

直交変調型 EPWM 送信機の 高効率化および高精度化に関する研究

7314666 野田 昂志

1. まえがき

移動体通信機では、線形かつ高電力効率の電力増幅器(PA)が必要である。これらの要求を満たすために、包絡線パルス幅変調(EPWM)方式[1]-[10], [13]が研究されている。EPWM 送信機の中でも、直交変調型(QM)EPWM 送信機[3]-[10], [13]が提案されている。QM 送信機には、様々な利点がある。第一に、 $\Delta\Sigma$ 変調器(DSM)のようなパルス幅変調器を低いサンプリングレートで扱えることである。第二に、複雑な位相変調器を必要としないため、全デジタル化が可能であり、デジタル LSI 化に適している。第三に、直交座標からポーラ座標に変換する際に非線形性を持つ[5]ポーラ変調型 EPWM 送信機[1]-[2]と比較して量子化雑音が小さい。

QM-EPWM 送信機において、高効率を達成するためにバースト RF 信号が出力されない「零」状態を表現できる 3 値 DSM[6]-[9], [13]が使用される。この方式は、正と負の両極性のパルスを用いるため、アップコンバージョン(U/C)部の正側と負側のそれぞれに PA を必要とし、さらに正と負の信号を合成する合成器も必要とする[6], [9]。あるいは、3 値(正, 負, 零)の入力信号で動作する PA を必要とする[7]。前者の方式に、合成器として通常トランスを使用する H-Bridge PA[9], [11]がある。しかし、この構成ではトランスが存在するためにチップ面積や電力損失が大きくなるという欠点がある[12]。一方、後者の方式では精度の高い PA の 3 値動作を必要とする。しかし、D 級 PA において 2 つのトランジスタが同時にオフすることによって出力インピーダンスがハイインピーダンスになるため、零値を精度良く出力することが困難である。

そこで、我々は 3 値 DSM により生成した 2 値 EPWM 信号を用いる QM-EPWM 送信機を提案した。提案する送信機はマイクロストリップアンテナのようなシングルエンドデバイスに接続するためのトランスを必要としない。また、従来の 2 値 DSM を用いた送信機[4]はキャリアのオフ状態を表現することができないが、提案する送信機は可能である。これは、

キャリアが存在しない際の無駄な電力消費を抑えることができる。

一方、QM-EPWM 送信機では、DSM のサンプリング周波数(f_s)、交互出力の周波数(f_i)、搬送波周波数(f_c)が使用されている。しかし、 f_s , f_i , f_c の最適な関係は現在議論されていない[7]-[9], [14]。

本研究では、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ることで評価を行い、提案する 2 値 QM-EPWM 送信機と従来の 3 値送信機の性能比較を行う。また、2 値 QM-WPWM 送信機において、変調精度(EVM)及び電力付加効率(PAE)に対して最適な f_s , f_i , f_c の関係を提案し、その妥当性を評価する。

2. QM-EPWM 送信機

2.1. 3 値 QM-EPWM 送信機

2 つの D 級 PA を使用する H-Bridge PA を用いる従来の 3 値 QM-EPWM 送信機の構成図を図 1 に示す。文献[7]で示される論理回路の構成を簡略化するためにマルチプレクサ(MUX)を使用する。図 1 における送信機の内部波形を図 2 に示す。DSM から出力した正と負及び零の論理出力を MUX1, 1', 2, 2' によって搬送波周波数 f_c に U/C する。MUX3, 3' は I-ch 及び Q-ch 信号を交互出力するために使用する。次に、交互出力した正極及び負極の 2 つの 2 値 EPWM 信号をそれぞれ PA1 及び PA2 に入力する。最後に、負の極性に対応した論理信号をアナログ信号に変換し、合成器で極性を反転した後、正極性の信号と合成する。結果として、PA に入力する 3 値 EPWM 信号が出力される。DSM の正極性及び負極性の出力が"1"及び"0"の時、出力される RF 信号の位相は 0° となる、DSM の正極性及び負極性の出力が"0"及び"1"の時、出力される RF 信号の位相は 180° となる。DSM の正極性及び負極性の出力が共に"0"の時、RF 信号は出力されない。この送信機は、正極信号と負極信号をそれぞれ増幅するために、2 つの PA を用いる。また、

