

直交変調型包絡線パルス幅変調方式送信機における

非線形符号間干渉の評価に関する研究

7315608 井口 裕貴

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)を用いた送信機[1]-[4]が研究されている。

EPWM送信機の中でも以下のような特徴を持つ直交変調型(QM:Quadrature Modulation)-EPWM送信機[3],[4]が注目されている。QM-EPWM送信機には、様々な利点がある。第一に、 $\Delta\Sigma$ 変調器(DSM)を低いサンプリングレートで扱えることである。第二に、複雑な位相制御を必要としないため、ポーラ変調型EPWM送信機[1],[2]と比べ全デジタル化が容易であり、デジタルLSI化に適している。QM-EPWM送信機には2値出力の2値QM-EPWM送信機と3値出力の3値QM-EPWM送信機の2つが提案されている[3],[4]。しかし、これらの送信機には欠点がある。3値のQM-EPWM方式ではアップコンバージョン部(U/C)の正側と負側のそれぞれにPAと、それらの信号を合成する合成器としてトランスが必要となるため回路面積が大きくなってしまいう問題がある[5]。一方で、2値QM-EPWM送信機は、(1,0)の2値で動作するため、PA1つで構成出来るので3値型より回路構成が簡易化出来る。しかし、変調精度が劣化してしまうという問題がある。

本研究では変調精度の劣化原因であると予想する非線形符号間干渉(NL-ISI:Nonlinear Intersymbol Interference)[6],[7]の影響によるQM-EPWM送信機の誤差ベクトル振幅(EVM:Error Vector Magnitude)の評価を行い、2値と3値のQM-EPWM送信機でEVM劣化量に差が出る原因を推定する。また、2値QM-EPWM送信機のNL-ISIの影響を低減し、EVMを改善する手法を提案し、その改善効果をデジタル信号処理シミュレーションとマイクロ波回路シミュレーションを組み合わせた評価を行う。

2. D級電力増幅器(PA)における非線形符号間干渉による変調精度の劣化

2値と3値のQM-EPWM送信機に使用している二つのD級PAの構成を図1,2に示す。図1の2値QM-EPWM送信機に用いるシングルエンドD級増幅器は2つのn-MOSFETと C_s, L_s から成るBPFで構成される。また、3値QM-EPWM送信機に用いるH-Bridge D級PAの構成は図2の通りとなっている。3値のQM-EPWM送信機では変調回路で(1,0,-1)の3値信号が生成されるため、(1,0)のパルスと(-1,0)のパルスを増幅させる2つのD級PAとそれらの信号を合成するために、合成器(トランス)を使用している。

これらのD級PAは非線形性を持っており、波形歪の原因であると考えられる。それぞれのPAに周期の違うパルスを入力することによって波形歪の大きさを定量的に評価する。

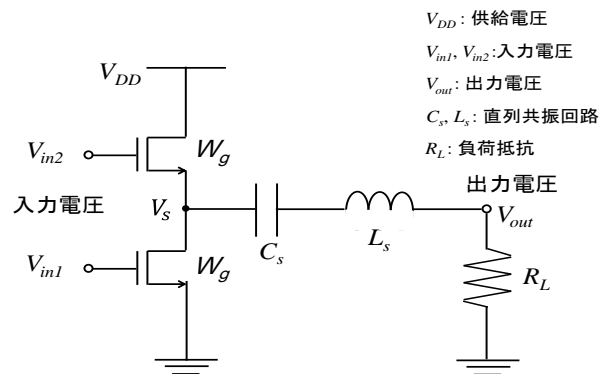


図1. シングルエンドD級PA構成

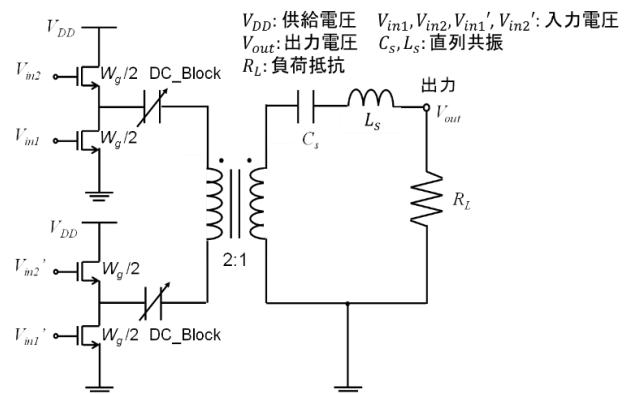


図2. H-Bridge D級PA構成

2.1 単一パルス入力時の波形なまり

D級PAは使用している二つのトランジスタをスイッチング動作させ、上と下のトランジスタのオンオフを切り替える。しかし、トランジスタ内に存在する寄生容量等の影響によって立ち上がり立ち下り時間が発生してしまう。そのため、図3のようにPAの出力波形になまりが生じてしまうと考えられる。

