

# 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 級電力増幅器の特性評価

7313641 染谷 和

### 1. はじめに

近年、移動通信システムにおいて、大容量化、高速通信化に伴い電力消費が大きくなっている。送受信機における電力消費の半分以上が電力増幅器によるものである。そのため、高電力効率、線形性、低歪特性を持つ電力増幅器が要求されている。高効率な電力増幅器として、スイッチング動作を行う電力増幅器があげられるが、スイッチング動作を行うためには、入力信号が方形のパルス信号である必要がある。そこで、入力信号をパルス信号にして処理を行う方式が提案されてきた。そこで、入力信号をパルス信号にして処理を行う方式として、包絡線パルス幅変調 (EPWM) 方式[1]-[8]がある。この方式では、消費電力を抑えることができる。また、電源電圧の変動がない定電圧であるためドレインバイアスが一定になり歪の発生を抑えることができる。そのため、包絡線パルス幅変調 (EPWM) 送信機は、高い電力効率と線形性を備えている。特に、直交変調型 EPWM 送信機[2]-[8]は、パルス幅変調時に非線形性による量子化雑音の増加が起きない利点をもつ。しかし、直交変調型 EPWM 送信機では電力増幅器の入力に正負と零の三値の信号を用いる場合、零値が精度よく出力できないという問題がある。

本研究では、直交変調型 EPWM を用いて 1 つの D 級電力増幅器で出力する構成の送信機に関し、3 値出力  $\Delta$ - $\Sigma$  変調器で 2 値出力する場合と、3 値出力する場合について、出力電力、電力効率、および誤差ベクトル振幅 (EVM) について特性比較を行う。加えて、D 級電力増幅器の貫通電流を低減するために入力信号に電圧オフセットを入れた場合と入れない場合、電力増幅器内蔵フィルタに直列共振器を用いた場合と並列共振器を用いた場合についても行った。

### 2. 送信機の構成

#### 2.1. 直交変調型 EPWM 送信機

図 1 に直交変調型 EPWM 送信機の構成図を示し、その動作原理を説明する。まず、I, Q チャネルそれぞれを  $\Delta$ - $\Sigma$  変調器に入力する。出力されたパルス信号に搬送波を掛け合わせることで、RF 信号を得る。本構成では、 $\Delta$ - $\Sigma$  変調することにより、量子化雑音に対してノイズシェーピング特性を得る。これによって、後段のフィルタにより量子化雑音を大幅に除去できる。

直交変調型は、変調処理をすべて正負のデジタル信号で行うので、環境変化や経年劣化による電力効率の低下を抑制できるという特徴がある。本研究では、直交変調として正負 1 ビット交互出力変調[5]を用いた。正負 1 ビット交互出力変調は、I, Q チャネルの信号を交互に出力し、正負、零の三値を出力することによって、パルス幅変調時に非線形による量子化雑音の増加が起きないという利点がある[5]。

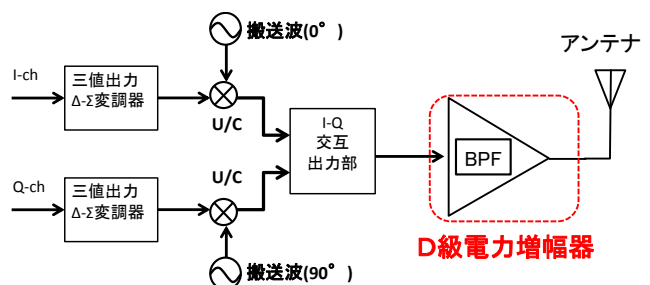


図 1. 直交変調型 EPWM 送信機構成図

### 3. シミュレーションによる評価

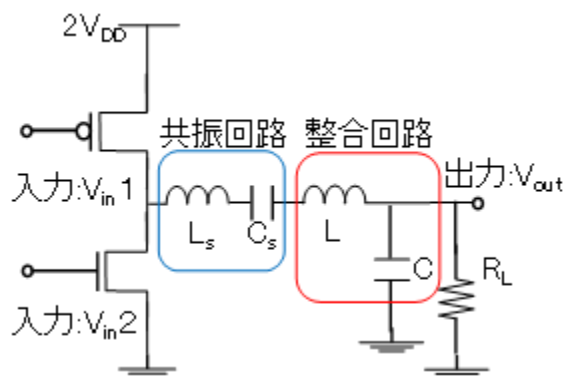
#### 3.1. シミュレーション方法

本研究におけるシミュレーション構成を図 4 に示す。まず、Mathworks 社 MATLAB の Simulink ツールを用いて、I, Q チャネルのベースバンド (BB) 信号にルートロールオフフィルタにより帯域制限をかける。その後、包絡線パルス幅変調により電力増幅器 (PA) に入力する前のパースト状の方形波からなる RF 信号を生成する[7]。次に、Agilent 社の Advanced

