



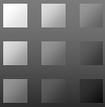
無線の回路と信号処理の研究を振り返って

-回路の線形化技術を中心に-

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

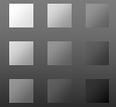
山尾 泰



はじめに

私が移動通信の研究を開始した大学院時代はアナログからデジタルへの転換初期であり、**デジタル信号処理**は最先端技術として大きな期待があった。そしてその期待に違わず今日の無線通信の発展を支える基盤技術となっている。

本講演では、無線通信のハードとソフトの架け橋である**デジタル信号処理非線形補償技術**を話題の中心として取り上げる。この技術がより多くの皆様に理解されることを願っている。



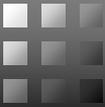
目次

プロローグ

無線回路の線形化技術

1. 非線形回路と歪の性質
2. 送信非線形補償法と課題
3. DPDの広帯域化
4. マルチバンドDPD技術
5. 受信後非線形補償
6. 最後に

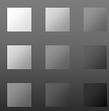
本日は時間の制約のため、青字の項目を中心に講演します。
説明を省略した項目は、電通大AWCCI旧山尾研のHPをご覧ください。



無線回路の線形化技術の研究

この40年で移動通信システムは大きな発展をとげたが、高周波化・広帯域化・超大容量化の流れは、皮肉にも、**アナログ回路の性能限界**によってシステム性能が制約を受けることを再認識させている。

本講演ではここ数年、筆者の研究室で取組んで来た**非線形補償技術**を振り返り、いくつかの発見と新しい考え方を共有し、到達点を確認することで、課題を明らかにして今後の発展に期することとしたい。

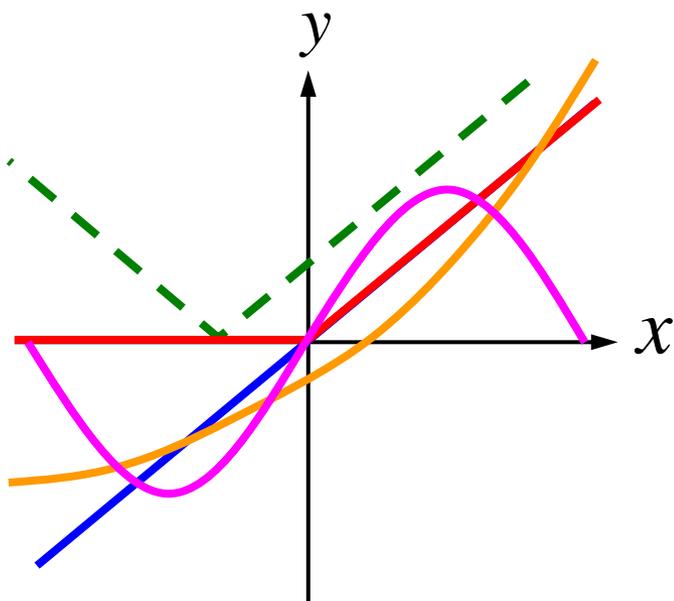


1. 非線形歪とその性質 (基礎)

非線形回路の入出力特性

線形回路

$$\underline{y = ax}$$



入出力特性が非線形の例

$$\underline{y = ax + bx^2 + c} \text{ (2次以上の関数)}$$

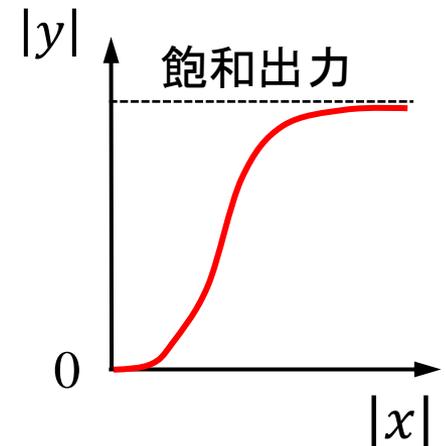
$$\underline{y = \sin x} \text{ (正弦関数)}$$

$$\underline{y = |ax + c|} \text{ (絶対値関数)}$$

$$\underline{y = \begin{cases} 0 & (x < 0) \\ ax & (x \geq 0) \end{cases}} \text{ (条件つき関数)}$$

能動素子を含む非線形回路

- 能動素子を含む回路では、大きな入力で出力が飽和し、歪が発生することが一般的
- 非線形による歪(非線形歪)は以下の特徴を持つ。
 - ① 信号対歪電力比(S/D)が入力信号電力に依存
 - ② 入力された信号の周波数成分以外の成分を含む

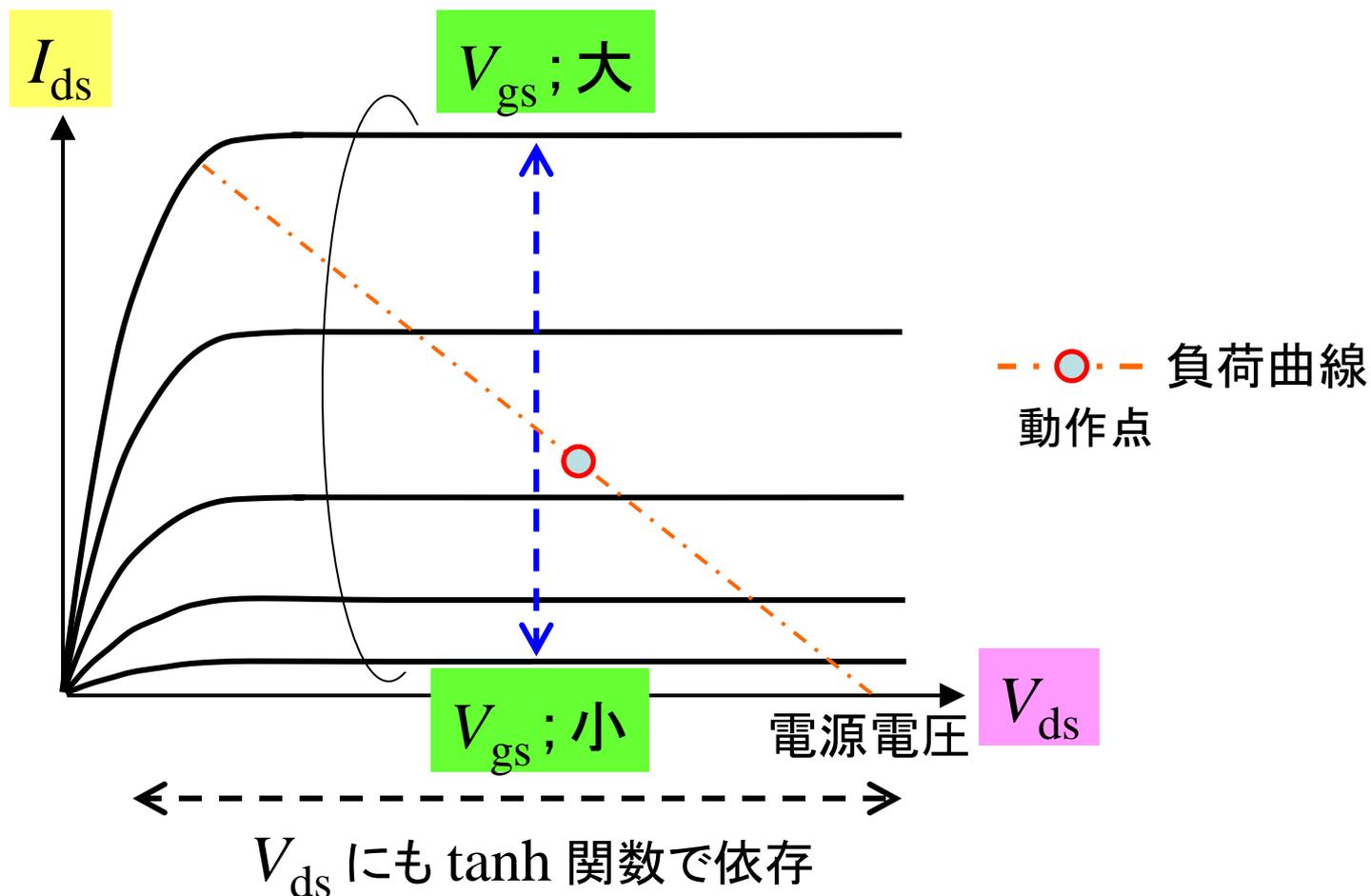


入出力特性が入力信号の瞬時電力のみによって決定される場合(メモリス非線形)と、入力信号電力の過去の履歴に依存する場合(メモリ非線形)がある

以下では初めに、メモリス非線形について説明する

例； FETの非線形特性

- 代表的な能動素子であるFETの入力 V_{gs} と出力 I_{ds} の関係は下図のようになる

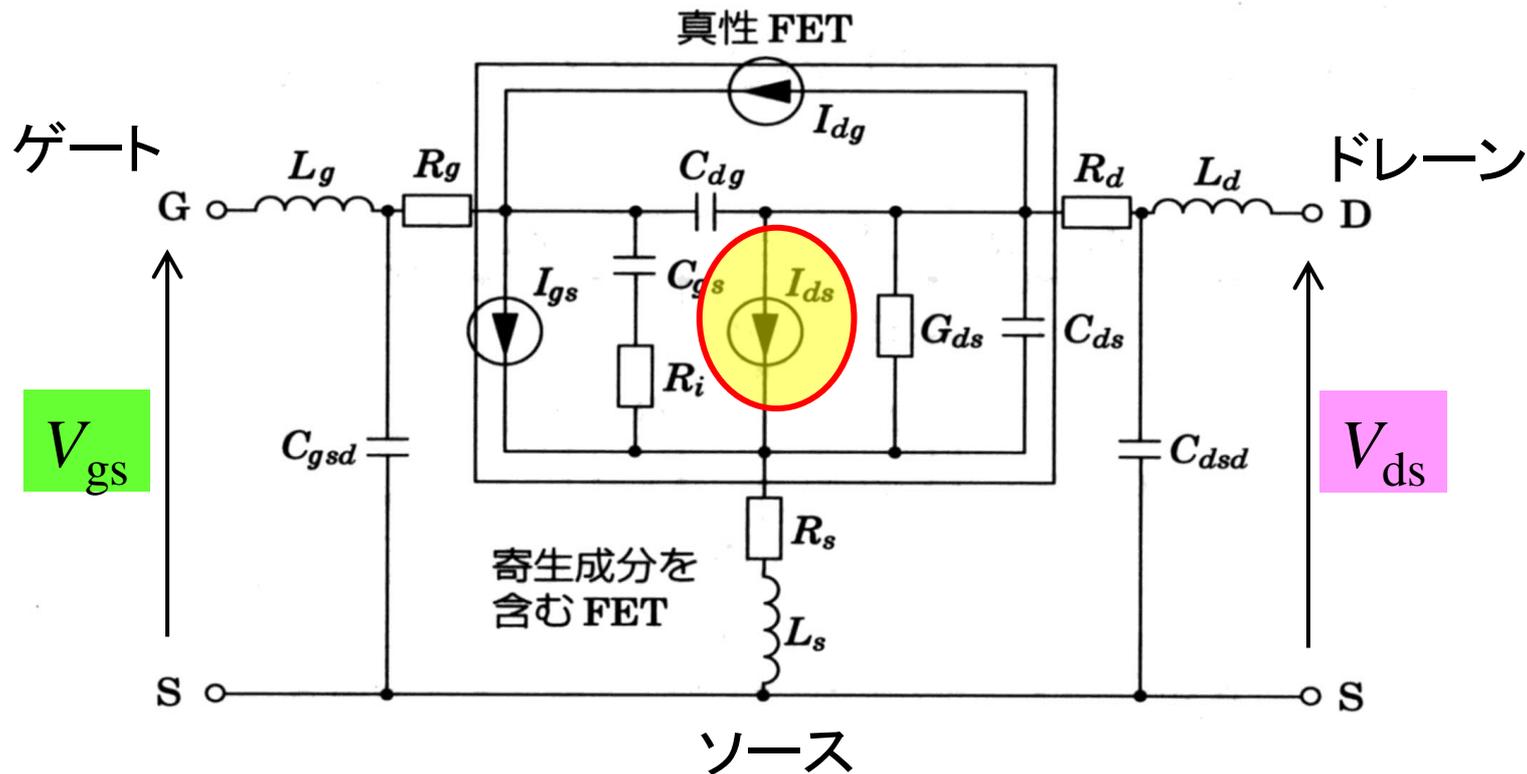


FETの入出力関数

● FET増幅器の非線形性はゲート電圧対ドレーン電流の関数に依存

例) カーティス・エテンベルグモデルにおける I_{ds} は V_{gs} の3次多項式

$$I_{ds} = (A_0 + A_1 V_{gs} + A_2 V_{gs}^2 + A_3 V_{gs}^3) \tanh(\gamma V_{ds})$$



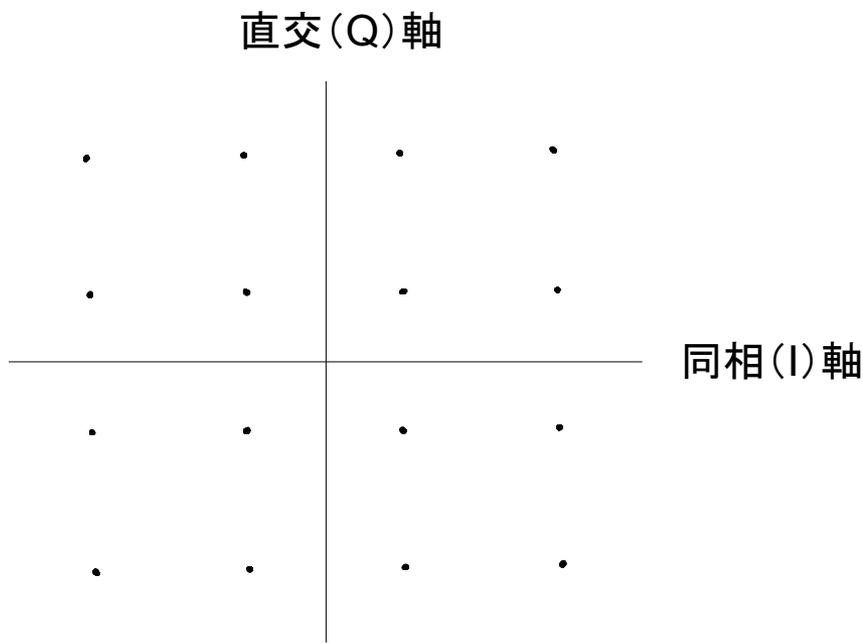
非線形の影響 (AM-AMとAM-PM)

全ての増幅器は入力が大きくなると

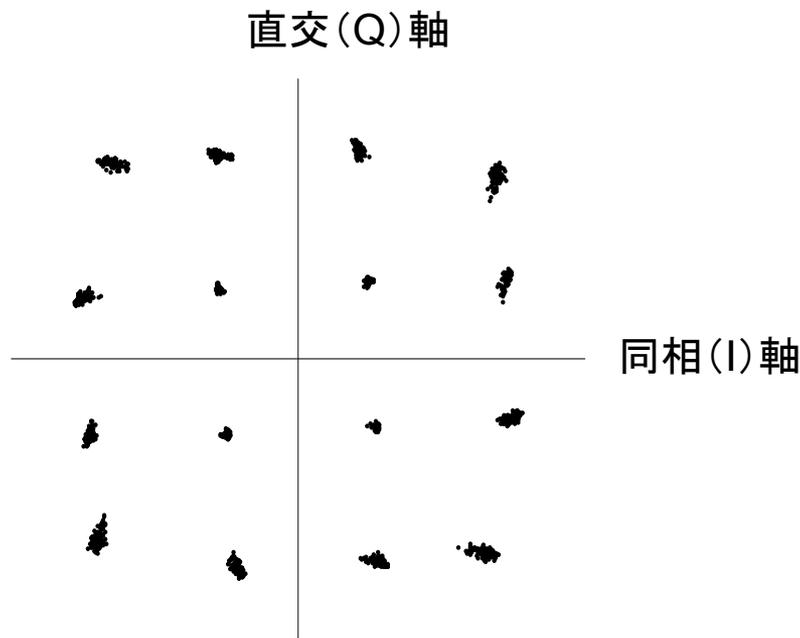
● 振幅が飽和 → AM-AM変換

● 位相が回転 → AM-PM変換

信号伝送特性を劣化



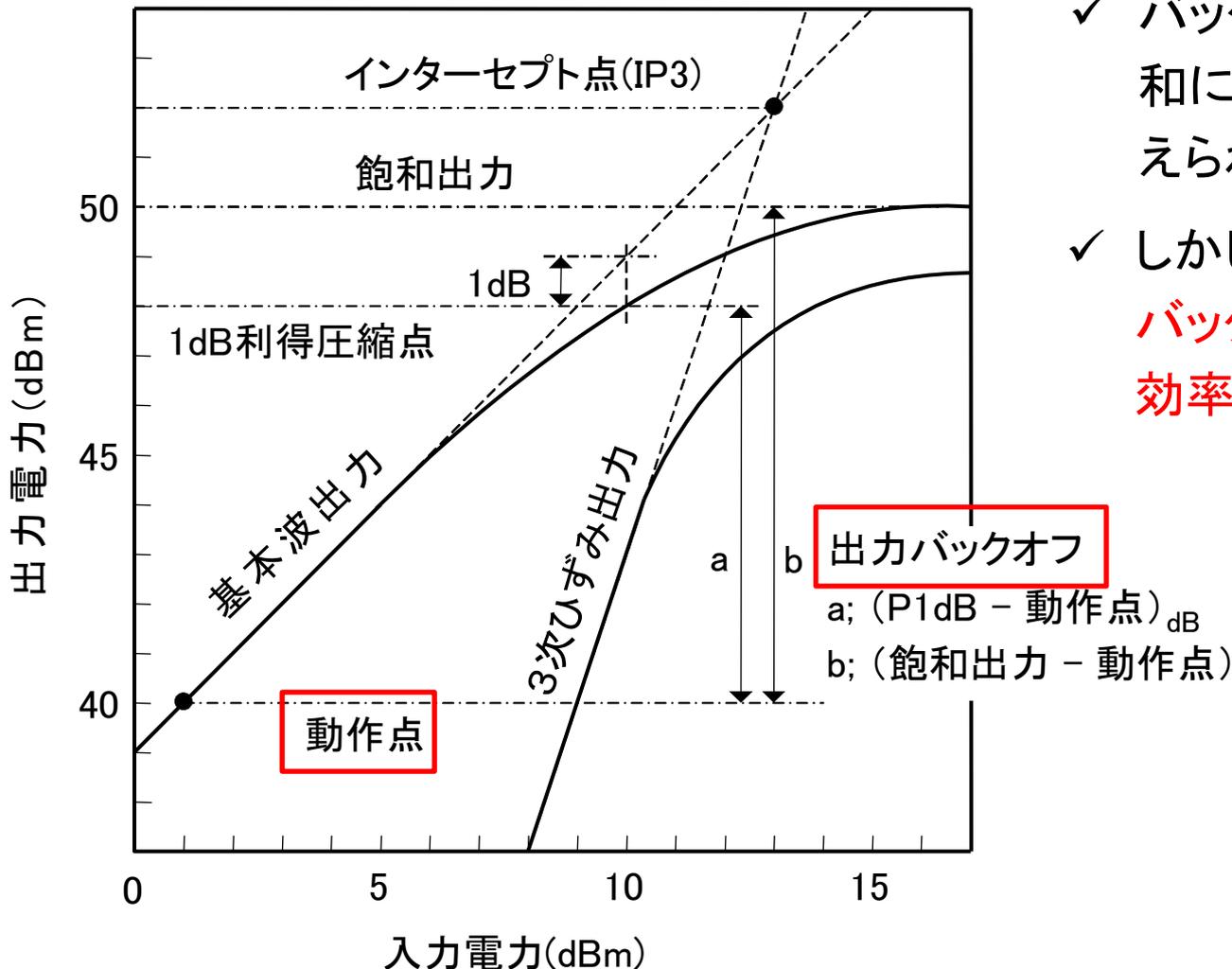
(a) 線形領域における信号空間配置
出力バックオフ = 15dB



(b) 非線形領域における信号空間配置
出力バックオフ = 3dB

増幅器のAM-AM特性とバックオフ

- 非線形の影響は動作点(平均電力)までの出力バックオフに依存



- ✓ バックオフを十分とれば, 飽和による非線形のは発生は抑えられる.
- ✓ しかし一般的な増幅器ではバックオフが大きいほど電力効率が低下.

