Osaka University Knowledge Archive

Title	SCM光周波数変調RoFリンクにおける光チャープ制御器を用いた非線形補償方式の提案
Author(s)	村越, 昭彦; 塚本, 勝俊; 小牧, 省三
Citation	電子情報通信学会論文誌. B, 通信. 2005, J88-B(11), p. 2275-2286
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/3019
rights	copyright©2005 IEICE
Note	

Osaka University Knowledge Archive : OUKA

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

Osaka University

論　文

SCM 光周波数変調 RoF リンクにおける光チャープ制御器を用いた非線形補償方式の提案

村越　昭彦[†a)]　　塚本　勝俊[†]　　小牧　省三[†]

Proposal of a Nonlinear Compensation Scheme Using an Optical Chirp Controller in SCM/OFM RoF Link

Akihiko MURAKOSHI[†a)], Katsutoshi TSUKAMOTO[†], and Shozo KOMAKI[†]

あらまし　SCM 光周波数変調方式は FM 検波利得が得られ，広帯域な無線周波数信号や非常に多くのチャネルをもったマルチキャリヤ信号を伝送する RoF リンクへの適用効果が高いが．LD の光周波数変調特性及び光周波数弁別特性の非線形性に起因した相互変調ひずみによりダイナミックレンジが制限される．そこで，より高品質に無線信号を伝送するため，RoF リンクにおける非線形補償技術に関する検討が行われている．本論文では送受信機の間に非線形デバイスを挿入して非線形補償を行うことを特徴とした挿入型ディストーション方式を考え，グレーティング素子と光周波数シフタで構成される光チャープ制御器を用いた非線形補償受信機を提案する．提案方式では適応周波数弁別特性制御方式で問題であった高次相互変調ひずみを抑圧することができ，SCM 光周波数変調方式の SFDR（spurious free dynamic range）を改善することができる．本論文では，提案方式を適用した場合の SCM 光周波数変調方式の SFDR について理論解析を行い，非線形補償方式を適用しない場合と比べて SFDR を 9 dB，適応周波数弁別制御方式を用いた場合に比べて 5 dB 改善できることを示す．

キーワード　光ファイバ無線アクセスネットワーク，光周波数変調方式，相互変調ひずみ，非線形補償，光チャープ制御器

1. まえがき

電波と光を融合したマイクロ波フォトニクス技術を応用した光 CATV が普及し，各加入者までテレビの映像信号だけでなくインターネットサービスの提供が可能になっている．現在では光分配技術の進展によって，各加入者線まで光ファイバで接続する Fiber to the Home（FTTH）などの光アクセス網の構築が進み，オフィスや家庭などでも高速な通信が行えるまで発展してきている．一方で無線アクセス系においては，無線 LAN（IEEE802.11b,a,g）の登場で高速な無線通信が行えるまでなっており，それに加え PHS，携帯電話（PDC）などの無線サービスも普及してきている．これに伴い，高速から低速の様々な情報を無線通信接続できる共通のインフラ技術が必要となるため，低損失・広帯域性を特長にもつ光通信技術を利用する光通信と無線通信を融合した光ファイバ無線アクセス（RoF: Radio-on-Fiber）ネットワークに関する研究が行われている [1]〜[5]．光ファイバ無線アクセスネットワークを実現するためには，無線信号を光ファイバに閉じ込めて高品質に伝送する技術は必須であり，RoF リンクにおける伝送方式など数多くの検討がなされている．

RoF リンクで無線信号を伝送する方式として，無線信号を電気領域で周波数多重し，レーザダイオード（LD）を直接強度変調する副搬送波多重（SCM：Subcarrier Multiplex）技術が最も広く使用されている [3]．また，Passive Optical Network（PON）システムにおいて，受信時に高い搬送波電力対雑音電力比を必要とする映像配信を行うために FM 検波利得が得られる周波数変調方式を適用する検討がいくつかなされている [6]〜[8]．文献 [6] では SCM 信号を電気領域で周波数変調し，FM 波で LD を光強度変調して伝送

† 大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻，吹田市
Department of Electrical, Electronic and Information Engineering, Osaka University, 2–1 Yamada-oka, Suita-shi, 565–0871 Japan
a) E-mail: murakosi@roms.comm.eng.osaka-u.ac.jp

をする方式，文献 [7] 及び [8] では，SCM 信号で光搬送波を周波数変調した後に光ヘテロダイン検波することによって電気領域の広帯域 FM 波を得て，その FM 波で LD を光強度変調して伝送する SCM/FM/IM/DD 方式を実現し，高い受信 CN 比を得ている．後者の方式では，光領域の広帯域性を利用して広帯域 FM 信号を得ることができ，電気領域での広帯域 FM 信号の発生が困難であるという問題が克服されている．ただし，この方式では FM 伝送信号の広帯域化に伴い，特に群遅延ひずみを含む電気伝送路の直線ひずみが受信信号品質を決定する主な要因となる [9]．

そこで，SCM 信号で LD を直接光周波数変調する SCM/OFM 方式に関する検討が行われており [10]〜[12]，本方式では SCM/FM/IM/DD 方式と同様に FM 検波利得が得られ，IM/DD 方式に比べ広いダイナミックレンジが得られることが示されている [10]．最近では広帯域な光 FM 波を発生できる FM-LD も登場し，高品質な無線信号伝送が期待できる [13]．また，広帯域な光 FM 波のまま光ファイバ伝送して光周波数弁別器で FM 検波後に無線信号に変換するため，電気伝送路で問題となる群遅延ひずみの影響を回避できると考えられる．しかし，SCM/OFM 方式では LD の周波数変調特性及び光周波数弁別特性の非線形性に起因した相互変調ひずみが受信信号品質の劣化要因として依然として残っている [11], [12]．そこで，SCM/OFM 方式における非線形補償方式に関する検討が行われている．文献 [14] 及び [15] では，光周波数弁別特性を線形化する非線形補償方式に関する検討が行われているが，LD 周波数変調特性の非線形性は考慮されていない．それに対して，文献 [16] 及び [17] では LD の周波数変調特性及び MZ 型光周波数弁別器特性の相互作用を用いた非線形補償による改善効果について検討し，更に MZ 型光周波数弁別器に光位相シフタを挿入して周波数弁別特性を制御する非線形補償方式（適応周波数弁別特性制御方式）を提案し，三次相互変調ひずみを抑圧する手法について検討している．更に，文献 [18] では，高次の相互変調ひずみを考慮した非線形補償方式を提案し，三次及び五次の合成相互変調ひずみ電力を最小に抑圧することでダイナミックレンジが改善されることが示されているが，受信機側の MZ 型光周波数弁別特性の高次非線形性に起因した高次相互変調ひずみの影響が残るという問題があった．また，適応周波数弁別特性制御方式においては MZ 光周波数弁別器におけるクリッピングひずみの発生が予想される．

そこで，本論文ではまず従来の適応周波数弁別特性制御方式におけるクリッピングひずみの影響について理論解析により明らかにし，次にこのクリッピングひずみを抑えつつ，三次及びいくつかの高次相互変調ひずみを同時に抑圧する新しい非線形補償方式（挿入型ディストーション方式）を提案する [19]．提案方式は，LD と MZ 型光周波数弁別器の光ファイバリンク中に光周波数チャープを制御する非線形デバイス（光チャープ制御器）を挿入し，RoF リンク全体の伝達特性を線形化する方式である．本論文では挿入する非線形デバイスの挿入損を考慮して，SCM/OFM RoF リンクの SFDR（Supurious Free Dynamic Range）について理論解析を行い，適応周波数弁別特性制御方式と比較して，提案方式の改善効果を明らかにする．また，本論文で提案する光チャープ制御器で発生する量子化誤差の影響について理論解析により明らかにする．