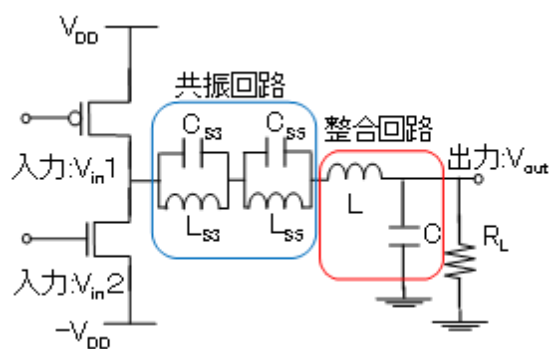
Design System (ADS) を用いて、生成した信号を D 級電力増幅器で増幅し PA 内に内蔵する BPF または BRF に通過させることで高調波成分または 3 次, 5 次の成分を抑える. その後, 再び Mathworks 社 MATLAB の simulink ツールを用いて直交検波し, ルートロールオフフィルタによってダウンサンプリングすることにより, I,Q チャネルのベースバンド信号に復調する.

本評価では, RF の搬送波周波数を 100 MHz ~ 2.0 GHz の範囲で変化させ, それに応じて, BB 信号シンボルレート, サンプリング周波数, タイムステップ, 共振器のパラメータを変化させている. その後, ADS 上で電力増幅器の出力電力, ドレイン効率, PAE を算出する. また, 直交検波後に MATLAB 上で信号配置点(コンスタレーション)と EVM を算出する.

続いて, ADS と MATLAB/Simulink 上でのシミュレーション諸元を表 1 および表 2 に示す. シミュレーションに用いた回路構成は, 直列共振回路を用いる D 級電力増幅器が図 2(a), 並列共振回路を用いる D 級電力増幅器が図 2(b)である.



(a)



(b)