非線形補償でバックオフをどこまで小さくできるか

非線形特性の多項式によるモデル化

- 非線形入出力関数 (AM-AM/AM-PM) は複素級数展開できる

時間領域波形を Taylor 級数展開

$$y(t) = \sum_{p=1}^P a_p x(t)^p$$

P は非線形の最大次数

- 入力信号が無線信号のような帯域信号 (Bandpass Signal) の時フェーザ表現を用いて等価低域系で入出力関数を表せる

$$y_{RF} = \sum_{p=1}^P a_p x_{RF}^p \quad \longrightarrow \quad y = \sum_{p=1}^P a_p |x|^{p-1} x$$

x_{RF}, y_{RF} は実数の時間関数 x, y は複素数の時間関数

さらに偶数次の非線形は周波数が信号と離れているので、省略されることが多い。

$$\longrightarrow y = \sum_{\substack{p=1 \\ \text{odd}}}^P a_p |x|^{p-1} x$$

周波数領域での相互変調歪 (IMD) の観測

● $v_{out}(t) = a_1 v_{in}(t) + a_2 v_{in}(t)^2 + a_3 v_{in}(t)^3$ なる回路に

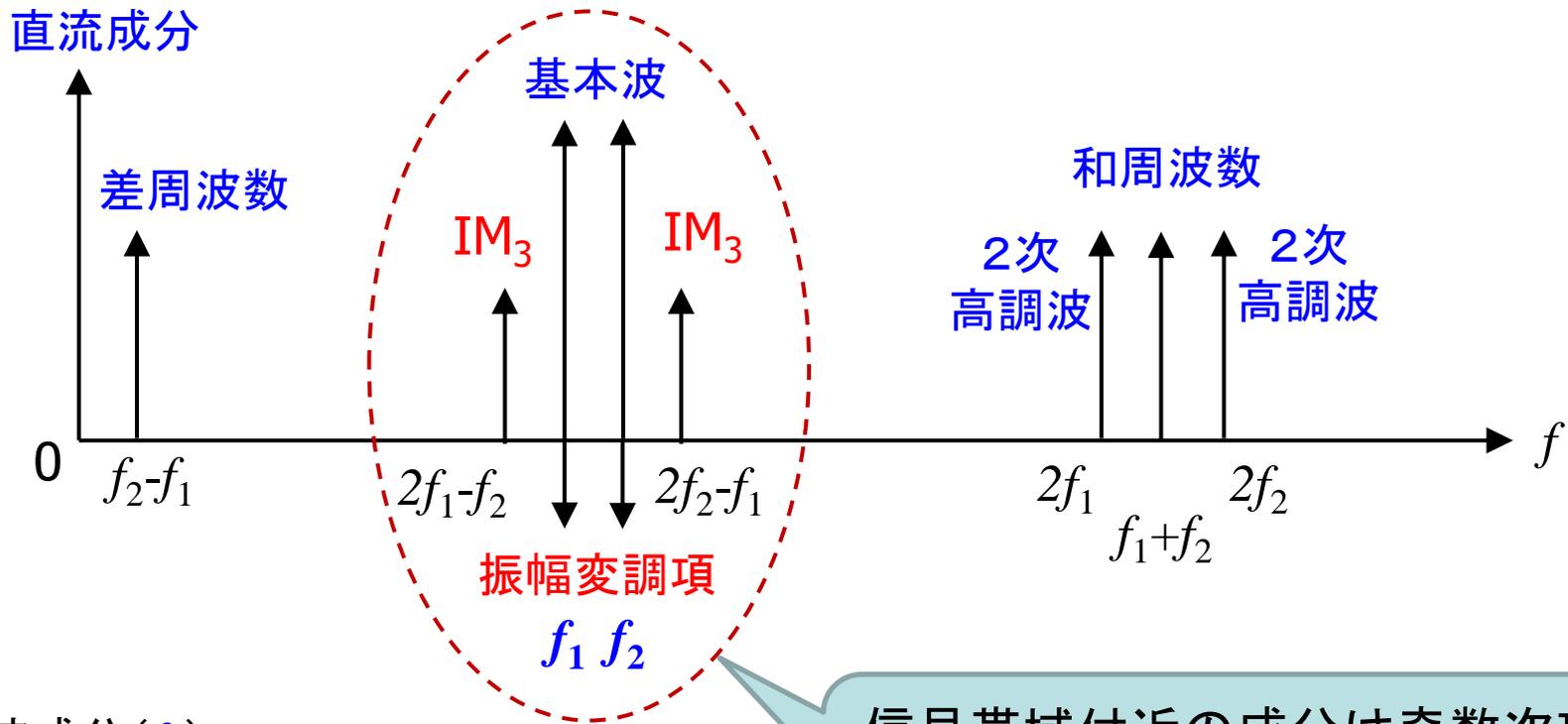
2トーンキャリア信号: $v_{in}(t) = A \cdot \cos \omega_a t + B \cdot \cos \omega_b t$ を入力

$$\begin{aligned} v_{out}(t) = & \frac{a_2}{2} (A^2 + B^2) \text{ 直流成分} \\ & + \left(a_1 + \frac{3a_3(A^2 + 2B^2)}{4} \right) A \cos \omega_a t + \left(a_1 + \frac{3a_3(B^2 + 2A^2)}{4} \right) B \cos \omega_b t \\ & + \frac{a_2}{2} (A^2 \cos 2\omega_a t + B^2 \cos 2\omega_b t) \text{ 2次高調波} \\ & + \frac{a_3}{4} (A^3 \cos 3\omega_a t + B^3 \cos 3\omega_b t) \text{ 3次高調波} \\ & + a_2 AB \cos(\omega_a + \omega_b)t + a_2 AB \cos(\omega_a - \omega_b)t \text{ 和周波数と差周波数} \\ & + \frac{3a_3}{4} \left\{ A^2 B \cos(\underline{2\omega_a - \omega_b}t) + B^2 A \cos(\underline{2\omega_b - \omega_a}t) \right\} \\ & + \frac{3a_3}{4} \left\{ A^2 B \cos(2\omega_a + \omega_b)t + B^2 A \cos(2\omega_b + \omega_a)t \right\} \end{aligned}$$

基本波1 基本波2
振幅変調項
3次相互変調(IM₃)

非線形歪の周波数スペクトル(3次以下)

- 2トーンキャリア入力時の非線形出力 (帯域通過信号を想定)



基本波成分 (f_1)

$$\left(a_1 + \frac{3a_3(A^2 + 2B^2)}{4} \right) A \cos 2\pi f_1 t$$

線形項

振幅変調項

信号帯域付近の成分は奇数次項によるもので、偶数次項はフィルタで除去可能

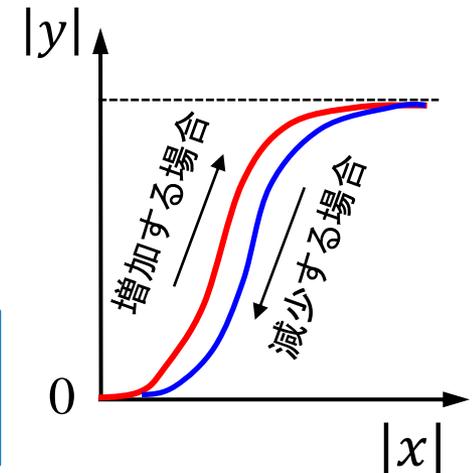
非線形回路のメモリ効果と原因^[1]

● 増幅器の広帯域動作ではメモリ効果が顕著

原因1) 増幅素子の特性の温度依存性

信号包絡線の変化によって素子内の発生熱量が変動。
少し遅れて素子温度が変化する。
温度変化の遅延が、非線形特性に時間依存性を発生。

熱変化に起因するメモリ効果は比較的低周波の変動であることが知られている(デバイスの材料と構造に依存)



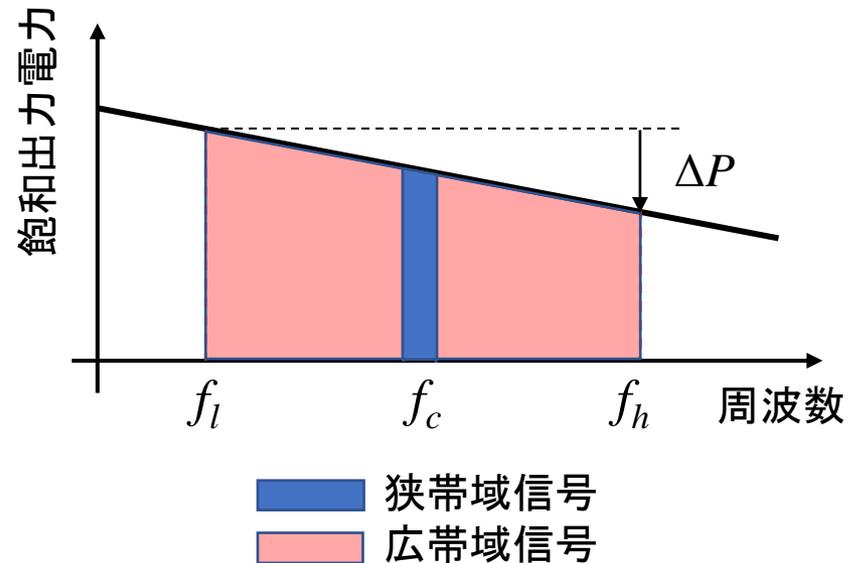
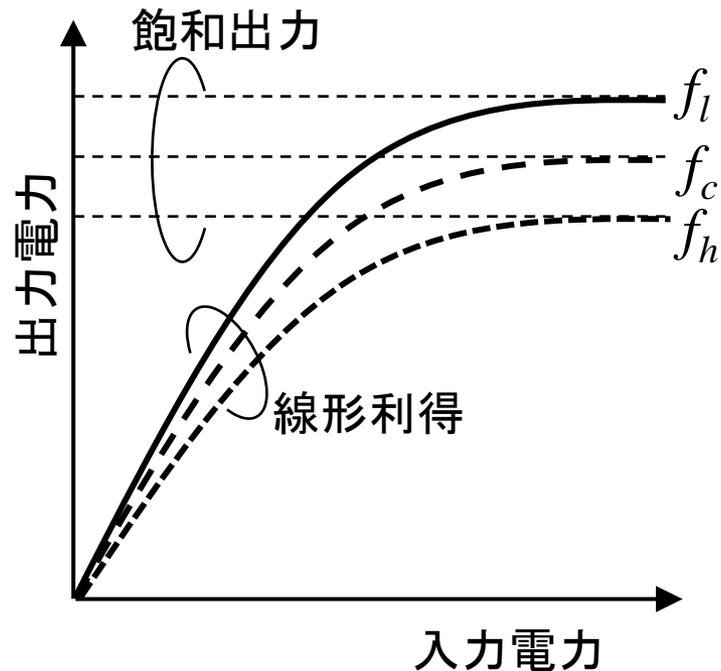
原因2) 入出力整合回路と素子のリアクタンス成分による周波数特性

広帯域の増幅器で問題となる。
以下ではこの問題を主に扱う。

[1] J. Vuolevi and T. Rahkonen, “Distortion in RF Power Amplifiers,” Artech House, 2003.

メモリ非線形の入出力特性への影響

- メモリ効果を有する非線形回路では、線形利得、飽和出力などに周波数依存性が発生することが多い。
- この影響は広帯域信号において顕著で、補償器も複雑化する。

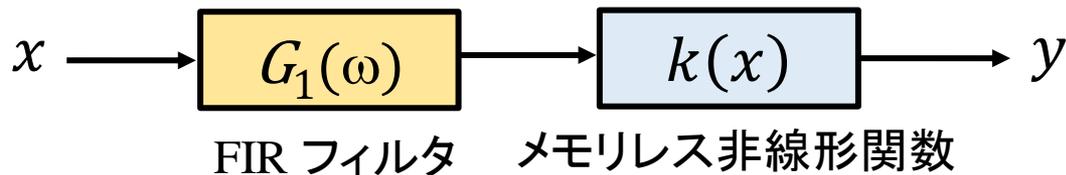


メモリ非線形を的確に表すモデル化とその補償方法は？

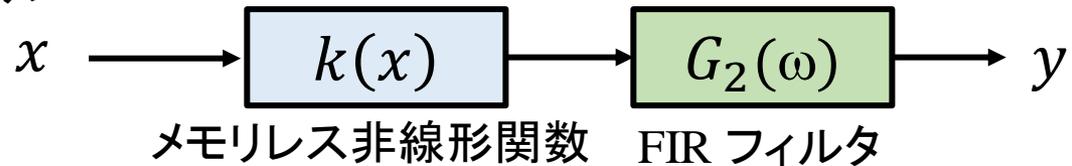
メモリ非線形の解析モデル(連続時間系)

- 入出力整合回路およびデバイスの周波数選択性と、メモリレス非線形関数の縦続接続でモデル化

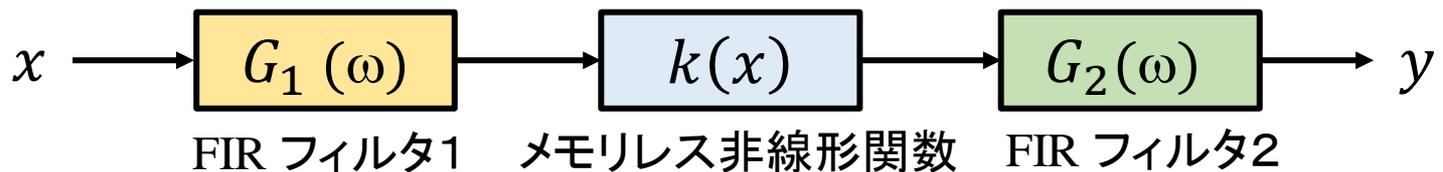
➤ Wiener モデル



➤ Hammerstein モデル



➤ Wiener-Hammerstein モデル



メモリ非線形の離散時間モデル[2]

- Volterra級数モデル(一般式; メモリ長 M , 非線形最大次数 P)

$$y(n) = \sum_{p=1}^P \sum_{m_1=0}^M \cdots \sum_{m_p=0}^M K_p(m_1, \dots, m_p) \prod_{j=1}^p x(n - m_j) \left[\begin{array}{l} p \text{次元畳込みの寄与を} \\ \text{考慮した非線形多項式} \end{array} \right]$$

モデルパラメータ数が膨大で実用的ではないので, 簡略化したモデルとして

- メモリ多項式モデル (Volterra級数の対角項のみを考慮)

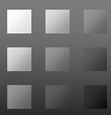
$$y(n) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M a_{mp} x(n - m) |x(n - m)|^{p-1} \left[\begin{array}{l} \text{Hammerstein} \\ \text{モデルの拡張形} \end{array} \right]$$

モデルパラメータの数は $(P \times M)$ に抑えられるが, 精度はイマイチ

これ以外にも様々な簡略化したモデルが提案されているが,
モデル精度とモデルパラメータ量は絶えずトレードオフの関係にある。

非線形歪に関する整理

- 回路の非線形による歪(非線形歪)は,
 - ① 歪の大きさは, 入力信号振幅に依存
 - ② 歪によって信号以外のスペクトルが発生.
 - 非線形には, 入出力特性が
 - ① 入力信号振幅のみによって決定されるメモリレス非線形
 - ② 入力信号振幅の過去の履歴と入力周波数とに依存するメモリ非線形 がある.
- 広帯域信号ではメモリ非線形の影響が顕著になる. また, **メモリ非線形**の挙動は複雑で, 効果的なモデル化と補償法が課題



2. 送信非線形補償法

線形送信機の実現方法と課題

1. A級バイアス増幅器

理論最大効率は50% だが、実際にはそれ以下でも歪が発生
実力は10%程度

2. 準線形 (AB級) 増幅器 + DPD (Digital Predistortion)

現在最も広く使われている. ~50%近くの効率が可能

3. エンベロープ・トラッキング (ドレーン電圧制御)

非線形 (B級) 増幅器との組合せで、>50%の効率が可能
ただし、ドレーン電圧制御用 PWM Ampの歪と制御が課題

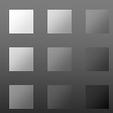
4. エンベロープPWM (E-PWM)

非線形 (B~C級) 増幅器との組合せで、>50%の効率が可能
ただし、 Δ - Σ 変調器の量子化雑音と歪が課題

5. Doherty-アウトフェーシング (LINC) + DPD

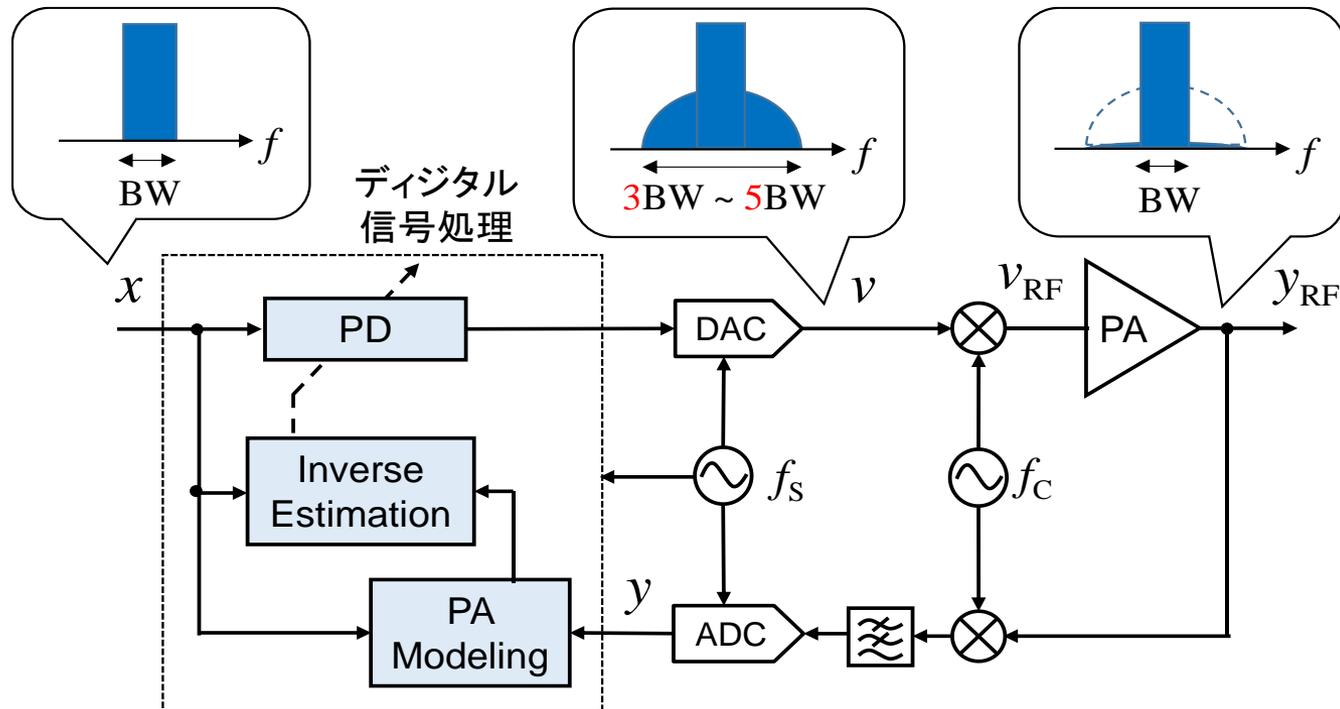
2つのモードの組合せで、>60%の効率が可能
ただし構成が複雑で広帯域化が課題

以上の他にも様々な方法がある

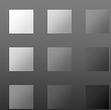


デジタル・プリディストーション(DPD)

1. 非線形補償回路と送信増幅器を分離 → 増幅器設計に自由度
2. 非線形補償はデジタル信号処理 → 設計が容易でFPGAで容易に実現

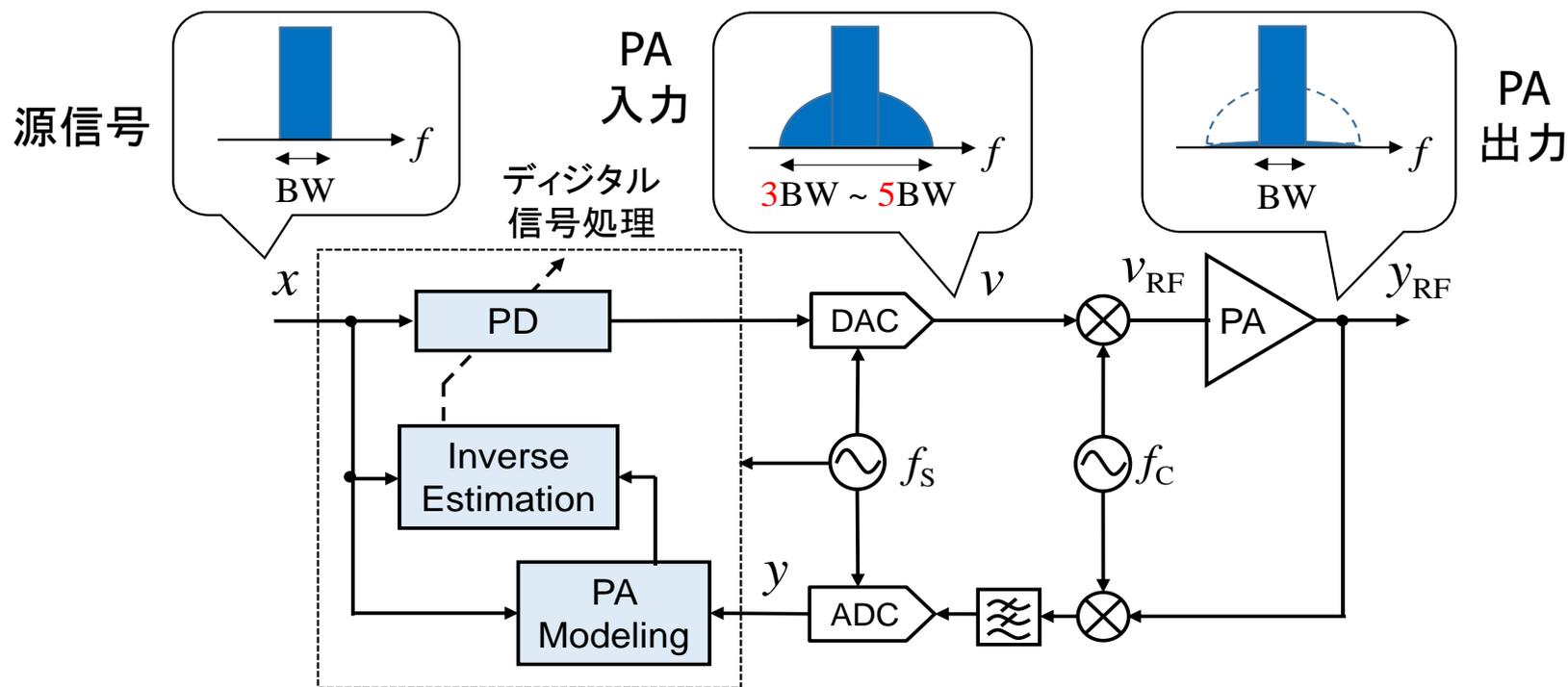


x : 変調信号 PD: プリディストータ v : PD出力 v_{RF} : v のRF信号
 y_{RF} : PA出力 y : y_{RF} の等価低域信号 f_s : 標本化周波数 f_c : 搬送波周波数



DPDの課題1

- 非線形補償信号処理の所要帯域幅は源信号帯域幅の3倍以上
(実際には5倍程度) → 800 MHz × 5 = 4 GHz!