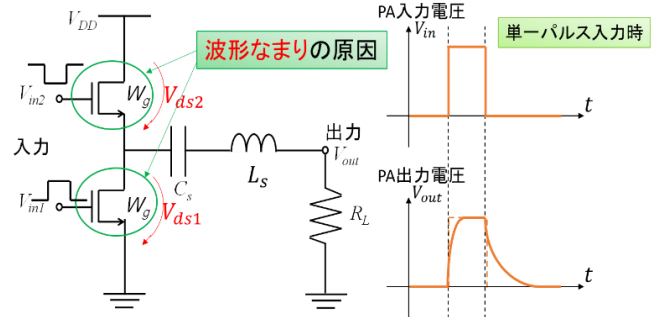


図3. 波形なまり発生メカニズム

2.2 連続パルス入力時の波形歪

D級PAに連続パルスを入力すると、波形なまりの影響がEVM劣化の原因になってしまうと考えられる。図4の波形がPAに入力されたときの例を挙げて説明する。PAが線形の場合(図4中央), 1つ目のパルスが完全に立ち下がる前に2つ目のパルスが入力されると、トランジスタスイッチがオンになった時点での先行パルスのオーバーラップ分だけ2つ目の波形の出力が1つ目の波形よりレベルが高くなる。

しかし、PAが非線形の場合(図4下)では、2つ目のパルスはオフセットレベル分に関係せず、出力波形が飽和してしまう。これが隣接するパルス同士の干渉に繋がり、非線形歪が発生する。これをNL-ISIの原因であると推定する。

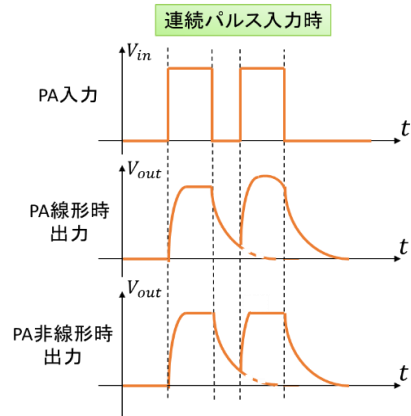


図4. 連続パルス入力波形とその入力波形に対する線形PAと非線形PAの出力波形

2.3 NL-ISIの影響による歪評価

本研究ではNL-ISIにより発生する波形歪量を計算機シミュレーションより評価を行った。D級PAはキーサート社のAdvanced Design System(ADS), パルス生成および復調部はMathWorks社のMatlab/Simulink上で行う。図5,6のようにパルスの周期が基本周期の整数倍となる周期的パルスを生成し、図5のパルスを2値型で使うシングルエンドD級PAに、図6のパルスを3値型で使うH-Bridge D級PAに入れ、その出力において基本波成分の振幅と位相を測定した。ここでNL-ISIの影響が小さい周期の十分長いT=10nsを基準とした振幅方向誤差成分の大きさおよび位相方向誤差成分の大きさから誤差ベクトル振幅EVMの評価を行った。振幅方向誤差成分を $\angle N_{Err}$, 位相方向誤差成分を θ_{Err} , そしてT=10nsの基本波成分の振幅と位相を V_{10}, θ_{10} とすると、

$$EVM = \frac{\sqrt{\angle N_{Err}^2 + V_{10} \angle \theta_{Err}}}{V_{10}} \quad (1)$$

