

# 高次の通過帯域を用いた 電力増幅器挿入型トランスバーサルフィルタの検討

7311670 藤岡 翔太

## 1. はじめに

近年、移動体通信端末の高機能化により、大容量かつ高速での伝送が盛んにおこなわれている。そのため、通信端末あたり及び、システム全体の通信トラフィック量が急速に増加している。この増加に伴い、通信端末によって消費される電力も増加している事が問題とされている。電力消費の増加を抑えるために、各トランジスタの電力効率を向上させる事が要求される。しかしながら、トランジスタを用いる電力増幅器は電力効率だけでなく、近年広く普及している直交周波数分割多重(OFDM)や直交振幅変調(QAM)には線形性も非常に要求される。それに応じて、高いレベルで線形性を保ちながら、移動体通信で用いるトランジスタの電力効率を上昇させるために、様々な方法が提案されている[1]-[6]。これら様々な研究成果の中で、包絡線パルス密度変調送信機(EPDM; Envelope pulse width modulation)に適用させたスイッチング動作型電力増幅器はQAMやOFDMのような高いPAPRをもつ信号でも、高効率に増幅する事が期待されている。これはパルス密度変調の信号を定振幅のパルスの密度によって入力のパルス成分を表して変調するからである。そのため、高いバックオフにかかわらず高効率に増幅することができる。さらに、パルス密度変調によって発生する量子化雑音は $\Delta$ - $\Sigma$ 変調器が持つノイズシェーピング特性のため、所望波帯域外に移される。所望波帯域外に移された量子化雑音は変調後に除去する必要がある。電力増幅器挿入型トランスバーサルフィルタは、フィルタの各経路に挿入された電力増幅器がスイッチング動作を行い高効率に増幅することができる。さらに他のシステムへの干渉となる所望帯域外の量子化雑音はトランスバーサルフィルタの経路数を増加することによって、通過帯域幅が狭帯域となり、除去する事できる。しかし経路数を増加することで電力合成部での電力損失が増加することが考えられる。

本稿は電力増幅器挿入型トランスバーサルフィルタの高次の通過帯域を用いることにより、電力損失を抑えながら量子化雑音を除去できる事を提案する。フィルタの中心周波数における隣接経路間の遅延差を1次の通過帯域と定義すると、通過帯域次数と経路数を乗算した値として実効経路数が得られる。実効経路数はフィルタの通過帯域幅に依存していることから、高次の通過帯域を用いることで、少ない経路数にも関わらず、フィルタの狭帯域化を図る事ができる。計算機シミュレーションによ

って、フィルタの入出力の電力スペクトル密度(PSD; Power spectral densities), 所望波と不要波の比(D/U比)及び規格化電力を経路数、通過帯域次数、バックオフを変化させて評価を行い、高次の通過帯域を用いる事で電力合成部における電力損失を抑えながら所望波帯域近傍の量子化雑音を除去できる事を示す。さらに直交検波後のコンスタレーションとEVM(Error vector magnitude)を算出し、高次の通過帯域による信号の劣化は無い事を示す。

## 2. 高効率送信機構成

### A. 包絡線パルス密度変調スイッチング動作型送信機

本研究では高効率送信機として包絡線パルス密度変調スイッチング動作型送信機(EPDM; Envelope pulse density modulation)[3]-[5]を用いる。送信機の構成を図1に示し、動作原理を説明する。入力となる16QAMのI, Q-chのベースバンド信号を包絡線成分と位相成分に分割する。包絡線成分は $\Delta$ - $\Sigma$ 変調器で行われたパルス密度変調によって、一定振幅の方形波パルス列に変換される。この時、パルスの発生するタイミングが短い場合、お互いに隣接するパルスが重なり合い連続した長いパルスのように見える。そのため、パルス密度変調はパルス幅変調と呼ばれる事がある。一方、位相成分は位相変調器によって、一定振幅の搬送波の位相成分として変調される。搬送波を方形波であるため、電力増幅器がスイッチング動作し、高い電力効率を得る。次に、それぞれ変調された包絡線と位相を乗算する。その結果、包絡線のパルス密度変調で生成されたパルスの間隔に対して、方形波の搬送波が発生するRFのバースト信号となる。これは搬送波がパルス密度変調された包絡線成分のデューティ比を持つことで、元の16QAMの情報を持った信号となる。このRFバースト信号をスイッチング動作型電力増幅器に入力することで、高効率に増幅する。電力増幅器に入力されたバースト状の方形波は高調波成分を含む。

