非線形増幅器の時間域適応歪補償アルゴリズム

学生員 丁 元明* 非会員 孫 連明**
正 員 佐野 昭*

Time-domain Adaptive Compensation Algorithm for Distortion of Nonlinear Amplifiers

Yuanming Ding*, Student Member, Lianming Sun**, Non-member, Akira Sano*, Member

A new time-domain adaptive predistortion scheme is proposed to compensate nonlinearity of high power amplifiers (HPA) in OFDM systems. A Hammerstein model is adopted to approximate the input-output nonlinear distortion of HPA by using complex power series followed by linear dynamical distortion. According to the Hammerstein model structure, the compensation input to HPA is adaptively given in an on-line manner so that the linearization from the predistorter input to the HPA output can be attained even if the nonlinear input-output relation of HPA is uncertain and changeable. The effectiveness of the proposed adaptive scheme is validated through numerical simulations.

キーワード：OFDM，プレディストーション，非線形増幅器，Hammerstein モデル，適応制御

Keywords: OFDM, predistortion, nonlinear amplifiers, Hammerstein model, adaptive control

1. まえがき

直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) は、日本や欧州の地上波デジタルテレビジョン放送 (DTTB: Digital Terrestrial Television Broadcasting) に採用された変調方式であり、移動通信への応用も検討されている。OFDM は遅延波に強く、周波数利用効率が良いなどの利点を有する。しかし、OFDM 信号はその瞬時電力の変化が激しいため、非線形伝送路、特に送信設備における大電力増幅器 (HPA) の非線形特性の影響を受け、非線形歪みが生じやすい。この非線形歪みは、OFDM 信号の伝送特性を劣化させるだけでなく、OFDM 信号の電力の帯域外への漏洩が起こり (帯域外電力輻射または帯域外電力漏洩と呼ぶ)、また隣接チャンネル干渉の要因となる。そこで、HPA の非線形特性をモデル化し、それに基づいた補償方法を検討する必要がある。

HPA の非線形歪み補償としては、さまざまな方式が提案されている。主なものとして、フィードフォワード法⁽¹⁾、

プレディストーション法⁽²⁾⁻⁽⁵⁾、最尤推定法⁽⁶⁾ などがある。フィードフォワード法は放送の基地局で応用されているが、この方式は副増幅器 (線形増幅器) が必要なため、電力効率を悪くし、また小型化が難しいなどの問題点が指摘されている。プレディストーション法は、非線形増幅器へ入力する前の信号に信号処理を行うことにより、あらかじめ非線形増幅器への入力を歪ませて非線形増幅器で生じる歪みを打ち消す方法である。この入力を生成するのが非線形歪補償器 (またはプレディストータ: Predistorter) であり、非線形増幅器の前段に置かれ、この増幅器の逆入出力特性を持つ。非線形歪補償器の構築については、参照テーブル方式 (LUT: Look-Up Table) が、ベースバンドにおいて行うデジタルプレディストータとして一部実用化されている。LUT 方式では、参照テーブル内の補償値の不連続によりフロアノイズが上昇する。また、非線形増幅器の逆特性を LUT によって実現しているため、テーブル数を多くすればするほど、この逆特性をより正確に表現でき、非線形歪補償性能の向上が期待できる。しかし、テーブル数を多くすると、LUT に必要なメモリ量はそれだけ増大し、テーブルの収束速度つまり適応動作の速度も遅くなってしまふ。それに、ある数以上にはテーブル数を増やしても補償性能が向上しない⁽¹⁾。テーブルの収束速度を改善するために、LUT 方式を用いた改良型プレディストーション法 (ここで適応型プレディストーション法と呼ぶ) も提案されている⁽¹⁾⁽³⁾⁽⁴⁾。これらの改良された LUT 方式では、非線形増幅器の出力信号を用いて、LUT を更新することが可能で

* 慶應義塾大学理工学部システムデザイン工学科

〒223-8522 横浜市港北区日吉 3-14-1

Department of System Design Engineering, Keio University
3-14-1, Hiyoshi, Kohoku-ku, Yokohama 223-8522

** 北九州市立大学国際環境工学部情報メディア工学科

〒808-0135 北九州市若松区ひびきの 1-1

Department of Information and Media Sciences, The University of Kitakyushu

1-1, Hibikino, Wakamatu-ku, Kitakyushu 808-0135

あり、近似式と LUT を組み合わせるハイブリット方式⁽¹⁾や、特定のトレーニング技術とトレーニング信号を用いる LUT 方式⁽³⁾などがあるが、その学習と適応化が難しい。また、非線形増幅器の変化した入出力特性を同定することにより LUT を更新する方法も提案されている⁽⁴⁾。その他、Volterra 級数の p 次逆解析によりプレディストータを構築する方法は提案されているが、ブロードバンドシンボルへの応用が難しいことであり、Volterra 級数のカーネル数の増加に伴いかなり複雑になる⁽⁵⁾。最尤推定による非線形歪補償法は、膨大な計算量が必要であるため、その実装が難しい。

