

包絡線パルス幅変調方式送信機における 量子化雑音抑圧用トランスバーサルフィルタへの 窓関数の適用に関する研究

7315629 佐々木 隆人

1. はじめに

近年、包絡線パルス幅変調(EPWM: Envelope Pulse Width Modulation)[1]-[4]による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(Surface Acoustic Wave)フィルタやBAW(Bulk Acoustic Wave)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合成器の多段構成によって電力ロスが大きくなる問題がある。この問題に対し、電力増幅器挿入型TFの経路間の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], [7]。しかし、現状の各経路の重み係数が同じ矩形窓のTFでは、スペクトルのサイドローブが大きいため雑音低減効果が小さい問題がある。

本研究では、TFに窓関数を適用し、TF後の電力スペクトル密度(PSD)から信号対雑音電力比(SN比)と隣接チャネル漏洩電力比(ACLR)、復調時のエラーベクトル振幅(EVM)を算出し、矩形窓と窓関数適用時を比較、検討を行う。送信機構成の全てをMathworks社のMATLAB/Simulinkを用いて構成し、シミュレーションによる評価を行う。

2. 高効率送信機構成

2.1. 包絡線パルス幅変調送信機

本研究では高効率なスイッチング動作型送信機を用いるEPWM方式送信機を前提とする。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幅に対応し、方形状の搬送波によるRFのバースト信号となる。これにより、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ため、元のベースバンド信号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により、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。基本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、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、他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後に狭帯域のBPFを必要とする。この送信機は増幅器が飽和スイッチング動作するため、高効率増幅する特性を持つ。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。

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。しかし、所望波帯域から大きく離れた帯域では、大きな量子化雑音が発生する。この増加した雑音が信号帯域外輻射となり他の通信を妨害するのを抑制するため、減衰量の大きな帯域通過フィルタが必要となる。

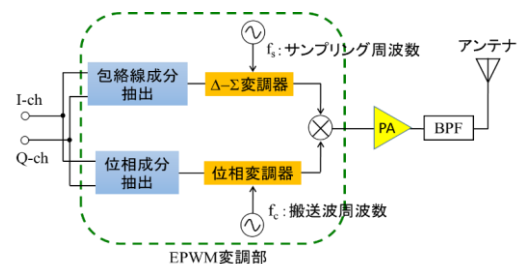


図1. EPWM送信機構成

3. 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2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、スイッチング動作型電力増幅器の電力効率は理想的には100%となる。また、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事ができる。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変化させる事ができる。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。

$$x(t) = e^{j2\pi ft} \quad (1)$$

$$y(t) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi f(t-n\tau)} \quad (2)$$

$x(t)$ と $y(t)$ はそれぞれ、入力信号と出力信号である。 N はフィルタの経路数、 τ は隣接経路間の遅延差である。式(1),(2)にラプラス変換を適用すると

$$x(f) = \delta(f) \quad (3)$$

$$y(f) = \delta(f) \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi fn\tau} \quad (4)$$

となる。これを用いると伝達関数は次のように表される。

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} = \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi fn\tau} \quad (5)$$

経路数16段と隣接経路間の遅延差が1nsと0.8nsのフィルタ特性を図3に示す。図3から、遅延差を変化させる事で、中心周波数を容易に調整することができる。次に図4に遅延差が1ns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、1GHz, 500MHz, 225MHz, 112.5MHzである。したがって経路数を増やすことで帯域幅を狭くすることができる。図5に、経路数4段で通過帯域次数が1, 2, 4次の場合の帯域通過特性を示す。経路数4段の場合、2, 4次の通過帯域を用いる事で1次の場合の経路数8, 16段と等しい中心周波数(1GHz)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, 16段となるため、1次の通過帯域を用いた場合の8, 16段のTFと同様の狭帯域化が実現できることを示す。

