

並列出力 MASH 方式 $\Delta\Sigma$ 変調器を用いた 直交変調型 EPWM 送信機の設計

7313162 山本 匠

1. はじめに

移動体通信用送信機において、高効率化、高精度化および全デジタル化を目的として直交変調型包絡線パルス幅変調の研究[1]が行われている。しかし、通常の構成の $\Delta\Sigma$ 変調器を用いた場合、ノイズシェーピング効果を高めようとして3次以上の構成とすると不安定性の問題が生じる欠点があった。本研究では $\Delta\Sigma$ 変調器に Multi stage noise SHaping (MASH)方式[2]を用いることにより高いノイズシェーピング特性と安定性を両立する構成を提案し、計算機シミュレーションにより変調精度(EVM)の評価を行う。

2. 直交変調型 EPWM 送信機

本研究で検討する直交変調型 EPWM 送信機の構成を図 1 に示す[1][3]。I-ch、Q-ch の信号が 3 値 $\Delta\Sigma$ 変調器によりパルス幅変調される。変調された負側の信号においては(0,-1)が、正側では(0,1)が出力される。I-ch、Q-ch の各信号は、マルチプレクサ(MUX)によって搬送波周波数 f_c にアップコンバージョンされた後、交互出力合成される。

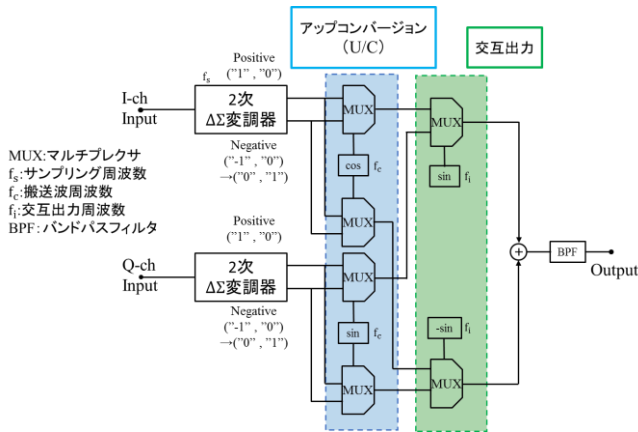


図 1 直交変調型 EPWM 送信機

3. 2次 $\Delta\Sigma$ 変調器

従来の送信機で使われている 2 次 $\Delta\Sigma$ 変調器の構成を図 2 に示す[3]。2 個の積分器と量子化器で構成されており、一般的な A/D 変換で発生してしまう量子化雑音だが $\Delta\Sigma$ 変調器なら帯域内での量子化雑音が低減する。これをノイズシェーピングという。積分器の数を増やして次数を上げることでより高いノイズシェーピング効果を得るが、安定性を失ってしまう。従来の $\Delta\Sigma$ 変調器の構成であると 3 次以上であるならば、追従性のた

めに入力信号の大きさに制限があるという問題が発生する。

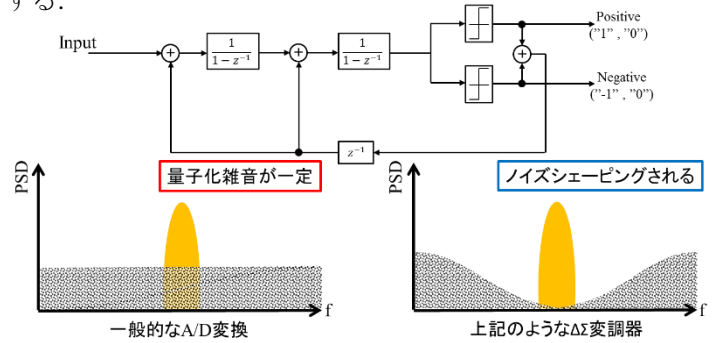


図 2 2次 $\Delta\Sigma$ 変調器

4. MASH 方式

4.1 MASH 方式の $\Delta\Sigma$ 変調器

$\Delta\Sigma$ 変調器として MASH 方式[2]を本研究では採用する。線形 z 領域モデルを図 3(a) に示す。1 次 $\Delta\Sigma$ 変調器を 3 段並列に接続することにより、1 段目に発生した量子化誤差が 2 段目で小さくなり同様に、3 段目でさらに小さくなる。これによって安定動作する 3 次 $\Delta\Sigma$ 変調器が実現される。ただこのままであると $\Delta\Sigma$ 変調器の出力が多値であるのでアップコンバージョンと交互出力をすることができない。まず量子化器を各段に正側と負側の信号が出るように量子化器を 2 個にする。そこで量子化器を経た後に合成するのではなく $\Delta\Sigma$ 変調器の出力経路を図 3(b) のように複数にしてアップコンバージョンと交互出力を経てから適した符号で足し合わせるにより EPWM 送信機で使用することができる。

