

高効率送信機におけるチャネル近傍の量子化雑音低減に向けた トランスバーサルフィルタ型電力増幅器の検討

7310620 小島 通彰

1. はじめに

入力信号にパルス密度変調 (PDM) またはパルス幅変調 (PWM) した後、スイッチング動作型電力増幅器に入力することにより高効率の電力増幅と高い線形性を両立する送信機の構成が近年注目されている[1][2]。しかし、これらの送信機の出力には量子化雑音が含まれるため、一般的には RF 帯における狭帯域な帯域通過フィルタ (BPF) を適用することによってその低減を図っている。このパルス変調回路を用いた送信機の電力増幅器出力に必要な RF 帯 BPF の候補としては、SAW フィルタや BAW フィルタ等の周波数可変範囲の狭い圧電素子を用いたフィルタがあるのみで、広帯域で中心周波数と通過帯域幅を変更できるフィルタは実現されていない。本稿では、スイッチング動作型電力増幅器をトランスバーサルフィルタ (TF) の各経路に挿入することにより、増幅器がスイッチング動作を保ちながら高効率電力増幅を行い、同時に信号帯域外に発生する量子化雑音を低減することで他システムへのスプリアスを抑制し、かつ広帯域で中心周波数および通過帯域幅が可変なフィルタとして用いることができるトランスバーサルフィルタ型電力増幅器を提案し、計算機シミュレーションにより評価を行う。

2. 高効率送信機

2.1 包絡線除去復元 (EER) 送信機

図 1 に包絡線除去復元 (EER) [3]送信機の構成を示す。EER は入力信号を包絡線信号と位相変調信号に分解し、これらの信号を増幅し、包絡線信号を電源電圧供給信号、位相変調信号を入力信号としてスイッチング型電力増幅器で変調を行う方式である。しかし、EER には欠点がある。1つ目は電源電圧を供給するスイッチングレギュレータが電力を消費するため、全体の電力効率が低下することである。2つ目は、変動する包絡線信号を電力増幅器の出力トランジスタのドレインバイアスとするため、トランジスタの出力容量が変化し、歪が生じることがある。

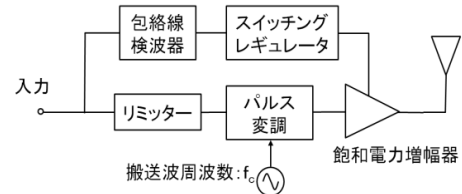


図 1 EER 送信機構成図

1.1. 包絡線パルス幅変調 (EPWM) 送信機

図 2 に (EPWM) [1],[2],[4],[5]の構成図を示し、その動作原理を説明する。この送信機は、EER 送信機と同様にベースバンド信号を包絡線検波器とリミッターを用いて、包絡線成分と位相成分に分離する。包絡線成分はパルス幅変調 (PWM) またはパルス密度変調 (PDM) つまり Δ - Σ 変調を通して、A/D 変換され、一定値となる。位相成分は EER 送信機と同様に、位相変調器を通して搬送波信号の連続的な位相変調を行う。そして、これらの包絡線成分と位相成分は乗算器において合成され、飽和状態で動作するパワーアンプにおいて電力増幅される。最後にパルス幅変調によって発生した量子化雑音は適当な帯域の RF 帯 BPF によって除去される。この送信機は、包絡線成分にパルス幅変調を行い、一定とすることにより、トランジスタのコレクタまたはドレインバイアスが変化しない。またスイッチングレギュレータを必要としないため、EER 送信機における問題点を改善することができる。さらにパルス変調に Δ - Σ 変調器を用いることにより、ノイズシェーピング特性を得ることが可能となり、量子化雑音を低減することができる。