図 2. D 級電力増幅器の構成

(a)直列共振(b)並列共振

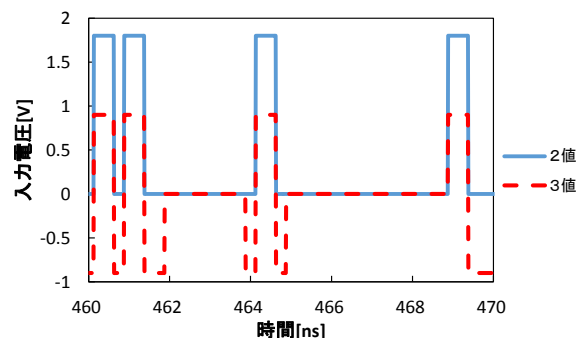


図 3.入力波形

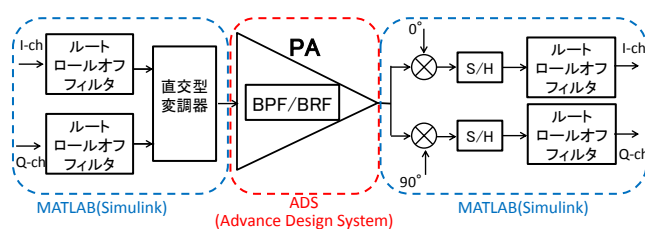


図 4.シミュレーション構成

表 1. ADS シミュレーション諸元

シミュレーションのタイムステップ		1/(100fc)
pMOS トランジスタ	ゲート長	0.18 $\mu\text{m}$
	ゲート幅	26 $\times$ 35 $\mu\text{m}$
nMOS トランジスタ	ゲート長	0.18 $\mu\text{m}$
	ゲート幅	10 $\times$ 35 $\mu\text{m}$
負荷抵抗		50 $\Omega$
D級電力増幅器(直列共振)	電源電圧 (2V <sub>DD</sub> )	1.8 V
	入力電圧(オフセットなし) V <sub>in1</sub> , V <sub>in2</sub>	0~1.8 V
	入力電圧(オフセットあり) V <sub>in1</sub>	0.7~2.5 V
	入力電圧(オフセットあり) V <sub>in2</sub>	-0.7~1.1 V
	BPF	中心周波数
帯域幅		0.5f <sub>c</sub>
Q値		2
D級電力増幅器(並列共振)	電源電圧(V <sub>DD</sub> )	0.9 V
	入力電圧(オフセットなし) V <sub>in1</sub> , V <sub>in2</sub>	-0.9~0.9 V
	入力電圧 V <sub>in1</sub> (オフセットあり)	-0.2~1.6 V
	入力電圧 V <sub>in2</sub> (オフセットあり)	-1.6~0.2 V
	BRF	中心周波数
帯域幅		1.5f <sub>c</sub> ~2.5f <sub>c</sub>
Q値		2

表2. MATLAB シミュレーション諸元

シミュレーションのタイムステップ		1/(100f <sub>c</sub> )	
pMOS トランジスタ	ゲート長	0.18 μm	
	ゲート幅	26×35 μm	
nMOS トランジスタ	ゲート長	0.18 μm	
	ゲート幅	10×35 μm	
負荷抵抗		50 Ω	
D級 電力増幅器 (直列共振)	電源電圧 (2V <sub>DD</sub> )	1.8 V	
	入力電圧(オフセットなし) V <sub>in1</sub> , V <sub>in2</sub>	0~1.8 V	
	入力電圧(オフセットあり) V <sub>in1</sub>	0.7~2.5 V	
	入力電圧(オフセットあり) V <sub>in2</sub>	-0.7~1.1 V	
	BPF	中心周波数	f <sub>c</sub>
		帯域幅	0.5f <sub>c</sub>
Q値		2	
D級 電力増幅器 (並列共振)	電源電圧(V <sub>DD</sub> )	0.9 V	
	入力電圧(オフセットなし) V <sub>in1</sub> , V <sub>in2</sub>	-0.9~0.9 V	
	入力電圧 V <sub>in1</sub> (オフセットあり)	-0.2~1.6 V	
	入力電圧 V <sub>in2</sub> (オフセットあり)	-1.6~0.2 V	
	BRF	中心周波数	3f <sub>c</sub> , 5f <sub>c</sub>
		帯域幅	1.5f <sub>c</sub> , 2.5f <sub>c</sub>
Q値		2	

### 3.2. 評価方法

#### (a) 効率の指標

パワーアンプの効率を表す指標としてドレイン効率  $\eta$  と PAE の 2 つがある。ドレイン効率は式(1)のように、出力電力 ( $P_{out}$ ) を供給電源の電力 ( $P_{dc}$ ) で割ったものである。一方、PAE は式(2)に示すように、 $P_{out}$  と入力電力 ( $P_{in}$ ) の差を  $P_{dc}$  で割ったものである。

$$\eta_D(\%) = \frac{P_{out}}{P_{dc}} \times 100 \quad (1)$$

$$\eta_{add}(\%) = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{dc}} \times 100 \quad (2)$$

#### (b) 変調精度の指標

シミュレーションにおける歪みの評価方法として、EVM を用いて評価を行った。EVM とは、図 5 のように所望信号に対する、誤差ベクトルの割合を示す。誤差ベクトルの大きさを測定することにより、変調精度を定量的に測定することが可能である。

また、EVM の値は式(3)で表される。 $S_{ideal}$  および  $S_{meas}$  は、信号を識別するタイミングにおける実際の送信信

号ベクトル、および理想的な変調波ベクトルをそれぞれ示す。式(3)を用いた結果をデシベル表示に変換したものを本検討における EVM とする。

$$EVM = \left[ \frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |S_{ideal,n} - S_{meas,n}|^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |S_{ideal,n}|^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3)$$

