

## 2 値直交変調型 EPWM 送信機における D 級電力増幅器歪の

### プリディストーションを用いた歪補償の検討

7313117 姫宮 一輝

#### 1. はじめに

移動体通信システムにおいて、電力増幅器(PA)における電力消費が半分以上と大きいため、高効率な電力増幅器が求められている。増幅器の高効率化が期待されている変調方式として、包絡線パルス幅変調(EPWM: Envelope Pulse Width Modulation) [1]を用いた送信機が提案されている。しかし問題点として電力増幅器で発生する PA 歪[2]により、所望の信号帯域を劣化させてしまう問題がある。この解決策としてベースバンド信号に PA 歪を打ち消すような歪を加えて劣化を改善する歪補償(プリディストーション)が提案されている。

本研究では 2 値直交型 EPWM 送信機に提案されるプリディストーションのモデル[3]を計算し、そのモデルをシミュレーションで評価してプリディストーションの有効性を確認する。

#### 2. 送信機変調部構成

本研究で用いる 2 値直交変調型 EPWM 送信機の構成を図 1 に示す。ベースバンド信号の I-ch, Q-ch は別々に 3 値  $\Delta\Sigma$  変調器によりパルス幅変調され、その後 I-ch, Q-ch の信号は搬送周波数  $f_c$  にアップコンバージョンされる。2 値型の場合は負極性の部分を取り除いて交互出力されるので、1 つの PA で簡略に構成することができる。

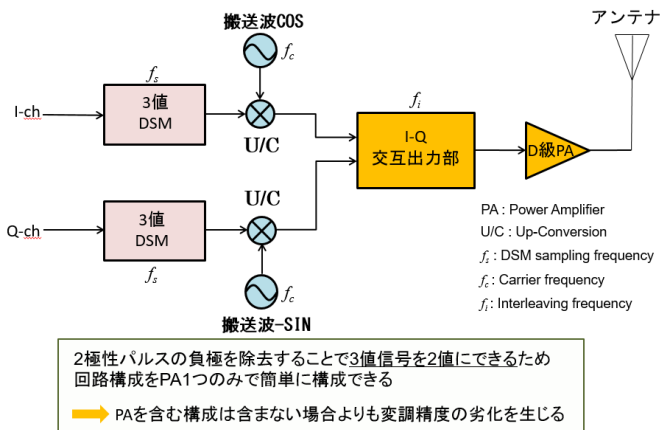


図 1. 2 値直交変調型 EPWM 送信機の構成図

#### 3. プリディストータ(PD)のモデル化

2 値直交変調型 EPWM 送信機において PA を含む回路構成だと EVM が劣化しており、未だ詳しい原因は究明されていない。そのため、本研究では PA によって歪んでしまう信号を改善する PD モデルを求めていく。

PD のモデルとして K 次メモリレス多項式モデル [3]を参考にする。

$$z(n) = \sum_{k=1}^K a_k x(n) |x(n)|^{k-1} \quad (1)$$

$$x(n) = \frac{y(n)}{G} \quad (2)$$

理想的には全体の電圧利得は変化しないので  $G=1$  として考える。

#### 4. シミュレーション評価

2 値直交変調型 EPWM 送信機でプリディストータを加えた場合と加えない場合の EVM 及びコンスタレーションの比較を行う。シミュレーション評価系の構成を図 2 で示す。信号生成部、EPWM 変調部および復調部のシミュレーションは MathWorks 社の MATLAB/Simulink を使用、また PA 部分のシミュレーションは Keysight 社の ADS(Agilent Design System) を使用してシミュレーションを行った。MATLAB/Simulink のシミュレーション諸元は表 1 に、ADS のシミュレーション諸元は表 2 に示す。評価指標は(3)式の EVM で行う。

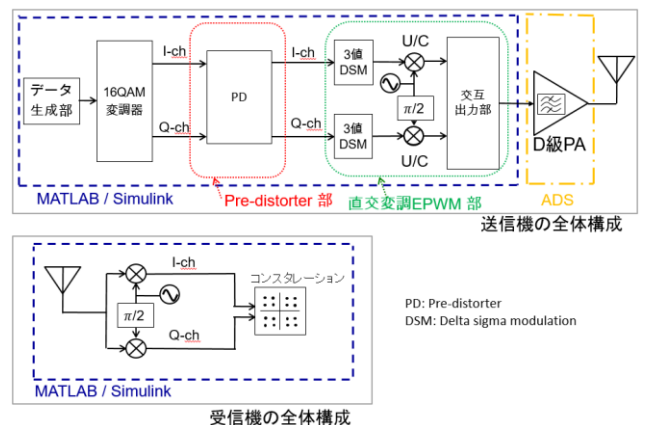


図 2. シミュレーション評価系

性能評価として EVM(Error Vector Magnitude) という指標を用いる.

