

最小2乗法によるLINC用送信電力増幅器の 振幅・位相バランス調整法

東京工業大学

流田 理一郎, 府川 和彦, 鈴木 博

研究の背景

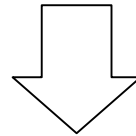
共通増幅方式: 多重化された変調波を
大電力線形増幅器で一括して増幅

- ・増幅器の高い線形特性が要求される
- ・増幅器の電力効率の改善が求められる

非線形増幅器 (e.g. 飽和アンプ)

- ・電力効率が高いが線形特性が悪い

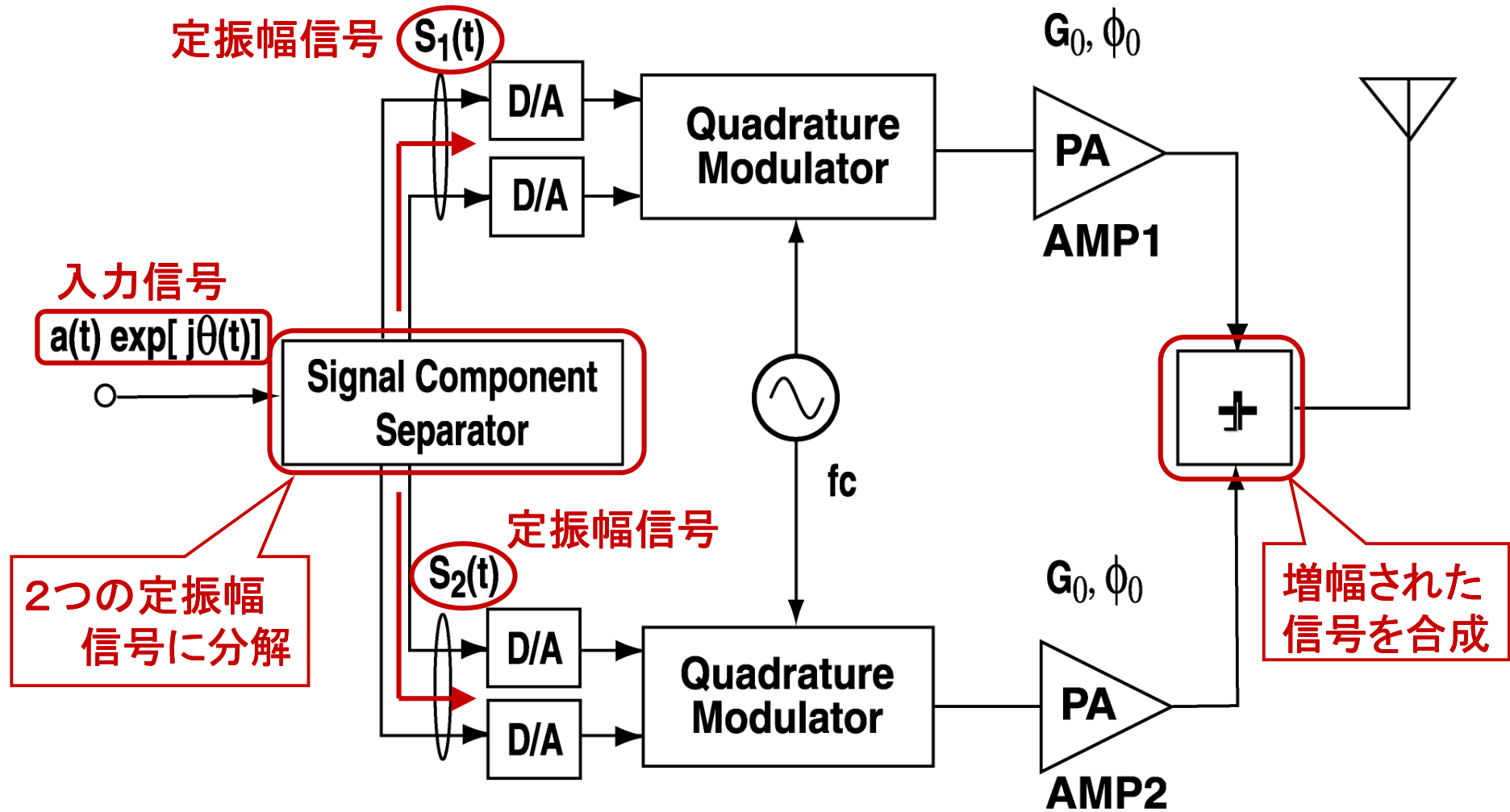
⇒ 共通増幅方式に用いにくい



LINC (Linear Amplification with Nonlinear Components)

