通信システムの非線形特性評価法に関する研究

1 まえがき

高速ワイヤレス通信では、振幅変動が大きい複数 搬送波(マルチキャリア)あるいは多値変調波が使用さ れるため、特に電力増幅器(HPA)の非線形特性 が問題となる.非線形動作時には歪が発生し、 通信性能の劣化、帯域外の不要波(スプリアス)発 生を招く.非線形特性を避けるために出力をバ ックオ7(OBO)して線形領域で動作させると、HPA の電力効率が低下し、消費電力が増加する.

特性向上, スプリアス低減, 高効率電力増幅を同時に実現するためには, システムの非線形特性であるAM-AM (振幅変調-振幅変調)変換と AM-PM(振幅変調-位相変調)変換を精度よく把

AM-FM(振幅変調-位伯変調)変換を相及よく12 握し,最適な動作点を選択することが重要である.

本論文では, 簡便な測定法である2周波 (Two-tone)法を用いて, 位相変化を測定するこ となく振幅情報のみで AM-PM 変換を精度よ く評価する方法並びに非線形特性のモデル化に ついて検討を行い, 解析による帯域外スプリアス レベル推定の妥当性を検討した.

2 非線形特性

2.1 概要

AM-AM 変換は Fig. 1 (a)に示すように、システ ムの入力電力(Pin)の変化に対する出力電力 (Pout)の変化を示している.この変化が線形で ない場合に出力信号に非線形歪が発生する. 一方、AM-PM 変換は Fig. 1(b)に示すように、 Pin に対する入出力間の位相変化 φ を示して いる. Pin の増加に伴い、位相が変化すると 位相回転が発生するために、歪が発生する.

2.2 非線形特性の影響

Fig.2 に典型的な HPA の動作点と電力効率 の関係を示す. Pin を高めると入出力特性は 非線形特性を呈するが,電力効率が向上し, 低消費電力化が期待できる.一方,非線形領 域で動作させると非線形歪により,帯域外に ○元日大生産工 田中 將義
 不要波を発生させる. Fig.3 はこの不要波の様
 子を示したもので,特に spurious domain の許
 容い、心遵守が規定されている⁽¹⁻³⁾. ここで,
 Bn は通信時の占有帯域幅である.

2.3 非線形特性測定の課題

AM-PM変換の測定法として、入出力間の位 相差を位相計で直接測定する方法が一般的で あるが、測定系が複雑であること、入力と出力 の周波数が異なる中継系システムでは測定できな い等の課題がある.

3 2 周波測定法 (Two-tone method)の原理⁽⁴⁾

レベルの異なる 2 波を非線形素子に入力した時,出力には Fig. 4 に示すように,相互変調 歪(F3)が発生する.入力電圧 Vin,出力電 圧 Vout として式(1)と(2)に F3 成分発生メカ=ズム を示す.ここで, Pin=Vin², Pout=Vout² である.



Fig. 1 AM-AM and AM-PM conversions.



Fig.2 HPA power efficiency versus driving point.

Study on evaluation method for nonlinear characteristics of communication system Masayoshi Tanaka









$$Vin = A_{1} \cos(\omega t) + B_{1} \cos[(\omega + \Delta \omega)t + \theta]$$

$$A_{1}\rangle\rangle B_{1}$$

$$\approx A_{1}\left[1 + \frac{B_{1}}{A_{1}} \cos(\Delta \omega t + \theta)\right] \cdot \cos\left[\omega t + \frac{B_{1}}{A_{1}} \sin(\Delta \omega t + \theta)\right] \quad (1)$$

$$Vout = A_{1} \cdot G \cdot \left[1 + \frac{B_{1}}{A_{1}} \cdot D \cdot \cos(\Delta \omega t + \theta)\right]$$

$$\cdot \cos\left[\omega t + \frac{B_{1}}{A_{1}} \sin(\Delta \omega t + \theta) + \frac{B_{1}}{A_{1}} \cdot kp \cdot \cos(\Delta \omega t + \theta)\right],$$

$$= A_{1} \cdot G \cdot \left[1 + \frac{B_{1}}{A_{1}} \cdot D \cdot \cos(\Delta \omega t + \theta)\right]$$

$$\cdot \cos\left[\omega t + \frac{B_{1}}{A_{1}} \cdot D \cdot \cos(\Delta \omega t + \theta)\right]$$

$$\cdot \cos\left[\omega t + \frac{B_{1}}{A_{1}} \sqrt{1 + kp^{2}} \sin(\Delta \omega t + \theta + \phi)\right]$$

$$= A_{2}\left[\cos \omega t + \frac{B_{2}}{A_{2}}\cos(\omega t + \Delta \omega t + \theta + \phi_{1}) + \frac{C_{2}}{A_{2}} \cdot \cos(\omega t - \Delta \omega t - \theta + \phi_{2})\right]$$

$$(2)$$

ここでA, B, Cは各信号い^{*}*h*, ωは角周波数, G は利得, θ は位相差, D は利得圧縮, kp は AM-PM 変換を示し, A₂>>B₂ とする.