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

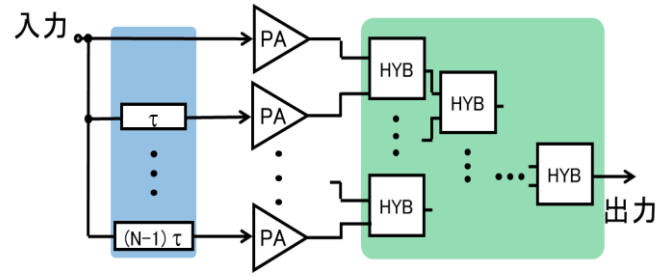


図2. 電力増幅器挿入型トランスバーサルフィルタ (HYB: ハイブリッド, τ : 隣接経路間の遅延)

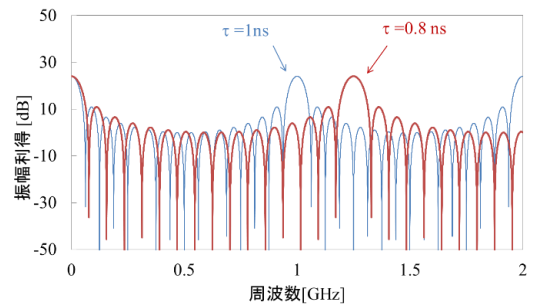


図3. TFの周波数特性 (隣接経路間遅延差 τ : 0.8, 1.0 n sec, 経路数: 16)

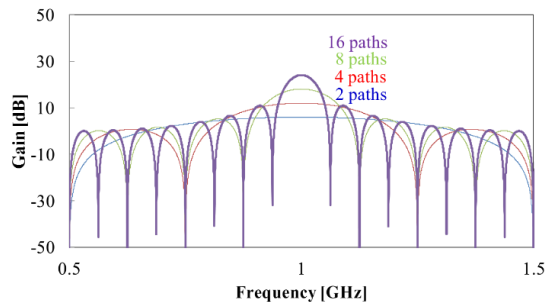


図4. TFの経路数による周波数特性 (通過帯域次数: 1次, 経路数: 2, 4, 8, 16)

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送信機では、通常、電力増幅器の後に、帯域外量子化雑音の輻射を抑えるために、狭帯域のBPFが必要となる。しかし、図6に示すように、電力増幅器と狭帯域BPFを用いる代わりに電力増幅器挿入型TFを用いることにより、所望波帯域近傍の不要波雑音を抑圧できるため、狭帯域のBPFが不要となる。しかし、TF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、TFによって所望波近傍の量子化雑音は抑圧できるので、BPFのQ値への要求は従来に比べて緩和される。

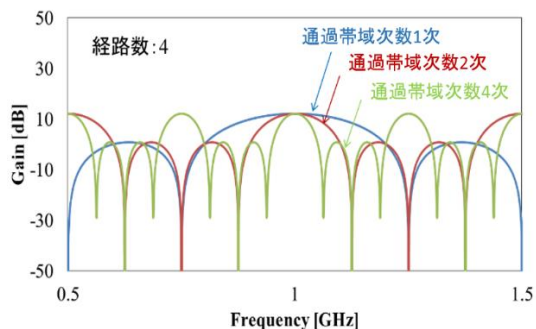


図 5. TF の高次通過帯域特性

(通過帯域次数:1次, 2次, 4次, 経路数:4で固定)