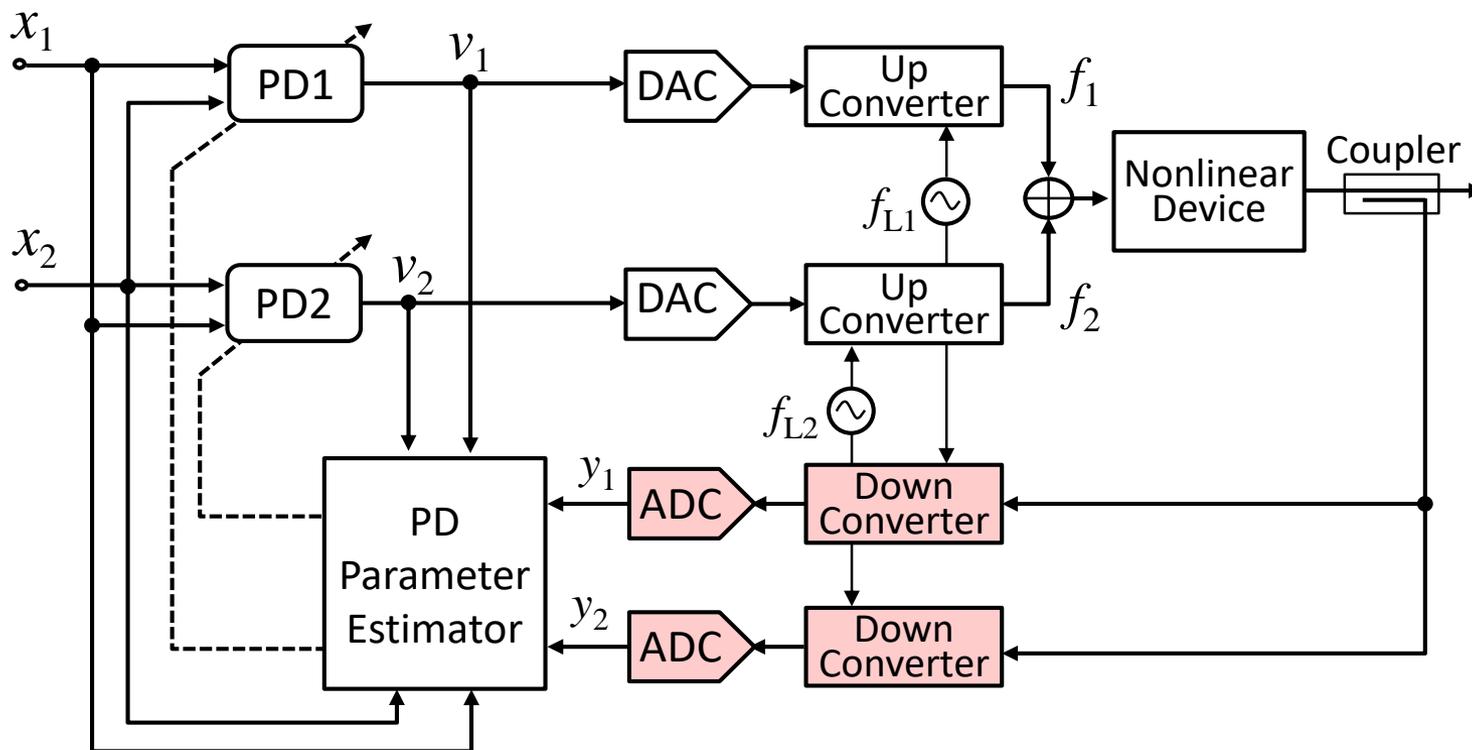


x : 変調信号 PD: プリディストータ v : PD出力 v_{RF} : v のRF信号
 y_{RF} : PA出力 y : y_{RF} の等価低域信号 f_s : 標本化周波数 f_c : 搬送波周波数

DPDの課題2

● 同時マルチバンドアクセスへの対応

➡ 回路規模が増大しコストアップ (f_1 と f_2 の非線形特性が異なるため)



帯域非連続デュアルバンドDPDの基本構成



DPDの課題3

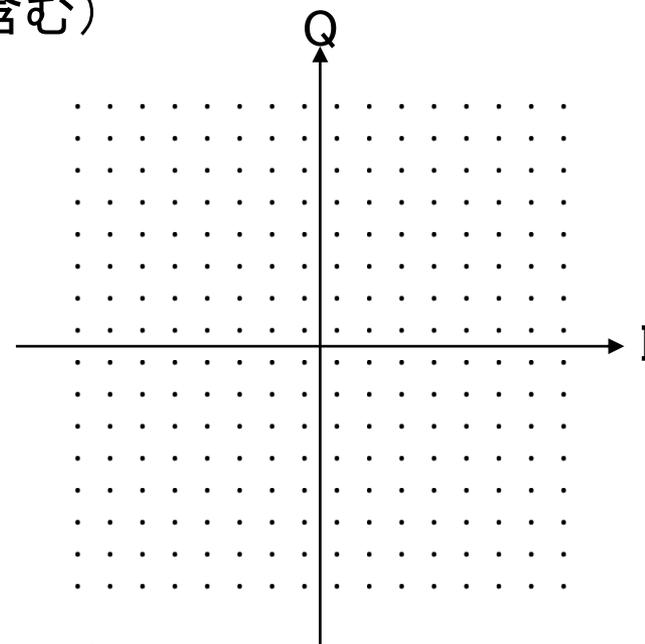
● 信号精度の向上 (256QAM, NOMA*1, ……?)

➡ ACLR*2に加えて, EVM*3が重要な性能指標に

例) 256QAMでの送信EVM要求値; 3.5% 以下 (single user時)
(PAのみならず変調器, ミクサ, 発振器位相雑音含む)

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{\gamma=0}^{N-1} |Z'(\gamma) - R'(\gamma)|^2}{\sum_{\gamma=0}^{N-1} |R'(\gamma)|^2}} \times 100 \quad (\%)$$

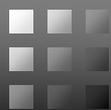
Z'及びR'は, 信号を識別するタイミングにおける
実際の送信波ベクトル及び理想的な変調ベクトル



*1 NOMA; Non-Orthogonal Multiple Access (非直交多重伝送)

*2 ACLR; Adjacent Channel Leakage Power Ratio (隣接チャネル電力比)

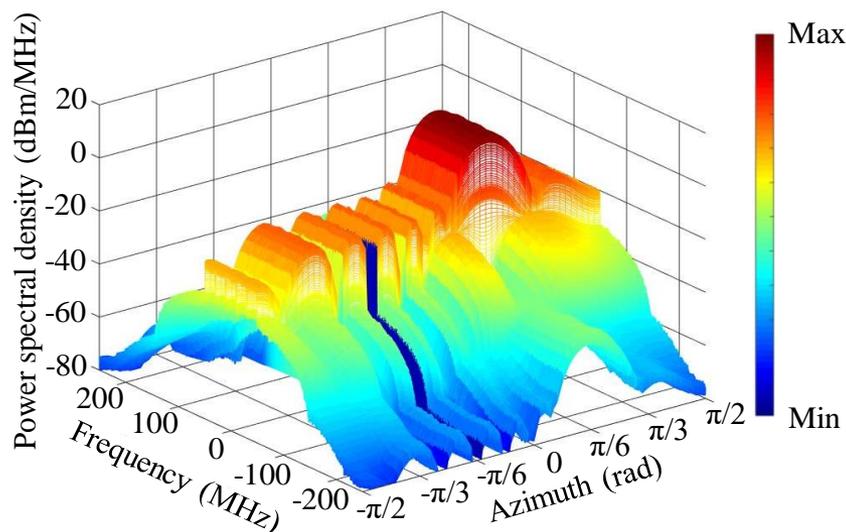
*3 EVM; Error Vector Magnitude (変調精度)



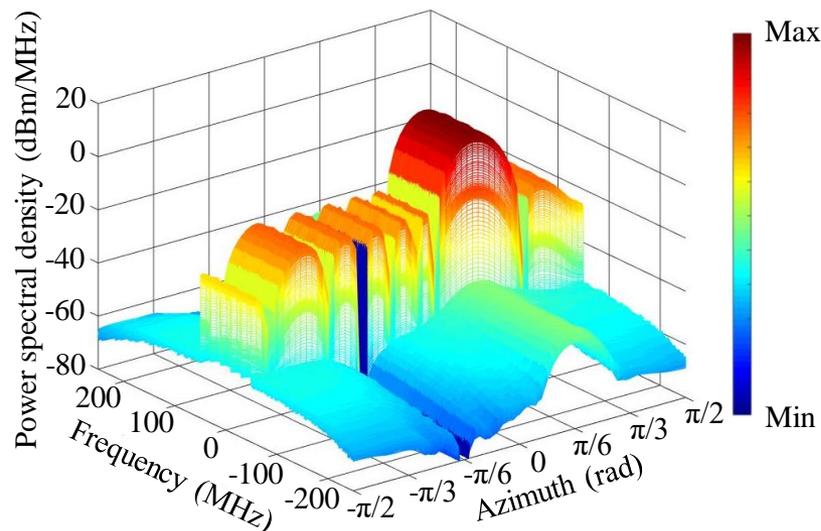
DPDの課題4

● ビームフォーミング (BF) / Massive MIMO 送受信への対応

DPDを共通化したBF送信機では, 指向方向以外の方向への歪電力放射に注意

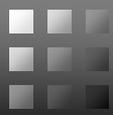


通常の一括DPD(N=8)による放射特性
(指向方向のACLRは改善)



全方向の歪輻射を抑圧したBF-DPD^[3]

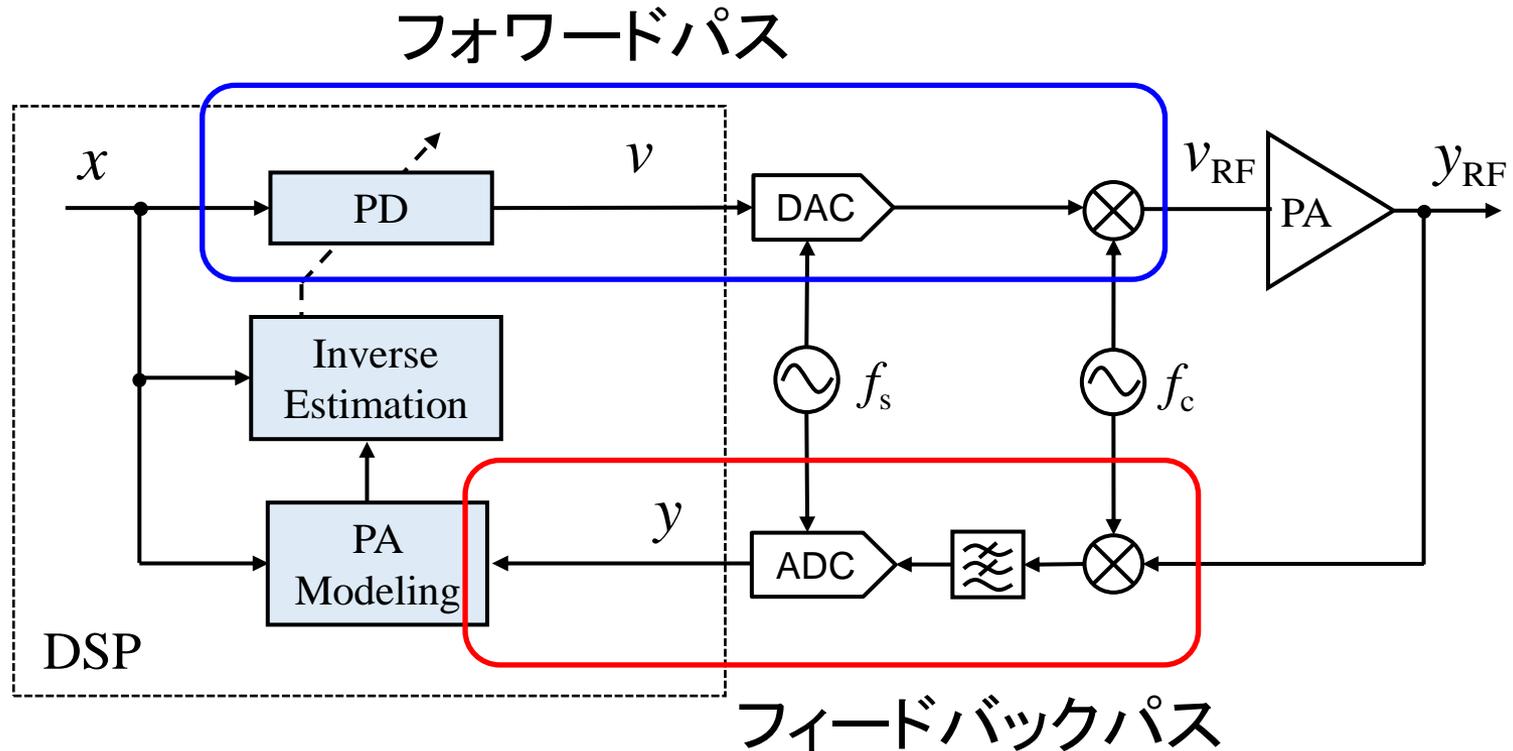
[3] S. Habu Y. Yamao and H. Suzuki, "Unified Feedback Beamforming Digital Predistorter," Proc. European Microwave Conference 2019, pp. 904-907, Oct. 2019.



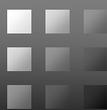
3. DPDの広帯域化技術

フォワードパスとフィードバックパス

- 以下では2つのパスのそれぞれについて対応法を考える



x : 送信信号 PD: プリディストータ v : PD出力 v_{RF} : v のRF信号
 y_{RF} : PA出力 y : y_{RF} の低域等価信号 f_s : 標本化周波数 f_c : 搬送波周波数



3.1 フォワードパスの広帯域化技術^[4]

[4] T. Abe and Y. Yamao, "Band-Split Parallel Signal Processing DPD for Nonlinear Compensation of Broadband RF Signal," Proc. ISWCS2018, Aug. 2018.

帯域分割並列信号処理DPD

- 等価低域入力信号 x を2つの帯域成分に分割

x を2つの帯域成分の和で表現

$$x = x_L + x_H$$

低域成分

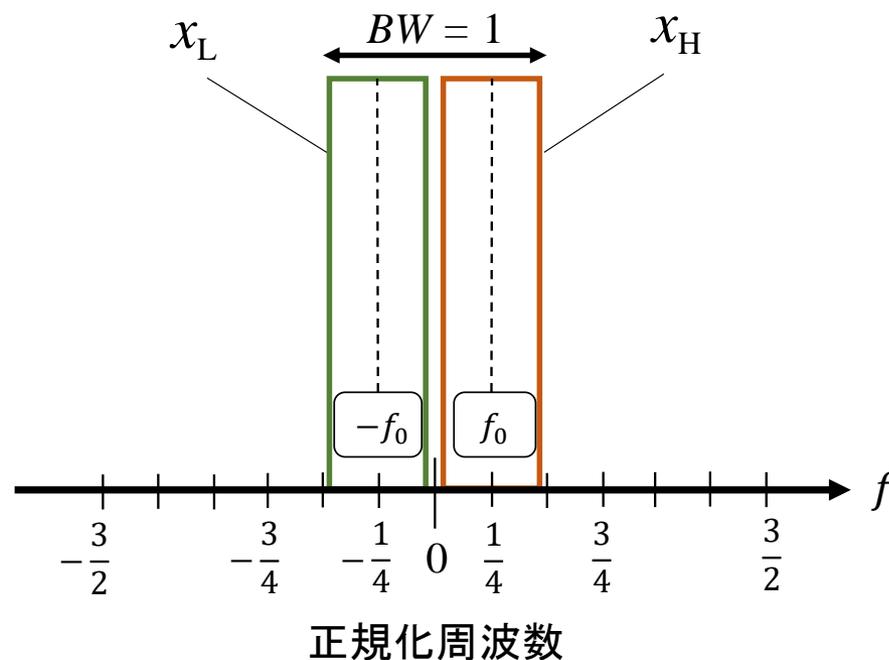
$$x_L = \tilde{x}_L \exp(-j2\pi f_0 t)$$

高域成分

$$x_H = \tilde{x}_H \exp(j2\pi f_0 t)$$

中心周波数シフト量 $f_0 = BW/4$

OFDM信号の増幅に用いられる
準線形増幅器の非線形は3次歪が
主成分なので、
3次までの項で式を展開



\tilde{x}_L : x_L の等価低域信号

\tilde{x}_H : x_H の等価低域信号

BW : 入力信号 x の帯域幅

スペクトル成分の和による非線形出力信号表現

- 非線形出力 y を4つのスペクトル成分の和で表現可能

$$y = y_L + y_H + y_{IL} + y_{IH}$$

低域相互変調成分

$$y_{IL} = a_3 \tilde{x}_L^2 \tilde{x}_H^* \exp(-j2\pi \cdot 3f_0 t)$$

高域相互変調成分

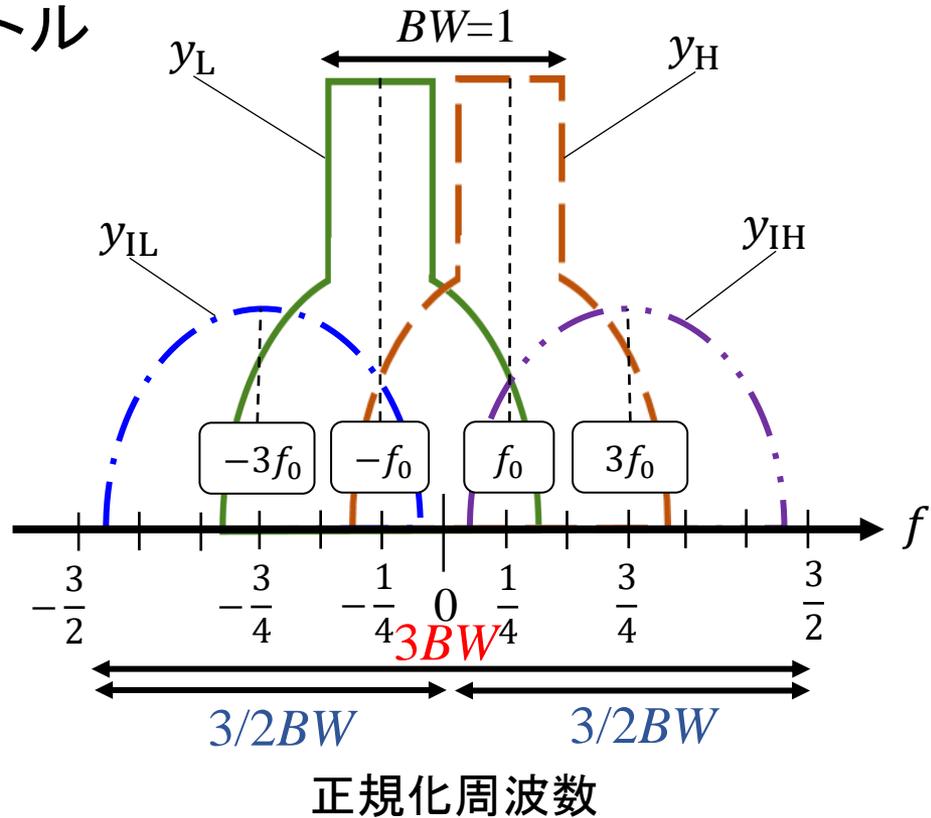
$$y_{IH} = a_3 \tilde{x}_H^2 \tilde{x}_L^* \exp(j2\pi \cdot 3f_0 t)$$

低域成分のみによる非線形出力成分

$$y_L = (a_1 \tilde{x}_L + a_3 |\tilde{x}_L|^2 \tilde{x}_L + 2a_3 |\tilde{x}_H|^2 \tilde{x}_L) \exp(-j2\pi f_0 t)$$

高域成分のみによる非線形出力成分

$$y_H = (a_1 \tilde{x}_H + a_3 |\tilde{x}_H|^2 \tilde{x}_H + 2a_3 |\tilde{x}_L|^2 \tilde{x}_H) \exp(j2\pi f_0 t)$$



提案法1: スペクトル4分解DPD

➤ 4つのスペクトル成分毎に, 並列してDPD信号処理を実行

$$v = \mathbf{K}_L(x)\mathbf{B}_L + \mathbf{K}_H(x)\mathbf{B}_H + \mathbf{K}_{IL}(x)\mathbf{B}_{IL} + \mathbf{K}_{IH}(x)\mathbf{B}_{IH}$$

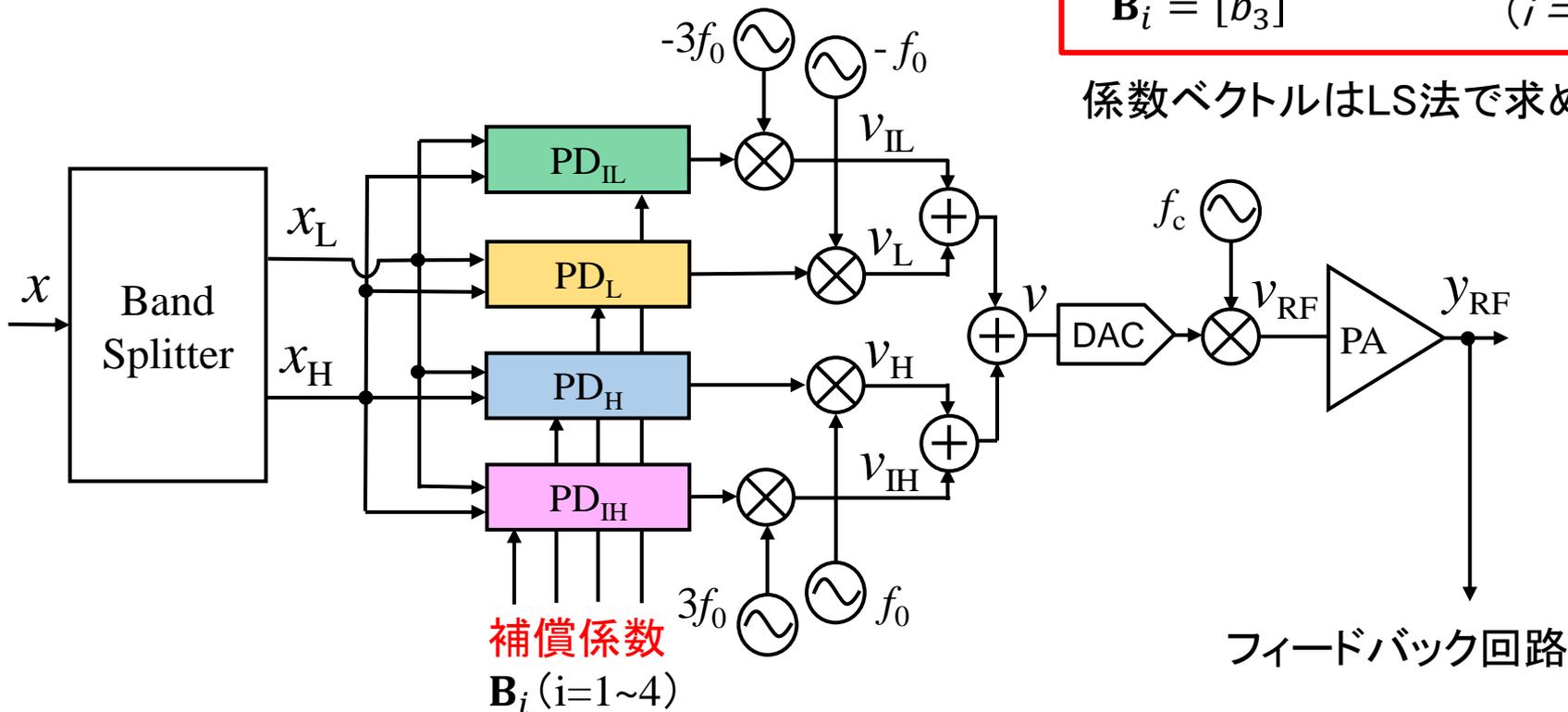
- 個々の帯域幅は**半減**
- 4つのプリディストーションパスが必要

PD補償係数ベクトル

$$\mathbf{B}_i = [b_1, b_3, 2b_3]^T \quad (i=L, H)$$

$$\mathbf{B}_i = [b_3] \quad (i=IL, IH)$$

係数ベクトルはLS法で求められる

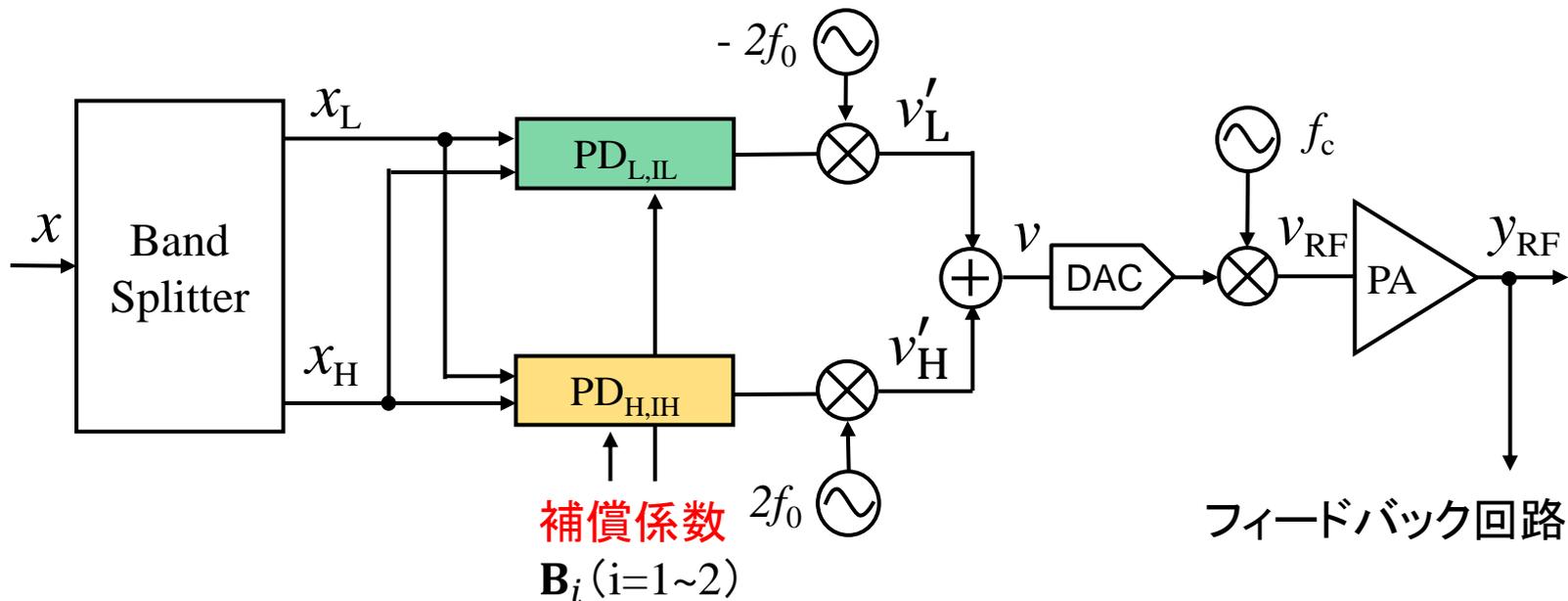


提案法2: スペクトル2分解DPD

➤ 低域側と高域側でスペクトル成分をそれぞれグループ化

$$v = \mathbf{K}_L(x)\mathbf{B}_L + \mathbf{K}_{IL}(x)\mathbf{B}_{IL} + \mathbf{K}_H(x)\mathbf{B}_H + \mathbf{K}_{IH}(x)\mathbf{B}_{IH}$$
$$= v'_L + v'_H$$