本論文は以下のような構成である．**2.** では SCM/OFM 方式の原理及び SCM/OFM RoF リンクの出力無線信号電力，相互変調ひずみ電力，雑音電力，MZ 型 OFM で発生するクリッピングひずみ電力を理論的に導出し，適応周波数弁別特性制御方式における問題を明らかにする．**3.** では，SCM/OFM RoF リンクにおける非線形補償方式として光チャープ制御器を用いた挿入型ディストーション方式を提案する．最後に **4.** では数値計算例を示し，考察を加える．

2. 副搬送波多重光周波数変調方式

本章では，副搬送波多重光周波数変調（SCM/OFM）RoF リンクの構成及び受信信号品質について理論的に解析する．

2.1 副搬送波多重光周波数変調方式の構成

図 1 に SCM/OFM RoF リンクの構成を示す．光周波数変調（OFM）方式は，レーザダイオード（LD：

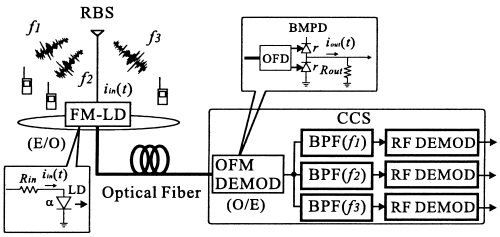


図 1 SCM 光周波数変調 RoF リンクの構成
Fig. 1 Configuration of SCM/OFM RoF link.

Laser Diode）を直接強度変調する際に発生する周波数チャープを利用する方式である [12]．図 1 に示すシステムでは，無線端末から送信される無線信号が多重された副搬送波周波数多重（SCM）信号電流 $i_{in}(t)$ で無線基地局の LD を直接変調し，光周波数変調波を得る．SCM 信号電流 $i_{in}(t)$ と LD から出力される光搬送波の瞬時周波数 $f(t)$ は次式で表される [16]．

$$f(t) = f_c + f_{mod}(t) \tag{1}$$

$$f_{mod}(t) = \alpha\left\{i_{in}(t) + \beta i_{in}^2(t) + \gamma i_{in}^3(t)\right\} \tag{2}$$

ただし，f_c は光搬送波周波数，α 及び β，γ はそれぞれ LD に固有の周波数変調効率，並びに二次，三次ひずみ係数を表す．無線基地局で変調された光 FM 波は光ファイバ伝送され，中央制御局に設置された MZ 型光周波数弁別器で光強度変調信号に変換（FM/IM 変換）した後，バランスドミクシング光検波して SCM 信号に変換する．

M キャリヤが多重された SCM 信号電流 $i_{in}(t)$ で光周波数変調波を発生した場合，受信機におけるバランスドミクシング光検波器から出力される SCM 信号電流 $i_{out}(t)$ は

$$\begin{aligned} i_{out}(t) = {} & rP_r\frac{\pi\alpha}{FSR}\sin\left(\frac{\pi f_c}{FSR}\right)i_{in}(t) \\ & + r\frac{\eta_{TX}}{L_{loss}}\cos\left(\frac{\pi f_c}{FSR}\right)i_{in}(t) \\ & + i_{IMD}(t) + n(t) \end{aligned} \tag{3}$$

$$i_{in}(t) = \sum_{m=1}^{M}\rho_m\cos(2\pi f_m t + \psi_m(t)) \tag{4}$$

で表される．ここで r は PD の検波効率，P_r は PD における送信光電力，FSR は光周波数弁別器の自由スペクトルレンジ，η_{TX} は強度変調効率，L_{loss} は光ファイバリンクの伝送損，f_m は m 番目のサブキャリヤの中心周波数を表し，$\rho_m(t)$ と $\psi_m(t)$ はそれぞれ m 番目のサブキャリヤの振幅と位相を表す．以降の解析においては，$\rho_m(t)$ は m にかかわらず一定の値 ρ をもち，副搬送波の位相は互いに独立であるとする．したがって，入力 SCM 信号電力 P_{in} は $P_{in} = M\rho^2/2$ で表される．同式の第 1 項は SCM 信号，第 2 項は寄生光強度変調成分，第 3 項は $i_{IMD}(t)$ は二次以上の高次相互変調ひずみ電流，第 4 項は受信機で加わる加法性雑音電流を表す [18]．

2.2 SCM/OFM 方式の受信信号品質

本論文ではシングルオクターブ伝送の場合の SCM/OFM 方式の出力 SCM 信号電力，相互変調ひずみ電力，雑音電力，MZ 型 OFD で発生するクリッピングひずみ電力について理論的に解析する．シングルオクターブ伝送の場合，奇数次の相互変調ひずみが信号伝送帯域に落ち込み，特に三次及び五次相互変調ひずみが受信信号品質を劣化させる主な要因となる．

SCM/OFM 方式における副搬送波電力 C_{FM}，三次及び五次互変調ひずみ電力 IMD_3，IMD_5，雑音電力 N は

$$C = \frac{1}{2}\frac{P_{in}}{M}\left\{rP_r\frac{\pi\alpha}{FSR}\sin\left(\frac{\pi f_c}{FSR}\right)\right\}^2 \tag{5}$$

$$\begin{aligned} IMD_3 = {} & \frac{1}{2}\left(\frac{P_{in}}{M}\right)^3(rP_rA_{3,M})^2(X_3^2+Y_3^2) \\ & \times\sin^2\left(\frac{\pi f_c}{FSR} + \tan^{-1}\left(\frac{Y_3}{X_3}\right)\right) \end{aligned} \tag{6}$$

$$\begin{aligned} IMD_5 = {} & \frac{1}{2}\left(\frac{P_{in}}{M}\right)^5(rP_rA_{5,M})^2(X_5^2+Y_5^2) \\ & \times\sin^2\left(\frac{\pi f_c}{FSR} + \tan^{-1}\left(\frac{Y_5}{X_5}\right)\right) \end{aligned} \tag{7}$$

$$\begin{aligned} N = {} & \left[2qrP_r + \frac{4kT}{R_{out}}\right. \\ & \left. + \frac{4\Delta\nu}{\pi}\left\{\frac{rP_r\pi}{FSR}\sin\left(\frac{\pi f_c}{FSR}\right)\right\}^2\right]B_{RF} \\ & + \frac{1}{2}\left(r\frac{\eta_{TX}}{L_{loss}}\right)^2\left\{\cos\left(\frac{\pi f_c}{FSR}\right)\right\}^2 + D_{clip} \end{aligned} \tag{8}$$

ただし，

$$X_3 = \left(\gamma + \frac{\eta_{TX}}{P_rL_{loss}}\beta\right)\frac{\pi\alpha}{FSR} - \frac{1}{3!}\left(\frac{\pi\alpha}{FSR}\right)^3 \tag{9}$$

$$Y_3 = \left(\beta + \frac{1}{2}\frac{\eta_{TX}}{P_rL_{loss}}\right)\left(\frac{\pi\alpha}{FSR}\right)^2 \tag{10}$$

$$\begin{aligned} X_5 = {} & -\frac{1}{2}\left(\gamma + \beta^2 + \frac{\eta_{TX}\beta}{P_rL_{loss}}\right)\left(\frac{\pi\alpha}{FSR}\right)^3 \\ & + \frac{1}{5!}\left(\frac{\pi\alpha}{FSR}\right)^5 \end{aligned} \tag{11}$$

$$\begin{aligned} Y_5 = {} & \left\{\beta\gamma + \frac{\eta_{TX}}{P_rL_{loss}}\left(\gamma + \frac{1}{2}\beta^2\right)\right\}\left(\frac{\pi\alpha}{FSR}\right)^2 \\ & - \frac{1}{4!}\left(4\beta + \frac{\eta_{TX}}{P_rL_{loss}}\right)\left(\frac{\pi\alpha}{FSR}\right)^4 \end{aligned} \tag{12}$$

