

包絡線パルス幅変調方式送信機のFPGA実装に向けた 4経路高次帯域通過トランスバーサルフィルタの設計

7313680 渡邊 一陽

1. はじめに

近年の無線通信における送信機は高い電力効率と線形性が要求されている。それらを満たす構成として、包絡線パルス幅変調[1]-[4]とスイッチング動作型電力増幅器を用いた高効率送信機の研究が活発に行われている。これらの送信機では、出力における信号帯域外の量子化雑音を低減するために、RF帯で狭帯域かつ中心周波数及び帯域幅が可変な帯域通過フィルタ(BPF)が必要である。狭帯域なBPFとしては圧電素子を用いたSAWフィルタやBAWフィルタなどがあるが、これらは広範囲にわたって中心周波数や通過帯域幅を変更できない。この問題を解決するためにトランスバーサルフィルタ(TF)の各経路にスイッチング型電力増幅器を挿入した電力増幅器挿入型TFが提案されている[5]。この提案方式ではTFを狭帯域フィルタとして用いるために経路数を増やす必要があるが、その場合、出力に使用するハイブリッド(HYB)合成器の多段構成による電力ロスの増加や、フィルタの大型化などの問題がある。これらの問題に対し、経路数が2段構成の電力増幅器挿入型TFを用い、遅延差を変化させることで得られる高次の帯域通過特性を利用して、実効的にフィルタの通過帯域を狭帯域化する提案がなされている[6]。しかしこれでは次数を大きくしていく毎にメインローブに対してサイドローブが近づいていくため、TF後に狭帯域なBPFを付加する必要がある。しかし、狭帯域のRFフィルタを用いると、送信機の出力範囲が制限される。また、高帯域出力を可能とするため、このフィルタを周波数可変にしようとする、Q値の高い狭帯域フィルタが必要となるが、このようなフィルタは作製が難しい。

本研究では、経路数が4段構成のTFに高次の帯域通過特性を用いることで得られる周波数特性から、所望波信号と不要波の比(D/U比)を、復調後のコンスタレーションからEVM(Error Vector magnitude)を算出し、TF2段構成時と比較することで、電力増幅器後に要求されるBPFのQ値を緩和する検討を行った。また送信機構成のFPGA実装に向け、送信機構成の前段部をXilinx社のSystem Generatorで、後半部をMathworks社のMATLAB/simulinkを用いて構成し、シミュレーションによる特性評価を行った。

2. 高効率送信機構成

2.1. 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幅変調(Envelope Pulse Width Modulation : EPWM)方式によるスイッチング動作型送信機を用いる。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 Δ - Σ 変調器で行われたパルス幅変調によって、一定振幅の方形波パルス列に変換される。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。搬送波が方形波であるため、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、包絡線のパルス幅変調で生成されたパルスの間隔に対して、方形波の搬送波によるRFのバースト信号となる。これは搬送波がパルス幅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。

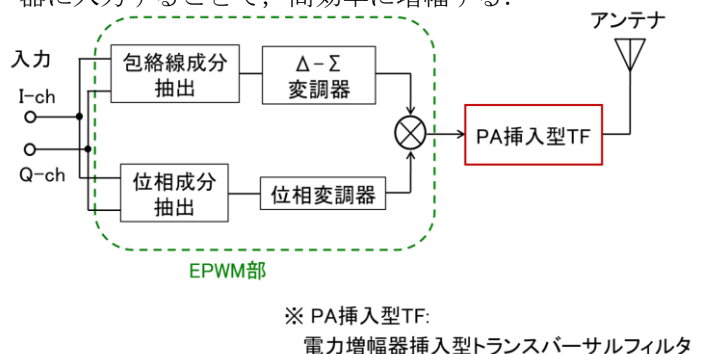


図1. EPWM送信機構成。

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。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を抑えるために、搬送波周波数と中心周波数を合わせたBPFが電力増幅器に含まれている。さらに多チャンネルへの干渉となる帯域外の量子化雑音を除去するために、TF後にBPFを必要とするが、今回は提案するTFを評価するために、BPFを用いずに、様々なQ値のBPFを仮定した場合の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特性を持つ。増幅器にEPWM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。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するため、電力増幅器に一定電圧の電源を用いることができる。さらにパルス幅変調に用いる Δ - Σ 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する効果がある。

2.2. 2次のΔ-Σ変調器

図2にEPWMに用いる2次のΔ-Σ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(1)より、2次のΔ-Σ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Δ-Σ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Δ-Σ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。

