

I/Q チャンネルを独立に電力増幅するとともに 90° ハイブリッドにより信号の合成・分離を行う直交変調型 EPWM 信号伝送方式

7313150 森田 智明

1 はじめに

近年の無線通信では、高い線形性と高い電力効率をもつ電力増幅器が求められている。これらを満たすために直交変調型包絡線パルス幅変調 (EPWM) 送信機が提案されている[1]。EPWM 送信機はスイッチング動作する D 級電力増幅器 (PA) を用いる。しかし、従来の EPWM 方式は、I/Q 交互出力時の出力電流が PA に流れる際に、電圧と電流のオーバーラップを生じないゼロ電流スイッチング (ZCS) 条件が崩れ、電力損失が発生する。

本研究では、I/Q 各チャンネルの信号を別々の PA で増幅し、ZCS 条件により高い電力効率を確保するとともに、90° ハイブリッドを用いて信号の直交合成及び分離を行う新しい EPWM 伝送方式を提案し、電力効率の比較をシミュレーションにより行う。

2 直交変調型 EPWM 方式

2.1 従来の直交変調型 EPWM 方式

従来の EPWM 送信機の構成を図1に示す。I-ch と Q-ch にそれぞれ $\Delta\Sigma$ 変調器によりパルス幅変調、2 つの直交する搬送波を乗算しアップコンバージョン (U/C) を行い、I/Q 交互出力により合成する。その後 PA で電力増幅しアンテナで送信する。

2.2 D 級電力増幅器のスイッチング損失

D 級電力増幅器の I-ch のみ入力時の回路図と波形を図2に示す。D 級電力増幅器の2つのトランジスタに互いに逆相の矩形波を入力することで、2 つのトランジスタを交互に ON, OFF 動作させる、これによりトランジスタに流れる電流と加わる電圧が交互に発生するので、ゼロ電流スイッチング (ZCS) 条件が成立し、消費電力は理論的に 0 となる。

しかし、EPWM の交互出力後に I/Q 信号が同時に入力されると、トランジスタの電流の位相が電圧の位相とずれるため、ZCS 条件が崩れることにより余分な電力損失が発生する。

2.3 提案する直交変調型 EPWM 信号伝送方式

提案する送信方式を図3に示す。 $\Delta\Sigma$ 変調、U/C の後、交互出力をせずに I-ch, Q-ch をそれぞれ電力増幅する。その後、90° ハイブリッドを用いて、I-ch を左旋円偏波、Q-ch を右旋円偏波として送信する[2]。左旋円偏波と右旋円偏波は受信時に分離することができる。受信した信号をもう1度 90° ハイブリッドに通すことにより、もとの I-ch, Q-ch に戻る。I-ch, Q-ch を別々に増幅、伝送を行うことにより、交互出力合成時の PA の余分な電力消費を抑えることができる。

