



Title	電界吸収型光変調器を用いた二次及び三次非線形ひずみ同時抑圧方式
Author(s)	熊本, 和夫; 安川, 交二; 稲垣, 恵三 他
Citation	電子情報通信学会論文誌. C, エレクトロニクス. 2008, J91-C(1), p. 136-143
Version Type	VoR
URL	<a href="https://hdl.handle.net/11094/3062">https://hdl.handle.net/11094/3062</a>
rights	copyright©2008 IEICE
Note	

*The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA*

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

The University of Osaka

# 電界吸収型光変調器を用いた二次及び三次非線形ひずみ同時抑圧方式

熊本 和夫<sup>†a)</sup>      安川 交二<sup>†</sup>      稲垣 恵三<sup>††</sup>      東野 武史<sup>†††</sup>  
 塚本 勝俊<sup>†††</sup>      小牧 省三<sup>†††</sup>

Simultaneous Suppression of 2nd and 3rd Nonlinear Distortions Using Electric Absorption Modulator

Kazuo KUMAMOTO<sup>†a)</sup>, Koji YASUKAWA<sup>†</sup>, Keizo INAGAKI<sup>††</sup>,  
 Takeshi HIGASHINO<sup>†††</sup>, Katsutoshi TSUKAMOTO<sup>†††</sup>, and Shozo KOMAKI<sup>†††</sup>

あらまし 光ファイバ無線 (RoF) を用いて、地上デジタル放送波や無線 LAN、携帯電話など多種多様な無線周波数信号を一括伝送すれば、低コストで柔軟性の高いネットワークが容易に構築できる。しかしながら、伝送する信号の品質を維持するためには非常にダイナミックレンジの大きいシステムが要求される。特に、UHF 帯から 5 GHz 帯まで超広帯域な無線信号を取り扱うためには三次の非線形ひずみに加えて二次の非線形ひずみも考慮する必要がある。本論文では、二次及び三次非線形ひずみの同時抑圧方式として、電界吸収型光変調器 (EAM) を二つ組み合わせる非線形ひずみを抑圧する手法を検討し、理論及び実験的に有効性を明らかにする。

キーワード 放送と通信の融合、マイクロ波フォトンクス、サブキャリア多重、非線形ひずみ、電界吸収型光変調器

## 1. ま え が き

現在、地上デジタル放送や携帯電話のワンセグ受信、更にインターネットを利用した放送サービスの普及など、放送と通信の融合サービスの急激な普及が進んでいる。我々はユーザの目的に合わせてネットワークが柔軟に構成される「ソフトウェア無線ネットワーク (Software Definable Radio Network: SDRN)」(図 1) を提案し、技術的見地から放送・通信の融合を目指して研究を行っている [1] ~ [3]。SDRN は、ユーザとコアネットワーク (IP 網) の間に光ファイバ無線 (Radio-on-Fiber: RoF) によるエントランスリンクを用いることが特徴である。エントランスリンクに RoF を用いることで、(1) 異なった電波形式の様々な無線

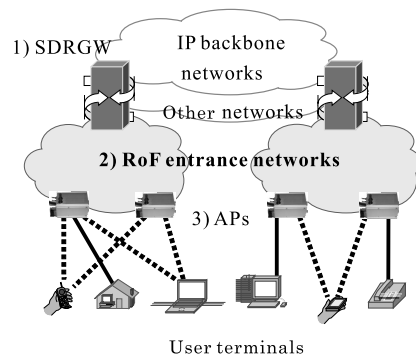


図 1 SDRN の階層モデル  
 Fig. 1 SDRN hierarchy model.

サービスをソフトウェア無線ゲートウェイ (SDRGW) により相互接続させることが可能、(2) 電波を光ファイバに閉じ込めて伝送するため、他者に干渉されことなく地理的に離れた所望の場所へと電波を配信することが可能、(3) 汎用アクセスポイントにより複数のユーザ端末を収容可能、などの様々なメリットが得られる。これにより、異なった電波形式の複数のサービスを一つのインフラを用いて提供でき、将来的には異種のネットワークを統合して扱う、ヘテロジニアス

<sup>†</sup> 大阪工業大学工学部、大阪市  
 Dept. of Engineering, Osaka Institute of Technology, Osaka-shi, 535-8585 Japan

<sup>††</sup> 国際電気通信基礎技術研究所、京都府  
 Wave Engineering Lab., Advanced Telecommunications Research Institute International, Kyoto-fu, 619-0288 Japan

