

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

鳥羽 良和[†] 鬼澤 正俊[†] 鳥畑 成典[†] 生岩 量久^{††a)}
山下 隆之^{†††} 尾崎 泰己^{††††}

Development of a Wide Dynamic Ranged Radio Wave Receiving System with an Optical Modulator and DFB Laser

Yoshikazu TOBA[†], Masatoshi ONIZAWA[†], Shigenori TORIHATA[†],
Kazuhisa HAEIWA^{††a)}, Takayuki YAMASHITA^{†††}, and Yasuki OZAKI^{††††}

あらまし 筆者らは地上波デジタルテレビ放送の SFN (Single Frequency Network) 構築時における最大の課題である自局波の回り込み対策として LN (LiNbO₃) 光変調器を用いた電波受信システムの開発を進めてきた。従来のシステムでは、光給電型ヘッドアンプの適用等により低受信入力時の信号劣化を抑えるため、システム NF (Noise figure) の低減を図ってきたが、その代償として、高受信入力時に三次相互変調ひずみ (IM₃) により信号劣化を生じていた。このため、入力の広ダイナミック化について検討を行い、多チャンネルで一括伝送されてきた OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 波に対応できる AGC (Automatic Gain Control) 方式を初めて採用し、良好な結果を得た。同時に、従来からの課題であった高価でかつ消費電力も大きい固体レーザ光源に換えて、小型・低消費電力半導体レーザ (DFB-LD) の使用可能性について検討を行い、 C/N 等を低下させることなく小型化、低消費電力を実現できた。

キーワード LN 光変調器, AGC, DFB-LD, OFDM, 地上デジタルテレビ放送

1. ま え が き

2003年12月から東京、大阪、名古屋の3大都市圏で地上波デジタルテレビ放送 [1] が開始された。日本が採用した方式の特徴の一つに SFN (Single Frequency Network: 同一周波数放送) [2] がある。

筆者らは SFN における最大の課題である自局波の回り込み対策として LN (LiNbO₃) 光変調器を用いた電波受信システムの開発を進めてきた [3] ~ [9]。本シス

テムは受信点に電力供給なしで、多チャンネルの OFDM 信号を UHF 波のまま低損失で伝送できる。

従来のシステムでは、光給電型ヘッドアンプの適用等によりシステム雑音指数 (NF) の低減を図り、低受信入力時の信号劣化を抑えてきた。しかしこの代償として、高受信入力時に三次相互変調ひずみ (IM₃) により信号劣化を生じていた。このため、入力の広ダイナミック化について検討を行い、多チャンネルで一括伝送されてきた OFDM 信号に適用できる AGC 方式を初めて採用し、良好な結果を得た。同時に、従来からの課題であった高価でかつ消費電力も大きい固体レーザ (LD-YAG レーザ) に代えて、小型・低消費電力の DFB レーザの使用可能性について理論、実験の両面から検討を行い、1.5 μm 帯 DFB レーザの2台合成等によりシステム C/N を低下させることなく小型化、高効率化を実現できた。

[†] NEC トーキン株式会社, つくば市
NEC Corporation, Tsukuba-shi, 989-0200 Japan

^{††} 広島市立大学情報科学部, 広島市
Hiroshima City University, Hiroshima-shi, 731-3194 Japan

^{†††} NHK 技術局, 東京都
NHK Engineering Administration, Tokyo, 150-8001 Japan

^{††††} NHK アイテック東京本社放送・通信事業部, 東京都
NHK Integrated Technology, Tokyo, 150-0041 Japan