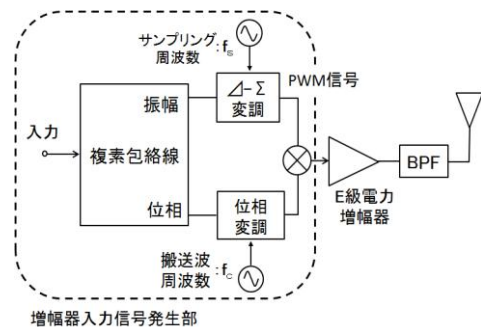


図 2 EPWM 送信機構成図

3. TF 型電力増幅器

3.1 E 級増幅器

図 3 に E 級電力増幅器[6] [7]の構成を示す. 動作原理としてトランジスタが ON, OFF するスイッチング動作となるため, トランジスタに入力される信号は飽和動作となる方形波である事が前提である. トランジスタで増幅した信号を, ドレインバイアス供給用インダクタ L_c を含むリアクタンス素子で構成された BPF を用いて, 高調波成分を取り除き出力する.

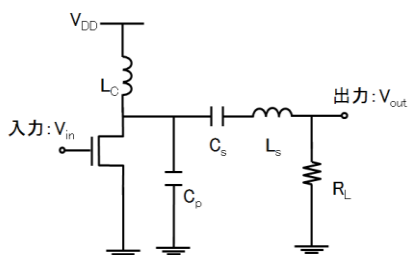


図 3 E 級電力増幅器構成図

3.2 TF 型電力増幅器

図 4 に今回提案する TF 型電力増幅器を示す. TF の各経路にスイッチング動作型 (E 級) 電力増幅器を挿入することで, それぞれの入力は必ず方形波となり, 理論上全ての増幅器において電力効率は 100% である. また, 経路数を変化させることで通過帯域幅を, 遅延を変えることにより中心周波数を調節できる周波数可変フィルタとして用いることができる.

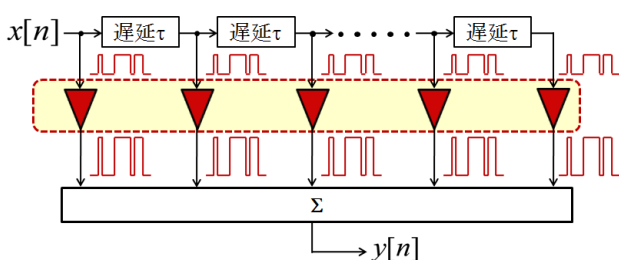


図 4 TF 型電力増幅器構成図

($x[n]$:入力信号, $y[n]$:出力信号, τ :隣接経路間の遅延差)

この増幅器の基本通過周波数を f_{fund} , 入力信号の周波数を f_{in} とすると, 入力信号と出力信号の関係式は,

$$y[n] = \sum_{i=0}^m x[n - i \frac{f_{fund}}{f_{in}}] \quad (1)$$

(1)式を z 変換し,

$$z = \exp(j2\pi \frac{f_{in}}{f_{fund}}) \quad (2)$$

と置き換えることにより, 伝達関数 $H(\exp(j2\pi f))$ は,

$$H(\exp(j2\pi \frac{f_{fund}}{f_{in}})) = \sum_{i=0}^m \exp(-j2\pi \frac{f_{fund}}{f_{in}} i) \quad (3)$$

となり, 周波数応答を得ることができる.

今, $f_{fund}=1[\text{GHz}]$, $m=2, 4, 8, 16$ のときの振幅特性を図 5 に示す.

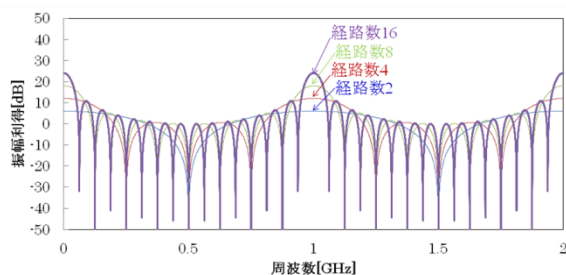


図 5 経路数を変化させた時の TF 型電力増幅器の振幅特性

TF 型電力増幅器は基本通過周波数の整数倍の周波数に対する通過特性をもつため, 図 6 に示すように基本周波数のみを通過域とする広帯域の BPF をこの電力増幅器の外側に接続することにより高調波の除去を行う.

