

OFDM 伝送における D 級増幅器を用いた

ポーラ変調型 EPWM 送信機 の特性評価

7313609 飯倉 祥晴

1. はじめに

移動通信システムにおいて、電力増幅器には高効率と線形性が求められる。AB 級増幅器は線形増幅のために広く使用されているが、出力電力がほぼ飽和している場合にのみ高い電力効率となる。近年では、多値直交振幅変調 (QAM) や直交周波数分割多重 (OFDM) [1]等の、無線周波数 (RF) 信号の包絡線が変動する線形変調方式が広く使用されているため、ピーク対平均電力比 (PAPR) が大きくなる。これらの振幅が変動する線形変調方式に AB 級増幅器を用いた場合、大きな PAPR により電力増幅器の電力効率が低下する。そのため、トランジスタを常に飽和または準飽和動作させることにより電力増幅器を高効率動作させることのできる包絡線除去復元 (EER) [2]およびエンベロープトラッキング (ET) 増幅器[3]が、線形電力増幅のための高効率を必要とする実用的な用途のために精力的に開発されている。しかしながら、これらの増幅器は包絡線を変化させるためにドレインバイアス制御を行うため、寄生容量が変化し、位相歪みが発生する[4]。このため、これらの増幅器は、プリディストーションなどの非線形性補正機能を必要とする。また、電力効率は包絡線を制御するスイッチングレギュレータにおける電力損失により減少する欠点がある。

これらの EER や ET 方式の欠点を解決し、高い PAPR をもつ信号に対しても高い線形性と電力効率を維持する有望な手法の 1 つとして、包絡線パルス幅変調 (EPWM) 方式が提案されている[5]-[8]。この方式では、RF 出力信号の包絡線をベースバンド信号に応じて変調されたパルス幅変調 (PWM) 信号によって変調する。その結果、RF 信号の振幅が一定となり、増幅器を高効率で動作させることを可能にする。受信機における復調信号の瞬時振幅は、包絡線のパルス幅に比例するため、増幅器は高い線形性で動作する。しかしながら、広く高効率電力増幅のために使用されている E 級増幅器は歪みを引き起こす。この歪みは、RF パースト信号によるドレイ

ンバイアスの過渡応答によるものである[9]。これに対し、1/4 波長伝送線路を使用してこの歪みを抑制する手法が提案されている[8]。しかし、IC チップ上に実装する場合は、1/4 波長伝送線路は大きな面積が必要になる。

本研究では、D 級増幅器を用いたポーラ変調型 EPWM 送信機の高効率かつ高線形動作を示す。OFDM 伝送における D 級増幅器を用いたポーラ変調型 EPWM 送信機の出力電力、電力付加効率 (PAE)、変調精度 (EVM) をコンピュータシミュレーションにより評価を行う。近年、D 級増幅器は包絡線パルス幅変調を用いた送信機で多く使用されている[10]-[15]が、EVM や搬送波周波数依存性の報告が少ない。また、D 級増幅器を用いた H ブリッジによる 3 値出力型の送信機 [14][15]も提案されているが回路構成が複雑になる。この課題に対し、本研究では 2 値出力で優れた EVM 性能を示している。加えて、本研究では $\Delta\Sigma$ 変調器のサンプリング周波数を変化させた場合の出力電力、電力付加効率 (PAE)、EVM について言及し、ポーラ変調型 EPWM 送信機における各特性のサンプリング周波数との関係性を示す。最終的に OFDM 伝送における D 級増幅器を用いたポーラ変調型 EPWM 送信機が現行の移動体通信システムに適応できる可能性があることを示す。

2. ポーラ変調型 EPWM 送信機の構成

2.1. 構成と動作原理

本研究で用いるポーラ変調型 EPWM 送信機について、構成を図 1 に示し、動作原理について説明する。入力信号 $v(t)=a(t) \cos [\omega t+\varphi(t)]$ を複素包絡線に生成することで、入力信号の振幅成分 $a(t)$ と位相成分 $\varphi(t)$ を得る。振幅成分 $a(t)$ はサンプリング周波数 f_s で標本化する $\Delta\Sigma$ 変調により、振幅成分 $a(t)$ に比例したデューティー比を持つパルス信号となる。 $\Delta\Sigma$ 変調器はノイズシェーピング特性を持つため、信号帯域周辺の量子化雑音が抑制される。一方、位相成分 $\varphi(t)$ は搬送