⇒ 非線形増幅器を用いて、線形増幅を行う

LINCの原理



このようにして増幅された信号は入力信号の線形増幅と等価

$S_1(t), S_2(t)$ は次のように表される

$$\begin{aligned} a(t) \exp[j\theta(t)] &= S_1(t) + S_2(t) \\ S_1(t) &= V_m \exp[j\{\theta(t) + \Psi(t)\}] \\ S_2(t) &= V_m \exp[j\{\theta(t) - \Psi(t)\}] \end{aligned}$$

また, $\Psi(t)$ は次のように求められる

$$\Psi(t) = \cos^{-1}[a(t)/(2V_m)]$$

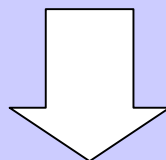
非線形増幅器の利得を G_0 , 位相を ϕ とすると

$$\begin{aligned} &G_0 V_m [\cos\{2\pi f_c t + \theta(t) + \phi + \Psi(t)\} \\ &\quad + \cos\{2\pi f_c t + \theta(t) + \phi - \Psi(t)\}] \\ &= 2G_0 V_m \cos[2\pi f_c t + \theta(t) + \phi] \cos[\Psi(t)] \\ &= \underline{G_0 a(t) \cos[2\pi f_c t + \theta(t) + \phi]} \end{aligned}$$

