

パルス密度変調を用いた直交変調型と ポーラ変調型スイッチング動作送信機の比較

7311607 和泉宏典

1. はじめに

現在、移動体通信送信機の消費電力の約半分は、パワーアンプで消費されています。したがって、移動体通信において電力消費を低減するためにはパワーアンプの消費電力を抑制することが不可欠である。送信機の消費電力を低減する方式としてパルス幅変調送信機やパルス密度変調送信機などが盛んに研究されている。[1]-[10] 現在、これらの送信機は、電力増幅器の飽和電力からのバックオフが大きい場合であっても、クラス A、AB、B を使用することなく、高い電力効率を維持しながら直線的に信号を増幅することができます。加えて、パルス密度の Δ - Σ 変調を使用した送信機の変調器 [1]-[3]、[5]-[10] を使用することで、それはノイズシェーピングによる量子化雑音を減らすことができる事が利点である。これらの種類の中には、パルス密度変調型 Δ - Σ 変調器 [1]をバンドパスに使用したポーラ変調型(PM) [2]-[5] と、 Δ - Σ 変調器の高速動作の要求が低い直交変調型(QM) [6]-[10] の送信機がある。

PM トランスミッタは、ベースバンド信号を包絡線成分と位相成分に分解し、包絡線成分したのち、パワーアンプの直前で復元する。しかし、PM トランスミッタは、一定の位相変調信号を生成する部分においてアナログ信号処理を必要とする。一方、QM トランスミッタは、すべての信号処理をデジタル回路によって実行可能であるため、QM トランスミッタは、LSI との互換性で有利である。しかし、この PM および QM トランスミッタ間の比較が十分に行われておらず、また、QM トランスミッタにおける、送信機の出力と受信機の復調信号からなる実効電力効率がいまだに評価されていない。

本稿では、PM トランスミッタと QM のトランスミッタの性能比較評価を行う。二つのトランスミッタで本質的な電力効率を評価するための新たな評価方法として、復調実行電力

効率 (Effective Demodulation Power Efficiency: EDPE) を提案する。この評価の結果、コンピュータシミュレーションからは、QM トランスミッタの最大 EDPE は PM トランスミッタのものよりも 30%低いことが明らかになった。

2. 送信機回路

2.1 ポーラ変調型送信機

図 1 に Δ - Σ 変調器を使用したポーラ変調型(PM) 送信機を示す。入力された信号は、包絡線成分と位相成分に分離された後に、それぞれ、D-S 変調器で包絡線成分の信号へ、位相変調器で位相成分の信号へと変調される。後に、これらの信号はパワーアンプに入力する前に乗算される。

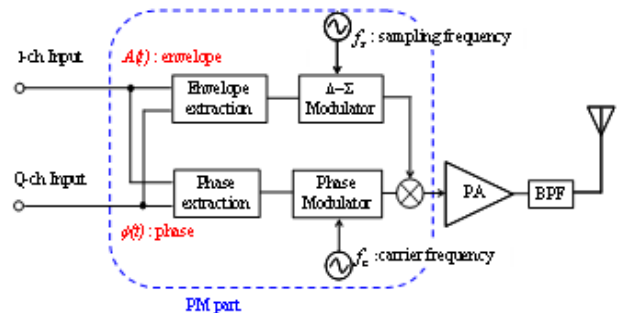


図 1. ポーラ変調型送信機

2.2 直交変調型送信機

図 2 に包落選成分の変調方式として Δ - Σ 変調器を用いた直交変調型(QM) 送信機の構成図を示す。まず、入力された I、Q チャンネルの信号は三値出力型 Δ - Σ 変調器を通して一ビットのデジタル信号へとそれぞれ変調される。次にそれらの信号は、XOR ゲートによって搬送波と合成され、高調波へと変調される。