でNL-ISIによるEVMを定義する。

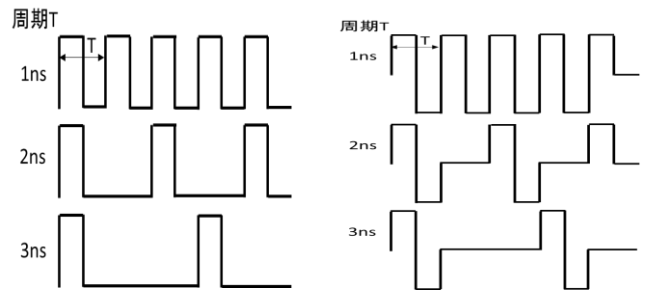


図5. シングルエンドD級PAの入力波形 図6. H-Bridge D級PAの入力波形

表1. 非線形歪評価シミュレーション諸元

搬送波周波数(f_c)		1GHz	
パルス周期T		1~5[ns]	
パルス振幅		1	
タイムステップ		1/(100 f_c)	
電力増幅器(PA)	n-MOSFET	ゲート長	0.18 μ m
		総ゲート幅(W_g)	10 μ m \times 30finger
	電源電圧(V_{DD})		1.8V
	入力電圧上段(V_{in2}, V_{in2}')		-0.6~2.9V
	入力電圧下段(V_{in1}, V_{in1}')		0.2~0.9V
	直列共振回路	C_s	1.59[pF]
L_s		15.9[nH]	
Q値		2	
負荷抵抗(R_L)		50[Ω]	

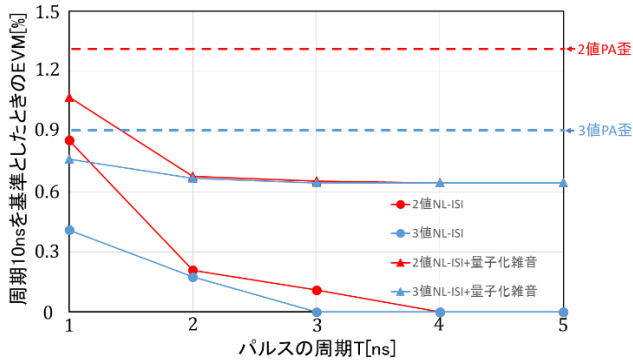


図 7. 振幅方向誤差成分および位相方向誤差成分
および誤差ベクトル振幅 EVM の評価

2.4 NL-ISI シミュレーション評価結果

NL-ISI のシミュレーション評価結果を図 7 に示す。図 7 の結果よりパルス周期 $T=1\text{ns}$ のとき周期 $T=10\text{ns}$ のときを基準とすると、 $T=1\text{ns}$ で 2 値型は EVM 約 0.85%，3 値型では EVM 約 0.4% の誤差量となり、2 値型のほうが NL-ISI による EVM 劣化量が大きいことが確認できた。これはパルス周期が短いほど、パルスの密度が高くなるため、NL-ISI 影響が大きくなるからだと考えられる。また、 $\Delta\Sigma$ 変調器では量子化雑音 (QN) が発生するため、QN と NL-ISI を足した結果が三角でプロットしたものになる。QN を足すことによって PA 歪の EVM と近い値となることが確認できる。この結果より NN-ISI が PA 歪の大きな要因となっていることが分かった。

また、3 値型のほうが 2 値型に比べ EVM が良好である理由は、3 値型で使用している H-Bridge D 級 PA では 2 つの D 級パワーアンプの出力を逆向きで合成するからである。PA の出力は基本周波数の整数倍の高調波成分の歪が発生する。3 値型は合成器出力で下側の PA 出力を反転して合成するため、PA 出力で発生した偶数次歪同士がキャンセルするので、奇数次の歪しか残らない。しかし、2 値用のシングルエンド D 級 PA は負極がないため、偶数次の歪が残ってしまう分 EVM が悪くなってしまうと考えられる。

3. QM-EPWM 送信機における NL-ISI の影響 および改善手法の提案

2 章では、2 値型が 3 値型に比べ、EVM 劣化量が大きくなる原因について検証を行った。本章では、QM-EPWM 送信機での EVM 改善手法の提案および評価を行う。

まず、図 8 に示す QM-EPWM 送信機の構成およびその動作原理について説明する。QM-EPWM 送信機ではベースバ

ンド信号の I-ch と Q-ch は 3 値 $\Delta\Sigma$ 変調器によりパルス密度変調される。3 値 $\Delta\Sigma$ 変調器は NULL 状態を表現でき、I-ch と Q-ch の信号は正 ("1", "0"), 負 ("-1", "0") として出力される。その後、I-ch、Q-ch 信号は搬送波周波数 f_c に U/C され、交互出力されることで I-ch、Q-ch 信号の重なりを防ぐ。PA に入力される信号は、必要な帯域のみが送信される。