このように、本方法は、振幅情報のみから位 相情報である kp を求める方法である.

4 2周波測定法を用いた非線形特性評価

4.1 評価方法

2 周波法を用いた非線形特性評価法のプロセ スを Fig. 5 に示す.

以下に手順を示す.

(1) 被対象物に対して、2周波法を用いて、
 Fig. 4のA1, B1, A2, B2, C2を測定

(2) 上記のレベルから式(2)を用いて,位相変化 値 kp を算出

(3) 位相変化値を積分して位相 φ を算出

(4) 振幅と位相の特性を最小二乗法(LSM)により多項式近似.

(5) 得られた近似モデルを用いて, スプリアス特性 を算出

(6) 被対象物のスプリアス実測値と(5)の特性を比較評価



Fig. 5 Evaluation process of nonlinear characteristics.

4.2 解析に用いた original モデ^{*}ル

本評価法の妥当性を検討するために,解析 対象である HPA の数学モデル (original モデル) の Vin と Vout の関係を以下の式(3),位相 φ を 式(4)のように設定した⁽⁵⁾.

$$Vout(Vin) = \frac{2.1587 \cdot Vin}{1 + 1.1517 \cdot V^2 in}$$
(3)

$$\frac{4.0033 \cdot \text{Vin}}{+9.104 \cdot \text{V}^2 \text{in}} \tag{4}$$

以下では、2周波法と多項式近似を用いて、 この特性を再現できることを検討する.

5 近似解析モデルによる特性評価

 $\phi(Vin) = \frac{1}{2}$

2周波法を用いて得られた測定結果をもと に近似解析モデル(多項式近似)を算出し、こ のモデルを用いて、帯域外スペクトルの解析を行っ た.この時、評価法の妥当性を評価するため に original の特性 {式(3)と(4)} との比較を行 った.

入力信号として振幅変動の大きな 256 値

QAM {直角位相振幅変調, PAPR(最大値と平 均値の比)=約 6dB} と DVB に準じた OFDM 波(直交周波数分割多重, PAPR=約 10dB)を選 択した.

5.1 近似解析モデルの特性

Fig. 6 に 5 次, 7 次, 9 次の多項式で近似したモデル (ΔA=30dB) の特性比較を示す. original の特性を合わせて示している.

Original の特性をほぼ再現しており、大き な差は認められない.

2 周波の i^{n} ル差 ΔA を 20dB, 25dB, 30dB と 変えた時の入出力特性と original の特性を Fig. 6 に示す. 位相特性の出力飽和点近傍を除い て, original の特性を良く再現している.



Fig. 6 HPA characteristics of original and approximated models (5th, 7th, & 9th, $\Delta A = 30$ dB).



Fig. 7 HPA characteristics of original and approximated models ($\Delta A = 20, 25 \& 30 \text{ dB}, 9 \text{th}$).

5.2 256QAM のスプリアス特性

256QAM 波を上記近似解析モデルに入力し, 出力スペクトラムを観測した. Fig. 8 は、 5 次、7 次、9 次の多項式で近似 したモデル (ΔA=30 dB) と original のスペ クトラムを 示す. 飽和から出力 3dB バックオフした点におけ る特性である. どのモデルの出力も帯域外を含 めて original のスペ クトラムを再現している.

Fig. 8 は、 9 次の多項式で近似したモデルで 飽和から出力 3dB バックオフした点におけるスペク トラムを示す. ΔA を 20dB, 25dB, 30 dB と変化さ せている. ΔA に関係なく original のスペクトラム を精度よく再現している.

以上より,256QAMに対しては,測定時の 2 波のレベル差 ΔA の違い,あるいは近似の際 の次数の違いの影響は小さいと判断できる.