で与えられる [18]．B_{RF} は各副搬送波の帯域幅，$A_{3,M}$ 及び $A_{5,M}$ はそれぞれ M キャリヤ多重したときの中央チャネルに落ち込む三次及び五次相互変調ひずみの数を表す．また，相互変調ひずみ電流が次数間で互いに無視できるほど相関が小さいと仮定した．式 (8) の

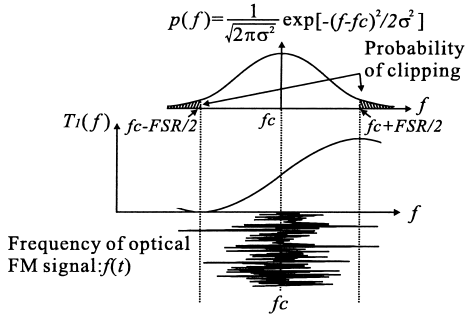


図 2　MZ 型 OFD で発生するクリッピング
Fig. 2　Clipping occurred in MZ-type OFD.

第 1 項は信号光ショット雑音，第 2 項は受信回路系熱雑音，第 3 項は光位相雑音から OFD で変換される強度雑音，第 4 項は光強度雑音電力，第 5 項は MZ 型 OFD で発生するクリッピングひずみ電力である．LD が有している強度雑音は，OFM 信号に加法性雑音として加わるが，$\frac{\pi f_c}{FSR} = \pi/2$ とすればその影響は除去できる [20].

次に MZ 型 OFD で発生するクリッピングひずみ電力について理論解析する．図 2 に光搬送波周波数 f_c に対する MZ 型 OFD の透過特性が 0.5 としたときのクリッピングひずみ発生の様子を示す．瞬時周波数偏移量 $|f(t) - f_c|$ が $FSR/2$ を超えるとクリッピングが発生し，インパルス性雑音として加わる [21]. SCM/OFM 方式では，クリッピングひずみはクリップされた周波数偏移量に相当する電力が MZ 型 OFD で光強度信号に変換され，PD で電気信号に変換される．ここで多重数 M の SCM 信号 $i_{in}(t)$ をガウス過程と仮定すると，光瞬時周波数 $f(t)$ も平均 f_c，分散 $\sigma^2 = M\Delta F^2/2$ のガウス過程となる．この場合，クリッピングひずみ電力 D_{clip} は，

$$D_{clip} = \left\{ rP_r \frac{\pi}{FSR} \sin\left(\frac{\pi f_c}{FSR}\right) \right\}^2 \times \frac{2}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_{-\infty}^{0} g^2 \exp\left[-\frac{(g - FSR/2)^2}{2\sigma^2} \right] dg \tag{13}$$

$$g = f - f_c + \frac{FSR}{2} \tag{14}$$

で与えられる [21].

2.3　適応周波数弁別特性制御方式の問題点

SCM/OFM 方式においては，LD の周波数変調特性及び光周波数弁別特性の非線形性に起因した相互変調ひずみが受信信号品質の劣化要因として残っており，

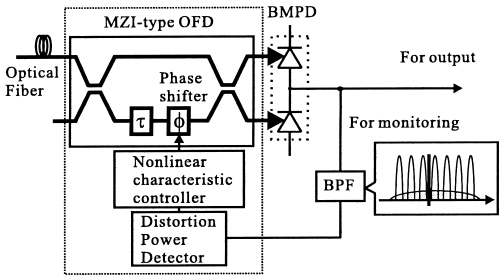


図 3　適応周波数弁別特性制御方式
Fig. 3　Adaptive transmittance control method.

そこで，適応周波数弁別特性方式を用いる非線形補償受信機が提案されてきた．図 3 に適応周波数弁別特性制御方式を用いる非線形補償受信機を示す．図 3 に示すような片側ブランチに光位相シフタを挿入した MZ 型光周波数弁別器の光周波数弁別特性は，位相シフト量を制御することで周波数軸上にシフトされる．本方式では出力 SCM 信号を出力用とひずみ電力のモニタリング用の二つに分岐させ，出力 SCM 信号の空き帯域に含まれる合成相互変調ひずみ電力を検出し，それを最小に抑圧するように位相シフト量を適応的に制御する [18].

この方式を用いた場合の副搬送波電力 $C_{FM,\phi}$，三次及び五次相互変調ひずみ電力 $IMD_{3,\phi}$，$IMD_{5,\phi}$，雑音電力 N_ϕ は

$$C_\phi = \frac{1}{2}\frac{P_{in}}{M} \left\{ rP_r \frac{\pi\alpha}{FSR} \sin\left(\frac{\pi f_c}{FSR} + \phi\right) \right\}^2 \tag{15}$$

$$IMD_3^\phi = \frac{1}{2}\left(\frac{P_{in}}{M}\right)^3 (rP_r A_{3,M})^2 (X_3^2 + Y_3^2) \times \sin^2\left(\frac{\pi f_c}{FSR} + \tan^{-1}\left(\frac{Y_3}{X_3}\right) + \phi\right) \tag{16}$$

$$IMD_5^\phi = \frac{1}{2}\left(\frac{P_{in}}{M}\right)^5 (rP_r A_{5,M})^2 (X_5^2 + Y_5^2) \times \sin^2\left(\frac{\pi f_c}{FSR} + \tan^{-1}\left(\frac{Y_5}{X_5}\right) + \phi\right) \tag{17}$$

$$N_\phi = \left[2qrP_r + \frac{4kT}{R_{out}} + \frac{4\triangle\nu}{\pi} \left\{ \frac{rP_r\pi}{FSR} \sin\left(\frac{\pi f_c}{FSR} + \phi\right) \right\}^2 \right] B_{RF} + \frac{1}{2}\left(r\frac{\eta_{TX}}{L_{loss}}\right)^2 \left\{ \cos\left(\frac{\pi f_c}{FSR} + \phi\right) \right\}^2 + D_{clip}^\phi \tag{18}$$

で与えられる [18]．式 (18) の第 4 項は光強度雑音電

力，第 5 項は MZ 型 OFD で発生するクリッピングひずみ電力である．ただし，七次以上の相互変調ひずみ電力は無視できるほど小さいため考慮していない．この方式では，制御パラメータが位相シフト量 $\phi(-\pi/2 < \phi \leq \pi/2)$ だけであるので，三次相互変調ひずみの抑圧と同時に高次相互変調ひずみを抑圧することはできない．そこで相互変調ひずみ電力の合成電力を最小にすることで，三次相互変調ひずみ電力を最小にする場合よりもダイナミックレンジが向上する [18]．しかし，周波数弁別特性を周波数軸上にシフトさせるため，MZ 型 OFD の検波効率の劣化 [17] やクリップレベルもシフトされクリッピングひずみの増加が問題となる．図 4 に適応周波数弁別特性制御を用いたときに発生するクリッピングを示す．図 4 に示すように，適応周波数弁別特性制御により入力 FM 波の瞬時周波数ダイナミックレンジが減少するため，MZ 型 OFD で発生するクリッピングひずみ電力が増加する．$f - f_c \leq FSR\left(\frac{1}{2} - \frac{\phi}{\pi}\right)$ または $f - f_c \geq FSR\left(\frac{1}{2} + \frac{\phi}{\pi}\right)$ のときにクリッピングが発生し，クリッピングひずみ電力 D^{ϕ}_{clip} は，

$$D^{\phi}_{clip} = \left(rP_r \frac{\pi}{FSR} \sin\left(\frac{\pi f_c}{FSR} + \phi\right)\right)^2 \times \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \left[\int_{-\infty}^{FSR\frac{\phi}{\pi}} (g - FSR\frac{\phi}{\pi})^2 \exp\left[-\frac{(g - FSR/2)^2}{2\sigma^2}\right] dg + \int_{FSR(1+\frac{\phi}{\pi})}^{\infty} \{g - FSR(1+\phi/\pi)\}^2 \exp\left[-\frac{(g - FSR/2)^2}{2\sigma^2}\right] dg\right] \tag{19}$$