3.1 QM-EPWM における NL-ISI 低減手法の提案

2 章の結果より、2 値 QM-EPWM 送信機で用いるシングルエンド D 級 PA では 3 値型で用いる H-Bridge D 級 PA よりも NL-ISI の影響が大きかった。本章では、この NL-ISI の影響を低減し、EVM を改善する方法を提案する。

NL-ISI はパルス密度が高いと影響が大きくなると考えられる。そのため、パルスの連続性を減らすことで NL-ISI の影響を抑えられる。本章では、EVM の改善手法として 3 値 $\Delta\Sigma$ 変調器に入力する入力レベルの適正化を行うことでパルス密度の低減を行った。

提案手法では、 $\Delta\Sigma$ 変調器に入力するベースバンド信号の入力レベルにバックオフを設けることで、図 9 のように PA に入力する RF 信号のパルス密度を低減することができる。本章では、この提案手法を用いて NL-ISI の影響を低減し、EVM の改善を図る。

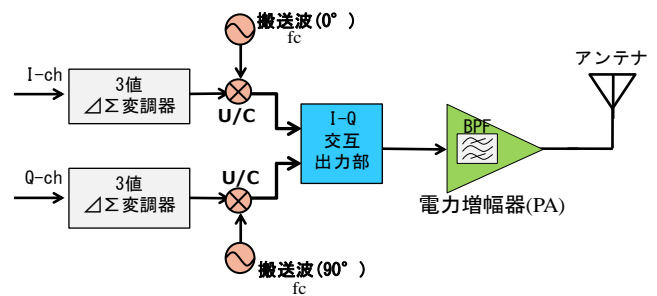


図 8. QM-EPWM 送信機の構成

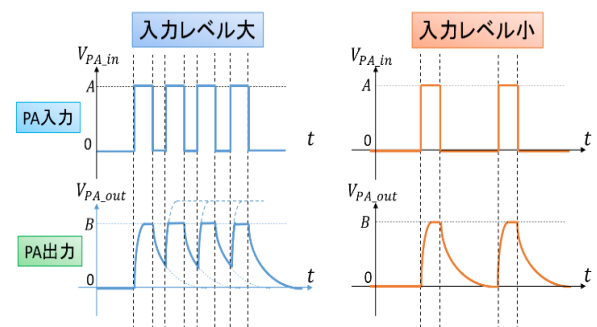


図 9. 入力レベルによる PA 入出力波形の比較

3.2 $\Delta\Sigma$ 変調器入力バックオフ最適化による NL-ISI 低減シミュレーション評価

従来および提案手法を用いた3値と2値のQM-EPWM送信機の性能を計算機シミュレーションによる評価を行う。使用する計算機シミュレーションソフトは2章と同じである。シミュレーションの評価系を図10に示す。今回のMATLAB/Simulinkのシミュレーション諸元は表2に示す。ADSのD級PAの諸元は表1と同じである。評価指標は(2)式のEVMと、(3)式で示すPAの電力変換効率を示す指標の電力付加効率PAEで評価を行う。

$$EVM = \frac{\text{誤差ベクトルの実効値}}{\text{真値ベクトルの実効値}} \quad [dB] \quad (2)$$

$$PAE = \frac{\text{出力電力 } P_{out} - \text{入力電力 } P_{in}}{\text{供給電力 } P_{DC}} \quad [\%] \quad (3)$$

(2)式のEVM評価は受信側でのコンスタレーションの位置と送信側での真値のコンスタレーションとの絶対距離の大きさを算出するが極座標系で算出する(1)式と等価である。

また、 $\Delta\Sigma$ 入力バックオフの定義は $\Delta\Sigma$ 変調器に入力するベースバンド信号のピーク電圧 V_p のことを指し、これをパラメータとして変化させることでEVMと出力電力の評価を行った。バックオフ有りのときのピーク電圧を V_p' とすると真値のバックオフを(4)式で定める。

$$\text{バックオフ} = V_p' / V_p \quad (4)$$

3.3 バックオフシミュレーション評価結果

図11に $\Delta\Sigma$ 入力振幅バックオフによるEVMシミュレーション評価結果を示す。PA無しの場合にはNL-ISIによる歪が無いいためバックオフを設けてもEVMは改善しない。PA無しでの誤差は $\Delta\Sigma$ 変調器でA/D変換を行う際に発生する量子化雑音だと考えられる。この量子化雑音は、 $\Delta\Sigma$ 変調器のオーバーサンプリングレートを大きくすることで低減することができる。実線で示したPA有りのシミュレーションでは、バックオフ-6dBのとき2値型で従来のバックオフ無しと比べEVM約3dBの改善を確認できた。また、3値型はバックオフ無しのととき比べEVMはあまり変化が無かった。これは2章で述べたようにH-Bridge D級PAの合成器より偶数次の歪が消えるので、NL-ISI低減の効果が少ないからだと考えられる。