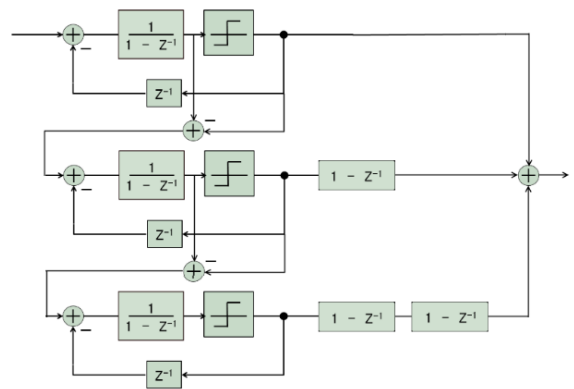


図 3(a) MASH 方式

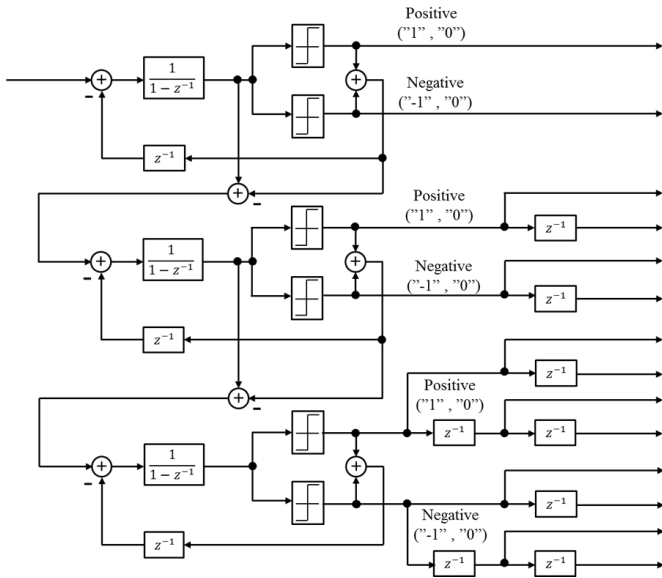


図 3(b) 並列出力 MASH 方式 $\Delta\Sigma$ 変調器

4.2 MASH 方式による直交変調型 EPWM 送信機

図 4 に提案する MASH 方式による直交変調型 EPWM 送信機の構成図を示す。MASH 方式の $\Delta\Sigma$ 変調器から複数の経路で信号が出力され従来型の直交変調型 EPWM 送信機と同様に MUX で搬送波周波数 f_c にアップコンバージョンされた後、交互出力され各経路に適した符号で足し合わされる。