で表される．ただし $\sigma^2 = M\Delta F^2/2$ である．ここで，適応周波数弁別制御方式によるクリッピングひずみの増分は

$$\frac{dD^{\phi}_{clip}}{d\phi} = (rP_r|\phi|)^2 \left(\frac{FSR}{\pi}\right) \times \left[\exp\left\{-\frac{\{FSR(|\phi|/\pi - 1/2)\}^2}{2\sigma^2}\right\} - \exp\left\{-\frac{\{FSR(|\phi|/\pi + 1/2)\}^2}{2\sigma^2}\right\}\right] \begin{cases} <0 & (-\frac{\pi}{2} \leq \phi < 0) \\ \geq 0 & (0 \leq \phi \leq \frac{\pi}{2}) \end{cases} \tag{20}$$

となる．上式より $\phi = 0$ のとき最小値になることが分かる．

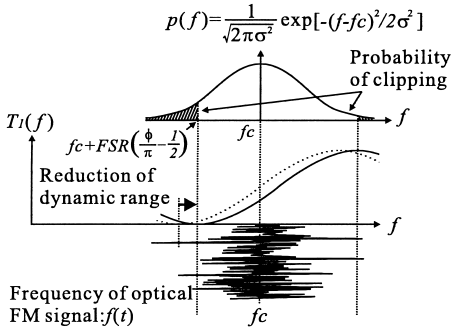


図 4　適応周波数弁別特性制御で発生するクリッピング
Fig. 4　Clipping occurred in an adaptive transmittance control method.

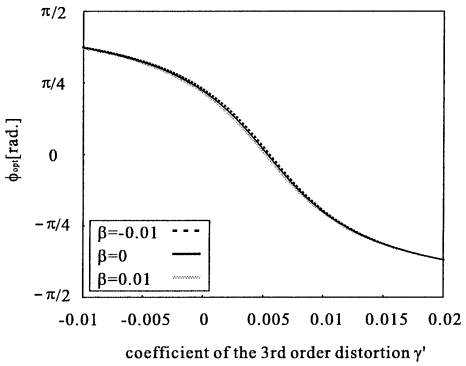


図 5　LD 周波数変調特性の三次非線形係数と最適位相シフト量特性
Fig. 5　The coefficient of the 3rd oder distortion versus the optimum phase shift.

図 5 に LD 周波数変調特性の三次非線形係数と最適位相シフト量特性を示す．ここで，最適位相シフト量 ϕ_{opt} は三次及び五次相互変調ひずみの合成電力を最小にする位相シフト量である [18]．LD 周波数変調特性の三次ひずみ係数の値によって最適位相シフト量の絶対量も増加する．以上より，適応周波数弁別制御方式では三次及び五次相互変調ひずみの合成電力を最小にする一方でクリッピングひずみが増加することが分かる．

3.　挿入型ディストーション方式

SCM/OFM RoF リンクにおける非線形補償方式は適応周波数弁別特性制御方式のように RoF リンクを構成するデバイスの周波数特性の非線形を制御することが特徴である．適応周波数弁別特性制御方式の MZ 型光周波数弁別器で発生するクリッピングひずみが増加する問題を解決するため，本論文では LD 及び MZ

型光周波数弁別器の間の光領域に非線形制御デバイスを挿入し，SCM/OFM RoF リンク全体の SCM 信号伝達特性を線形化する挿入型ディストーション方式を考え，挿入する非線形周波数特性を有するデバイスとして光周波数シフタを用いた光チャープ制御器を提案する．本方式では，MZ 型光周波数弁別器の周波数弁別特性の制御を行わないため，MZ 型光周波数弁別器で発生するクリッピングひずみは増加しない．

3.1 提案する非線形補償受信機の構成

図 6 に挿入型ディストーション方式を用いる SCM/OFM RoF リンクの構成を示す．本方式は LD と光周波数弁別器の間の光リンクに光デバイスを挿入し，その周波数チャープ特性を制御して RoF リンク全体の SCM 信号伝達特性を線形化し，三次及びいくつかの高次相互変調ひずみを抑圧する方式である．本論文では，高密度 WDM（DWDM：dense wave division multiplexing）技術で使用されているグレーティング素子 [22] 及び光周波数偏移変調を実現できる光周波数シフタ [23]〜[25] で構成される光チャープ制御器を用いた非線形補償方式を提案する．図 7 に光チャープ制御器を用いる非線形補償受信機を示す．この提案受信機では，MZ 型光周波数弁別器の入力端に付加された光チャープ制御器で，出力 SCM 信号の空き帯域に含まれる三次及び五次相互変調ひずみを同時に抑圧するように光周波数チャープ特性を制御する [19]．図 8 に光チャープ制御器の構成を示す．提案するデバイスでは，入力された光 FM 信号をグレーティングの波長分散性を利用して，一意に対応する空間に分散させる（周波数/空間変換）．本論文では，グレーティングがブラッグ条件を適当に満たせば一次回折波の回折効率を 100%にすることができるので，一次回折による波長分散性に注目する．光周波数シフタでは，位置 x を通過する光 FM 波の光周波数に位置 x に固有の周波数シフト分だけシフトされる．図 8 に示すように光 FM 波の中心周波数に対応した周波数シフタの位置を基準（$x = 0$）と考え，グレーティング方程式を解くことにより，図 8 に示す光周波数シフタの位置 x と光周波数 f の関係は，

$$x = \frac{H}{\Lambda \cos \Theta} \left(\frac{c}{f} - \frac{c}{f_c} \right) \tag{21}$$

で与えられる [26]．ただし，Λ，H，Θ 及び c はそれぞれグレーティング周期，焦点距離，一次回折角，光速である．ここで，$|f - f_c| \ll f_c$ であるので，式 (21) は

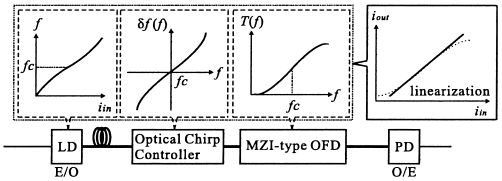


図 6 挿入型ディストーション方式
Fig. 6 Insertion-type distortion method.

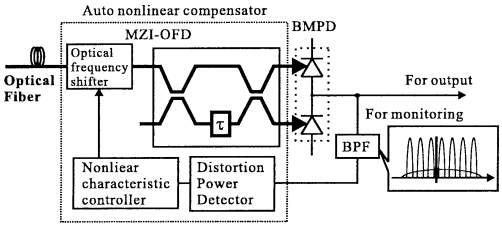


図 7 提案する非線形補償受信機
Fig. 7 Chirp control nonlinear compensation receiver.