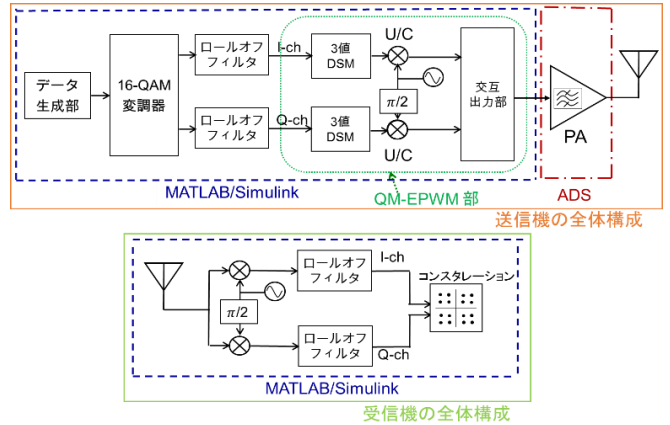


図10. シミュレーション評価系

表2. QM-EPWMのMATLAB/Simulink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
ロールオフフィルタ	システム	ルートコサイン ロールオフフィルタ
	ロールオフファクタ	0.7
	アップサンプリングファクター	50
	打ち切りサンプル数	16
搬送波周波数(f_c)		1 GHz
交互出力周波数(f_i)		$2f_c$
3値 $\Delta\Sigma$ 変調器	次数	2
	オーバーサンプリング率	4
	サンプリング周波数(f_s)	$0.5f_c$
バックオフ		0~20 dB

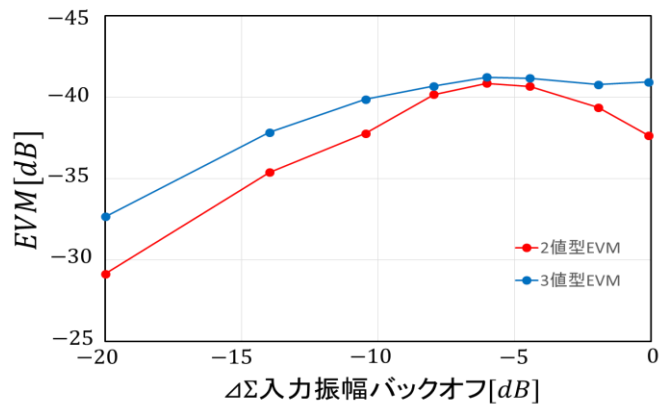


図11. $\Delta\Sigma$ 入力振幅バックオフのEVM評価

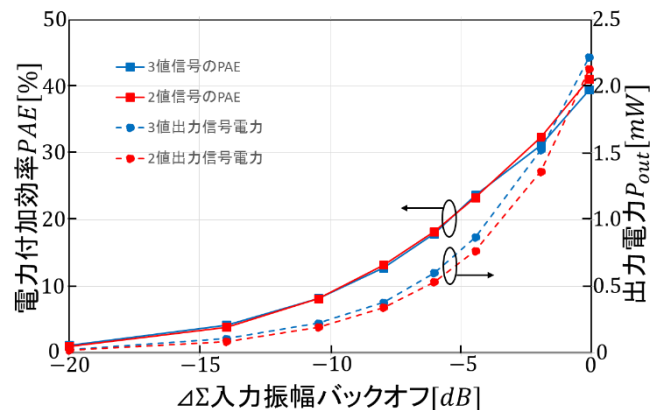


図12. $\Delta\Sigma$ 入力振幅バックオフの信号出力電力 P_{out} および電力付加効率PAE評価

続いて、図 12 に $\Delta\Sigma$ 入力振幅バックオフによる信号電力および信号の電力付加効率を示す。 $\Delta\Sigma$ の入力振幅を小さくするとパルス密度が小さくなってしまふので、出力電力も小さくなってしまふ。量子化雑音は入力振幅に限らず一定量あるので、バックオフが大きいと信号電力に対し雑音電力が支配的になってしまう。このときバックオフ-6dB で信号電力はバックオフ無しと比較すると約 1/4 倍になってしまひ、信号の PAE も約 41% から 18% へと低下してしまつた。

