広帯域・マルチバンド非線形補償技術

Nonlinear Compensation for Broadband and Multiband Wireless Systems

山尾 泰

Yasushi YAMAO

電気通信大学 先端ワイヤレス・コミュニケーション研究センター Advanced Wireless & Communication Research Center, The University of Electro-Communications

概要

5G の商用が目前に迫り、そこで検討されている複数帯域同時利用に対応すべく、マイクロ波電力増幅器にも、より高周波かつ広帯域のマルチバンド化技術が求められている。さらに 5G では 256QAM など、より多値の変調を多用することで周波数利用効率の向上を図る検討がなされている。このため増幅器の非線形ひずみの低減が課題である。本講演では広帯域化・マルチバンド化に対応するための非線形補償技術について解説する。



Abstract

Multiband microwave power amplifier techniques are strongly required for realizing concurrent multiband systems with higher and wider frequency bands in 5G. In addition, higher-order modulation schemes such as 256QAM will be used more frequently for enhancing spectrum efficiency. Then, nonlinearity of amplifiers should be reduced enough in 5G systems. In this lecture, nonlinear compensation techniques for broadband and multiband amplifiers are explained.

1.はじめに

第5世代移動通信システム(5G)は、第4世代移 動通信システムに比べて、大きく3つの性能向上 を目指して研究開発が進められている。その第一 は、伝送速度や伝送能力の大幅な向上を目指すも ので、現在の100倍の伝送速度(下り20Gbps,上 り10Gbps、一定の条件下において)の「超高速ブ ロードバンドモバイルサービス (enhanced Mobile Broadband; eMBB) | である。第二は大規模マシン タイプ通信 (massive Machine Type Communications; mMTC) であり、1km² あたり 100 万台のデバイス の収容が目標とされている。第三は超高信頼・低 遅延通信 (Ultra Reliable and Low Latency Communication; URLLC) であり、無線区間での片 道遅延を従来の 1/10 以下の 1ms 程度とするもの である[1]。このような要求条件を達成することで、 5Gは IoT時代の ICT 基盤としての役割を果たす ことが期待されている。

これらの要求条件は全てがサービス開始時から実現されるものではなく、まずは5Gの新しい 無線通信プロトコル(5G New Radio; 5G-NR)を用 いた超高速ブロードバンドモバイルサービスが 先行すると見られている。5G-NRでは新たに割当 られる SHF帯(低 SHF帯および高 SHF帯)の周 波数帯域をまず使用することが国際的に合意さ れており、eMBBサービスを実現するため、基本 的なチャネル帯域幅(キャリア帯域幅)は、現在 の5~20 MHzに加えて最大 100MHz まで拡幅さ れる[2]。したがって送信装置は従来の5倍の基本 帯域をカバーする必要があり、さらにキャリア・ アグリゲーションの場合を想定すると、無線帯域 幅は数百 MHz になることが予想される。

一方で、5Gでは下りの周波数利用効率が 30bit/s/Hzという高い目標値が設定され、このため の技術が複数導入されている。その最も重要な技 術は、Massive MIMO/ビームフォーミングによる 空間多重化であるが、加えて変調多値数の増加に よる改善も必要であり、256QAMの使用機会を増 やすことが想定されている。このように多値数の 多い変調方式では、送信信号精度への要求が厳し くなり、変調精度(Error Vector Magnitude; EVM) で 3~3.5%程度が目標値となっている。

このように、5Gで用いる送信機には、単に<u>使用</u> <u>周波数が SHF 帯に上昇</u>するだけでなく、<u>帯域幅の</u> 大幅な拡幅と同時マルチバンドアクセス、さらに 良好な信号精度(線形性)</u>が要求される。これら を単に増幅器単体の特性でカバーすると、送信機 の電力効率は著しく低下する。したがって、増幅 器での特性改善に加えて、歪補償技術の導入が必 須と考えられる。

2. 歪補償技術への要求項目

前節で述べたように、5G送信装置に要求される項目は以下のとおりである。

- (1) SHF帯、ミリ波帯等複数帯域への対応
- (2) 無線帯域幅の拡幅と同時マルチバンドアクセス
- (3) 信号精度の向上(主に EVM)
- (4) ビームフォーミングアンテナへの対応