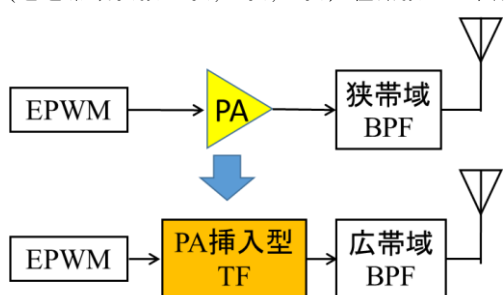


図 6. 本研究の EPWM 送信機構成

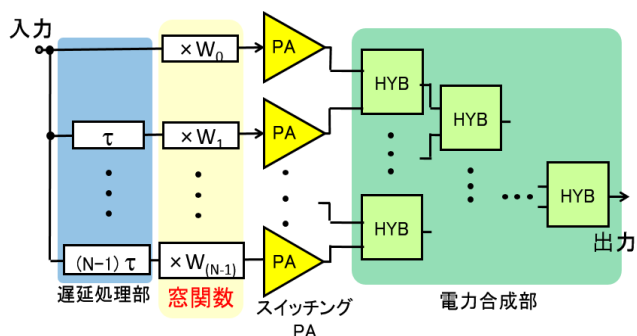


図 7. 提案する窓関数を適用した PA 挿入型 TF

図 5 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、通過帯域次数が高いほど Q 値の高い BPF が必要となる。

図 7 に提案する窓関数を適用した PA 挿入型トランスバーサルフィルタを示す。窓関数を適用し各経路の重み係数を変化させ帯域外の成分を減衰させサイドローブを低減することにより、高い量子化雑音抑圧効果を得られる。本研究では窓関数にハニング窓を用いた。ハニング窓の n 番目の経路の重み係数を次に示す。

$$W_n = 0.5 \left(1 - \cos \frac{2\pi n}{N-1} \right) \quad (n=0, \dots, N-1) \quad (6)$$

図 8 に窓関数の特性のグラフを示す。矩形窓とハニング窓のグラフを比べるとサイドローブが大きく低減していることが分かる。これにより窓関数を適用することで帯域外の量子化雑音を抑圧することができる。

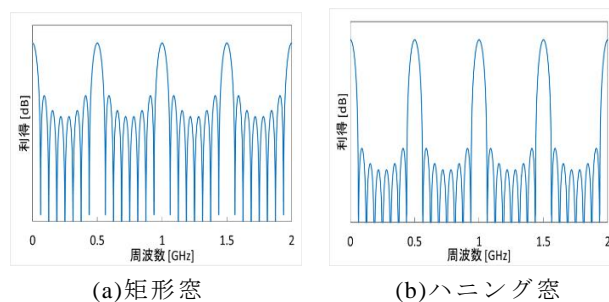


図 8. 窓関数の特性

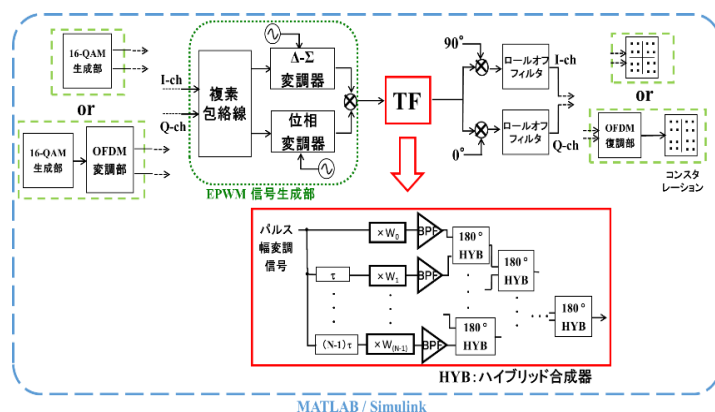


図 9. シミュレーション構成図

4. シミュレーション評価

4.1. 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 EPWM 信号生成部、TF、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。また、16QAM 信号の伝送に加え、OFDM 伝送による同様の評価も行った。但し、PA の代わりに、PA の帯域通過特性に相当する BPF を用いている。初めに、16QAM の I、Q-ch のベースバンド信号を生成し、次にローloffフィルタで変調信号の帯域制限とアップサンプリングを行う。その後、EPWM 変調部で RF バースト信号を生成する。RF バースト信号は TF に入力される。OFDM 伝送では、1 次変調として 16QAM、2 次変調として OFDM を行う。

本稿では、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 SN 比と復調時の EVM、ACLR(隣接チャネル漏洩電力比)を評価する。TF の入力において、各段独立して変調信号を入力し、デジタル的に遅延を加える事により隣接経路間の遅延を実現させている。