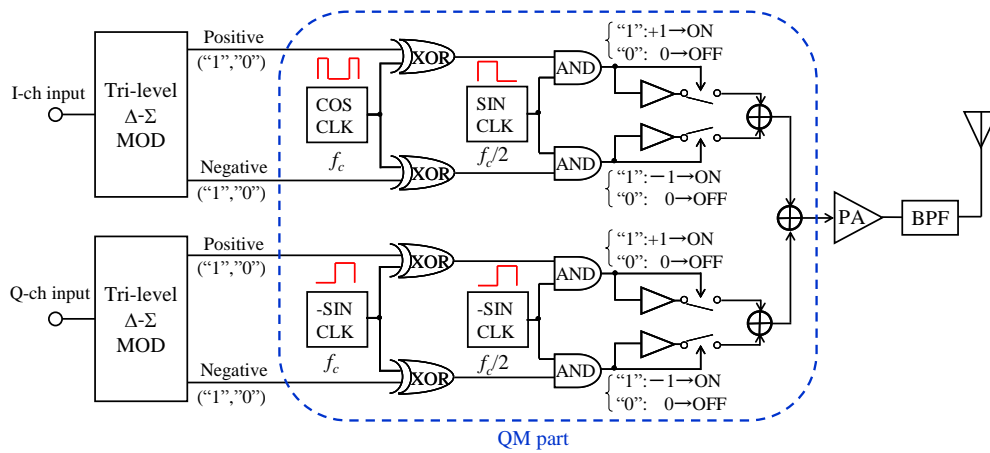


図 2. 直交変動型 (QM) 送信機

この QM 送信機の出力は、XOR ゲートからの出力が同時に
 出る同じ値であるとき、オーバーラップが発生してしまう場
 合がある。このオーバーラップというものは信号の歪みであ
 り、これの発生に伴い、スイッチング動作型アンプ [6] [7] [9]
 [10]の動作が妨げられてしまう。したがって、QM チャンネ
 ルにおいてはオーバーラップを発生させないために、IQ チャン
 ネルの交互出力は必要不可欠である。スイッチング動作型
 アンプの動作を保つため、XOR ゲートからの出力は、AND
 ゲートによって I チャンネルは搬送波の半分の sin 周波数と、
 Q チャンネルは搬送波の半分の負の sin 周波数と合成される。
 この処理によって QM 送信機は、I, Q チャンネルの信号情報
 を図 3 に示されているように、信号が重複することなく交互
 に出力することが可能となり、すべての信号において、デジ
 タル直交振幅変調(QAM)が可能となる。次に、AND ゲート
 から出力された正負の成分は、正負の信号へと変換され、そ
 の後、出力された信号を 4 つの出力の三値のバイポーラ論理
 和へと変換し、スイッチング動作型アンプによって増幅され
 る。最後に、三値出力型 Δ - Σ 変調器によって生成された信号
 周波数からずれた周波数である量子化雑音は、適切な帯域幅
 のバンドパスフィルタ (BPF) により除去される。