- 2つのプリディストーションパスに削減可能
- 各パスの所要帯域幅は、従来の2/3に狭帯域化



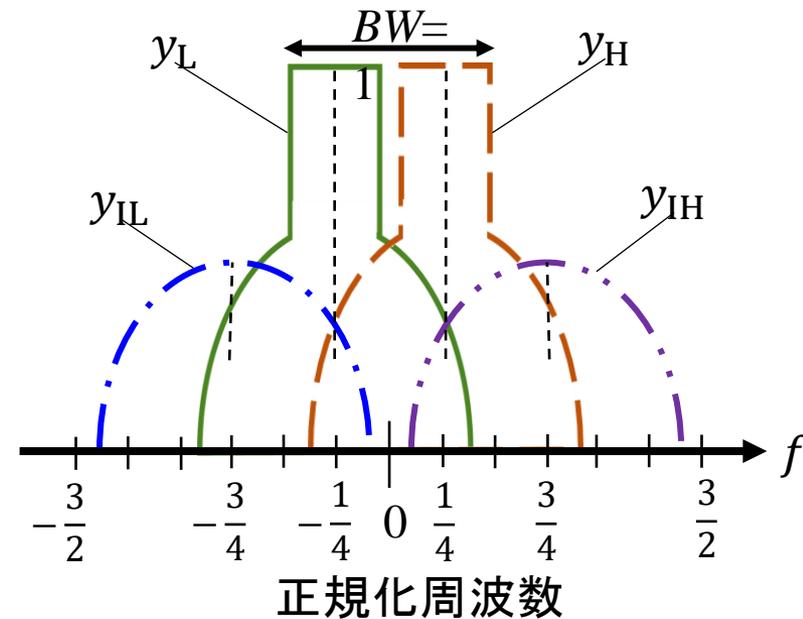
所要標本化周波数とDAC数

非線形補償法	スペクトル4分解 DPD	スペクトル2分解 DPD	従来のDPD (帯域分割無し)
所要標本化 周波数	$1.5BW$	$2BW$	$3BW$
所要 DAC 数*	1 (4)	1 (2)	1

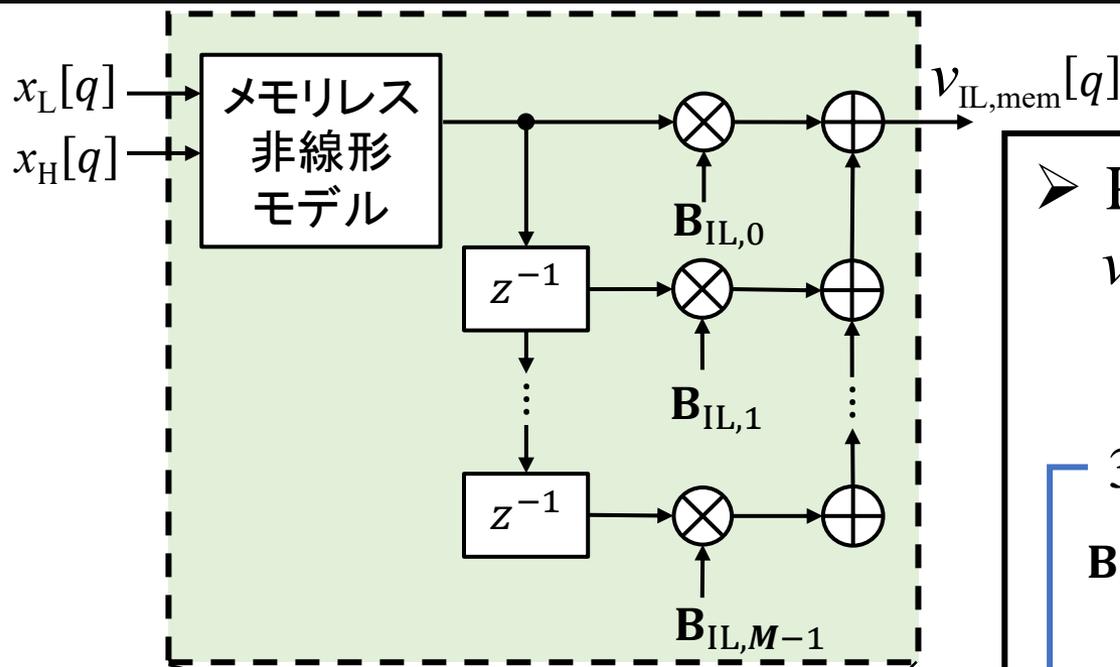
* DAC数の()は所要標本化周波数のDACを用いた場合の必要数

BW : 源信号の帯域幅

- さらに分割した帯域毎に最適な補償係数を求めることにより、補償精度を高く維持でき、メモリ効果を軽減可能。



メモリ多項式モデルによるスペクトル分解DPD



➤ PD出力

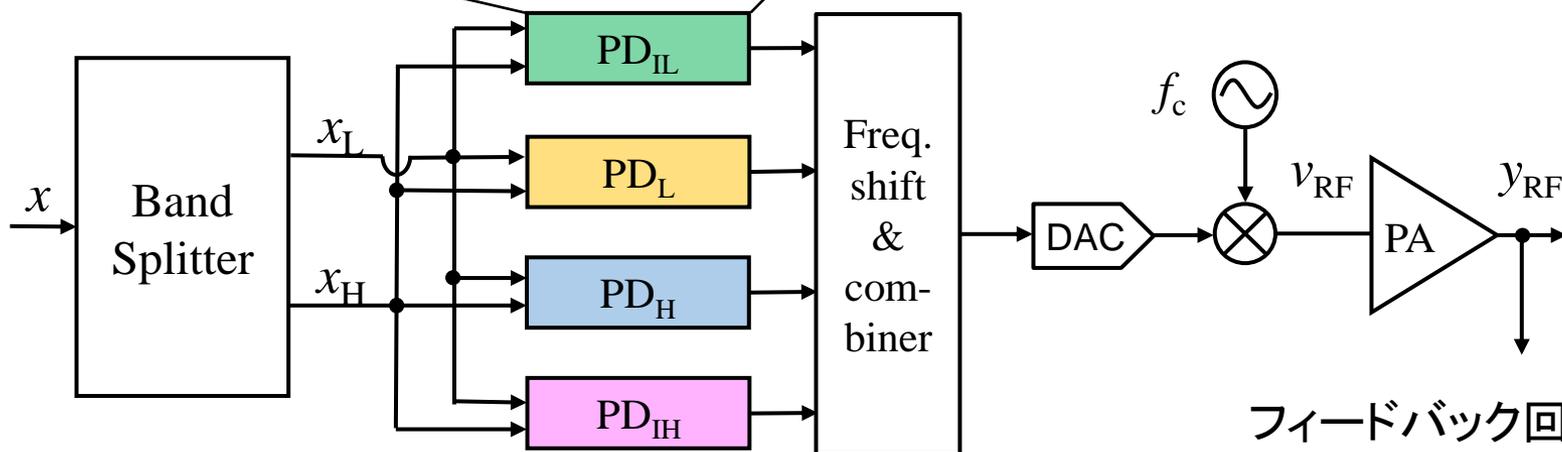
$$v_{i,\text{mem}} = \mathbf{K}_{i,\text{mem}}(x) \mathbf{B}_{i,\text{mem}}$$

($i = L, H, IL, IH$)

3M次元逆特性係数ベクトル

$$\mathbf{B}_{i,\text{mem}} = [\mathbf{B}_{i,0}, \mathbf{B}_{i,1}, \dots, \mathbf{B}_{i,M-1}]^T$$

$\mathbf{B}_{i,m}$: 3次係数ベクトル



フィードバック回路

計算機シミュレーションによる補償効果の評価

➤ シミュレーション諸元

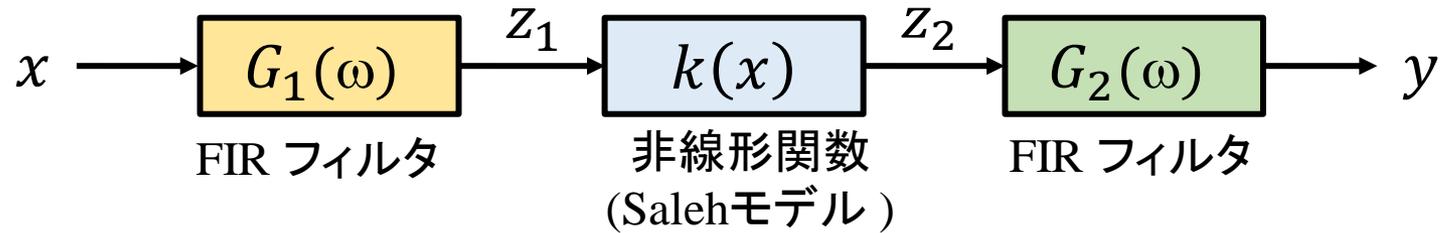
非線形補償法	4分解DPD	2分解DPD	従来のDPD
送信信号	2CC-LTE信号 (20MHz × 2)		
RF信号帯域幅	18 MHz × 2		
変調方式	256QAM		
CFR*	ピーク打消し法		
PAPR**	7.7 dB		
DACの 標本化周波数	61 MHz	82 MHz	123 MHz
RF中心周波数	2 GHz		
PA非線形モデル	Saleh モデル + Wiener-Hammerstein モデル		
多項式最大次数	3		
メモリの深さ	3		

*CFR: ピーク対平均電力の低減処理

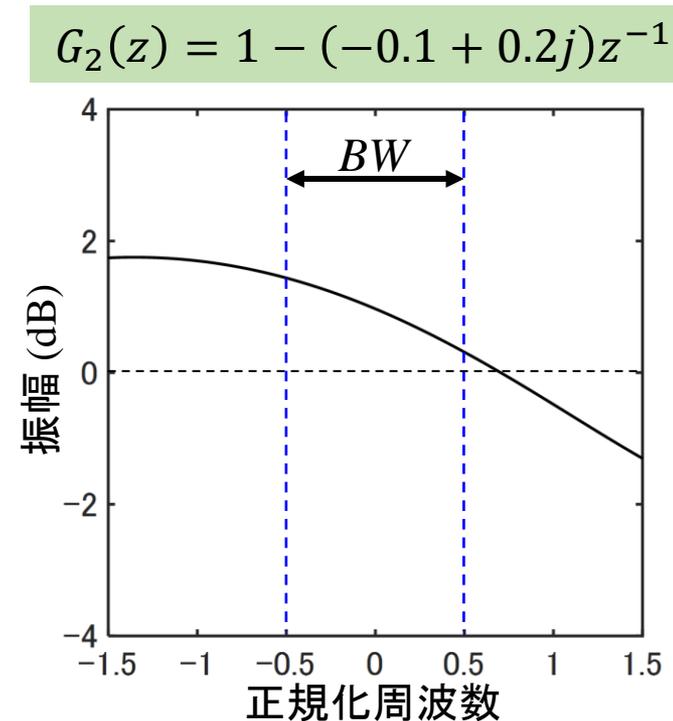
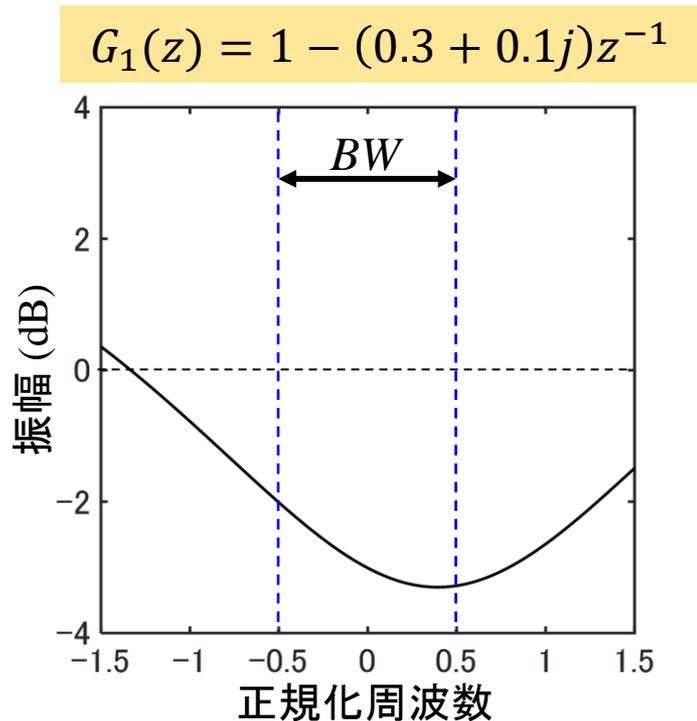
**PAPR: ピーク対平均電力比

シミュレーションで用いたメモリ非線形モデル

➤ Wiener-Hammerstein モデル



◆ 解析で用いたFIRフィルタ



メモリス非線形モデル(経験的モデル)

➤ Saleh モデル^[5]

$$z_2 = A(z_1) \frac{z_1}{|z_1|} \exp(j\Phi(z_1))$$

特性例

$$\alpha_1 = 2, \beta_1 = 1$$

$$\alpha_2 = -\frac{2\pi}{3}, \beta_2 = 1$$

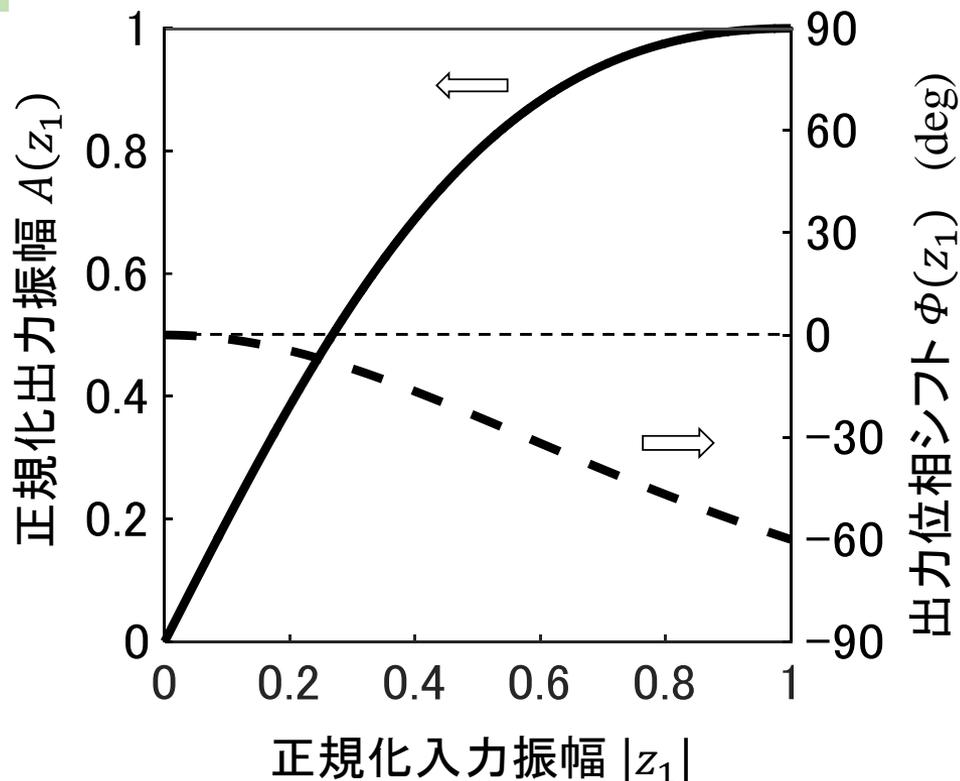
AM-AM 特性

$$A(z_1) = \frac{\alpha_1 |z_1|}{1 + \beta_1 |z_1|^2}$$

AM-PM 特性

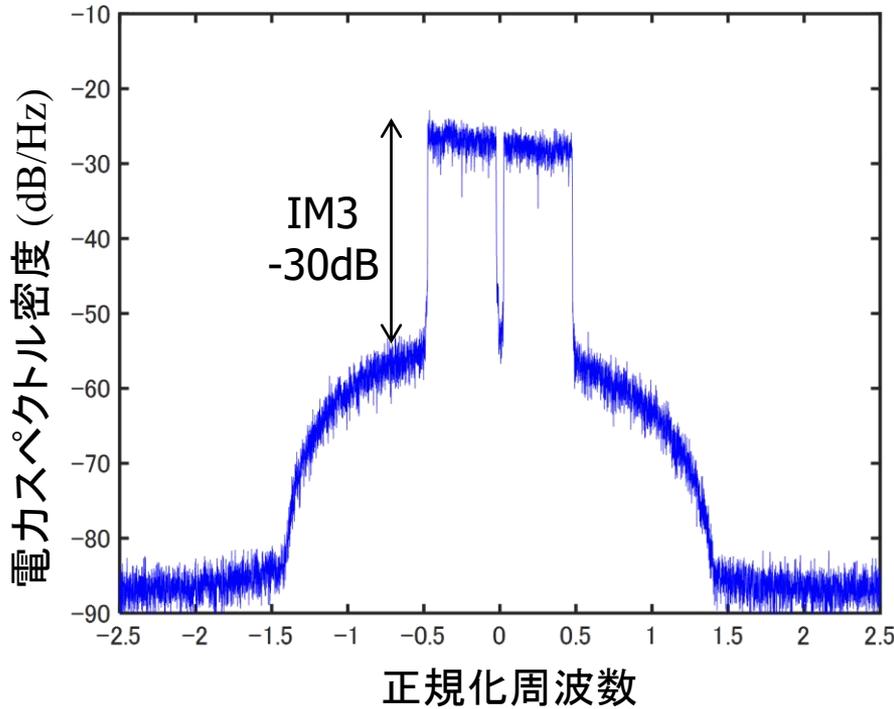
$$\Phi(z_1) = \frac{\alpha_2 |z_1|^2}{1 + \beta_2 |z_1|^2}$$

OFDM増幅で用いられる
AB級増幅器の傾向を模擬



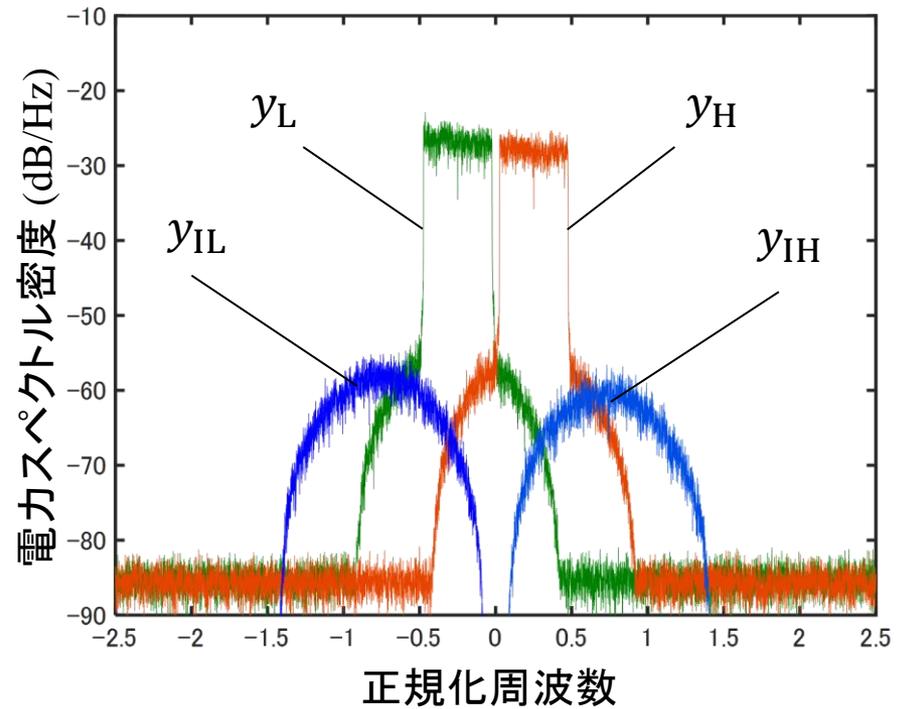
[5] A. M. Saleh, "Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 29, no. 11, pp. 1715-1720, Nov. 1981.