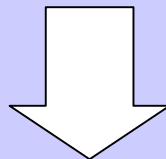
元の信号の線形増幅と等価な信号

LINCの問題点

2つの非線形増幅ブランチ間に
振幅利得差および位相差が存在する
と合成信号に波形歪が発生する



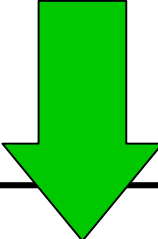
帯域外スペクトルが発生




帯域外スペクトルにより
隣接チャネル間干渉が起きる

従来の補償技術

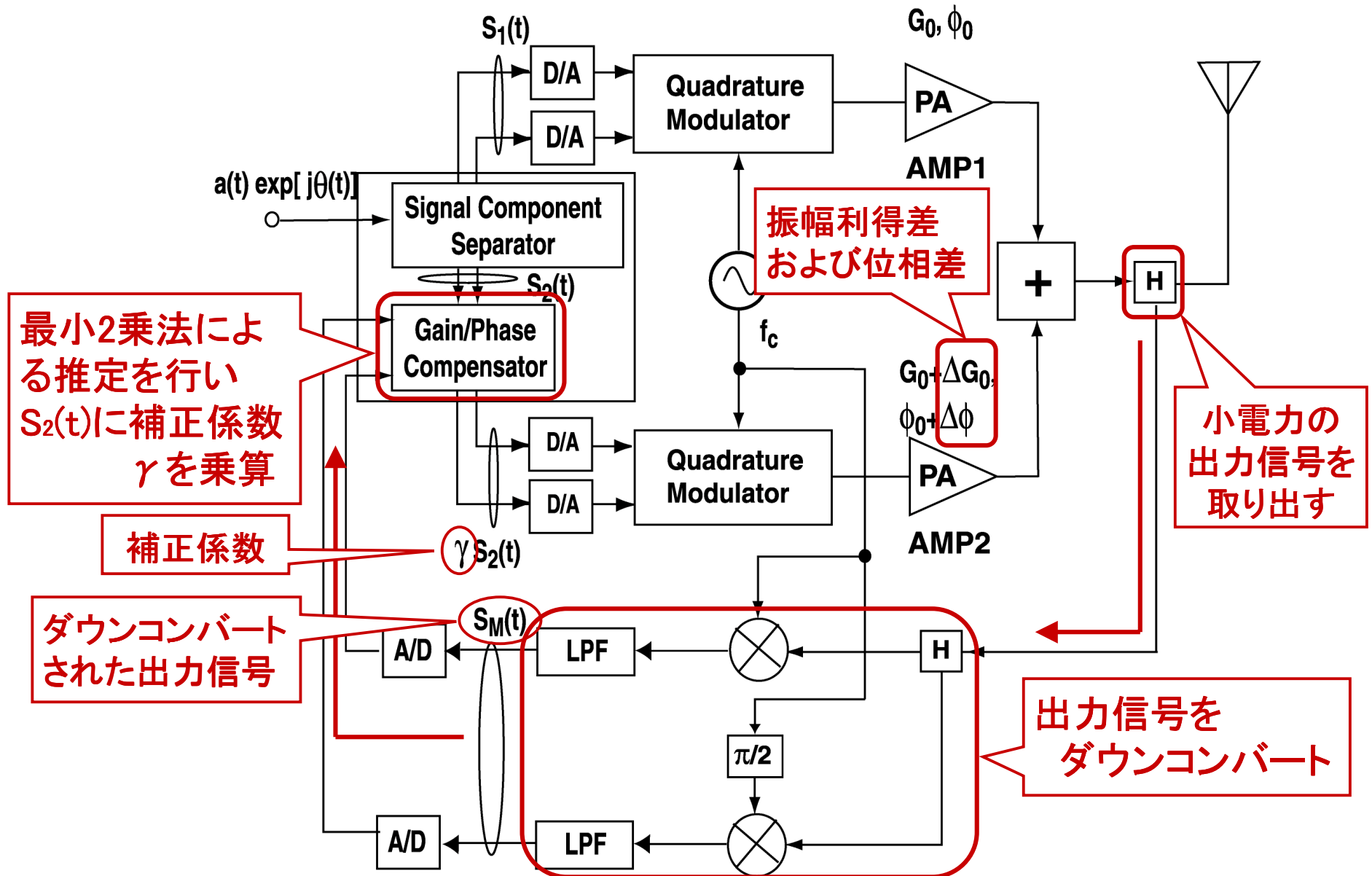
振幅利得差および位相差の補償

手法		問題点
2つの増幅器出力を乗算		振幅利得の補正が行えない
片方のブランチの 定振幅信号の 振幅と位相を制御 	合成された信号の帯域外信号成分を小さくするように制御	<u>帯域内信号の歪</u> が新たに発生する可能性がある
	合成された信号と変調信号との差分を求め、そこから振幅利得差を推定	差分を正確に検出するよう <u>回路の調整を正確に行う</u> 必要がある
	推定用に特定の変調信号を用いて推定	<u>特定の変調信号が必要</u>

- ・帯域内信号を使用
 - ・回路の正確な調節が不要
 - ・特定の変調信号が不要
- 

最小2乗法による
振幅利得差および位相差の推定

提案方式によるLINC構成図



振幅利得差および位相差の補償の原理

理想的な線形アンプを想定

増幅器1の振幅利得 G_0 , 位相 ϕ_0

増幅器2の振幅利得 $G_0 + \Delta G$, 位相 $\phi_0 + \Delta\phi$

$$\begin{aligned} S_M(t) &= G \exp(j\phi) [G_0 \exp(j\phi_0) S_1(t) \\ &\quad + (G_0 + \Delta G) \exp(j\phi_0 + j\Delta\phi) \gamma S_2(t)] \\ &= \alpha S_1(t) + \beta S_2(t) \end{aligned}$$

$$\alpha = G G_0 \exp[j(\phi + \phi_0)]$$

$$\beta = G (G_0 + \Delta G) \exp[j(\phi + \phi_0 + \Delta\phi)]$$

$$\frac{\alpha}{\beta} = \frac{G_0}{G_0 + \Delta G} \exp(-j\Delta\phi)$$

初期状態: $\gamma = 1$

$$S_M(t) = \alpha S_1(t) + \beta S_2(t)$$

$$S_2(t) + \frac{\alpha}{\beta} S_1(t) - \frac{1}{\beta} S_M(t) = 0$$

誤差信号 $e(i)$ を次のように定める

$$e(i) = S_2(iT_s) - w_1^* S_1(iT_s) - w_2^* S_M(iT_s)$$

$$\mathbf{w}_e^H(N) = [w_{1e}^*(N) \ w_{2e}^*(N)], \quad \mathbf{X}^T(i) = [S_1(iT_s) \ S_M(iT_s)]$$

$$e(i) = S_2(iT_s) - \mathbf{w}_e^H(N) \mathbf{X}(i)$$

推定には RLS を用いる

RLSアルゴリズム

$$\mathbf{K}(i) = \frac{\mathbf{P}(i-1)\mathbf{X}(i)}{1 + \mathbf{X}^H(i)\mathbf{P}(i-1)\mathbf{X}(i)}$$

$$e(i) = S_2(iT_s) - \mathbf{w}_e^H(i-1)\mathbf{X}(i)$$

$$\mathbf{w}_e(i) = \mathbf{w}_e(i-1) + \mathbf{K}(i)e^*(i)$$

$$\mathbf{P}(i) = \mathbf{P}(i-1) - \mathbf{K}(i)\mathbf{X}^H(i)\mathbf{P}(i-1)$$

$\mathbf{K}(i)$: カルマンゲインベクトル

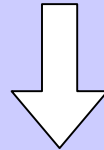
$\mathbf{P}(i)$: $\mathbf{X}(i)$ の相関行列の逆行列