電力合成部は、反射による電力損失及び各経路の出力間干渉を抑制するため、180° ハイブリッドを用いたトーナメント方式となっている。但し、180° ハイブリッドモデルは、信号経路間の数値的な加算により実現している。TF 後は、直交検波を行った後、ローloff

フィルタにより帯域制限とダウンサンプリングを施し、ベースバンド信号へ復調する。OFDM 伝送では、同様にベースバンド信号に復調した後、OFDM 復調器を通してコンスタレーションとして復調される。

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。入力信号には 16QAM 信号を用いる。トランスバーサルフィルタは経路数 16, 32, 64 とし、隣接経路間の遅延差が搬送波の 1 周期分の時、通過帯域次数を 1 次と定義する。以下 2 次, 4 次, 8 次, 16 次の場合について SN 比と ACLR, EVM を評価する。SN 比は式(7)に示すものを用いた。信号分と雑音分を分け、電力を積分して比を求めた。ロールオフ率 0.7 のロールオフフィルタを使用しているため、諸元の数値から信号分は中心の 17MHz の帯域内の成分とする。BPF の Q 値は仮想的に Q=2.5, 5, 10 と設定した。ACLR は式(8)に示すものを用いた。無線 LAN 等を考慮して隣接チャネル帯域は $f_c \pm 20\text{MHz}$ を中心とした帯域を設定した。

$$\text{SNR} = 10 \log_{10} \frac{\text{信号分の電力}}{\text{雑音分の電力}} \text{ (dB)} \quad (7)$$

$$\text{ACLR} = 10 \log_{10} \frac{\text{信号帯域電力}}{\text{隣接チャネル帯域電力}} \text{ (dB)} \quad (8)$$

$$\text{EVM} = \frac{\text{誤差ベクトルの実効値}}{\text{真値ベクトルの実効値}} \text{ (dB)} \quad (9)$$

表 1. シミュレーション諸元

1 次変調		16QAM
2 次変調		OFDM
シンボルレート (f_{symbol})		10M symbol/s
シンボル数		1000 symbols
OFDM	サブキャリア	256
	ガードインターバル	64
ロールオフフィルタ	形式	ルートレイズドコサイン
	ロールオフ率	0.7
	打ち切りシンボル数	16
	オーバーサンプリング率	送信:50 受信:200
搬送波周波数 (f_c)		2 GHz
窓関数		ハンニング窓
Δ - Σ 変調器	次数	2
	オーバーサンプリング率	50
	中心周波数	f_c
TF	通過帯域次数	1,2,4,8,16
	経路数	16,32,64
	形式	パタワース
TFの各経路のBPF	次数	3
	Q値	1

4.3. シミュレーション結果

図 10, 11 に 16QAM, OFDM それぞれで経路数 16, 32, 64 において通過帯域次数を変化させ、実効経路数が 32, 64, 128, 256 としたときの SN 比を示す。

(1) 実効経路数 32 の場合

16QAM, OFDM 共に Q=2.5, 5, 10 いずれの場合も、ハンニング窓を適用したときの SN 比は矩形窓の場合と大きく変わらない。

(2) 実効経路数 64, 128, 256 の場合

(i) 実効経路数 64 のとき

16QAM, OFDM 共に、経路数 16, Q=2.5 の場合を除きハンニング窓適用時の SN 比は矩形窓の時と比べ改善している。

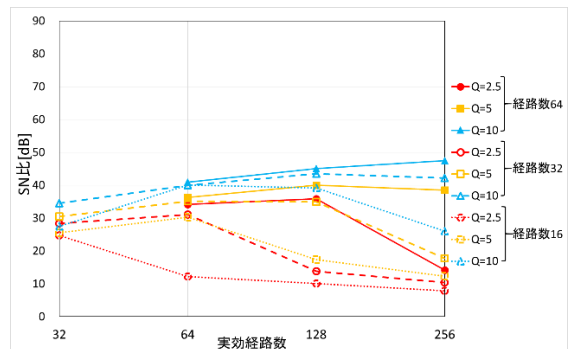
(ii) 実効経路数 128 のとき

16QAM, OFDM 共に、ハンニング窓適用時の SN 比が矩形窓に比べ大きく改善していることを確認できる。一方、経路数 16 で Q=2.5, 5, 経路数 32 で Q=2.5 のとき、矩形窓、ハンニング窓ともに SN 比が大きく劣化している。