このうち(1)は主に増幅器の利得と電力効率性 能の問題であり、以下では歪補償技術への影響が 大きい(2)を主として、最近の技術を例に説明を行 う。また(3)(4)については課題を整理することにす る。以下では現在、非線形補償装置の主流となっ ているディジタル・プリディストーション(Digital Predistortion; DPD)を取上げ、そこで発生する課 題と改善案について考える。

なお、非線形による歪の発生やスペクトルの出 現の基本的な考え方については参考文献[3]に詳 しく書かれているので、そちらを参照されたい。

3. 非線形補償の広帯域化技術

図1にDPD 非線形補償を行う送信機の基本ブ ロック図を示す[4]。図において、入力される変調 信号 x(t)は出力される変調波の<u>等価低域送信信号</u> <u>波形</u>(複素包絡線; *I*(t)+j*Q*(t))である。線形な伝送 では、*I*(t), *Q*(t)信号のベースバンド帯域幅の2倍 の標本化周波数(以下では基本標本化周波数とい う)でナイキスト伝送条件を満たすことができる。 一方、DPD は非線形を受けて歪んだ信号を扱う。 図1において補償すべき非線形特性は、電力増幅 器(Power Amplifier; PA)の入出力特性である。DPD



図1 DPD 非線形補償の基本構成

は <u>PA の非線形特性</u>の逆特性を予め<u>等価低域送信</u> <u>信号波形</u>に与える。その演算は図中のディジタル 信号処理ブロック中のプリディストータ

(Predistorter; PD) で行なわれる。PD が扱う信号の帯域幅は、補償すべき非線形デバイスおよび動作条件(PA とそのバイアス条件)と入力信号(主に信号の振幅分布と平均入力レベル)に大きく依存するが、基本的には入出力非線形性を Taylor 級数展開した<u>等価低域系多項式モデル</u>で表すことによって、一般化することができる。

$$y = \sum_{\substack{n=1 \\ \text{odd}}}^{N} a_n |x|^{n-1} x$$
 (1)

上式において x, y は複素数の入出力時間関数であ り、N は考慮すべき非線形の最高次数である。an は非線形特性を特定する複素係数である。非線形 のあまり強くない状態での増幅(AB 級動作等で クリッピング時間率が小さいとき)では通常、3次 の非線形が主であるが、非線形の強い状態では、 5 次~7 次までの考慮が必要な場合がある。なお 増幅器の動作帯域幅が信号帯域幅に比べて十分 に広くない場合や動作バアイアスが入力信号に よって変化する場合には「メモリ効果」と呼ばれ る現象がおき、非線形出力には入力信号の畳み込 みによる効果がさらに加わる。この場合、Volterra 級数展開による多項式モデルを使う必要がある が、DPD で扱う帯域幅は畳み込み効果の有無に依 存しないので、以下では簡単化のため、(1)式を用 いて説明する。

次に DPD のディジタル信号処理の標本化周波 数を決定するのは、入力信号の帯域幅 BW と PD で入力信号に与える非線形特性の逆特性(逆関数) に必要な最大次数 M である。この次数は一般的に は上式の N 以上となる[5]。この逆関数の次数が高 いと、DPD のディジタル信号処理の標本化周波数 がさらに高くなるので、好ましくない。逆特性に 必要な最高次数については、逆特性多項式の係数 決定方法と密接な関連があり、文献[6]は Gram-Schmidt の直交化法を用いて多項式の基底を変換 することで、少ない次数で補償残差を最小とする 逆特性多項式の係数(非線形補償係数)を求める ことが可能なことを示している。

さらに、逆特性多項式の係数決定のためには、 増幅器の出力周波数を DPD 信号処理にフィード バックして原信号との誤差を求める逆方向経路 (以下ではフィードバックパスという)の帯域幅 も同程度以上と考えられる。

以上から、DPD 信号処理の標本化周波数は、歪

んだ *I*(*t*), *Q*(*t*)信号のベースバンド帯域幅の 2 倍以 上の標本化周波数が一般に必要とこれまで考え られてきた。この場合、仮に、逆特性多項式の最 高次数が 3 であっても、標本化周波数は *I*(*t*), *Q*(*t*) 信号のベースバンド帯域幅の 6 倍以上、最高次数 が 5 の場合には 10 倍以上が必要になる。これは DPD の広帯域化を妨げる大きな制約条件となる。

