

プリディストーション回路による増幅器の 非線形ひずみの低減のシミュレーション

仁 科 大 二・入 江 浩 一*

岡山理科大学大学院工学研究科修士課程情報工学専攻

*岡山理科大学工学部情報工学科

(1998年10月5日 受理)

1. ま え が き

無線通信の送信機は高周波電力増幅器の一つの代表例である。それは、FETのような固体素子であれ、進行波管のような電子管であれ、動作原理上その入出力特性には振幅および位相の非線形性（出力が入力に比例しない、出力位相が入力によって変わる。）は避けられない。この非線形性によって、複数搬送波の共通増幅器（FDMAの場合など）では混変調が生じ、PSK変調のデジタル通信の場合は周波数スペクトルの副次ピークのレベルが増大する。（注：0、1の生起確率が等しくランダムで、パルス符号形式がNRZ(Non-return to zero)の場合、PSK信号のスペクトルは単一パルスのもと同じであることが示されている¹⁾。単一パルスは時間領域が有限であるから、その周波数スペクトルは無数の周波数領域にわたって存在する。そこには周波数の増大とともに減少するが無数のピークがある。）これらはいずれも周波数帯の隣接する他の通信系に対して干渉雑音となる。一つの対策として、出力を線形動作領域にまで低下させることであるが、これは電力の有効利用の観点からは能率が悪い。そこで増幅器の非線形特性の逆の非線形特性をもつ回路を増幅器の前段に挿入して、総合して非線形性補償することが考えられる。これはプリディストーション形非線形補償回路（Pre-distortion, 以降PD回路と略記する。）として実用化されている。実験的にはこの補償回路の調整は容易であるが、ここでは補償動作の計算シミュレーションの一つの簡単な方法を提起する。また、この問題の検討中にクローズアップした基礎的な問題として、「どんな波形も非線形歪みを受けると、なぜスペクトル特性が劣化（副次ピークのレベル増大）するのか？」について、結論はまだ出ていないが、検討した事柄もまとめている。

2. プリディストーション回路

図1にその原理的な構成、図2にベクトル図によるその動作原理を示す。図1で可変移相器は原理的には不要であるが、実際の回路では調整パラメータを増やして最適化に有効なので計算に含めるために挿入している。また、実際の回路では二つに分岐したパスを通

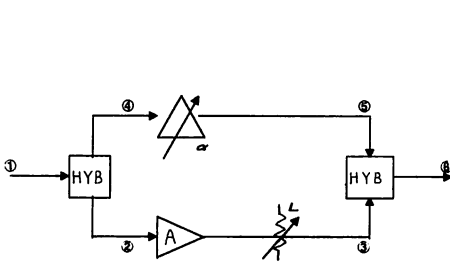


図1 プリディストーション回路の原理的構成

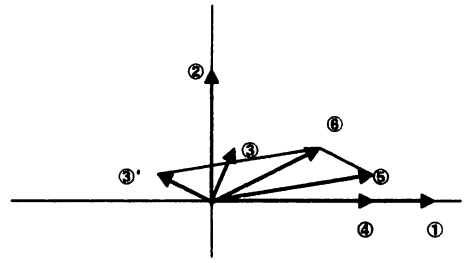


図2 プリディストーション回路のベクトル図による動作原理

る信号の伝播時間を等しくする必要があり、そのための回路が挿入されるが原理図としては省略している。

図2は増幅器Aについて大入力（非線形領域）の場合を示している。小入力の場合を画いて比較すると、位相が正、利得が増大と逆特性となっていることがわかる。

①がハイブリッド結合器を通過し②と④に分かれる。（ハイブリッド結合器とは、電力を2等分し、位相差を90°にするマイクロ波回路である。）④から⑤にかけての部分は、線形アームである。ここでは、可変移相器を通過するためベクトルの大きさには変化がなく位相の変化のみである。②から③にかけての部分は非線形アームである。ここでは、増幅器と可変減衰器を通過するためベクトルの大きさ、位相共に変化する。

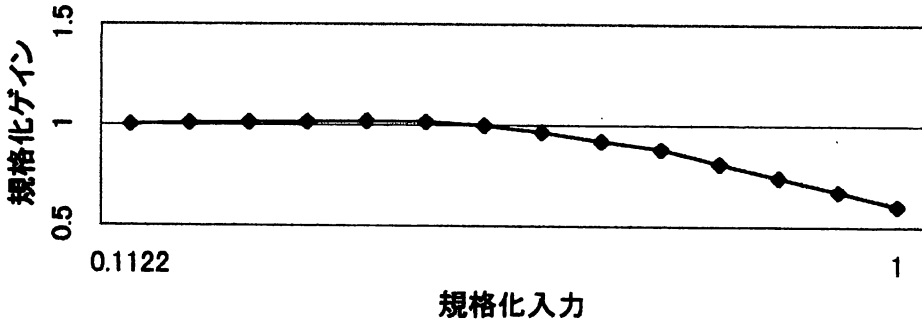
線形アームと非線形アーム、それぞれを通過した⑤と③がハイブリッド結合器を通過し、ベクトル合成されて⑥となる。（③'は、ハイブリッド結合器を通過するとき起こる位相差90°である。）