非線形補償前の出力スペクトル (スペクトル4分解)



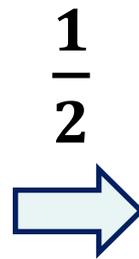
スペクトル分解前の
出力スペクトル

非線形出力信号の帯域幅
は入力信号の約3倍

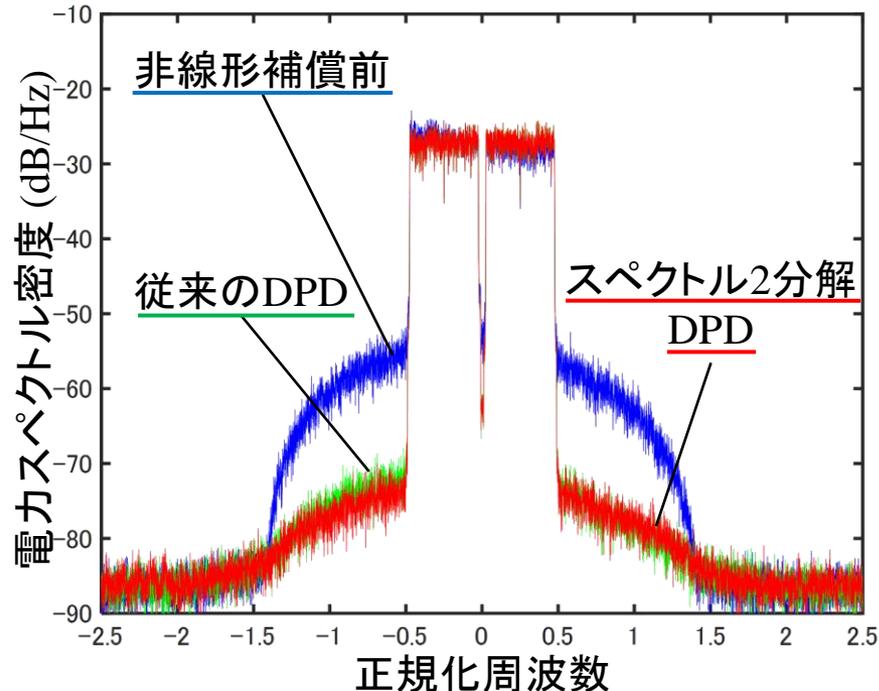
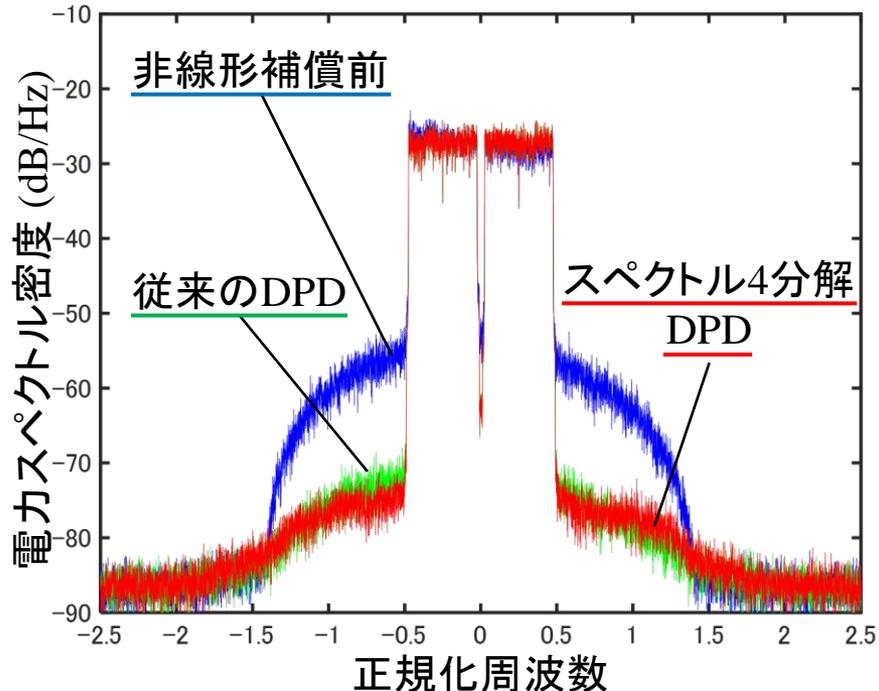


スペクトル4分解後の
出力スペクトル

各成分の帯域幅は
入力信号の約1.5倍に半減



シミュレーション結果 (スペクトル, ACLR*, EVM**)



	ACLR (dB)		Next ACLR (dB)		EVM (%)	
	lower	upper	lower	upper	lower	upper
PA入力 (CFR有り)	-57.9	-57.9	-59.1	-59.2	2.13	2.11
補償前のPA出力	-28.9	-31.0	-37.4	-40.8	5.87	5.29
スペクトル4分解DPD	-47.9	-48.9	-51.5	-52.2	2.26	2.22
スペクトル2分解DPD	-47.3	-48.2	-52.3	-53.0	2.26	2.23
従来のDPD (分解無し)	-46.0	-48.0	-51.7	-53.8	2.32	2.24

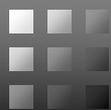
*ACLR: 隣接チャネル漏洩電力比

**EVM: 変調誤差



3.2 フィードバックパスの広帯域化技術

[6] Y. Ma, Y. Yamao, Y. Akaiwa and K. Ishibashi, "Wideband Digital Predistortion Using Spectral Extrapolation of Band-Limited Feedback Signal," IEEE Trans. CAS-I, Vol.61, No.7, pp. 2088-2097, Jan. 2014.



フィードバックパスに必要な帯域幅？

- フィードバック経路は増幅器出力を等価低域系でA-D変換し、源信号との誤差を求め、これをある時間長に渡って累積する。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

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？**

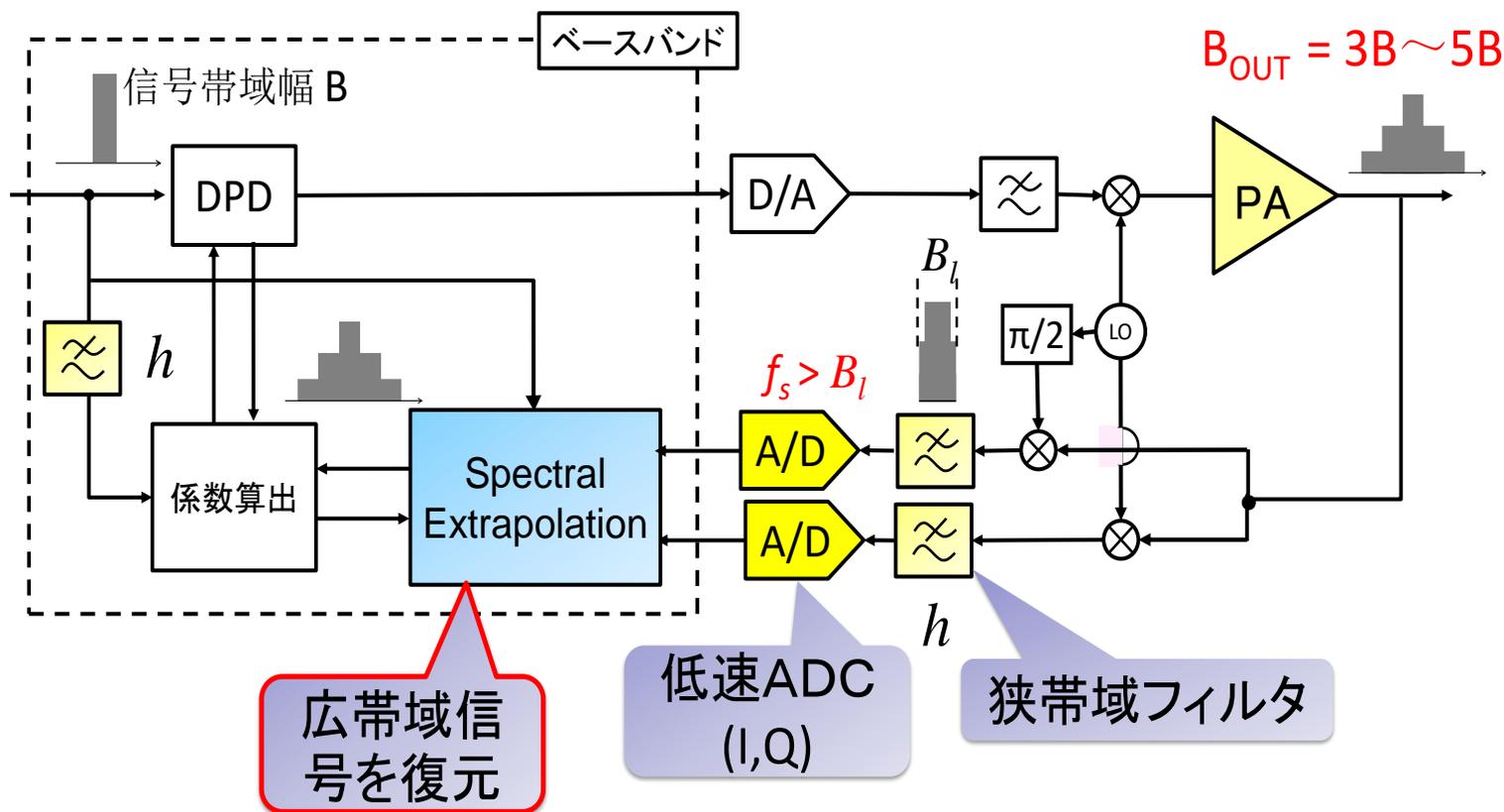
- 非線形歪みの発生は相互変調メカニズムに基づいており、入力信号が広帯域のスペクトルを有する場合には、その中に含まれるすべての周波数成分の組合せで相互変調成分が広帯域に渡って発生

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、帯域内と帯域外の歪みのレベルには強い相関がある

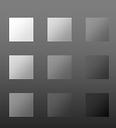
したがって、信号帯域内のみをフィードバックして源信号との誤差を求め、これを最小化する補償係数を求めれば、帯域外の歪みも同時に補償される

スペクトル外挿狭帯域フィードバックDPD^[6]

- Spectrum Extrapolation Narrowband Feedback(SE-NF) DPD
A-D変換器入力に狭帯域フィルタで帯域制限し, 非線形モデル同定において広帯域信号を復元

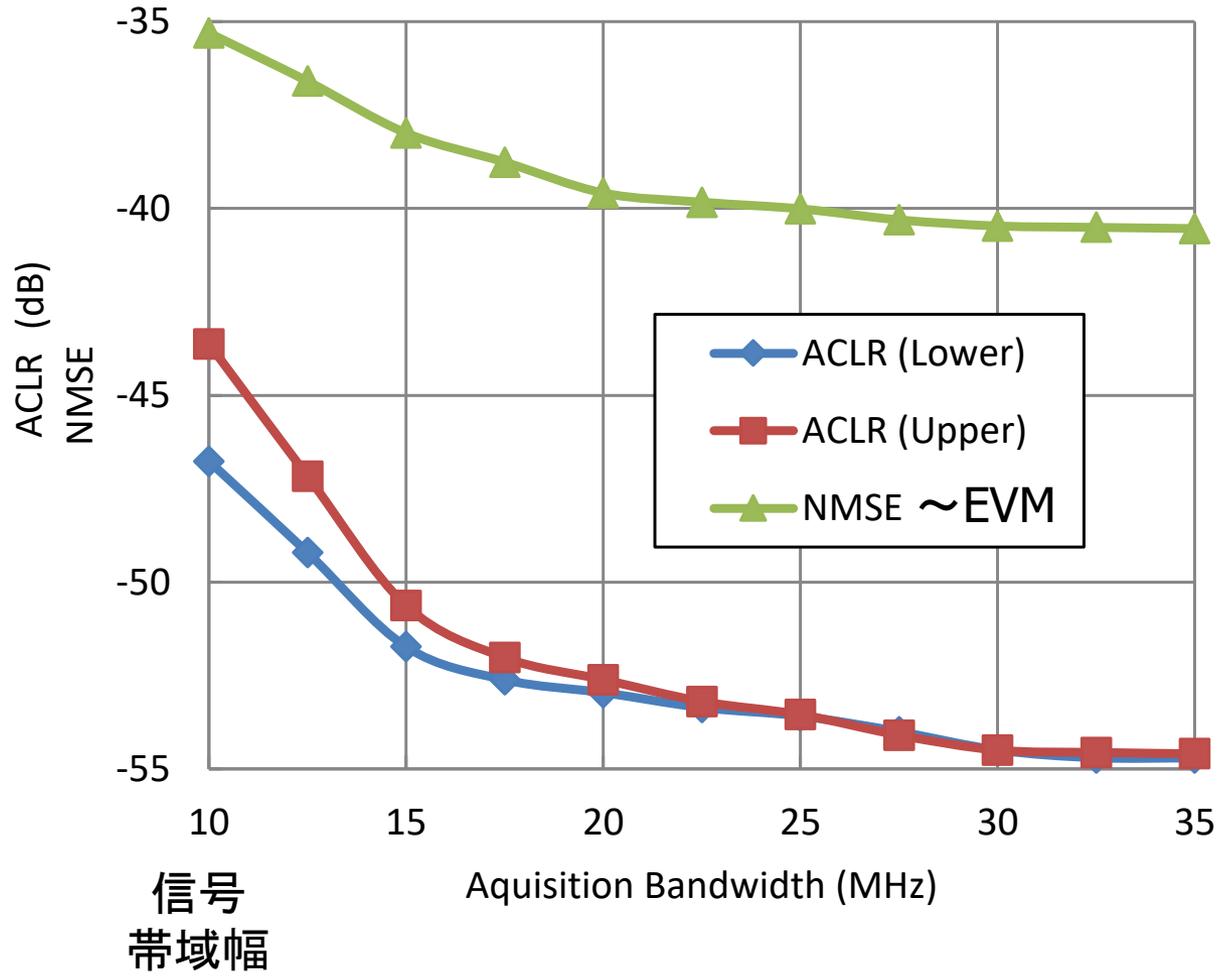


[6] Y. Ma, Y. Yamao, Y. Akaiwa and K. Ishibashi, "Wideband Digital Predistortion Using Spectral Extrapolation of Band-Limited Feedback Signal," IEEE Trans. CAS-I, Vol.61, No.7, pp. 2088-2097, Jan. 2014.



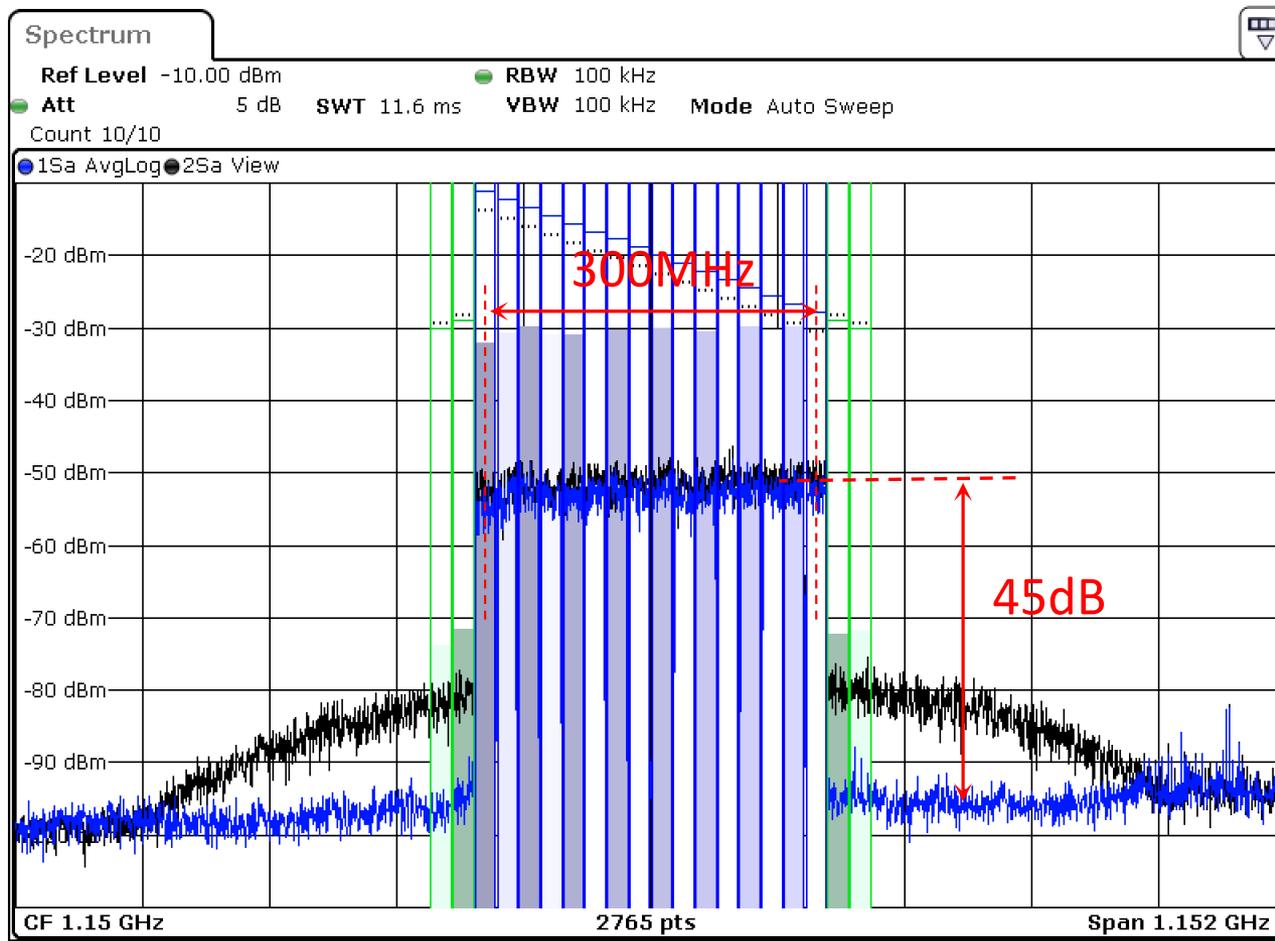
フィードバック帯域幅と補償誤差および隣接チャネル漏洩電力の関係

- 20MHzRF帯域幅のLTE信号のフィードバックパスの帯域幅を変えて ACLR (帯域外) と MMSE (主に帯域内) を測定

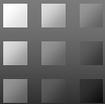


SE-NFによる320MHz帯域幅信号の補償実験結果[7]

- 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320MHz幅のRF信号の補償を320MHzのフィードバック帯域幅で実現



[7] Y. Ma, Y. Yamao, "Experimental Results of Digital Predistorter for Very Wideband Mobile Communication System," Proc. IEEE VTC2015-Spring, Glasgow, UK, May 2015.



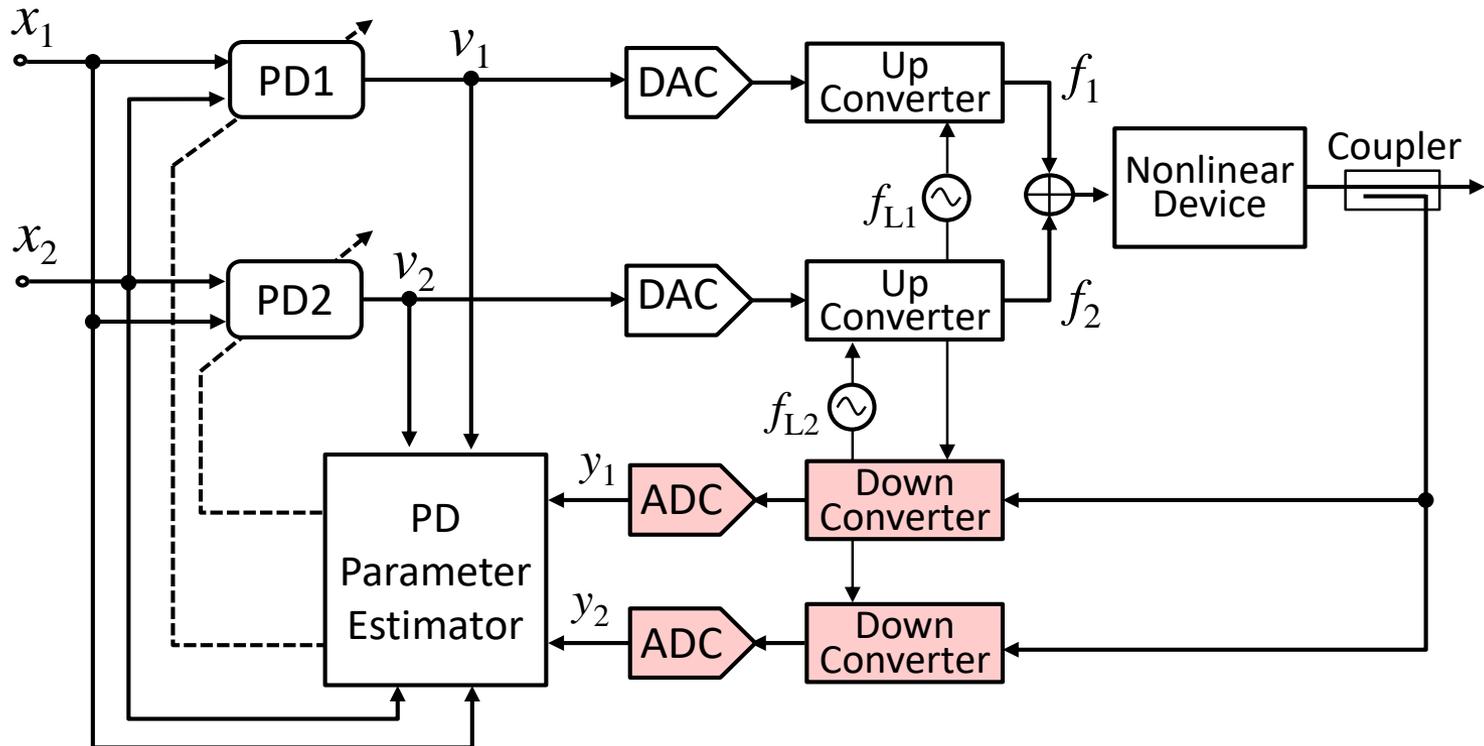
4. 同時送信マルチバンドDPD技術

4.1 フォワードパスのマルチバンド化^[8]

[8] C. Li, Y. Yamao and S. He, "Multi-Cell Harmonics and Intermodulation Compensation Architecture for Concurrent Dual-Band Transmitters, " Proc. IEEE RWS2017, TU3P-2, Jan. 2017.