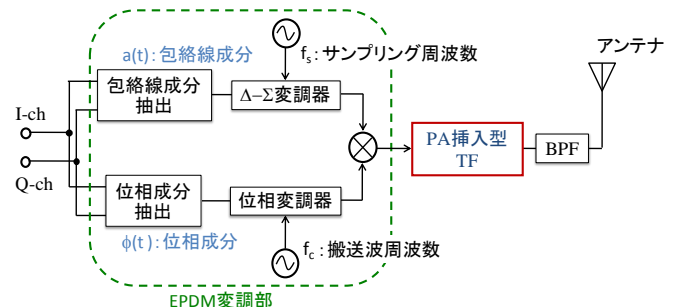


図1. EPDM送信機構成。

高調波の増幅において、電力効率を維持したまま高調波成分で抑えるために、電力増幅器に搬送波周波数と中心周波数を合わせたBPFが含まれている。さらに帯域外の不要波雑音を除去するためにBPFを必要とするが、今回は提案するフィルタを評価するために、BPFを用いず、様々なQ値のBPFを仮定した場合でD/U比を評価する。この送信機は増幅器が飽和スイッチング動作するために高効率増幅する特性を持つ。増幅器にEPDM変調部で発生したバースト状の方形搬送波が入力される。そのため、電力増幅器に一定のDC供給電源を用いるのでトランジスタのコレクタバイアスまたはドレインバイアスを一定にして動作している。さらにパルス密度変調で用いられる $\Delta$ - $\Sigma$ 変調器はノイズシェーピング特性のため、所望波帯域周辺の量子化雑音を抑制している。

### B. 2次の $\Delta$ - $\Sigma$ 変調器

図2にEPDMに用いる2次の $\Delta$ - $\Sigma$ 変調器の構成を示し、動作原理を説明する[7]。図の出力信号は次式で表される。 $U(z)$ 、 $E(z)$ 、 $V(z)$ は、それぞれ入力信号、量子化雑音、出力信号をz領域で表したものである。

$$V(z) = U(z) + (1 - z^{-1})^2 E(z) \quad (1)$$

式(4)より、2次の $\Delta$ - $\Sigma$ 変調器の雑音伝達関数NTF(z)は以下の式で表される。

$$NTF(z) = (1 - z^{-1})^2 \quad (2)$$

さらに、ノイズシェーピング関数NTFの2乗の絶対値は以下の式で表される。

$$|NTF(e^{j2\pi f})|^2 = [2\sin(\pi f)]^4 \quad (3)$$

式(3)より、2次の $\Delta$ - $\Sigma$ 変調器を用いることにより、図3のような、ノイズシェーピング特性が得られ、量子化雑音を所望波帯域外にシェープされる。また、1次の $\Delta$ - $\Sigma$ 変調器の雑音伝達関数は $[2\sin(\pi f)]^2$ となるため、2次の方が1次に比べて、ノイズシェーピング特性が高まるといえる。

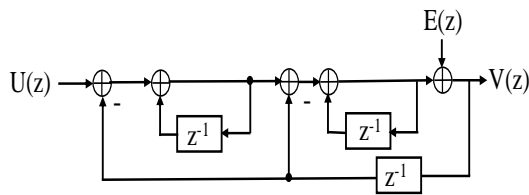


図2. 2次の $\Delta$ - $\Sigma$ 変調器

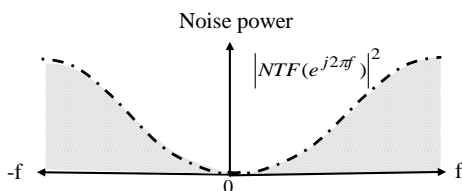


図3.  $\Delta$ - $\Sigma$ 変調器のノイズシェーピング特性

### C. 電力増幅器挿入型トランスバーサルフィルタ

電力増幅器挿入型トランスバーサルフィルタの構成を図4に示す。このフィルタでは、各電力増幅器の入力信号は方形波であるため、電力増幅器の電力効率は理想的に100%となる。さらに、このフィルタは経路数を増加させることで通過帯域幅を狭くすることができる。さらに隣接経路間の遅延差を変化させる事で中心周波数を調整することができる。そのため、このフィルタは周波数可変フィルタとして用いることができる。

提案するフィルタの通過帯域特性はトランスバーサルフィルタの理論を用いて次に述べる。フィルタの入力信号と出力信号の関係は以下のように表現できる。

$$y[n] = \sum_{i=0}^m x[n - \frac{f_0}{f_{in}} i] \quad (4)$$

$x[n]$ と $y[n]$ はそれぞれ、 $n$ 番目のサンプリング時間での入力信号と出力信号である。 $n$ はフィルタの経路数で、 $f_0$ は基本通過周波数で、 $f_{in}$ は入力信号の周波数である。

式(1)にz変換を適応すると

$$z = \exp(j2\pi \frac{f_{in}}{f_0}), \quad (5)$$

さらに、伝達関数は次のように表される。

$$H(\exp(j2\pi \frac{f_0}{f_{in}})) = \sum_{i=0}^m \exp(-j2\pi \frac{f_0}{f_{in}} i). \quad (6)$$