<sup>†††</sup> 大阪大学大学院工学研究科、大阪市  
 Dept. of Engineering, Graduate School of Osaka University, Osaka-shi, 535-8585 Japan

a) E-mail: kumamoto@elc.oit.ac.jp

ネットワーク [4] への応用が期待できる。

RoF エントランスリンクにおける光領域での信号の多重化方式として、波長分割多重 (Wavelength Division Multiplexing: WDM) 方式がアナログ/デジタル両アプリケーションにおいて主流の技術である。しかしながら、WDM 技術では装置のコストが高く、設備規模も大きくなる傾向がある。そこで、電波を多重化した後に一括して光信号に変換する副搬送波多重 (Subcarrier Multiplexing: SCM) 方式を用いることで、装置の低コスト化・ダウンサイジングが図れ、RoF エントランスリンクを容易に構成することが可能となる。しかしながら、現在利用できる無線サービスのよう、UHF 帯の地上デジタル放送をはじめとして、2 GHz 帯の携帯電話や 5 GHz 帯の無線 LAN (802.11a,n) など、周波数や強度が複雑に変化する様々な電波を一括して光伝送する際には、信号品質を維持すると同時に帯域外ふく射を抑圧することが重要であり、非常にダイナミックレンジの大きい電波の光変換 (O/E 変換) 技術がシステム設計上極めて重要な要素である。従来、非線形ひずみの抑圧に関する研究としては、主に三次の非線形ひずみの抑圧 [5] あるいは、二次の非線形ひずみの抑圧 [6] が考慮されている。しかし本研究では広帯域な無線信号の伝送をターゲットとしているため、これらのひずみを同時に抑圧する必要がある [7], [8]。

そこで本論文では、文献 [7] で提案されている、外部変調器として電界吸収型光変調器 (Electric absorption modulator: EAM) を二つ直列に配置し前後の EAM で非線形ひずみをキャンセルし抑圧する手法を、二次と三次の同時抑圧に応用し、理論及び実験的に有効性を明らかにする。

2. では、RoF エントランスリンクの構成と非線形ひずみが及ぼす影響について説明する。3. では、実験に用いた EAM の強度透過特性の測定値をもとに数学モデルを構築し、非線形ひずみを計算し、測定値と比較を行う。4. では、直列接続 EAM を用いた非線形ひずみ抑圧方式の二次ひずみと三次ひずみの同時抑圧効果を理論的に解析し、非線形抑圧効果を確認するため実験を行った結果について議論する。

## 2. RoF エントランスリンクと非線形ひずみ

図 2 に副搬送波多重 (SCM) を用いた RoF エントランスリンクの構成を示す。SCM では、電気領域で

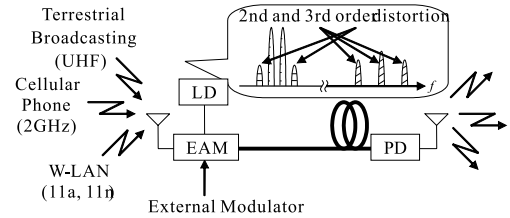


図 2 SCM RoF リンクにおける非線形ひずみ  
Fig. 2 Nonlinear distortion on SCM RoF link.

無線周波数信号を多重した後に電気-光 (E/O) 変換する際の非線形性に起因するひずみが引き起こす信号の劣化及び帯域外ふく射に関する検討が重要な要素である。特に、図に示すように UHF 帯の地上デジタル放送信号やマイクロ波帯を使用する携帯電話、無線 LAN 信号など異なる周波数帯の信号を一括伝送する際には通常問題視される三次の非線形ひずみに加えて二次の非線形ひずみを同時に考慮する必要がある。また、光ファイバによる遅延や分散の影響も劣化要因となり得るが、今回想定しているアクセス系ネットワークにおいてはファイバ長として数キロメートル以下であることから、これらの影響について考慮しない。

非線形ひずみを抑圧するためには、線形性の高い変調器を用いる [6], [7]、あるいは変調器により発生した非線形ひずみを何らかの方法によりキャンセルする [5], [8]、の二つの手法が考えられる。このうち後者は、一般に普及しているデバイスを工夫して利用することで、広範な利用が期待できるため、本論文では後者の方式による非線形ひずみの抑圧を目的としている。

今回実験で用いた EAM は光源からの信号を印加電圧の変動によって変調する外部変調器の一つであり、LN 変調器と併せて広く使用されている。EAM を用いた外部変調方式は、LN 変調器を用いた場合に比べ、デバイスのサイズが小さく、印加電圧によるドリフトが小さい等の利点を有する。一方で、印加電圧に対する光出力特性は LN が正弦波的に変動するのに対して、EAM は指数関数的に変化するため非線形ひずみの制御が複雑になる。

現在、アナログ光強度変調時の非線形ひずみ抑圧に関しては多くの研究が行われている。文献 [6], [7] では EAM の量子井戸の形状を設計することで線形性を高めて三次の非線形ひずみを軽減しており、特に [7] では本論文と同様に二次ひずみと三次ひずみを同時に軽減している。また、文献 [6] では二つの EAM と二つの PD により非線形成分をキャンセルすることで二次