上述のプレディストーション法では、増幅器のダイナミクス、すなわち線形歪みが考慮されていないため、ダイナミクスがある場合にはそのまま適用できない。一方、周波数域べき級数 (FDCPS) モデルを用いて非線形増幅器の歪みを解析する方法が有効であり、このモデル (FDCPS) は奇数次べき級数で表現する時間域メモリレス非線形特性と周波数域における入力フィルタと出力フィルタからなるものであることは報告されている⁽⁷⁾。したがって、このようなダイナミクスを持つ非線形増幅器に対して、筆者らは周波数域で非線形歪み補償を行う新しい方法を与えた⁽⁸⁾。以上の背景のもとで、本論文の目的は、計算量やオフライン性の問題点を解決するために、ダイナミクスを考慮した非線形増幅器を Hammerstein モデルで記述し、このモデルに基づいた新しいオンライン型の時間域適応補償法を与えることである。提案法では、有限項の複素べき級数で HPA の静的要素 (メモリレス非線形歪) を近似表現し、ダイナミクスを含む HPA 全体の入出力関係を複素 Hammerstein モデルで記述する。そのモデルに対して線形化を実現し、HPA の出力が OFDM 信号の増幅信号に正しく追従するように実時間で適応的に前置非線形歪補償器を構成することが可能となる。最後に数値シミュレーションによりその有効性を明らかにする。

2. 非線形 HPA のモデルと問題設定

2.1 HPA の非線形歪み特性 図 1 に多値 QAM-OFDM 送信系のベースバンド等価系を示す。ここで、図中の太線が複素データ列を表す。 D が送信されるデータストリームであり、 d_k ($k = 0, \dots, K-1$; K がキャリア数である) が 1 キャリアごとに割り当てられる二進数データである。 c_k ($k = 0, \dots, K-1$) は

$$\begin{aligned} c_k &= Q(d_k) \\ &= a_k + jb_k \dots \dots \dots (1) \end{aligned}$$

で表し、 d_k を QAM マップによって変換した複素信号であり、 k 番目のサブキャリアにおける送信シンボルである。 c_k が直並列変換器 (S/P) に蓄積され、 C 信号列が生成される。1 シンボル間隔を $T = 1/f_0$ とすると、 T を N 等分した $\Delta T = T/N$ 毎のサンプル点 $t = n\Delta T$ ($n = 0, 1, \dots, N-1$) での信号 $u(n\Delta T)$ は、 c_k を N 点

図 1 多値 QAM-OFDM 送信系のベースバンド等価系

Fig. 1. Block diagram of the baseband-equivalent system for a M-QAM-OFDM transmitter.

逆高速フーリエ変換 (IFFT: Inverse Fast Fourier Transform) することにより生成される。すなわち、OFDM 信号の標本値 $u(n\Delta T)$ は

$$\begin{aligned} u(n\Delta T) &= \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi k \frac{n}{N}} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi k f_0 n \Delta T} \dots \dots \dots (2) \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \{a_k \cos(2\pi k f_0 n \Delta T) - b_k \sin(2\pi k f_0 n \Delta T)\} \\ &\quad + j \sum_{k=0}^{N-1} \{a_k \sin(2\pi k f_0 n \Delta T) + b_k \cos(2\pi k f_0 n \Delta T)\} \\ &= u_I(n\Delta T) + ju_Q(n\Delta T) \dots \dots \dots (3) \end{aligned}$$

で表される⁽⁹⁾。ここで、キャリア数 K が $K < N$ を満たし、 $k > (K-1)$ のとき $c_k = 0$ (この $k > (K-1)$ 範囲におけるキャリアには情報を載せていない) である。 f_0 がサブキャリアの周波数間隔を表し、 k 番目サブキャリアの周波数は $f_k = kf_0 = k/T$ で与えられる。 $u_I(n\Delta T)$ と $u_Q(n\Delta T)$ は $u(n\Delta T)$ の同相成分 ($u(n\Delta T)$ の実部) とその直交成分 ($u(n\Delta T)$ の虚部) を表す。最後に $u(n\Delta T)$ は HPA で増幅される。この HPA では、 $G(\cdot)$ は静的要素でメモリレス非線形歪を表し、この $G(\cdot)$ の出力側にある $F(z^{-1})$ は線形ダイナミクスを表す。この線形ダイナミクス $F(z^{-1})$ を付加電子回路などによる動的な線形歪と見なすことができる。以下では、 $u(n\Delta T)$ を $u(n)$ と略記する。また、 N 点 IFFT 変換して得られた OFDM 信号 $\{u(n), n = 0, 1, \dots, N-1\}$ を 1 シンボルと呼ぶ。

$|u(n)|$ と $\angle u(n)$ をそれぞれ、信号 $u(n)$ の包絡線振幅と位相角とすると、入力信号は

$$u(n) = |u(n)|e^{j\angle u(n)} \dots \dots \dots (4)$$

で表せる。さらに HPA メモリレス非線形部の出力信号は

$$\begin{aligned} x(n) &= G(u(n)) \\ &= A(|u(n)|)e^{j\{\angle u(n) + P(|u(n)|)\}} \dots \dots \dots (5) \end{aligned}$$

となる。ここで、 $A(|u(n)|)$ と $P(|u(n)|)$ はそれぞれ AM-AM (Amplitude to Amplitude) 変換特性と AM-PM (Amplitude to Phase) 変換特性を表し、いわゆる振幅歪み特性と位相歪み特性である。本論文の数値シミュレーションでは、HPA の真の非線形歪み特性として、次式のモデ

図2 非線形増幅器の入出力特性

Fig. 2. Input-output characteristics of nonlinear amplifier.

図3 ベースバンドにおいて HPA の Hammerstein モデル

Fig. 3. Hammerstein model of HPA at baseband.