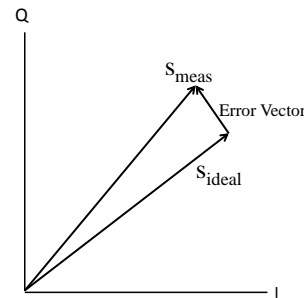


図 5. EVM の概念図

### 3.3. シミュレーション結果

#### 3.3.1. PA 内蔵フィルタ形式, PA 入力信号形式, PA 入力信号バイアス・オフセットの電力効率, 出力電力, EVM への影響評価

D 級 PA 内蔵フィルタとして直列共振回路および並列共振回路を用いた場合、PA 入力の EPWM 出力信号形式として 3 値および 2 値を用いた場合、および電力増幅器入力バイアスにオフセットを入れない場合と入れた場合について、ドレイン効率、PAE、出力電力の比較、および雑音を含む信号に対する EVM の比較を行った。

#### (a) 電力効率

図 6、図 7 に、ドレイン効率、PAE のシミュレーション結果を示す。ドレイン効率と PAE は、搬送波周波数の増加と共に減少する。原因としては、周波数の増加に伴いトランジスタの動作の速度が追い付かなくなることが考えられる。また、全体的に効率が下がる理由としては 3.3.2 に述べるように、入力する 16QAM 信号の PAPR が大きいこと、およびバックオフを設けているため、平均電力が小さくなり、相対的に量子化雑音電力による電力損が大きくなっていると考えられる。

入力信号にオフセットを入れている場合は入れていない場合に比べて貫通電流を抑えることが出来ているため、効率が改善されていることがわかる。また、直列共振の PAE において、高周波数領域でオフセットなしの場合の方がオフセット

を入れている場合に比べて効率が良い理由としては、オフセットを入れた場合、トランジスタのドレイン電流が絞られてしまうため、利得が下がり、入力消費電力による PAE の低下が大きくなることが考えられる。

### (b) 出力信号電力

図 8 に、信号電力のシミュレーション結果を示す。信号電力は、オフセットを入れた場合に比べて、入れない場合の方が大きいことがわかる。これは、オフセットを入れることによりトランジスタのドレイン電流が絞られてしまうことによると考えられる。

### (c) EVM

図 9 に、EVM のシミュレーション結果を示す。全体的に搬送波周波数増加と共に EVM が減少していることがわかる。この原因としては、搬送波周波数増加と共に PMOS 型および NMOS 型トランジスタの動作速度が不十分となり、波形への追従性が低下し、結果として EVM が減少していることが考えられる。

### (d) 評価結果の判定

各条件における評価判定結果を表 3 に示す。この結果より、効率を重視した場合は 3 値の入力信号にオフセットを入れた並列共振回路を用いた D 級電力増幅器、EVM を重視した場合は 2 値の入力信号にオフセットを入れないで入力する直列共振回路を用いた D 級電力増幅器が適しているといえる。

## 3.3.2. 連続方形波入力時と変調信号入力時の電力効率, 出力電力の比較

3.3.1 節において、EVM と電力効率についてそれぞれ良好と反省された、直列共振回路を用い、2 値信号を入力、オフセットをいれない場合、および並列共振回路を用い、3 値信号を入力、オフセットを入れた場合のそれぞれについて、連続方形波と EPWM 変調信号を入力した時のドレイン効率、PAE, EVM の評価結果を、それぞれ、図 10 から図 12 に示す。連続方形波に対して、変調信号を用いた場合大きく効率が低下しているのがわかる。この原因は、入力している 16QAM の信号の PAPR が高く、さらにバックオフをもうけているためである。また、高い周波数において方形波に対して変調信号を用いた場合、効率の低下がより大きい原因とし

ては、変調信号の場合、連続方形波より高い周波成分が多いことが考えられる。

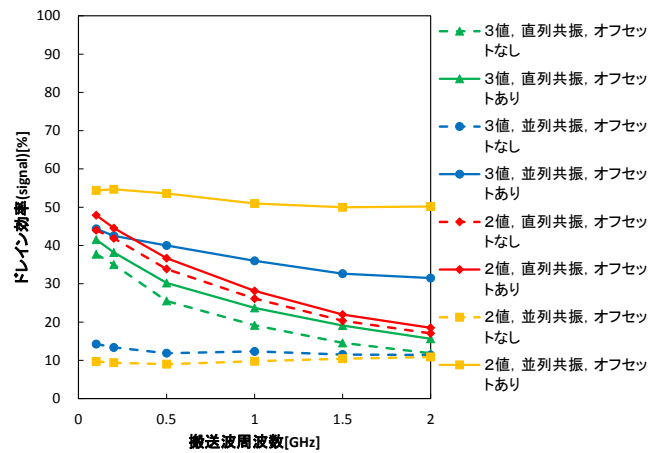


図 6. ドレイン効率(signal)