それらの信号を合成するために、合成器(トランス)を必要とする。従って、トランスによる電力消費と2つのPA及び合成器による回路面積の増加が問題となる。

また、QM-EPWM 送信機において使用されるPAにE級PAを使用した場合、RFバースト信号による包絡線変動がE級PAのドレインバイアスを変動させるため、インダクタを使用しないD級PAが適している。D級PAに3値EPWM信号を入力するためには、3値で動作するPAあるいは、2値で動作する2つのPAとその出力電力を合成する合成器が必要不可欠である。3値で動作するPAを使用する場合、RFバースト信号が出力されていない際、PAの出力は零値である必要があるため、アナログ動作が必要となる。しかし、D級PAにおいて、2つのトランジスタが同時にオフすることによって、出力インピーダンスがハイインピーダンスとなるため、EVMが劣化する[8]。そのため、QM-EPWM 送信機に対しては、D級PAの2値動作が適している。また、従来3値QM-EPWM 送信機に用いるH-Bridge D級PAの回路図を図3に示す。これは、図1に示すPA1、PA2、及び合成器と等価である。H-Bridge D級PAは、1対のn-MOSFETを持つ2つのD級PA及び負極性の信号を変換する合成器としてのトランス、Cs、Lsの直列共振回路によって構成される。

2.2. 2値QM-EPWM 送信機

提案する2値QM-EPWM 送信機の構成図を図4に示す。この構成では、PAの2値動作及び合成器を使用しないシングルエンド出力が可能である。図4の送信機の内部波形を図5に示す。3値QM-EPWM 送信機の負極性部分を除去している。この送信機の動作は、EPWM部の負極性を除去したこと以外は、図2に示す動作と同様である。負極性を除去することにより、RF信号にレベルオフセットが加えられる。しかし、このレベルオフセットはRF信号の帯域外であるため、PA内の帯域通過フィルタ(BPF)によって除去される。シングルエンドD級PAの回路図を図6に示す。このD級PAは、1対のn-MOSFET及びCsとLsの直列共振回路により構成される。

