

# 包絡線パルス幅変調送信機への適用に向けた 電力増幅器挿入型トランスバーサルフィルタにおける電力合成方法の比較

7313090 田中 裕人

## 1. はじめに

近年、無線通信用送信機の高効率化と高精度化の両立を目的として包絡線パルス幅変調 (EPWM : Envelope Pulse Width Modulation)[1][2]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。そこで、容易に狭帯域なフィルタを作成する方法として、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 (PA)を挿入した PA 挿入型 TF が提案されている。TF では複数の経路を通過した信号を合成する必要がある。信号の合成方法としては 180°Hybrid[3]や T-junction[4]などが提案されているが、両者の比較は行われていない。

本研究では、各経路を通過した信号を合成する電力合成部について、180°Hybridを用いた場合と T-junctionを用いた場合で、電力効率及び変調精度の比較を行う。

## 2. PA 挿入型 TF

TF とは、いくつもの経路を並列に用意しその経路の長さの差により遅延を発生させ、それらを合成することによりフィルタを構成したものであり、経路の数を増やすことにより大きな雑音低減効果を得ることが出来る。しかし、搬送波周波数が低い場合や様々な周波数に対して用いる場合には経路の長さが長くなってしまいう問題がある。

図 1 に電力増幅器挿入型 TF の構成例[3]を示す。PA 挿入型 TF では、遅延をデジタル的に処理しているため、遅延時間が可変かつ短い経路で遅延をかけることが出来る。

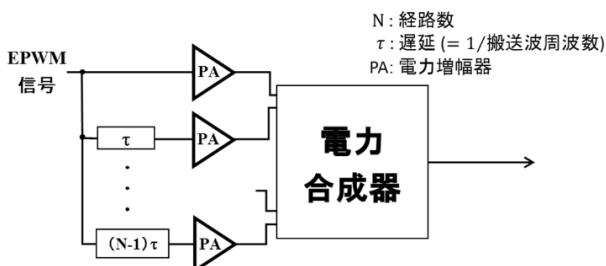


図 1 電力増幅器挿入型 TF の構成例

## 3. 180°Hybrid

図 2 に 180°Hybrid のモデルを示す。②と③の端子から入力された信号は、180°Hybrid の経路の長さの差によって①端子からは②と③の信号の和が、④の端子からは②と③の信号の差が出力される。本研究では、①端子からの出力が和になる性質から電力合成器として利用する。

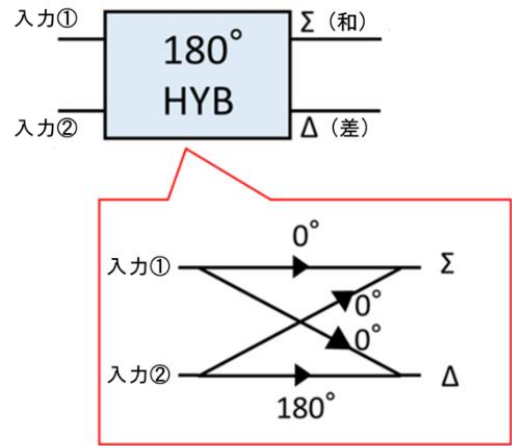


図 2 180°Hybrid のモデル

## 4. T-junction

図 3 に T-junction のモデルを示す。PA 後の線路長が λ/4 の奇数倍であるとき、点 A から見たインピーダンス Z は

$$Z = Z_l^2 / Z_{PA} \quad (1)$$

と表すことができ、 $Z_l \gg Z_{PA}$  のとき(1)式は

$$Z \cong \infty \quad (2)$$

となるため、上下の線路の電流は互いに干渉しなくなる。点 A から見たインピーダンス Z が非常に大きくなることから、全ての電流が出力端子に流れるため、高効率な電力合成が可能となる。

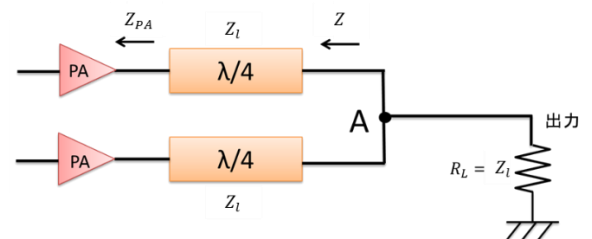


図 3 T-junction のモデル

## 5. シミュレーション方法

図 4 にシミュレーションで用いた回路の概略を示す。信号の生成と変調及び復調は MathWorks 社の MATLAB/Simulink 上でを行い、TF 部分は Keysight 社の ADS(Advance Design System)上でシミュレーションを行った。

表 1 にシミュレーション諸元を示す。信号は 16-QAM で、搬送波周波数 1GHz とし、EPWM 変調後 TF に入力する。TF は 2 経路で、遅延 τ は搬送波 1 周期分の時間 (1ns) とし、下段の D 級 PA に入力する。