ルを採用し、提案法の有効性の検証を行う⁽⁸⁾。

$$A(|u(n)|) = \frac{|u(n)|}{(1 + |u(n)|^{2p})^{1/2p}} \quad (6)$$

$$P(|u(n)|) = \frac{\pi}{3} \frac{|u(n)|^2}{1 + |u(n)|^2} \quad (7)$$

ここで、増幅器の出力はその飽和振幅 y_{sat} で正規化され、 p は増幅器の特性における線形領域から非線形領域への遷移を決定するパラメータである。数値シミュレーションで用いる HPA では $p=3$ を採用するが、このとき式 (6) の AM-AM 変換特性と式 (7) の AM-PM 変換特性を図 2 に示した。HPA の非線形性の程度を表す尺度としてバックオフ (BO: Back Off) を用いる。入力バックオフ (IBO) は

$$IBO = 10 \log \frac{P_{i,sat}}{P_i} \quad (8)$$

と定義される。ここで、 P_i は平均入力電力であり、 $P_{i,sat}$ は HPA の最大出力に対応する飽和入力電力を表す。

2.2 HPA の Hammerstein モデル 本論文では、ダイナミクスを考慮した非線形増幅のモデルとして Hammerstein モデルを取り上げる。式 (5) の非線形関数 $G(\cdot)$ に関しては、従来の研究でも採用されている次の複素べき級数

$$G(u(n)) = \sum_{l=0}^{L_g} g_{2l+1} |u(n)|^{2l} u(n) \quad (9)$$

で近似表現を行う⁽¹⁰⁾。ここで、基本周波数帯域に落ち込む成分のみを解析の対象と考え偶数次項を除去する⁽¹¹⁾。 L_g は適当な正整数であり、 g_{2l+1} は複素係数である。式 (9) に

$L_g = 5$ とおく 11 次複素べき級数近似モデルは、式 (6) と式 (7) に与える振幅歪特性と位相歪特性のいずれも極めて良好に近似同定できる⁽¹²⁾。

さらに、付加電子回路などによる動的な線形歪み部分も考慮することにより、本論文では、ベースバンドにおいて HPA を図 3 に示す構造をもつ複素離散 Hammerstein モデルにより表現する。この Hammerstein モデルは図 3 より次式で記述できる。

$$A(z^{-1})y(n) = z^{-1}B(z^{-1})G(u(n)) \quad (10)$$

$$\approx z^{-1}B(z^{-1})(g_1 u(n) + g_3 |u(n)|^2 u(n) + \dots + g_{2L_g+1} |u(n)|^{2L_g} u(n)) \quad (11)$$

$$(1 + a_1 z^{-1})y(n) = b_1 u(n-1) + b_3 |u(n-1)|^2 u(n-1) + \dots + b_{2L_g+1} |u(n-1)|^{2L_g} u(n-1) \quad (12)$$

ここで

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} \quad (13)$$

$$B(z^{-1}) = b_0 \quad (14)$$

$$b_i = b_0 g_i, \quad i = 1, 3, \dots, 2L_g + 1 \quad (15)$$

また、 $u(n)$ 、 $y(n)$ はそれぞれ $n\Delta T$ 時刻における HPA の入力と出力である。 a_i 、 b_i は複素数であり、遅れ時間 $d=1$ を導入している。また z^{-1} は時間シフトオペレータであり、 $z^{-1}y(n) = y(n-1)$ を表す。このモデルに基づき、時間域の新しい適応歪み補償アルゴリズムを導出する。

3. HPA の時間域適応歪み補償

3.1 HPA 適応歪み補償システム 本論文で提案するベースバンド適応歪み補償アルゴリズムを含む OFDM 中継局における適応補償システムの全体構成を図 4 に示す。RF (Radio Frequency) における受信アンテナの信号および非線形増幅器の出力信号はそれぞれ、RF から IF (Intermediate Frequency) への周波数変換、A/D 変換と直交復調を通して、ベースバンドにおける OFDM 信号 $r(n)$ およびフィードバック信号 $y(n)$ を得る。一方、ベースバンド補償器から生成する補償信号 $u(n)$ は、直交変調、D/A 変換、IF から RF への周波数変換などの逆変換をした後、非線形増幅器へ入力される。この非線形増幅器は、図 3 に示すベースバンド等価系の Hammerstein モデルでモデル化される。ベースバンド適応補償スキームの目的は、HPA の出力 $y(n)$ を OFDM 信号の望ましい増幅値 $y_m(n)$ に正しく追従させ、この OFDM システムに構成要素の不確かさや変動が生じて常にも受信 OFDM 信号 $r(n)$ から HPA の出力 $y(n)$ までの線形化を実現することである。この目的を達成するために、提案法の特徴は、HPA 全体のモデルを同定することなく、直接非線形歪補償器を構成する点にある。

そこで、OFDM 信号の望ましい増幅値を生成する規範

図 4 HPA 非線形歪みの適応補償システム

Fig. 4. Adaptive compensation system for nonlinear distortions in HPA.