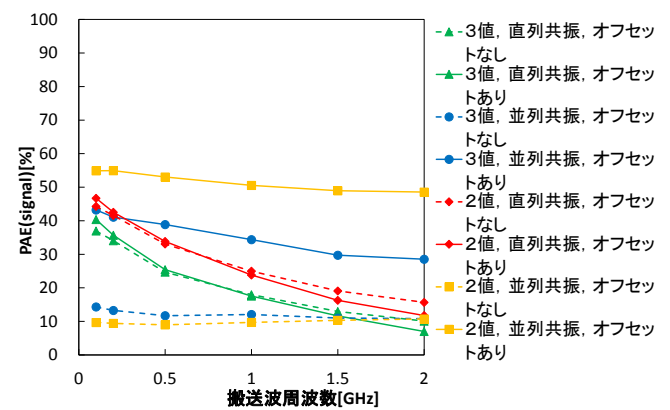


図 7. PAE (signal)

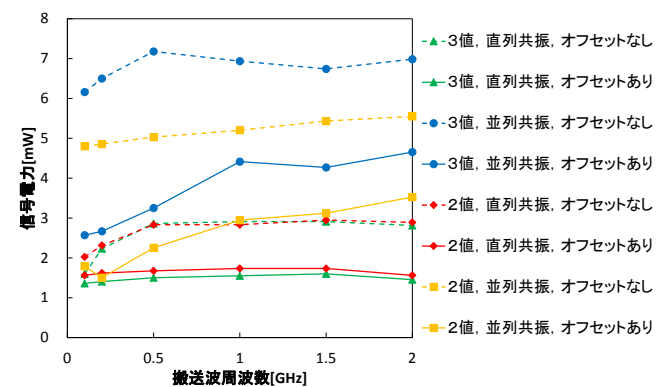


図 8. 信号電力

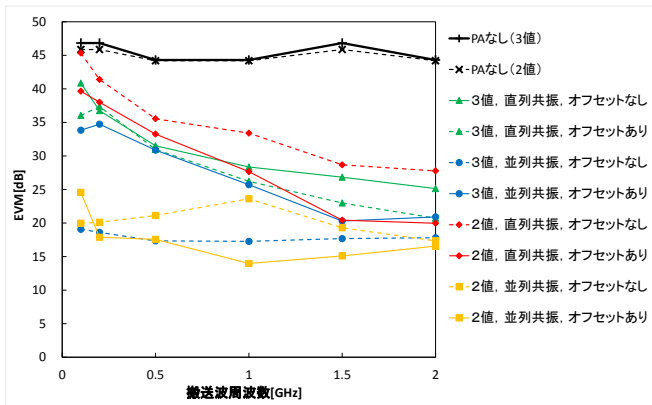


図 9. EVM

表 3. 評価判定結果

		オフセットなし			
		$\eta_D$	PAE	EVM	総合判定
3値	直列共振	$\Delta$	$\Delta$	$\bigcirc$	$\Delta$
	並列共振	$\times$	$\times$	$\times$	$\times$
2値	直列共振	$\bigcirc$	$\bigcirc$	$\odot$	$\odot$
	並列共振	$\times$	$\times$	$\times$	$\times$
		オフセットあり			
		$\eta_D$	PAE	EVM	総合判定
3値	直列共振	$\bigcirc$	$\Delta$	$\bigcirc$	$\Delta$
	並列共振	$\odot$	$\odot$	$\bigcirc$	$\odot$
2値	直列共振	$\bigcirc$	$\bigcirc$	$\bigcirc$	$\bigcirc$
	並列共振	$\odot$	$\odot$	$\times$	$\times$