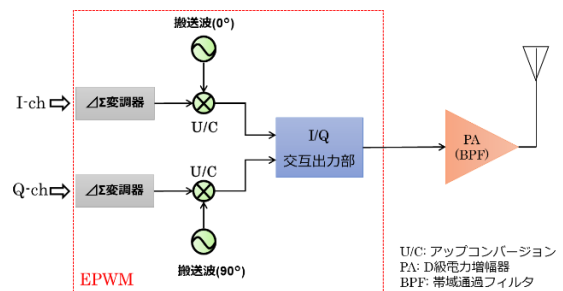


図1 従来の EPWM 送信方式

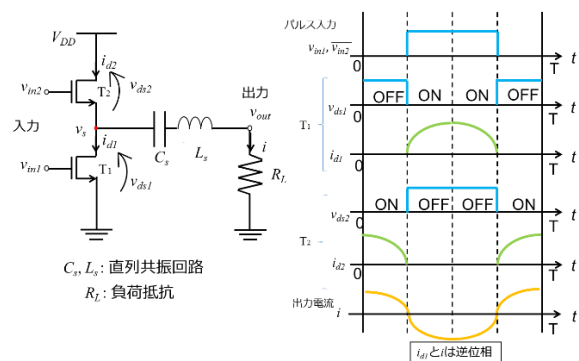


図2 D 級電力増幅器

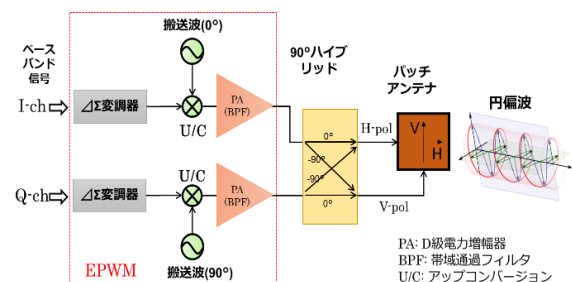


図3 提案する EPWM 送信方式

3 シミュレーションによる評価

シミュレーションモデルを図 4 に示す. ①交互出力合成を行う従来方式, ②90°ハイブリッドの損失を考慮しない提案方式, ③90°ハイブリッドの損失を考慮した提案方式, の 3 種類の構成についてのシミュレーションを行った. D 級電力増幅器は Advanced Design System(ADS)上で, それ以外は MATLAB/Simulink 上でシミュレーションを行った.

MATLAB, D 級電力増幅器及び 90°ハイブリッドについてのシミュレーション諸元をそれぞれ表 1, 表 2 及び表 3 に示す.

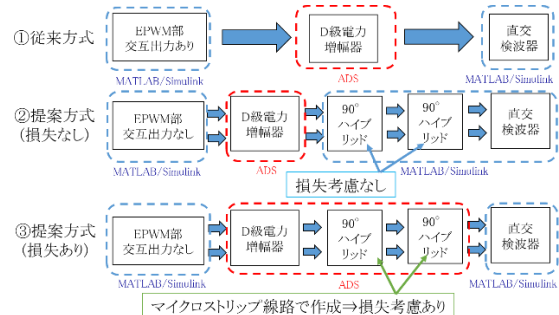


図 4 シミュレーションモデル

4 評価指標

4.1 ドレイン効率

$$\eta_d = \frac{P_{out}}{P_{DC}}$$

4.2 PAE(Power Added Efficiency)

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}}$$

P_{out} : 出力電力

P_{DC} : PA への供給電力

P_{in} : PA への入力電力

5 シミュレーション結果

シミュレーション結果を表 4 に示す. 提案する EPWM 方式の電力効率の値が従来方式より約 6% 増加した. 交互出力時によるスイッチング電力損の分が減少したためと考えられる. また, 90°ハイブリッドの電力損失を考慮しても従来方式よりも良好な結果を得られた.

6 まとめ

本研究では, 直交変調型 EPWM 送信機に 90°ハイブリッドを送受信前に導入し, I-ch, Q-ch を別々に増幅, 伝送する方式を提案し, 電力効率が改善できることを示した.

参考文献

- [1] 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, vol. 114, no. 318, pp. 83-88, 2014年11月.
- [2] Leysi Rizo, David Vegas, M. Nieves Ruiz, R. Marante, L. Cabria, Jose A. Garcia, “Class-E Amplifier and Rectifier for a Wireless Link with Secure Signal and Simultaneous Power Transmission,” *IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, May 2016.

表 1 MATLAB シミュレーション諸元

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	
ロールオフフィルタ	システム	ルートコサインフィルタ
	ロールオフファクタ	0.7
	サンプリング周波数 (f_s)	$0.5f_c$
	打ち切りサンプル数	16
	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)	1 GHz	
3値 $\Delta \Sigma$ 変調器	次数	2
	オーバーサンプリングレシオ	4

表 2 ADS シミュレーション諸元(増幅器)

タイムステップ	1 / (40 f_c)	
n-MOSFET	ゲート長	0.18 mm
	総合ゲート幅 (W_g)	10 mm \times 30 finger
負荷抵抗 (R_L)	50 W	
D級電力増幅器	電源電圧	1.8 V
	入力電圧 (V_{in2})	-0.6 ~ 2.9 V
	入力電圧 (V_{in1})	0.2 ~ 0.9 V
	C_s	15.9pF
	L_s	1.59nH
	Q値	2

表 3 ADS シミュレーション諸元(90°ハイブリッド)

マイクロストリップ線路			
基板厚さ	3mm	導体厚さ	18 μ m
比誘電率	2.6	線路長 (50 Ω , 35.4 Ω)	51.1mm, 50.2mm
比透磁率	1	線路幅 (50 Ω , 35.4 Ω)	2.15mm, 3.54mm
導電率	5.77×10^7 S/m		

表 4 シミュレーション結果

	①従来方式	提案方式	
90°ハイブリッド		②損失考慮なし	③損失考慮あり
ドレイン効率	69.7%	76.0%	73.0%
PAE	63.7%	71.5%	68.3%