

2 値直交変調型 EPWM 送信機用 ドライバンプ内蔵 D 級電力増幅器の設計

7313049 木下 瑞貴

1. はじめに

近年,移動体通信システムにおいて,大容量化による送信機の電力消費増加が問題である. 送信機で高電力効率を得るためにはスイッチング電力増幅器を用いることが望ましく,高効率で線形性をもつ包絡線パルス幅変調 (EPWM: Envelope Pulse Width Modulation) 方式の送信機が提案されている[1]. この方式では,スイッチング動作型電力増幅器を用いるため,消費電力を抑えることができる. また, PWM をシステム内に用いることで線形性を有している. 直交変調型 EPWM 送信機はデジタル的に処理でき, 3 値直交変調型と 2 値直交変調型の 2 つが提案されている. 特に 2 値直交変調型 EPWM 送信機は合成器の必要がなく, 電力消費を抑えることができる. 先行研究において,この 2 値直交変調型 EPWM についてマイクロ波帯で実験を行ったが EVM がシミュレーションに比べて大きく劣化した.

本研究ではドライバンプを含めた D 級電力増幅器を用いて搬送波周波数 500MHz の 2 値直交変調型 EPWM 信号を入力してシミュレーションを行い, 先行研究との比較検討を行った.

2 変調方式

図 1 は直交変調型 EPWM 送信機の構成図である. I,Q チャネルを別々に $\Delta\Sigma$ 変調器に入力する. 本研究では, 3 値 $\Delta\Sigma$ 変調器を用いた 2 値 EPWM 変調器において 2 値出力を行う[2]-[3]. この方式では構成が簡単な上, 貫通電流も少なくすることができ, 電力効率を向上することができる. 出力されたパルス信号に搬送波を掛け合わせる事で, RF 信号を得て, 直交変調として I,Q チャネルの信号を交互に出力する. その後バンドパスフィルタ(BPF)を内蔵した D 級電力増幅器に入力する.

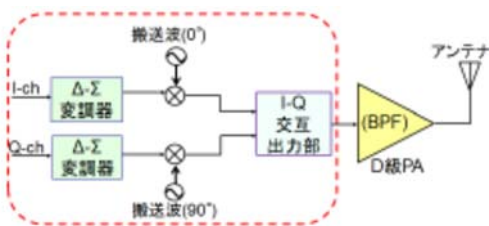


図 1 直交変調型 EPWM 送信機の構成

3 D 級電力増幅器

図 2 に本研究に用いた D 級電力増幅器の回路構成を示す. この電力増幅器は 2 つのドライバ段, 増幅段及び C_0 と L_0 から成る BPF で構成されている. 直列接続された 1 対のトランジスタに互いに逆相の矩形搬送波を入力することで, 2 つのトランジスタを交互に ON/OFF させる. この時, 矩形搬送波はドライバ段により所望振幅まで増幅される. これによりトランジスタの出力電圧が電源電圧 $V_{DD,F}$ と 0V のいずれかをとる. それを BPF に通すことで, 搬送波周波数成分を負荷に通す.

4 実験概要

4.1 実験方法

図 3 はシミュレーション構成である. MathWorks 社の MATLAB / Simulink 上で EPWM 信号を作成し, 任意波形発生器でアナログ信号として発生させる.

D 級電力増幅器は Keysight 社の ADS(Advance Design System)で設計し, 実際に製作した. D 級増幅器で増幅後, オシロスコープにより信号を読み取る. 読み取った信号は MATLAB で復調処理を行う. D 級増幅器の諸元を表 1 に, MATLAB 諸元を表 2 に記す.

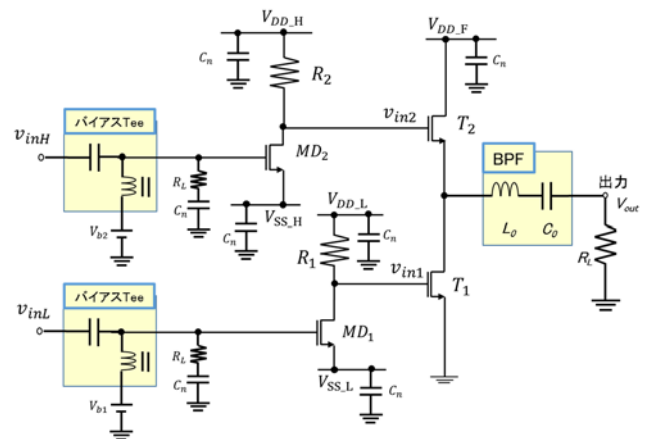


図 2 作製した D 級電力増幅器

表 1 D 級増幅器シミュレーション諸元

V_{inH}	1.5 Vpp	$V_{DD,H}$	3.6 V	
V_{inL}	1.5 Vpp	$V_{SS,H}$	-7.0 V	
V_{b2}	-9.9 Vpp	R_2	80 Ω	
V_{b1}	-6.5 Vpp	$V_{DD,L}$	-0.7 V	
v_{in2}	3.0 Vpp	$V_{SS,L}$	-5.0 V	
v_{in1}	7.5 Vpp	R_1	50 Ω	
$V_{DD,F}$	5 V			
R_L	50 Ω	BPF	L_0	33 nH
C_n	47 nF		C_0	3 pF