図3、6の回路において、トランジスタの動作、トランジスタから見た出力インピーダンス、負荷抵抗での消費電力が等価となるように設計を行っている。

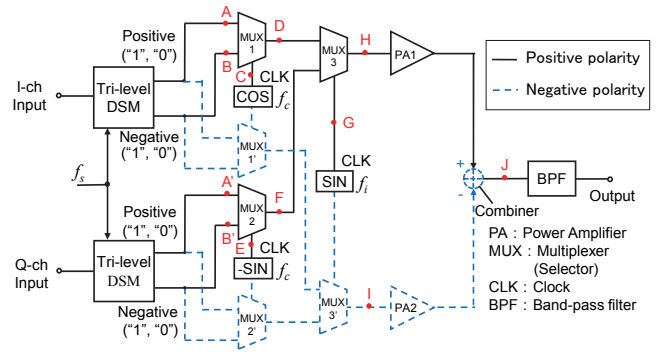


図1 従来3値QM-EPWM 送信機の構成

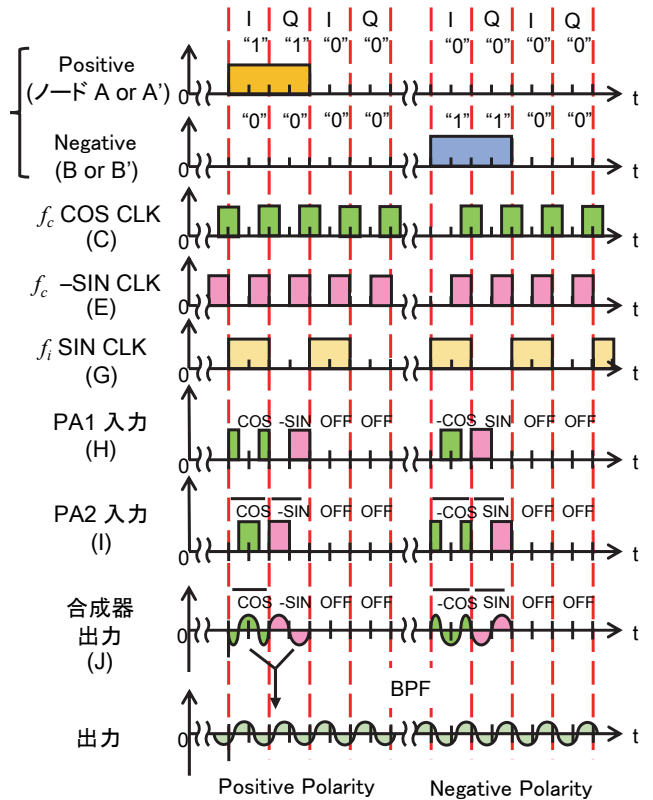


図2 従来3値QM-EPWM 送信機の内部波形

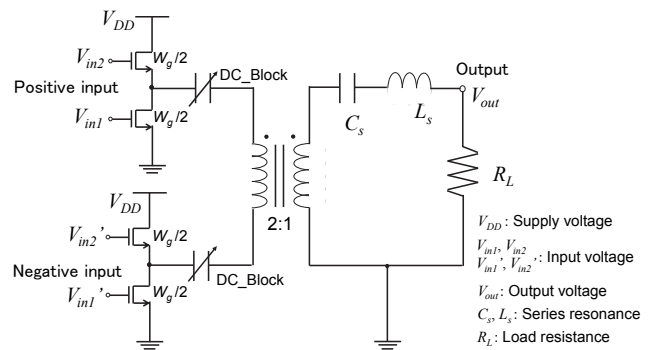


図3 H-Bridge D級PAの回路図

3. f_s, f_i の最適化

DSMにより、 f_s のサンプリングレートでパルス幅変調した信号を、搬送波周波数 f_c にU/Cする。さらに、I-chとQ-chの信号が相互干渉を起こすのを防ぐため、 f_i の周波数で交互出力する。それらは時間軸で考えた場合、パルスを適切な間隔に区切るという動作を行うことになる。このU/C及び交互出力に用いられる周波数に不適切な値を用いた場合、QM-EPWM送信機において、復調が不可能となる。以下に f_s, f_i に関してEVMが最適な値となる条件式を示す。

(I) f_s と f_c の条件式

$$f_s = 2^m f_c \quad (m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots) \quad (1)$$

$$f_s \leq f_c \quad (2)$$

(II) f_i と f_c の条件式

$$f_i = 2^n f_c \quad (n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots) \quad (3)$$

$$f_i \leq 2f_c \quad (4)$$

$$f_s \neq f_i \quad (5)$$

(III) f_i と f_s の条件式

$$f_i \geq f_s \quad (6)$$

式(1)-(6)の必要性を説明する。式(1)-(4)、(6)が満たされない場合、U/C又は交互出力後にRF信号の一部のパルスが消失する。そのため、情報の欠落が生じ、復調することが不可能となる。また、提案する2値QM-EPWM送信機では、U/C後の出力平均値が0とならないため、DC付近にスプリアスが発生する。さらに、交互出力を行うと、信号成分が f_i の周波数でミキシングされ、エイリアスが発生する。そのため、交互出力を行った際、DC付近に発生したスプリアスがミキシングされる。 $f_s = f_i$ 時、交互出力によりミキシングされたDC付近のスプリアスのエイリアスがRF信号と干渉する。そのため、式(5)が必要となる。

4. シミュレーション方法

シミュレーション構成図を図7に示す。まず、Mathworks社のMATLAB/Simulinkを使用し、16-QAMのベースバンド信号を生成する。そして、その信号をI-chとQ-chの信号に分離する。次に、ローオフフィルタによりそれぞれの信号をアップサンプリング及び帯域制限する。その後、信号をEPWM変調し、バースト信号を生成する。生成したEPWM信号は、Agilent Technologies社のADS上で設計したPAに入力し、増