経路数16段と隣接経路間の遅延差が1.0 n secと0.8 n secのフィルタ特性を図5に示す。図5から、遅延差が変化する事で、中心周波数を容易に調整することができる。次に図6に遅延差が1.0 n secで経路数2, 4, 8, 16の周波数特性を示す。2, 4, 8, 16段の経路数の通過帯域幅はそれぞれ、1 GHz, 500MHz, 225MHz, 112.5 MHzである。したがって経路数が増えることで帯域幅は狭くすることができる。図7は経路数4段で通過帯域次数が1次, 2次, 4次の場合の帯域通過特性を示す。図の経路数4段の場合で、2次, 4次の通過帯域を用いる事で1次の場合の経路数8段, 16段と等しい中心周波数における通過帯域幅を得る。これは実行経路数が16段となるためフィルタの狭帯域化を実現することができるといえる。

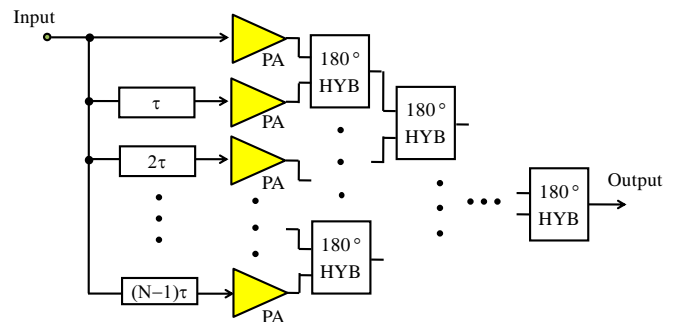


図4. 電力増幅器挿入型トランスバーサルフィルタ (HYB; ハイブリッド,  $\tau$ ; 隣接経路間の遅延)

各経路の増幅器の出力信号は $180^\circ$  ハイブリッドにトーナメント方式で結合されるため、経路数は2のべき乗となる。そのため、ハイブリッド結合器はアイソレータを用いずに増幅器の出力間の干渉を抑えながら、電力損失を最小限で出力信号を合成する。

EPDM変調部の後に通常、狭帯域のBPFが必要となる。しかし、本稿では電力増幅器を用いる代わりに、電力増幅器挿入型トランスバーサルフィルタを用いる。そのため、所望波帯域近傍の不要波雑音は抑圧できるため、狭帯域のBPFが不要となる。しかし、このフィルタは中心周波数の整数倍で周期的な通過特性を持っている。したがって、フィルタの出力に高調波を取り除くためのBPFを加えることが必要である。ただし、フィルタによって所望波近傍の量子化雑音をされるので図8よりBPFのQ値は従来に比べて緩和される。図7に示した高次の通過帯域次数のフィルタを用いる場合は、通過帯域特性の間隔周期が短くなるため、Q値の高いBPFが必要となる。

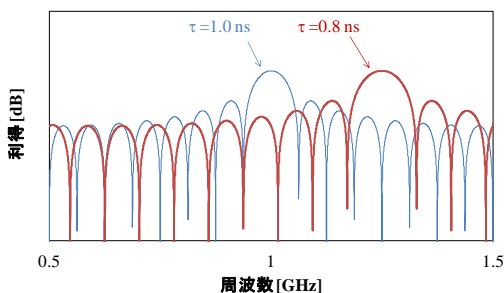


図5. トランスバーサルフィルタの周波数特性 (隣接経路間遅延差; 0.8, 1.0 nsec, 経路数; 16)

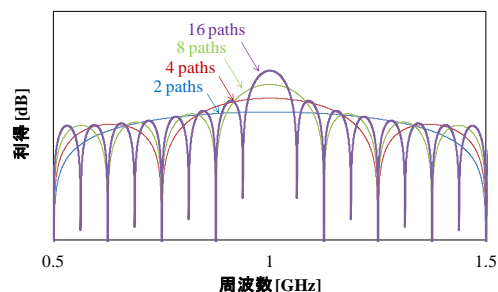


図6. トランスバーサルフィルタの振幅特性 (通過帯域次数; 1次, 経路数; 1, 2, 4, 8, 16)

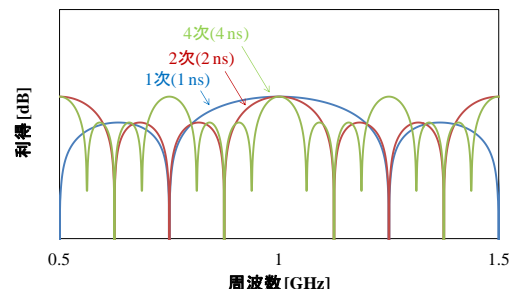


図7. トランスバーサルフィルタの振幅特性 (通過帯域次数; 1次, 2次, 4次, 経路数; 4)

### D. スイッチング動作型電力増幅器

E級電力増幅器はスイッチング動作型電力増幅器として用いられる[8]. E級電力増幅器の構成を図8に示す. トランジスタに入力される信号は方形波であることからトランジスタが飽和スイッチング動作を行うので高効率に増幅される. また, 方形波であることから, 高調波成分を除去するためのBPFを必要とする. そのためトランジスタの後段に直列共振 $C_S-L_S$ と並列共振 $L_C-C_P$ で構成されるBPFで方形波による高調波成分を抑えられる. よって, E級電力増幅器は高調波を除去しながら高効率に増幅することができる.