モデルを

$$y_m(n) = z^{-1}\gamma r(n) \dots\dots\dots (16)$$

と設定する。 $y_m(n)$ は OFDM 信号の望ましい増幅値, $r(n)$ は受信された OFDM ベースバンド信号であり, 実数 γ がノミナルな線形ゲイン (Nominal linear gain) である。

HPA の出力信号 $y(n)$ と望ましい出力信号 $y_m(n)$ の出力誤差を

$$e(n) = y(n) - y_m(n) \dots\dots\dots (17)$$

と定義する。図 4 において, 未知パラメータを含む HPA に対して, $e(n) \rightarrow 0 (n \rightarrow \infty)$ を実現するために, HPA への入力 $u(n)$ を適応的に生成するアルゴリズムを与え, 適応型の前置非線形歪補償器を構成することが目的である。以下では, $u(n)$ の適応的な生成法について述べる。

3.2 モデルマッチングによる線形化 n_D 次のモニツク

な安定多項式 $D(z^{-1})$ を導入すると, 次の Diophantine 方程式を満足する n_R 次のモニツクな多項式 $R(z^{-1})$ と n_S 次の多項式 $S(z^{-1})$ を決定することができる。

$$D(z^{-1}) = A(z^{-1})R(z^{-1}) + z^{-1}S(z^{-1}) \dots\dots\dots (18)$$

特に, $n_D = 1$ の場合には, 式 (18) の解は一意に決定でき,

$$D(z^{-1}) = 1 + d_1 z^{-1} \dots\dots\dots (19)$$

$$R(z^{-1}) = 1 \dots\dots\dots (20)$$

$$S(z^{-1}) = s_0 \dots\dots\dots (21)$$

が得られる。ここで, 式 (18) の両辺に $y(n)$ をかけ, 式 (12) を代入すると

$$\begin{aligned} D(z^{-1}) y(n+1) &= B(z^{-1}) R(z^{-1}) G(u(n)) + S(z^{-1}) y(n) \\ &= b_1 u(n) + b_3 |u(n)|^2 u(n) + \dots \\ &\quad + b_{2L_g+1} |u(n)|^{2L_g} u(n) + s_0 y(n) \\ &= \zeta^H(n) \theta \dots\dots\dots (22) \end{aligned}$$

を得る。ここで, $\zeta^H(n)$ と θ は

$$\theta = [b_1 \ b_3 \ \dots \ b_{2L_g+1} \ s_0]^T \dots\dots\dots (23)$$

$$\begin{aligned} \zeta^H(n) &= [u(n) \ |u(n)|^2 u(n) \ \dots \ |u(n)|^{2L_g} u(n) \ y(n)] \\ &\dots\dots\dots (24) \end{aligned}$$

により定義する複素ベクトルである。また, 上付きの添字 H は共役転置を表す。

出力誤差方程式を導くと,

$$\begin{aligned} D(z^{-1}) e(n+1) &= D(z^{-1}) (y(n+1) - y_m(n+1)) \\ &= \zeta^H(n) \theta - y_c(n) \dots\dots\dots (25) \end{aligned}$$

となる。ここで, $y_c(n) = D(z^{-1}) y_m(n+1)$ である。

また, フィルタ誤差 $e_D(n)$ を

$$e_D(n) = D(z^{-1}) e(n) \dots\dots\dots (26)$$

と定義する。 $e_D(n)$ をゼロにする補償入力 $u(n)$ を式 (26) より求めると, 次の非線形方程式 (27) が得られる。

$$\begin{aligned} b_{2L_g+1} |u(n)|^{2L_g} u(n) + \dots + b_3 |u(n)|^2 u(n) \\ + b_1 u(n) + s_0 y(n) - y_c(n) = 0 \dots\dots\dots (27) \end{aligned}$$

上式を満たす補償入力 $u(n)$ を決定できれば, $D(z^{-1})$ は安定多項式なので, $y(n) \rightarrow y_m(n)$ が得られ, 適応歪み補償の目的が達成できる。

提案法は, モデルマッチングにより線形化を実現する点に特徴がある。また, HPA 全体の入出力特性とその逆特性を同定することなく, 直接 HPA への補償入力 $u(n)$ を適応的に生成する。したがって, 線形増幅が可能な信号電力の範囲は逆特性の制限を受けないため, 非線形増幅器の飽和電力より大きなピーク電力をもつ OFDM 信号 $r(n)$ にしても, モデルマッチングが実現されれば, 線形増幅が可能となる。この点は従来の適応ブレイクストーン法とは大きく異なる利点である。

3.3 補償入力の決定アルゴリズム 非線形増幅器

のパラメータが未知の場合には, 式 (27) における係数も未知である。そこで, θ を可調整パラメータ $\hat{\theta}(n)$ に置き替えると, 補償入力 $u(n)$ は次式

$$\begin{aligned} \hat{b}_{2L_g+1}(n) |u(n)|^{2L_g} u(n) + \dots + \hat{b}_3(n) |u(n)|^2 u(n) \\ + \hat{b}_1(n) u(n) + \hat{s}_0(n) y(n) - y_c(n) = 0 \dots\dots (28) \end{aligned}$$

の解となる。このベースバンド適応歪み補償のアルゴリズムを図 5 に示す。式 (28) が非線形方程式 (以下では $f(u_n) = 0$

図5 ベースバンドにおける適応歪補償アルゴリズム

Fig. 5. Baseband adaptive compensation algorithm.