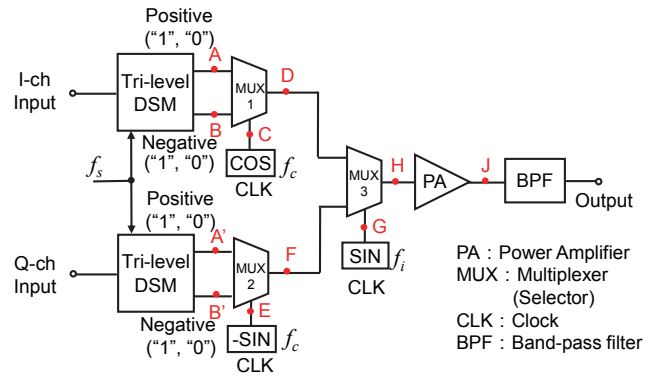


図4 提案する2値QM-EPWM送信機の構成

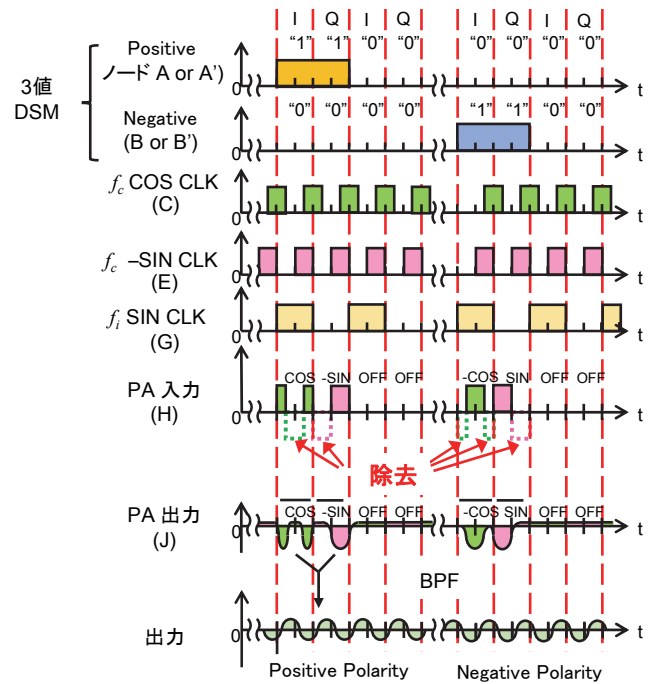


図5 提案する2値QM-EPWM送信機の内部波形

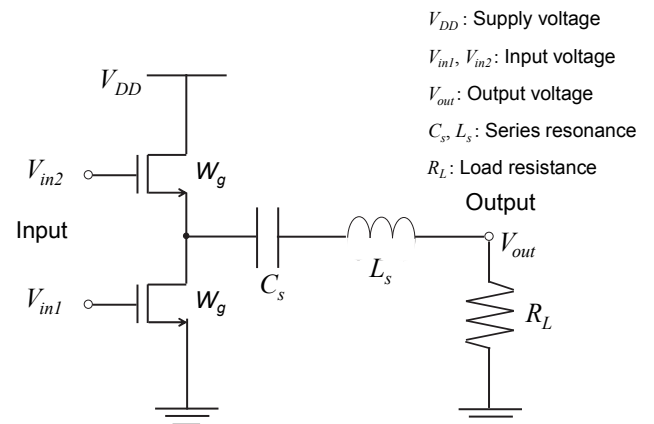


図6 シングルエンドD級PAの回路図

幅及び必要な周波数帯域のみを PA から出力する. そして, 再び信号を MATLAB/Simulink に入力し, 直交検波する, その後, 信号をローloffフィルタによりダウンサンプリング及び帯域制限し, ベースバンド信号を復調する. 尚, H-Bridge D 級 PA では, トランスとして理想トランスを用いる.

