

図1 基本構成

できた。

## 2. 送信機の目標仕様と基本構成

### 2.1. 目標仕様

表1に目標仕様を示す。中波帯(531k~1602kHz)において、PA出力電力効率は90%以上(936kHz)を目標とした。また電気的特性についてはS/N50dB以上、歪率及び搬送波変動率は5%以下という電波法の規格を目標とした。

表1 目標仕様

周波数帯域	531k ~ 1602kHzの1波
PA出力電力効率	90%以上(936kHz)
変調周波数特性	50Hz~7.5kHz間で偏差±1dB以内
直線性	95%まで直線的であること
搬送波変動率	5%以下(1kHz,100%変調時)
歪率	5%以下(200Hz・1kHz・5kHz,20~95%変調時)
S/N(信号対雑音比)	50dB以上(1kHz,80%変調時)

### 2.2. 基本構成

基本設計方針として、変調部にPSM変調、PA部にD級増幅方式を用いた。

図1に基本構成を、図2に送信機の外観を示す。本機は搬送波位相が90°異なる2式のPA部(BPFを含む)と3dBカプラで構成している。電力検出器で検出した反射電力から演算により算出したVSWRに応じて2台のPAの搬送波位相を可変し、負荷と終端抵抗との電力分配比を調整することでPAへの反射電力を減少させ、PA出力インピーダンス(各PAから負荷側を見たインピーダンス)を改善する。PSM変調部で直交電圧成分が印加された入力信号は12bitでA/D変換

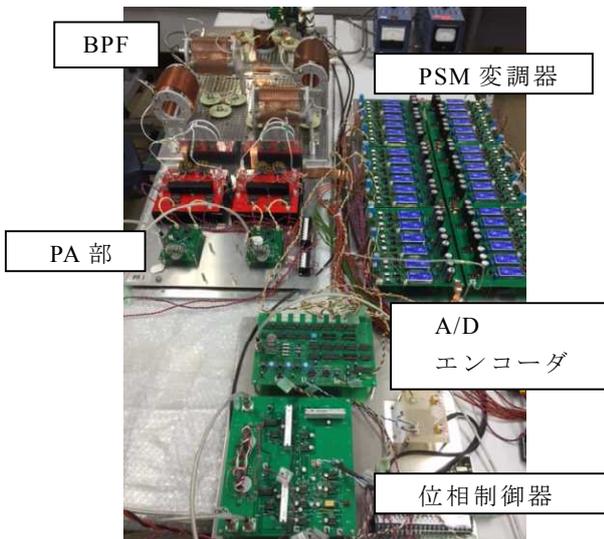
(サンプリング周波数 搬送周波数の1/2分周)され、MSB側7bitを用いて送信機を構成した。この7bitのデジタル信号は更におおまかな振幅情報を表すMSB側の4bitと、細かい振幅情報を表すLSB側の3bitに分けられる。MSB側4bitの信号はエンコーダによって10進符号に変換され、16通り(0~15)の情報により等出力電圧( $E_o$ )をもつPSMモジュール15台(図1のPSM1~15)の動作台数が決定される。また、LSB側8bitのうち3bit(バイナリ信号)の情報により1/2 $E_o$ 、1/4 $E_o$ 、1/8 $E_o$ の出力電圧をもつPSMモジュール(3台)をON/OFF制御することで、AM変調波を得ている。