で表記し, $u_n = u(n) = v_n + w_n j$)なので, 複素数の範囲でその数値解を求めることが必要となる。非線形関数 $f(u_n)$ を実部と虚部に分解すると,

$$f(u_n) = f_1(v_n, w_n) + f_2(v_n, w_n)j \dots \dots \dots (29)$$

となる。 $f(u_n) = 0$ が

$$f_1(v_n, w_n) = 0, f_2(v_n, w_n) = 0 \dots \dots \dots (30)$$

と等価なので, 式 (28) の解を求めることは連立非線形方程式 (30) を解く問題となり, さらに

$$S(v_n, w_n) = \frac{1}{2} (f_1^2(v_n, w_n) + f_2^2(v_n, w_n)) \rightarrow \min \dots \dots \dots (31)$$

という最適化問題に帰着させることができる。この制約のない最適化問題に対して, 本論文では最急降下法を適用して解 $u(n)$ を求めている。また, 4 節での数値シミュレーションに示したように, 常に初期値ゼロからスタートして, 2~3 回の反復計算で解が得られる。

3.4 パラメータの適応調整則 最後にパラメータ調整則を示す。まず, 次のように補助信号 $e_A(n)$ を定義する。

$$e_A(n) = \zeta^H(n-1)(\hat{\theta}(n) - \hat{\theta}(n-1)) \dots \dots \dots (32)$$

この $e_A(n)$ を用いて $e_D(n)$ を修正すると, 次の拡張誤差 $\varepsilon(n)$ を得る。

$$\begin{aligned} \varepsilon(n) &= e_D(n) - e_A(n) \\ &= \zeta^H(n-1)(\theta - \hat{\theta}(n-1)) \\ &\quad - \zeta^H(n-1)(\hat{\theta}(n) - \hat{\theta}(n-1)) \\ &= \zeta^H(n-1)(\theta - \hat{\theta}(n)) \dots \dots \dots (33) \end{aligned}$$

上式より, $\hat{\theta}(n)$ に対する調整則として, 勾配法 (LMS 法) または逐次最小二乗法 (RLS 法) が導かれる。LMS 法は,

$$\hat{\theta}(n) = \hat{\theta}(n-1) + \Gamma(n-1)\zeta(n-1)\varepsilon(n) \dots \dots (34)$$

$$\varepsilon(n) = \frac{D(z^{-1})y(n) - \zeta^H(n-1)\hat{\theta}(n-1)}{1 - \zeta^H(n-1)\Gamma(n-1)\zeta(n-1)} \dots \dots (35)$$

により与えられ, $\Gamma(n-1) = \Gamma$ (正定対角行列) によればよい。一方, RLS 法では, $\Gamma(n-1)$ の更新を

$$\begin{aligned} \Gamma(n) &= \frac{1}{\lambda_1(n)} [\Gamma(n-1) \\ &\quad - \frac{\lambda_2(n)\Gamma(n-1)\zeta(n-1)\zeta^H(n-1)\Gamma(n-1)}{\lambda_1(n) + \lambda_2(n)\zeta^H(n-1)\Gamma(n-1)\zeta(n-1)}] \dots (36) \end{aligned}$$

により行う。ここで, $0 < \lambda_1(n) \leq 1, \lambda_2(n) = 1, \Gamma(0) = \Gamma(0)^H > 0$ である。計算の簡略化のためには LMS 法の適用が望ましい。また適応調整は常時行う必要はない。

4. 数値例

本節では, 数値シミュレーションを通して, 提案法の有効性を検討する。

4.1 シミュレーション条件

- 64QAM-OFDM 変調とし, $a_k, b_k \in \{\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7\}$ とする。
- 入力信号 $r(n)$ は 64QAM-OFDM 信号とする。
- キャリア総数: $K = 1405$
- FFT の点数: $N = 2048$
- サブキャリアの周波数間隔: $f_0 = 4$ [kHz]
- $IBO = 4$ [dB]
- 真のモデルとしては, 式 (6) と式 (7) の HPA のメモリレス非線形歪特性においては, $p = 3$ とおく。また線形歪みについては, $a_1 = 0.2 + 0.0026j, b_0 = 3.2$ とおく。これら HPA の係数はすべて未知とする。
- 複素べき級数近似モデル式 (9) において $L_g = 1 \sim 5$ とおく, すなわち, 3, 5, 7, 9, 11 次のモデルを採用する。
- フィルタを $D(z^{-1}) = 1 + 0.01z^{-1}$ とおく。

4.2 提案アルゴリズムの収束性 図 6 (a) と (b) にはそれぞれ, RLS 法によるパラメータ $\hat{\theta}(n)$ の実部と虚部の収束状況を示した。図から明らかなようにほぼ 1 シンボル間隔 (0.25[ms]) 内で収束性が達成できる。ここで示したパラメータ推定値は 11 次近似モデルを用いて得た結果であるが, これより低次モデルの場合はより早い収束が得られる。RLS 法は, LMS 法と比較して優れた収束特性をもつが, 係数更新に必要とされる計算量は増大するので, 実装という点では LMS 法が望ましい。図示してはいないが, 同じシミュレーション条件のもとで, LMS 法を適用した場合のパラメータの収束速度は RLS 法より遅いが, ほぼ 2 シンボル間隔内に収束したことを付記しておく。以上のように, この提案される時間域アルゴリズムでは十分高速な収束性が得られることが確認された。

4.3 補償入力 $u(n)$ についての反復計算過程 本論文では, 式 (28) の解すなわち HPA への補償入力 $u(n)$ が可調整パラメータの更新とともに求められる。図 7 は, 最急降下法を適用して解の反復計算を行うときに最適化問題の収束過程を示している。横軸は反復回数, 縦軸は式 (31) の目的関数の自然対数値 $\log S(v_n, w_n)$ を表す。この図から明らかなように, 複素べき級数近似モデルの次数 ($2L_g + 1$)