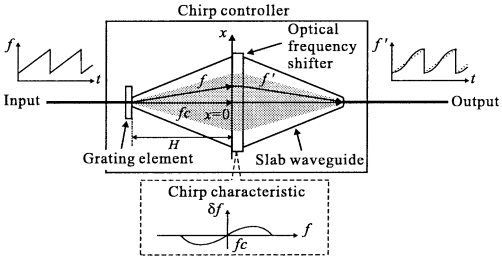


図 8 光チャープ制御器の構成
Fig. 8 Configuration of a chirp controller.

$$x \simeq -p(f - f_c) \tag{22}$$

$$p = \frac{Hc}{f_c^2 \Lambda \cos \Theta} \tag{23}$$

と近似できる．グレーティングにより光周波数シフタ上に分散された光 FM 信号は位置 x にある光周波数シフタで周波数 $h(x)$ だけシフトされ，光 FM 信号の瞬時周波数は，

$$f' = f + h(x) \tag{24}$$

となる．その後，スラブ導波路で集光された光 FM 信号は MZI 型周波数弁別器に入力される．ここで，$\delta f(x)$ を

$$h(x) = \sum_{k=1}^{3} b_k x^k \tag{25}$$

で与え，同式に式 (22) を代入すると，

$$h(f)=\sum_{k=1}^{3} b_k(-p)^k(f-f_c)^k \tag{26}$$

となる．ここで，$b_k(k=1,2,3)$ は光チャープ制御器の k 次チャープ特性係数である．

提案する光チャープ制御器から出力される光 FM 信号の瞬時光周波数 $f'(t)$ は，式 (24) 及び (26) より，

$$f'(t)-f_c=f_{mod}(t)+\sum_{k=1}^{3} b_k(-p)^k f_{mod}^k(t) \tag{27}$$

となり，更に上式に式 (2) を代入すると

$$f'(t)-f_c=\alpha'\left\{i_{in}(t)+\beta' i_{in}^2(t)+\gamma' i_{in}^3(t)\right\} \tag{28}$$

ただし，

$$\alpha' = (1-b_1p)\alpha \tag{29}$$

$$\beta' = \beta+\frac{p^2\alpha}{1-b_1p}b_2 \tag{30}$$

$$\gamma' = \gamma+\frac{2p^2\beta}{1-b_1p}b_2-\frac{\alpha^2p^3}{1-b_1p}b_3 \tag{31}$$

で表される．ここで，α' 及び β'，γ' はそれぞれ，光チャープ制御器出力後の周波数変調効率，並びに二次，三次ひずみ係数となる．以上より，提案する光チャープ制御器によって周波数チャープ量を制御できることが分かる．

光搬送波周波数 f_c に対する MZ 型 OFD の透過特性が 0.5 とした場合の三次及び五次相互変調ひずみを同時に抑圧する条件は，式 (9) 及び式 (11) より $X_3=0$ 及び $X_5=0$，すなわち，

$$\gamma'+\frac{\eta_{TX}}{P_rL_{loss}}\beta'-\frac{1}{3!}\left(\frac{\pi\alpha'}{FSR}\right)^2=0 \tag{32}$$

$$-\frac{1}{2}\left(\gamma'+\beta'^2+\frac{\eta_{TX}\beta'}{P_rL_{loss}}\right)+\frac{1}{5!}\left(\frac{\pi\alpha'}{FSR}\right)^2=0 \tag{33}$$

である．提案方式では周波数シフト量を制御して，式 (32) 及び (33) を満たすような α' 及び β'，γ' にして，三次及び五次相互変調ひずみを抑圧する [18]．これらの条件を満たす b_2 及び b_3 はそれぞれ

$$b_2=-\left(\frac{\beta}{\alpha}-\sqrt{\frac{3}{20}}\frac{\pi}{FSR}\right)\frac{1-b_1p}{p^2} \tag{34}$$

$$b_3=\frac{(1-b_1p)}{p^3}\left[\frac{\gamma}{\alpha^2}+(1-b_1p)\frac{\beta\eta_{TX}}{\alpha^2P_rL_{loss}}-\left(\frac{2\beta}{\alpha}+\frac{(1-b_1p)\eta_{TX}}{\alpha P_rL_{loss}}\right)\left(\frac{\beta}{\alpha}-\sqrt{\frac{3}{20}}\frac{\pi}{FSR}\right)-\frac{(1-b_1p)^2}{6}\left(\frac{\pi}{FSR}\right)^2\right] \tag{35}$$

である．

3.2 受信信号電力の理論解析

前節で，提案する周波数シフタを用いた非線形補償方式が三次及び五次相互変調ひずみを同時に抑圧できることを理論解析により明らかにした．提案方式を用いた場合は SCM/OFM 方式において，七次相互変調ひずみが受信信号品質を劣化させる主な要因となる．また，提案方式は，光チャープ制御器を挿入する方式であるので，デバイスの挿入損失を考慮して解析を行う．

提案する非線形補償受信機を用いた場合の PD 検波後の副搬送波電力 C_{prop}，雑音電力 N_{prop}，七次相互変調ひずみ電力 IMD_7^{prop} は，

$$C_{prop}=\frac{1}{2}\frac{P_{in}}{M}\left(\Gamma^{-1}rP_r\frac{\pi}{FSR}\alpha'\right)^2 \tag{36}$$

$$IMD_7^{prop}=\frac{1}{2}\left(\frac{P_{in}}{M}\right)^7\left(rP_r\Gamma^{-1}A_{7,M}\right)^2(X_7^2+Y_7^2)\times\sin^2\left(\frac{\pi f_c}{FSR}+\tan^{-1}\left(\frac{Y_7}{X_7}\right)\right) \tag{37}$$

$$N_{prop}=\left\{2qr\Gamma^{-1}P_r+\frac{4kT}{R_{out}}+4\frac{\Delta\nu}{\pi}\left(\frac{r\Gamma^{-1}P_r\pi}{FSR}\right)^2\right\}B_{RF}+\frac{1}{2}\left(r\frac{\eta_{TX}}{L_{loss}}\right)^2\left\{\cos\left(\frac{\pi f_c}{FSR}\right)\right\}^2+D_{clip} \tag{38}$$

ただし，

$$X_7=\left(\frac{\pi\alpha'}{FSR}\right)^3\left[\gamma'^2+\beta'^2\gamma'-\frac{1}{12}\left(\frac{\pi\alpha'}{FSR}\right)^2\beta'^2+\frac{1}{7!}\left(\frac{\pi\alpha'}{FSR}\right)^4+\frac{\eta_{TX}}{P_rL_{loss}}\left\{\frac{\beta'^3}{6}-\frac{\beta'}{24}\left(\frac{\pi\alpha'}{FSR}\right)^2\right\}\right] \tag{39}$$

$$Y_7=-\frac{1}{6}\left(3\beta'\gamma'+\beta'^3\right)\left(\frac{\pi\alpha'}{FSR}\right)^4+\frac{\beta'}{120}\left(\frac{\pi\alpha'}{FSR}\right)^6+\frac{\eta_{TX}}{P_rL_{loss}}\left\{\frac{\gamma'^2}{2}-\frac{1}{12}\left(2\gamma'+3\beta'^2\right)\left(\frac{\pi\alpha'}{FSR}\right)^4+\frac{1}{6!}\left(\frac{\pi\alpha'}{FSR}\right)^6\right\} \tag{40}$$

で表される [19]．ここで，Γ は光チャープ制御器の挿入損，$A_{7,M}$ は M キャリヤ多重したときの中央チャネルに落ち込む七次相互変調ひずみの数を表す．本節では，挿入損を考慮した受信信号品質に関する理論解析を行ったが，挿入損を考慮した場合においても三次及び五次相互変調ひずみを最小に抑圧する光周波数チャープ特性の二次及び三次ひずみ係数 b_2 及び b_3 は式 (34) 及び (35) で与えられる．