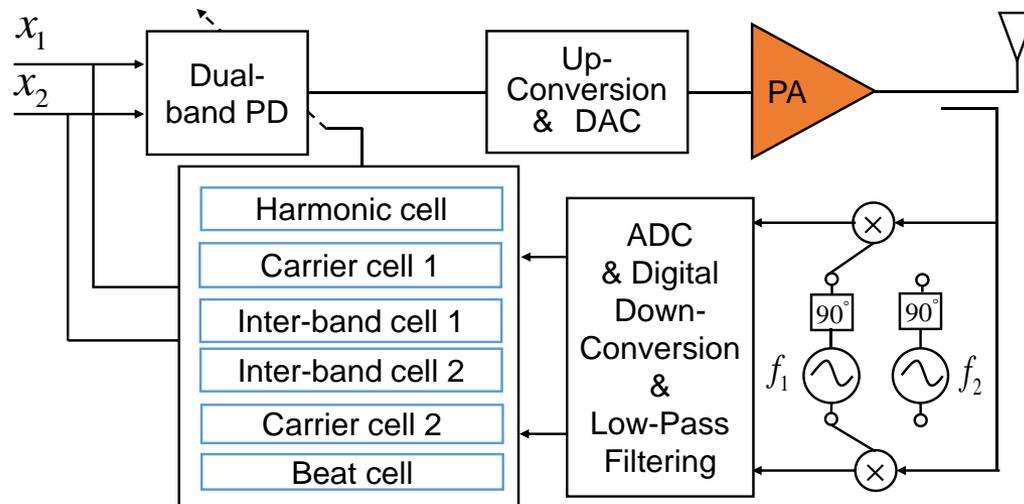
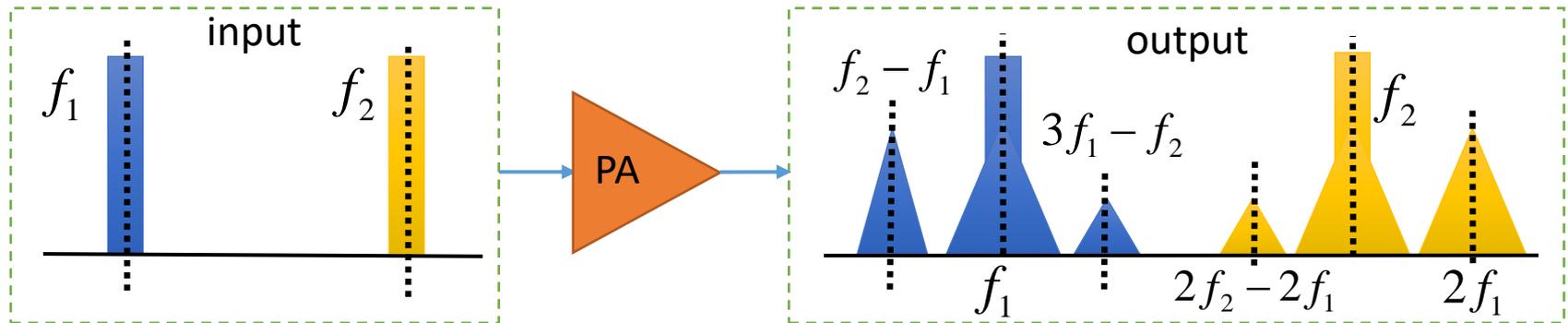
帯域非連続デュアルバンドDPD

- 基本的な考え方は帯域分割広帯域DPDと同じであるが、2つのバンドが離れているため、奇数次の非線形に加えて、偶数次の非線形についても考慮が必要



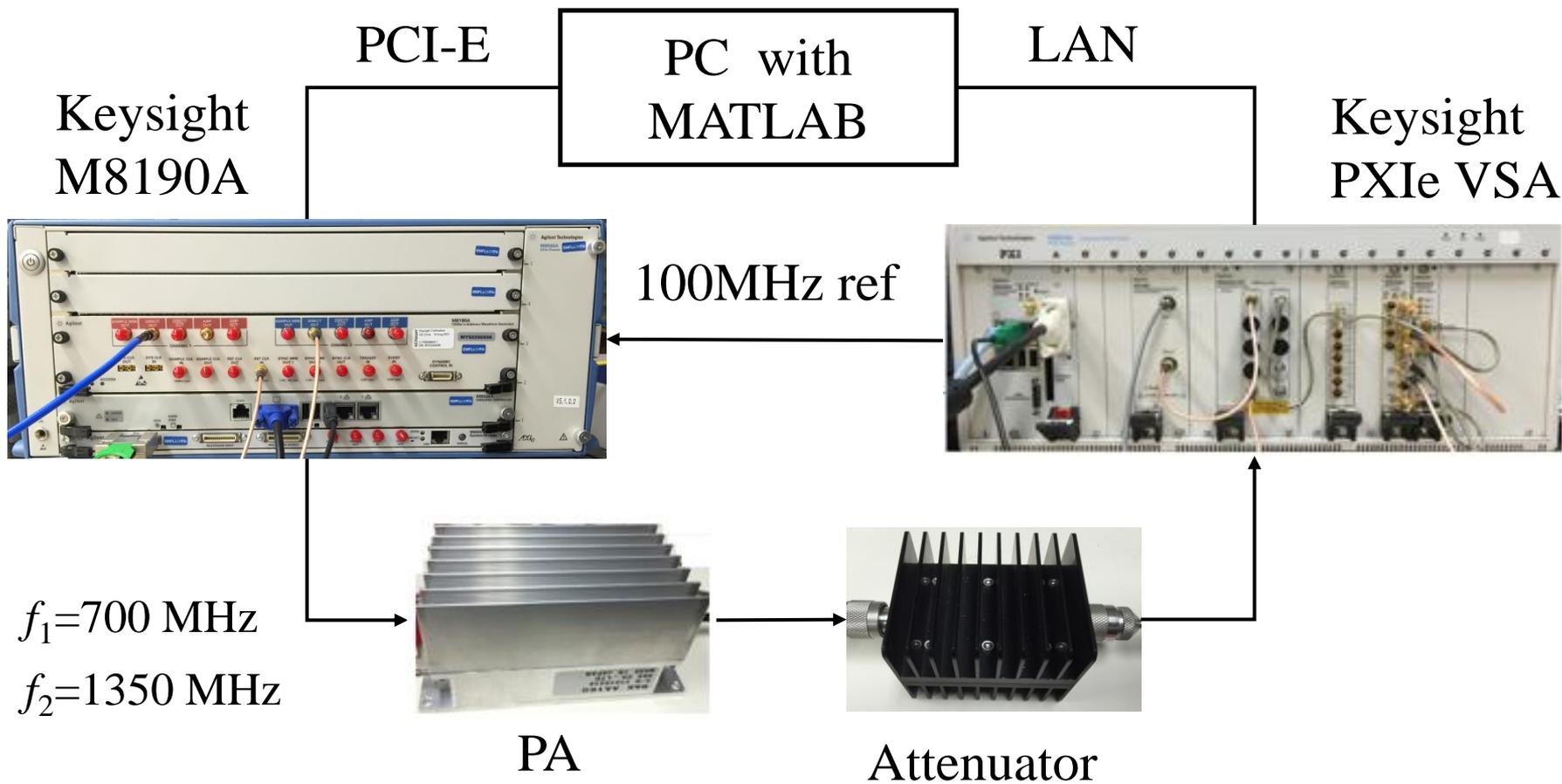
偶数次の非線形による歪の発生

- 特に2つのバンドが倍数関係に近いときには、**偶数次項を非線形モデルに組み込む必要がある。**



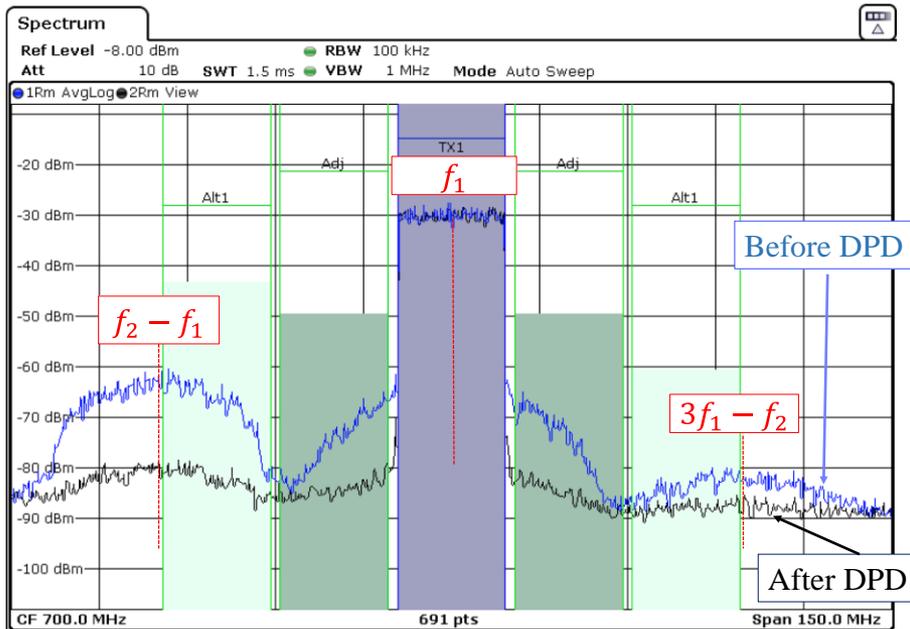
偶数次歪を考慮したデュアルバンドDPD

4次の非線形項までを考慮

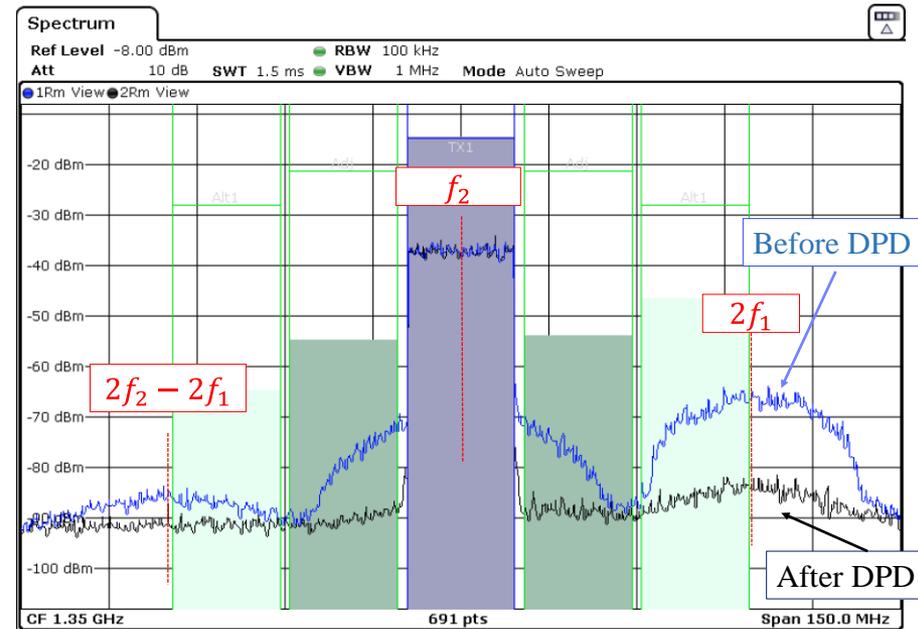


デュアルバンドDPDの補償実験結果^[8]

● 4次の非線形項までを補償できることを確認



$f_1 = 700$ MHz



$f_2 = 1350$ MHz

[8] C. Li, Y. Yamao and S. He, "Multi-Cell Harmonics and Intermodulation Compensation Architecture for Concurrent Dual-Band Transmitters," Proc. IEEE RWS2017, TU3P-2, Jan. 2017.



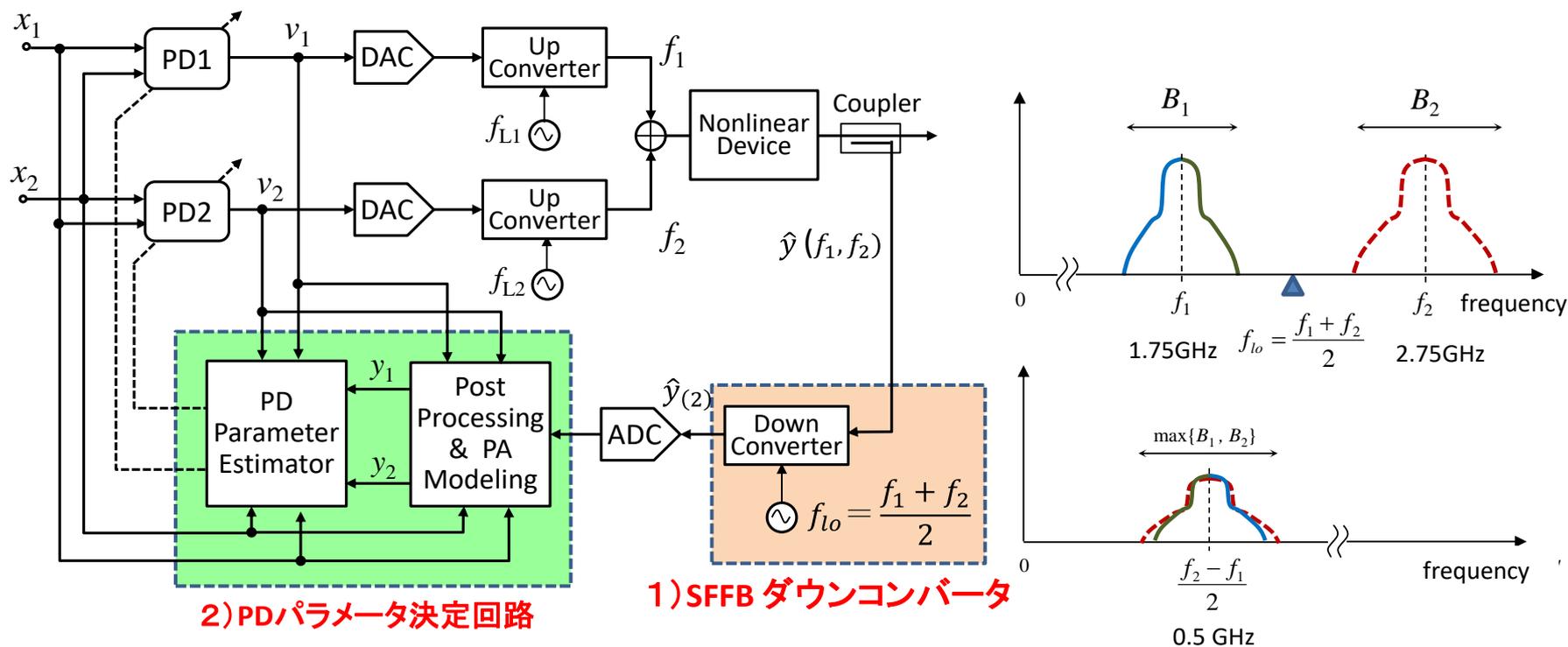
4.2 フィードバックパスのマルチバンド化^[9]

[9] Y. Ma and Y. Yamao, "Spectra-Folding Feedback Architecture for Concurrent Dual-Band Power Amplifier Predistortion," *IEEE Trans. MTT*, Vol. 63/ No. 10, pp. 3164-3174, Sep. 2015.

スペクトル折返しフィードバック(SFFB)DPD^[9]

- 複数のバンドを、スペクトル折返しダウンコンバータを用い、異なる帯域の信号を共通の中間周波数(IF)帯域に重畳して変換

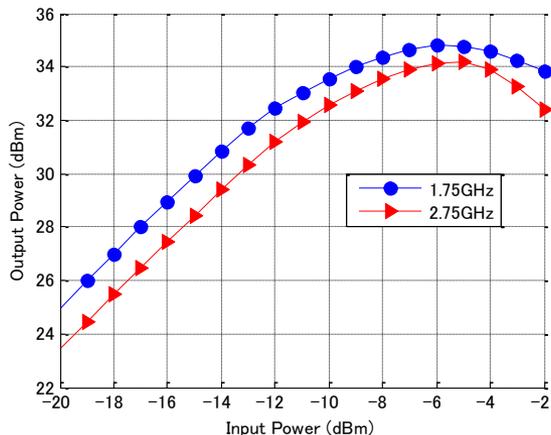
これによりフィードバック回路を簡略化可能



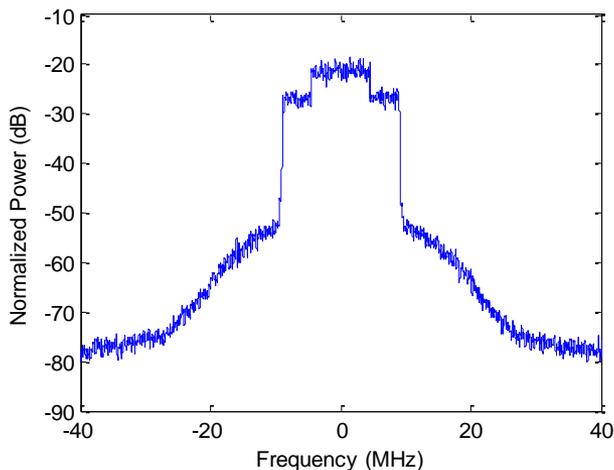
[9] Y. Ma and Y. Yamao, "Spectra-Folding Feedback Architecture for Concurrent Dual-Band Power Amplifier Predistortion," IEEE Trans. MTT, Vol. 63/ No. 10, pp. 3164-3174, Sep. 2015.

SFFB-DPDの2帯域同時補償実験結果^[9]

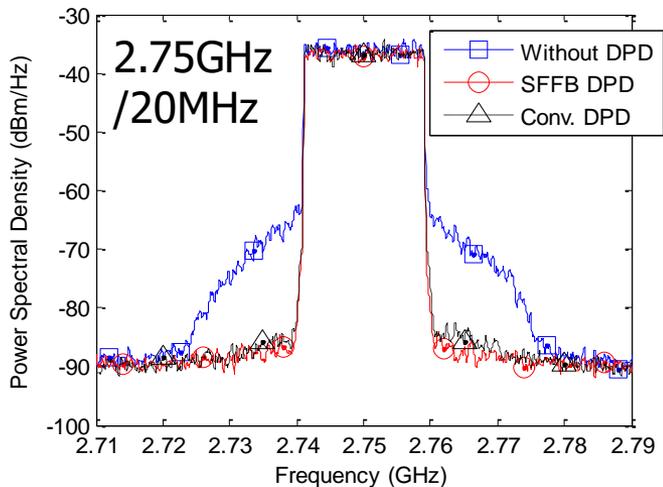
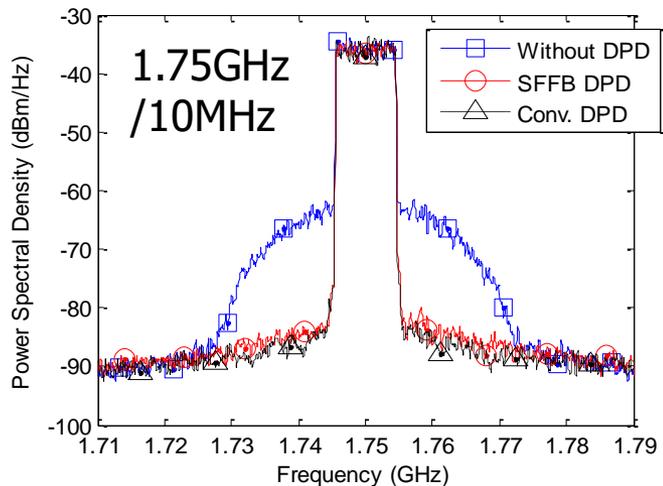
● 1.75GHzと2.75GHzで異なる帯域幅のLTE信号を同時に劣化なく補償可能



2帯域でのAM-AM特性



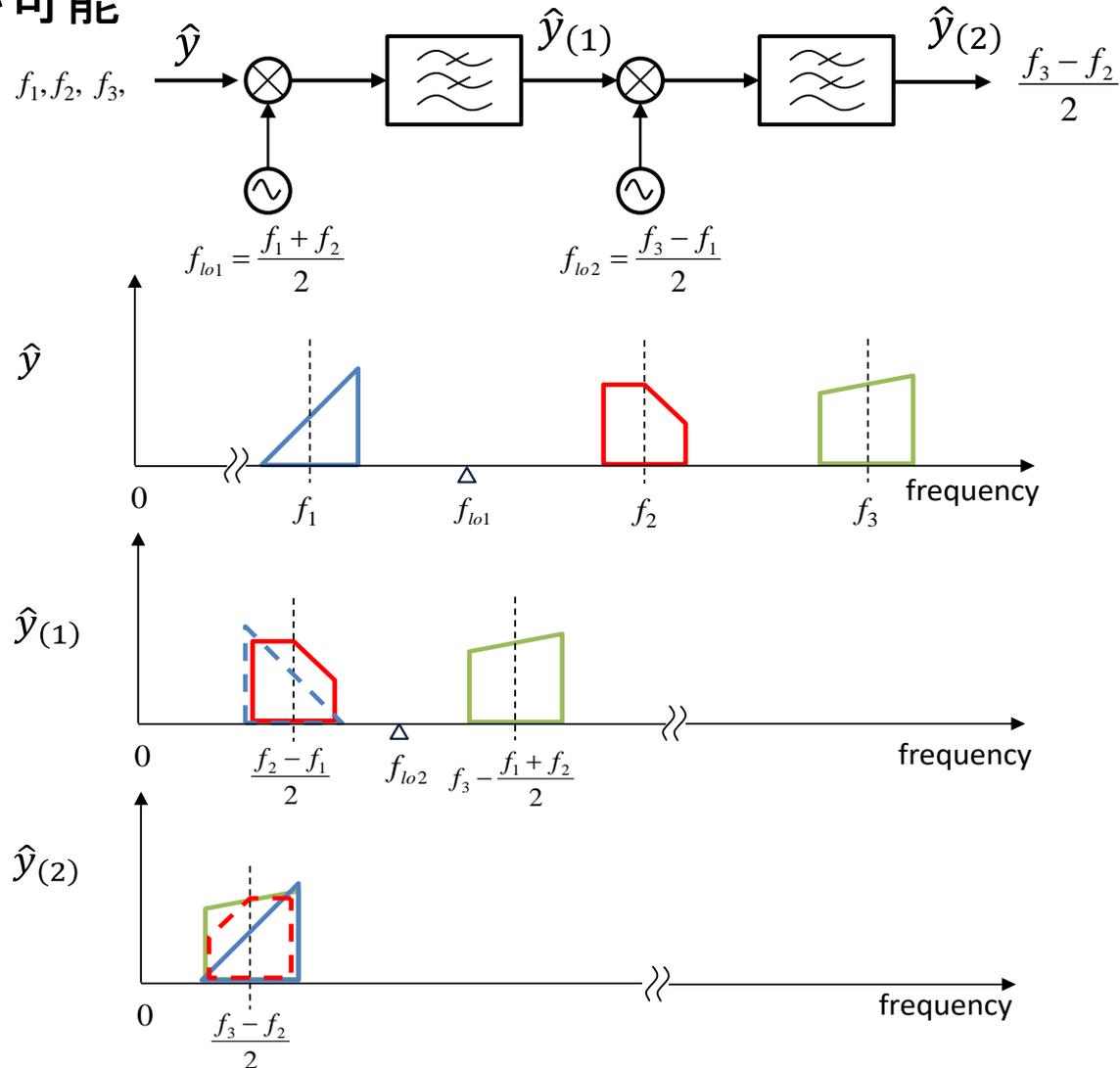
スペクトル折返しフィードバック信号

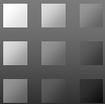


2帯域での送信スペクトル

多段スペクトル折返しダウンコンバータ

- スペクトル折返しダウンコンバータを多段化することで、ADCの数を減らすことが可能





5. 受信後非線形補償 [10]-[14]

- [10] Y. Ma, Y. Yamao, K. Ishibashi, and Y. Akaiwa, “Adaptive compensation of inter-band modulation distortion for tunable concurrent dual-band receivers,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 12, pp. 4209–4219, 2013.
- [11] K. Kimura and Y. Yamao, “Bandwidth-Efficient Blind Nonlinear Compensation of RF Receiver Employing Folded-Spectrum Sub-Nyquist Sampling Technique,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E102–B, no.3 pp. 632-660, March 2019.
- [12] T. Abe and Y. Yamao, “Blind Post-Compensation of Tandem Nonlinearly Caused by Transmitter and Receiver,” in *Proc. IEEE RWS2020*, pp.12-15, San Antonio, USA, Jan. 2020.
- [13] H. Ito, T. Fujii, Y. Yamao, “Post-Reception Compensation Performance of Blind Nonlinear Compensator with Equalizer against Memory Nonlinear Distortion,” in *Proc IEEE VTC2020-Fall*, Nov. 2020.
- [14] J. Nagai, T. Abe, Y. Yamao, “Improvement of EVM for Downlink NOMA with Blind Nonlinear Compensation Scheme,” in *Proc. IEEE VTC2020-spring*, 1N-1, May, 2020.