具体的に課題が発生するのは、PD と D-A 変換器(DAC)を含む順方向経路(以下ではフォワードパスという)と、増幅器の出力周波数を低域変換後に A-D 変換し、ベースバンドの複素包絡線に変換して原信号との誤差を求め、この誤差を累計するフィードバックパスの2経路である。以下では、この2つの経路における信号処理の標本化周波数を、通常の非線形処理の所要標本化周波数に比べて、いかに低くできるかについて議論する。

3.1 フォワードパスの標本化周波数の低減技術

ここではフォワードパスの標本化周波数の低 減技術の1例として、帯域2分割並列信号処理 DPD[7]について説明する。帯域分割並列信号処理 は従来からディジタル信号処理の基本技術とし て知られてきたが、近年は高集積度のFPGAの出 現と相まって様々な分野で広く使われるように なった。しかしながら、非線形補償に並列処理を 用いた場合の効果については、線形系とは異なる 検討が必要である。

図2に帯域を2分割した入力信号とその非線 形出力のスペクトルを示す。(a)は等価低域送信信 号を正のスペクトル成分 $x_{\rm H}$ と負のスペクトル成 分 $x_{\rm L}$ に分割したものであり、

$$x = x_{\rm L} + x_{\rm H} \tag{2}$$

である。このとき x_L と x_Hの中心周波数をそれぞ れ -f₀、+f₀とすると、f₀は送信信号の帯域幅 BW の 1/4 となる。次に帯域2分割信号を非線形回路に 通した場合の等価低域出力は、非線形モデルの最 高次数を3とすると、次式で表される。

$$y = \sum_{\substack{n=1 \\ \text{odd}}}^{3} a_n |x_L + x_H|^{n-1} (x_L + x_H)$$

= $y_L + y_H + y_{IL} + y_{IH}$ (3)

ただし

$$y_{\rm L} = (a_1 \tilde{x}_{\rm L} + a_3 |\tilde{x}_{\rm L}|^2 \tilde{x}_{\rm L} + 2a_3 |\tilde{x}_{\rm H}|^2 \tilde{x}_{\rm L}) \mathrm{e}^{-j2\pi f_0 t}, \quad (4)$$

$$y_{\rm H} = (a_1 \tilde{x}_{\rm H} + a_3 |\tilde{x}_{\rm H}|^2 \tilde{x}_{\rm H} + 2a_3 |\tilde{x}_{\rm L}|^2 \tilde{x}_{\rm H}) e^{j2\pi f_0 t}, \quad (5)$$

$$y_{\rm IL} = a_3 \tilde{x}_{\rm L}^2 \tilde{x}_{\rm H}^* \mathrm{e}^{-j2\pi \cdot 3f_0 t} \tag{6}$$



(b) 非線形を受けた(a)のスペクトル

図2 帯域2分割信号の送信スペクトル

 $y_{\rm IH} = a_3 \tilde{x}_{\rm H}^2 \tilde{x}_{\rm L}^* \mathrm{e}^{j2\pi \cdot 3f_0 t} \tag{7}$

であり、これらの4つの成分のスペクトルは図2 (b)に示すように、それぞれが2分割した帯域の3 倍の帯域幅を有し、中心周波数は-3f₀,-f₀,+f₀,+3f₀ である。

そこで、これらの4成分に対してそれぞれ逆特 性を個々に与えた後に合成することで、入力信号 を一括して補償した場合と同じ結果を得ること ができる。このとき信号処理の標本化周波数は入 力信号を分割しない場合の1/2にできる。なお式 (3)において奇数次の非線形出力のみを扱う理由 は、RF帯で送信信号が単一バンドでその比帯域 幅が大きくない場合、偶数次の非線形出力は高調 波周波数および直流付近に発生するので無視で きるためである。

以上の考えに基づく帯域2分割4並列信号処理 DPDの構成を図3に示す。図はフォワードパスの



図3 帯域2分割4並列信号処理 DPD

みを示しているが、フィードバックパスについて は任意の回路を組合せることができる。

さらに、式(3)において、非線形出力の4成分を、 下側の2つの周波数成分 $(y_L + y_{IL})$ と上側の2つ の周波数成分 $(y_H + y_{IH})$ にそれぞれまとめて 2 並列信号処理とすることもできる [7]。ただしこ の場合、信号処理の標本化周波数は入力信号を分 割しない場合の 2/3 に留まる。