3.3 光チャープ制御器の構成と量子化誤差の理論解析

本節では，光チャープ制御器の構成について述べる．本論文では，2 GHz 程度の周波数シフトが可能で，簡単な電気回路構成をもち，少ない消費電力で高効率に動作する光 SSB 変調器を用いる [23], [24]．光 SSB 変調器を用いた光周波数偏移変調は実現されており，光周波数チャープ制御の可能なデバイスとして採用した [25]．図 9 に示すように光チャープ制御器は複数並列に並べた光 SSB 変調器で構成され，x に位置する光 SSB 変調器で周波数シフト $\delta f(x)$ を与える．$2N+1$ 個の光 SSB 変調器で構成した場合の光周波数シフト特性は，それぞれ光 SSB 変調器で与えられる周波数シフト量で決まり，g_n を $f_c-(n+1/2)d/p \leq f \leq f_c-(n-1/2)d/p$ における周波数シフト量とすると

$$\delta f(f) = \sum_{n=-N}^{N} g_n Q(f - f_c + nd/p) \qquad (n, N : \text{integer}), \quad (41)$$

で与えられる [19]．ただし，d は光 SSB 変調器の間隔を表す．ここで $Q(f)$ は

$$Q(f) = \begin{cases} 1 & (-d/2p \leq f \leq d/2p) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (42)$$

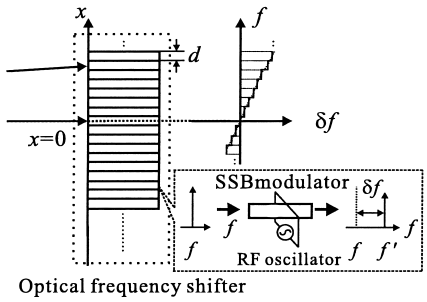


図 9 SSB 変調器を用いた光周波数シフタ
Fig. 9 Optical frequency shifter composed of SSB modulator.

で与えられる．ここで，式 (34) 及び式 (35) が満たされるように各光 SSB 変調器で与える周波数シフト量 g_n を

$$g_n = \sum_{k=1}^{3} b_k (nd)^k \quad (43)$$

とすれば，三次及び五次相互変調ひずみを同時に抑圧できる．

光チャープ制御器を光 SSB 変調器で構成するとチャープ特性が離散化されるので量子化誤差が発生する．以下では光チャープ制御器で発生する量子化誤差について理論解析する．

チャープ制御器で加わる量子化誤差は，検波後は強度に付加されるため，加法性雑音と考えることができる．光瞬時周波数 $f(t)$ の値が $f_c-(n+1/2)d/p \leq f(t) \leq f_c+(n+1/2)d/p$ のとき，理想特性との量子誤差 $e(t)$ は

$$e(t) = \sum_{k=0}^{\infty} b_k \left\{ (-pf(t))^k - (nd)^k \right\} \quad (44)$$

で表される．ここで，周波数分割の細かさを表す d/p を δ_f で定義する．誤差 $e(t)$ は $-b_1 d/2$ から $b_1 d/2$ に広がると考えることができて，長い時間で見たときに $e(t)$ が $-b_1 d/2 \sim b_1 d/2$ で一様分布であるランダム変数と仮定すると，PD から出力される誤差雑音電力 E_q は

$$E_q = \frac{1}{12}\left(rP_r \frac{\pi}{FSR}\delta_f\right)^2 \quad (45)$$

で表される．したがって，周波数分解能 δ_f の値を小さくすることで誤差雑音電力 E_q も小さくなることが分かる．

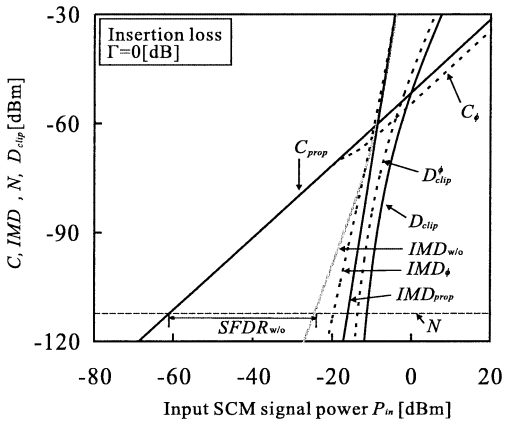
4. 改善効果と考察

本章では，適応周波数弁別特性制御方式及び挿入型ディストーション方式を用いたときの入力 SCM 信号電力と出力 SCM 信号電力・ひずみ電力特性の数値計算例を示し SFDR について考察を加える．表 1 に数値計算に用いたパラメータを示す．

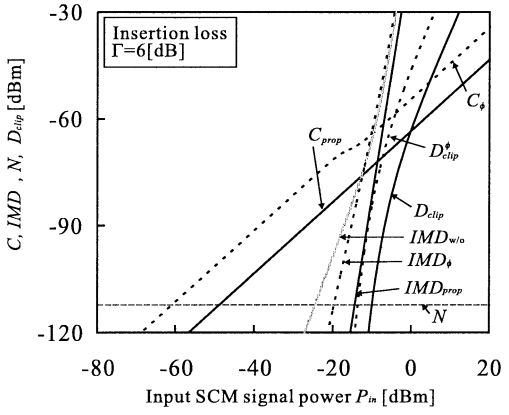
図 10 に SCM/OFM 方式において非線形補償方式を適用した場合の入力 SCM 信号電力に対する副搬送波電力及び雑音電力，三次相互変調ひずみ電力，クリッピングひずみ電力特性を示す．図 10 (a) は挿入損がないと仮定した場合，図 10 (b) は挿入損 $\Gamma = 6$ dB

表 1　数値計算で用いたパラメータ
Table 1　Prameters used in calculation.

P_r [dBm]	-10	L_{loss}[dB]	5
η_{TX}[W/A]	0.02	r[A/W]	0.8
R_{in}[Ω]	50	R_{out}[Ω]	50
B[MHz]	16.6	T[K]	300
FSR[GHz]	50.0	キャリヤ数	10
$\triangle\nu$[MHz]	5.0	f_{RFc}[GHz]	2.4
p[mm/GHz]	1.0	b_1	0
α[GHz/mA]	10	β[1/mA^1]	0.01
γ[1/mA^2]	0.001	-	-



(a) The case of $\Gamma = 0$ dB



(b) The case of $\Gamma = 6$ dB

図 10　非線形補償を施した場合の入力 SCM 信号電力と出力 SCM 信号電力・ひずみ電力特性
Fig. 10　Input SCM signal power versus output signal power using nonlinear compensation.

とした場合の結果である．図 10 (a) より，適応周波数弁別特性制御方式では三次及び五次相互変調ひずみの合成電力を抑圧するように光位相シフト量 ϕ が制御され，SFDR は 40 dB となり非線形補償しない場合と比べて 4 dB 改善される．一方，提案方式では，三次及び五次相互変調ひずみ電力を独立に抑圧するように光チャープ制御器の二次及び三次チャープ係数，b_2 及び b_3 が制御され，提案方式を適用した場合の SFDR は 45 dB となり非線形補償方式を適用しない場合と比べて 9 dB，適応周波数弁別特性制御方式を適用した場合と比べて 5 dB 改善され，最も良い SFDR を得ることができる．しかし，提案方式では光チャープ制御器を挿入する非線形補償方式であるため，挿入損によって副搬送波電力が低減し SFDR が劣化する．次に，提案方式において問題となる挿入損を考慮した場合の SFDR 特性について検討する．図 10 (b) より提案方式では挿入損によって副搬送波電力が低減するため SFDR 特性も劣化することが分かる．挿入損 $\Gamma = 6$ dB の場合，提案方式では SFDR は 36 dB に劣化し，非線形補償方式を適用しない場合と同じ SFDR となる．したがって，提案方式の適用による SFDR の改善効果を得るためには挿入損を $\Gamma < 6$ dB に抑える必要がある．ここで，適応周波数弁別特性制御方式を適用した場合との比較に関しては，非線形補償技術を適用した場合の SFDR の改善効果が LD の周波数変調特性の非線形性にも依存するため，LD の周波数変調特性の三次ひずみ係数に対する SFDR 特性を示したグラフを用いて検討する．以下では，LD の周波数変調特性の三次ひずみ係数に対する SFDR 特性を示し，適応周波数弁別特性制御方式との比較を行い考察を加える．