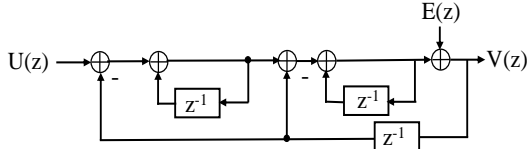


図2. 2次のΔ-Σ変調器

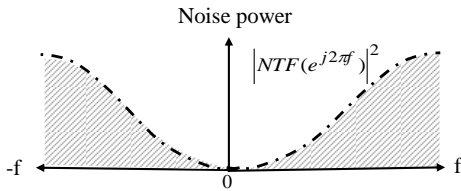


図3. Δ-Σ変調器のノイズシェーピング特性

2.3. 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9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ている。この構成によって、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。

また、本稿ではTF構成によって通過帯域幅の狭帯域化を図っているため、電力増幅器直後のBPFに求められるQ値を緩和することができる。

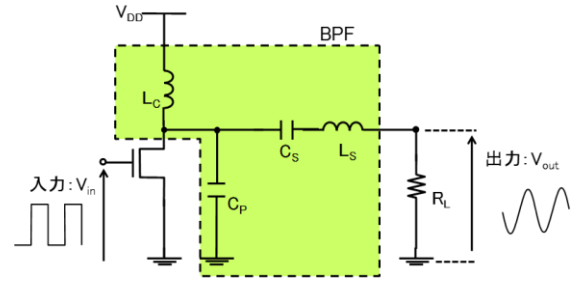


図4. E級電力増幅器の回路図

2.4. 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(PA挿入型TF)の構成を図5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、スイッチング動作方電力増幅器の電力効率は理想的には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により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により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を、TF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(4)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 $1.0 \mu \text{ sec}$ と $0.8 \mu \text{ sec}$ のフィルタ特性を図6に示す。図6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7に遅延差が $1.0 \mu \text{ sec}$ 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 MHz, 500kHz, 250kHz, 125 kHzである。したがって経路数が増えることで帯域幅を狭くすることができる。

さらに図8に経路数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、2次, 4次の通過帯域を用いる事で、中心周波数において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、経路数と通過帯域次数の積として定義される実効経路数が、それぞれ、8段, 16段となるため、1次の通過帯域を用いた場合の8段, 16段のTFと同様の狭帯域化が実現できたものである。

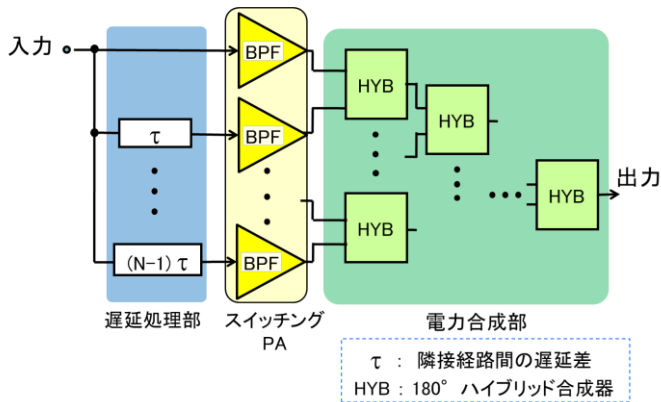


図5. 電力増幅器挿入型トランスパサフィルタ

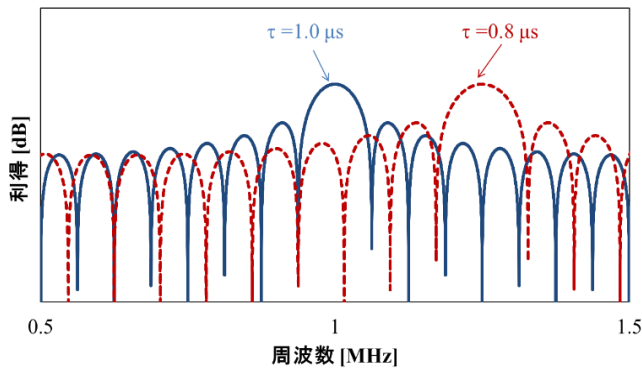


図6. TFの周波数特性
(隣接経路間遅延差 τ ; 0.8, 1.0 μ sec, 経路数; 16)