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

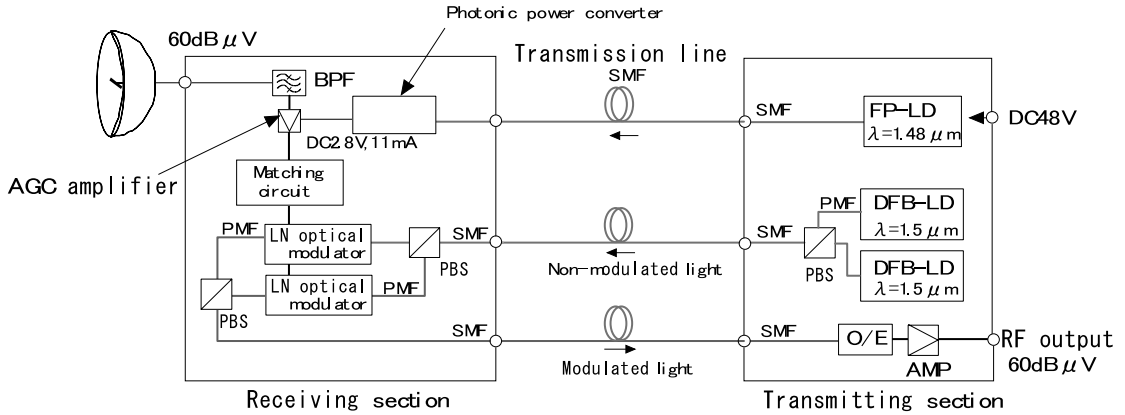


図1 システムの系統
Fig.1 Schematic diagram of the system.

2. システム構成

図1に構成を示す．受信アンテナからのOFDM信号（最大8ch）は，AGC機能付きヘッドアンプで増幅されたあと，LN光変調器に入力される．一方送信部から送られた無変調光は受信部内の分波器（PBS：Polarization Beam Splitter）で偏光分離され，LN光変調器に入射され，受信OFDM信号により強度変調を受けた後，送信部に送り返され，O/E変換部でもとの受信信号に復元される．

従来は高C/Nを確保するため，光源として1.3μm帯の高出力（100mW）固体レーザ（LD-YAG）を2台直交合成して使用し，出力の半分を光プラにより光発電素子へ分配入力し，電力生成を行っていた[9]．

今回は，給電能力の向上，装置の消費電力及びコストの低減を目的とし，3レーザ方式とした．光変調用としては光通信で汎用的に使用され，高出力化が図られている1.5μm帯DFB-LD（50mW）2台合成方式を採用している．今回のシステムにおいては，自局回り込み対策を主目的とし，伝送距離は数kmのため，波長分散等の影響は無視できるものとした．

また，AGC機能追加に伴いヘッドアンプ部の消費電力の向上が必要となったため（従来のヘッドアンプの最大消費電力12mW），電力生成用光源として光アンプの普及で高出力，低価格が実現されている1.48μm FP-LD（300mW）を用いた．光発電素子への光入力は175mW以上とし，30mW以上の電力生成（従来[9]の2.5倍）を行っている．開発した光発電素子の外観（光ファイバ入力端子側から見た図）を図2に示す．

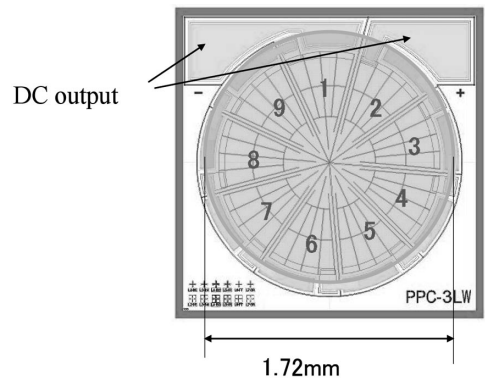


図2 光発電素子の構造
Fig.2 Structure of the light-powered DC power supply.

材料はInPでNo.1セルがマイナス端子，No.2セルがプラス端子に接続され，9個のセルが直列に接続された構造となっている．負荷（ヘッドアンプ）が接続されたときのDC出力電圧は2.8Vである．変換効率としては約20%（実測）が得られている．セル部の直径は約1.72mmである．

LN光変調器の偏光補償については，レーザ光の直交偏光及びLN光変調器2台を用いる方式により行っている[7]．2台のLN光変調器には信号が同位相で印加されるように電気長を設定している．21～28ch（8ch，帯域約50MHz）を受信伝送するため，共振周波数をそれぞれ518，566MHzとした複共振回路を構成し，共振回路のQをそれぞれ10とし，受信帯域内の利得周波数偏差を2dB以下に抑えている[9]．なお，光変調器自体の帯域はDCから1GHz程度で，半波長電

表 1 ヘッドアンプの諸特性
Table 1 Characteristics of the head amplifier.