## 3. 直交合成方式AM送信機の原理

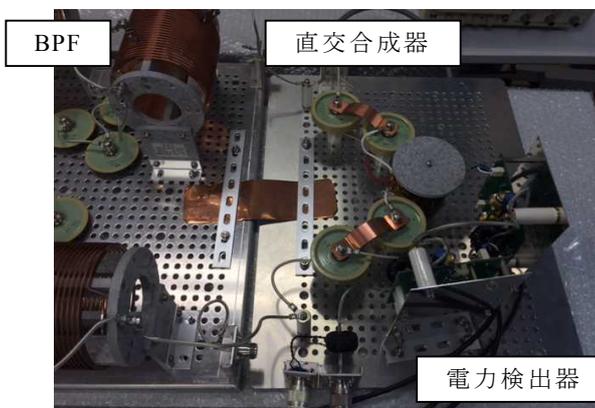
図3に直交合成器によるPA保護手法を示す。2台のPA(PA1,PA2)は、共通の変調部で変調する一方、互いに90°位相の異なる搬送波により励振する。各PAの出力電力は直交合成器で合成し、出力端に電力を供給する。直交合成器は伝送トランスTとコンデンサC1およびC2で構成し、3dBカプラとして動作する。PA1の搬送波位相は合成出力電圧( $e_1+e_2$ )に対し45°進み位相で給電し、PA2の搬送波位相は45°遅れ位相で給電する。負荷が50Ωの時、PA1から負荷へ流れる電流は伝送トランスTを経て45°位相が遅れる。また、PA2から流れる電流はコンデンサ(C1+C2)を経て45°位相が進む。この様に、負荷に流れる電流は2つの合成電流となる。一方、PA1から終端抵抗(50Ω)へ流れる電流は、コンデンサ(C1+C2)を経て45°位相が進む。また、PA2から流れる電流は、伝送トランスTを経て45°位相が遅れる。この様に、終端抵抗(50Ω)

に流れる電流も2つの合成電流となり、合成電力が消費されるが、搬送波位相が互いに  $90^\circ$  異なる場合は、逆相による合成のため電力はゼロとなる。図1の電力検出器により、合成電力から進行電力と反射電力を検出し、位相制御器内で負荷による反射係数  $\Gamma_0$  (反射電力/進行波電力) を演算する。反射係数  $\Gamma_0$  により搬送波位相を制御することで、負荷への電力と終端抵抗 ( $50\Omega$ ) への電力分配を行う。結果、PA への反射電力  $P_r$  は減少する。(1)式<sup>[3]</sup>に示すように、PA 出力点での反射係数  $\Gamma_{PA}$  は、 $P_r$  が減少することで小さくなり、PA 出力インピーダンス  $Z_r$  は整合時のインピーダンス  $Z_0$  に改善する。ここで、 $P_f$  は進行電力である。負荷変動時における直交合成器の効果 (実測値) を図 4, 5, 6 に示す。

$$|\Gamma_{PA}| = \sqrt{\frac{P_r}{P_f}} = \left| \frac{Z_r - Z_0}{Z_r + Z_0} \right| \dots (1)$$



(a)PSM および PA 部外観



(b)直交合成器および電力検出器外観

図2 送信機の外観

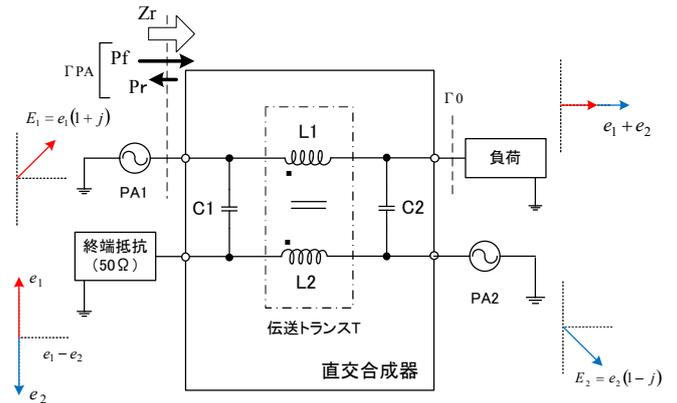


図3 直交合成器によるPA保護手法

ここで、VSWRに対するPA出力インピーダンスは、スミスチャート上から波数 ( $L/\lambda$ ) に応じたインピーダンスに設定した<sup>[3]</sup>。図4のVSWRに対する負荷電力と終端電力では、アイソレータを想定した負荷電力と終端電力の関係とよく一致している。また、図5、図6にVSWR=3における負荷電力とPA損失 (PAドレイン損失とPA出力回路損失) の変化を示す。(2)式<sup>[4]</sup>で示すように、負荷変動時は出力電力も変動する。図5から直交合成器により電力分配を行うことで、負荷電力が一定となっており、PA出力インピーダンスが改善されている。図6ではPA損失の変動が小さくなったことから、PAドレイン損失が安定したことがわかる。負荷インピーダンスと出力電力の関係は、負荷インピーダンスを  $R_L + jX_L$  とすると以下となる。

$$P_o = \frac{8E^2 R_L}{\left( \pi^2 \left( \frac{2R_{on}}{N} + R_L \right)^2 + X_L^2 \right)} \dots (2)$$