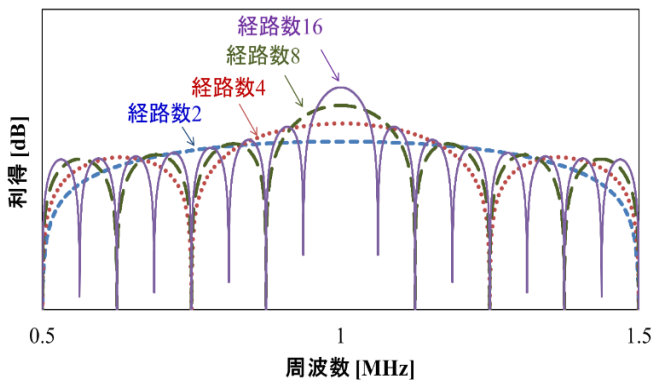


図7. TFの振幅特性
(通過帯域次数; 1次, 経路数; 1, 2, 4, 8, 16)

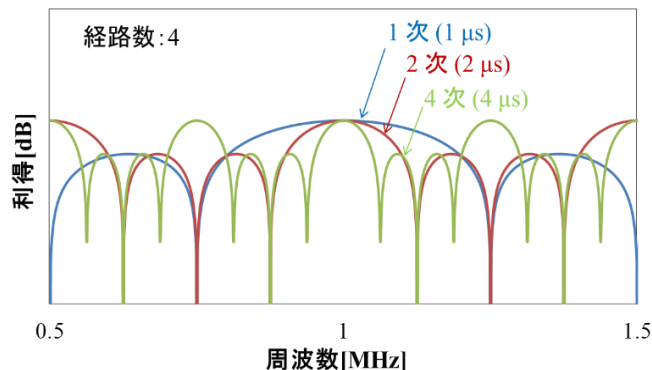


図8. TFの高次帯域通過特性
(通過帯域次数; 1次, 2次, 4次, 経路数; 4で固定)

各経路の増幅器の出力信号は 180° ハイブリッド (HYB)を用いてにトーナメント方式により結合されるため、経路数は2のべき乗となる。このとき、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、電力損失を最小限として出力信号を合成することができる。

EPWMを用いた送信機構成では、通常、電力増幅器の後に信号帯域外に輻射された量子化雑音を除去するための狭帯域BPFが必要となる。しかし本研究では、PA挿入型TFの通過帯域特性による狭帯域フィルタでこれを除去するため、電力増幅器の後のBPFに要求されるQ値を従来に比べ緩和することができる。

3. シミュレーション評価

3.1. シミュレーション構成

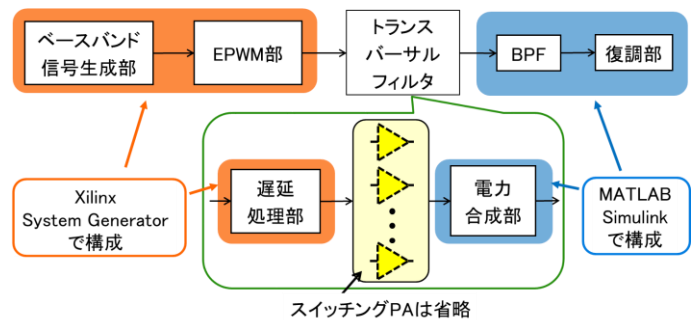


図9. シミュレーション構成

図9に示したシミュレーション構成について説明する。本稿では16 QAM信号発生部から変調信号生成部、TFの前段部までをXilinx社のSystem Generatorを用いて構成し、HYB合成部から後の高調波除去用BPF、及び復調信号生成部までをMathworks社のMATLAB/simulinkを用いて構成し、シミュレーションを行った。初めに、ベースバンド信号生成部において、16QAMのI、Q-chのベースバンド信号を生成、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を行う。その後、EPWM部でRFバースト信号を生成する。RFバースト信号は経路数2, 4それぞれのトランスパサフィルタ(TF)に入力される。TFでは、各経路に独立して変調信号を入力し、隣接経路間の遅延差をデジタル的に加えている。

また本稿では、TF構成の高次の帯域通過特性における評価を行うため、電力増幅器は用いずにシミュレーションを構成する。遅延処理後は 180° ハイブリッドによってトーナメント式に電力合成するが、シミュレーションでは信号経路間の数値的な加算により実現している。そして、今回省略した電力増幅器内のBPFの代わりとして、TF後に一度BPFに通す。BPF後は直交検波し、ルートロールオフフィルタにより帯域制限とダウンサンプリングを施すことで、ベースバンド信号へ復調する。