更新式の $i = 0$ における初期値は $\mathbf{w}_e(0) = \mathbf{0}$, $\mathbf{P}(0) = \delta^{-1}\mathbf{I}$

更新式を最適な回数 N だけ繰り返した $\mathbf{w}_e(N)$ から
補正係数 $\gamma = -w_{1e}^*(N)$ が求められる

非線形増幅器へ適用する場合

非線形増幅器の利得と位相は
入力信号の振幅に依存する



最小2乗法による γ の推定を繰り返し行う必要がある

繰り返しの手法

下の更新式を実行

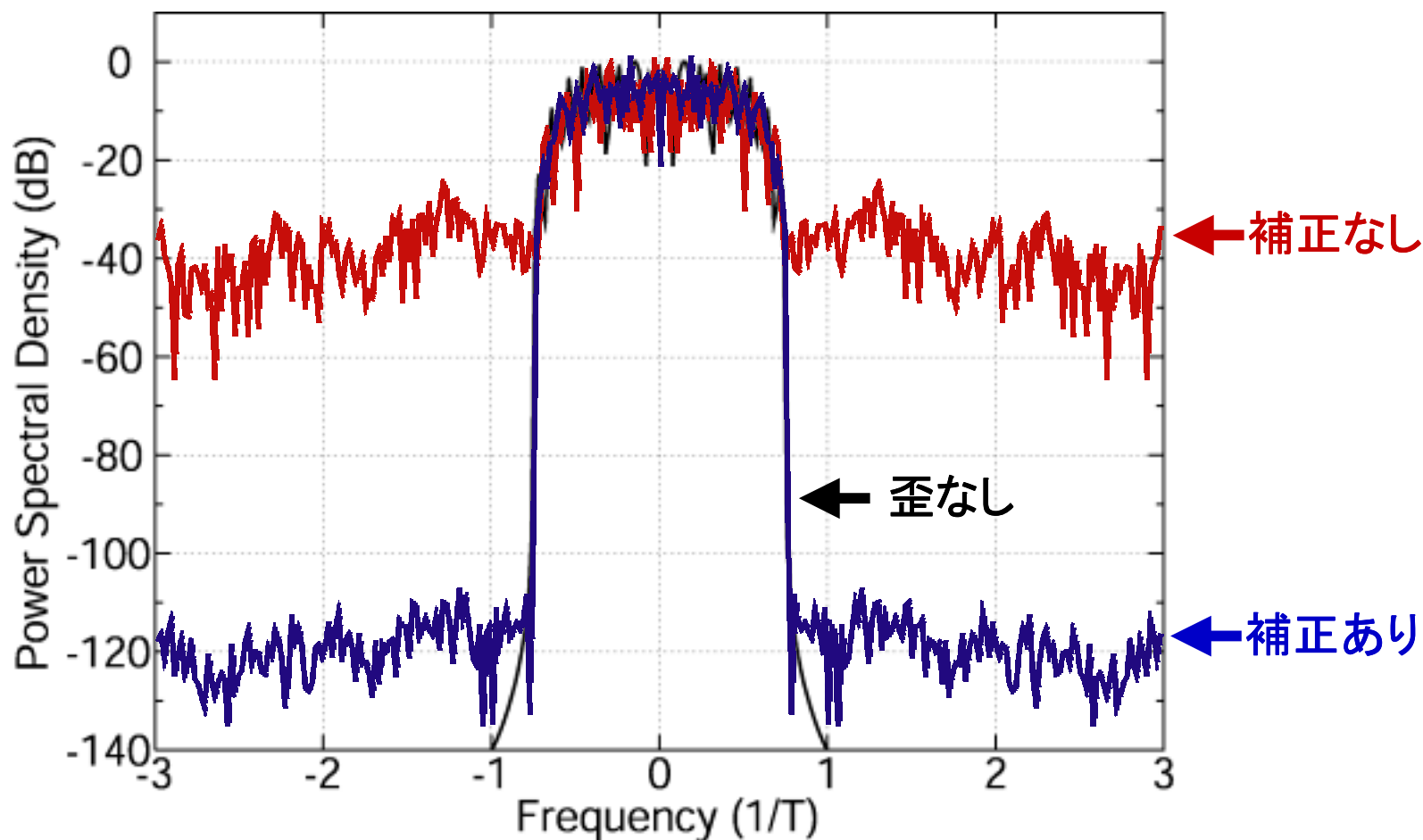
$$\gamma(m) = -w_{1e}^*(N)\gamma(m-1)$$

計算機シミュレーションの諸元

変調波	QPSK変調波1波
ルートロールオフ率	0.5
データ長	400シンボル
最小2乗法の更新間隔	T(シンボル周期)
線形増幅器 振幅利得差	25%
位相差	8.0°
非線形増幅器 振幅利得差	25%
位相差	8.0°
推定係数 γ の更新間隔	20T