NF	2.0dB (Typical)
Power Gain	-5~20dB
Dissipation Power	28mW(2.8V, 10mA Typical)

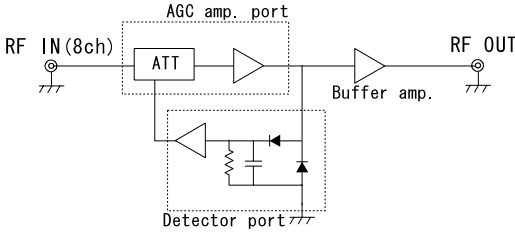


図 3 AGC 回路
Fig.3 AGC circuit.

圧は約 8V である。

3. 入力の広ダイナミックレンジ化

地上波デジタルテレビ用中継装置 [10] においては、放送波中継における電波フェージングを吸収するため広いダイナミックレンジ (40~80dBμV/ch, $IM_3 \leq -50$ dBc) が要求される。また、隣接するチャンネルに妨害を与えないようにするため、三次の相互変調ひずみ (IM_3) は -50 dBc 以下であることが必要である。

本システムはこの中継装置の前段に使用するものであり、 C/N 劣化をできるだけ少なくするため、システム NF を 5 dB 以下 [9] にする必要がある。このためには、定格受信入力 60 dBμV/ch において光変調度は 3.6%/ch ($PD_{in}=2$ dBm) 以上が必要である [9]。このため、受信入力レベルが 80 dBμV/ch (標準レベル: 60 dBμV) においては変調度が 36%/ch 以上となる。

n チャンネル一括伝送では更に \sqrt{n} 倍となり、LN 光変調器の IM_3 により信号劣化を生じる。そこでヘッドアンプに利得可変アンプ (AGC アンプ) を適用し、受信入力が高い場合においても光変調度を 10% 以下に抑え、システム IM_3 を -50 dBc 以下に抑えた。

今回試作したヘッドアンプの特性を表 1 に示す。NF は 2.0 (Typical) のものを使用している。図 3 に AGC 回路を示す。AGC の時定数によっては等価 C/N が劣化することが報告されており [10],[11]、時定数 (図 3 の C, R) を 500 ms [11] とすることにより AGC による劣化をなくしている。多チャンネルで広帯域 (約 50 MHz) な信号に対して AGC を帯域偏差なく安定動作させる

ため、検波回路の周波数特性の平坦化を図っている。筆者らは、CW 信号と OFDM 信号との電力換算値を実験的に求め、CW 信号 92 dBμV/波、2 波入力で $IM_3 \leq -50$ dBc (OFDM 信号 8 ch, 80 dBμV/ch に相当) を目標とした。

図 4 には、CW 信号 (542,543 MHz) を 1 波及び 2 波を入力した場合の AGC 回路の特性を示す。25~95 dBμV/波にわたって IM_3 は -67 dBc 以下が得られ、目標値を満足する結果が得られている。

4. 光源の DFB レーザ化

従来の半導体励起固体レーザ [3] ~ [9] に代えて 1.5 μm 帯半導体レーザ (DFB-LD) を適用する場合、レーザの相対雑音強度 (RIN) を十分考慮しておく必要がある。本システムの NF は式 (1) [9] で表される。

$$\begin{aligned}
 NF &= 10 \text{Log} (N_o / GkTB) \\
 &= 10 \text{Log} (I_p^2 \cdot RIN + 2e \cdot I_p + i_r^2 / B) \\
 &\quad - 10 \text{Log} (M^2 \cdot i_p^2) / (2 \cdot \Delta V) - 10 \text{Log} (kT)
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

ここで、 N_o は雑音強度、 G は利得、 k はボルツマン定数 (1.381×10^{-23} (J/deg.)), T は絶対温度、 B は帯域幅である。また、 I_p は無変調時の光電流で P_o を受光電力、 V_b をバイアス電圧、 V_π を半波長電圧、 ΔV を光変調器への印加電圧、 η をフォトダイオードの光感受率とすれば、 $I_p = P_o \cdot \eta / (2\{1 + \sin(\pi \cdot V_b / V_\pi)\})$ で表される。RIN はレーザの相対雑音強度、 e は電子電荷 (1.6×10^{-19} クーロン)、 i_r は等価雑音電流、 i_p は信号成分の光電流 ($P_o \cdot \eta / 2$)、 B は伝送帯域、 M は光変調度である。システム受信部入力レベルは 60 dBμV (標準レベル) であり、 ΔV は 73.6 dBμV ($Q = 10$) である。