本研究では, 比較対象として PA を使用しない場合においても, シミュレーションを行った. この場合において, PA と同じ帯域幅の BPF を MATLAB/Simulink 上で設計し, PA に代用した.

表 1 及び表 2 にそれぞれ MATLAB/Simulink と ADS 上でのシミュレーション諸元を示す.

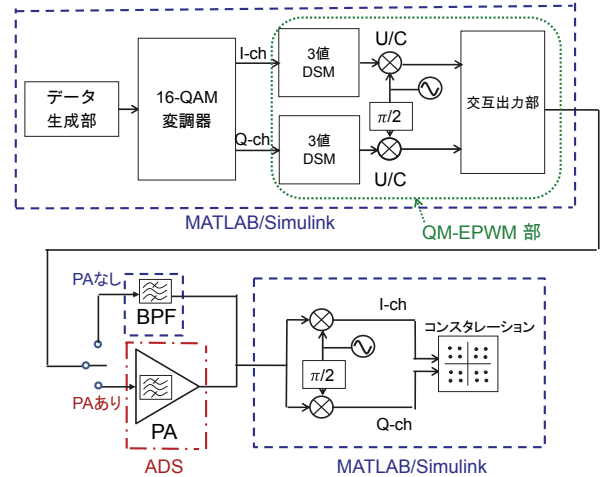


図7 シミュレーション構成図

表 1. MATLAB/Simulink 諸元

変調方式		16-QAM	
シンボルレート (f_{sym})		10 Msymbol/s	
シンボル数		1000 symbols	
3値 $\Delta\Sigma$ 変調器 (DSM)	次数	2	
	オーバーサンプリングレシオ	4 or 8 or 16	
	サンプリング周波数 (f_s)	$0.5f_c$ to $4f_c$ ($f_s=2^m f_c$)	
搬送波周波数 (f_c)		0.5 to 2 GHz	
交互出力周波数 (f_i)		$0.5f_c$ to $8f_c$ ($f_i=2^m f_c$)	
BPF (PAなし)	次数	4	
	種類	パタワース	
	中心周波数	f_c	
	帯域幅	$0.5f_c$	
		Q値	2

表 2. ADS 諸元

タイムステップ		$1 / (100 f_c)$
n-MOSFET	ゲート長	0.18 μm
	総合ゲート幅 (W_g)	10 $\mu\text{m} \times 30$ finger
電源電圧 (V_{DD})		1.8 V
入力電圧上段 (V_{in2}, V_{in2}')		0.2 ~ 2.5 V
入力電圧下段 (V_{in1}, V_{in1}')		0.2 ~ 0.9 V
直列共振回路	C_s	$1.59 \times 10^{-3} / f_c$
	L_s	$15.9 / f_c$
	Q値	2
負荷抵抗 (R_L)		50 Ω

4.1. 3 値及び 2 値 QM-EPWM 送信機の比較

従来の 3 値 QM-EPWM 送信機と提案する 2 値 QM-EPWM 送信機の性能の比較を行う. 評価指標は, 式(7)(8)に示す電力増幅器の電力効率を表す PAE, 送信側と復調側の信号点の誤差性能を表す EVM を用いる.

$$PAE = \frac{\text{出力電力} - \text{入力電力}}{\text{供給電力}} \times 100(\%) \quad (7)$$

$$EVM = \frac{\text{誤差ベクトルの実効値}}{\text{真値ベクトルの実効値}} (dB) \quad (8)$$

搬送波周波数 f_c は 0.5~2 GHz の範囲で変化させ, DSM サンプリング周波数 f_s 及び交互出力周波数 f_i は 0.5GHz に固定してシミュレーションを行う.

4.2. f_s, f_i の最適値の決定及び従来値との比較

始めに f_s, f_i の最適値を決定する. 評価指標は, 式(7)に示される EVM を用いる. f_c は 1GHz に固定, f_s は $0.5f_c \sim 4f_c$, f_i は $0.5f_c \sim 8f_c$ の範囲で変化させ, シミュレーションを行う. そして, EVM が最大となる f_s, f_i の最適値を決定する.