図 11 に LD 周波数変調特性の三次ひずみ係数 γ と SFDR 特性を示す．図 11 より，三次ひずみ係数 γ の値が約 0.004 において最も良好な SFDR が得られる．これは，LD 周波数変調特性と光周波数弁別特性の非線形性の相互作用で非線形ひずみが相殺されるからであり，非線形補償を施さない場合でも良好な SFDR が得られる．次に，適応周波数弁別特性制御方式を適用した場合の SFDR 改善効果について検討する．図 11 より，三次ひずみ係数が $-0.01 < \gamma < 0.02$ の条件では非線形補償を施さない場合に比べて高い SFDR が得られる．しかし，それ以外の条件においては，三次及び五次相互変調ひずみの合成電力を最小にするものの，MZ 型 OFD の検波効率が劣化し，MZ 型 OFD で発生するクリッピングひずみも増加するため，非線形補償方式を施さない場合に比べて SFDR が劣化している．一方，提案方式を適用した場合には MZ 型光周波数弁別器の検波効率の劣化や MZ 型 OFD で発生するクリッピングひずみ電力の増加を回避しつつ，三次及び五次相互変調ひずみを同時に抑圧できる．そのため，

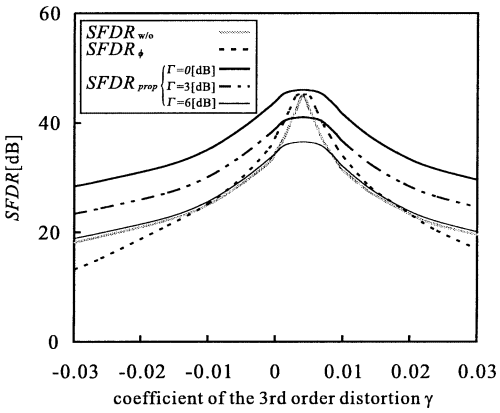


図 11 LD 周波数変調特性の三次非線形係数と SFDR 特性
Fig. 11 The coefficient of the 3rd oder distortion versus SFDR.

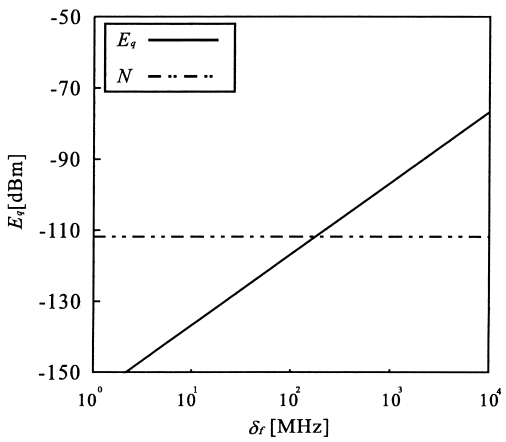


図 12 量子化誤差電力と周波数分解能の関係
Fig. 12 Quantized error power versus the interval of frequency division.

適応周波数弁別特性制御方式と比べて LD 周波数変調特性の三次ひずみ係数に大きく依存することなく，非線形ひずみ補償による SFDR の改善効果が得られる．挿入損がないと仮定した場合には最も良い SFDR が得られるが，提案方式では光チャープ制御器の挿入損によって SFDR が劣化し，適応周波数弁別特性制御方式に比べて SFDR が低くなる．以下では挿入損を考慮した場合の検討を行い，挿入損による影響を定量的に明らかにする．図 11 より，挿入損が $\Gamma = 3\,\mathrm{dB}$ の場合は挿入損がないと仮定した場合と比べて SFDR が約 5 dB 劣化している．これは挿入損によって副搬送波電力及び七次相互変調ひずみ電力がともに 6 dB 低減した結果，SFDR が 6-6/7 $\simeq$ 5.1 dB 劣化するためである．また $\Gamma = 6\,\mathrm{dB}$ の場合は，挿入損がないと仮定した場合と比べて SFDR は約 10 dB 劣化する．挿入損によって SFDR が劣化した結果，非線形補償を適用しない場合でも送受信機で発生する非線形ひずみが相殺される条件では提案方式は有効に動作しない．すなわち，挿入損によって提案方式が有効に動作する条件が限られることが分かる．挿入損を $\Gamma = 6\,\mathrm{dB}$ とした場合では三次ひずみ係数が $\gamma < -0.01$ 及び $0.02 < \gamma$，$\Gamma = 3\,\mathrm{dB}$ とした場合には $\gamma < 0$ 及び $0.007 < \gamma$ においては，適応周波数弁別特性制御方式が最も良い SFDR となる．一方で，光チャープ制御器の挿入損を低減することで，提案方式が有効となる条件が緩和されることも分かる．したがって，提案方式の有効性を高めるには光チャープ制御器の挿入損による副搬送波電力の低減を緩和することが重要である．この問題に対する解決策の一つとして，光周波数チャープ器で光 FM 信号の広帯域化できるように光周波数チャープ特性を制御し，例えば $b_1 = (1-\Gamma)p^{-1}$ となるように制御することで挿入損による副搬送波電力の劣化を低減できると考えられる．この検討を含め，挿入損の低減方法は今後の検討課題である．

最後に，量子化誤差電力の定量的な評価を行う．図 12 に量子化誤差電力 E_q と周波数分解能 δ_f の関係を示す．図 12 より，周波数分解能を細かくするほど，すなわち δ_f の値を小さく設定するほど量子化誤差電力が小さくなり，$\delta_f \leq 100$[MHz] とすれば達成される．

5. む す び

本論文では，SCM/OFM 方式における LD 周波数変調特性に起因した非線形ひずみを光周波数弁別特性の非線形性を利用して抑圧する従来の非線形補償方式で問題となる MZ 周波数弁別器でのクリッピングひずみについて理論解析し，その影響を定量的に明らかにした．その結果，適応周波数弁別特性制御方式では，MZ 型周波数弁別器の検波効率の劣化や MZ 型周波数弁別器で発生するクリッピングひずみが増加するため，非線形補償しない場合の SFDR に比べ劣化する条件があることが分かった．次に，このクリッピングひずみを抑えつつ，三次及びいくつかの高次相互変調ひずみを同時に抑圧する挿入型ディストーション方式を提案し，光チャープ制御器を提案した．この方式を用いることで，これまで提案してきた適応周波数弁別特性制御方式の問題が回避でき，SFDR の向上が可能で

あることを明らかにした．本論文の数値計算例に示すように，キャリヤ数が 10 波を多重すると SFDR が適応周波数弁別特性制御方式及び非線形補償を施さない場合と比べ 5 及び 9 dB 改善されることを示した．また，提案方式での挿入損による SFDR 劣化を理論解析により示し，LD 周波数変調特性と光周波数弁別特性の非線形性の相互作用で非線形ひずみが相殺されない条件において良好な SFDR が得られていることが分かった．更に，光 SSB 変調器を用いて光チャープ制御器を構成する場合に発生する量子化雑音の影響について理論解析を行った．周波数分解能を細かくすることで，SCM/OFM RoF リンクで加わる加法性雑音電力に比べて量子化誤差電力を無視できるくらい小さくでき，本論文の計算例では，周波数分解能をおよそ 100[MHz] 以下とすることで達成できることを示した．

今後の課題として，光源の線幅やファイバの分散による影響を考慮した提案方式の評価を考えている．また，本論文で提案する SSB 変調器を用いた光周波数シフタの構成方法については原理的な構成を示したにとどまっており，このままでは複雑すぎる．実現性を高めるために，より簡易な構成の検討や光チャープ制御器を構成する最適なデバイスに関する検討，挿入損の低減方法，光周波数変調方式の有効性を実験的な評価も今後の課題として考えている．

謝辞　本研究は，日本学術振興会科学研究費補助金基盤研究（B）No.14350202 の補助を受けた．

文　　献

[1] S. Komaki, K. Tsukamoto, M. Okada, and H. Harada, “Proposal of radio highway networks for future multimedia personal wireless communications,” ICPWC’94, pp.204–208, Bangalore, India, Aug. 1994.