が 11 次でも、原点からスタートした反復計算は高々 2 回程度で目的関数値を 10^{-2} 以下にでき、この計算は簡単で高速であることが確認された。

4.4 HPA の歪補償効果 HPA の非線形性に対する補償効果を考察するために、本論文では HPA の出力 $y(n)$ のパワースペクトルとその復調信号のコンストレージョンを用いて、非線形歪みによる帯域外電力漏洩と復調信号の品質を評価した。図 8 には $IBO = 4$ [dB] の場合に補償前後のパワースペクトルを示す。本シミュレーションの設定では、 $-702 \sim 702$ の範囲 (帯域内) だけにキャリア情報を載せているため、その外側のキャリア周波数帯域 (帯域外: $-1024 \sim -703$ と $703 \sim 1023$) のパワースペクトル

(a) Real part

(b) Imaginary part

図 6 RLS 法による推定パラメータ $\hat{\theta}(n)$

Fig. 6. Parameters $\hat{\theta}(n)$ estimated by using RLS.

(a) Power amplifier only

(b) HPA with a linear dynamics

(c) HPA with adaptive predistortion

図 8 HPA の出力 $y(n)$ のパワースペクトル

Fig. 8. Spectra of the output $y(n)$.

値は低くなることが望ましい。図 8 (a) と図 8 (b) はそれぞれ、線形ダイナミクスによる歪みを持つ場合と持たない場合の $y(n)$ のパワースペクトルを示す。この図 8 (a) (b) から、帯域内とのスペクトルギャップが各 12[dB], 15[dB] 程度しか得られないので帯域外への電力漏洩は非常に大きいことがわかる。また、線形ダイナミクスによる歪みを持つ場合は、帯域内にあるパワースペクトルが平坦とはならないので送信信号の劣化は線形歪みを持たない場合より厳しくなることもわかる。本論文で与えた時間域補償法により、図 8 (c) に示すように、そのパワースペクトルギャップは、72 [dB] まで改善でき、帯域内の平坦性も達成されることが確認された。図 8 (c) で示したパワースペクトルは 11 次近似モデルを用いて得た結果であるが、これより低次モデルの場合のパワースペクトルについてもシミュレーションを行い、その結果を図 9 に示した。9 次 ($L_g = 4$) の場合でも 70 [dB] 程度の改善が可能であることがわかる。

図 10 には、図 8 に対応する補償前後の復調シンボルのコンストレージョンを示す。この図中で、‘*’ は実際受信した復調シンボルを表し ($y(n)$ に対応する) , ‘o’ は理想の復調シンボルを表す ($r(n)$ に対応する) 。図 10 (a) は、HPA の歪みがメモリレスの非線形歪みのみの場合の結果であり、図 10 (b) は、線形ダイナミクスによる歪みが加わった場合の結果を示す。図 10 (a) (b) から、線形および非線形歪みにより信号間に相互干渉が生じ、信号の検出精度が劣化

図 7 $u(n)$ を求める過程での $\log S(v_n, w_n)$

Fig. 7. Objective function $\log S(v_n, w_n)$ solving input $u(n)$ by steepest descent method.

することがわかる。また、線形歪みが加わった場合の実際受信した復調シンボルは、線形歪みが加わらない場合より、その検出精度がさらに劣化することもわかる。図 10 (c) には、提案法による補償を行った結果を示す。図 10 (c) から、十分な検出精度が達成できていることがわかる。

一方、同じシミュレーション条件のもとで、LMS 法を適用した場合は、図は割愛したが、可調整パラメータの精度が RLS 法より低いことから帯域内とのギャップは 70 [dB] ($L_g = 5$ のとき)まで改善でき、RLS 法と比べて高々 2 [dB] 程度の劣化にとどまることを付記しておく。

5. LUT 方式との比較

5.1 従来法の LUT 方式 図 11 には、ベースバンドにおいて行う LUT 方式のプリディストーション機構を示す。ここで、 $r(n)$ は OFDM 信号を表し、 $y(n)$ は非線形増幅器の出力信号を直交復調したフィードバック信号である。LUT 方式では、非線形増幅器の逆特性をもつ非線形歪補償器を LUT によって実現する。図示したように異なる入力振幅 $|r|$ に対応して、テーブルを参照し出力 $z(n)$

を求めた後に、 $r(n)$ を $z(n)$ と複素乗算した信号 $u(n)$ を非線形増幅器へ入力する。従って、あらかじめ非線形増幅器の逆特性歪をテーブルで実現し、非線形増幅器の出力 $y(n)$ が $r(n)$ を線形に増幅した信号となるように構成する考え方である。

適応型プリディストーション法は、非線形増幅器の出力 $y(n)$ と OFDM 信号 $r(n)$ とを比較して、誤差信号を最小にするようにテーブルを更新する方式である。ここでは、文献 (4) の適応型 LUT 方式を取り上げる。その手順は以下の通りである。

- (1) 既知のトレーニング信号を用いて非線形増幅器の AM-AM 変換特性と位相特性 AM-PM 変換特性を測定し、得られた入力と出力の振幅及び入出力の位

図 11 ベースバンドにおいて行う LUT 方式のプリディストーション機構

Fig.11. Predistortion structure of LUT implementing at baseband.