図 5 にレーザの RIN をパラメータとしたフォトダイオード入力強度に対する NF の計算結果を示す。ここで、 $\eta=0.85$ A/W、 $M=0.46\%$ 、 $V_b/V_\pi=-0.16$ 、 $i_r=8$ pA/ \sqrt{Hz} 、 G (LNA)=18 dB、NF (LNA)=2.5 dB、 $B=5.6$ MHz とした。

従来システムで用いているレーザの RIN は -170 dB/Hz であり、ヘッドアンプの利得改善 (従来 18 dB → 20 dB) により、定格フォトダイオード入力強度 (+2 dBm) において図 6 に示すように RIN=-160 dB/Hz (DFB-LD の値) で同等の性能が期待できる。

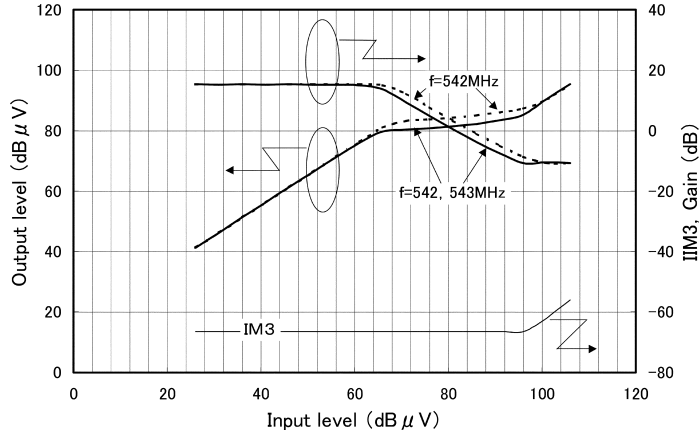


図4 AGC回路の特性
Fig. 4 Characteristics of the AGC circuit.

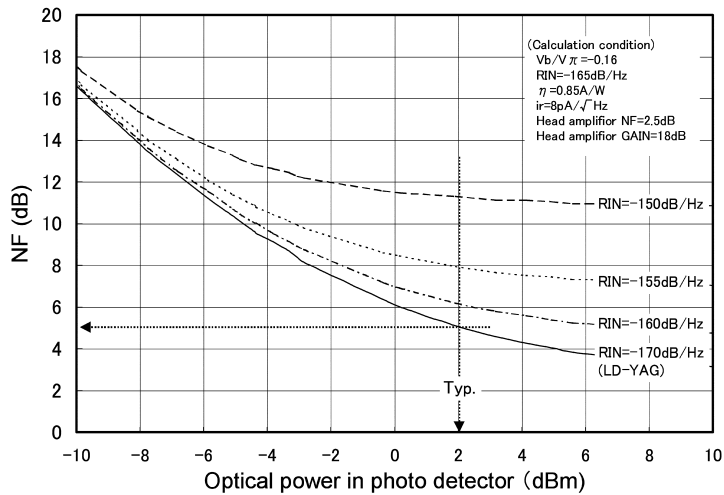


図5 フォトダイオード光入力強度に対するシステムNF(計算値)
Fig. 5 Noise figure in terms of the photo diode input light power. (Calculated)

DFB-LDを本システムに用いた場合の、もう一つの課題として光出力強度が挙げられる。従来開発した、半導体レーザを用いたシステム[8]では、レーザの発光強度は20 mWであり、NFは約8 dB(伝送距離300 m)である。また、今回のように数 kmの伝送を行う場合には、更に劣化してしまう。

しかしながら、通信用半導体レーザで固体レーザと同一強度を得ることは困難であり、従来システムと同レベルのフォトダイオード光入力強度を実現させるため、図1に示すように、2台のDFB-LDを互いの偏光が直交するように偏光合成したものをを用い、光の偏波を受信点側でいったん偏光分離し、2台のLN光変調器