3. 三値出力型 Δ - Σ 変調器

図 4 に二値 Δ - Σ 変調器の基本動作を示す。三値出力型 Δ - Σ
 変調器の出力電圧の関係式は、

$$V(z) = U(z) + (1 - z^{-1})^2 E(z) \quad (1)$$

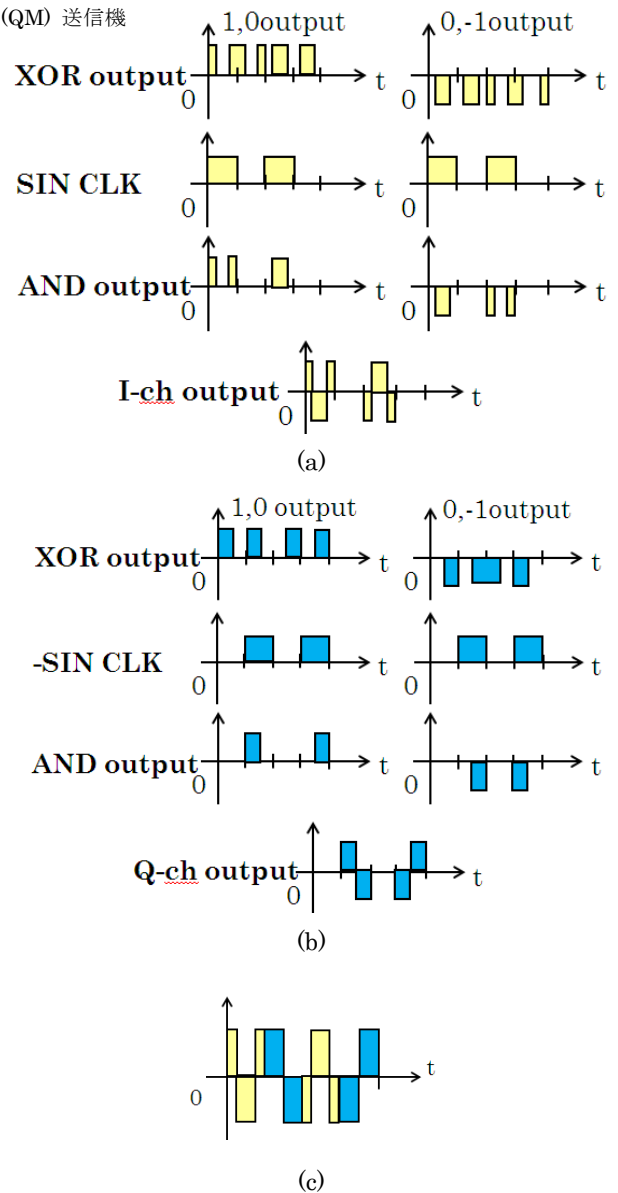


図 3. 直交変動型送信機の論理回路動作

(a) I チャンネル波形, (b) Q チャンネル波形, (c) I, Q チャン
 ネル合成波形

式(1)より、二値 Δ - Σ 変調器の雑音伝達関数は、

$$NTF(z) = (1 - z^{-1})^2 \quad (2)$$

また、雑音伝達関数 NTF の 2 乗の絶対値は

$$\left| NTF(e^{j2\pi f}) \right|^2 = [2\sin(\pi f)]^4 \quad (3)$$

となり、この変調器を使用することによって、ノイズシェーピング特性が強まることがわかる。

図 5 に本研究によって使用された三値出力型 Δ - Σ 送信機を示す。バイナリパルスは Δ Σ 変調器における正と負の内部信号に対応して出力される。この Δ Σ 変調器は、内部パルスに対応する論理出力を正と負の内部パルスを変換し、正と負の両方の出力によって NULL 状態を表すことができる。したがって、この Δ - Σ 変調器を用いたトランスミッタは NULL 状態を使用することで、送信機の出力電力が零である場合を表現することができます。この NULL 関数は、QM トランスミッタの低消費電力動作のために必要不可欠である。

4. 性能指数比較指標

4.1 復調実行電力効率 (EDPE: Effective Demodulation Power Efficiency)

BPF 後の送信信号電力を P_{TX} 、ロールオフフィルタ後の復調信号電力の出力を P_{RX} 、と定義すると、この二つの比は

$$R_{TR} = \frac{P_{RX}}{P_{TX}} \quad (4)$$

式(4)より、復調実行電力効率は

$$\eta_{dem} = \frac{R_{TR}(QM)}{R_{TR}(PM)} \quad (5)$$

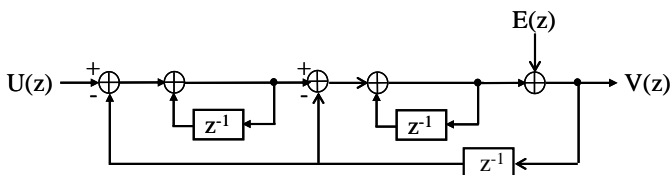


図4. 二値 Δ - Σ 変調器構成図

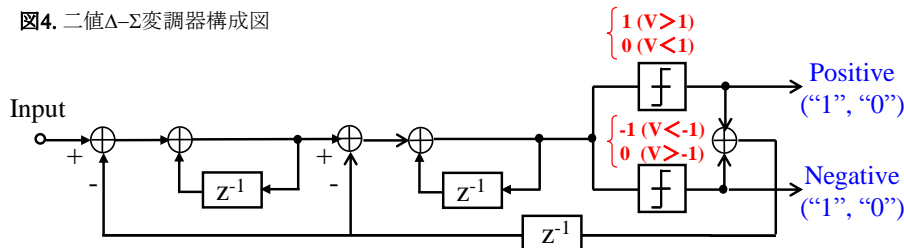


図 5. 三値出力型 Δ - Σ 変調器構成図

$R_{TR}(QM)$ と $R_{TR}(PM)$ は、それぞれ、QM および PM トランスミッタの R_{TR} である。 $R_{TR}(PM)$ を基準としている理由は、原則、PM トランスミッタの送信信号の位相は常に元のベースバンド信号が持つ位相と同じであるため、ベクトル合成による電力損失が発生しないためである。これとは対照的に、QM トランスミッタから送信される信号の位相は元のベースバンド信号が持っている交互に送信機から出力された I および Q チャネル信号間で異なるため、結果として、交互に送信機から出力された I および Q チャネル信号間で元の信号ベクトルの方向に垂直な送信信号ベクトルの成分がお互いをキャンセルする。結果として、元のベースバンド信号に送信信号ベクトルの平行の成分のみが残るため、送信機の復調実行電力効率の減少という結果を引き起こす。