以上の結果より、 $\Delta\Sigma$ 入力振幅にバックオフを設けることで、2 値型では NL-ISI を低減できるので EVM が改善するが、出力電力も小さくなるので効率が低下してしまふ。

3.5 簡易プリディストーションによる NL-ISI 補償

QM-EPWM にバックオフを入れると EVM は改善するが効率が劣化してしまふ。そこで効率を維持したまま EVM 改善を行うために PA 入出力のコンスタレーションより関係式を導き、PA 歪の逆歪を入力側でかけるプリディストーション (PD) という手法 [8] を用いて 2 値 QM-EPWM 送信機の EVM 改善を図る。本研究では 3 次歪のみを想定した簡易 PD モデルを生成し、歪補償を行った。

出力のコンスタレーションを各基準シンボル点に分けて誤差平均値を算出する。入力信号点を $x(n)$ 、求めた出力の各シンボル点 (16QAM 信号の 16 点) の平均値を $y(n)$ と置く。また、PD のモデルを $z(n)$ とすると、3 次歪を想定した PD のモデル $z(n)$ は以下の式で表すことができる。

$$z(n) = \sum_{k=1, \text{odd}}^3 a_k x(n) |x(n)|^{k-1} \quad (5)$$

このとき、出力 $y(n)$ を PA のゲイン G で割った関数を

$$u_k(n) = \frac{y(n)}{G} \Big| \frac{y(n)}{G} \Big|^k \quad (6)$$

$U = [u_1, u_3]$ と置くと、PD モデル $z(n)$ の係数 a_k を表す行列式 $\mathbf{a} = [a_1, a_3]$ の最小二乗近似解が以下の式から得られる [8]。

$$\hat{\mathbf{a}} = (U^H U)^{-1} U^H \mathbf{z} \quad (7)$$

ここで $x(n)$ と $y(n)$ および (5), (6), (7) 式より係数 a_k を求めた。

$$a_1 = 1.022 + 0.0087j, \quad a_3 = -0.0014 - 0.0006j$$

これより、求めた係数 a_k を用いて QM-EPWM 送信機のベースバンド信号に逆歪を掛けることで PA 歪の改善を行った。

PD 型の構成は図 13 に示す。2 値 QM-EPWM 送信機の

16QAM 変調後に PD の歪補償を行っている。

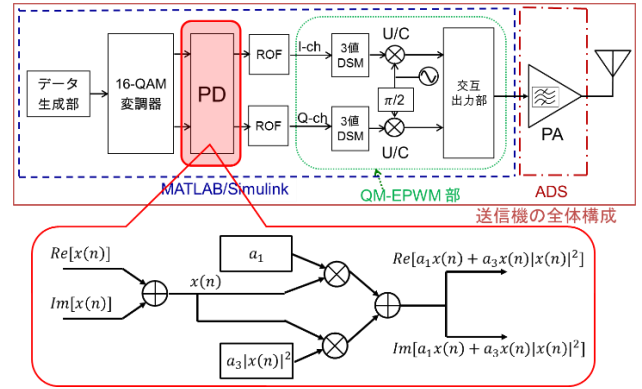


図 13. プリディストーション部構成

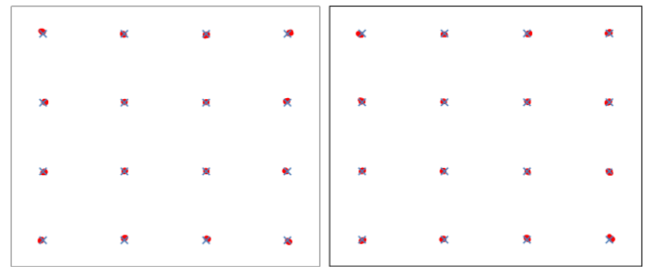


図 14. PD 無し
EVM: -37.5dB

図 15. PD 有り
EVM: -38.0dB

表 3. PD 有無の信号電力と PAE の比較

	PD無し	PD有り
信号電力 [mW]	2.1	2.0
PAE[%]	40.7	37.7

3.6 簡易プリディストーション 2 値 QM-EPWM

シミュレーション評価結果

簡易プリディストーションによる歪補償のシミュレーション評価結果を図 14, 15 と表 3 に示す。図 14 と 15 の結果より、わずかではあるが 1 番外側のコンスタレーションを内側に矯正させて EVM を 0.5dB 改善させた。バックオフ型と比べると EVM の改善が小さい結果となってしまつた。これは 3 次高調波のみに補正を掛けても効果が薄いことが分かる。効率に関しては、表 3 の結果よりプリディストーション型はバックオフ型と比べ効率の低下は 3% 程度に留まつた。