波周波数 f_c の周波数成分に変調し、信号を生成する。この2つの信号を乗算することによって方形波バースト RF 信号が生成される。そして、パルス変調部で生成されたバースト信号がスイッチング型電力増幅器に入力されることで高効率に増幅し、電力増幅器内臓のバンドパスフィルタ (BPF) によって所望波帯域外の量子化雑音を除去し、所望波信号のみを抽出することで、増幅された入力信号に復元し、アンテナで送信する方式がポーラ変調型 EPWM 送信機となる。

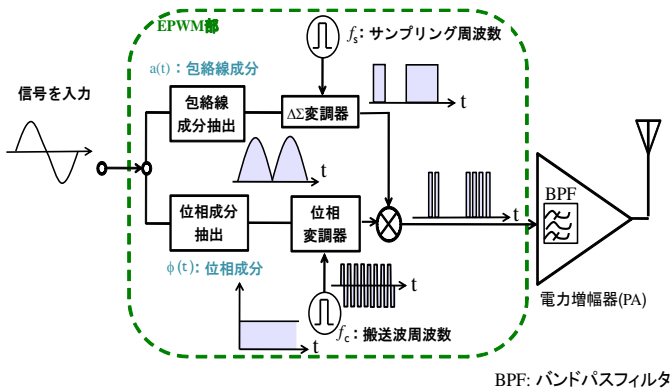


図1 送信機の構成

2.2. D 級増幅器

D 級増幅器の構成を図 2 に示す。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。直列接続された 1 対のトランジスタに互いに逆相の方形搬送波を入力することにより、2 つのトランジスタを相補的にオン・オフさせる。これにより、トランジスタの出力の電圧が電源電圧とグラウンド電圧の 2 値のいずれかをとり、まず、 V_{in1} に入力される信号が高(H)レベルのときは T_1 はオフ、 V_{in2} に入力される信号が低(L)レベルのときは T_2 がオンとなり、X 点の電圧はグラウンドレベルとなる。一方、 V_{in1} に入力される信号が低(L)レベルのときは T_1 がオン、 V_{in2} に入力される信号が高(H)レベルのときは T_2 がオフとなり、X 点の電圧は V_{DD} となる。その結果、トランジスタ出力での電圧と電流のオーバーラップをなくすことにより、理想的にはトランジスタでの電力消費を 0 とすることが可能となるため、理論的には効率 100% が可能となる。

