳細に調査を行う予定である。

(2) C/N

(a) 実測値の検討

図 11 に示す実験系統において、 C/N の測定を実

施した。今回の試験では、DFB-LD (分布帰還型半導体レーザ) の出力を +17dBm とし、パターン 1, 2 の LN 光変調器を用いて C/N 測定を行った。結果を図 14 と図 15 に示す。パターン 1 の変調器については、 $C/N = 24$ dB (受光レベル: +2 dBm) が得られた。このデータはヘッドアンプ (LNA) がないときの値であり、実際のシステムにおいては、20 dB 以上の利得をもつヘッドアンプが挿入される。本システムの C/N は、入力信号の C/N が十分高い場合、LN 光変調器への入力信号電圧すなわち光変調度により決定される。これを考慮すればヘッドアンプ (ローノイズアンプ) を含めたシステムとして、目標どおりの 45 dB 以上の C/N を得ることは十分可能と考えられる (ただし、入力信号の C/N が十分確保できない場合は、注意が必要)。なお、上記の値はスタジオから送信所に信号を伝送する STL 回線 (帯域: 9 MHz) を対象としたものであるが、送信所から送信所へ放送波 (OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 信号) のまま伝送する TTL 回線の場合は、帯域が 6 MHz であるため、 C/N は約 2 dB 向上し、26 dB 程度となる。

(b) 理論検討及び考察

パターン 2 の変調器については、共振周波数は高くとれているにもかかわらず、 C/N は 17.5 dB 程度にとどまっている (TTL の場合の C/N は約 19.5 dB)。この値の妥当性を確認するため、次式 [5] と表 2 及び表 3 の値を用いて、標準受光レベル (+2 dBm) にお

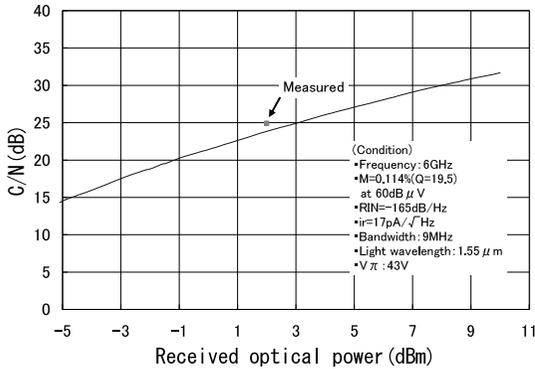


図 14 6 GHz における受光レベルに対する光変調器の C/N (パターン 1)

Fig. 14 C/N of the optical modulator in terms of the optical input power at 6 GHz (Pattern 1).

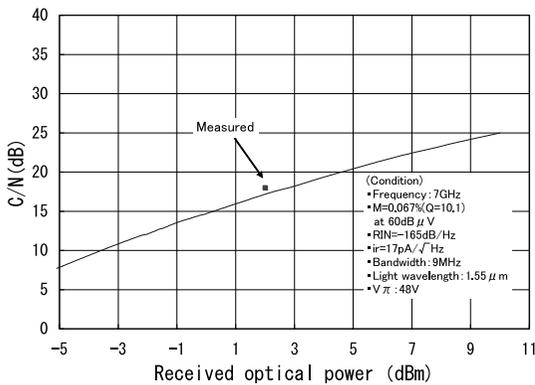


図 15 7 GHz における受光レベルに対する光変調器の C/N (パターン 2)

Fig. 15 C/N of the optical modulator in terms of the optical input power at 7 GHz (Pattern 2).