今回はプリディストーションのモデルは 3 次歪のみを補正するモデルだったので、EVM の改善がわずかであった。2 値 QM-EPWM は偶数次の歪による影響もあるので、2 次歪を補正することができれば、EVM が大きく改善できると考えられる。

4. まとめ

本研究では、3 値と 2 値の QM-EPWM 送信機に使用している D 級増幅器の非線形符号間干渉の影響を計算機シミュレーションにより評価した。その結果、周期的パルスの周期が短いときほど符号間干渉の影響が大きいため、EVM が劣化するということが分かった。また、3 値型のほうが 2 値型と比べ EVM が良好なのは上側と下側の PA で波形を逆向きに合成するため、発生する偶数次歪同士キャンセリングするからだと考えられる。

そして 2 値 QM-EPWM 送信機の NL-ISI の影響を低減し、EVM を向上させるためバックオフを設ける手法とプリディストーションを設ける手法の 2 つの方法で EVM 改善を図った。結果として、バックオフ型では搬送波周波数 1GHz で EVM が約 3dB 改善するが、効率は約 28%低下。一方、プリディストーション型では効率低下を 3%に抑えつつ EVM を約 0.5dB 改善した。バックオフ型では出力電力を大きくすることで、これらの提案手法において、出力の信号電力を得ることが出来れば今後の更なる性能向上が示せる。

文献

- [1] H. Adachi and M. Iida “Transmitting circuit and equipment,” JP Patent Application, P2002-45388, Feb. 2002.
- [2] Y. Wang, “An improved Kahn Transmitter Architecture Based on Delta-Sigma Modulation,” 2003 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., vol. 2, pp.1327-1330, June 2003.
- [3] T. Noda, W. Someya, Y. Iikura, Y. Umeda, Y. Kozawa, “Quadrature-modulation Transmitter with Tri-level Delta-sigma Modulation for Generating Bi-level EPWM Signal”, IEICE technical report, vol. 114, no. 318, MW2014-139, pp.83-88, Nov. 2014.
- [4] H. Izumi, M. Kojima, Y. Umeda and O. Takyu, “Comparison between quadrature- and polar-modulation switching-mode transmitter with pulse-density modulation,” International Conference on

Advanced Communication Technology (ICACT), pp. 1140 - 1145, Jan. 2013.

- [5] R. Hezar, L. Ding, J. Hur and B. Haroun, “A 23dBm fully digital transmitter using $\Sigma\Delta$ and pulse-width modulation for LTE and WLAN applications in 45nm CMOS,” 2014 IEEE RFIC Symp., pp. 217-220, June 2014.
- [6] A. K. Gupta, J. Venkataraman, O. M. Collins, “Measurement and Reduction of ISI in High-Dynamic-Range 1-bit Signal Generation”, 2008 IEEE Trans, Circuit and Systems, vol. 55, No. 11, Dec. 2008.
- [7] M. Tanio, S. Hori, M. Hayakawa, “A Linear and Efficient 1-bit Digital Transmitter with Envelope Delta-sigma Modulation for 700MHz LTE” IEICE technical report, ED2014-132, MW2014-196.
- [8] D. R. Morgan, L. Ding, G. T. Zhou, “A Robust Digital Baseband Predistorter Constructed Using Memory Polynomials” IEEE Trans, Communications, vol. 52, No. 1, Jan 2004.

本研究に対する学会発表など

- (A) 査読付き論文
なし
- (B) 査読付き小論文
なし
- (C) 査読なし論文
井口裕貴, 榎田洋太郎, 小澤佑介 : 「2 値直交変調型 EPWM 送信機における非線形歪の測定」, 電子情報通信学会総合大会, 2017 年 3 月 22 日 発表予定
- (D) 学会大会等の口頭発表・ポスター発表
なし
- (E) 特許
なし