緑色は先行研究と同様となるよう設計

表 2 MATLAB 諸元

変調方式	16QAM	
シンボルレート	10 MHz	
搬送波周波数	500 MHz	
シンボル数	1000	
Δ-Σ 変調器	オーバー サンプリング率	4
	次数	2
	動作周波数	250 MHz
交互出力周波数	250 MHz	

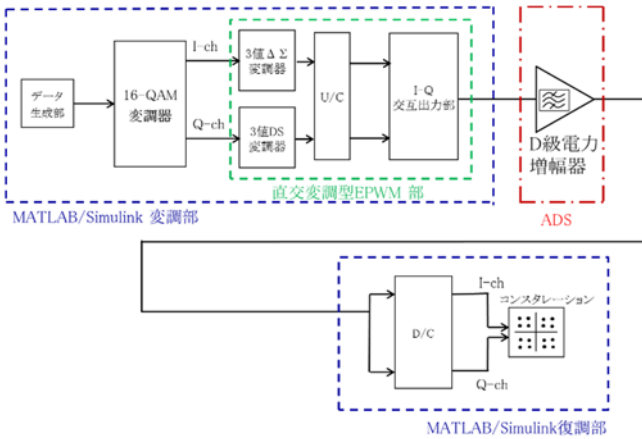


図 3 シミュレーション構成

4.2 評価指標

4.2.1 効率の指標

電力増幅器の効率を表す指標として,PAE,及びドレイン効率 η_d を用いる. これは以下の式により算出する. ただし, P_{out} を出力電力, P_{dc} を電源からの供給電力, R_L を負荷抵抗, I_d をドレイン電流とする.

$$\eta_d = \frac{P_{out}}{P_{dc}} \times 100 [\%]$$

$$P_{out} = R_L \times \bar{I}_L^2$$

$$P_{in} = V_{inH} \times I_{inH} + V_{inL} \times I_{inL}$$

$$P_{dc} = \bar{I}_d \times V_{dd}$$

$$EVM = \frac{\text{誤差ベクトルのR.M.S.}}{\text{真値ベクトルのR.M.S.}}$$

$$= -20 \log \left[\frac{\frac{1}{N} \sum_{r=1}^N |S_{ideal,r} - S_{means,r}|^2}{\frac{1}{N} \sum_{r=1}^N |S_{ideal,r}|^2} \right]^2$$

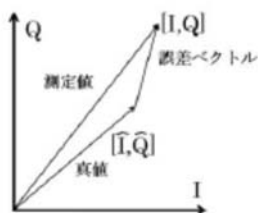


図 4 EVM の概念図

4.2.2 変調精度

歪みの評価方法として変調精度 EVM(Error Vector Magnitude)を用いる. EVM とは, 所望の信号に対する誤差ベクトルの割合であり, 以下の式により算出し, 図 4 の様に示される. シミュレーション及び, 製作した電力増幅器による実験についてそれぞれ評価する.

5. 実験結果

表 3 に実験結果を示す.

表 3 ドレイン効率 η_d , PAE 及び EVM の値

		η_d	EVM
ドライバ段あり	シミュレーション	52.9 %	-33.2 dB
ドライバ段有り (先行研究)[4]	シミュレーション	52.5 %	-35.5 dB
	実測	41.1 %	-22.2 dB

6. まとめ

本研究では,2 値直交変調型 EPWM 送信機にドライバ段を含めた D 級電力増幅器を適用し,マイクロ波帯での効率と変調精度の実験的評価を行った.

結果として,EVM は先行研究より大きく向上した. この結果から実測に適した D 級電力増幅器を設計できたと考えられる.

参考文献

- [1] 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.
- [2] 染谷和, 野田昂志, 榎田洋太郎, 小澤佑介, "3 値出力 ΔΣ 変調器を用いた直交変調型 EPWM 送信機における D 級増幅器の 2 値および 3 値駆動の比較", 信学技報, vol. 114 No. 391b pp. 99-104, Jan. 2015.
- [3] 野田昂志, 染谷和, 飯倉祥晴, 榎田洋太郎, 小澤佑介, "3 値 ΔΣ 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", 信学技法 vol. 114 No.318 MW2014-139, pp. 83-88, Nov. 2014.
- [4] 藤村拓弥, 榎田洋太郎, 小澤佑介, "D 級電力増幅器を用いた 2 値直交変調型 EPWM 送信機の実験的評価", 卒業論文, Feb. 2016.