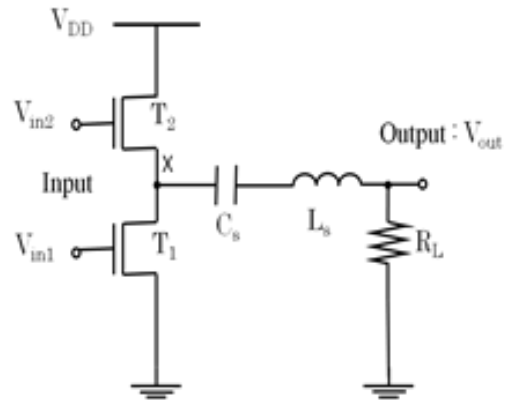


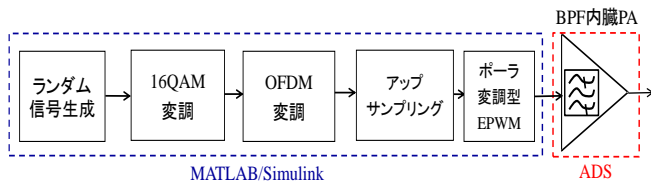
図 2. D 級増幅器の構成

3. シミュレーション方法

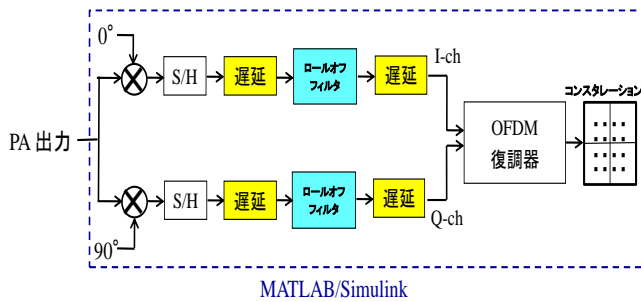
本研究におけるシミュレーション構成を図 3 に示す。信号の生成、変復調部は Mathworks 社の MATLAB/Simulink を用いている。初めに、I-ch と Q-ch の直交振幅変調のベースバンド信号を生成し、1 次変調として 16QAM、2 次変調として OFDM を行う。次に周波数領域でのゼロ・パディングを用いて $\Delta\Sigma$ 変調器の動作周波数までアップサンプリングする。OFDM は帯域制限を必要としないためレイズドコサインフィルタを用いる必要はない。その後、包絡線成分と位相成分に分割し、方形搬送波からなる RF バースト信号をパルス幅変調によって生成する。さらに、生成された信号は Agilent 社の ADS 上に構成された BPF を内蔵する電力増幅器に入力される。これにより、信号の高調波成分は抑えられる。最終的に RF 信号は 2 つのミキサにより直交ダウンコンバージョンされた後、信号成分を取り出すためにレイズドコサインフィルタを用いて、帯域制限とダウンサンプリングを行うことによりベースバンド信号に復調される。最後に OFDM 復調器を通すことで信号配置点 (コンスタレーション) として復調される。OFDM 復調器に信号の同期機能が無いため、受信部には遅延調整が必要である。

本評価では、RF の搬送波周波数を 0.5 から 2.5 GHz の範囲で変化させ、それに応じて、サンプリング周波数、タイムステップ、BPF のパラメータを変化させている。このときサンプリング周波数は搬送波周波数に対して 1/2 の値としている。また $\Delta\Sigma$ のサンプリング周波数を変えたときの特性評価

はサンプリング周波数を搬送波周波数に対して同じ場合、1/4, 1/8, 1/16 の場合を追加で評価して比較する。電力増幅器の評価は ADS 上で PAE, 出力電力を算出する。送信機の評価は MATLAB 上でコンスタレーションと EVM を算出する。最後に、シミュレーション諸元を表 1, 表 2 に示す。また、図 2 に示す構成の電力増幅器をシミュレーションに用いた。



(a) 送信部



(b) 受信部

図 3. シミュレーション構成

表 1. MATLAB/Simulink 諸元

1次変調	16QAM	
2次変調	OFDM (IEEE 802.16)	
シンボル数	1000 symbols	
シンボルレート (f_{sym})	10 Msymbol/s	
OFDM	サブキャリア	256
	ガードインターバル	64
アップサンプリングファクター	f_s / f_{sym}	
搬送波周波数 (f_c)	0.5 to 2.5 GHz	
$\Delta\Sigma$ 変調器	次数	2
	サンプリング周波数 (f_s)	$f_c/16, f_c/8, f_c/4, f_c/2, f_c$
BPF (Without PA)	次数	2
	形式	パワース
	中心周波数	f_c
	帯域幅	$0.5f_c$
ロールオフフィルタ	Q	2
	形式	レイズドコサイン
	ロールオフファクタ	0.3
	打ち切りシンボル数	16

表 2. ADS 諸元

時間ステップ		$1/(50f_c)$
n-MOSFET	ゲート長	$0.18 \mu\text{m}$
	フィンガー数	30
	ゲート幅	$10 \times 30 \mu\text{m}$
負荷抵抗		50Ω
D級増幅器	電源電圧	1.8 V
	入力電圧 (V_{in2})	-0.6 to 2.9 V
	入力電圧 (V_{in1})	0.2 to 0.9 V
	C_S	$1.59 \times 10^{-3} / f_c$
	L_S	$15.9 / f_c$
	BPF Q	2

4. シミュレーション結果

図 4 に D 級増幅器の出力電力, PAE のシミュレーション結果を示す。出力電力は搬送波周波数が増え変化してもほぼ一定の値である。一方, PAE は搬送波周波数の増加と共に減少する。この減少は、搬送波周波数の増加に伴い入力方形波信号がなまっていくことにより n-MOSFET の立ち上がり、立下り時間が信号波形に対し無視できなくなり、スイッチング損失が増大したためと考えられる。また, D 級増幅器は n-MOSFET を電動供給ラインに使うため、電力損失により電力効率が低くなる。これらを改善するには、より高性能のトランジスタを用いることが必要である。