## 3. シミュレーション評価

### A. シミュレーション構成

次にシミュレーション構成を図9に示し動作原理を説明する. 初めに, 16QAMのI, Q-chの直交振幅変調のベースバンド信号をMathworks社のMATLAB/simulinkを用いて生成する. 次に, ルートロールオフフィルタで変調信号を帯域制限とアップコンバージョンする. その後, EPWM変調部でRFバースト信号が生成される. さらに, 生成された信号はAgilent Technologies社のADSで, 電力増幅器挿入型トランスバーサルフィルタに入力する. トランスバーサルフィルタの入力において, 各段独立して変調信号を入力し, デジタル遅延を加える事で隣接経路間の遅延を実現させている. 電力合成部は $180^\circ$  ハイブリッドを用いたトーナメント方式で電力合成を行うため, 反射による電力損失及び, 出力間干渉を抑えた構成となっている. トランスバーサルフィルタの出力で, 再びsimulinkでRF信号は直交検波器とルートロールオフフィルタで, 帯域制限とダウンサンプリングすることでベースバンド信号に復調される.

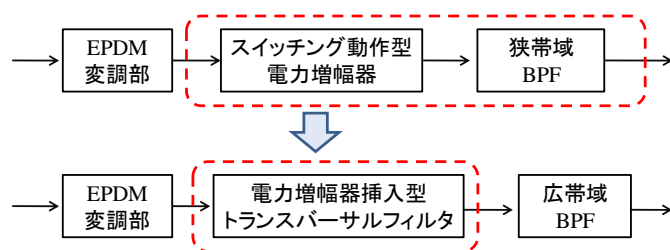


図8. トランスバーサルフィルタによるBPFのQ値の緩和

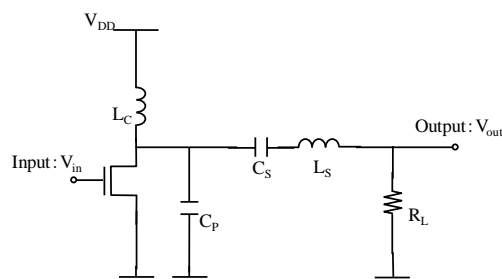


図9. E級電力増幅器の回路図

$\Delta$ - $\Sigma$ 変調器の入力の飽和レベルから包絡線の振幅におけるバックオフはパルス密度変調器の入力されるベースバンド信号を調整することでバックオフを調整する。経路数、通過帯域次数及び、バックオフを変化させた場合のフィルタの入出力におけるPSDを算出し、仮定したBPFのQ値に応じてD/U比を評価する。さらにスペクトルから所望波と不要波の出力電力は1経路あたり電力としてそれぞれ算出する。さらに、復調信号のコンスタレーションをEVMで評価する。

### B. Simulation parameters

シミュレーション諸元を表1に示す。入力信号は10 MHzの16-QAM信号を用いる。2次の $\Delta$ - $\Sigma$ 変調器で搬送波周波数は1 GHzを適用する。トランスバーサルフィルタは経路数が2, 4, 8, 16で隣接経路間の遅延差が1 nsの時、通過帯域次数を1次と定義し、2次(2 ns), 4次(4 ns)の場合でのフィルタの通過帯域特性を評価する。経路数の出力がトーナメント方式で電力合成をしているため、2のべき乗となる2, 4, 8, 16を選択する。これは電力合成をおこなうのに180°ハイブリッドを用いることで電力損失を軽減できるためである。E級電力増幅器の高効率な設計として最適なパラメータを選定している。