3.2. 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．入力信号は1MHzの16QAM信号を用いる．2次の Δ - Σ 変調器を用い，動作周波数は100MHzを適用する．トランスバーサルフィルタの経路数は，トーナメント方式で出力電力の合成をしているため，2のべき乗となる2，4とする．隣接経路間の遅延差が搬送波の1周期分に当たる $1\mu\text{s}$ の時，通過帯域次数を1次と定義し，以下2次から16次までの場合についてEVMとD/U比を評価する．

EVMは，TF後に通すBPFのQ値を2.5，5，10，20と変化させ，それぞれの場合においてEVMを評価する．D/U比は，TF後Q=2のBPFに通した後で，仮想的に設定したQ値(2.5，5，10，20)の範囲で評価を行う．

表 1. シミュレーション諸元

ベース バンド 信号	データ長	500 Symbols
	変調方式	16QAM
	シンボル レート	10k symbols/s
ロールオフ フィルタ	形式	レイズド コサイン
	打ち切り シンボル数	8
	アップサン プリング率	100
Δ Σ 変調器	次数	2次
	アップサン プリング率	100
搬送波周波数		1MHz
TF	経路数	2, 4, 8, 16
	遅延差 τ	1, 2, 4, 8, 16 μs
TF後 BPF	形式	パタワース
	次数	2次

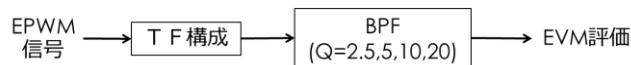


図10. EVM評価構成

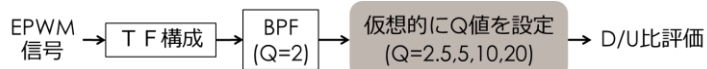


図11. D/U比評価構成

4. シミュレーション結果

TF後のBPFのQ値毎にみた実効経路数と復調時のEVMの関係を図10に示す．図10より，TF後のBPFについては，Q値が20以下(帯域50kHz以下)の範囲ではEVMが一定であることがわかる．一方，TFについては，実効経路数が8以下ではEVMはほぼ一定であるが，実効経路数が16以上(帯域125kHz以下)ではわずかに低下していることがわかる．

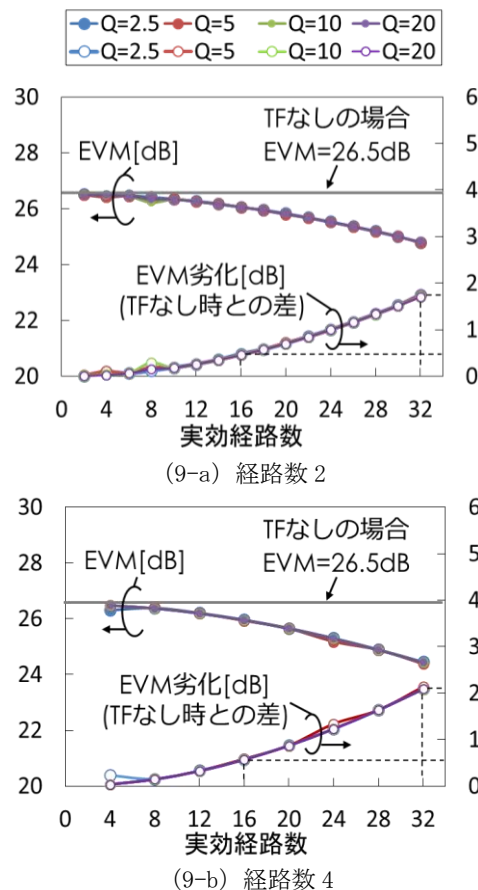


図 10. 実効経路数と EVM の関係

この理由は，狭帯域のTFが広帯域な16QAM信号にわずかに歪を発生させているためと考えられる．しかし，この劣化は，狭帯域なサブキャリアを用いるOFDM信号を用いることにより，抑えられると期待される．また，実効経路数が32の場合でも，EVMの低下は約2dBと小さい．また経路数が2の場合と4の場合のEVMの実効経路数依存性はほぼ同じである．このことから，実効経路数がEVM劣化に与える影響は少ないと言える．