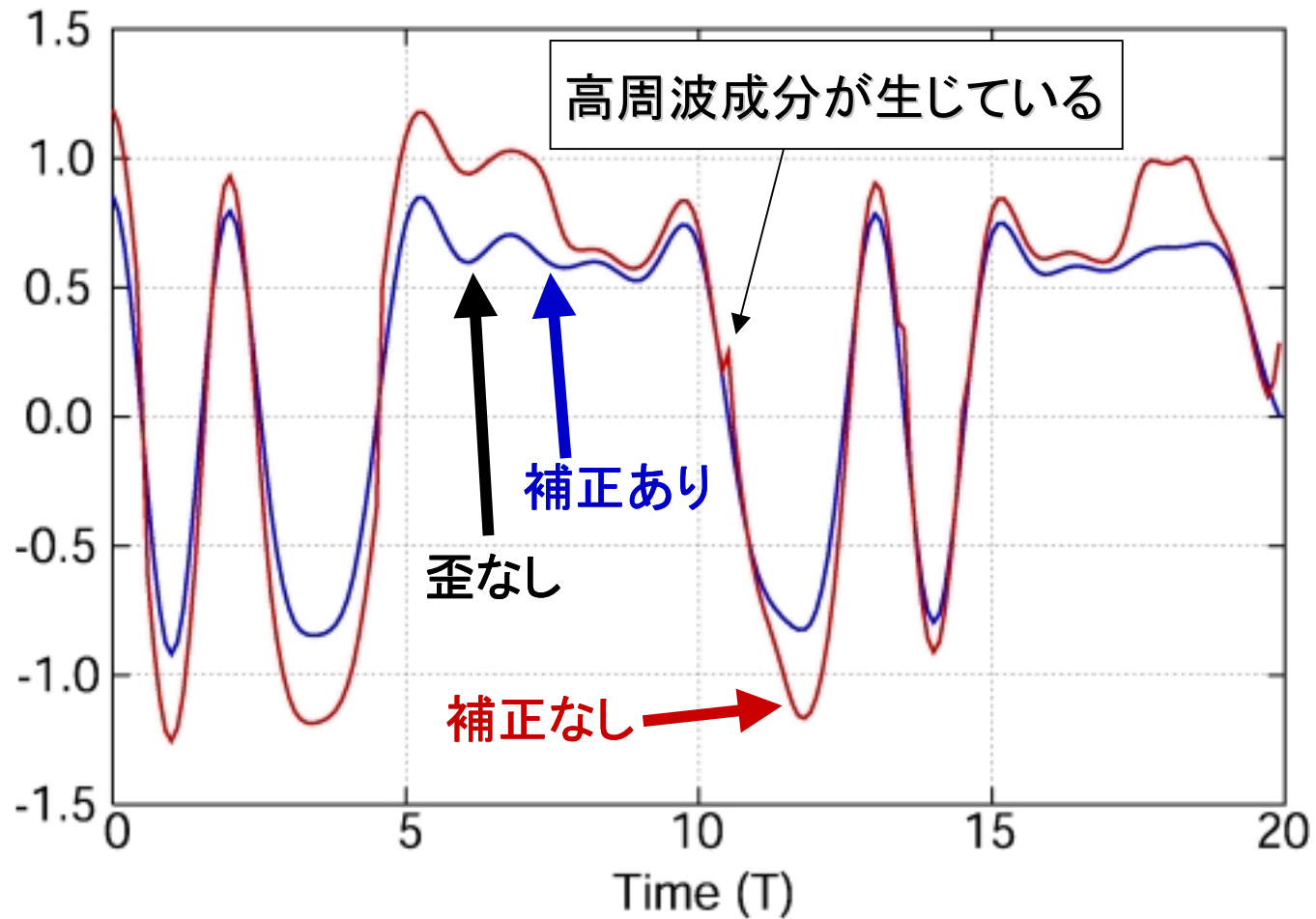
※DFTのサンプリング周波数はT/8, 窓関数としてハニング窓を使用

(1-1) 線形増幅器を用いた場合の電カスペクトル



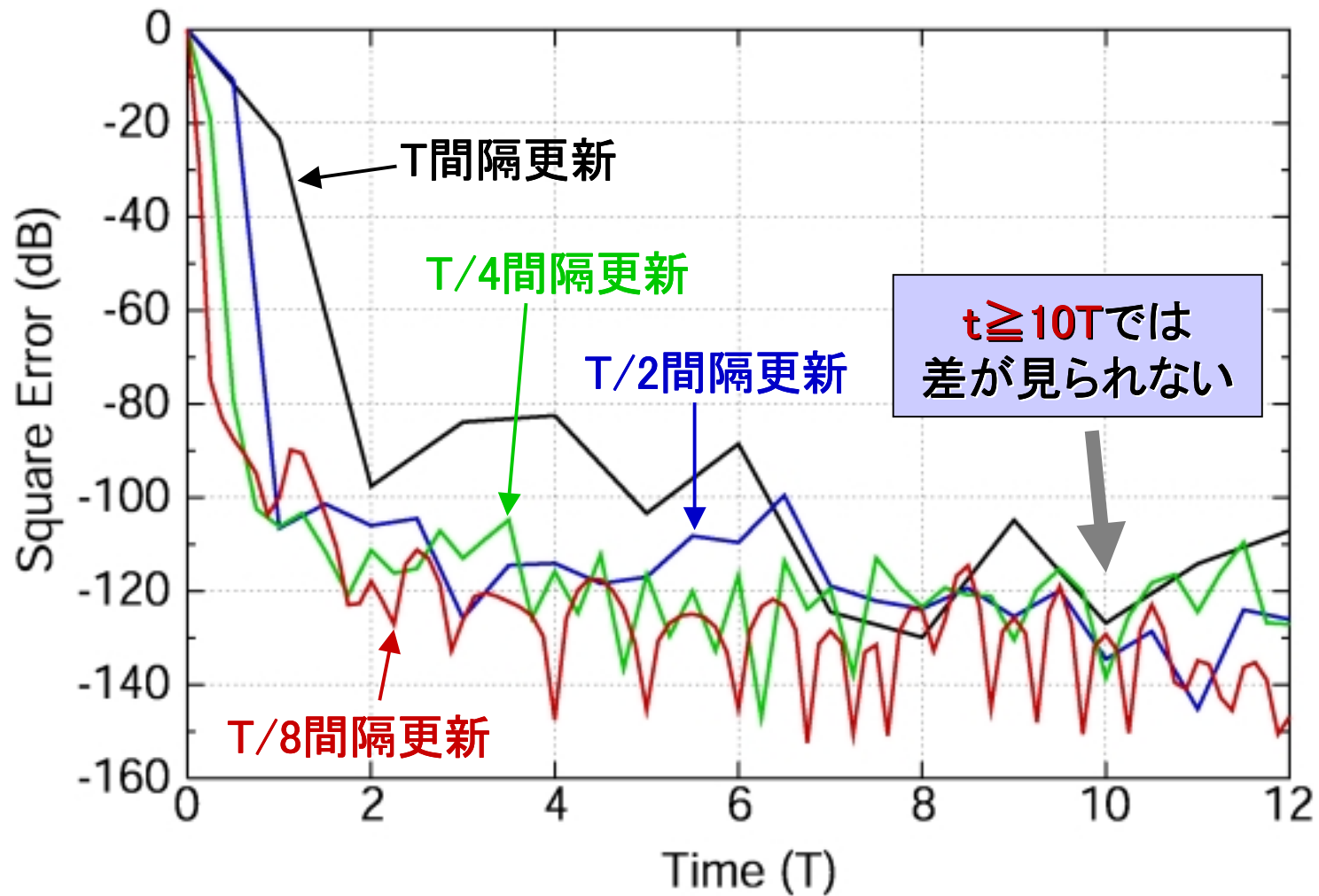
補正により, 帯域外スペクトルを-110dB以下に抑圧