図 5 は, D 級増幅器の EVM の評価結果を示す。比較対象に電力増幅器のない場合の結果を参照として示す。D 級増幅器を用いた場合、周波数が増えるにつれて n-MOSFET の速度が追従しないために劣化が見られるが, EVM の劣化がほとんどないことがわかる。また 1GHz 以上では 31dB 以上と良好な結果である。一方, 1GHz 以下だとこれより低くなる。これは $\Delta\Sigma$ 変調器のサンプリング周波数を搬送波周波数に比例して変えているため、搬送波周波数が減少すると、 $\Delta\Sigma$ 変調器のサンプリング周波数も減少し、オーバーサンプリング率が減少するからである。オーバーサンプリング率が減少すると、 $\Delta\Sigma$ 変調器内で量子化雑音が増えるため EVM が低くなる。

続いて、 $\Delta\Sigma$ 変調器のサンプリング周波数を変えたときの比較評価結果を図 6 に示す。ただし、図 6(C) の EVM の結果は $\Delta\Sigma$ 変調器による影響を評価するため、電力増幅器なしでシミュレーションしている。またサンプリング周波数は搬送波周波数に対して等倍、1/2, 1/4, 1/8, 1/16 としている。

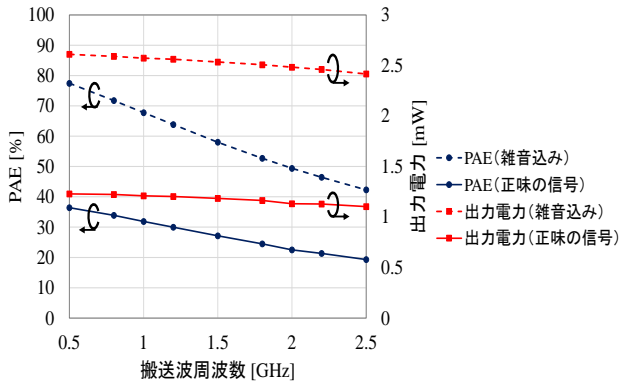
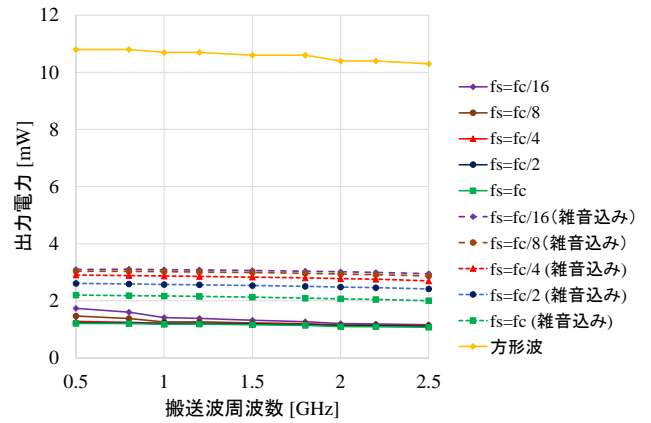