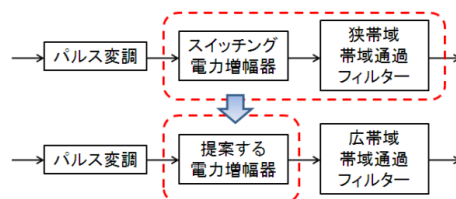


図 6 広帯域 BPF による高調波の除去

4. 計算機シミュレーション

4.1 シミュレーション構成および原理

図 7 に今回のシミュレーションの構成図を示す. 始めに, Mathworks 社の MATLAB による Simulink ツールで I-ch, Q-ch それぞれの信号に対してルートローloffフィルタを適用しアップサンプリングと帯域制限をかけ, パルス変調部でバースト状の方形波信号を生成する. 次に, Agilent 社の Advanced Design System (ADS) により, 生成信号を提案する増幅器に入力する. その出力信号を再び Simulink を用いて BPF を適用し高調波を除去する. 最後に, 直交検波しルートローloffフィルタでダウンサンプ

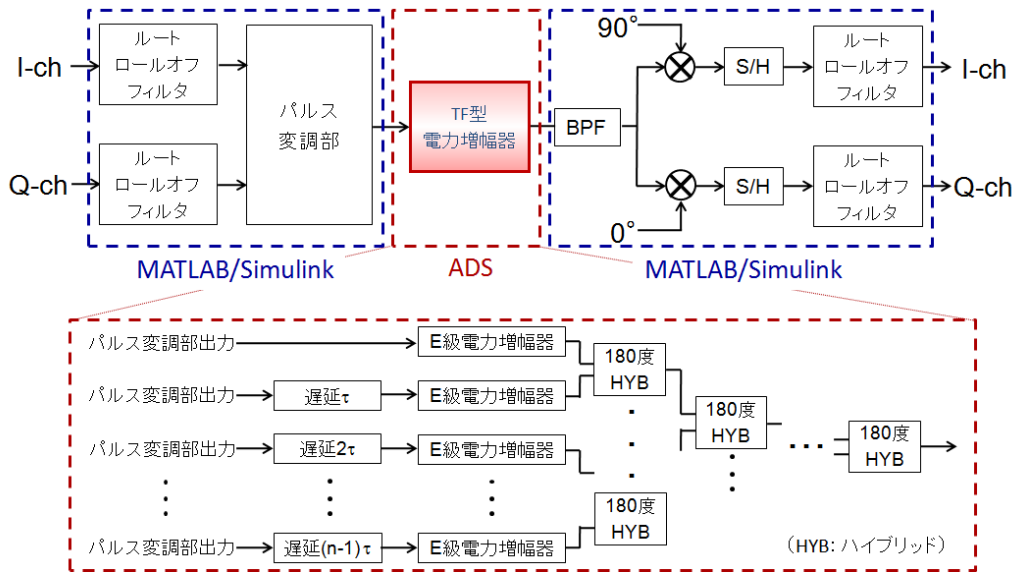


図7 シミュレーション構成図

リングし、ベースバンド信号に復調する。このとき、EPWMの入力信号に定数を乗算することでバックオフを変化させたときのトランジスタの電源電力に対するTF型電力増幅器の出力電力の比を電力効率として計算する。また、提案する増幅器の前後とBPFの後段で電力スペクトル密度を、直交検波後で信号点と変調精度 (EVM; Error Vector Magnitude) を測定する。