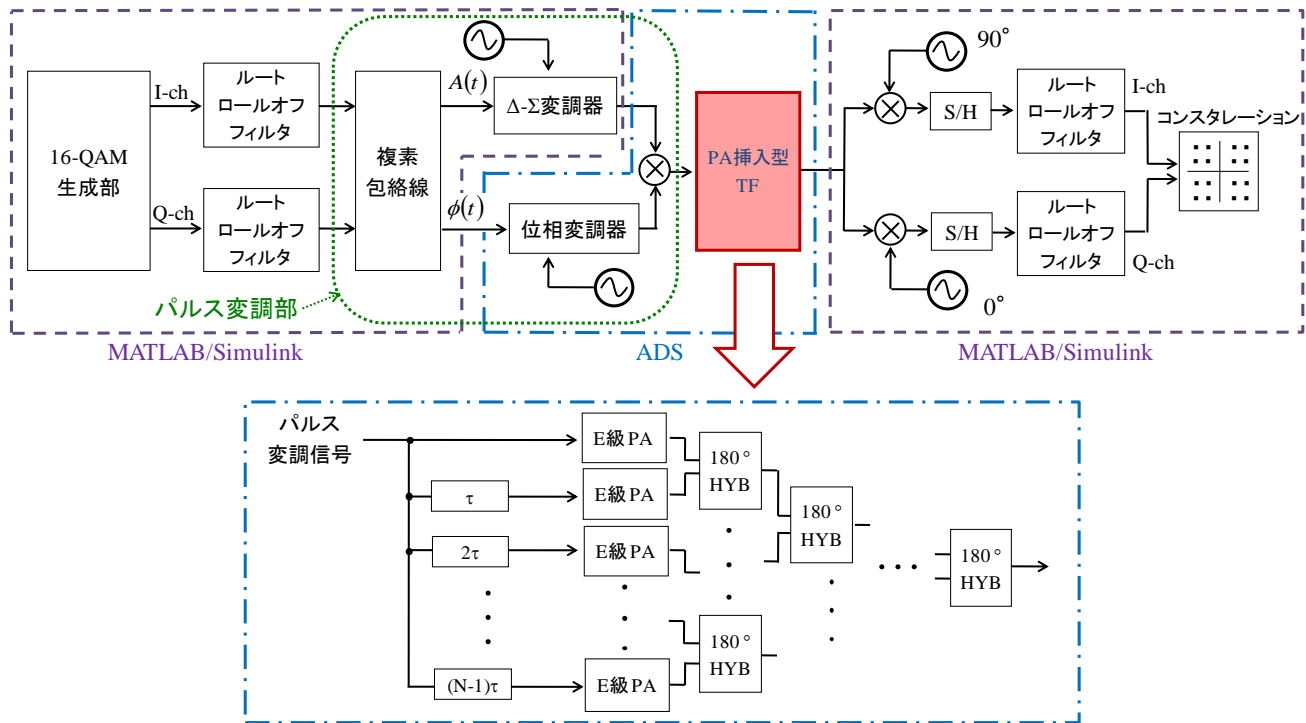


図 10. シミュレーション構成 (HYB;ハイブリッド)

表1. シミュレーション諸元

変調方式	16QAM	搬送波周波数	1 GHz	
シンボルレート	10M symbol/s	ADS計算時間ステップ	20 ps	
シンボル数	500 symbols	トランジスタ	NMOS	
ロールオフフィルタ	形式	ルートレイズドコサイン	ゲート長	0.18 mm
	ロールオフ率	0.7	ゲート幅	350 mm (10 mm×35)
	打ち切りシンボル数	16	ドレインバイアス	0.9 V
	オーバーサンプリング率	送信:50 受信:200	ゲートバイアス	0.2 V
D-S変調器	次数	2	入力	0-1.8 V
	オーバーサンプリング率	50	負荷インピーダンス	50 W
PA挿入型TF	中心周波数	1 GHz	$C_p$	1.92 pF
	遅延差	1,2,4 ns	$C_s$	6.33 pF
	経路数	1,2,4,8,16	$L_s, L_c$	13.16 nH



## 4. シミュレーション結果

図11は経路数及び通過帯域回数におけるフィルタの入出力のPSDを示す。フィルタの入力のPSDの算出するにあたって、変調による折り返し雑音を除去するために7次、遮断周波数が1.8GHzのバタワースのローパスフィルタ(LPF)を通過させて算出している。図11(a)より、通過帯域0.9~1.1GHzとなる $Q=10$ のBPFを仮定した場合、D/U比はフィルタの入出力で24.0 dBから23.9 dBと減少する。これはフィルタの電力増幅器の相互変調歪によって、所望波帯域近傍のスペクトルに歪が生じているからだと確認できる。図(b)の経路数が16段で通過帯域回数が1次の場合、経路数の増加に伴いフィルタの効果が高まり、所望波帯域外の雑音を抑圧できている事がわかる。フィルタ後のD/U比は30.8 dBと6.8dB増加することが確認できる。さらに図(c)は経路数が4段、4次の通過帯域の実効経路数が16段のPSDを示している。経路数が4段にも関わらず、D/U比が30.8 dBとなり、16段と同等の通過帯域特性が実現されている。図12より、バックオフ10 dBの場合も同様の特性が得られる事がわかる。

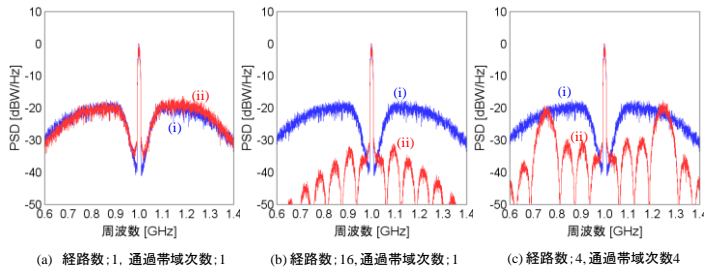


図11. バックオフ0dBにおけるフィルタの入出力のPSD  
[(i): 入力, (ii): 出力]

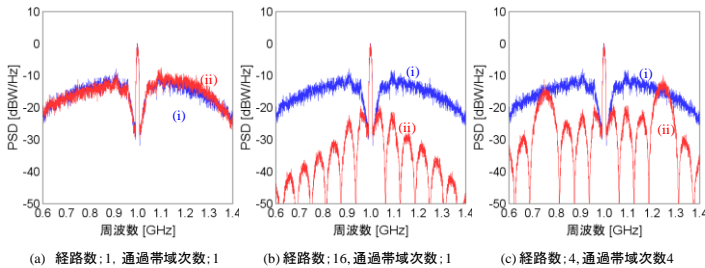


図12. バックオフ10dBにおけるフィルタの入出力のPSD  
[(i): 入力, (ii): 出力]