表1に帯域2分割並列信号処理 DPD による送 信スペクトルシミュレーションの諸元を示す。送 信信号としては2キャリアの LTE 信号を用い、非 線形特性としては、PA の非線形モデルとして広く 使われている Saleh モデル[8]を仮定した。シミュ レーション結果を図4に示す。帯域分割しない場

表1 並列信号処理 DPD のシミュレーション諸元

DPD 信号処理	帯域2分割 4並列処理	帯域2分割 2並列処理	帯域非分割
送信信号	2CC-LTE		
RF帯域幅	18 MHz ×2 (38 MHz)		
サブキャリア変調	64QAM		
PD並列処理数	4	2	1
標本化周波数	61.4 MHz	81.9 MHz	122.9 MHz
ピーク圧縮	有限帯域パルスによるピークキャンセル		
PAPR	7.7 dB		
PA入出力モデル	Salehモデル		



図4 帯域2分割4並列信号処理 DPD

合と帯域分割した場合の DPD 出力スペクトルに は違いは見られない。また信号の EVM にも有意 な差はみられず、帯域分割並列処理の影響は無い ことがわかる。

3.2 フィードバックパスの標本化周波数低減技術

フィードバック経路は増幅器の出力周波数を 低域変換後に A-D 変換し、ベースバンドの複素包 絡線に変換して原信号との誤差を求め、この誤差 をある長さに渡って累積する。非線形補償係数は この累積誤差を最小化するように LS (Least Square) 法を用いて決定される。

ここで問題となるのは、誤差を最小化するため に信号帯域外の歪みを含む全帯域幅の信号をフ ィードバックする必要があるかどうかである。非 線形補償が不十分なとき残留歪みが発生するが、 OFDM 信号のように送信信号スペクトルが広い 帯域に渡って連続して平坦な特性を有する場合 には、残留歪みが特定の周波数帯域のみに発生す ることはまれである。

この理由は、非線形歪みの発生が相互変調とい うメカニズムに基づいており、入力信号が広帯域 のスペクトルを有する場合には、その中に含まれ るすべての周波数成分の組合せで相互変調成分 が広帯域に発生するからである。前述したメモリ 効果が著しく、この畳み込み効果に対して十分な 補償機能(例えば有限時間インパルス応答(FIR) フィルタ形式の PD を用いる)が用意できないと きには、残留歪みのスペクトルが周波数特性を伴 って上下非対称になることがあるが、ある帯域の 歪みのみが消滅することは通常は起こらない。

以上の考察は帯域内と帯域外の歪みのレベル には強い相関があることを示唆している。そこで、 非線形出力のうちの信号帯域内のみをフィード バックして源信号との誤差を求め、これを最小化 するような補償係数を求めれば、帯域外の歪みも 同時に補償されるはずである。フィードバックパ スの信号帯域幅を狭帯域化する手法が提案され ているが[9][10]、ここでは、スペクトル外挿狭帯 域 フィードバック (Spectrum Extrapolation Narrowband Feedback; SE-NF) DPD[9]を紹介する。

図5にSE-NF DPD の構成を示す。PA 出力は直 交検波器でベースバンドに周波数変換されて複 素包絡線信号となる。これを A-D 変換する直前に 置かれたアンチ・エイリアスフィルタ(AAS)の 通過帯域幅を、源信号のベースバンド帯域幅程度 に狭くすることでフィードバック帯域幅を制限 する。これに連動して A-D 変換器(ADC)の標本 化周波数を源信号の2倍である基本標本化周波



図5 スペクトル外挿狭帯域フィードバック DPD

数近くまで下げられる。このとき、AASの周波数 特性が帯域内に影響を及ぼすことを考慮しなけ ればならない。フィードバックされた源信号に AASの肩の特性が影響すると源信号からの誤差 が生じ、補償残差が生じる。これを防ぐには、基 準とする送信信号 x にも AAS と同じインパルス 応答 h を予め掛けておく必要がある。

図6はAASの通過帯域幅の影響を調べるため、 20MHz キャリアの LTE 信号を用いた実験系にお いて、AASの通過帯域幅(両側帯域幅)を変えて 非線形補償の残留誤差(MMSE)と隣接チャネル 漏洩電力(ACLR)を測定した結果である。LTE 信 号の帯域幅は約 18MHz であるが、AAS がそれ以 上の帯域幅を有していれば残留誤差は極めて小 さく、良好な ACLR が得られることがわかる。こ の方法を用いて、より広帯域の信号の非線形補償 を行った例を図7に示す[11]。この実施例では、 20MHz キャリア間隔の LTE 信号 16 キャリアをア グリゲーションした合計 320 MHz 幅の RF 信号の 補償を 320MHz のフィードバック帯域幅で可能な ことを実験によって示している。