次に上記で決定した f_s, f_i の最適値と従来値である $f_s=f_i=0.5f_c$ を用いて, 式(7)(8)で示される PAE 及び EVM の比較を行う. f_c は 0.5~2 GHz の範囲で変化させ, シミュレーションを行う.

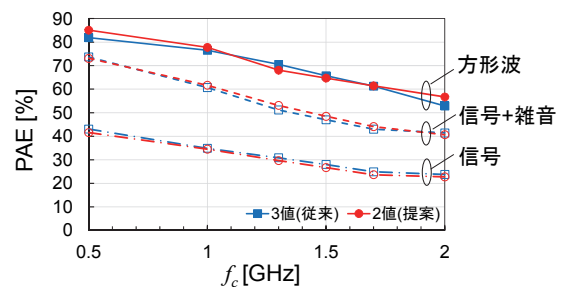


図8 f_c 対 PAE ($f_s=f_i=0.5f_c$)

5. シミュレーション結果

5.1. 3 値及び 2 値 QM-EPWM 送信機の比較

H-Bridge D 級 PA 及びシングルエンド D 級 PA の PAE を図 8 に示す。H-Bridge D 級 PA には方形波及び 3 値 EPWM 信号、シングルエンド D 級 PA には方形波及び 2 値 EPWM 信号を入力している。3 値入力時と 2 値入力時を比較した場合、それぞれの PAE はほぼ同値である。方形波入力及び 16-QAM 信号入力時の PAE は、どちらの PA においても搬送波周波数 1GHz でそれぞれ約 75%及び 35%であった。変調信号入力時に PAE が減少する原因は、DSM でのバックオフの影響及び PA で信号と共に増幅している量子化雑音を除去して信号成分のみの PAE を算出しているためである。

3 値及び 2 値 EPWM 信号を用いた際の、PA を使用しない場合あるいは、使用した場合の EVM を図 9 に示す。PA を使用しない場合の EVM は 3 値信号と 2 値信号を用いた場合でほぼ同値である。この際、3 値及び 2 値どちらの信号を用いた場合においても、 f_c に依存して、EVM は増加している。これは、ベースバンド信号のシンボルレート (f_{sym}) は固定しているが、DSM のサンプリングレートは f_c に比例して可変としているためである。結果として、 f_c が増加するにつれて、DSM のオーバーサンプル率は増加し、量子化雑音は減少する。

5.2. f_s, f_i の最適値の決定及び従来値との比較

f_c を 1GHz に固定、 f_s, f_i を変化させた際の EVM 判定表を表 3 に示す。上段は式(1)-(6)の条件より、下段はシミュレーションより判定した結果を示す。表 3 より、式(1)-(6)を満たす条件は、 $f_s=f_i=0.5f_c$ or $f_s=0.5f_c$ and $f_i=2f_c$ or $f_s=f_c$ and $f_i=2f_c$ の場合であることが分かる。これらとシミュレーション値を比較すると、同様の条件で EVM は良好な値を示し、 $f_s=f_i=0.5f_c$ の時、約-42dB、 $f_s=0.5f_c$ and $f_i=2f_c$ or $f_s=f_c$ and $f_i=2f_c$ の時、約-44dB を示した。

次に従来値である $f_s=f_i=0.5f_c$ と上記で得た $f_s=0.5f_c$ and $f_i=2f_c$ or $f_s=f_c$ and $f_i=2f_c$ の条件下でシミュレーションを行い、EVM 及び PAE を算出した。図 10, 11 にそれぞれ EVM 及び PAE を示す。図 10 より f_c が小さい時、提案する f_s, f_i の値を用いると従来よりも EVM が増加している。これは、 f_s が増加したことによる DSM のオーバーサンプル率の増加、また、 f_i が増加したことにより、交互出力によるミキシングノイズが帯域外に発生し、雑音が減少したためである。1GHz 時の PA ありの