の非線形ひずみ抑圧を行っている．一般に，EAM を用いた非線形ひずみはバイアス電圧を線形性の最も良い点に合わせることで抑圧される．ところが，制御パラメータが一つであるため，二次と三次の非線形ひずみを同時に抑圧することが困難である．そこで我々は，EAM を 2 段直列に配置することでバイアス電圧を二つ用いてひずみを抑圧する方式 [8] を適用し，自由度を 2 とすることで二次と三次の非線形ひずみを原理的に同時に抑圧する．

### 3. EAM の強度透過特性のモデル化と非線形ひずみの数値計算

#### 3.1 EAM の強度透過特性のモデル化

図 3 に，入射光の波長が 1570 nm のときの EAM の光強度透過率の測定結果を示す．図において，横軸はバイアス電圧 [V] であり，縦軸は光強度透過率である．今回の実験では，1550 nm のデジタル伝送用に設計された EAM を用いているが，測定の結果 1570 nm に対する非線形特性がより良好であったため，入射光波長として 1570 nm を用いた．

一般に，EAM の光強度透過曲線は次式で表される [5]．

$$\frac{P_{out}}{P_{in}}(V) = \exp(-\alpha(V) \cdot \Gamma \cdot L) = T(V) \quad (1)$$

ここで， $P_{in}$ ， $P_{out}$ ， $\alpha(V)$ ， $\Gamma$ ， $L$  はそれぞれ光入力電力，光出力電力，吸収係数，光結合係数，そして導波路長である．測定データに対して，フィッティングを

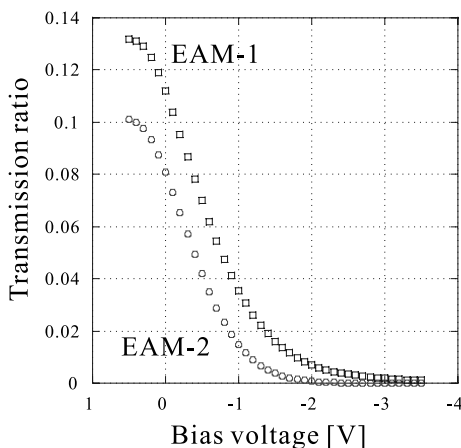


図 3 実験に用いた EAM の強度透過特性  
Fig. 3 Transmission curve of EAM used for experiment.

行った結果，吸収係数  $\alpha(V)$  を  $V$  に関する四次の多項式とすれば非常に高精度であった．そこで本論文では，EAM のバイアス電圧に対する強度透過曲線を

$$T(V) = \exp(t_0 + t_1 V + t_2 V^2 + t_3 V^3 + t_4 V^4) \quad (2)$$

で与える．ただし， $t_0 \sim t_4$  は定数である．表 1 に今回使用した EAM に対して式 (2) で近似を行った際の係数を示す．式 (2) をバイアス電圧  $V_b$  の近傍でテイラー展開すると，

$$T(V) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n!} T^{(n)}(V_b) (V - V_b)^n \quad (3)$$

となる [7]．ここで， $T^{(n)}(V)$  は  $T(V)$  の第  $n$  次導関数である．EAM へは，高周波成分 (RF 信号) とバイアス電圧の和が印加されるので，高周波成分を  $g(t)$  とすると  $V(t)$  は次式で表すことができる [7]．

$$V(t) = g(t) + V_b \quad (4)$$

式 (4) を式 (3) に代入し，三次項まで計算すると

$$T(g(t)) = T^{(0)}(V_b) + T^{(1)}(V_b)g(t) + \frac{T^{(2)}(V_b)}{2}g^2(t) + \frac{T^{(3)}(V_b)}{6}g^3(t) \quad (5)$$

となる [7]．本論文では，式 (3) を多項式で表した式 (5) に基づいて理論解析を行う．

#### 3.2 非線形ひずみの数値計算

図 4 に，図 3 の 2 種類の EAM について  $T(V)$  の高次の係数を計算した結果を示す．この結果より，二次の非線形ひずみと三次の非線形ひずみを抑圧できるバイアス電圧 (係数が 0 となるポイント) はそれぞれ異なっているため，単一の EAM では二次ひずみと三次ひずみを同時に抑圧することが困難であることが分かる．

図 5 に，これらの EAM を用いたひずみ測定結果を示す．なお，実験での各パラメータを表 2 に示す．計算結果と同様に，異なるバイアス電圧において非線形ひずみが抑圧されていることが分かる．

表 1 各 EAM のフィッティング係数  
Table 1 Fitting parameters of each EAM.