次に定量的に複素数を用いてこの回路の入出力特性を計算する。素子としての非線形アンプAは、実際に14GHz帯のFETについての測定データ（14～16点）を用いる。測定データはこれを規格化しておき、以降の計算に用いる。アンプの規格化入出力振幅特性の一例を図3に示す。回路特性の計算では、このアンプの測定データに対応する離散値でしか与えられないことに注意を要する。

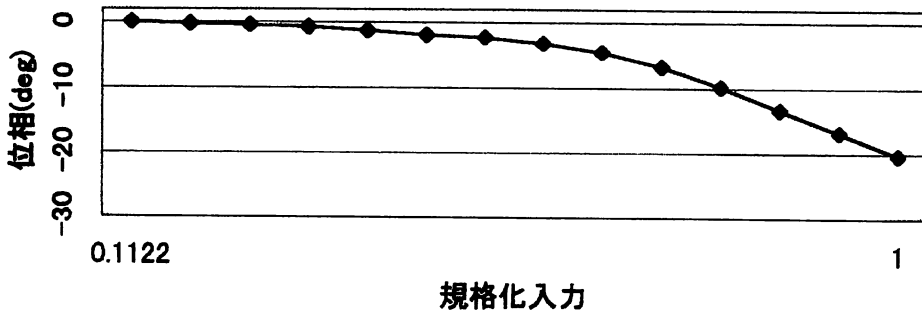
- e_i : アンプAの規格化入力振幅（最大出力時を1）
- e_o : アンプAの規格化出力振幅（最大出力時で1）
- θ : アンプAの規格化出力位相（微小入力時で0）

として図1の各点の信号は

- ① $\sqrt{2}e_i$
- ② $e_i \exp [j (\pi/2)]$
- ③ $Le_o \exp [j (\pi/2 - \theta)]$
- ④ e_i
- ⑤ $e_i \exp (j\alpha)$



入出力振幅特性



入出力位相特性

図3 アンプ単体の非線形特性

$$\textcircled{6} \quad e_1 \exp(j\alpha) + Le_0 \exp[j(\pi - \theta)]$$

これより出力端子の信号は

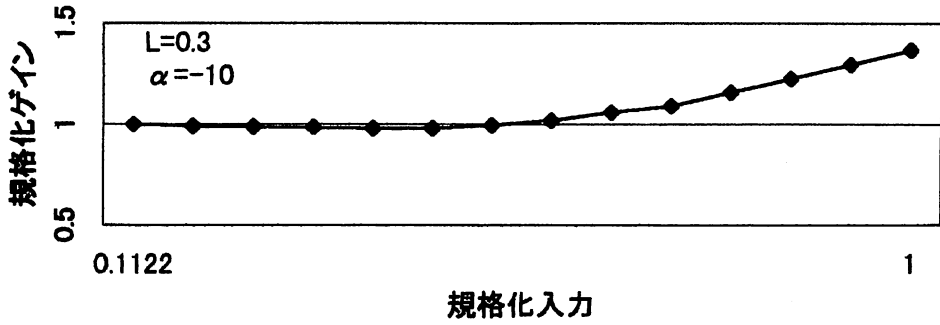
$$\text{振幅} = \sqrt{e_1^2 + (Le_0)^2 - 2Le_1e_0 \cos(\theta + \alpha)}$$

$$\text{位相} = \tan^{-1}((e_1 \sin \alpha) + Le_0 \sin \theta) / (e_1 \cos \alpha - Le_0 \cos \theta)$$

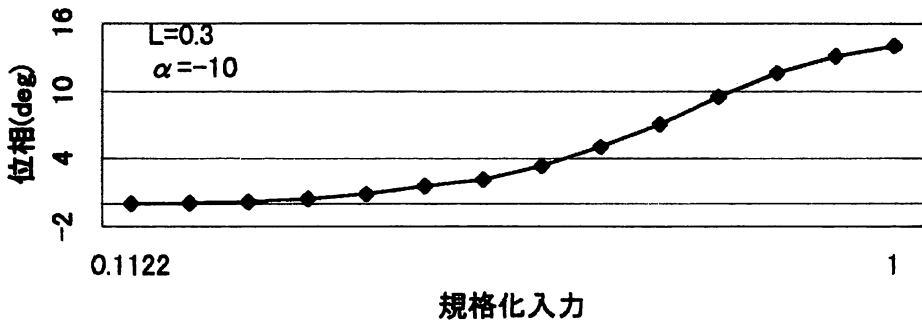
で計算できる。計算結果の一例を図4に示す。アンプの特性の逆特性になっていることがよくわかる。また、 α , L の調整によって特性を調整できることもわかる。