に入力し、LN光変調器を透過した光を再度偏光合成する方式を採用した。これにより、光強度変調に有効な光強度は従来システムと同様に100 mWが得られた。

図7に今回適用した、1.5 μm帯DFB-LD(出力50 mW×2)のノイズレベルの実測値を示す。

固体レーザを用いた場合と同程度のRIN=-170 dB/Hzに相当する値が得られている。ここで、計算値については、式(1)の第1項(N_o)により算出した。

5. システムの基本性能

図8に光ファイバ3 km伝送(仕様の標準値)後のシ

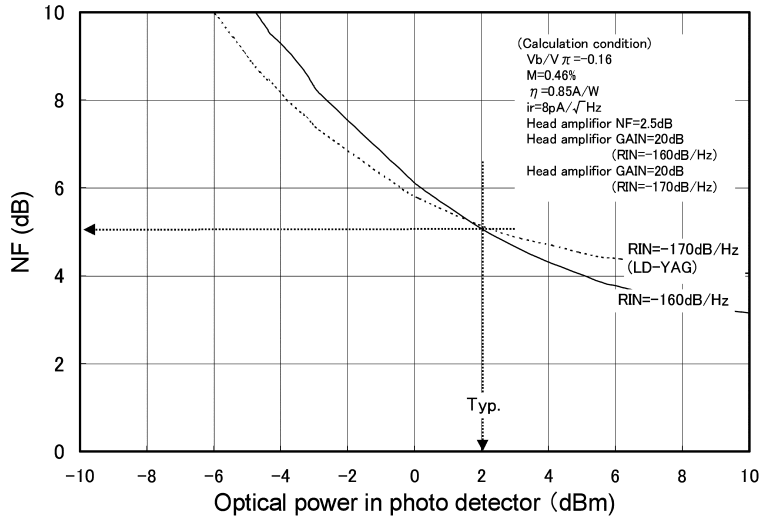


図6 ヘッドアンプゲインを改善した場合のフォトダイオード光入力強度に対するシステムNF (計算値)
 Fig.6 Noise figure in terms of the photo diode input light power with the gain of the head amplifier improved. (Calculated)

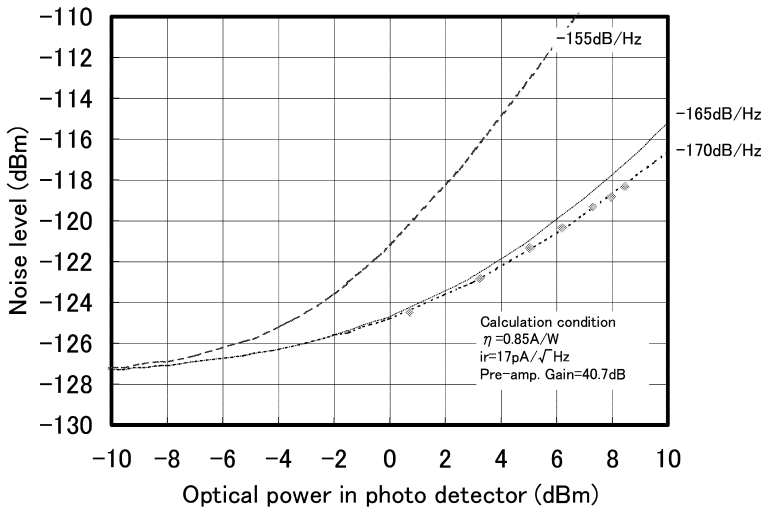


図7 フォトダイオード光入力強度に対する雑音強度 (実測値)
 Fig.7 Noise level in terms of the photo diode input light power. (Measured)

システム利得の周波数特性を示す。AGCの動作の有無にかかわらず利得周波数偏差 (21 ~ 28 ch) は 0.9 dB 以下に抑えられている。

表2は同じ光ファイバ長3 kmにおける諸特性である。システムのNFは4.4 dB以内、IM₃は-51 dB (89 dBμVの2波入力時)であり、当初目標どおりの特性が得られている。消費電力については従来装置の約2/3の45 W (周囲温度60°C時)に削減できた。

図9に送信部の外観を示す。DFB-LDの採用により大幅な低廉化が図れたほか、放熱板を小型にできたため、従来に比較して、小型化、軽量化 (重さ: 約5kg (従来は9kg)) が実現できた。