Coefficients	EAM-1	EAM-2
$t_0$	-3.2519	-2.9737
$t_1$	1.0098	0.76124
$t_2$	-0.93788	-0.82203
$t_3$	-0.20629	-0.23717
$t_4$	-0.05365	-0.01935

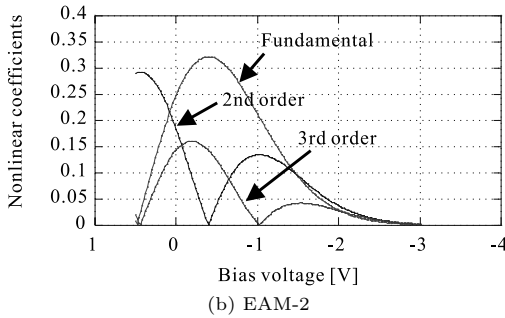
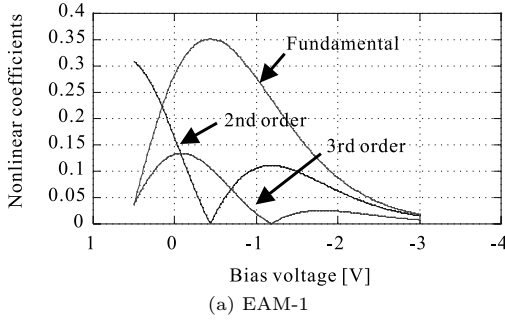


図 4 各 EAM の非線形係数

Fig. 4 Nonlinear coefficients of each EAM.

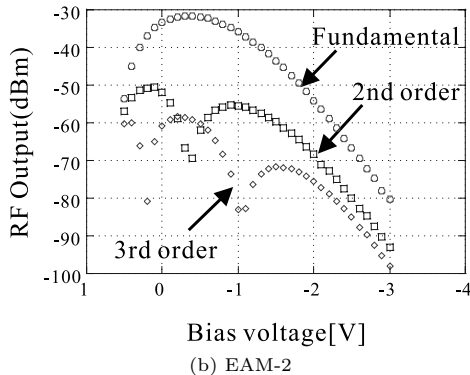
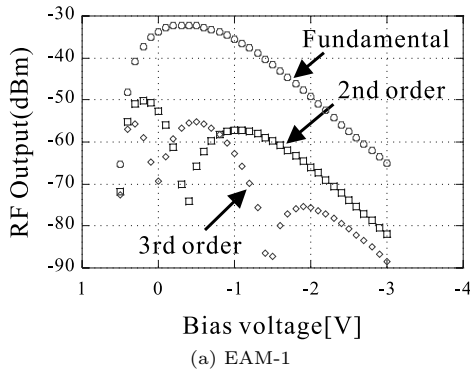


図 5 非線形ひずみの測定結果

Fig. 5 Measurement result of nonlinear distortion.

表 2 実験における設定値  
Table 2 Parameters for experiment.

Parameters	Value
EAM optical input	6.67 [dBm]
EAM RF input	5.0 [dBm]
RF frequency	2.4 GHz $\pm$ 100 kHz

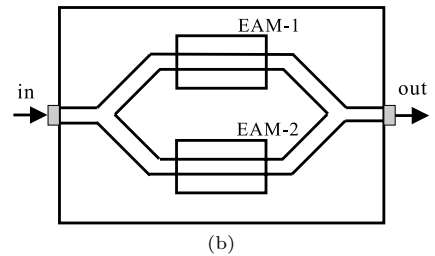
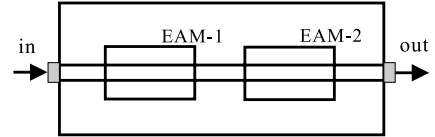


図 6 EAM の直列接続 (a) 及び並列接続 (b) の構成例

Fig. 6 Configuration example of tandem (a) and parallel (b) EAM.

#### 4. 直列接続型 EAM を用いた非線形ひずみ抑圧方式

前章において、EAM を単独で用いた場合、バイアス電圧を調整しても二次と三次の非線形ひずみを同時に抑圧することは困難であることを示した．そこで、本章では外部変調器を二つ組み合わせた非線形ひずみ抑圧方式を検討する．EAM の組合せ方としては、図 6 に示すように、(a) 直列接続及び (b) 並列接続が考えられる．このうち直列接続では光路の分岐及び結合が不要であるためデバイスが小型化すると期待できる反面、乗算によるひずみが発生するためひずみの抑圧が困難になることが懸念される．しかしながら、後述の実験により四次及び五次のより高次のひずみを測定した結果、EAM を単体で用いた場合と同等、あるいはそれより低いレベルであった．そのため、本論文では小型化を重要視し直列接続について検討を行う．

##### 4.1 ひずみ抑圧の原理

図 7 に直列接続型 EAM によるひずみ抑圧の原理図を示す．初段の EAM と 2 段目のそれぞれの EAM において高次の非線形ひずみが発生するが、二つの EAM のバイアス電圧  $V_{b1}$  と  $V_{b2}$  を最適値に設定する

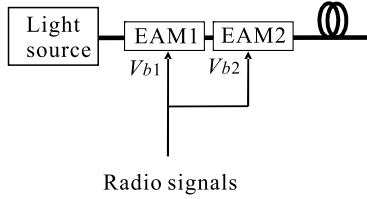


図 7 直列接続型 EAM によるひずみ抑圧の原理図  
Fig. 7 Configuration of tandem EAM distortion canceller.