図 4. 搬送波周波数対 PAE, 出力電力



(a) 搬送波周波数対出力電力

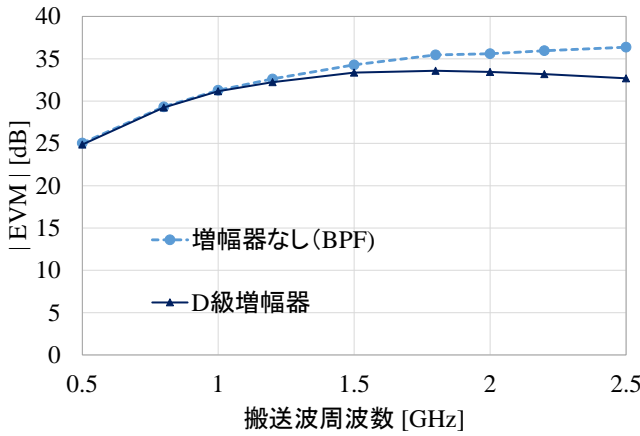
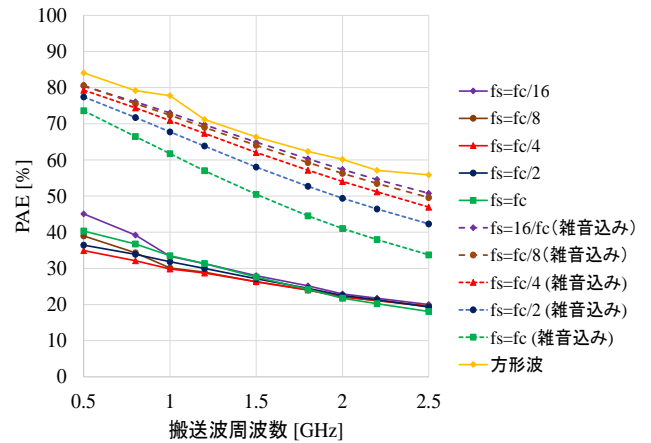
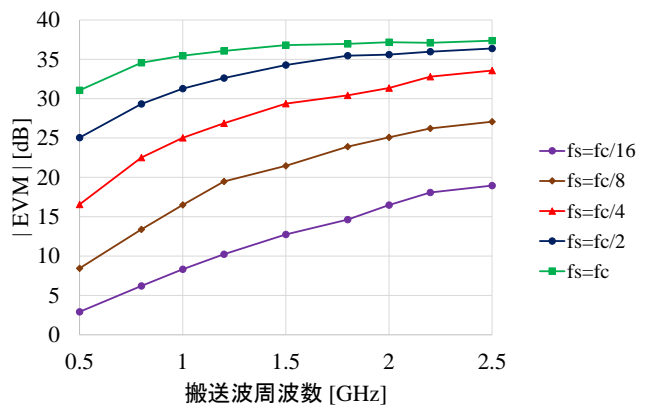


図 5. 搬送波周波数対 EVM



(b) 搬送波周波数対 PAE

図 6(a)に示すように、増幅器の出力電力は EPWM 方式の場合パースト信号となるため、連続方形波に比べて大きく減少する。ΔΣ 変調器のサンプリング周波数を上げていくと、雑音電力は減少するが正味の信号電力には影響がないことが分かる。図 6(b)の PAE も ΔΣ 変調器のサンプリング周波数を上げていくと 雑音電力を含んだ電力効率も量子化雑音が減るので減少するが、正味の信号の電力効率はほぼ一定であることが分かる。一方で図 6(c)の EVM は ΔΣ 変調器のサンプリング周波数を上げていくと増加する。また、搬送波周波数が異なるときでもサンプリング周波数が同じ値の場合に EVM がほぼ同じ値となることが分かる。したがって EVM は ΔΣ 変調器のサンプリング周波数に依存していることが分かる。



(c) 搬送波周波数帯 EVM

以上の結果より ΔΣ 変調器のサンプリング周波数を上げると出力電力, PAE には影響を与えずに良好な EVM を得ることができるので、可能な限り高い値にすることが望ましい。

図 6. ΔΣ 変調器のサンプリング周波数との関係

5. まとめ

本研究では、OFDM 伝送における D 級増幅器を用いたポーラ変調型 EPWM 送信機の特徴をコンピュータシミュレーションにより評価した。D 級増幅器を用いると、各搬送波周波数において量子化雑音の影響により電力効率は低いながらも良好な EVM 性能を得られた。したがって、D 級増幅器を用いる本送信機は高い変調精度を必要とするマルチレベル QAM 方式での使用に適している。

また、 $\Delta\Sigma$ 変調器のサンプリング周波数を変化させた場合の評価を行った。 $\Delta\Sigma$ 変調器のサンプリング周波数を上げてても正味の信号の出力電力、電力効率は一定であることがわかった。そのため、電力増幅器に信号を入力する前に量子化雑音を減らすことが必要である。一方、EVM は大きく向上することを示した。また EVM が $\Delta\Sigma$ 変調器のサンプリング周波数に依存していることを示した。したがって $\Delta\Sigma$ 変調器のサンプリング周波数は増やすと消費電力が大きくなるが、所望の EVM に応じて高い値にすることが望ましい。以上より、変調信号における量子化雑音を電力増幅器に入力する前に減らし、電力効率を向上することができれば、ポーラ変調型 EPWM 送信機は D 級増幅器を用いることにより、近年の OFDM を用いた移動体通信システムに適応できる有望な可能性が示された。