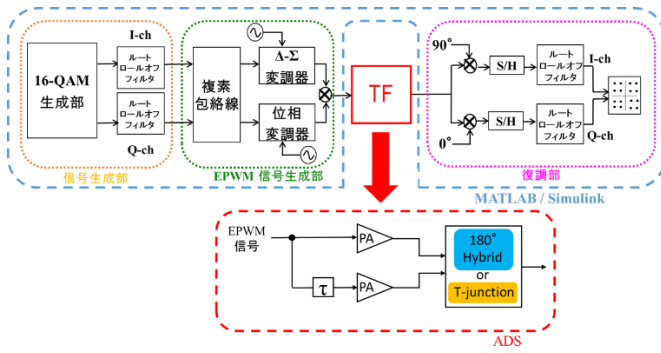


図4 シミュレーション回路

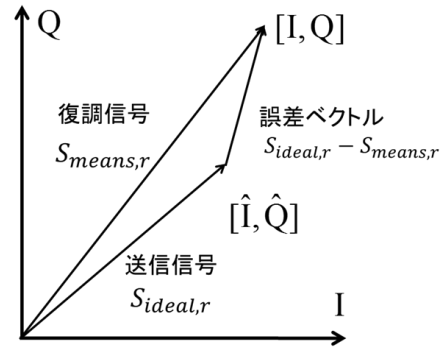


図5 EVMの概念図

表1 シミュレーション諸元

変調		16QAM
シンボルレート		10M symbol/s
シンボル数		1000 symbol
搬送波周波数		1GHz
ロールオフフィルタ	形式	レイズドコサイン
	ロールオフファクタ	0.7
EPWM方式		ポーラ型
Δ-Σ変調部	次数	2
	オーバーサンプリングレート	50
D級PA	トランジスタ	NMOS
	ゲート長	0.18μm
	総合ゲート幅	10μm×30finger
	電源電圧	1.8V
	負荷抵抗 (R <sub>L</sub> )	50Ω
	C <sub>s</sub>	1.59pF
	L <sub>s</sub>	15.9nH
TF	経路数	2経路
	遅延時間	1ns
T-junction	インピーダンス	50Ω
	遅延	90°

## 6. 評価方法

本研究では電力合成に180°Hybridを用いた場合とT-junctionを用いた場合における評価、比較を行う。評価項目は、ドレイン効率、電力付加効率(PAE)、変調精度(EVM)の3点とする。また、ドレイン効率とPAEについては所望波信号のみの効率も測定する。

ドレイン効率( $\eta_d$ )及び電力付加効率(PAE)は、 $P_{out}$ を出力電力、 $P_{DC}$ をPAへの供給電力、 $P_{in}$ をPAへの入力電力として以下の式により導出する。

$$\text{ドレイン効率} : \eta_d = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \quad (3)$$

$$\text{電力付加効率} : PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \quad (4)$$

変調精度EVM (Error Vector Magnitude) は、所望の信号に対する誤差ベクトルの割合であり、以下の式により導出し、図5のように示される。

$$\begin{aligned} EVM &= \frac{\text{誤差ベクトルのR.M.S.}}{\text{真値ベクトルのR.M.S.}} \\ &= \left[ \frac{\frac{1}{N} \sum_{r=1}^N |S_{ideal,r} - S_{means,r}|^2}{\frac{1}{N} \sum_{r=1}^N |S_{ideal,r}|^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (5) \end{aligned}$$

## 7. シミュレーション結果

表2 180°HybridとT-junctionの比較

評価項目		180°Hybrid	T-junction
出力全体	ドレイン効率 [%]	67.6	65.0
	PAE [%]	62.5	61.3
所望波のみ	ドレイン効率 [%]	47.8	37.2
	PAE [%]	44.2	35.1
EVM [dB]		-36.6	-34.1

シミュレーション結果は表2のようになった。

表2より、180°Hybridの方が高効率であることが確認できる。この理由は、T-junctionを用いた場合には上下のPAが互いに干渉し、ゼロ電流スイッチング条件[5]が崩れることでD級PA内での消費電力が増加したために効率下がったためと考えられる。

また、EVMについては、180°Hybridの方がやや良好である。この理由は、T-junctionを用いた場合では、上下のPAの干渉とトランジスタの非線形性により波形が歪むためと考えられる。

## 8. まとめ

本稿では、PA挿入型TFの電力合成に180°Hybridを用いた場合とT-junctionを用いた場合における比較をシミュレーション評価により行い、180°Hybridを用いた場合に効率、変調精度共に良好な結果を得た。今後は経路数を増やした場合の特性向上に向けたシミュレーション、及び実験により評価する。

## 参考文献

- [1]H. Adachi and M. Iida, "Transmitting Circuit and Equipment", JP Patent Application, P2002-45388, Feb. 2002.
- [2]Y. Wang, "An improved Kahn transmitter architecture based on delta-sigma modulation," 2003 IEEE MTT-S Symp, vol. 2, pp. 1327-1330, June 2003.
- [3]S. Fujioka, et al., "Power-amplifier-inserted Transversal Filter for Application to Pulse-density-modulation Switching-mode Transmitters," ISCIT2012, pp. 239-244, Oct. 2012.
- [4]R. Zhu, et al., "A S-band Bitstream Transmitter with Channelized Active Noise Elimination (CANE)," WAMICON2015, pp. 1-3, June 2015.
- [5]B. Razavi, RF Microelectronics, 2nd ed., Sec. 12.3.2, Prentice Hall, 2012.