4.2 D/U 比

図 6 に所望波と不要波の電力比 (D/U 比: Desired and Undesired power signal ratio) の概念図を示す。D/U 比は所望帯域の中心周波数における電力スペクトル密度 (PSD: Power Spectrum Density) の値と隣接チャンネルに該当する帯域における PSD の値の比として定義され、信号が隣接したチャンネルへの漏洩量を表す。

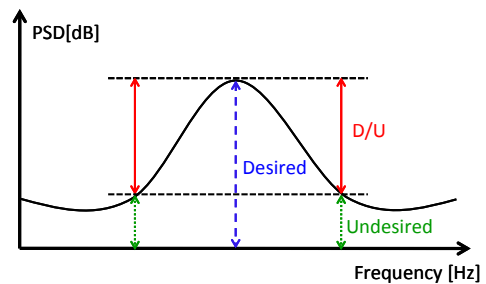


図 6. D/U 比概念図

4.3 変調精度

図7に変調精度(EVM: Error Vector Magnitude)を示す。変調精度は以下の式で表される。

$$EVM = \left[\frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |S_{ideal,n} - S_{meas,n}|^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |S_{ideal,n}|^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (6)$$

分母には信号ベクトルの大きさの二乗平均の平方根を用い、分子には実際の測定値と真値の差異(誤差ベクトル)の二乗平均の平方根を用いることで、元の信号点と復調した信号点においてどれだけのずれがあるかを平均的な信号点の大きさを規格化して表す。

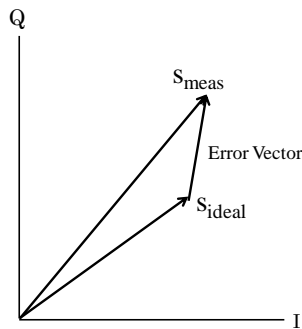


図7. EVM 概念図

4.4 飽和消費電力からのバックオフ

$\Delta\Sigma$ 変調器が飽和したとき、PM または QM 送信機の実出力電力が飽和する。従って、送信機の飽和出力電力からのバックオフは、 $\Delta\Sigma$ 変調器の飽和レベルからのバックオフと定義する。 $\Delta\Sigma$ 変調器の飽和入力レベルは、 $\Delta\Sigma$ 変調器の出力がすべて”1”である場合であると定義する。バックオフが 0dB であるときの変調された入力信号は、 $\Delta\Sigma$ 変調器に入力された信号の最大振幅レベルが入力飽和レベルと等しいと定義する。

5. 計算機シミュレーションによる評価

計算機シミュレーションを使用して PM、QM トランスミッタの EVM、PSD、D/U 比、EDPE を同条件下にて比較した。図8にこのシミュレーション回路図を示す。表1にシミュレーション諸元を示す。

図9に飽和レベルから導出したバックオフに対する EDPE の依存性を示す。QM 送信機の EDPE はバックオフが 0~20 dB の間で、PM トランスミッタに比べて約 30%低くなっている。これは、4.1 項に記述された元のベースバンド信号の垂直成分のキャンセルによって生じる電力損失によるものである。

図10に、PM および QM トランスミッタの PSD を示す。図11に 12.5、25.0 MHz オフセットでの D/U 比を示す。QM トランスミッタの 12.5MHz 及び 25.0MHz オフセットでのD/U比は、それぞれ、12 から 18dB、8 から 9 dB 程、PM 送信機よりも高くなった。これは I、Q 信号の包絡線信号が広帯域化したのである。[8] そのため、QM トランスミッタは PM トランスミッタよりも D/U 比において優位である結果となった。

図12に PM、QM 送信機の 0dB バックオフでの復調信号コンスタレーションを示す。PM、QM トランスミッタの EVM はそれぞれ、34 dB、42dB となった。両方の送信機は、0 dB のバックオフの場合、十分に高い EVM を持っている。QM トランスミッタの EVM が PM のそれよりも高い効果を得る事ができたのは、復調器における量子化雑音が高い事によるものである。