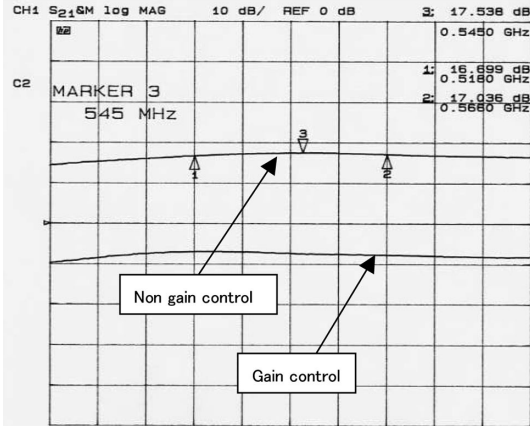
6. OFDM 変調信号伝送実験

本システムに地上波デジタル信号 (OFDM 信号) を通した実験を実施した。OFDM 変調器からの変調

信号 (IF 37.15 MHz) を IF 遅延分配器により 8 分配し, それぞれ 21 ~ 28 ch に送信変換し, 出力混合器により合成する. 合成された RF 信号を減衰器によりレベル調整し, 本システムの受信部に入力する.

受信部で E/O 変換された光は送信部で O/E 変換され MER[12] (Modulation Error Ratio: デジタル変調信号を復調して I-Q 平面上に展開したときの理想コンスタレーションポイントとそれからのベクトル誤差との電力比) 測定器に入力される. 表 3 に OFDM 信号のパラメータを示す. 今回の実験では, 21 ~ 28 ch の連続 8 チャンネルを同時入力し, 基本波を 24 ch とし, 入力信号レベルに対する MER により評価を行った. このとき用いた入力信号の MER は 46.5 dB, 伝送ファイバ長は 3 km である.

図 10 に入力信号レベルに対する MER, 等価 C/N の測定結果を示す. 入力信号レベル 50 ~ 90 dB μ V/ch に



Center frequency: 542MHz
(V: Level (10dB/div), H: Frequency (12MHz/div.))

図 8 システム利得の周波数特性
Fig. 8 Frequency response of the system gain.



図 9 送信部の外観
Fig. 9 Outside view of the transmitting unit.

表 2 システムの性能
Table 2 Performance of the system.

Items	Performance
Receiving channel	21~28ch
N F (without BPF)	4.4 max (dB)
I M ₃	-51dBc (89dB μ V with 2 RF carriers input)
Frequency response in the band	0.9 max (dB)

表 3 OFDM 信号のパラメータ
Table 3 Parameter of the OFDM signal.

Modulation	64QAM
Guard interval time	126 μ S
Convolution code rate	3/4
RS code	Off

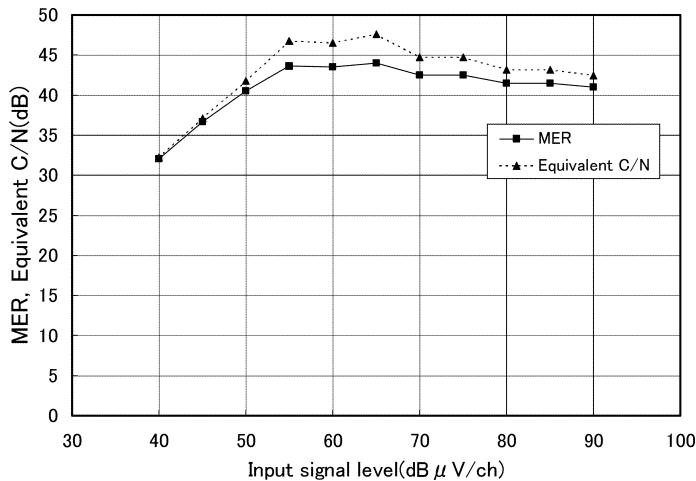
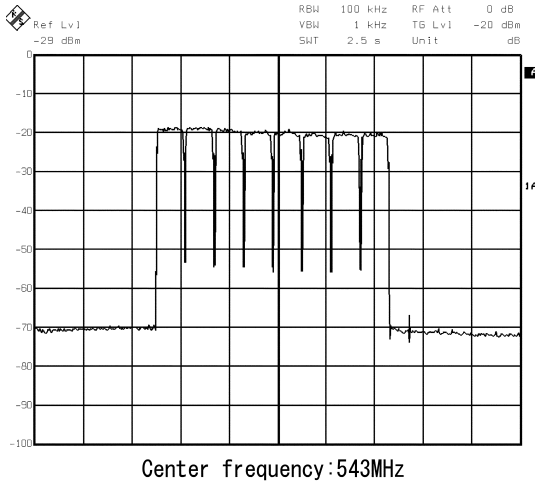