次に経路数2，4のそれぞれにおける，実効経路数とD/U比の関係を図11に示す．

図11より，Q=10，Q=20の帯域の時，経路数2では27dB前後，経路数4では28dB前後と，実効経路数によらずほぼ一定の値となっている．

しかしQ=5以下では，ほぼ全ての実効経路数において経路数4の方が経路数2の時に比べD/U比が高くなっていることがわかる．これは，2経路の場合に比べ，4経路に

は低いQ値のBPFが適用可能なことを意味するため、4経路とすることでBPFのQ値の緩和を実現している。

また $Q=2.5$ の場合、経路数2では実効経路数6で、経路数4では実効経路数16前後でD/U比が最大となる。

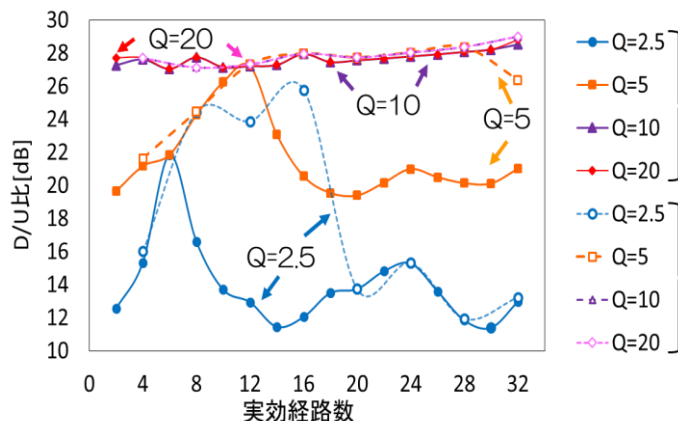


図11. 実効経路数とD/U比の関係

このように、経路数やD/U比を評価するQ値の範囲毎に、D/U比を最大とする最適な実効経路数が存在する。

以上の結果から、TFの経路数・通過帯域次数を適切に選択する事で、復調時におけるEVMを劣化させることなく、高調波除去に用いるBPFのQ値を緩和することが出来ることを意味する。

次に、4経路におけるQ値の緩和と、実効経路数に最適な値が存在する理由を、例を用いて説明する。

図12(a1), (b1)はそれぞれ、TFにおいて経路数2、通過帯域次数8、及び経路数4、通過帯域次数4とした時の電力スペクトル密度(PSD)を示したものであり、どちらも実効経路数が16となっている。それに対し、図12(a2), (b2)は、その時のTFの振幅特性を示している。

図12(a1), (b1)より実効経路数が同じ16でも、経路数2の時に比べ経路数4の方は、所望波に対してTFの通過帯域による不要波のサイドローブが遠ざかっているため、D/U比が高くなっている。これは図12(a2), (b2)に示したように、TFのフィルタ特性において、2経路に比べ4経路の方が、隣接通過帯域が遠ざかっているためと考えられる。したがって、経路数を2から4に増やすことで、BPFのQ値を緩和することが出来る事を示している。

次に経路数4のTFで、実効経路数別に見たときの $Q=2.5$ におけるD/U比を図13に示す。図13より、実効経路数が4のように小さい時、TFの通過帯域幅が広いのでD/U比は低くなっている。実効経路数が16の時は、TFの振幅特性からもわかるとおり、所望波に対して隣接通過帯域が最も遠ざかるため、D/U比は最大となる。しかし実効経路数が32の時では、隣接通過帯域が所望波に近づいてくるため、D/U比は再び下がる。

このようにして、実効経路数によって、TFの信号通過帯域や、隣接通過帯域の位置が変化する。このため、経路数や評価するQ値ごとに、D/U比を最大とするための最適な実効経路数が存在する。