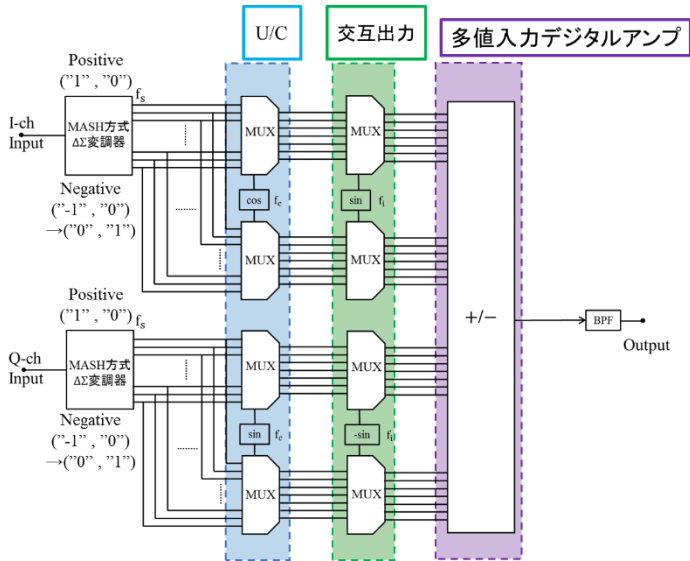


図 4 MASH 方式による直交変調型 EPWM 送信機

5. 計算機シミュレーションによる評価

数値解析用ソフト Matlab/Simulink を用いてシミュレーションを行った。評価構成を図 5、諸元を表 1 に示す。評価方法として変調精度 EVM (Error Vector Magnitude) を用いた。これは送信側の信号点と復調側の信号点がどれほどの誤差性能を有するかを示すものであり、従来型の 2 次 $\Delta\Sigma$ 変調器と 1 次 3 段の MASH 方式の $\Delta\Sigma$ 変調器で測定した。

6. 結果

結果を図 6 に示す。MASH 方式を採用した構成のほうが変調精度が優れているとわかる。

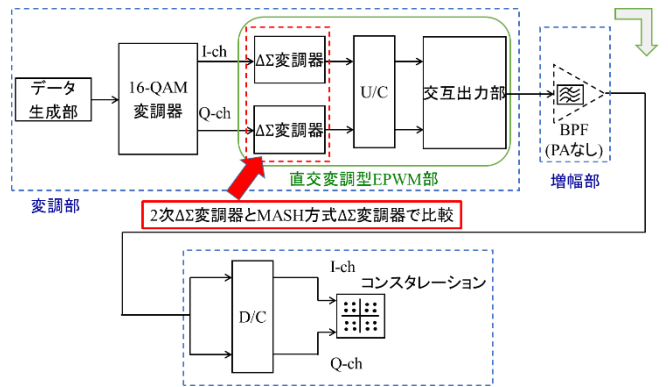


図 5 評価系の MATLAB/Simulink 構成

表 1 シミュレーション諸元

変調方式	16QAM	
シンボルレート (f_{sym})	10 Msymbol/s	
シンボル数	1000 symbols	
MASH方式 $\Delta\Sigma$ 変調器	次数	1
	段数	3
2次 $\Delta\Sigma$ 変調器	サンプリング周波数 (f_s)	200MHz
	次数	2
	サンプリング周波数 (f_s)	200MHz
搬送波周波数 (f_c)	0.4~2.4GHz	
交互出力周波数 (f_i)	f_c	
BPF (PAなし)	次数	4
	種類	パワース
	中心周波数	f_c
	帯域幅	$0.5 \times f_c$
	Q値	2

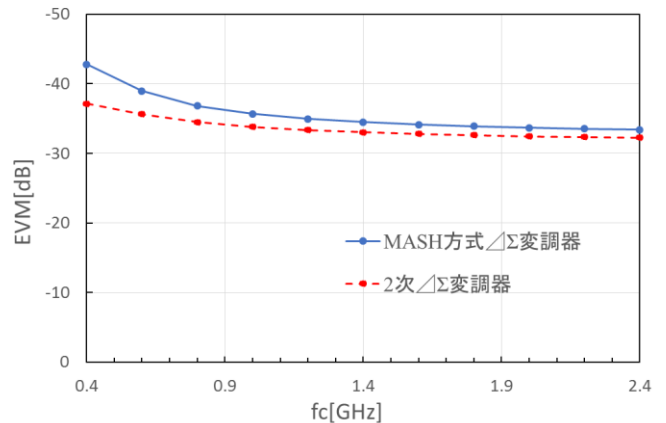


図 6 シミュレーション結果

7. まとめ

本研究では、直交変調型 EPWM 送信機の $\Delta\Sigma$ 変調器において MASH 方式を用いた構成を提案し、従来型より良好な変調精度を得た。今後は FPGA での動作を検証する。

【参考文献】

- [1] Y. Wang, "A class-S RF amplifier architecture with envelope deltasigma modulation," *IEEE Radio & Wireless Conference*, pp. 177-179, 2002.
- [2] 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," *マイクロ波研究会(MW)信学技報*, vol. 114, no. 318, pp. 83-88, Nov. 2014.
- [3] Y. Matsuya, K. Uchimura, A. Iwata, T. Kaneko, "A 17-bit Oversampling D-to-A Oversampling Technology Using Multistage Noise Shaping," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 24, no. 4, pp. 969, Aug. 1989.