ここで、 $P_o$  は出力電力、 $E$  は電源電圧、 $R_L$  は出力インピーダンス (実数)、 $X_L$  は出力インピーダンス (虚数)、 $N$  は1ブランチのMOSFET並列接続個数、 $R_{on}$  はオン抵抗である。

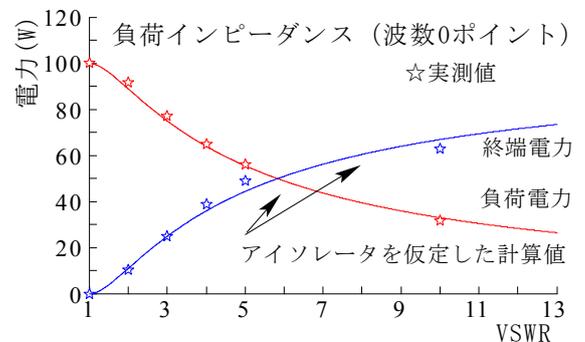


図4 VSWRに対する負荷電力と終端電力

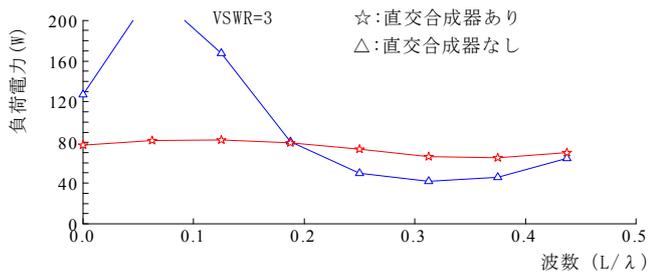


図 5 VSWR=3 における負荷電力の変化

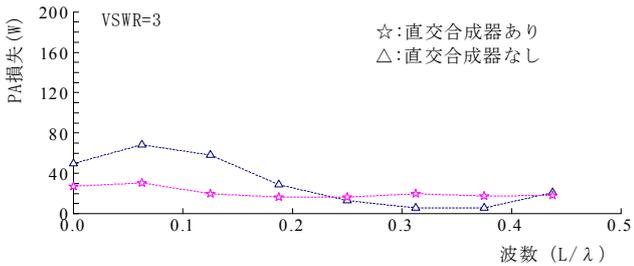


図 6 VSWR=3 における PA 損失の変化

## 4. PSM 変調方式の採用

### 4.1. PSM モジュールの構成

変調部には、デジタル処理化が可能で高品質（直線性・S/N など）かつ高効率な PSM 変調方式<sup>[5]</sup>を採用した。PSM は、直列接続された多数の PSM モジュールを音声信号に追従させて ON/OFF することにより大振幅の音声信号を生成する。これを PA の電源電圧として供給することで AM 変調を行う方式である。図 7 に PSM モジュールの構成、図 8 に外観を示す。PSM 変調方式は、主に、PA が真空管で構成されている短波帯送信機等で用いられ、デジタル処理型の送信機として構成している。また、PSM モジュールの台数を少なくし、等出力電圧の PSM モジュールに加えて細かな情報（バイナリ信号）を伝送するため約 100kHz の副搬送波を用いた PWM(Pulse Width Modulation)変調を行っている<sup>[6],[7]</sup>。しかし、PWM 変調をアナログ信号に変換するには低域フィルタ(LPF)が必要となるため、全半導体化送信機に用いる場合、負荷変動による過渡電圧により PA が破損する恐れがある<sup>[8]</sup>。本送信機では、PWM を使用するのではなく、重み付けした電圧を出力する PSM モジュールを単に出力することで LPF が不要であり、信頼性の向上が図れる。