(iii) 実効経路数 256 のとき

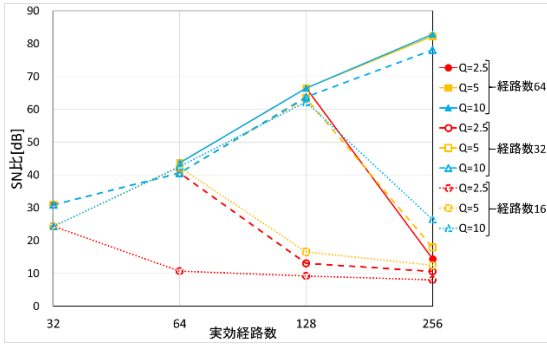
16QAM, OFDM 共に、ハンニング窓の SN 比は矩形窓に比べ大きく改善していることが確認できる。経路数 16 で Q=2.5, 5, 経路数 32 で Q=2.5, 5, 経路数 64 で Q=2.5 のとき矩形窓、ハンニング窓ともに SN 比が大きく劣化する。

図 12 にハンニング窓を用いたときの TF 出力の PSD と Q 値を変化させた時の BPF の帯域を示す。SN 比が大きく劣化する原因として、例として図より、(a)の経路数 16, 通過帯域次数 4 の場合は Q=5 の BPF の帯域内に隣接通過帯域による量子化雑音もれのピークが含まれないため、SN 比は良好となる。一方、(b)の経路数 16, 通過帯域次数 8 の場合は量子化雑音もれのピークが含まれるため、SN 比が大きく劣化すると考えられる。矩形窓を用いた場合も、ハンニング窓の場合と同様の理由により、SN 比が大きく劣化する。



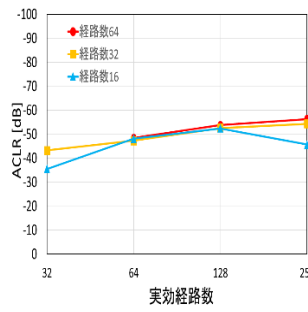
(a) 矩形窓

図 10. 実効経路数と SN 比の関係 (16QAM)

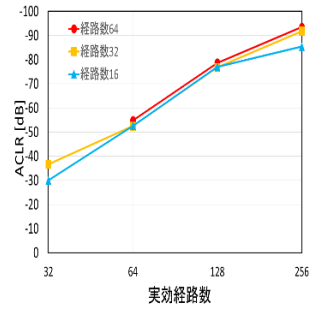


(b) ハニング窓

図 10. 実効経路数と SN 比の関係 (16QAM)