[2] D.C. Cox, “A radio system proposal for widespread low-power tetherless communicatons,” IEEE Trans. Commun., vol.39, no.2, pp.324–335, Feb. 1991.

[3] W.I. Way, R. Olshansky, and K. Sato, eds., “Application of RF and microwave subcarriers to optical fiber transmission in presence in recent and future broadband networks,” IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.8, no.7, pp.1230–1237, Sept. 1990.

[4] S. Komaki, K. Tsukamoto, S. Hara, and N. Morinaga, “Proposal of fiber and radio extension link for future personal communications,” Microw. Opt. Technol. Lett., vol.6, no.1, pp.55–60, Jan. 1993.

[5] H. Harada, H.J. Lee, S. Komaki, and N. Morinaga, “Performance analysis of fiber-optic millimeter-wave and radio subscriver loop,” IEICE Trans. Commun., vol.E76-B, no.9, pp.1128–1135, Sept. 1993.

[6] R. Ohmoto and H. Ohtsuka, “Performance of FM double modulation for subcarrier optical transmission systems,” IEICE Trans. Commun., vol.E76-B, no.9, pp.1152–1158, Sept. 1993.

[7] K. Kikushima, H. Yoshinaga, H. Nakamoto, C. Kishimoto, M. Kawabe, K. Suto, K. Kumozaki, and N. Shibata, “A super wideband optical FM modulation scheme for video transmission systems,” IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.14, no.6, pp.1066–1075, 1996.

[8] 柴田　宣，菊島浩二，桜井尚也，渡辺隆市，“FM 一括変換方式を用いた光映像分配システム，” 信学論（B），vol.J83-B, no.7, pp.948–959, July 2000.

[9] M. Fuse, K. Nojima, Y. Ishii, M. Iwamoto, and S. Morikura, “Analysis of linear distortion characteristics on transmission systems employing optical super wide-band FM technique,” IEICE Techcal Report, OCS2000-91, Feb. 2001.

[10] R.F. Kalman, J.C. Fan, and L.G. Kazovsky, “Dynamic range of coherent analog fiber-optic links,” J. Lightwave Technol., vol.12, no.7, pp.1263–1277, July 1994.

[11] S.L. Woodward, “Lightwave CATV systems using frequency-modulated laser and interferometer,” Electron. Lett., vol.25, pp.1665–1666, 1989.

[12] G. Yabre and J.L. Bihan, “Intensity modulation technique using a directly frequency modulated semiconductor laser and an interferometer,” J. Lightwave Technol., vol.13, no.10, pp.2093–2098, 1995.

[13] J.B. Song and A. Seeds, “Semiconductor FM laser comb generator,” 6th JKJWS on MWP, pp.20–23, Gyeongju, Korea, Jan. 2005.

[14] X. Xie, J.B. Khurgin, J. Kang, and F.S. Chao, “Compact linearized optical FM discriminator,” IEEE Photonics Technol. Lett., vol.14, no.3, pp.384–386, 2002.

[15] X. Xie, J.B. Khurgin, J. Kang, and F.S. Chao, “Ring-assisted frequency discriminator with improved linearity,” IEEE Photonics Technol. Lett., vol.14, no.8, pp.1136–1138, 2002.

[16] K. Tsukamoto, S. Fujii, S.J. Park, and S. Komaki, “Theoretical consideration on nonlinear distortion suppression in directly optical FM microwave over fiber system,” Proc. Microwave Photonics 97, vol.FR3-2, pp.251–255, Sept. 1997.

[17] S. Fujii, S.J. Park, K. Tsukamoto, and S. Komaki, “Proposal of nonlinear compensation scheme in optical direct FM fiber-optic microcellular communication system,” Proc. Optelectronics and Communications Conference 98, vol.15A1-4, pp.312–313, July 1998.

[18] A. Murakoshi, K. Tsukamoto, and S. Komaki, “Theoretical consideration on nonlinear compensation method for minimizing high order intermodulation distortion nonlinear compensation in direct optical FM RoF system,” IEICE Trans. Electron., vol.E86-

C, no.7, pp.1167–1174, July 2003.
[19] A. Murakoshi, K. Tsukamoto, and S. Komaki, “Proposal of a nonlinear compensation scheme using a chirp controller in FM radio on fiber system,” 5th JKJWS on MWP, pp.127–130, Otsu, Shiga, Japan, Jan. 2004.
[20] W.V. Sorin, K.W. Chang, G.A. Conrad, and P.R. Hernday, “Frequency domain analysis of an optical FM discriminator,” J. Lightwave Technol., vol.10, no.6, pp.787–793, 1992.
[21] A.A.M. Saleh, “Fundamental limit on number of channels in subcarrier multiplex lightwave CATV system,” Electron. Lett., vol.25, no.12, pp.776–777, 1989.
[22] H. Toda, T. Yamashita, T. Kuri, and K. Kitayama, “25-GHz channel spacing DWDM multiplexing using an arrayed waveguide grating for 60-GHz bandradio-on-fiber systems,” MWP2003, pp.287–290, Budapest, Hungary, Sept. 2004.
[23] M. Izutsu, S. Shikama, and T. Sueta, “Integrated optical SSB modulator/frequency shifter,” IEEE J. Quantum Electron., vol.QE-17, no.11, pp.2225–2227, Nov. 1981.
[24] H. Murata, S. Yamamoto, H. Sasai, and A. Enokihara, “Novel guided-wave electrooptic single-sideband modulator by using periodically domain-inverted structure for a long wavelength operation,” Proc. OFC2003, MF53, Atlanta, GA, USA, 2003.
[25] T. Kawanishi, T. Sakamoto, S. Shinada, and M. Izutu, “High-speed optical FSK modulator for optical packet labeling,” Proc. OFC’04, PDP16, 2004.
[26] 栖原敏明，光波工学，pp.82–85, コロナ社，1998.

（平成 17 年 3 月 4 日受付，6 月 8 日再受付）

村越　昭彦　（学生員）

2002 阪大・工・通信工卒，2003 同大大学院工学研究科通信工学専攻博士前期課程了．現在，同博士後期課程在学中．光電波融合通信方式に関する研究に従事．IEEE 学生員．

塚本　勝俊　（正員）

1982 阪大・工・通信工卒．1984 同大大学院修士課程了．同大助手，講師を経て，現在，同助教授．光通信方式，無線通信方式，光電波融合通信方式に関する研究に従事．工博．ITE，IEEE 各会員．1996 本会論文賞受賞．

小牧　省三　（正員：フェロー）

1970 阪大・工・通信工卒．1972 同大大学院修士課程了，同年電電公社（現 NTT）入社．1990 大阪大学助教授．1992 同大学教授．無線通信方式並びに光通信方式に関する研究に従事．工博．IEEE シニア員．1977 本会論文賞，1994 同業績賞受賞．