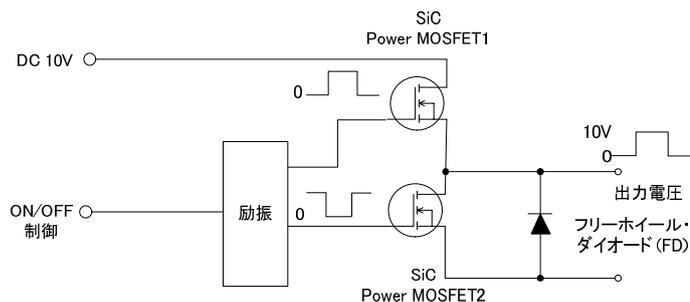


図 7 PSM モジュールの構成

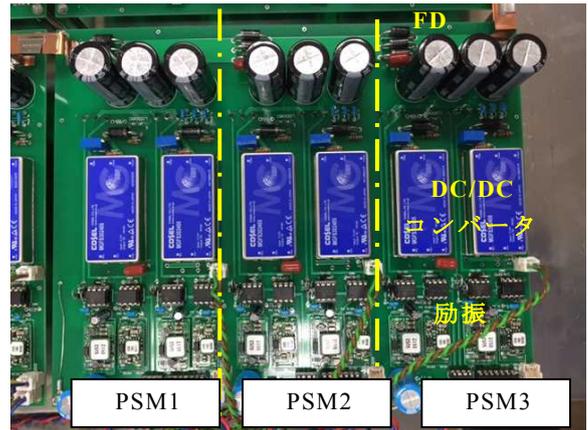


図 8 PSM モジュールの外観 (SiC は裏面実装)

### 4.2. PSM モジュール台数の決定

小型化・低コスト化のためには PSM モジュール台数をできるだけ少なくすることが必要であり、量子化 bit 数をパラメータとした変調度に対するひずみ率の関係を明確にしなければならない。そこで、回路シミュレーション(PSpice)によりモデル化した 12bit A-D 変換器の使用 bit 数(6~12bit)をパラメータとして、D-A 変換後のひずみ率を求めた。図 9 に変調度に対するひずみ率の変化を示す。目標仕様を満足するための量子化 bit 数は 7bit であり、等出力電圧の PSM モジュールは 15 台(4bit 分)、バイナリ出力電圧の PSM モジュールは 3 台(3bit 分)で構成した。

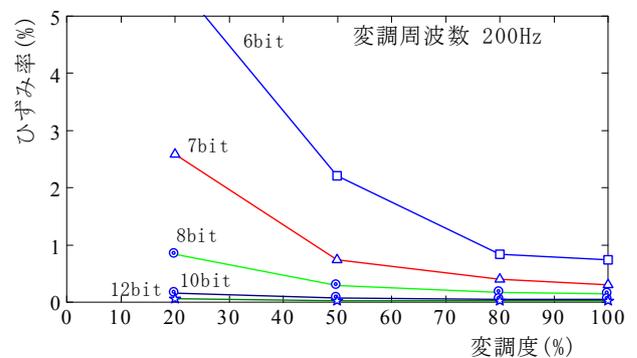


図 9 変調度に対するひずみ率の変化 (計算値)

## 5. SiC パワー MOSFET の採用

### 5.1. PSM モジュールの設計

PSM 変調方式は、主に、出力電圧 14kV 程度の高電圧を使用<sup>[6],[7]</sup>する真空管式短波 AM 送信機に用いられている。そのため、変調部を構成する PSM モジュールも高電圧化されている。しかしながら、全半導体化 AM 送信機の PA 部に供給される電圧(電源電圧)は低く、PSM 変調部を構成する PSM モジュールの出力電圧も低電圧化する必要がある。本機は、この課題を以下の方策で解決している。