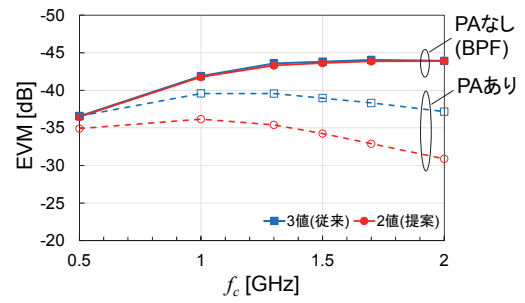


図9 f_c 対 EVM ($f_s=f_i=0.5\text{GHz}$)

表 3. EVM 判定表

f_s	f_i	$f_i=0.5f_c$		$f_i=f_c$		$f_i=2f_c$		$f_i\geq 4f_c$	
		EVM	判定	EVM	判定	EVM	判定	EVM	判定
$f_s=0.5f_c$	条件式	-	○	-	×	-	○	-	×
	シミュレーション	-41.8 dB	○	-10.1 dB	×	-43.8 dB	○	-8.4 dB	×
$f_s=f_c$	条件式	-	×	-	×	-	○	-	×
	シミュレーション	-19.2 dB	×	-10.1 dB	×	-44.2 dB	○	-8.4 dB	×
$f_s=2f_c$	条件式	-	×	-	×	-	×	-	×
	シミュレーション	-17.9 dB	△	-9.3 dB	×	-22.0 dB	△	-8.2 dB	×
$f_s\geq 4f_c$	条件式	-	×	-	×	-	×	-	×
	シミュレーション	-17.5 dB	△	-9.0 dB	×	-20.6 dB	△	-8.1 dB	×

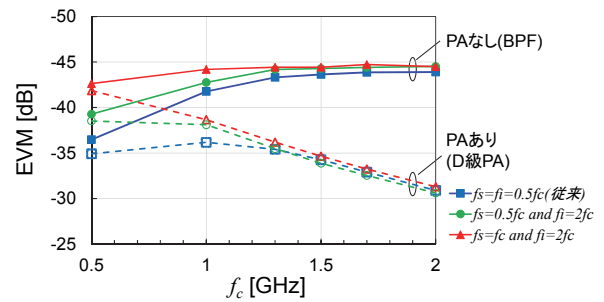


図10 f_c 対 EVM (f_s 及び f_i 変化)

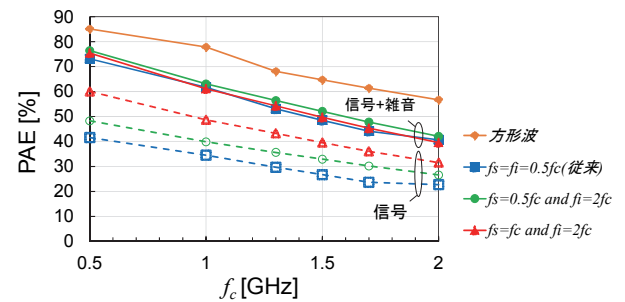


図11 f_c 対 PAE (f_s 及び f_i 変化)

EVM は、最も高い値を示した $f_s=f_c$ and $f_i=2f_c$ と従来の $f_s=f_i=0.5f_c$ でそれぞれ約-40dB 及び -36dB を示し、前者では約 4dB 改善した。また、図 11 より、1GHz 時の信号成分のみの PAE は、 $f_s=f_c$ and $f_i=2f_c$ と従来の $f_s=f_i=0.5f_c$ でそれぞれ約 49%及び 35%を示し、前者では約 14%増加した。これは、EVM の時と同様の理由で雑音が減少し、信号成分の増幅効率が増加したためである。これらの結果より、 $f_s=f_c$ and $f_i=2f_c$ が最適値であるといえる。

6. まとめ

本研究では、3値QM-EPWM送信機の負極側を除去した2値QM-EPWM送信機の提案及びDSMサンプリング周波数 f_s 、交互出力周波数 f_i の最適化を行った。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評価を行った結果、PAE及びEVMは共に同等の値を示し、提案する送信機では従来の送信機と同等の性能で回路面積の大幅な削減が期待できる。また、2値送信機において、提案する $f_s=f_c$ and $f_i=2f_c$ 時と従来の $f_s=f_c=0.5f_c$ 時で、シミュレーションを行い、PAE及びEVMを比較した。その結果、提案する f_s, f_i では1GHz時にPAEは約14%増加し、EVMは約4dB改善した。