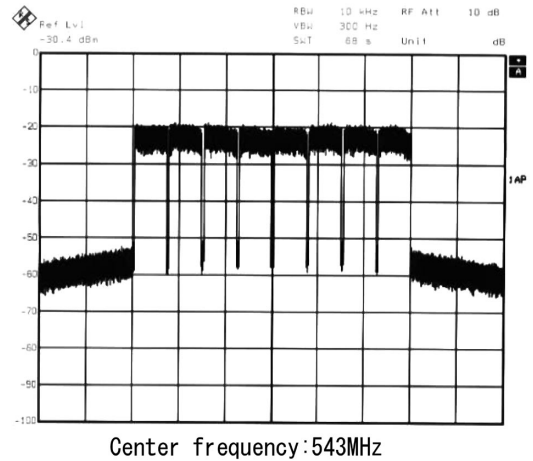
図 10 入力信号レベルに対する MER 及び等価 CN 比
Fig. 10 MER and equivalent C/N in terms of the input signal level.



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

図 11 標準入力時の出力スペクトル波形

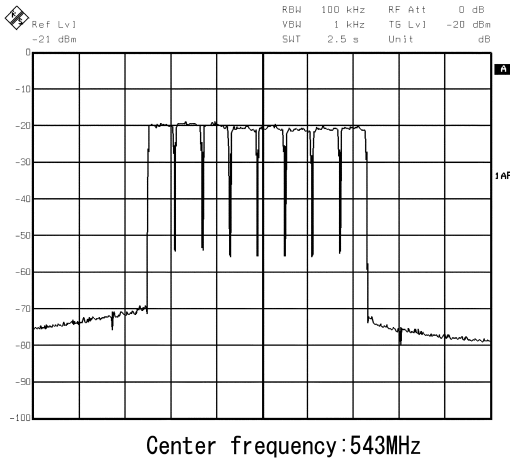
Fig. 11 Output spectrum waveforms at a standard input level.



(V: Level (10dB/div.), H: Frequency (8MHz/div.)

図 13 過入力 (+20 dB) 時の出力スペクトル波形 (AGC なし)

Fig. 13 Output spectrum waveforms at an over input level (+20dB)without AGC.



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

図 12 過入力 (+20 dB) 時の出力スペクトル波形 (AGC あり)

Fig. 12 Output spectrum waveforms at an over input level (+20dB)with AGC.

において等価 $C/N \geq 40$ dB 以上が確保でき、多段中継回線に使用した場合でも信号劣化を極めて小さく抑えることが可能となる。また、入力信号レベル $50 \text{ dB}\mu\text{V}/\text{ch}$ 以下については等価 C/N 及び MER が信号レベルに比例して劣化していることから、システムの熱雑音によるものと考えられる。

図 11 は標準受信部入力レベル ($60 \text{ dB}\mu\text{V}/\text{ch}$) に

けるシステム出力スペクトル波形である。帯域外の IM は -50 dBc 以下であり、良好な値が得られている。

図 12 は過入力レベル ($80 \text{ dB}\mu\text{V}/\text{ch}$) 時の出力スペクトル波形である。標準入力レベル時と同様、IM は -50 dBc 以下が確保されており、AGC によるひずみ改善効果が確認できる。また、図 13 に、AGC なしの出力スペクトル波形 ($80 \text{ dB}\mu\text{V}/\text{ch}$) を示す。信号過入力により三次相互変調ひずみが大きく劣化 ($\text{IM}_3 = -35 \text{ dBc}$) していることが分かる。また、利得の周波数偏差に関してシステム上問題ない 2 dB 以下に抑えられていることが確認できる。