図 9 異なる L_g 場合に提案 RLS 法により補償した出力のパワースペクトル

Fig.9. Spectra of output $y(n)$ compensated by proposed RLS in case of different L_g .

図 12 従来の LUT 方式と提案法により補償した出力のパワースペクトル

Fig.12. Spectra of output $y(n)$ compensated by LUT and proposed method.

(a) Distorted by only nonlinear part (b) Distorted by HPA with a linear dynamics (c) Compensated by adaptive predistortion

図 10 復調 64QAM-OFDM シンボルのコンスタレーション

Fig.10. Constellation of demodulation 64QAM-OFDM signal.

相差をテーブルに作る。

- (2) LUT の初期化を行う。この操作は、ステップ (1) で作ったテーブルにより非線形増幅器の逆関数を計算し、LUT を生成することである。
- (3) 非線形増幅器の時変特性をモニタするために、非線形増幅器の出力の振幅誤差信号と位相誤差信号を最小にするように、LMS アルゴリズムにより非線形増幅器の AM-AM 変換特性と位相特性 AM-PM 変換特性を更新する。その後に、ステップ (2) の操作と同じように非線形増幅器の逆関数を計算し、LUT を更新する。

5.2 提案法と LUT 法との比較検討 提案法の有効性を評価するために、文献 (4) の LUT 方式との比較を行った。従来法は、ダイナミクスがある場合には適用できないので、従来法と提案法との比較を公正に行うためにダイナミクスが非常に少ない条件を設定した。すなわち、線形歪みに関わる HPA のダイナミクスを $a_1 = 0.01 + 0.0026j$, $b_0 = 3.2$ において両者の比較を行った。従来法の適応 LUT 方式に対しては、テーブルサイズを 128 とおき、HPA にダイナミクスを持たないというシミュレーション条件を設定する (LUT 法に有利な条件である)。

以上の条件のもとで、図 12 は、LUT 方式と提案法により得た結果を示す。この図 12 から、LUT 方式を適用した場合は、 IBO の減少すなわち HPA の非線形性が厳しくなるとともに補償効果はかなり劣化し、パワースペクトルギャップは小さくなることわかる。その原因は、非線形増幅器の逆特性の制限を受けるため、従来法で線形増幅が可能な信号電力の範囲が非線形増幅器の飽和電力以下となり、飽和電力より大きなピーク電力をもつ OFDM 信号が線形増幅することができず帯域外電力輻射が生じてしまうと解釈できる⁽¹³⁾。この図 12 に示したように、LUT 方式を適用した場合には、1 シンボル間隔で HPA の飽和電力を超える入力 OFDM 信号の数 $N1$ が IBO の減少とともに増加するときに、この部分の OFDM 信号が制限を受け線形増幅できない。一方、提案法を適用した場合は、比較的小さい IBO ($IBO = 4$ [dB])、つまり 1 シンボル間隔で数多く ($N1 = 672$) の OFDM 信号のピーク電力が HPA の飽和電力を超える場合でも、本手法は有効であり、制限を受けることなく線形増幅ができ、パワースペクトルギャップは 80 [dB] まで大きく改善できる。

提案法を LUT 方式と比較すると、以下のようにまとめられる。

- 適用の範囲: LUT 方式では、メモリレスの非線形特性しか考えていないので、ダイナミクスがある場合にそのまま適用できない。提案法では、付加電子回路などによるダイナミクスを考慮した場合に、ダイナミクスをもつ非線形増幅器を Hammerstein モデルで記述するもとで線形歪と非線形歪を良好に補償することが可能である。
- 歪補償特性: LUT 方式は、非線形増幅器の逆特性を

テーブルによって実現しているため、非線形歪補償特性がテーブルの数に依存する。しかし、ある数以上にはテーブルの数を増やしても補償性能が向上しない⁽¹⁾。提案法の非線形歪補償性能は、図 9 に示したように、べき級数近似モデルの次数の増加 ($L_h = 1$ から $L_h = 4$ まで) に伴い向上できる。

- 補償能力: LUT 方式では、その線形増幅が可能な信号電力の範囲が $IBO = 12$ dB より大きい区域にある。提案法では、HPA 全体の入出力特性とその逆特性を同定することなく、直接 HPA への補償入力 $u(n)$ を適応的に生成するため、線形増幅が可能な信号電力の範囲は逆特性の制限を受けなく、 $IBO = 4$ dB の区域まで拡大しても線形増幅することが可能である。この点は従来の LUT 方式と大きく異なる利点である。

6. まとめ

本論文では、複素 Hammerstein モデルでダイナミクスをもつ HPA を表現する。この Hammerstein モデルに対して、HPA への補償入力を実時間で計算し決定する新しい適応歪み補償アルゴリズムを提案した。提案法は、HPA 全体の逆特性を同定することなく、モデルマッチングに基づいて前置非線形歪補償器を直接構成することにより、HPA の入出力特性に不確かさや変動が生じて常にも HPA 全体の線形化を実現することである。さらに、64QAM-OFDM 送信システムに対してシミュレーションを行うことにより、提案法の有効性および有用性を明らかにした。本手法は、位相歪みを無視することができる増幅器 (例えば固体電力増幅器 SSPA: Solid State Power Amplifier) に対しても適用可能であり、高い補償効果が得られることを付記しておく。

(平成 14 年 12 月 1 日受付, 平成 15 年 8 月 20 日再受付)