図6 SE-NF DPD のフィードバック帯域幅と補償 誤差および隣接チャネル漏洩電力の関係[9]



図7 SE-NFによる 320MHz /16 キャリア LTE 信 号の非線形補償実験結果[11]

4. 同時送信マルチバンド非線形補償技術

5G の新しい無線通信プロトコル NR に対して は、低 SHF 帯および高 SHF 帯の割当てが想定さ れている。さらに制御信号 (C-plane) は従来の 4G システム (UHF 帯)を用いるシステム構成が検討 されている。このようなマルチバンド・マルチア クセスに対応するためには、同時に複数の帯域で 送受信を行う能力が要求されるが、複数帯域の同 時使用による非線形歪に対して新たな課題が発 生する。

4.1 フォワードパスの構成法

非連続な2帯域の同時使用によって発生する歪 を補償するデュアルバンド DPD の構成を図8に 示す[12]。この図を図3の帯域2分割 DPD と比較 すると、両者の類似性に気付くであろう。図3は スペクトルが連続する2帯域信号の非線形を扱っ ているのに対し、図8は非連続の2帯域信号の非 線形を扱っているのが相違点である。したがって、 フォワードパスの信号処理回路構成は基本的に 同一である。ただし、一般に2帯域が離れると、 増幅器の線形利得や飽和出力など入出力特性に 差異が現れる。また帯域毎に送信出力が異なるこ ともある。このため、非線形モデルは帯域毎に定 義する必要がある。



図8 帯域非連続デュアルバンド DPD の基本構成

さらに図 2、3 の連続する 2 帯域信号の非線形 補償では、式(3)~(7)において奇数次の非線形項の みを扱っていたが、非連続 2 帯域信号の非線形項 扱う場合、偶数次の非線形項を考慮しなければな らない場合がある。それは、2 帯域の周波数が倍 波の関係に近い場合である(図 9)。この図は 4 次 の非線形項までを考慮しており、奇数次の相互変 調歪(IM)が信号帯域(f_1, f_2)付近に発生している ほか、偶数時の非線形による倍波成分($2f_1$)、ビー ト成分($f_2 - f_1$)、4 次の混変調成分($3f_1 - f_2, 2f_2 - 2f_1$)が 信号帯域の近くに発生している例である。この場 合、RF フィルタで除去することが困難になる。

これらの非線形項を DPD で補償するには、図 10 に示すように、全ての非線形項の寄与を考慮し て補償係数を決定する必要がある[13]。図 11 は図 10 のデュアルバンド DPD の各帯域における送信ス ペクトルの実測結果を示したもので、fi と f2 の入 力信号はいずれも 20 MHz キャリアの LTE 信号と し、それらの中心周波数は概ね 2 倍の関係とした。 この結果から、奇数次の IM のみならず、図 9 の 4 つの偶数次非線形成分も効果的に抑圧されてい ることがわかる。



図9 偶数次の非線形による歪の発生



図 10 偶数次の非線形を補償する DPD の構成



(a) f1=700 MHz 付近の送信スペクトル



(b) f2=1350 MHz 付近の送信スペクトル

図 11 図 10 のデュアルバンド DPD の特性[13]

4.2 フィードバックパスの構成法

非連続な複数帯域の信号を一括してフィード バックするためには、A-D 変換器の入力信号帯域 幅が複数帯域を総合した RF 信号の周波数範囲を カバーしなければならないため、標本化周波数が 数 GHz 以上となって消費電力とコスト面で大き な課題となる。このため、図 8 の構成に示される ように、帯域毎にダウンコンバータと ADC を設 け、ダウンコンバータ出力のフィルタで帯域を分 離する構成が一般的であるが、帯域数に比例して フィードバック回路が複雑化し、コストの上昇は 避けられない。

これに対し、ADC 標本化周波数への要求を緩 和する、あるいは ADC の数を減らすためのいく つかの方法が提案されている[14]-[17]。ここでは、 [16]のスペクトル折返しフィードバック(Spectra-Folding Feedback; SFFB)DPD について紹介する。 図 12 に SFFB デュアルバンド DPD の構成を示す。 図 8 との違いは、