ことにより，非線形ひずみを打ち消し合うことで抑圧する．

EAM-1 と EAM-2 の強度透過曲線をそれぞれ

$$\begin{cases} T_a(V) = \exp(t_{a0} + t_{a1}V + t_{a2}V^2 \\ \quad + t_{a3}V^3 + t_{a4}V^4) \\ T_b(V) = \exp(t_{b0} + t_{b1}V + t_{b2}V^2 \\ \quad + t_{b3}V^3 + t_{b4}V^4) \end{cases} \quad (6)$$

と表現する．ここで， $t_{a0} \sim t_{a4}$ ， $t_{b0} \sim t_{b4}$  はそれぞれ 1 段目，2 段目に配置された EAM の強度透過特性の係数である．EAM を直列に配置したときの光出力特性は，各々の EAM の強度透過特性の積で与えられ，次式となる [5]．

$$T_{out}(V) = T_a(V)T_b(V) \quad (7)$$

各々にバイアス電圧  $V_{b1}$ ， $V_{b2}$  を印加した場合の出力は，式 (5) を用いて

$$\begin{aligned} T_{out}(g(t)) = & \left\{ T_a^{(0)}(V_{b1}) + T_a^{(1)}(V_{b1})g(t) \right. \\ & \left. + \frac{T_a^{(2)}(V_{b1})}{2}g^2(t) + \frac{T_a^{(3)}(V_{b1})}{6}g^3(t) \right\} \\ & \times \left\{ T_b^{(0)}(V_{b2}) + T_b^{(1)}(V_{b2})g(t) \right. \\ & \left. + \frac{T_b^{(2)}(V_{b2})}{2}g^2(t) + \frac{T_b^{(3)}(V_{b2})}{6}g^3(t) \right\} \end{aligned} \quad (8)$$

と表すことができる．ここで，簡単のために式 (8) を次のようにまとめる．

$$\begin{aligned} T_{out}(g(t)) &= \{\alpha_0 + \alpha_1g(t) + \alpha_2g^2(t) + \alpha_3g^3(t)\} \\ &\quad \times \{\beta_0 + \beta_1g(t) + \beta_2g^2(t) + \beta_3g^3(t)\} \end{aligned} \quad (9)$$

更に，正弦波入力信号として  $g(t) = \cos(2\pi ft)$  を仮

表 3 直列接続型 EAM の高次係数

Table 3 Higher order coefficients of tandem EAM.

Order	Coefficients
1st coefficient	$\left(\alpha_0 + \frac{\alpha_2}{2}\right)\left(\beta_1 + \frac{3\beta_3}{4}\right) + \left(\beta_0 + \frac{\beta_2}{2}\right)\left(\alpha_1 + \frac{3\alpha_3}{4}\right)$
2nd coefficient	$\left(\alpha_0 + \frac{\alpha_2}{2}\right)\frac{\beta_2}{2} + \left(\alpha_1 + \frac{3\alpha_3}{4}\right)\left(\beta_1 + \frac{3\beta_3}{4}\right) + \frac{\alpha_2}{2}\left(\beta_0 + \frac{\beta_2}{2}\right)$
3rd coefficient	$\left(\alpha_0 + \frac{\alpha_2}{2}\right)\frac{\beta_3}{4} + \left(\alpha_1 + \frac{3\alpha_3}{4}\right)\frac{\beta_2}{2} + \frac{\alpha_2}{2}\left(\beta_1 + \frac{3\beta_3}{4}\right) + \frac{\alpha_3}{4}\left(\beta_0 + \frac{\beta_2}{2}\right)$

定すると次のようになる [7]．

$$\begin{aligned} T_{out}(g(t)) &= \left\{ \alpha_0 + \frac{\alpha_2}{2} + \left(\alpha_1 + \frac{3\alpha_3}{4}\right) \cos(2\pi ft) \right. \\ &\quad \left. + \frac{\alpha_2}{2} \cos(4\pi ft) + \frac{\alpha_3}{4} \cos(6\pi ft) \right\} \\ &\quad \times \left\{ \beta_0 + \frac{\beta_2}{2} + \left(\beta_1 + \frac{3\beta_3}{4}\right) \cos(2\pi ft) \right. \\ &\quad \left. + \frac{\beta_2}{2} \cos(4\pi ft) + \frac{\beta_3}{4} \cos(6\pi ft) \right\} \end{aligned} \quad (10)$$