3. プリディストーション回路とアンプの組合わせ回路の入出力特性

多段従属接続回路の総合特性は一般に各段の回路特性をもとに、ゲインは積、位相は和として求められる。しかし、各段の回路に非線形性がある場合には、ある初段入力信号に対応する各段の動作レベルにおける特性でなければならない点に注意を要する。今の場合に具体的に言うと、後段アンプの入出力特性に基づく場合、アンプ入力の値がPD回路の



入出力振幅特性



入出力位相特性

図4 PD回路の非線形特性

出力となるときのPD回路の特性が必要となる。すなわち、PD回路の出力を与えてその入力が必要であり、これは両回路の特性が独立の離散値で与えられている場合は一般に内挿法によって求められる。PD回路の入力が定まると、再び内挿法によってPD回路の出力位相が求まり、ある初段入力に対する両回路の振幅、位相特性が定まる。以上に基づいて求めた総合特性の例を図5に示す。これも図3に比べると非線形性が補償されている様子がよくわかる。

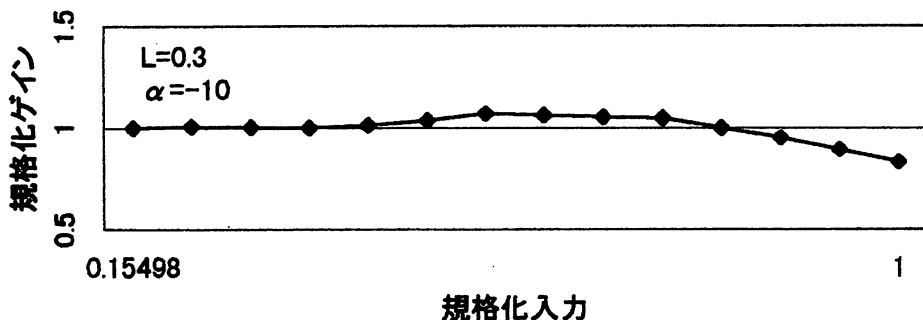
4. プリディストーション回路とアンプの組合せ回路の出力波形とその周波数スペクトル

組合せ回路の振幅、位相特性が与えられると、任意の入力波形に対する出力波形が求められる。ただし位相非線形性がある場合には、

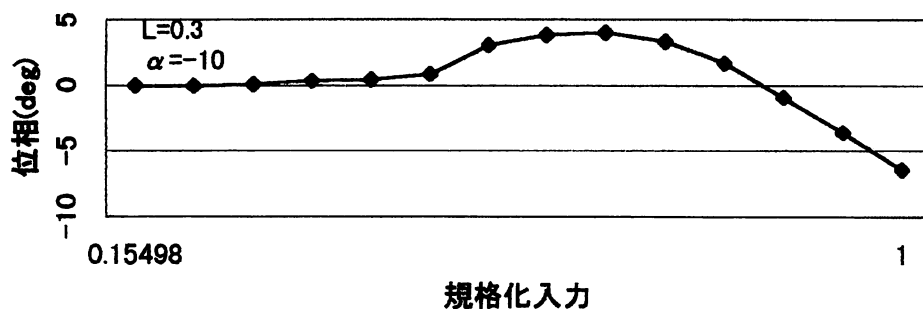
入力： $e \sin \omega t$

に対して

出力： $G(e) \sin \{ \omega t + \phi(e) \} = G(e) \cos \phi(e) \sin \omega t + G(e) \sin \phi(e) \cos \omega t$



総合入出力振幅特性



総合入出力位相特性

図5 組合せ回路の非線形特性

であり、振幅非線形性のみもつ同相分と直交分として取り扱える。この場合、各々について出力振幅を計算し、それらの周波数スペクトルの電力和をとることになる。しかし、より簡便な方法として FET のような固体素子では位相非線形性が弱い（今回扱った三つのケースでは飽和出力時最大20 deg 程度）ときは、直交分を無視して同相分のみ考えてよい。（誤差は電力比で $\tan^2 \phi$ で、 $\phi=20$ 度の場合約0.1）以降の計算はこの方法による。出力波形が求められると DFT によって第一サイドローブのピーク値（メインピークを1とした相対値）を求めることは容易である。計算は入力波形を与えて DFT まで一貫しておこなえる。すなわち、DFT によるフーリエ交換の計算で、仮想周期をパルス幅の8倍とし、この一周をN等分する離散化をおこなうと入力波形は $f(I)$ とかける。この入力波形の I 番目の振幅 $f(I)$ における組合せ回路の規格化利得（微小入力線形領域での利得を1とする。）を $G(I)$ とすると出力波形は $F(I) = f(I) * G(I)$ となる。あとはこの $F(I)$ について DFT の計算をおこなえばよい。結果の例を表1に示す。