 ①フィードバックパスに<u>スペクトル折返しダウ</u> <u>ンコンバータ</u>を用い、2帯域の独立な信号を共 通の中間周波数(IF)帯域に重畳して変換する。 ②重畳された2つの帯域の信号を含む IF 信号を
用いて、2つの帯域の PA 非線形モデルを同定
し PD 補償係数を決定する。

の2つの処理である。この方法のメリットは2つ の帯域の信号を共通の IF 帯域に重畳することに よって、信号の帯域幅は個々の帯域幅の最大値ま で狭くでき、かつADCを1個に節約できること である。

SFFB ダウンコンバータに供給されるローカル 信号周波数 fLo は、図 13 に示すように 2 つの帯域 中心周波数の中間の周波数に設定する。すなわち 2 つの帯域は局発信号をはさんでイメージ信号 となるようにする。この結果、fLo より低い帯域の 信号の周波数の上下が反転して IF 信号に変換さ れる。この IF 信号を等価低域表現すると

$$y(t) = y_1^*(t) + y_2(t)$$
 (8)

となる。このままでは元の等価低域送信信号 (x1(t)+ x2(t))と直接比較することができない。そこ で、下側帯域信 x1(t)に対してはその複素共役信号 を基準信号として誤差を求める。例として図 14 に







図 13 SFFB ダウンコンバータによる周波数変換



図 14 IF帯で重畳された2帯域合成フィードバッ ク信号スペクトル

IF 帯で重畳された2帯域のフィードバック信号 の合成スペクトルを示す。この例ではキャリア帯 域幅10MHzと20MHzの2帯域信号が重畳されて いる。2帯域の信号が互いに独立であって無相関 の場合には、重畳された信号の多数のサンプルか ら集めた誤差を平均することで、2つの帯域での PA非線形モデルをそれぞれ同定することがで き、単一フィードバックパスを用いてデュアルバ ンド非線形補償が可能となる。

SFFB 法によるフィードバック信号の重畳は、 デュアルバンドのみならず、マルチバンドにも拡 張可能である[16]。この場合、SFFB ダウンコンバ ータを縦続接続し、1 段毎に帯域数を1 つ減じる ことができる。ただし、帯域数が増えると、フォ ワードパスでの非線形モデリングの複雑度が増 し、計算量が増加する問題が顕著となる。この問 題はフィードバックパスの構成法にかかわらず、 同時マルチバンド DPD フォワードパス共通の問 題である。

5. 非線形補償の離散時間信号処理の概要

最後に、以上の DPD 処理に共通する級数モデ ルを用いた離散時間信号処理の概略について、最 も基本的な単一帯域かつメモリ効果なしの場合 を例にとって記す。

図1における変調信号 x(t)は等価低域系の連続時間複素信号であり、ディジタル信号処理回路では標本化周波数 f_s で標本化された離散時間複素信号 x_n で扱われる。ある時間長の連続信号に対する離散時間信号標本値 x_n の時系列集合をベクトル表記 x を用いて次式で定義する。

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1, x_2, \dots, x_L \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} = \mathbf{I}_{\mathbf{x}} + \mathbf{j}\mathbf{Q}_{\mathbf{x}}$$
(9)

ここで、Lはある時間長の連続信号に対するサ ンプル数である. DPD 処理では非線形デバイスの 入出力特性を表す式(1)の複素係数 a_n またはPDに 与える逆特性の係数 w_n を同定する必要があるが、 同定精度を上げるためには、様々な動作状態の十 分な数のサンプルが必要である。このため、係数 の決定は *L* サンプルを単位として行う。

増幅器入力 vRF とその等価低域系表現 v を連続 信号としてそれぞれ以下で定義する。

$$v_{\rm RF}(t) = |v(t)|\cos(2\pi f_{\rm c}t + \theta_v(t)) \tag{10}$$

$$v(t) = |v(t)|e^{j\theta_{v}(t)} = I_{v} + jQ_{v}$$
(11)

ここで*f*_cは搬送波周波数である。(11)式を標本化 した時系列離散信号のベクトル表記**v**を以下で 定義する。

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_1, v_2, \dots, v_L \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} = \mathbf{I}_{\mathbf{v}} + j\mathbf{Q}_{\mathbf{v}}$$
(12)