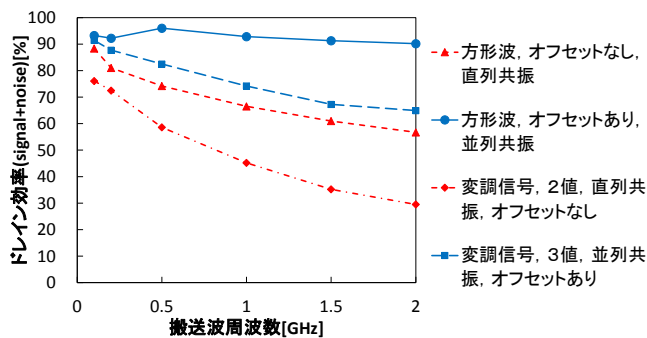


図 10. ドレイン効率(signal + noise)

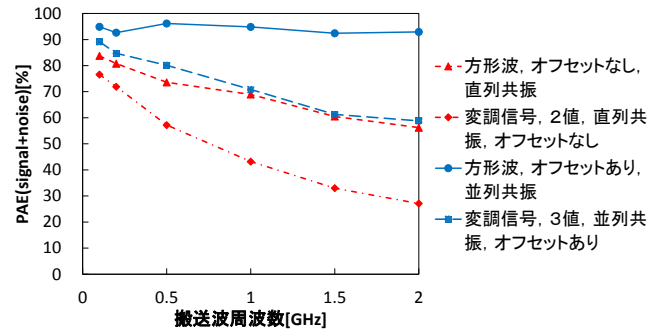


図 11. PAE(signal + noise)

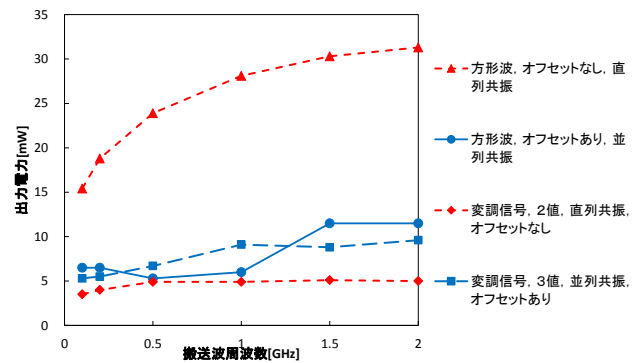


図 12. 出力電力

#### 4. まとめ

本研究では、直交変調型 EPWM を用いて1つの電力増幅器で出力する構成の送信機に関し、下記の3項目について特性比較を行った。

- (i) 3値  $\Delta$ - $\Sigma$  変調器で3値出力する場合と2値出力する場合
- (ii) D 級電力増幅器の貫通電流を低減するために、入力信号に電圧オフセットを入れた場合と入れない場合
- (iii) 電力増幅器内蔵フィルタに直列共振器を用いた場合と並列共振器を用いた場合

その結果、効率を重視した場合は、3値の入力信号にオフセットを入れ、並列共振回路を用いた D 級電力増幅器、EVM を重視した場合は、2値の入力信号にオフセットを入れず、直列共振回路を用いた D 級電力増幅器が適していることがわかった。

## 文 献

- [1] 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.
- [2] Y. Wang, "A class-s RF amplifier architecture with envelope deltasigma modulation," IEEE Radio & Wireless Conference, RAWCON2002, pp. 177-179, 2002.
- [3] 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.
- [4] M. L. S. Penalzo, G. Baudoin, M. Villegas, "A Cartesian Sigma-Delta Transmitter Architecture", IEEE Radio and Wireless Symp., pp. 51-54, 2009.
- [5] 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, Jan2013.
- [6] 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.
- [7] 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," to be submitted to PAWR 2015.
- [8] 染谷 和, 榎田 洋太郎, 小澤 佑介, "直交変調型 EPWM 送信機における CMOS 型 D 級電力増幅器を用いた変調精度の改善," 2014 信学技報, vol.113,no.460,pp.145-150,Mar.2014.

## 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

染谷 和, 榎田 洋太郎, 小澤 佑介, "直交変調型 EPWM  
送信機における CMOS 型 D 級電力増幅器を用いた変  
調精度の改善," 2014 信学技報, vol.113, no.460,  
pp.145-150, Mar.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"2015 信学技報, vo.114, no.391, pp99-104,  
Jan.2015

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"2014 信学  
技報, vo.114, no.318, pp83-88, Nov.2014

### (D) 学生大会等の口頭発表

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.