(1-2) 送信信号の時間波形



補正を行うことにより、波形歪を完全に抑圧

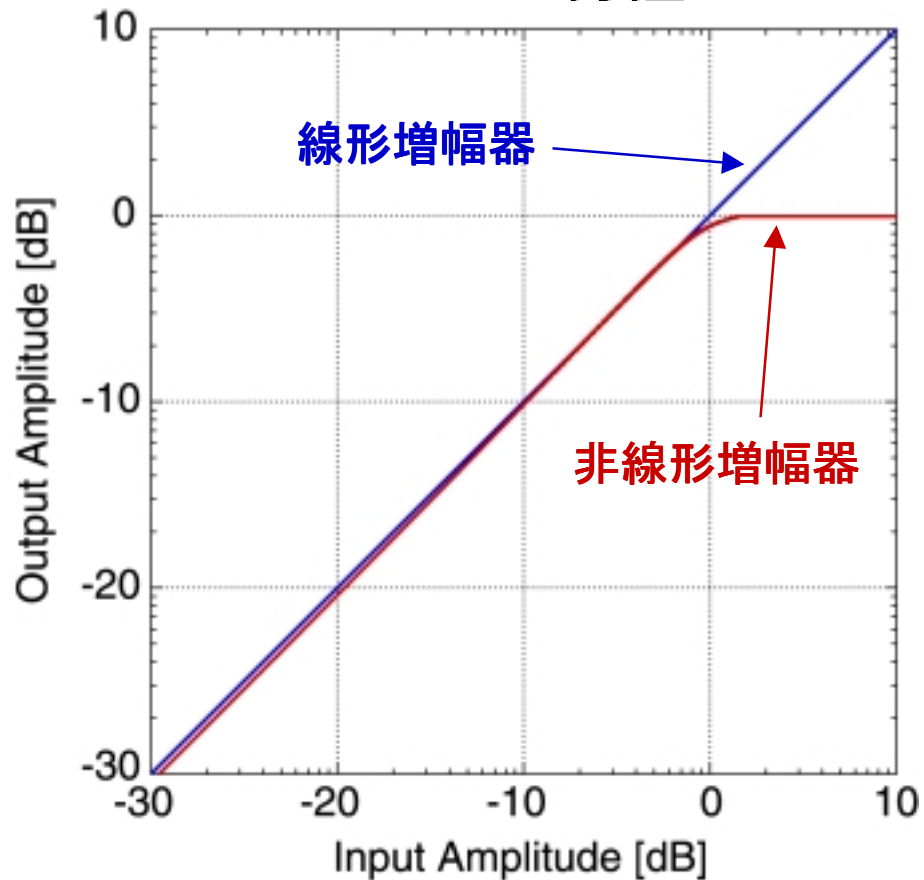
(1-3) 最小2乗法の収束特性



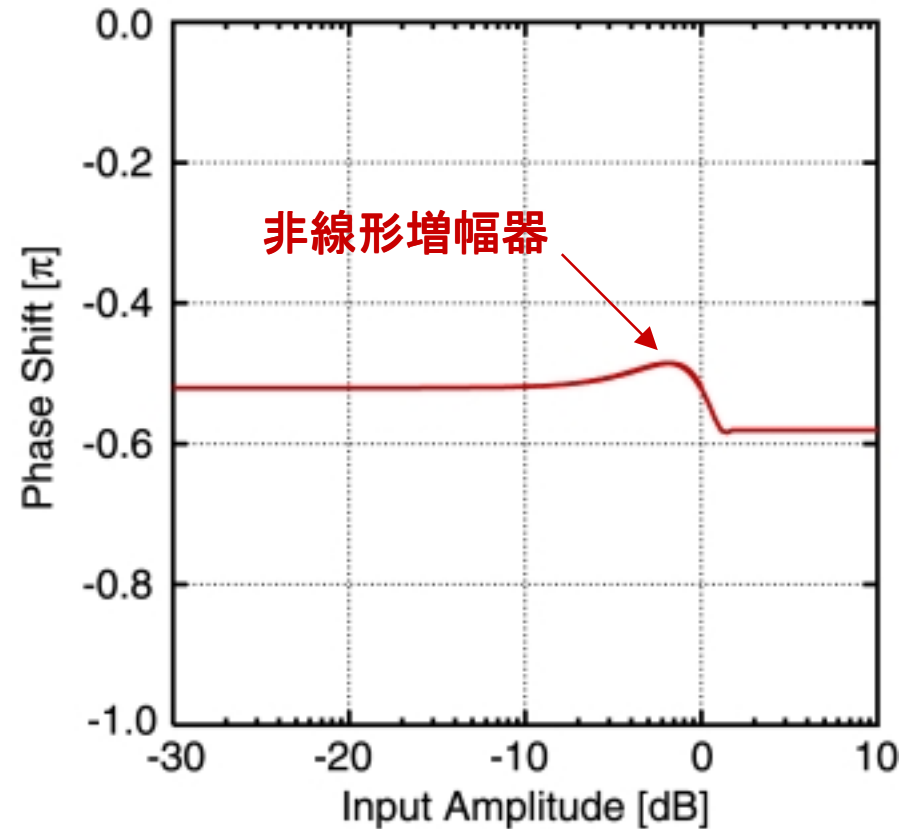
非線形増幅器の特性

AB級増幅器