同様に増幅器出力 y_{RF} とその等価低域信号 y,離 散ベクトル表記 y を以下のように定義する。

$$y_{\rm RF} = |y(t)| \cos(2\pi f_{\rm c} t + \theta_y(t)) \tag{13}$$

$$y = |y(t)|e^{j\theta_y(t)} = I_y + jQ_y$$
 (14)

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1, y_2, \dots, y_L \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} = \mathbf{I}_{\mathbf{y}} + \mathbf{j}\mathbf{Q}_{\mathbf{y}}$$
(15)

次に PA の非線形入出力モデル係数ベクトルAを

$$\mathbf{A} = [a_1, a_3, \dots, a_N]^{\mathrm{T}}$$
(16)

PD の補償係数ベクトル Wを

$$\mathbf{W} = [w_1, w_3, \dots, w_M]^{\mathrm{T}}$$
(17)

とする。増幅器入出力特性の離散多項式モデルは

$$\mathbf{y} = a_1 \mathbf{v}_1 + a_3 \mathbf{v}_3 + \dots + a_N \mathbf{v}_N$$

= K(\mathbf{v}) A (18)

で表せる。ここで

$$\mathbf{v}_{n} = \begin{bmatrix} |v_{1}|^{n-1}v_{1} & |v_{2}|^{n-1}v_{2} & \cdots & |v_{L}|^{n-1}v_{L} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$
(19)

$$K(\mathbf{v}) = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1, \, \mathbf{v}_3, \dots, \, \mathbf{v}_N \end{bmatrix}$$
(20)

であり、*K*(**v**) は*L*行*N*列の基底行列(カーネル) である。同様に PD の補償特性の離散多項式モデ ルは

$$\mathbf{v} = w_1 \mathbf{x}_1 + w_3 \mathbf{x}_3 + \dots + w_M \mathbf{x}_M$$

= K(**x**)**W** (21)

$$\mathbf{x}_{m} = \begin{bmatrix} |x_{1}|^{m-1}x_{1} & |x_{2}|^{m-1}x_{2} & \cdots & |x_{L}|^{m-1}x_{L} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$
(22)

$$K(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1, \, \mathbf{x}_3, \dots, \, \mathbf{x}_M \end{bmatrix}$$
(23)

であり、K(x) は L 行 M 列の基底行列である。

DPD の補償効果が十分大きい動作領域では3. で述べたように、*M=N* として十分補償効果が得ら れるが、この場合の LS (Least Square)法を用いた **PD** 係数ベクトル **W** の決定式は

$$\mathbf{W} = [K^{\mathrm{H}}(\mathbf{y})K(\mathbf{y})]^{-1}K^{\mathrm{H}}(\mathbf{y})\mathbf{v}$$
(24)

6.むすび

5G に向けた広帯域・マルチバンド化に対応す るための非線形補償技術として DPD をとりあげ、 最近の技術内容を解説した。DPD はプリディスト ータと DAC を含む順方向経路と、増幅器の出力 周波数を A-D 変換してフィードバックする経路 の2経路から成る。このそれぞれに対して広帯域 化・マルチバンド化の観点からどのような技術が 適用可能かを、筆者の研究室で検討・開発した要 素技術を例にとって概説した。これらの技術は互 いに組合せが可能であり、組合せることでさらな る性能向上が可能と考えられる。例えば、低 SHF 帯のようにあまり広くない多数の帯域が使用さ れるところでは、広帯域化した DPD により複数 帯域を一括して非線形補償することが可能であ る。この場合、PA は必ずしも複数帯域共通増幅で ある必要はなく、帯域毎に、或いは近接した2,3の 帯域にひとつ増幅器ユニットを配することで、電 力効率を向上しつつ、DPD を効率的に構成するこ とが可能になる。使用する帯域の組合せによって、 最適な DPD 構成を選択できる自由度を最近の DPD 技術は可能にしていると言える。

最近の FPGA の高集積化と高速 DAC/ADC の複 数内蔵化の進展は顕著であり、ディジタル非線形 補償技術はこの流れに乗って今後もシステムの 高度化に貢献していくであろう。

謝辞

本稿で紹介した研究は電気通信大学先端ワイ ヤレス・コミュニケーション研究センター山尾研 究室において、赤岩芳夫元特任教授、鈴木博客員 教授との議論・指導を通して、馬岳林君(工学博 士)はじめ多数の学生諸君の協力でなされたもの である。また本研究の一部には、総務省からの委 託を受けて実施した「第5世代移動通信システ ム実現に向けた研究開発」の成果が含まれている。 ここに深く謝意を表す。