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] Y. Wang, "A class-S RF amplifier architecture with envelope deltasigma modulation," IEEE Radio & Wireless Conference, RAWCON2002, pp. 177-179, 2002.
- [4] Helaoui, M., Hatami, S., Negra, R., Ghannouchi, F.M., "A Novel Architecture of Delta-Sigma Modulator Enabling All-Digital Multiband Multistandard RF Transmitters Design", IEEE Trans. CAS II: Express Briefs, pp. 1129 – 1133, vol. 55, no.11, Nov. 2008.
- [5] M. L. S. Penalzoa, G. Baudoin, M. Villegas, "A Cartesian Sigma-Delta Transmitter Architecture", IEEE Radio and Wireless Symp. pp. 51-54, 2009.
- [6] N. V. Silva, A. S. R. Oliveira, and N. B. Carvalho, "Design and Optimization of Flexible and Coding Efficient All-Digital RF Transmitters," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 61, no. 1, Jan. 2013.
- [7] 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.
- [8] T. Noda, W. Someya, Y. Iikura, Y. Umeda and Y. Kozawa, "Bi-level Quadrature-modulation low-pass EPWM transmitter using half side of tri-level $\Delta\Sigma$ modulator," 2015 IEEE PAWR, pp. 1 – 3, Jan 2015.
- [9] 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.
- [10] F. M. Ghannouchi, S. Hatami, P. Aflaki, M. Helaoui, and R. Negra, "Accurate Power Efficiency Estimation of GHz Wireless Delta-Sigma Transmitters for Different Classes of Switching Mode," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 58, no. 11, Nov. 2010.
- [11] Liang Rong, F. Jonsson, Li-Rong Zheng, "A 11.4dBm 90nm CMOS H-Bridge resonating polar amplifier using RF Sigma Delta Modulation," IEEE ESSCIRC (ESSCIRC), pp. 307 – 310, Sept. 2011.
- [12] L.F. Tiemeijer, R.M.T. Pijper, C. Andrei, E. Grenados, "Analysis, Design, Modeling, and Characterization of Low-Loss Scalable On-Chip Transformers," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 61, no. 7, July. 2013.

- [13] 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.

本研究に対する学会発表など

- (A) 査読付き論文 (0件)

なし

- (B) 査読付き小論文 (2件)

T. Noda, W. Someya, Y. Iikura, Y. Umeda, Y. Kozawa, "Bi-level Quadrature-modulation Low-pass EPWM transmitter Using Half Side of Tri-level $\Delta\Sigma$ Modulator," RWW, TU3P-5, Jan. 2015.

T. Noda, Y. Umeda, Y. Kozawa, "Optimization of DSM Sampling Frequency and Interleaving Frequency for Bi-level Quadrature-modulation EPWM Transmitter," NCS'16, 発表予定.

- (C) 査読なし論文 (2件)

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.

染谷 和, 野田 昂志, 榎田 洋太郎, 小澤 佑介, "3値出力 $\Delta-\Sigma$ 変調器を用いた直交変調型EPWM送信機におけるD級電力増幅器の2値および3値駆動の比較" マイクロ波研究会(MW)信学技報, vo.114, no.391, pp.99-104, Jan.2015.

- (D) 学会大会等の口頭発表・ポスター発表 (1件)

野田 昂志, 榎田 洋太郎, 小澤 佑介, 吉田 智洋, 末光 哲也, "直交変調型EPWM送信機RF回路のInGaAs系HEMTを用いた設計", 電子情報通信学会東京支部学生会研究発表会, C-2-122, Mar.2014.

- (E) 特許 (1件)

榎田 洋太郎, 野田 昂志, 染谷 和, 飯倉 祥晴, 特願 2014-204904 2014/10/3
信号処理装置及び送信装置.