$$EVM = \frac{\text{誤差ベクトルの実効値}}{\text{真値ベクトルの実効値}} \quad (3)$$

表 1. MATLAB/Simulink シミュレーション諸元

変調方式		16QAM
シンボルレート( $f_{sym}$ )		10 Msymbol/s
シンボル数		1000 symbols
搬送波周波数( $f_c$ )		2 GHz
交互出力周波数( $f_i$ )		4 GHz
3値 $\Delta\Sigma$ 変調器	次数	2
	サンプリング周波数( $f_s$ )	1 GHz

表 2. ADS シミュレーション諸元

タイムステップ			$1/(100f_c)$
D級 電力増幅器 (PA)	n-MOSFET	ゲート長	$0.18 \mu\text{m}$
		総ゲート幅( $W_g$ )	$10 \mu\text{m} \times 30\text{finger}$
	電源電圧( $V_{DD}$ )		1.8V
	入力電圧上段( $V_{in2}, V'_{in2}$ )		$-0.6 \sim 2.9\text{V}$
	入力電圧下段( $V_{in1}, V'_{in1}$ )		$0.2 \sim 0.9\text{V}$
	直列 共振回路	$C_s$	$0.796 \text{ pF}$
		$L_s$	$7.96 \text{ nH}$
		Q値	2
	負荷抵抗( $R_L$ )		$50 \Omega$

## 5. シミュレーション結果

図 4 はコンスタレーションの各点の平均を表示したものであり, 各点を PA 入出力として用いて PD モデルの係数を計算していく.

本研究では(4)式の 3 次メモリレス多項式モデルで行うこととする.

$$z(n) = a_1x(n) + a_2x(n)|x(n)| + a_3x(n)|x(n)|^2 \quad (4)$$

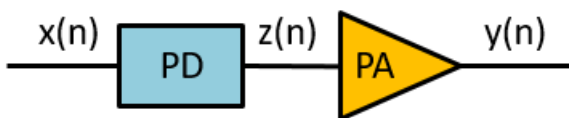


図 3. PD と PA の位置関係の概略

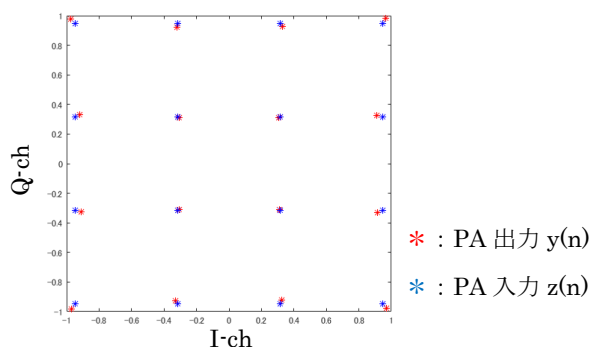
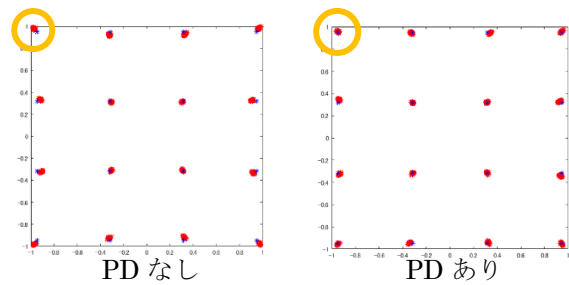


図 4. PA 入出力の平均点 (16QAM)



	PD なし	PD あり	PA なし
EVM[%]	3.01	1.79	0.60

図 5. シミュレーション結果

PD を含んだ構成のとき PD なしのときより EVM が約 60%改善することができた.

## 6. まとめ

本研究では 2 値直交変調型 EPWM 送信機にプリディストータを適用させ, 増幅器で発生する PA 歪の低減を目指した. 結果として搬送波周波数 2GHz のときプリディストータなしのときと比べて約 60% の EVM 改善効果を得たので歪補償の有効性を確認することができた.

しかし PA なしのときの EVM に対してまだ改善の余地がある. そこでプリディストータモデルの次数をより高次まで考慮してシミュレーション評価を行うことが今後の課題である.

## 参考文献

- [1] E. M. Umali, Y. Toyama and Y. Yamao, "Power Spectrum Analysis of Envelope Pulse-Width Modulation (EPWM) Transmitter for High Efficiency Amplification of OFDM Signals," *Proc. of IEEE VTC2008-Spring*, Singapore, May 2008.
- [2] 野田 昂志, 染谷和, 飯倉 祥晴, 榎田洋太郎, 小澤佑介 "3 値 $\Delta\Sigma$ 変調器により生成した 2 値包絡線パルス幅変調信号を用いる直交変調型送信機", *マイクロ波研究会(MW)信学技報*, vo.114, no.318, pp.83-88, Nov.2014
- [3] LeiDing, G.TongZhou, R. Morgan, Zhengxiang Ma, J. Stevenson Kenney, Jaehyeong Kim, Charles R. Giardina "A Robust Digital Baseband Pre-distorter Constructed Using Memory Polynomials", *IEEE Transactions on communications*,vo.52,no.1, pp.159-165 January 2004