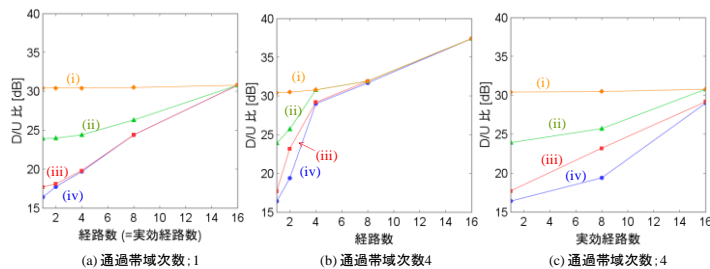


図13. バックオフ0dBにおけるPSDと経路数の関係  
[(i):  $Q=20$ , (ii):  $Q=10$ , (iii):  $Q=5$ , (iv):  $Q=2.5$ ]

これはパルス密度変調によってバックオフによらず増幅器への入力振幅が一定であるからである。ただし、バックオフの増加でSNRが低下するため、D/U比は減少する。図(c)は図(a)の実効経路数と揃えるために図(b)の横軸を経路数から実効経路数に変更して示したグラフである。図(a)と比較すると、通過帯域回数=4、 $Q=2.5$ の低い経路数ではD/U比が低下している事がわかる。これは高次の通過帯域回数を用いる事でフィルタの通過帯域特性の周期間隔が狭まるため、図11(c)のように所望波帯域外のある帯域の雑音を強めてしまうからである。しかし、 $Q=5$ より大きい値では通過帯域回数が1次と4次で同様のD/U比が得られる事がわかる。したがって、提案するフィルタで高次の通過帯域回数を用いる場合はフィルタの出力に $Q=5$ より大きいBPFを備え付ける事で所望波帯域外の雑音を除去する必要がある事といえる。これは所望波帯域外の量子化雑音を提案するフィルタの効果によって、除去している事がわかる。

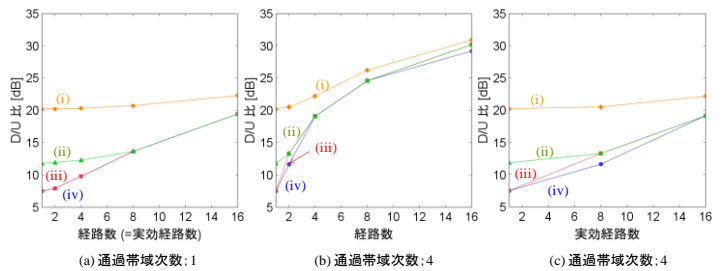


図14. バックオフ10dBにおけるPSDと経路数の関係  
[(i):  $Q=20$ , (ii):  $Q=10$ , (iii):  $Q=5$ , (iv):  $Q=2.5$ ]

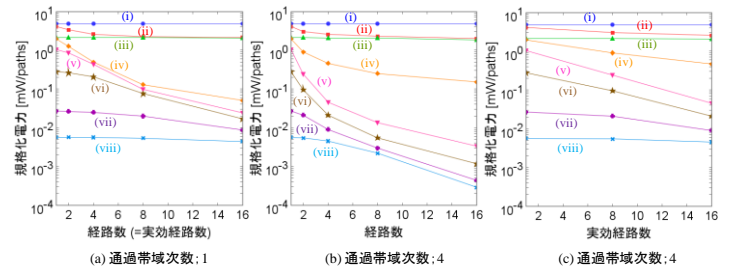


図15. バックオフ0dBにおける規格化電力と経路数の関係

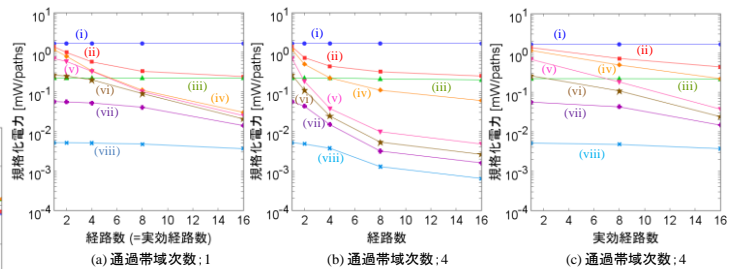


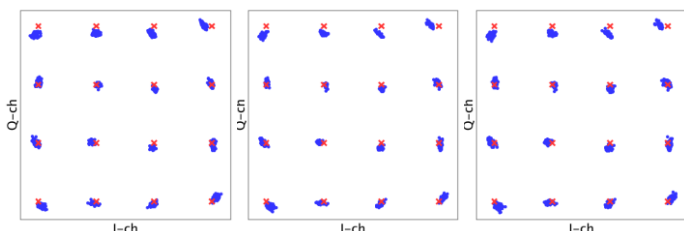
図16. バックオフ10dBにおける企画電力と経路数の関係

[(i): DC供給, (ii): 全帯域, (iii): 所望波, (iv): 不要波  
(v): 不要波( $Q=20$ ), (vi): 不要波( $Q=10$ ), (vii): 不要波( $Q=5$ ),  
(viii): 不要波( $Q=2.5$ )]