文献

- [1] IEEE Std 802.16TM-2012. “IEEE Standard for Air Interface for Broadband Wireless Access Systems”, August 2012
- [2] L. R. Kahn, “Single-sideband transmission by envelope elimination and restoration,” Proc. IRE, vol. 40, pp. 2220-2225, Dec. 1998.
- [3] F. Yamaki, K. Inoue, N. Ui, A. Kawano, S. Sano “A 65 % drain efficiency GaN HEMT with 200 W peak power for 20 V to 65 V envelope tracking base station amplifier,” 2011 IEEE MTT-S Symp, June 2011.
- [4] B. Razavi, “RF Microelectronics,” Prentice Hall, 1998.
- [5] H. Adachi and M. Iida, “Transmitting Circuit and Equipment”, Japanese Patent Application, P2002-45388, February 2002.
- [6] Y. Wang, “An improved Kahn Transmitter Architecture Based on Delta-Sigma Modulation,” 2003 IEEE MTT-S Symp., June 2003.
- [7] 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.
- [8] S. Takahashi and Y. Yamao, “Burst RF Signal Amplification for EPWM Transmitter,” IECIE Technical Report, vol.110, no.307 pp.75-80, Nov. 2010.
- [9] S. Fujioka, Y. Umeda, and O. Takyu, “Distortion Compensation of Class-E Power-amplifier Modulating Envelope Pulse Width for Quadrature Amplitude Modulation Signal,” IECIE Technical Report, vol.111, no.374, pp.41-46, Jan. 2012.
- [10] S. Hori, K. Kunihiro, K. Takahashi, and M. Fukaiishi, “A 0.7-3GHz envelope $\Delta\Sigma$ modulator using phase modulated carrier clock for multimode/band switching amplifiers,” IEEE RFIC Symp. Dig., pp. 35-38, June. 2011.
- [11] M. Tanio, S. Hori, M. Hayakawa, N. Tanaka, K. Motoi, K. Kunihiro, “A Linear and Efficient 1-bit Digital Transmitter with Envelope Delta-sigma Modulation for 700MHz LTE”, Microwave Symposium (IMS), 2014 IEEE MTT-S International, June, 2014.
- [12] T. Johnson, S. P. Stapleton, “RF Class-D Amplification With Bandpass Sigma-Delta Modulator Drive Signals,” IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 53, no. 12, pp. 2507-2520, Dec. 2006.
- [13] W.-Y. Kim, J. Rode, A. Scuderi, Hyuk-Su Son, Chul Soon Park, and P. M. Asbeck, “An Efficient Voltage-Mode Class-

D Power Amplifier for Digital Transmitters with Delta-Sigma Modulation,” 2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT), pp. 1-4, June 2011.

[14] T.-P. Hung, J. Rode, L. E. Larson, P. M. Asbeck, “Design of H-Bridge Class-D Power Amplifiers for Digital Pulse Modulation Transmitters,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 55, no. 12, pp. 2845-2855, Dec. 2007.

[15] Liang Rong, Fredrik Jonsson, Li-Rong Zheng, “A Switch Mode Resonating H-Bridge Polar Transmitter using RF $\Sigma\Delta$ Modulation,” Circuits and Systems (ISCAS), Proceedings of 2010 IEEE International Symposium.

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

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.

(C) 査読なし論文

飯倉 祥晴, 榎田 洋太郎, 小澤 佑介, “ポーラ変調型 EPWM 送信機における NMOS 型 D 級電力増幅器を用いた変調精度の改善,” マイクロ波研究会(MW)信学技報, vol.113, no. 460, pp. 139-144, Mar. 2014.

飯倉 祥晴, 榎田 洋太郎, 小澤 佑介, “OFDM 伝送における D 級増幅器を用いたポーラ変調型 EPWM 送信機の特性評価” マイクロ波研究会(MW)信学技報, vol.114, no. 318, pp. 88-94, Nov. 2014.

野田 昂志, 染谷 和, 飯倉 祥晴, 榎田 洋太郎, 小澤 佑介, “OFDM 伝送における D 級増幅器を用いたポーラ変調型 EPWM 送信機の特性評価” マイクロ波研究会(MW)信学技報, vol.114, no. 318, pp. 83-88, Nov. 2014.

(D) 学会大会等の口頭発表・ポスター発表
なし

(E) 特許

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.