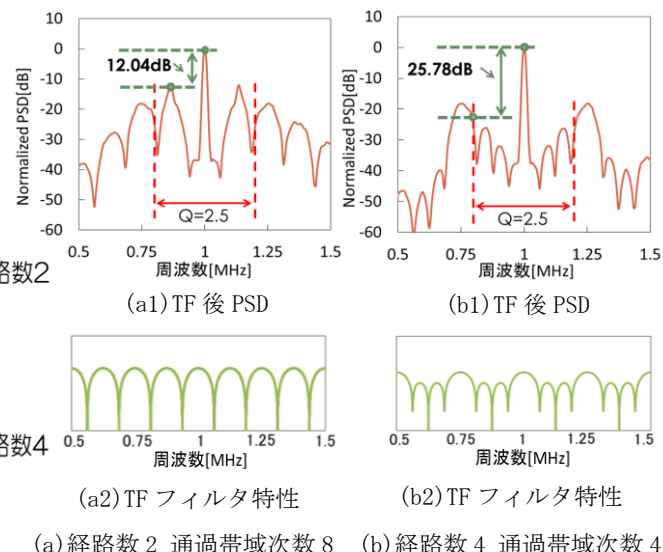


図12. 実効経路数 16 $Q=2.5$ の場合の D/U 比

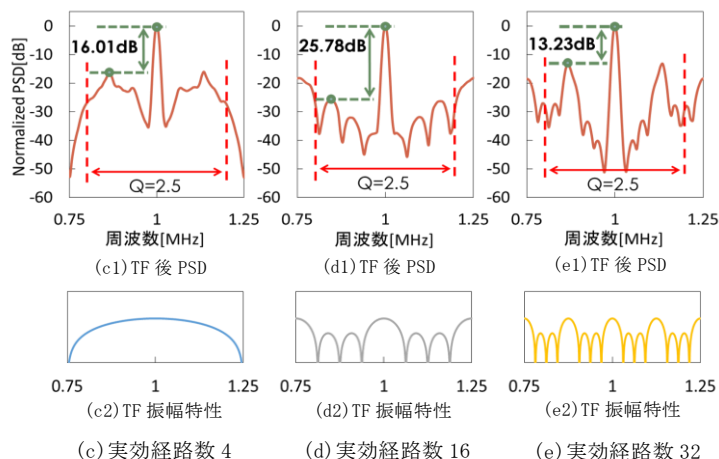


図13. 実効経路数4, 16, 32, $Q=2.5$ におけるD/U比(上段)とTFの振幅特性(下段)

5. 結論

EPWM送信機の量子化雑音を低減するために提案されている電力増幅器挿入型トランスバーサルフィルタにおいて、2経路の場合、高次の通過帯域次数を利用した際にTF前後にQ値の高いBPFを付加する必要がある。本研究では、BPFのQ値の条件を緩和するため、高次通過帯域を利用する電力増幅器挿入型TFの経路数の増加の検証を行った。また、EPWM送信機全体のFPGA実装に向けて、TF経路間の遅延発生部を含む送信機構成のデジタル信号処理部全体について、FPGAと等価な機能ブロック(Xilinx社のSystem Generator)を用いて構成し、他の部分はMatlab/simlinkを用いて構成することにより、計算機シミュレーションによる特性評価を行った。

シミュレーションの結果、所望波と不要波の比(D/U比)はより広い帯域($Q=5, 2.5$)において経路数4の方が経路数2よりも高くなることが示された。また経路数2, 4それぞれにおいて、TFの実効経路数が32以下かつBPFのQの帯

域が20以下の場合、EVMはTFの実効経路数及びTF後のBPF帯域の影響が少ないことが示された。これら2つのことから4経路のTFに適当な通過帯域次数を適用することで、2経路高次帯域通過TFよりも、EVMを劣化させることなくD/U比を向上させることが出来ることを示した。また、電力増幅器内のBPFに要求されるQ値を緩和することが期待できることを示した。

- (D) 学生大会等の口頭発表
渡邊 一陽, 藤岡 翔太, 榎田 洋太郎, 小澤 佑介,
“スイッチング動作型送信機の量子化雑音に低減に向けた
トランスバーサルフィルタの2経路における高次通過特性
の利用” 電子情報通信学会総合大会,C-2-103,March.2013.
- (E) 特許
なし

参考文献

- [1] H. Adachi and M. Iida, “Transmitting Circuit and Equipment,” Japanese Patent Application, P2002-45388, Feb. 2002.
- [2] Y. Wang, “An improved Kahn Transmitter Architecture Based on DeltaSigma Modulation,” 2003 IEEE MTT-S Symp., June 2003.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] S. Fujioka, M. Kojima, K. Watanabe, H. Izumi, Y. Umeda, and Y. Kozawa “Power-amplifier Inserted Transversal Filter for Applying to Pulse-Density-Modulation Switching-Mode Transmitter” ISCIT, p.239-244, 2012
- [6] 渡邊一陽, 藤岡翔太, 榎田洋太郎, 小澤佑介 “スイッチング動作型送信機の量子化雑音に低減に向けたトランスバーサルフィルタの2経路における高次通過特性の利用,” 2013 電子情報通信学会総合大会, C-2-103, March. 2013.
- [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.

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
渡邊 一陽, 藤岡 翔太, 矢野 崇, 榎田 洋太郎, 小澤 佑介, “包絡線パルス幅変調方式送信機のFPGA実装に向けた4経路高次帯域通過トランスバーサルフィルタの設計” マイクロ波研究会(MW)信学技報, vol.114, no. 391, pp. 105-110, Jan. 2015