文 献

- (1) T. Matsuoka, S. Takabayashi, and M. Orihashi: "Compensation of nonlinear distortion for mobile communications", *Matsushita Technical Journal*, Vol.44, No.6, pp.728-734 (1998-12) (in Japanese)
松岡剛史・高林真一郎・折橋雅之:「通信用送信系非線形歪補償方式」, *Matsushita Technical Journal*, 44, 6, pp.728-734 (1998-12)
- (2) P. Banelli and G. Baruffa: "Mixed BB-IF predistortion of OFDM signals in non-linear channels", *IEEE Trans. Broadcasting*, Vol.47, No.2, pp.137-146 (2001-6)
- (3) W.G. Jeon, K.H. Chang, and Y.S. Cho: "An adaptive data predistorter for compensation of nonlinear distortion in OFDM system", *IEEE Trans. Commun.*, Vol.45, No.10, pp.1167-1171 (1997-10)
- (4) D.S. Han and T. Hwang: "An adaptive predistorter for the compensation of HPA nonlinearity", *IEEE Trans. Broadcasting*, Vol.46, No.2, pp.152-157 (2000-6)
- (5) C.H. Cheng and E.J. Powers: "A reconsideration of the pth-order inverse predistorter", *1999 IEEE 49th Vehicular Technology Conference*, Vol.2, No.1, pp.1501-1504 (1999)
- (6) M. Okada, H. Nishijima, and S. Komaki: "A maximum likelihood decision based nonlinear distortion compensator for multi-carrier modulated signals", *IEICE Trans., Commun.*, Vol.E81-B, No.4, pp.737-744 (1998-4)
- (7) K. Horiguchi, K. Yamauchi, K. Mori, M. Nakayama, Y. Ikeda,

and T. Takagi: "A distortion analysis method for FET amplifiers using novel frequency-dependent complex power series model", *IEICE Trans. Electron.*, Vol.E82-C, No.5, pp.738–743 (1999–5)

- (8) L. Sun, Y. Ding, and A. Sano: "Identification-based predistortion scheme for high power amplifier", *IEICE Trans., Fundamentals.*, Vol.E86-A, No.4, pp.874–881 (2003–4)
- (9) H. Hosono, T. Hosokawa, T. Maeda, F. Maehara, and F. Takahata: "A Compensating method based on recursive processing of nonlinear distortion for OFDM", *Trans. IEICE*, Vol.J85-B, pp.9–17 (2002–1) (in Japanese)
細野博之・細川泰輔・前田 毅・前原文明・高畑文雄:「OFDM 伝送における非線形歪みの再帰的処理に基づく補償法」, 信学会論誌, **J85-B**, 1, pp.9–17 (2002–1)
- (10) G. Lazzarin, S. Pupolin, and A. Sarti: "Nonlinearity compensation in digital radio systems", *IEEE Trans., Commun.*, Vol.42, No.2/3/4, pp.988–999 (1994)
- (11) T. Nojima and Y. Okamoto: "Analysis and compensation of TWT nonlinearities based on the complex power series representation", *Trans. IEICE*, Vol.J64-B, No.12, pp.1449–1456 (1981–12) (in Japanese)
野島俊雄・岡本栄晴:「複数べき級数表示による進行波増幅器入出力非線形特性の解析とおよび補償法への応用」, 信学会論誌, **J64-B**, 12, pp.1449–1456 (1981–12)
- (12) Y. Ding, L. Sun, and A. Sano: "Adaptive nonlinearity predistortion schemes with application to OFDM system", *Proc. 2003 IEEE Conference Contr. Appl.*, pp.1130–1135, Istanbul, Turkey (2003–6)
- (13) T. Horiuchi, W. Yang, T. Ohtsuki, and I. Sasase: "Performance evaluation of OFDM with the compensation technique of the nonlinear distortion using partial transmit sequence and predistortion", *Trans. IEICE*, Vol.J85-B, No.11, pp.1865–1873 (2002–11) (in Japanese)
堀内隆明・楊 偉祖・大槻知明・笹瀬 巖:「プレディストーション及び部分系列伝送を用いた OFDM 非線形ひずみ補償法の特性評価」, 信学会論誌, **J85-B**, 11, pp.1865–1873 (2002–11)

丁 元 明 (学生員) 1997 年 7 月中国・東北大学大学院自動計測制御工学専攻修士課程修了。同年 9 月大連大学講師, 2001 年 4 月慶應義塾大学理工学研究科総合デザイン工学専攻博士課程入学, 現在に至る。デジタル信号処理, システム同定と適応制御の研究に従事。

孫 連 明 (非会員) 1999 年 9 月慶應義塾大学理工学研究科電気工学専攻博士課程修了。2001 年 4 月北九州市立大学国際環境工学部情報メディア工学科講師, 現在に至る。デジタル信号処理, システム同定とブラインド等化などの研究に従事。電子情報通信学会, 計測自動制御学会, IEEE 各会員。

佐 野 昭 (正員) 1971 年 3 月東京大学大学院工学系研究科計数工学専攻博士課程修了。同年慶應義塾大学電気工学科助手, 講師, 助教授を経て, 1985 年同教授。現在, 同大学理工学部システムデザイン工学科教授, 現在に至る。適応制御, システム同定とデジタル信号処理などの研究に従事。システム制御情報学会, 電子情報通信学会, 計測自動制御学会, IEEE 各会員。