Fig. 8 Spectrum of 256QAM at 3dB output back off of HPA. (5th, 7th, & 9th order, $\Delta A = 30$ dB).



Fig. 9 Spectrum of 256QAM at 3dB output back off of HPA. (9th order, $\Delta A = 20$, 25 & 30 dB).

5.3 OFDM のスプリアス特性

256QAM よりも振幅変動がさらに大きい OFDM 波に対して,出力スペクトラムを観測した. OFDM 波のキャリア数は 2048 であり, PAPR は約 10dB である.

Fig.10 は, 5次,7次,9次の近似解析モ デル(ΔA=30 dB)において,飽和から出力10dB ^ ゙ックオフした点におけるスペクトラムを示す. Fig. 3 に示した spurious domain の領域におけるレベル が original に比べて、大きな値を示し、誤差 が大である.中心から 2.5Bn 以上の領域のレベ ルを確認するためには、9 次の次数の近似が必 要となる.

したがって、振幅変動が大きなマルチキャリアの OFDM 波の解析には9次モデルが必要であり、 この結果は、先に検討した OFDM 波ではない マルチキャリア動作時の解析と実測値の関係とも良 く一致している⁽⁶⁻⁷⁾.



Fig. 10 Spectrum of OFDM at 10dB output back off of HPA. (5th, 7th, & 9th order, $\Delta A = 30$ dB).

Fig.11 は、9次の近似解析モデルにおいて飽 和から出力10 dB バックオフした点におけるスペク トラムを示す. ΔA を 20dB, 25dB,30 dB と変化さ せている.測定時の2 周波のレベル差の影響は 小さいことが分かる.



Fig. 11 Spectrum of OFDM at 10dB back off of HPA. (9th order, $\Delta A = 20, 25, 30 \text{ dB}$)

5.4 近似解析モデルを用いた評価結果の考察

測定時の2周波のレベル差に関して,20dBで

は、入出力特性の飽和領域近傍で位相測定の 精度が多少劣化するが、スプリアスレベルへの影響 は小さいことが分かった.多項式近似の際の 次数は、spurious domain 領域のレベルを確認す るためには、9次が必要であり、解析でスプリア スレベルの推測が可能である.なお、3.5Bn を越 える領域のスプリアスは、現実ではシステム内で発生 する雑音以下となり無視できる.

6 まとめ

非線形特性評価として,位相変化を振幅情報のみで測定する2周波法を検討し,2周波のい、ル差として20,25,30dBの3種を取り上げ,さらに特性をモデル化する際に5次,7次,9次の多項式近似を行った.振幅変動の大きな256QAM波とOFDM波を近似解析モデルに入力し,出力帯域外のスプリアスレベルをoriginal値と比較検討し,解析の妥当性を評価した.

2周波のレベル差は、スプリアス等への影響は小 さく、多項式近似次数については、5次、7 次では Spurious domain の特性を完全に模擬 することが難しいが、9次の近似で精度よく 推測できることを示した.

この結果,測定が容易な2周波法を用いて, 位相を直接測定することなく振幅情報のみで, 帯域外スプリアスレベルを実測することなく,解析 により精度よく推測可能であることを明らか にした.

「参考文献」

[1] Spurious emissions, Recommendation ITU-R SM. 329-9, http://www.itu.int

 [2] Variation of the boundary between the out-of-band and spurious domains required for the application of Recommendations, ITU-R SM.1541 and ITU-R SM.
 1539, Recommendation ITU-R SM. 1539,

[3] Tables of maximum permitted power levels for spurious or spurious domain emissions, APPENDIX 3 (Rev.WRC-03), http://life.itu.int/radioclub/rr/ap03.htm

[4]Laico, J.P., etc, A Medium Power Traveling-Wave Tube for 6, 000-Mc Radio Relay,Bell Syst,Tech. J., Vol. 35, pp.1285-1346, Nov.1956.

[5]A.A.M. Saleh, Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers, IEEE Trans. Comm, vol. COM-29, pp.1715-1720, Nov. 1981.

[6] M. Tanaka, H. Sakamoto, M. Kobayashi, and Y. Kitayama, Unwanted Emissions of Multi-carrier Transmitter in Spurious Domain, ICSSC 26th, AIAA 2008-5464, pp1-11, June 2008.

[7]M. Tanaka, H. Sakamoto, M. Kobayashi, Y. Kitayama, Estimation of Unwanted Spurious Domain Emissions from a Multicarrier Transmitter, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 50, No. 3, July, 2014.