ける C/N を算出し、図 14 と図 15 にポイントとして示した。

$$C/N = \{ip^2 \cdot (\pi\sqrt{2}Q(V_s/V_\pi))^2\} / \{2(Ip^2 \cdot RIN + 2eIp + ir^2) \cdot BW\} \quad (6)$$

ここで、実効値 Q は整合回路の先鋭度、 V_s は RF 入力信号電圧 (60 dB μ V)、 V_π は半波長電圧、 BW は帯域幅 (9 MHz)、 RIN はレーザの相対雑音強度 (-165 dB/Hz)、 e は電子電荷 (1.6×10^{-19} [C])、 ir は等価雑音電流 (17 pA/ \sqrt Hz) である。また、 Ip は無変調時の光電流 ($= \eta(P_o/2)(1 + \sin(\pi V_b/V_\pi))$)、 P_o は最大受光レベル、 η は O/E 変換部のフォトダイオードの光感受率 (0.85 A/W)、 ip は $V_b/V_\pi = 0$ のときの Ip の値である [5]。

図において C/N の測定値は、 Q 、 V_π (半波長電圧) を考慮した計算値とほぼ一致しており、妥当な値といつてよい。しかしながら、他の条件が同じならば理論的には Q は周波数に逆比例して低下するはずであるが、周波数が 6 GHz から 7 GHz に 17% しか変化していないにもかかわらず、7 GHz 時の Q と C/N は大きく低下 (Q は 1/2 (表 3)、C/N (式 (6) から Q^2 に比例) は 6.5 dB 低下) している。この原因としては、浮遊容量の増大に加えて、電極に十分電圧が印加されていない可能性も考えられる。今後は電磁界シミュレータ等を用いた解析を行い、原因の究明を図っていく予定である。

5. むすび

集中定数型 LN 光変調器の方式及び電極構造等を見直すことにより、共振周波数として目標の 7 GHz 以上を達成した。また、6 GHz において目標値である約 25 dB の C/N を得ることができた。しかしながら、7 GHz を超える周波数においては、浮遊容量等によるものと思われる様々な信号劣化 (C/N と Q の低下) が発生した。これらの原因については、今後、シミュレーションを用いた解析を行い、電極にどのような電圧が印加されているのか、また、十分な印加電圧を得るためにはどのような電極構造、基板構造が必要であるかについて解明していきたい。

謝辞 本研究の一部は、平成 16 年度 (財) 放送文化基金の助成・援助基金によるものである。

文 献

- [1] 生岩量久, 中 尚, 鳥羽良和, 戸叶祐一, 佐藤由郎, “導波路型光変調器を用いたテレビ電波受信システム,” 信学論 (C-I), vol. J79-C-I, no. 7, pp. 249-255, July 1996.
- [2] M. Kondo, Y. Toba, Y. Tokano, K. Haeiwa, and H. Fujio, “Radio signal detection system using electrooptic modulator,” Microwave Photonics, pp. 169-172, Dec. 1996.
- [3] 生岩量久, 竹内安弘, 鳥羽良和, 鳥畑成典, 谷沢 亨, 尾崎泰巳, “地上波デジタルテレビ信号伝送用光伝送システムの開発,” 信学論 (C), vol. J84-C, no. 8, pp. 666-672, Aug. 2001.
- [4] 生岩量久, 竹内安弘, 秋山一浩, 山下隆之, 鳥羽良和, 鬼澤正俊, 鳥畑成典, “偏光無依存光変調方式を用いた地上デジタル波受信装置の開発,” 映像学論, vol. 56, no. 2, pp. 212-217, Aug. 2002.
- [5] 生岩量久, 山下隆之, 鳥羽良和, 鳥畑成典, 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.
- [6] 鳥羽良和, 鬼澤正俊, 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.

- [7] 鳥羽良和, 鬼澤正俊, 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.
- [8] 戸叶祐一, 田辺高信, 村松良二, 近藤充和, 佐藤由郎, “光電界センサの高感度化,” 信学技報, EMCJ94-26, 1994.
(平成 18 年 4 月 20 日受付, 6 月 5 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。以来, 主として放送用送信装置の設計・開発に従事。平 16 年 7 月より, 広島市立大学情報科学部教授。工博。平 9 年度東京都発明研究功労賞, 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。



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)精工技研開発本部第 2 開発プロジェクト, エキスパート。平 13 年度関東地方発明表彰発

明奨励賞を受賞。