これからの非線形補償の目的

- 今後のワイヤレス通信で利用が進むミリ波以上の高周波数帯では、隣接チャネル漏洩電力 (ACLR) の規格が大幅に緩和される。

例; 28GHz帯/5Gでは-27.2dBcまたは-13dBm/MHz

- 一方、変調精度 (EVM) の要求値は、周波数帯にかかわらず 3.5% (S/D=-29dB) 以下 (256QAM, BS/UE) と高い。

特に、マルチユーザ多重システム (MU-MIMO, NOMAなど) で高いスループットを確保するには、さらに高いEVMを目指す必要有り。

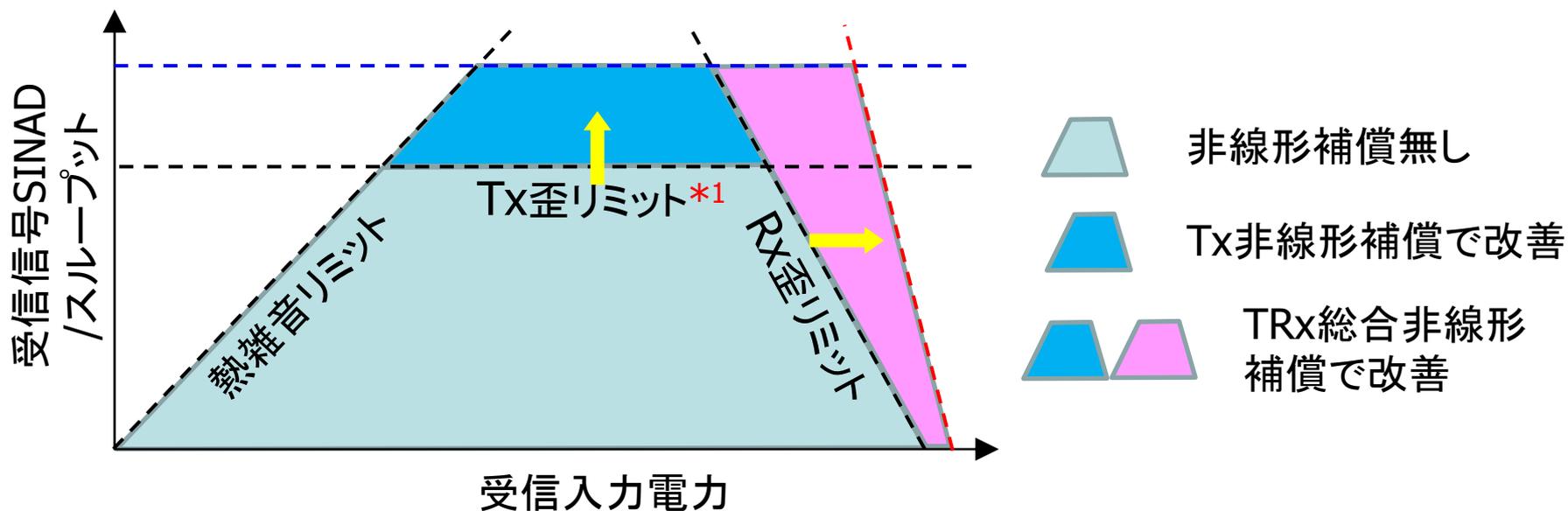
例) 振幅重み $C=0.35$ の電力領域NOMAの所要EVM = 1.0%!

したがって

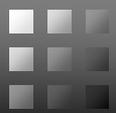
非線形補償の目的は、ACLRからEVMの改善へ

送受信総合非線形補償

- 周波数利用効率の向上には**信号の高精度な伝送**が必要
このためには、**送信機のみに対する非線形補償**ではなく、**送受信機を総合した非線形補償**が有効



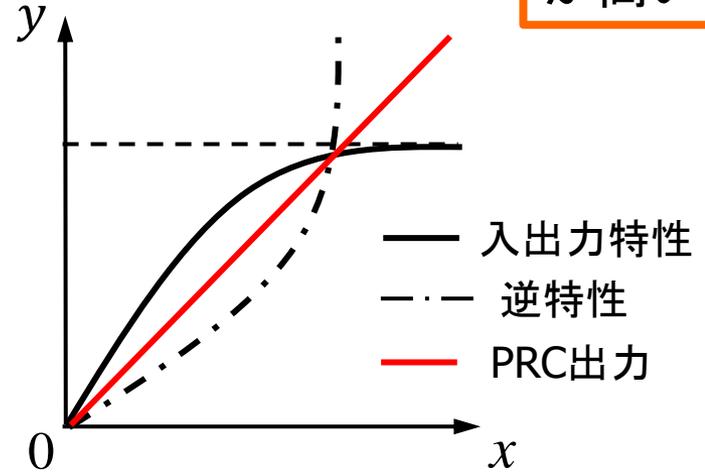
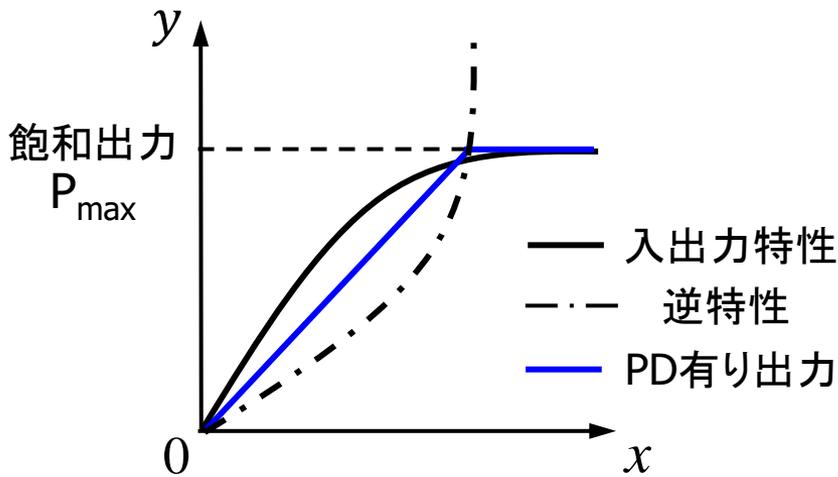
送受信総合の非線形補償は受信後一括して行うのが良い(後述)



送信非線形補償 vs. 受信後非線形補償

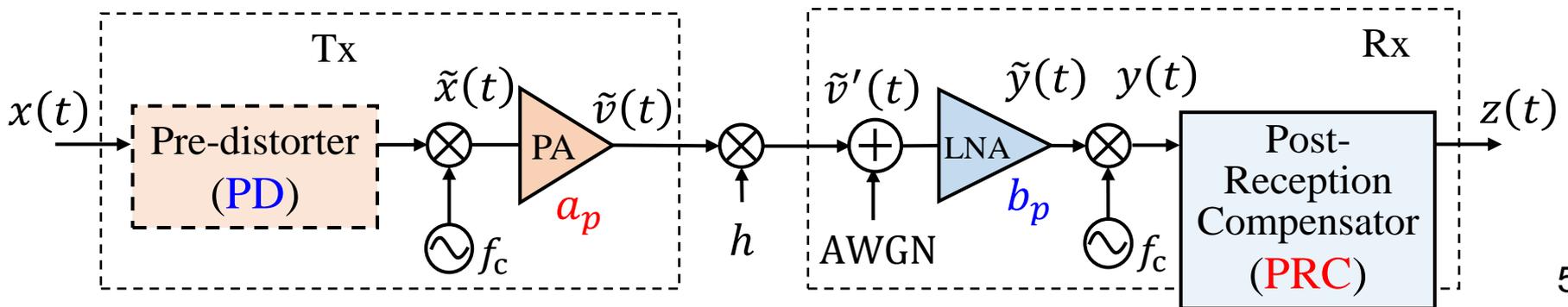
● PDでは飽和領域の歪補償はできないが、
受信後非線形補償(PRC)では一定の条件下で可能

補償境界
が高い

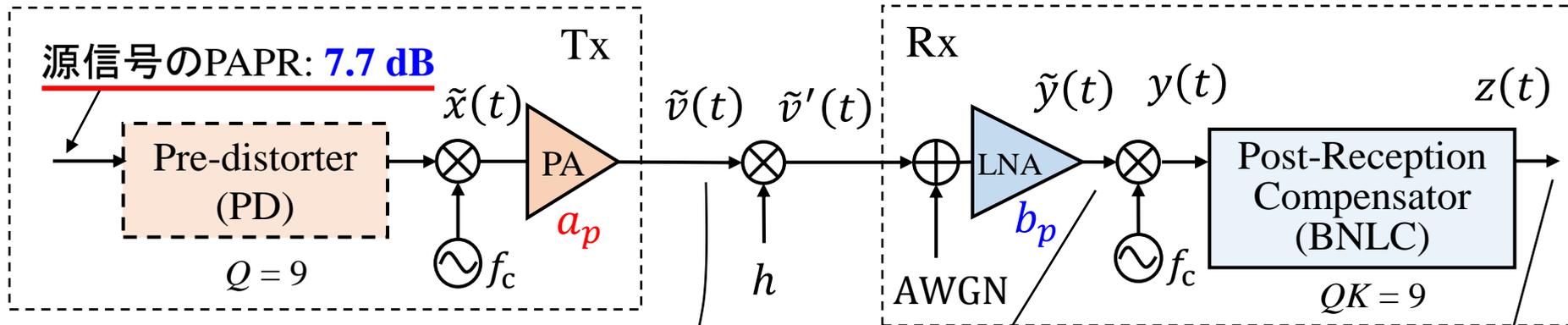


PDの場合
PAの逆特性は飽和出力以下のみ存在

PRCの場合
PAの逆特性は飽和出力後も可能



オーバードライブ時の非線形補償特性比較^[12]



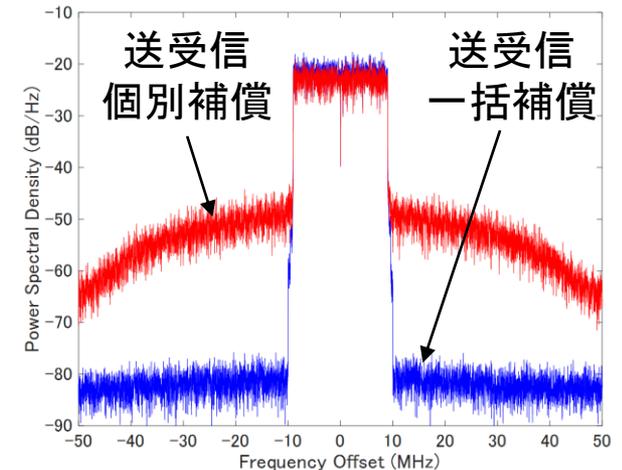
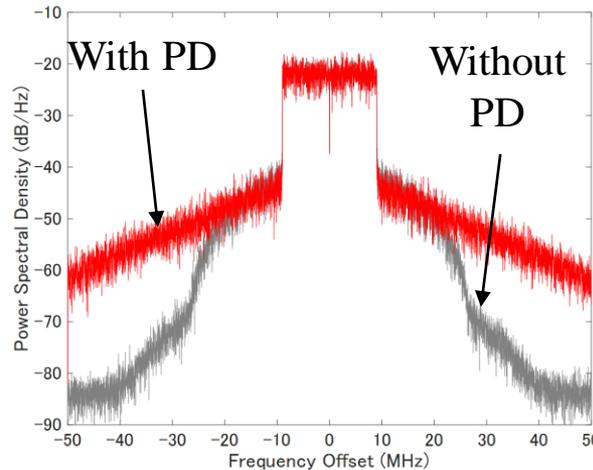
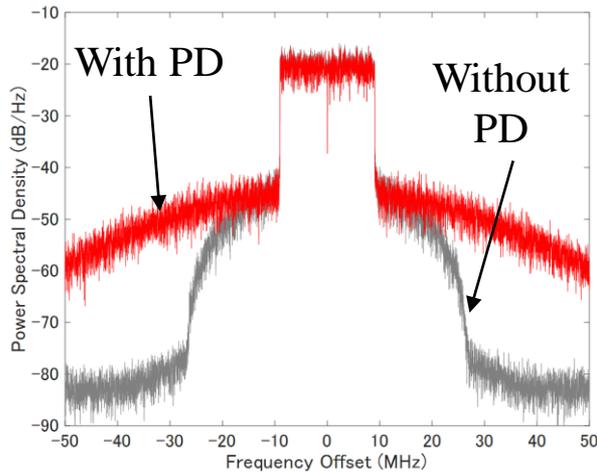
**送信機バックオフ 6 dB; 約2dB
のオーバードライブ**

受信機バックオフ 8 dB

送信スペクトル

受信スペクトル

受信非線形補償後



受信後非線形補償はより高い送信電力効率を達成可能

受信後一括非線形補償が可能な条件

- 非線形の入出力特性 (AM-AM) が単調増加 (の範囲) であること
(逆特性が特定できる条件)
- 送信スペクトルが電波法の規則を満足すること
(5G/28GHz帯で-27.2dBc)
- 送信信号の変調情報が未知であっても補償可能であること
(ブラインド非線形補償)
- 送受信間の電波伝搬路の伝達関数が得られ、その等化ができること
(送信機の非線形補償に必要)

上記条件下で可能な受信後一括非線形補償器とは？

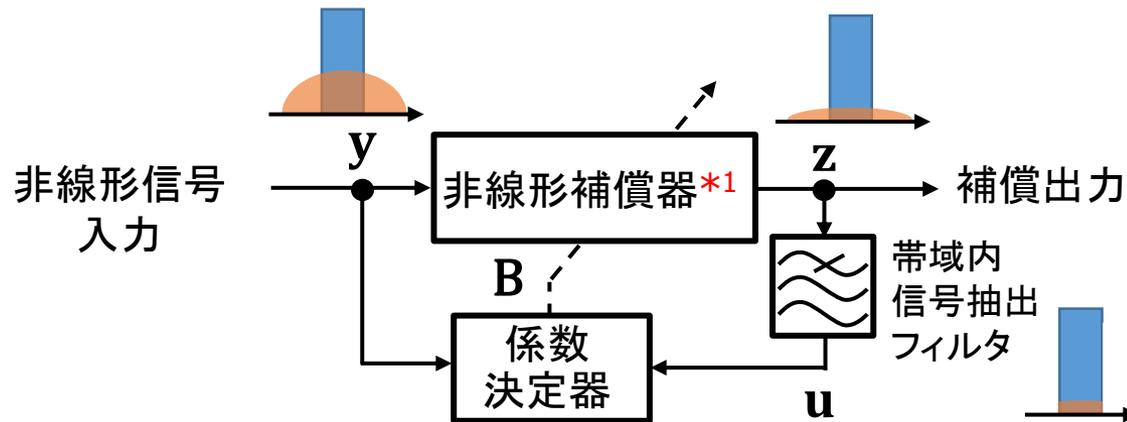


5.1 ブラインド非線形補償 (BLNC)^[10]

- [10] Y. Ma, Y. Yamao, K. Ishibashi, and Y. Akaiwa, “Adaptive compensation of inter-band modulation distortion for tunable concurrent dual-band receivers,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 12, pp. 4209–4219, 2013.

Blind Nonlinear Compensator(BNLC)^[10]

- 送信信号の変調情報がなくとも、中心周波数と帯域幅さえ既知であれば、受信後に非線形補償が可能



*1補償器にはメモリレスまたはメモリ非線形多項式, タンデム複合非線形補償多項式を使用

補償後の帯域外電力が最小となるよう、最小二乗法を用いて補償器係数Bを決定（歪電力の帯域内と帯域外の相関が強いことを利用）

$$\mathbf{B} = \left(\mathbf{K}_Q^H(\mathbf{y}) \mathbf{K}_Q(\mathbf{y}) \right)^{-1} \mathbf{K}_Q^H(\mathbf{y}) \mathbf{u} \quad \mathbf{K}_Q; \text{非線形補償カーネル}$$

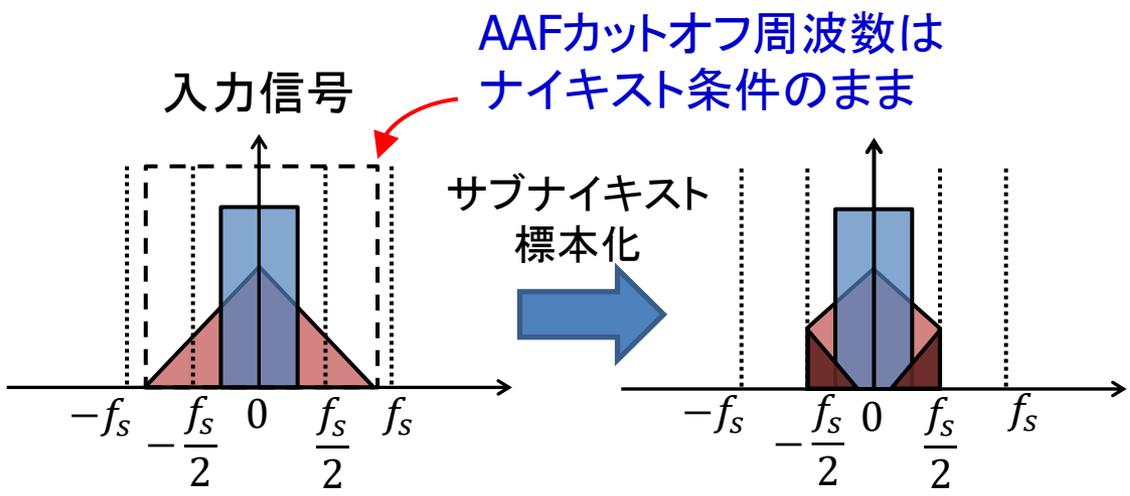
[10] Y. Ma, Y. Yamao, K. Ishibashi, and Y. Akaiwa, "Adaptive compensation of inter-band modulation distortion for tunable concurrent dual-band receivers," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 61, no. 12, pp. 4209–4219, 2013.

サブナイキスト標本化BNLC^[11]

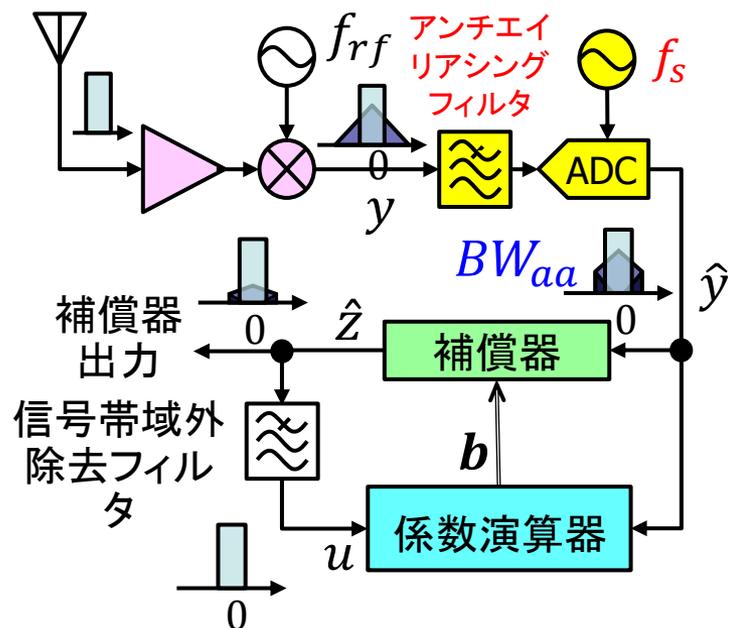
- BNLCは帯域外の歪電力を指標とし、これを最小化するように動作する。このため歪んだ信号の帯域幅を、ナイキスト条件を満たすようAD変換すると、標本化周波数が3倍高くなる。



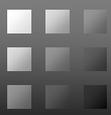
歪スペクトルが折返されても補償が十分可能なサブナイキスト標本化BNLCを提案



折返し歪を残したままサブナイキスト標本化



[11] K. Kimura and Y. Yamao, "Bandwidth-Efficient Blind Nonlinear Compensation of RF Receiver Employing Folded-Spectrum Sub-Nyquist Sampling Technique," IEICE Trans. Commun., vol. E102-B, no.3 pp. 632-660, March 2019.