4.2 シミュレーション諸元

表1にシミュレーション諸元を示す。入力にはシンボルレート10MHzの16QAM信号を用いる。 $\Delta\Sigma$ 変調器は2次とし、搬送波は1GHzとした。TFの各経路にはE級電力増幅器[8]を挿入し、TF型電力増幅器隣接経路間の遅延差は1ns、中心周波数は1GHz、経路数は2, 4, 8, 16とした。外付けのBPFには4次のバタワースフィルタを使用し、1GHzの信号を取り出すために中心周波数は1GHz、通過帯域幅は1GHzに設定した。

5. シミュレーション結果

図8, 9に、EPWM入力に定数を乗算し、 $\Delta\Sigma$ 変調器の飽和動作点から取ったバックオフと、TF型電力増幅器の経路数を変化させた時の電力効率を示す。図8より、経路数を増加させることで所望波の電力効率を維持しながら不要波の電力効率のみを低減できることがわかる。また、図9より、バックオフが増加することで所望波の電力効率が低下し、不要波の電力効率が増加していることが確認できる。

図10, 11に、バックオフを0dBとしたときの、経路数1,

表1 シミュレーション諸元

変調方式		16QAM
シンボルレート		10 Msymbol/s
シンボル数		500
ロールオフ率		0.7
ロールオフフィルタ打ち切りサンプル数		16
搬送波周波数		1 GHz
RF サンプリグ周波数		50 GHz
$\Delta\Sigma$ 変調器オーバーサンプリング率		50
$\Delta\Sigma$ 変調器次数		2次
TF型電力増幅器	中心周波数	1 GHz
	隣接経路間の遅延差	1 ns
	経路数	2,4,8,16
BPF	次数	4次
	形式	バタワース
	中心周波数	1 GHz
	通過帯域幅	1 GHz

16それぞれのTF型電力増幅器の前後、BPF適用後での電力スペクトル密度 (PSD) を示す。図10と図11を比較すると、経路数が16のときのTF型電力増幅器後のPSDは経路数が1のときに比べ、所望波帯域外の量子化雑音を低減できていることがわかる。所望波と不要波の比 (D/U比) はTF型電力増幅器前では17.2dB、TF型電力増幅器後では経路数1, 16それぞれで15.0dB, 29.5dBとなり、定量的にもTF型電力増幅器の効果が確認できる。

図12, 13に、バックオフを0dBとしたときの、経路数

1, 16それぞれの直交検波後の信号点を示す。E級増幅器の影響により歪が生じているが、この影響はプリディストーション等で補正可能[8]であり、点のまとまりが区別できる程度に復調できることがわかる。経路数1, 16での変調精度(EVM)はそれぞれ-20.7dB, -19.4dBとなったが、増幅器での歪を補正することで大幅な改善が期待できる。