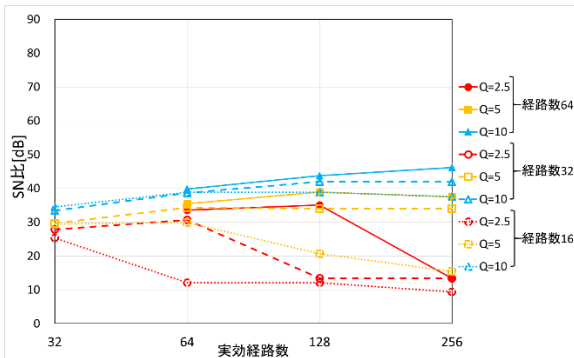


(a) 矩形窓

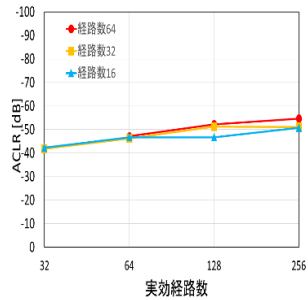


(b) ハニング窓

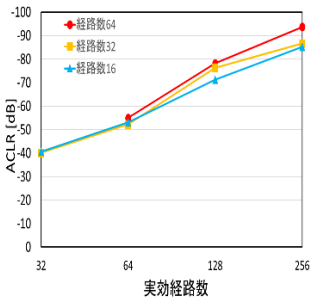
図 13. 実効経路数と ACLR の関係 (16QAM)



(a) 矩形窓



(a) 矩形窓

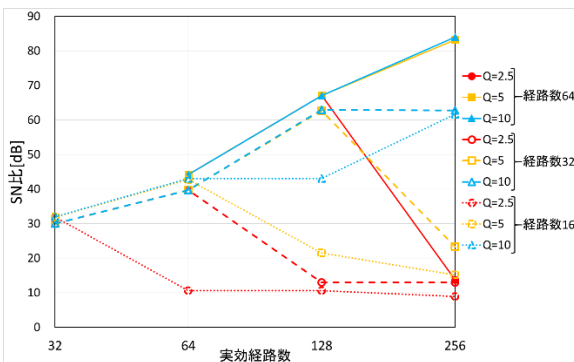


(b) ハニング窓

図 14. 実効経路数と ACLR の関係 (OFDM)

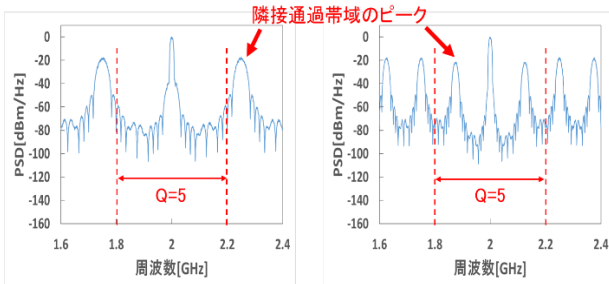
図 13, 14 にそれぞれ 16QAM と OFDM の場合の実効経路数と ACLR の関係のグラフを示す. 16QAM, OFDM いずれも実効経路数 64 以上においてハニング窓を適用することによりサイドローブ低減により ACLR が改善することを確認した. SN 比と同様, ハニング窓によりサイドローブが大きく低減されたことにより改善したと考えられる.

図 15, 16 にそれぞれ 16QAM と OFDM の場合の実効経路数と復調時の EVM の関係のグラフを示す. 検証したすべての実効経路数において, ハニング窓適用により EVM が改善していることが分かる. これは, ハニング窓のメインローブの帯域幅が矩形窓のものよりも広いため, 信号スペクトル周辺部への影響がハニング窓の方が少ないためと考えられる. 実効経路数が増加していくごとにいずれも EVM が低下していくのは



(b) ハニング窓

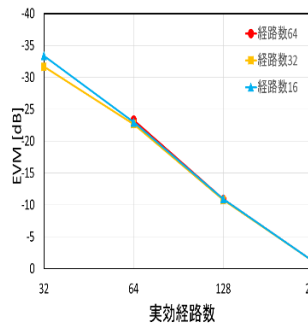
図 11. 実効経路数と SN 比の関係 (OFDM)