となる．この式を展開し高次の係数についてまとめると表 3 のようになる．この表 3 において，二次及び三次の非線形係数は各々の EAM のバイアス電圧に依存している．表 3 をもとに，表 1 で与えられる係数をもった EAM を 2 段直列に接続した場合の高次ひずみ係数を計算した結果を図 8 ～ 図 10 に示す．

図より，二次と三次の非線形係数が同時に小さくなっているバイアス電圧が存在することが分かる．また，3. の EAM 単体において計算した非線形係数に比べ，特に三次の非線形係数について直列接続では大きく抑圧されていることも分かる．すなわち，EAM を直列に配置することで二次と三次の非線形ひずみを同時に抑圧できることが期待できる．

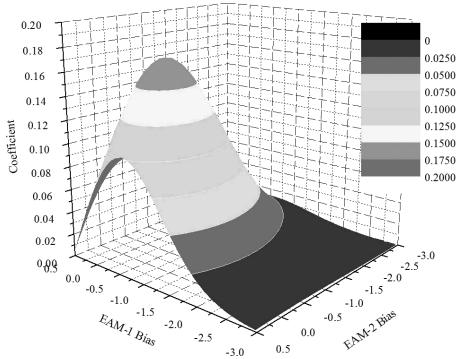


図 8 直列接続型 EAM の基本波係数  
Fig. 8 Fundamental coefficient of tandem EAM.

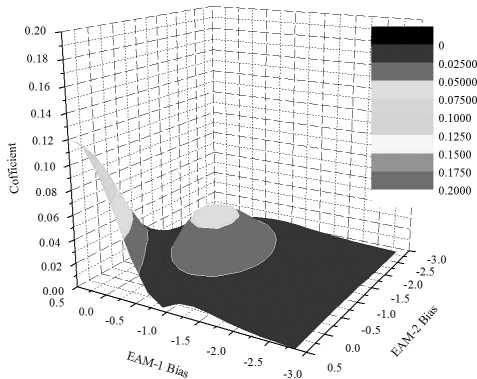


図 9 直列接続型 EAM の二次ひずみ係数  
Fig. 9 2nd order coefficient of tandem EAM.

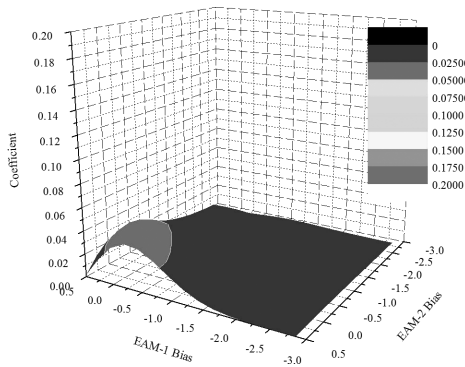


図 10 直列接続型 EAM の三次ひずみ係数  
Fig. 10 3rd order coefficient of tandem EAM.

## 4.2 ひずみ抑圧実験

4.1 で理論的に明らかにした直列接続 EAM の非線形抑圧効果を実証するための実験を行った。

図 11 に、実験構成を示す。LD から出力された 1570 nm の光信号はアイソレータ、偏波コントローラ

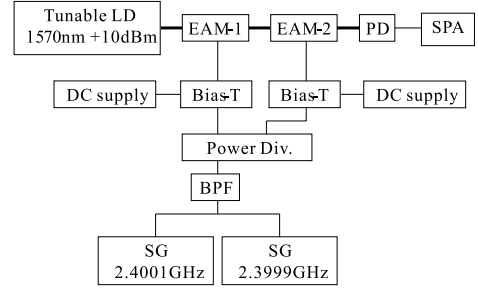


図 11 実験構成図  
Fig. 11 Experimental setup.

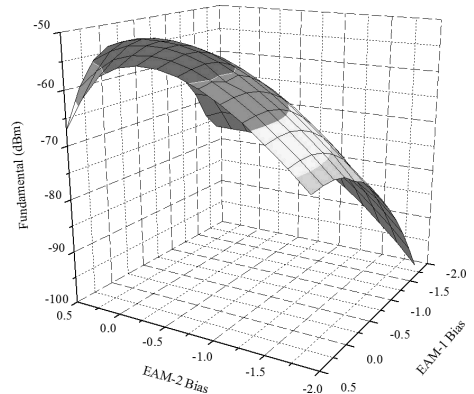


図 12 基本波成分の測定結果  
Fig. 12 Experimental result of fundamental component.