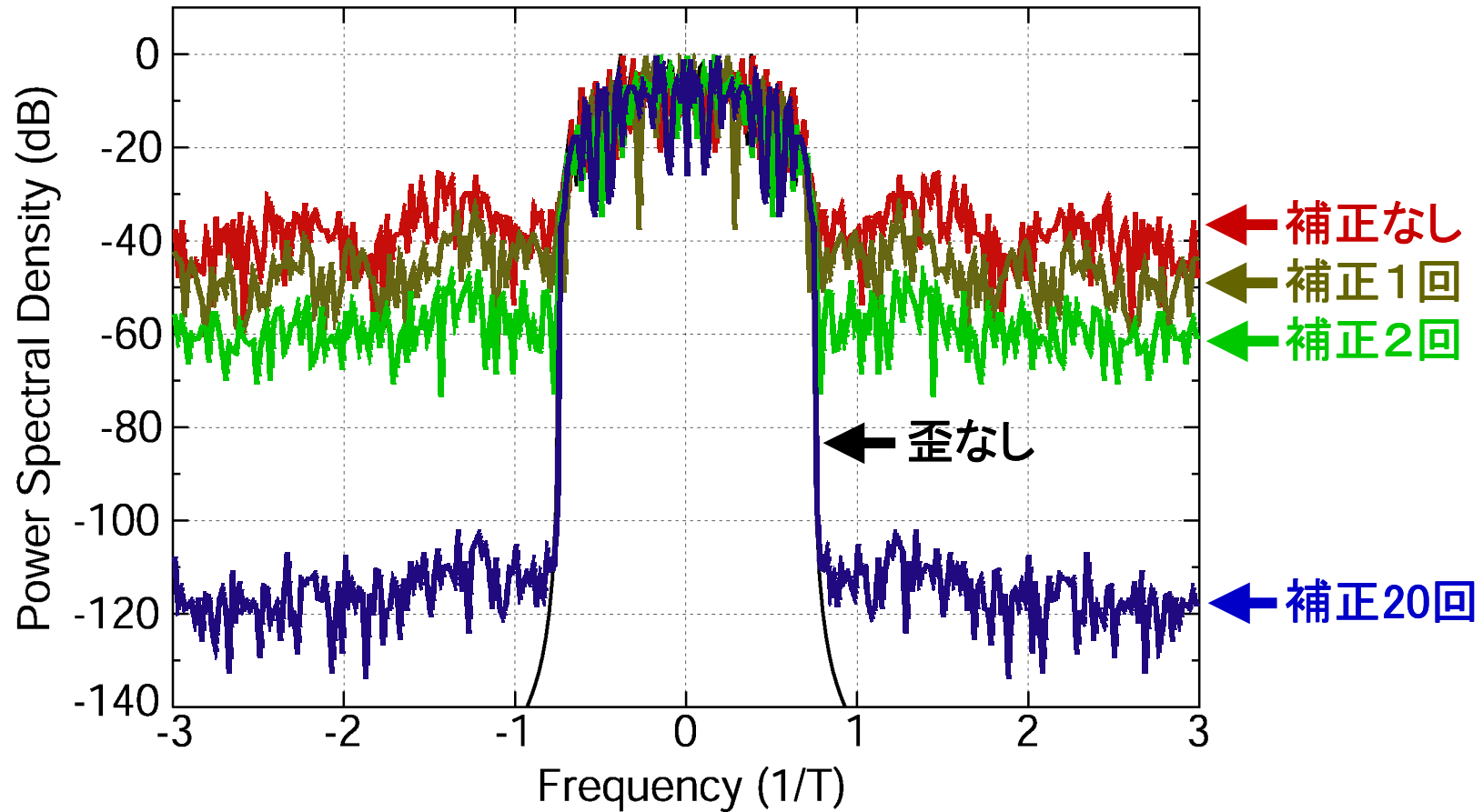
AM-AM特性



AM-PM特性



(2) 非線形増幅器を用いた場合の電カスペクトル



最小2乗法による補正を20回繰り返すことにより
帯域外スペクトルを-100dB以下に抑圧

まとめ

LINCにおける新しい歪補正の方法を提案

- ・最小2乗法を用いて、振幅利得差・位相差を推定
- ・増幅器の非線形特性に対処し、最小2乗法による
制御を繰り返し行うことを提案

QPSK信号を用いた計算機シミュレーション

- ・理想的な線形増幅器および非線形増幅器の場合を
シミュレーション
- ・非線形増幅器の場合、繰り返し制御を行うことにより
帯域外スペクトルを-100dB以下に抑圧