出力電力を一定とすれば、低電圧化により各 PSM モジュールの出力電流が増大するため、デバイスのオン抵抗による損失が増加する。この対策としてオン抵抗の低い(約



性により発生する波形は高調波成分を多く含むようになり、ひずみ率が大きくなる。

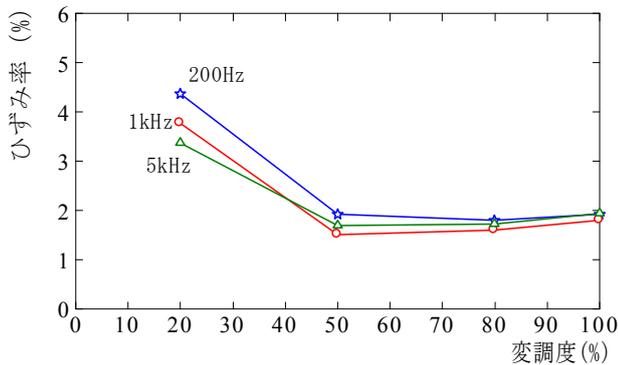


図 12 変調度に対するひずみ率の変化

(3) 搬送波変動率

100%変調時における搬送波変動率は2.2%を得た。

(4) 変調周波数特性

図 13 に変調周波数特性を示す。50Hz～7.5kHz において偏差は±1dB 以内である。

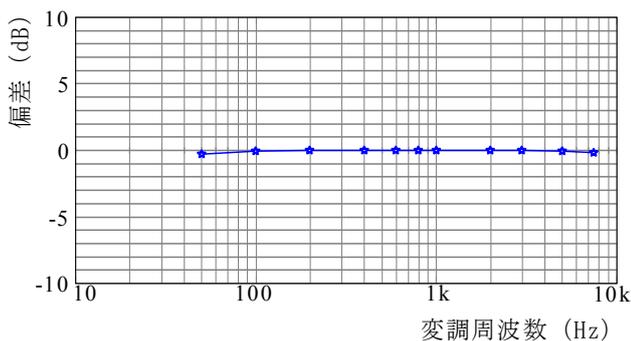


図 13 変調周波数特性

(5) 直線性

図 14 に変調周波数 1kHz における直線性を示す。

0～95%に渡って直線的な特性が得られている。

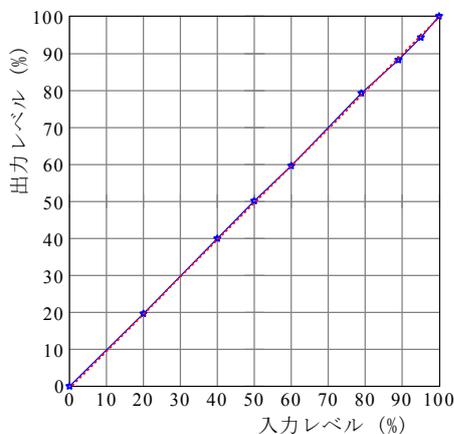


図 14 直線性 (1kHz)

7. あとがき

PSM 変調を用いた出力電力 100W の直交合成方式 AM 送信機を開発し、負荷の VSWR に応じた送信機の保護動作を確認した。また、変調特性について目標仕様を満足する性能を得た。しかしながら、小電力から大電力送信機まで対応するには、直交合成器の高電力化、高効率化などの課題が残されている。これら、解決を図るとともに、今後も、中波 AM 送信機の高機能、高付加価値に向けて研究・開発に取り組んでいきたい。

文 献

- [1] 若井(2012.10),”中波放送用アイソレータの開発”, 信学技報(IEICE Technical Report),R2012-54, (2012-10), Vol.112, No.252, pp.1～6
- [2] 山添, 溝上, 藤谷, 山口, 生岩, (1998.10),” 500kW デジタル処理型ラジオ放送機の開発”, 放送技術誌, 1179-1188
- [3] 小林, “上級無線従事者用 空中線系と電波伝搬(下)” 近代科学社
- [4] 池田, 生岩, (1986.2) “MOS-FET を使用した高電力高周波電力増幅器の設計” 電気学会論文誌 Trans.IEE of Japan, Vol.106-C, No2.
- [5] 山添, 生岩, 廣瀬, 福本, 佐藤, (2010.5), “PSM 変調を用いた全半導体化広帯域短波送信機の開発”, 電子情報通信学会, C 論文誌, Vol.J93-C No.5, MAY 2010 pp.151-160
- [6] J.Alex, W.Schminke, “Fast Switching, Modular High-Voltage DC/AC-Power Supplies for RF-Amplifiers and other Applications”, 16<sup>th</sup> Symposium on fusion engineering, Oct 1995, pp.936-939.
- [7] Wolfram Schminke, “THE MERITS OF MODERN TECHNOLOGY FOR TODAY’S HIGH POWER SHORT-WAVE TRANSMITTERS”, IEEE Transaction on Broadcasting, Vol.34, No.2, June 1988, pp.126-136.
- [8] 山添, 若井, 角谷, 藤谷, (2005.2) “中波固体化増幅器の負荷特性とトランジェント解析”, 信学技報, TECHNICAL REPORT OF IEICE R2004-60, EMD2004-102(2005.2)
- [9] 近藤, 松岡, 宮竹, 野田, (2015), “次世代半導体 SiC いよいよ実用化”, 電学誌, Vol.135 No.10 pp676-679.
- [10] 池田, 生岩, (1986.7), “出力 10kW を有する MOS-FET 式 中波帯電力増幅器の試作”, 電気学会論文誌, VOL.106-C, No.7, July, 1986