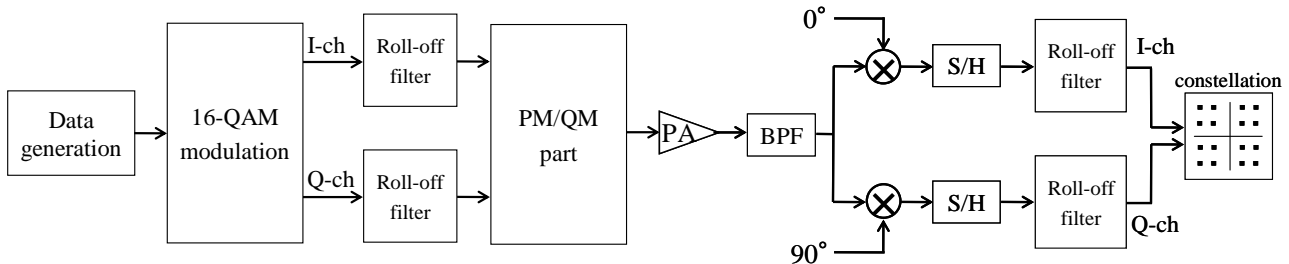


図8. シミュレーション回路構成図

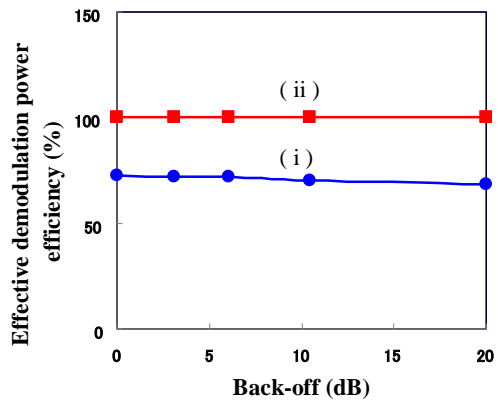


図 9. PM、QM 送信機の 0dB バックオフでの EDPE

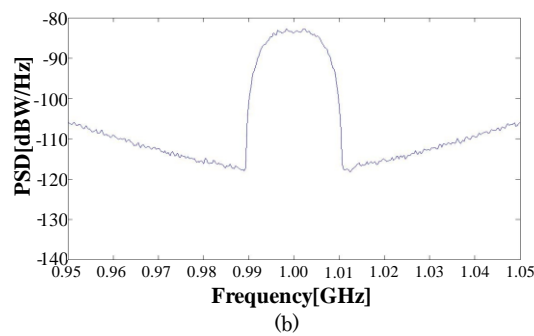
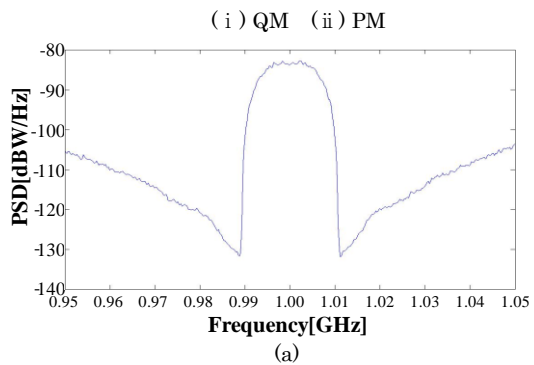


図 10. バックオフ 0dB の PSD
(a) QM (b) PM

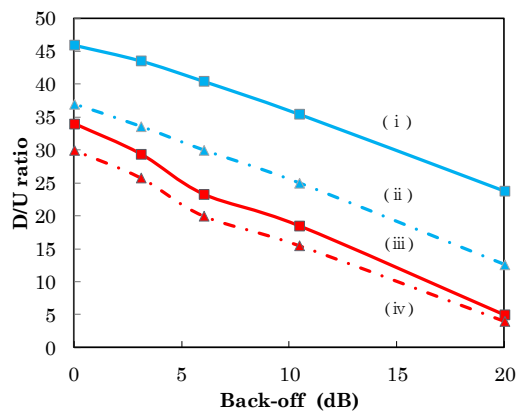


図 11. バックオフごとの D/U 比
(i) 12.5MHz の QM (ii) 25MHz の QM
(iii) 12.5MHz の PM (iv) 25MHz の PM

表 1. シミュレーション諸元

Modulation		16QAM
Symbol rate		12.5 Msymbol/s
Roll-off filter	Type	Root raised cosine
	Roll-off factor	0.7
	Length of impulse response	16 symbols
Δ - Σ modulator	Order	2 nd
	Over-sampling ratio	40
Carrier frequency		1 GHz
RF sampling rate		100 Gsample/s
BPF	Type	Butterworth
	Order	2 nd
	Bandwidth	0.5 GHz (0.75-1.25 GHz)