5.2 メモリ非線形補償と伝送路特性の等化

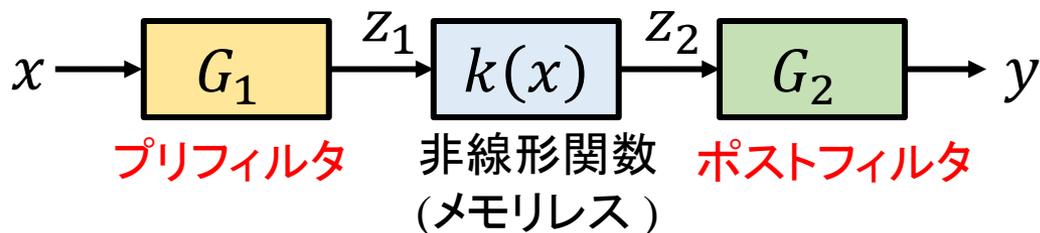
PRCのメモリ非線形への対応

- 従来の離散時間解析モデル（Volterra級数モデルとその簡略化モデル）は、モデル精度とモデルパラメータ量に絶えずトレードオフ関係があり、効率的ではなかった。
- 一方、メモリ効果を引き起こす回路の周波数選択性はFIRフィルタとして考慮でき、その周波数特性は短時間では不変である。
- また、PAPRが高いマルチキャリア信号の非線形歪の発生時間の比率は、実用的なバックオフ条件のもとでは小さいので、**殆どの時間は周波数選択性歪のみが支配的**となる。

そこで、メモリ非線形の周波数選択性歪の影響を**周波数領域等化器(FDE)**で取り除いてからメモリレスBNLCで非線形補償を行う分離処理方法を検討した。

FDEを併用したBNLC^[13]

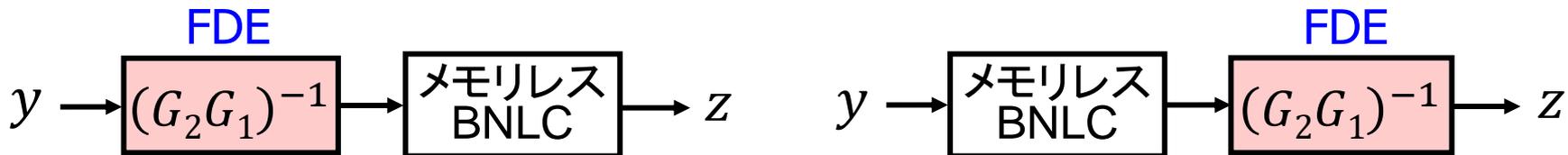
- Wiener-Hammerstein (W-H)モデルのメモリ非線形を仮定



- 3種類の(FDE+メモリレスBNLC)補償器構成を比較



(a) Tandem equalization before and after BNLC



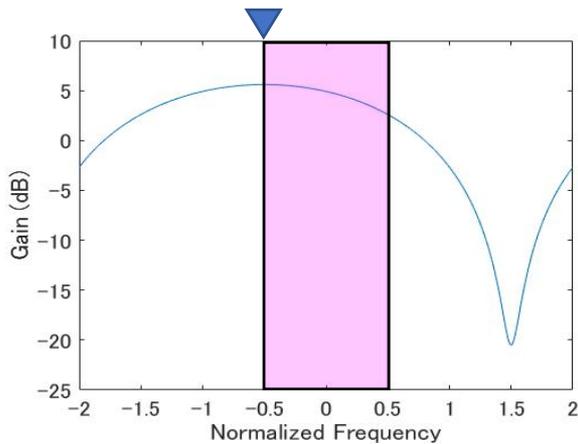
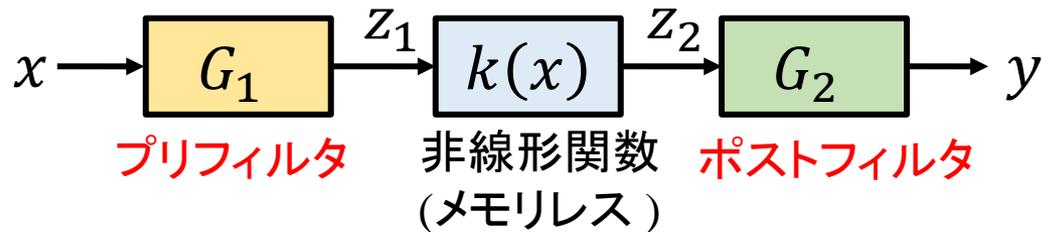
(b) Combined equalization before BNLC

(c) Combined equalization after BNLC

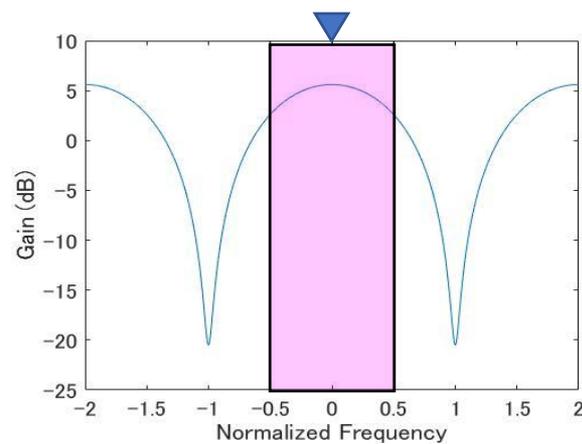
(a)はW-Hモデルの完全逆回路だが、受信側で G_1 と G_2 を分離することは困難。
(b),(c)が現実的な解, (a)は理想回路として参照

メモリ効果フィルタモデル

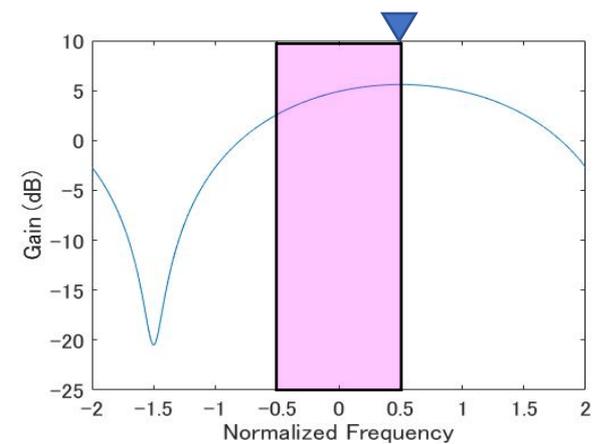
- Wiener-Hammerstein (W-H)モデルの G_1 , G_2 にそれぞれ3種類の特性を仮定(合計 $3 \times 3 = 9$ 通り)



(a) Filter-L (lower peak)



(b) Filter-C (center peak)

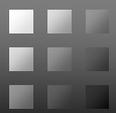


(c) Filter-U (upper peak)

Signal band

Maximum gain frequency

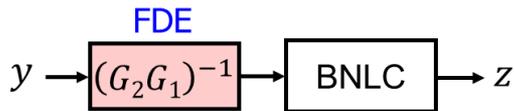
合計9通りのメモリ効果に対する提案法の性能をEVM値で評価



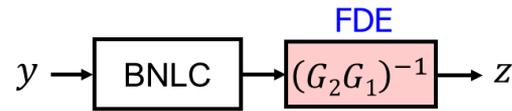
プリ／ポストフィルタの影響 (Salehモデル)



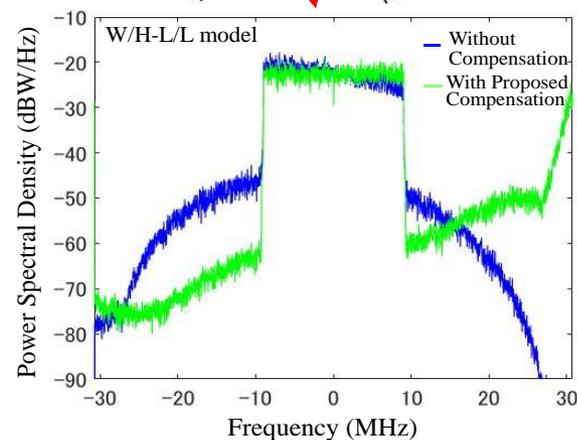
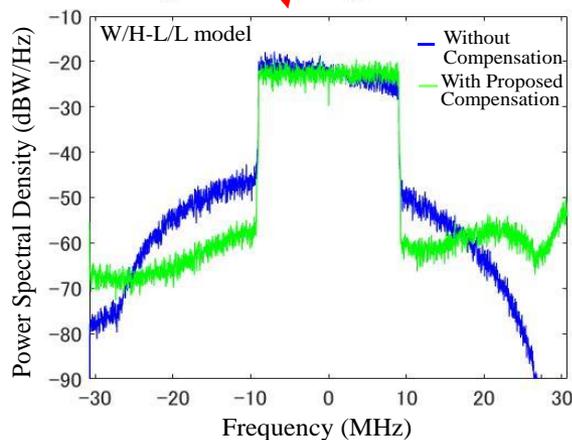
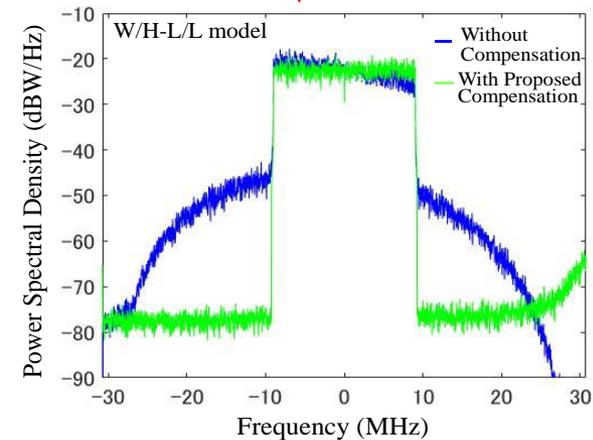
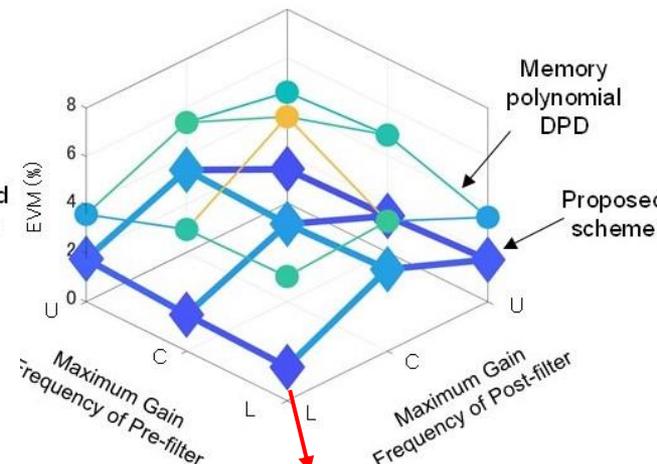
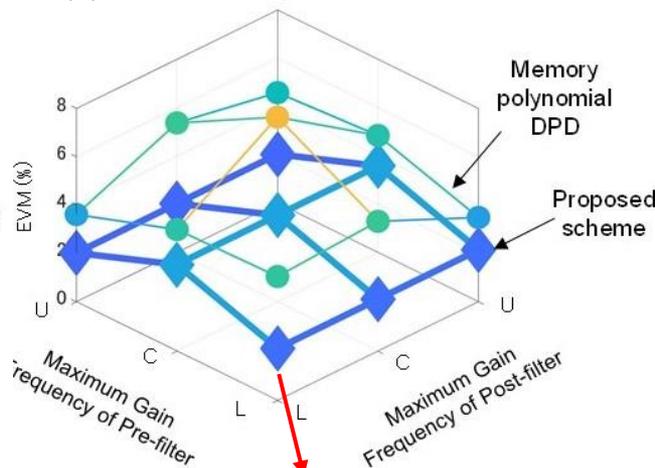
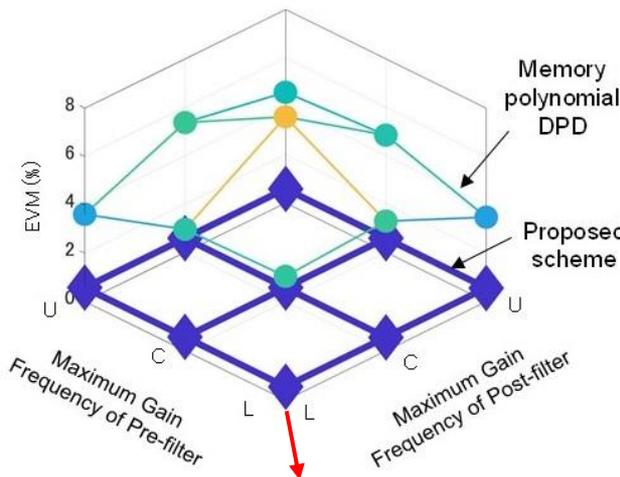
(a) Tandem equalization before and after BNLC



(b) Combined equalization before BNLC



(c) Combined equalization after BNLC



(b)(c)のプリ／ポストフィルタ括補償の効果は12~15 dB程度得られ、メモリ多項式を用いたBNLCより補償効果が高い (帯域外の歪はフィルタで除去可能)

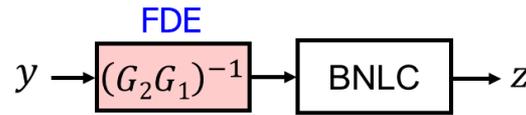
補償後のEVMとモデルパラメータ数の比較



(a) Tandem equalization before and after BNLC

EVM (%)				
Max. gain frequency		Post-filter		
		Lower	Center	Upper
Pre-filter	Lower	0.6	0.6	0.6
	Center	0.6	0.6	0.6
	Upper	0.6	0.6	0.6

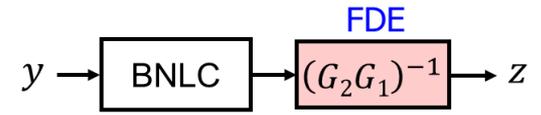
補償効果は理想的
(EVM ≤ 0.6%)



(b) Combined equalization before BNLC

EVM (%)				
Max. gain frequency		Post-filter		
		Lower	Center	Upper
Pre-filter	Lower	2.2	2.2	2.2
	Center	3.6	3.6	3.6
	Upper	2.0	2.0	2.0

プリフィルタに対する
補償が不完全



(c) Combined equalization after BNLC

EVM (%)				
Max. gain frequency		Post-filter		
		Lower	Center	Upper
Pre-filter	Lower	1.4	3.4	1.7
	Center	1.5	3.2	1.5
	Upper	1.8	3.4	1.4

ポストフィルタに対する
補償が不完全 (EVM ≤ 3.4%)

いずれも従来のメモリ多項式を使用したDPDの特性より良好なEVMを達成

◆ 決定すべき非線形モデルパラメータの数

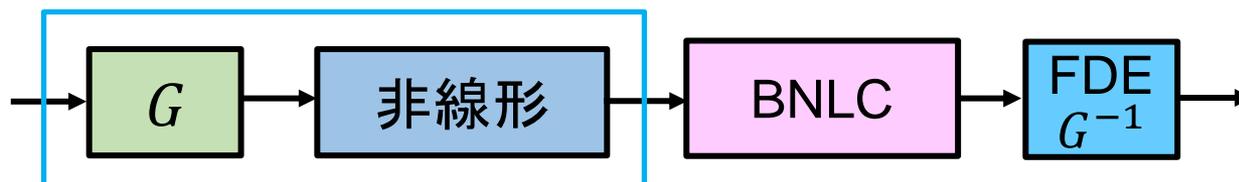
提案法 (b)(c): 非線形の最高次数 + FDEタップ数*2 例; 5 + 4 = 9

メモリ多項式DPD: 非線形の最高次数 × メモリ項タップ数 例; 5 × 4 = 20

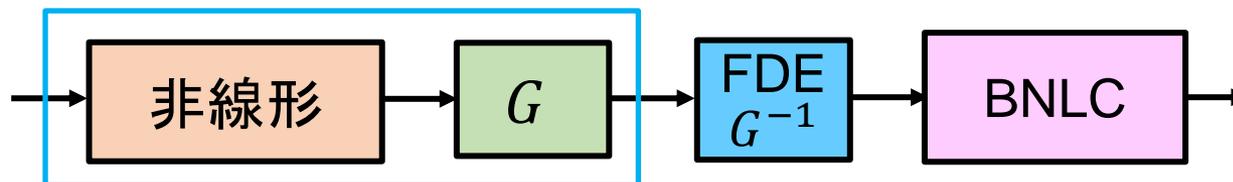
波形歪と非線形歪を分離処理する提案法は、決定すべきパラメータ数が大幅に少なく、かつ性能はメモリ多項式DPDを凌ぐ

FDEとBNLCの順序について^[14]

- BNLCとFDEを併用する場合、配置順序によって補償効果に差
- 非線形を有する増幅器の前後どちらに周波数選択性フィルタが接続されているかによって、BNLCとFDEの順序を決定する必要がある。



(a) Winner型非線形を補償する場合

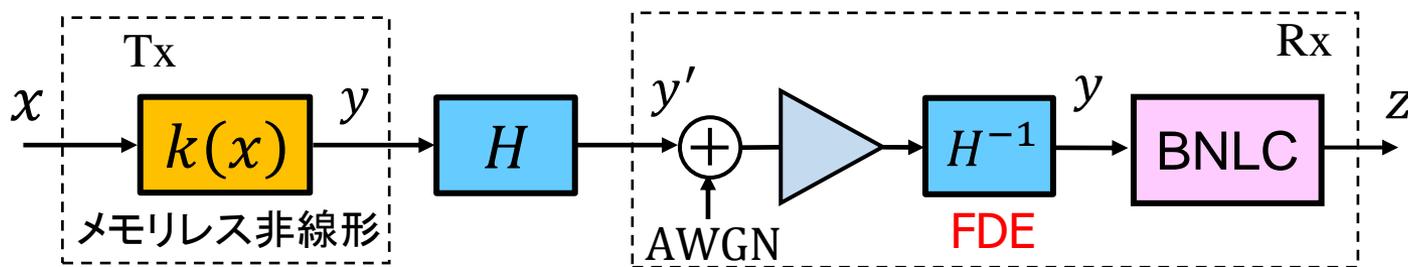


(b) Hammerstein型非線形を補償する場合

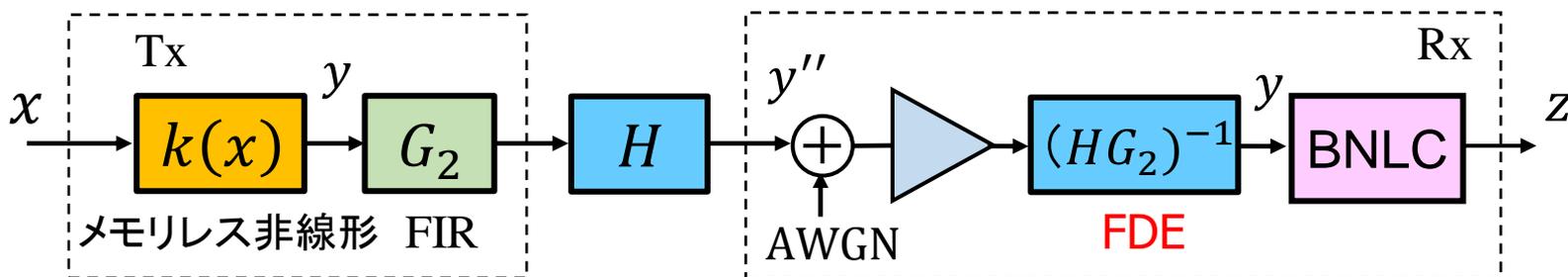
メモリ非線形に加えて送受信機間の通信路が周波数選択性の伝達関数 H を有する場合の影響？

送信機の非線形補償での通信路伝達関数の影響

- BNLCで送信機の非線形補償を行う場合、送受信機間の通信路利得の補償と周波数選択性の等化が必要
- OFDMなどマルチキャリア通信では、一定のサブキャリア間隔でパイロット信号を挿入して通信路利得の補償と等化が可能(FDE).



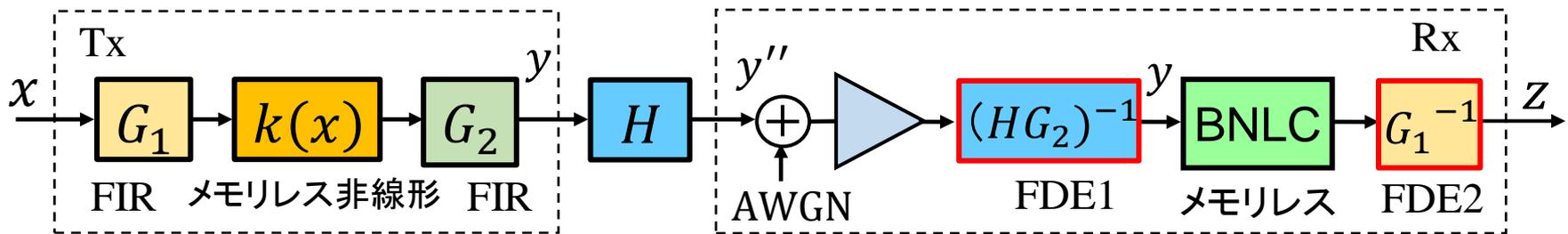
- Hammerstein型メモリ非線形補償の場合、FDEは G_2 を含めて等化



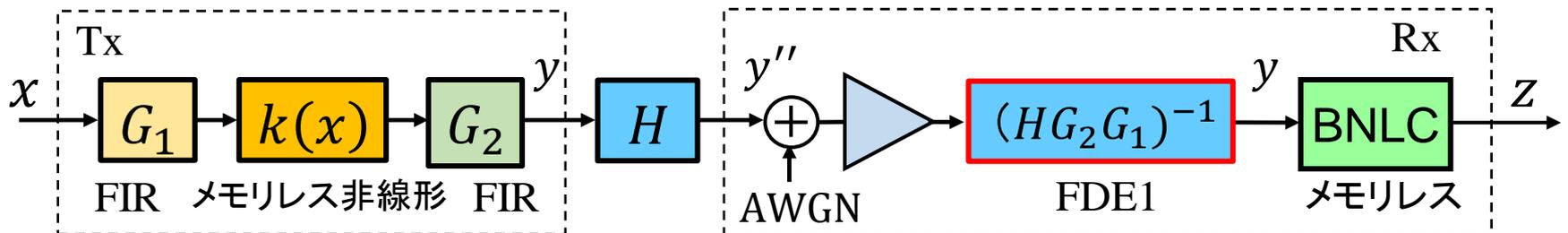
通信路の周波数選択性とメモリ非線形の補償

- Wiener-Hammerstein 型メモリ非線形の場合，どう処理するか？

完全な逆回路を実現するには， G_1 を分離して等化する必要があるが，受信側で G_1 と G_2 をブラインドで分離することは困難.



- PAPRが高いマルチキャリア信号の非線形歪の発生の時間比率は，実用的なバックオフ条件のもとでは小さいので，殆どの時間は周波数選択性歪のみの伝送特性となる. パイロット信号を基準とするFDE1の実際の動作は，統合された周波数特性の等化に近い動作となることが想定される.



受信非線形補償のまとめ

- 今後は信号の高精度な伝送が必要であり、送受信機を総合した補償効果の高い非線形補償法が必要
- 受信後一括非線形補償は、送受個別の非線形補償に比べて補償範囲がより広く、高い送信電力効率を達成可能
- 受信後一括非線形補償の課題は、メモリ非線形の効果的な補償と通信路伝達関数の等化である
- ブラインド非線形補償 (BNLC) と周波数領域等化器 (FDE) の組合せは、上記の課題に対する現実的な解を与える一つの手段と考えられる

むすびーワイヤレスの今後について

- 空間と時間を超越した情報通信が Wireless Tele-communication の目的であったが、あらゆる「モノ」「コト」を「移動」させるためには、まだまだその**能力の拡大**の余地がある。Gは続く。
- 一方、「無線」の応用は「通信」に留まらない。
無線によるセンシングは、その周波数範囲の広がり、社会の変化を考えると、その重要性と利用範囲はますます広がると考えられる。さらに**無電力無線／ワイヤレス電力伝送**は、「無線」が**社会に浸透**する上で、避けて通れないキーテクノロジーであろう。
- **今後のワイヤレス技術**の発展には、今ある研究や学問にとらわれずに、ゼロベースで発想して**新しい技術を創造**していく心が求められる（別に無線を使わなくとも、無線の考え方が役立てばよい）。
- 皆様の健闘に期待します。（お役に立てることがあればお手伝いします。）



謝辞

大学時代からデジタル回路に親しんでいたが、電電公社入社後、先進的な無線デジタル信号処理の研究に携われたのはとても幸運であった。特に指導者の鈴木博先生には理論を押さえる重要性を教えて頂いた。

大学に移ってからは、優秀な学生が次々と研究室を志望してくれ、大きな研究の進展を見た。特任教授として指導頂いた赤岩芳彦先生には、非線形補償の面白さを教えていただき、馬岳林博士は新しい非線形補償の分野を次々と切り拓いてくれた。非線形補償の研究の進展はこの2人無しには考えられない。

非線形問題は古くからある問題であるが、通信の性能を突き詰めてゆくとその影響がますます顕著となり、性能向上と消費電力低減を阻んでいる。今回の講演が少しでも皆様の研究開発の参考になれば、望外の喜びとするところである。

最後に振り返って、45年間無線通信の研究開発に従事できたことを幸福に思い、共に研究した方、お世話になった全ての方々に、深く感謝いたします。ありがとうございました。

ご静聴ありがとうございました