を通過した後 1 段目の EAM に入射される。EAM へは、信号発生器からの 2.4 GHz 帯の CW 信号（出力 10 dBm）と直流電源からのバイアス電圧とバイアス T により合成された信号が印加される。なお、信号発生器等で発生する高調波成分をあらかじめ除去するために帯域フィルタを通して。1 段目の EAM からの出力光信号は、2 段目の EAM を通過し PD で電気信号に戻される。最後に得られた電気信号のもつ非線形ひずみをスペクトルアナライザで測定する。

図 12～図 14 に、バイアス電圧を変化させたときの非線形ひずみの測定結果を示す。

図より、バイアス電圧を変化させることで、非線形ひずみが大きく抑圧されていることが分かる。図 15 に、バイアス電圧が  $V_{b1} = -0.3$  [V],  $V_{b2} = 0.3$  [V] のときの、入力 RF 信号電力に対する出力信号強度の関係を示す。図よりおよそ 48 dB のダイナミックレンジが得られていることが分かる。なお、図 16 に EAM-1 をバイアス電圧  $V_b = -0.2$  [V] として単体で用いた場

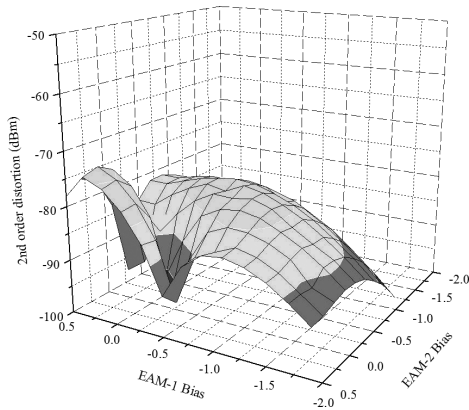


図 13 二次ひずみ成分の測定結果

Fig. 13 Experimental result of 2nd order component.

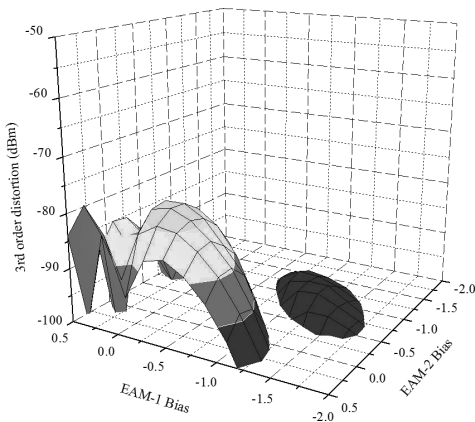


図 14 三次ひずみ成分の測定結果

Fig. 14 Experimental result of 3rd order component.

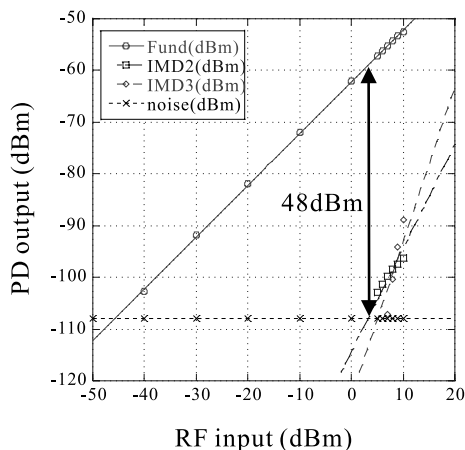


図 15 直列接続型 EAM のダイナミックレンジ測定結果

Fig. 15 Dynamic range measurement result of tandem EAM.

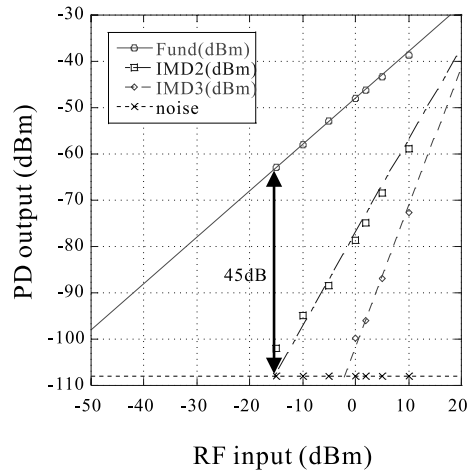


図 16 EAM 単体のダイナミックレンジ測定結果

Fig. 16 Dynamic range measurement result of single EAM.

合のダイナミックレンジの測定結果を示す．図より，EAM 単体動作時のダイナミックレンジは 45 dB であることが分かる．今回の実験では，原理確認を目的としたため単体としての EAM を 2 段接続したために挿入損が非常に大きくなったため，実験的なダイナミックレンジの改善は図より 3 dB にとどまっているものの，改善効果の確認には成功した．また，EAM を単体で使用する場合に比べて二次及び三次ひずみの発生は大幅に抑圧されており，集積化などによる損失減により，より大きなダイナミックレンジの改善が得られる．

## 5. む す び

本論文では，マルチオクターブ無線周波数帯 SCM 信号伝送の際，電気/光変換時の非線形性に起因した非線形ひずみと帯域外ふく射を抑圧する技術として，外部変調器として EAM を用いて，それを二つ直列に配置し，前後の EAM で非線形ひずみをキャンセルし抑圧する手法を二次ひずみと三次ひずみの同時抑圧に適用し，理論及び実験的に有効性を明らかにした．