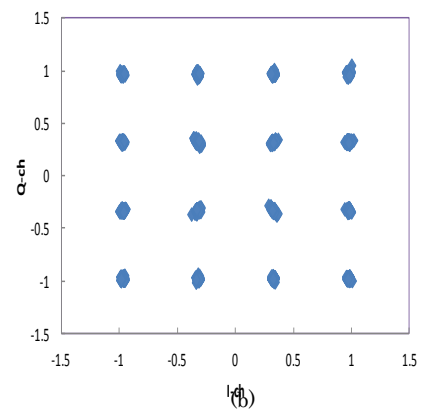
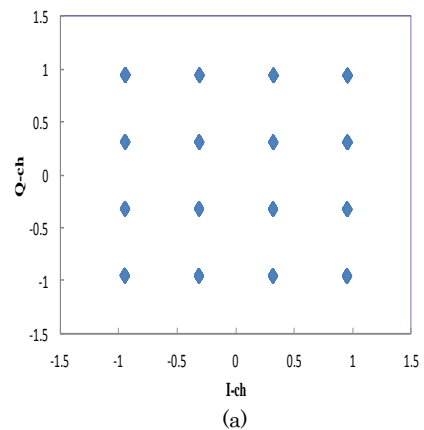


図 12. バックオフ 0dB の EVM
(a) QM (b) PM

6. まとめ

PM 送信機と QM 送信機と同条件下における比較を行った。EDPE は送信機と受信機の高度な性能指数比較指標として提案した。コンピュータシミュレーションによって、QM トランスミッタの EDPE は PM 送信機のそれよりはるかに低いことが示された。また、QM 送信機の D/U 比は、I、Q 信号の包絡線信号が広帯域化したため、PM 送信機よりも高い事が示された。さらに、QM 送信機の EVM は 0 dB バックオフの場合において、低い量子化雑音のおかげで PM 送信機の EVM よりも高くなった。

参考文献

- [1] A. Jayaraman, P.F. Chen, G. Hanington, L.Larson, and P. Asbeck, "Linear highefficiency microwave power amplifiers using bandpass delta-sigma modulators," IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 8, no.3, pp.121-123, Aug. 1998.
- [2] H. Adachi and M. Iida, "Transmitting circuit and equipment," JP Patent Application, P2002-45388, Feb. 2002.
- [3] 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.
- [4] M. Taromaru, N. Ando, T. Kodera and K. Yano, "An EER transmitter architecture with burst-width envelope modulation based on trianglewave comparison PWM," Proc. of IEEE PIMRC, Sept. 2007.
- [5] 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.
- [6] Y. Wang, "A class-s RF amplifier architecture with envelope deltasigma modulation," IEEE Radio & Wireless Conference, RAWCON2002, pp. 177-179, 2002.
- [7] 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.
- [8] M. L. S. Penaloza, G. Baudoin, M.Villegas, "A Cartesian Sigma-Delta Transmitter Architecture", IEEE Radio and Wireless Symp., pp. 51-54, 2009.
- [9] S. Matsumaru, Y. Umeda, O. Takyu, "All-Digital Up-Conversion Type Transmitter with Alternate Generation of I- and Q-Channel," pp. 288-291, Oct. 2009.
- [10] S. Matsumaru, Y. Umeda, O. Takyu, "All-Digital Up-Conversion Type Transmitter with Alternate Generation of I- and Q-Channel," IEICE Technical Report, vol. 109, no. 434, CAS2009-137, p279, March 2010.

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

Hironori Izumi, Michiaki KOJIMA, Yohtaro UMEDA, Osamu TAKYU "Comparison between Quadrature- and

Polar-modulation Switching-mode Transmitter with Pulse-density Modulation", paperNO20130059,Jan. 2013.

(C) 査読なし論文

和泉 宏典, 小島 通彰, 榎田 洋太郎, 田久 修, "包絡線パルス幅変調送信機と正負一ビット直交交互出力型送信機の特性比較," 無線通信システム研究会, RCS375, p353-359, Mar. 2011

(D) 学会大会等の口頭発表

和泉 宏典, 小島 通彰, 榎田 洋太郎, 田久 修, "包絡線パルス幅変調送信機と I-Q チャンネル交互出力直交アップコンバージョン型送信機の特性比較," 電子情報通信学会総合大会, B-5-116, Mar. 2011.