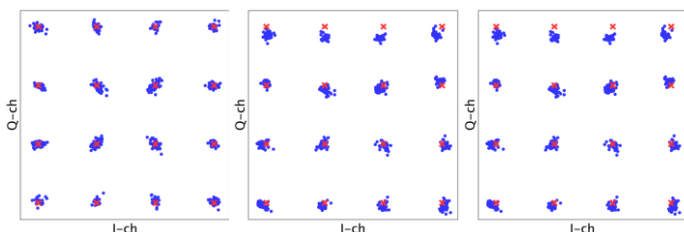
経路数と経路あたりの規格化電力の関係を通過帯域次数が1次と4次で算出した結果を図15にバックオフ0 dB、図16にバックオフ10 dBのグラフを縦軸対数表示で示す。周波数帯域は0~2GHzの帯域でそれぞれ電力を算出している。規格化電力が小さい理由として、16-QAMのPAPRが大きい事が挙げられる。また増幅器の電力効率はDC供給電力と全帯域の信号電力の比で計算する事ができる。バックオフが0 dBと10 dBのどちらの場合も経路数が増加することで、全帯域の規格化電力は減少している事が分かる。しかし、減少しているのは不要波帯域の電力であり、所望波帯域の電力は減少しない事がわかる。

不要波帯域の電力をBPFのQ値に応じて算出した。PSDと同様に通過帯域次数が4次の場合、1次に比べて、不要波帯域の電力が大幅に減少している。これはすべてのQの値に対しても一様に減少している。この事から高次の通過帯域次数を適用する事で少ない経路数にもかかわらず不要波電力を抑制できるといえる。さらに、このフィルタは送信機が高出力であるほど、不要波電力の除去の効果が顕著に表れる事が考えられる。

フィルタの電力合成によって、所望波帯域の電力が減少しない事は一般的ではないと思われる。180°ハイブリッドの2つの入力信号はバースト信号であり、経路間に遅延差が発生するので、電力損失が生じる。一般的にハイブリッドに2つの異なる信号を入力した場合、電力損失が発生する。しかし、2つの異なる信号の電力合成による電力損失は所望波帯域ではなく、雑音帯域の成分であることが挙げられる。ハイブリッドによる電力合成はたいがい高出力増幅器に用いられる。よって、提案するフィルタでのハイブリッドの使用は大きな欠点にはならない。



(a) 通過帯域次数:1,経路数:1 (b) 通過帯域次数:1,経路数:16 (c) 通過帯域次数:4,経路数:4  
図17. 復調後のコンスタレーション(バックオフ 0 dB)



(a) 通過帯域次数:1,経路数:1 (b) 通過帯域次数:1,経路数:16 (c) 通過帯域次数:4,経路数:4

×: 変調 ●: 復調

図18. 復調後のコンスタレーション(バックオフ 10 dB)

通過帯域次数と経路数を変化させた場合の直交検波後のコンスタレーションを図19に示す。(b)と(c)は実効経路数がどちらも16段であるので同様のフィルタの効果を得ることができる。図17のバックオフが0 dBの場合、それぞれのEVMは(a)の通過帯域次数=1次、経路数=1段で23.9 dB、(b)の通過帯域次数=1次、経路数=16段で23.8 dB、(c)の通過帯域次数=4次、経路数=4段が23.6 dBとなり、信号の劣化は一樣に発生している。このことから、経路数と通過帯域次数の増加による歪がほとんどない事がいえる。同様に図19をみると、バックオフの増加によってSNRが低下するため、図18に比べて信号の劣化が増加しているが、通過帯域次数と経路数による信号の歪は発生していない事が分かる。全体的に信号が劣化している原因として、フィルタの中にある電力増幅器の非線形性による歪が考えられる。またE級電力増幅器にパルス密度変調で生成されたバースト信号を入力される。そのためバイアスの過渡応答による歪もまた原因とされる。E級電力増幅器で発生するコンスタレーションの歪を抑えるために、提案する歪補償の方法[9]、またはE級電力増幅器の代わりにD級電力増幅器を用いる事によって、歪が減少できている事が確認されている。

経路数および実効経路数とEVMの関係を図19に示す。図(a)をみると通過帯域次数が1次の場合、バックオフによらず経路数が増加してもEVMは変化しないが、通過帯域次数が4次であると経路数が16段でEVMが大きく劣化している。この場合、実効経路数は64段となり、通過帯域幅は15.625 MHzとなる。本研究ではシンボルレート10MHzの16QAMを採用しているため、フィルタの通過帯域特性により所望波帯域の信号までも抑圧してしまっているためである。そのため今回の市ミュージン諸元ではフィルタの実効経路数は32段が限界であるといえる。シンボルレートを増加させた場合では64段でも適用可能であるといえる。また図(b)から通過帯域次数が4段であっても、実効経路数からみた場合、信号の劣化はほとんどない事がグラフからわかる。