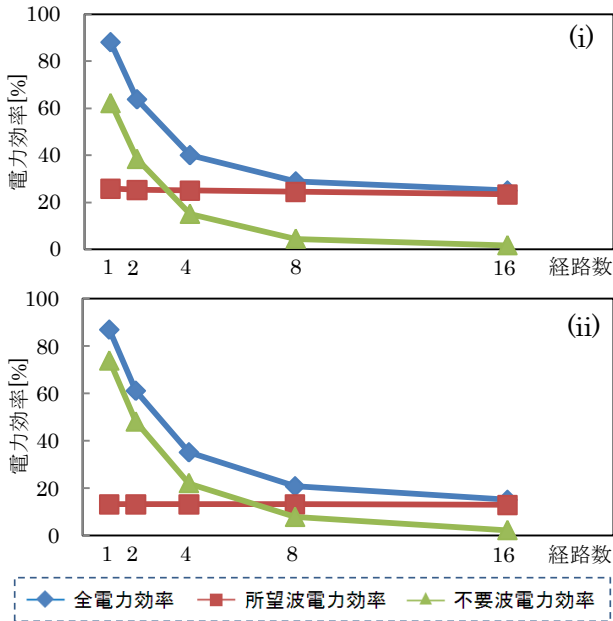


図8 経路数と電力効率の関係

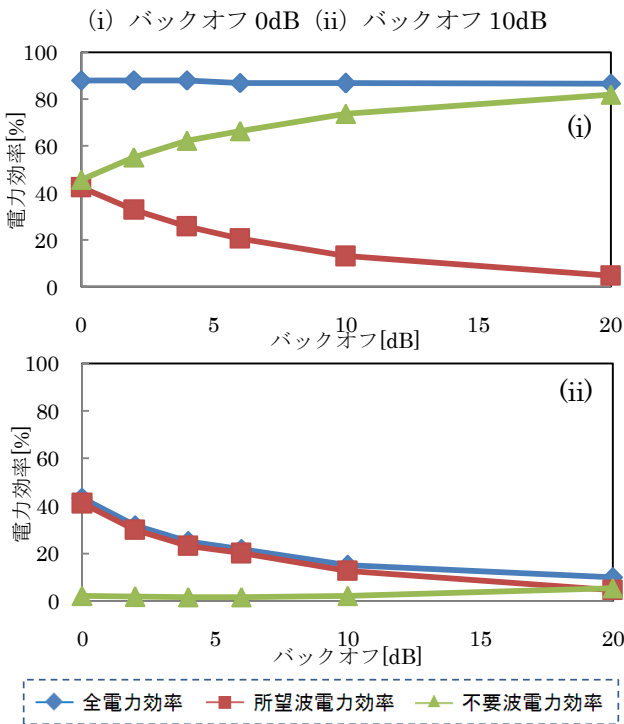


図9 バックオフと電力効率の関係

(i) 経路数 1 (ii) 経路数 16

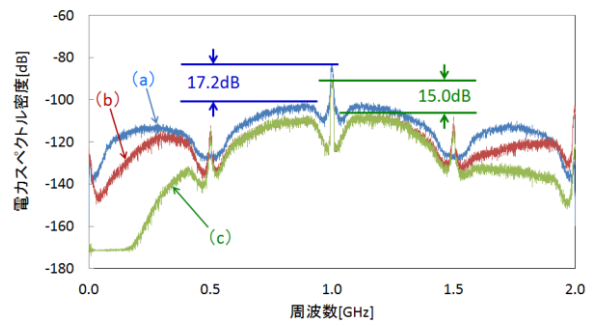


図10 電力スペクトル密度

(バックオフ 0dB, 経路数 1)

(a)TF型PA前 (b)TF型PA後 (c)外付けBPF後

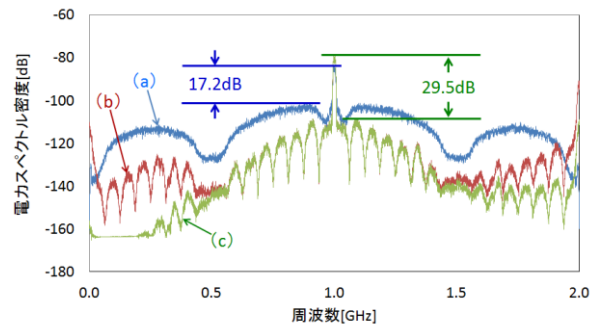


図11 電力スペクトル密度

(バックオフ 0dB, 経路数 16)

(a)TF型PA前 (b)TF型PA後 (c)外付けBPF後

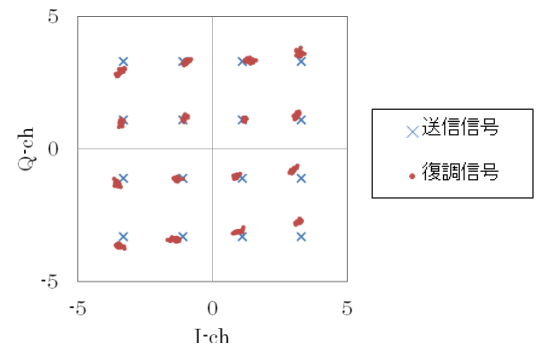


図12 直交検波後の信号点 (バックオフ 0dB, 経路数 1)