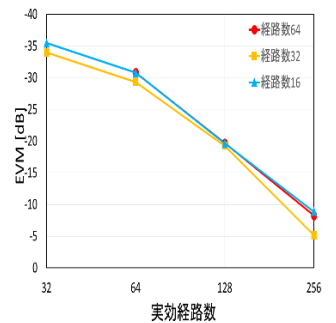
(a) 経路数 16, 次数 4

(b) 経路数 16, 次数 8

図 12. TF 後の PSD と Q 値による帯域

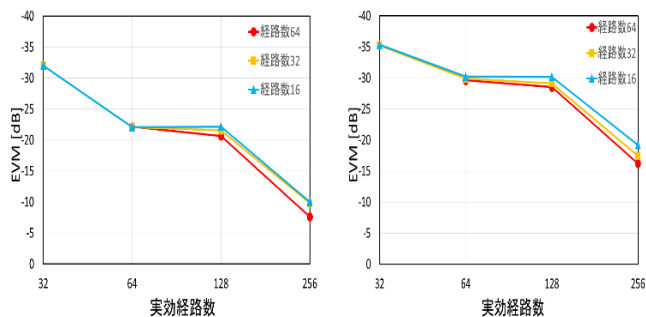


(a) 矩形窓



(b) ハニング窓

図 15. 実効経路数と EVM の関係 (16QAM)



(a)矩形窓 (b)ハニング窓
図 16. 実効経路数と EVM の関係 (OFDM)

実効経路数の増加とともに信号スペクトル周辺部が減衰していくためだと考えられる. 図 15 から OFDM 伝送により 16QAM よりも EVM が改善していることが確認できる. シングルキャリア伝送の 16QAM 信号と比べ OFDM 伝送では一次変調の 16QAM 信号が狭帯域であるため, TF の振幅・位相ひずみの影響を受けにくくなり EVM が改善したと考える.

5. まとめ

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, 各経路の重み係数が同じ矩形窓ではスペクトルのサイドローブが大きい雑音低減効果が小さい問題がある. 本研究では, TF に窓関数を適用し各経路の重み係数を変化させることにより量子化雑音抑圧効果を高める検討を行った. 具体的には, EPWM 送信機全体を数値解析ソフトウェア (MATLAB/Simulink) を用いて構成し, 16QAM, OFDM 伝送それぞれで TF に矩形窓とハニング窓を用い, それぞれについて経路数と通過帯域次数を変化させた時の SN 比と ACLR, EVM について比較, 評価を行った.

計算機シミュレーションの結果, 実効経路数 64 以上のときに, 搬送波周波数を中心とした帯域内に, 隣接する通過帯域のピークが入らない限り, ハニング窓を適用することでサイドローブが低減し SN 比が改善することが示された. ACLR は, 16QAM, OFDM 共に, 実効経路数 64 以上においてハニング窓適用により改善を確認した. EVM は, 検証したすべての実効経路数でハニング窓を適用することにより信号スペクトル周辺部に減衰が抑えられ改善することが示された. また, 16QAM と比べ OFDM を用いることで EVM がさらに改善した. この理由として, シングルキャリア伝送の 16QAM 信号と比べ OFDM 伝送では一次変調の 16QAM 信号が狭帯域であるため, TF の振幅・位相ひずみの影響を受けにくくなり EVM が改善したと考える. 今後の課題として, ハニング窓以外の窓関数を用いた窓関

数の最適化の検討が必要である.

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. Kodera, 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, H. Izumi, Y. Umeda, O. Takyu, "Power-amplifier Inserted Transversal Filter for Applying to Pulse-Density-Modulation Switching-Mode Transmitter" ISCIT 2012, 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] K. Nagasawa, S. Fujioka, K. Watanabe, Y. Umeda, "Power-amplifier inserted transversal filter using high-order pass band", IEEE RFIT 2015, p.124-126, 2015

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
佐々木隆人, 榎田洋太郎, 小澤佑介, "包絡線パルス幅変調方式送信機における量子化雑音抑圧用トランスバーサルフィルタへの窓関数の適用" マイクロ波研究会(MW)信学技報, vol.116,no.13,pp.1-6, Apr.2016.
- (D)学生大会等の口頭発表
佐々木隆人, 榎田洋太郎, 小澤佑介, "電力増幅器挿入型トランスバーサルフィルタにおける窓関数の適用の検討" 電子情報通信学会東京支部学生会研究発表会, C-2-144, Mar.2016.
- (E)特許
なし