

3 値直交変調型 EPWM 送信機における ΔΣ変調器のサンプリング周波数の検討

7311146 室井 央人

1. はじめに

近年、移動体通信システムの要求として大容量、かつ高速なデータ通信が求められている。それに伴い消費電力の増加が問題となり、送信機に対しては高い電力効率、割り当てられた周波数に隣接するチャンネルへの影響を抑えるための線形性が求められている。この2つの要求を実現する方法として包絡線パルス幅変調(Envelope Pulse Width Modulation: EPWM)方式を用いた直交変調型 EPWM 送信機が提案されている[1]。EPWM 送信機は入力信号を量子化し矩形波にすることで電力増幅器をスイッチング動作させることが可能となり高い電力効率が期待される。しかし問題点として変調時に発生する量子化雑音が電力効率の低下、通信品質の劣化の原因となっているが、この解決方法としてΔΣ変調器を用いることで量子化雑音の影響を抑制している。ΔΣ変調器はその動作速度、すなわちサンプリング周波数が高くなる程、量子化雑音を低減できるが、送信機全体の動作を考えた時、最も適した周波数の調査が課題となっていた。

本研究では、3 値直交変調型 EPWM 送信機における ΔΣ変調器のサンプリング周波数に対する、変調精度(Error Vector Magnitude : EVM)と符号化効率 (Coding Efficiency : C.E) を評価し、適切なΔΣ変調器のサンプリング周波数の検討を行う。

2. 3 値直交変調型 EPWM 送信機

本研究で用いる3 値直交変調型 EPWM 送信機の変調回路構成を図1に示す。直交変調型 EPWM 送信機ではベースバンド信号を I-ch, Q-ch に分け、それぞれ3 値 ΔΣ変調器によりパルス幅変調を行う。I-ch と Q-ch の信号は、正 ("1", "0"), 負 ("-1", "0") として出力される。その後、I-ch, Q-ch の信号は搬送波周波数 f_c によってアップコンバージョンを行いさらに交互出力部を通すことで I-ch, Q-ch 信号の重なりを防ぎ、量子化雑音を低減している[2]。出力信号は電力増幅器により増幅され、帯域通過フィルタによって必要な帯域のみが送信される。

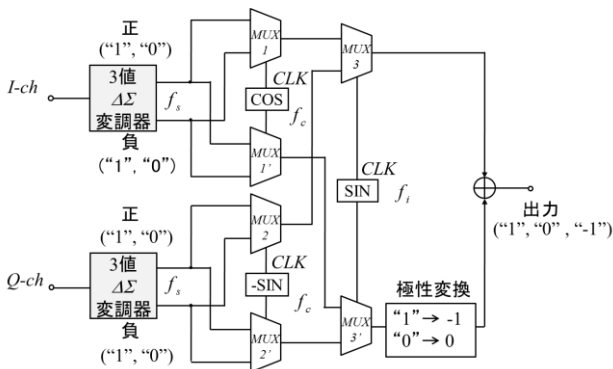


図1. 3 値直交変調型 EPWM 送信機の変調回路

3. 変調回路の動作条件

変調回路が動作する条件として f_c を搬送波周波数, f_s を ΔΣ変調器のサンプリング周波数, f_i を交互出力の周波数, f_{rf} を搬送波のサンプリング周波数とすると下記の条件を満たす必要がある。

$$\left\{ \begin{array}{l} f_s = 2^m f_c \quad (m = \pm 0, \pm 1, \pm 2, \dots) \quad \dots(1) \\ f_i \geq f_s \quad \dots(2) \\ f_{rf} \geq 2f_i \quad \dots(3) \\ f_{rf} \geq 4f_c \quad \dots(4) \end{array} \right.$$

条件(1)について図2に示す。黒の線は $m=1$ の場合、赤の破線はそれ以外の一例とする。 f_s を2の乗数倍とするのは赤の破線のように周期がずれ、ΔΣ変調後の信号が細切れになることで発生する高周波の影響を低減するためである。条件(2)について図3に示す。I-ch の正側の信号に着目した場合を考えると、交互出力時間 $1/f_i$ に対しサンプリング時間 $1/f_s$ が短い場合、同クロックで0と1の2つの状態が発生することを防ぐためである。条件(3)について図4に示す。交互出力の1周期に対し I-ch と Q-ch が出力されるので正しくサンプリングするためには交互出力の2倍以上の周波数が必要である。条件(4)については復調時にナイキスト周波数より $f_{rf} \geq 2f_c$ で元の信号を復元できるが実際には $f_{rf} \geq 4f_c$ として余裕をとる必要があるためである。

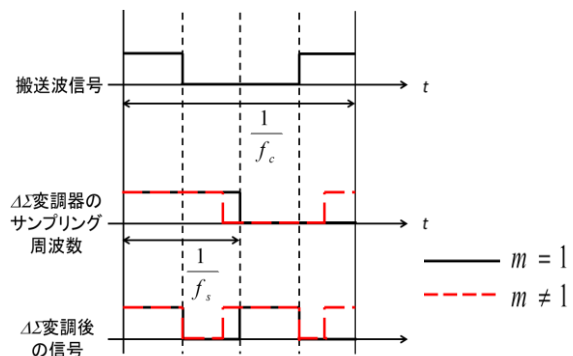


図2. 変調回路の動作条件(1)