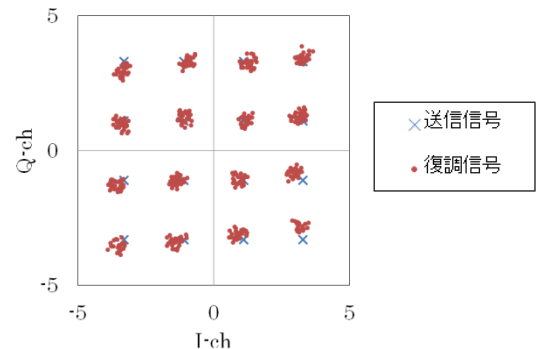


図13 直交検波後の信号点 (バックオフ 0dB, 経路数 16)

6. まとめ

トランスバーサルフィルタの各経路にスイッチング動作型電力増幅器を挿入する構成により、高効率増幅を行いつつ量子化雑音を低減し、さらに中心周波数と通過帯域幅が可変なフィルタとして機能できることを原理的に示した。また、TF 型電力増幅器の経路数を増加させることにより、出力の所望波帯域の電力効率を維持しつつ、量子化雑音による電力効率のみを低減できることから、信号帯域外の他システムへのスプリアス抑制が可能であることが明らかとなった。このことから、TF 型電力増幅器の前段で量子化雑音を十分に低減することが可能になれば、非常に高効率で動作させることが期待できる。今後は高次の $\Delta\Sigma$ 変調器の適用、さらには連続的な方形波をトランジスタの入力とする EER 方式の採用をし、TF 型電力増幅器前段での量子化雑音低減を図る。また、信号点の歪補正[8]を行い、EVM の改善を目指す。

参考文献

- [1] 太郎丸真, “終段バースト幅変調による振幅変調と電力増幅回路の高効率化～信号処理とスプリアス特性の基礎検討,” 信学技報, vol.106, no.478, pp.25-30, Jan.2007.
- [2] 大岩朝洋, 山尾泰, “ $\Delta-\Sigma$ 包絡線変調による飽和形高効率線形増幅法,” 2007 信学総大, no.A-1-45, pp.45, Mar.2007.
- [3] L. R. Kahn, “Single-sideband transmission by envelope elimination and restoration,” Proc.IRE, vol.40, pp.2220-2225, Dec.1998.
- [4] H. Adachi and M. Iida, “Transmitting Circuit and Equipment,” Japanese Patent Application, P2002-45388, Feb.2002.
- [5] E. Umali, Y. Toyama and Y. Yamao, “Delta-Sigma Envelope Pulse-Width Modulation (EPWM) Transmitter for High Efficiency Linear Amplification,” 信学技報, vol.107, no.441, pp.37-42, Nov.2007.
- [6] Behzad Razavi, “RF マイクロエレクトロニクス,” 黒田忠広 (監訳), pp.334-353, 丸善株式会社, 2002.
- [7] Andrei Grebennikov, Nathan O. Sokal, “Switchmode RF Power Amplifiers” Newnes, 2007.
- [8] 藤岡翔太, 榎田洋太郎, 田久修, “直交振幅変調信号を包絡線パルス幅変調した時の E 級増幅器の歪補償”, 信学技報, vol.111, no.374, pp.41-46, Jan.2012.

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

なし

(C) 査読なし論文

なし

(D) 学会大会等の口頭発表

小島 通彰, 和泉 宏典, 田久 修, 榎田 洋太郎, “スイッチング動作型送信機の量子化雑音低減に向けたトランスバーサルフィルタ型電療増幅器の検討,” 電子情報通信学会総合大会, B-5-115, Mar. 2011.

小島 通彰, 和泉 宏典, 田久 修, 榎田 洋太郎, “スイッチング動作型送信機の応用へ向けたトランスバーサルフィルタ型電力増幅器の検討,” 無線通信システム研究会, RCS89, Mar. 2011 (発表予定)