数値計算の結果，EAM 単体において計算した非線形係数に比べ，直列接続の非線形係数は小さくなっており，非線形ひずみの抑圧が可能であることを示した．

また，原理の検証実験を行い，単体としての EAM を 2 段接続したために挿入損が非常に大きくなったため，実験的なダイナミックレンジの改善は図より 3 dB にとどまっているものの，改善効果の確認には成功



した。

謝辞 本研究開発は、総務省戦略的研究開発支援制度 (SCOPE-S) の援助を受けて実施したものである。

## 文 献

- [1] S. Komaki, "Microwave technologies for software radio networks," Proc. APMC2003, vol.3, no.FC7-1, pp.1780-1785, Nov. 2003.
- [2] K. Yasukawa and K. Kumamoto, "Broadband wireless-over-fiber technologies for integrated services of communications and broadcasting," Proc. SPIE — Broadband Access Communication Technologies, vol.6390, pp.639007-1-639007-8, Oct. 2006.
- [3] K. Tsukamoto, T. Higashino, and S. Komaki, "Software definable radio networks for ubiquitous networks," Proc. KOREA-JAPAN Joint Workshop 2006 on Advanced Digital Circuits and Systems, vol.15A1-4, pp.28-31, Jan. 2006.
- [4] J. McNair and F. Zhu, "Vertical handoffs in fourth-generation multinet network environments," IEEE Wireless Commun., vol.11, no.3, pp.8-15, June 2004.
- [5] M.C. Wu and S. Mathai, "A novel balanced electroabsorption modulator," Final Report 1998-99 for MICRO Project 98-186.
- [6] J. Kim, J. Lim, Y.-H. Kwon, K.-S. Choi, J.-S. Choe, Y.-S. Kang, and Y.-D. Chung, "MMW analog optoelectronic devices for RF/optic conversion," Proc. KJMW2005, no.T3-1, pp.27-30, Jan. 2005.
- [7] M. Shin and S. Hong, "A novel linearization method of multiple quantum well (MQW) electroabsorption analog modulator," Jpn. J. Appl. Phys., vol.38, Part 1, no.4B, pp.2569-2572, April 1999.
- [8] S.-K. Han, D.-H. Jeon, and H.-D. Jing, "Linear electroabsorption modulation for radio on fiber systems," IEICE Trans. Electron., vol.E85-C, no.3, pp.527-533, March 2002.

(平成 19 年 4 月 25 日受付)



熊本 和夫 (正員)

平 10 阪大・工・通信卒。平 11 同大学院博士前期課程了。平 14 同大学院博士後期課程了。現在、大阪工業大学工学部電子情報通信工学科講師。工博。光無線融合通信の研究に従事。



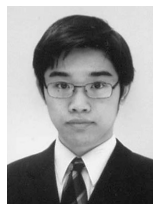
安川 交二 (正員)

昭 45 阪大・工・通信卒。昭 50 同大学院博士課程了。工博。同年 KDD 研究所入所。アンテナ・伝搬の研究に従事。昭 60 ATR 設立準備会を経て ATR 光電波研究所無線通信第一研究室長。光衛星間通信、高機能アンテナ等の研究に従事。平 6 KDD グローバルマルチメディア事業部次長。CATV インターネットの開発・事業化に従事。平 13 大阪工業大学教授。広帯域無線信号のファイバ伝送に関する研究などに従事。



稲垣 恵三 (正員)

昭 60 京大・工・電気第二卒。昭 62 同大学院修士課程了。同年 (株) 国際電気通信基礎技術研究所入社。光衛星間通信、光信号処理アレーアンテナ、ファイバ無線システム、光ジャイロの研究に従事。



東野 武史 (正員)

平 13 阪大・工・通信卒。平 14 同大学院博士前期課程了。平 17 同大学院博士後期課程了。現在、同大学院工学研究科電気電子情報工学専攻助教。工博。光通信方式、無線通信方式の研究に従事。IEEE 会員。



塚本 勝俊 (正員)

昭 57 阪大・工・通信卒。昭 59 同大学院修士課程了。同大・工・助手、講師を経て、現在、同准教授。光通信方式、無線通信方式、光電波融合通信方式の研究に従事。工博。ITE, IEEE 会員。平 8 本会論文賞、平 16 同業績賞受賞。



小牧 省三

昭 45 阪大・工・通信卒。昭 47 同大学院修士課程了。同年電電公社 (現, NTT) 電気通信研究所入社。平 2 阪大・工・通信・助教授, 平 4 同教授, デジタル無線通信方式並びに光通信方式の研究に従事。工博。昭 50 本会論文賞, 平 5 同業績賞。平 15 総務省近畿総合通信局電波の日記念表彰。