表1 PD 回路の効果

PD 回路	第一サイドロープレベル (PD 回路なし: O. 1586)		
	アンプA	アンプB	アンプC
L=0.3, $\alpha=-10$	0.1318	0.1333	0.1284
L=0.3, $\alpha=-5$	0.1315	0.1350	0.1303
L=0.3, $\alpha=-15$	0.1326	0.1325	0.1273
L=0.25, $\alpha=-10$	0.1385	0.1426	0.1392
L=0.35, $\alpha=-10$	0.1235	0.1220	0.1155

入力波形: 余弦波

DFT: 仮想周期 = 8 * (パルス幅)

N=512

PD 回路アンプ: 後段のアンプと同一タイプ

表2 波形の“つぶれ”方とスペクトル

入力波形	第一サイドロープレベル	
	線形	非線形
三角波	0.0475	0.0422
台形波		
(上底 = 1/4 * 下底)	0.0542	0.0909
(上底 = 1/2 * 下底)	0.1466	0.1607
(上底 = 3/4 * 下底)	0.2031	0.2042
方形波	0.2161	0.2162
χ^2 波	0.0856	0.1196
χ^3 波	0.1304	0.1518
χ^4 波	0.1535	0.1729

DFT: 仮想周期 = 8 * (パルス幅)

N=512

非線形性 $G=1.0, 0 \leq e_1 \leq 0.45$

$G=(12.8-4 * e_1)/11, 0.45 \leq e_1 \leq 1.0$

5. 波形の非線形歪みとスペクトルの関係

これまでの計算によって、同一入力波形については、アンプの非線形性が強いほど、出力波形のスペクトルで第一サイドロープのレベルが高いことが示される。アンプの非線形性によって出力波形は入力波形と比べて“あたまのつぶれた”波形となる。これは非線形性は大入力振幅で利得が低いのであるから、直観的に容易に理解できる。

“あたまのつぶれた”波形のスペクトルはなぜ第一サイドロープのレベルが高いのか？は明らかでない。しかし、計算上は容易にその結果を示すことができる。一例として台形波形を取り上げる。下底はパルス幅として固定し、上底を0（三角波）～下底と同じ（方形波）と変えてみると、この順序に“あたまのつぶれた”波形である。そしてこの波形についてスペクトルを計算した結果を表2にまとめてある。明らかに“あたまのつぶれ”方とピークの大さは正の相関がある。同様なことは χ^n 波についても示されている。

6. む す び

終段電力増幅器の入出力特性が与えられたとき、PD回路のパラメータ L 、 α の設定の最適値、それによりどこまで非線形性を低減できるかを簡単に計算できる基本的な手段を確立した。残る問題として、DFTは離散値を取り扱うので、アナログ値としてのスペクトルのピークそのものをとらえることはできない。Nを大きくすることは数値計算上の限界がある。具体的な単純な波形についてその誤差の程度を押さえておくことは実際に重要なことであろう。また、経験的に確かな“よりつぶれた”波形のスペクトルのサイドローブレベルが高いことの数学的証明はあるのかもしれないが、著者はまだ知らない。

参 考 文 献

- 1) 桑原守二：“デジタルマイクロ波通信”，企画センター，p. 34，(1985)。

Simulation of Reduction in Non-linearity Effect Using a Pre-distortion Circuit in High-Frequency Power Amplifiers

Daiji NISHINA and Koichi IRIE*

Graduate School of Engineering

**Department of Information & Computer Engineering*

Faculty of Engineering

Okayama University of Science

Ridai-cho 1-1, Okayama 700-0005, Japan

(Received October 5, 1998)

When a circuit representing the inverse non-linear characteristics to a power amplifier is installed at the input end of that amplifier, the overall non-linearity is reduced, or compensated considerably. This type of circuits is already realized in actual products and is called the pre-distortion circuit. A simple method is presented here for simulation of this system and some practical examples are shown when applied to the frequency spectrum problem of PSK signal.

In addition, some results are presented relating to the problem why more heavy non-linear distortion causes higher level of subsequent peaks in its frequency spectrum, although a solution to this problem is not given yet.