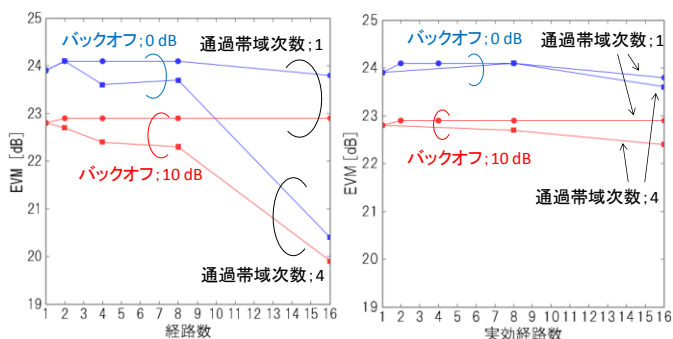


図19. EVMと経路数の関係

## 5. 結論

本研究では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した電力増幅挿入型トランスバーサルフィルタは通過帯域次数を増加させることで所望波帯域近傍の量子化に効果を高められる事を提案した。このフィルタは増幅器のスイッチング動作により高効率に信号を増幅し、フィルタの帯域通過特性により量子化雑音を抑える事ができる。隣接経路間の遅延差を変える事で中心周波数を調整することができる。また経路数を増加することで所望波帯域の電力は維持いたまま、量子化雑音の電力を減らすことができる。しかし、経路数を増加することは実装の負担となり、フィルタの小型化への問題が生じる。そこで通過帯域次数を増加させることで実効経路数の通過帯域特性を得られるため経路数を増加させなくても量子化雑音を抑制する事ができる。結果として、このフィルタは他のシステムの干渉する要因となる所望波帯域外に発生するスプリアスを減らす期待ができる。しかし、提案するフィルタの入力で量子化雑音が残留している。そのため、電力が所望波帯域における電力効率の低下を及ぼしている。それゆえ、フィルタの入力に残留する量子化雑音を信号電力より十分に小さいレベルに減らす事ができれば、さらに高い電力効率が得られる。次のステップとして、効果の高いノイズシェーピング特性を持つ高次の $\Delta$ - $\Sigma$ 変調器の適用することでフィルタの入力の量子化雑音を減らすことが必要である。また高出力電力増幅器を用いた場合の高次の通過帯域次数の効果を評価することも必要である。

## 参考文献

- [1] W. H. Doherty, "A new high efficiency power amplifier for modulated waves," Proc. IRE, vol. 24, pp. 1163-1182, July 1936.
- [2] L. R. Kahn, "Singlesideband transmission by envelope elimination and restoration," Proc. IRE, vol. 40, pp. 803-806, July 1952.
- [3] H. Adachi and M. Iida, "Transmitting Circuit and Equipment," Japanese Patent Application, P2002-45388, Feb. 2002.
- [4] Y. Wang, "An improved Kahn Transmitter Architecture Based on DeltaSigma Modulation," 2003 IEEE MTT-S Symp., June 2003.
- [5] 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.
- [6] M. Taromaru, N. Ando, T. Koderu, and K. Yano, "An EER Transmitter Architecture with Burst-Width Envelope Modulation based on Triangle-Wave Comparison PWM," PIMRC 2007, pp. 1-5, Sep. 2007.
- [7] R. Schreier and G. Temes, "Understanding Delta-Sigma Data Converters", IEEE Press., 2005.
- [8] A. Grebennikov and N. O. Sokal, "Switchmode RF Power-amplifiers," Newnes, 2007.

- [9] S. Fujioka, Y. Umeda, and O. Takyu, "Distortion Compensation of Class-E Power-amplifier Modulating Envelope Pulse Width for Quadrature Amplitude Modulation Signal," IECIE Technical Report, 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  
Shota Fujioka, Michiaki Kojima, Hironori Izumi, Osamu Takyu, Yohtaro Umeda, "Power-amplifier Inserted Transversal filter for Pulse-Density-Modulation Switching-Mode Transmitter", IEEE 2012 International Symposium on Communications and Information Technologies, pp. 239 – 244, Oct. 2012.
- (C) 査読なし論文  
藤岡 翔太, 田久 修, 榎田 洋太郎, "直交振幅変調信号を包絡線パルス幅変調した時のE級電力増幅器の歪補償," マイクロ波研究会(MW)信学技報, vol.111, no. 374, pp. 41-46, Jan. 2012
- (D) 学会大会等の口頭発表  
藤岡 翔太, 田久 修, 榎田 洋太郎, "直交振幅変調信号を包絡線パルス幅変調した時のE級電力増幅器の3段階歪補償" 電子情報通信学会総合大会, C-5-23, Mar. 2012.