文 献

- [1] 総務省情報通信審議会 情報通信技術分科会 新世 代モバイル通信システム委員会報告,"新世代モバイ ル通信システムの技術的条件(一部答申),"平成29 年9月.
- [2] 総務省情報通信審議会 情報通信技術分科会 新世 代モバイル通信システム委員会報告,"第5世代移動 通信システム(5G)の技術的条件,"平成30年7月.
- [3] 野島俊雄,山尾泰(編著),モバイル通信の無線回路 技術,第3章,(社)電子情報通信学会,東京,2007.
- [4] F. M. Ghannouchi and O. Hammi, "Behavioral modeling and predistortion," IEEE Microwave Magazine, Vol. 10, issue 7, Dec. 2009.

- [5] 阿部友希,山尾泰,"ディジタルプリディストーション信号処理の所要帯域幅の一検討,"2018年信学総大 B5-56,2018年3月.
- [6] Y. Ma, Y. Yamao and Y. Akaiwa, "An Algorithm for Obtaining the Inverse for a Given Polynomial in Baseband," TIECE Trans. Fundamentals, vol. E96-A, no. 3, pp. 675-683, March 2013.
- [7] T. Abe and Y. Yamao, "Band-Split Parallel Signal Processing DPD for Nonlinear Compensation of Broadband RF Signal," Proc. of ISWCS2018, Bologna, Italy, Aug. 2018.
- [8] A. A. M. Saleh, "Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers," IEEE Trans. Commun., vol. 29, no. 11, pp. 1715–1720, 1981.
- [9] Y. Ma, Y. Yamao, Y. Akaiwa, and K. Ishibashi, "Wideband Digital Predistortion Using Spectral Extrapolation of Band-Limited Feedback Signal," IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap. vol. 61, no. 7, pp. 2088–2097, 2014.
- [10] Y. Liu, J. J. Yan, H. Dabag, S. Member, and P. M. Asbeck, "Novel Technique for Wideband Digital Predistortion of Power Amplifiers with an Under-Sampling ADC," vol. 62, no. 11, pp. 2604–2617, 2014.
- [11] Y. Ma and Y. Yamao, "Experimental Results of Digital Predistorter for Very Wideband Mobile Communication System," Proc. of IEEE VTC2015-Spring, 6P/b-2, Glasgow, England, May 2015.
- [12] S. A. Bassam, M. Helaoui, and F. M. Ghannouchi, "2-D Digital Predistortion (2-D-DPD) Architecture for Concurrent Dual-band Transmitters," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 59, no. 10, pp. 2547–2553, Oct. 2011.
- [13] C. Li, Y. Yamao, and S. He, "Multi-Cell Harmonics and Intermodulation Compensation Architecture for Concurrent Dual-Band Transmitters," Proc. of IEEE PAWR 2017, TU3P-2, Long Beach, USA, Jan. 2017.
- [14] S. A. Bassam, A. Kwan, W. Chen, M. Helaoui, and F. M. Ghannouchi, "Subsampling Feedback Loop Applicable to Concurrent Dual-band Linearization Architecture," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 60, no. 6, pp.1990–1999, May 2012.
- [15] I. Ando, G. K. Tran, K. Araki, T. Yamada, T. Kaho, Y. Yamaguchi, and T. Nakagawa, "Experimental Validation of Digital Pre-distortion Technique for Dual-band Dualsignal Amplification by Single Feedback Architecture Employing Dual-band Mixer," IIECE Trans. Electronics, vol. E98–C, no.3, pp. 242-251, March 2015.
- [16] Y. Ma and Y. Yamao, "Spectra-Folding Feedback Architecture for Concurrent Dual-Band Power Amplifier Predistortion," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Vol. 63/ No. 10, pp. 3164-3174, Oct. 2015.
- [17] S. Habu, C. Li and Y. Yamao, "Spectrum-Folding Scalar-Feedback Architecture for Wideband DPD with Simple Feedback Circuit," Proc. of EuMC2017, pp.1054-1057, Nurnberg, Germany, Oct. 2017.

著者紹介

山尾 泰

電気通信大学先端ワイヤレス・コミュニケーション研究センター 教授,センター長

yyamao@m.ieice.org