7. む す び

多チャンネルで一括伝送されてきた OFDM 信号に対応できる AGC 方式を採用することにより、信号入力ダイナミックレンジを $40 \sim 80 \text{ dB}\mu\text{V}/\text{ch}$ に広げることができた。また、光源部への DFB-LD 適用により従来装置と比較して軽量化 ($\sim 1/2$)、低消費電力化 ($\sim 2/3$) が実現できた。この開発により、高価な固体レーザーが不要となったため、コスト面も含めた課題はほとんど解決したと考えている。2005 年以降、地上波デジタルテレビ中継局の本格的な整備が予定されており、本システムを有効に活用していきたい。

謝辞 伝送実験において御協力を頂いた日本無線(株)の関係各位に深謝する。

文 献

- [1] 佐々木誠, “地上デジタル放送の開発動向,” 映情学誌, vol.2, no.11, pp.1562-1564, 1998.
- [2] 今村 誠, 渋谷一彦, 佐々木誠, “放送波中継 SFN の基礎検討,” 映情学技報, vol.22, no.59, pp.37-42, 1998.
- [3] 生岩量久, 中 尚, 鳥羽成典, 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-1, no.7, pp.249-255, July 1996.
- [4] M. Kondo, Y. Toba, Y. Tokano, K. Hayeiwa, and H. Fujio, “Radio signal detection system using electrooptic modulator,” Microwave Photonics, pp.169-172, Kyoto, Japan, Dec. 1996.
- [5] 生岩量久, 藤尾博樹, 杉本智彦, 鳥羽良和, 戸叶祐一, 大沢隆二, 近藤充和, “多チャンネル光変調器を用いた無給電受信システムの開発,” 信学技報, RCS-41, Oct. 1998
- [6] 藤尾博樹, 杉本智彦, 藤原伸一, 生岩量久, 鳥羽良和, 戸叶祐一, 大沢隆二, 近藤充和, “光変調器を用いた無給電テレビ電波受信システムの実用化,” 映情学技報, vol.21, no.39, pp.19-24, ROFT'97-56, May 1997.
- [7] 生岩量久, 竹内安弘, 鳥羽良和, 鳥畑重典, 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.
- [8] 生岩量久, 竹内安弘, 秋山一浩, 山下隆之, 鳥羽良和, 鬼澤正俊, 鳥畑重典, “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,” 映情学論, vol.56, no.2, pp.212-217, Aug. 2002.
- [9] 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.
- [10] 竹内安弘, 生岩量久, “デジタル中継放送機の試作と多段伝送特性,” 映情学技報, vol.24, no.43, ROFT2000-47, pp.1-6.
- [11] 竹内安弘, 生岩量久, “地上デジタルテレビジョン中継装置の多段伝送時における C/N 改善の検討,” 映情学研報, vol.55, no.7, pp.1049-1052, July 2001.
- [12] 竹内安弘, 生岩量久, 根岸俊裕, 初鹿勝也, 後藤剛秀, “地上デジタルテレビジョン監視装置の開発,” 映情学研報, vol.55, no.12, pp.1661-1664, Dec. 2001.

(平成 16 年 4 月 21 日受付, 8 月 9 日再受付)



鳥羽 良和 (正員)

1988 東邦大・理・物理卒。同年, 東北金属工業 (現 NEC トーキン(株)) 入社。以降, 光デバイス及び, 光中継装置の研究開発に従事。現在, ブロードバンドデバイス事業推進部開発部マネジャー。



鬼澤 正俊

2000 電通大・電気通信・電子卒。同年, (株) トーキン (現 NEC トーキン(株)) 入社。以降, 光中継装置の研究開発に従事。現在, ブロードバンドデバイス事業推進部。



鳥畑 成典

1981 東北大・工・応用物理卒。1993 (株) トーキン (現 NEC トーキン(株)) 入社。以降, 光中継装置の研究開発に従事。



生岩 量久 (正員: フェロー)

1970 徳島大・工・電気卒。同年, NHK 入局。主として送信装置の設計, 開発業務に従事。2004 年 7 月より, 広島市立大学情報科学部教授。工博。



山下 隆之

1994 熊本電波高等専門学校電子工学卒。同年, NHK 入局。福岡放送局, 宮崎放送局に勤務。2000 年より, 技術局送信技術センターに勤務し, 現在に至る。主として空中線の設計, 整備に従事。

尾崎 泰己

NHK アイテック放送・通信事業部副事業部長。現在地上デジタル放送担当。