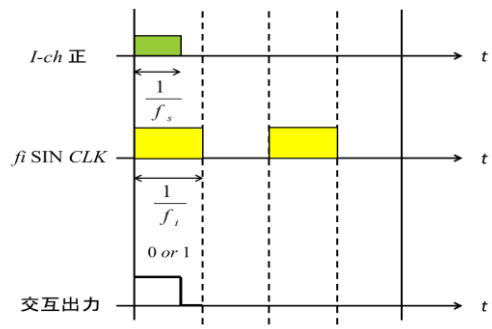


図3. 変調回路の動作条件(2)

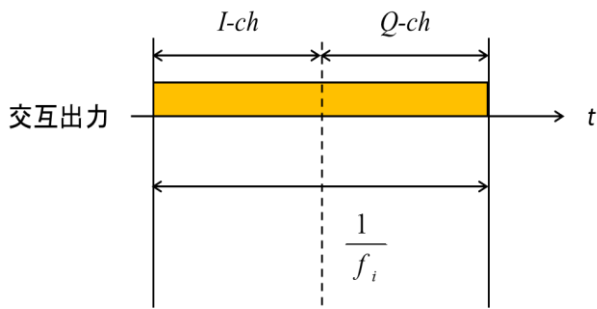


図4. 変調回路の動作条件(3)

4. 評価方法

4.1 シミュレーション方法

シミュレーション構成を図5に示す[3]. シミュレーションには Math Works 社の数値解析ソフト MATLAB/Simulink を用いて, まずベースバンド信号生成部から I-ch, Q-ch に分割した信号を 3 値の $\Delta\Sigma$ 変調器で量子化する. その後バンドパスフィルタ(BPF)を代用した電力増幅器(PA)を通した後, 直交検波器で信号を復調し, C.E と EVM を評価する.

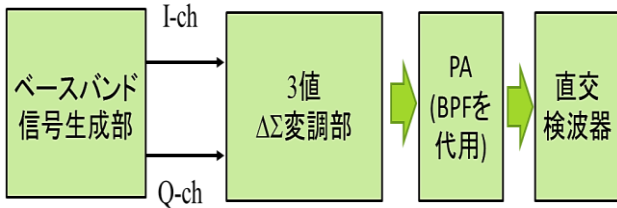


図5. シミュレーション構成図

4.2. 諸元

諸元を表1に示す. 前述した変調回路の動作条件を満たしながら f_s に対して各パラメータをスケールリングする. 今回は f_c を固定, f_i は f_s と同等とする.

表1. パラメータ諸元

	周波数 [GHz]					
f_c	1					
f_{rf}	4		8	16		
f_i	0.25	0.5	1	2	4	8
f_s	0.25	0.5	1	2	4	8

4.3. C.E の定義

P_{in_band} を所望帯域内の電力, P_{all_band} を全帯域の電力とすると C.E は

$$C.E = \frac{P_{in_band}}{P_{all_band}} \times 100 [\%] \quad \dots(5)$$

として定義した. 仮に C.E が 30% なら出力電力に対し 7 割が雑音電力によって消費されていることを示している.

5. 評価結果

評価結果を図7に示す. $f_s=2\text{GHz}$ の時 C.E は 42%, EVM は 39.6dB となり, $f_s=0.5\text{GHz}$ の場合より EVM がわずかに劣化するものの十分な値を示しており, 高効率動作に必要な C.E を重視する場合最も良い結果が示されている. また f_s が搬送波周波数 f_c の 4 倍を超えると C.E と EVM は大きく劣化した. 今後は C.E と EVM の劣化の原因を調査することが課題である.

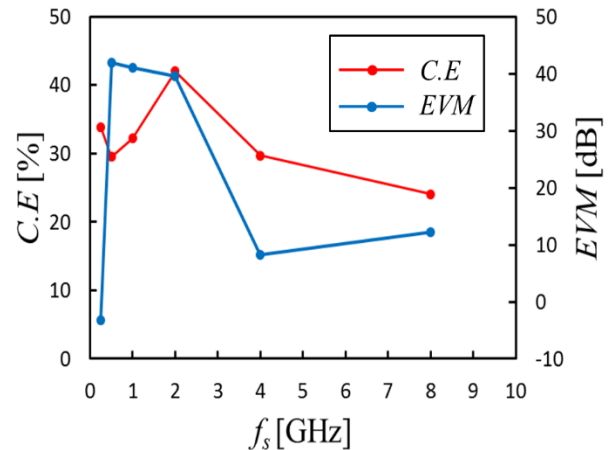


図7. f_s に対する C.E 及び EVM

6. まとめ

本研究では, 3 値直交変調型 EPWM 送信機における $\Delta\Sigma$ 変調器のサンプリング周波数に対する EVM と C.E をシミュレーションで評価し, 適切な $\Delta\Sigma$ 変調器のサンプリング周波数の検討を行った. 結果, サンプリング周波数が 2GHz の時 EVM は十分な値を示し高効率動作に必要な C.E を重視する場合最も良い結果を得られた. またサンプリング周波数が搬送波周波数に対して 4 倍以上になると C.E と EVM が大きく劣化した. 今後は, C.E と EVM の劣化の原因を調査することが課題である.

参考文献

- [1] H. Izumi, M. Kojima, Y. Umeda, O. Takyu, "Comparison between Quadrature- and Polar-modulation Switching-mode Transmitter with Pulse-density Modulation", ICACT, pp. 1140 - 1145, Jan. 2013.
- [2] 結城 崇匡, 榎田 洋太郎, 和泉 宏典, "3 値直交出力アップコンバージョン回路の CMOS プロセスを用いた設計およびシミュレーション評価", 信学ソ大, C-2-16, 2013 年 9 月.
- [3] 野田 昂志, "直交変調型 EPWM 送信機アップコンバージョン回路の InGaAs 系 HEMT を用いた設計", 2014 年, 卒業論文