ハイブリッド変調方式中波ラジオ送信機の開発

正会員 生 岩 量 久[†], 正会員 中

尚[†], 正会員 宮 崎 徹 郎[†]

Development of a New Medium-wave Radio Transmitter using Hybrid Modulation

Kazuhiisa Hayeiwa[†], Hisashi Naka[†], Tetsuro Miyazaki[†]

Abstract Described is a new 1kW MF transmitter using a hybrid modulation system which can produce AM waves directly from digitalized audio signals by combining the outputs of switching-type RF power modules and an analogue-type RF power module.

The transmitter consists of 16 switching RF power modules, one analogue RF power module, a 12bit analogue-to-digital (A/D) converter, and a D/A converter which reconverts digital information (LSB group, 8 bits) back to analogue signals to modulate the analogue RF power module.

Putting all of these components together results in an AM transmitter with exceptionally high over-all efficiency (85% or more), reliability, signal-to-noise ratio of 72dB or better, and only about 0.4% total harmonic distortion at 80% modulation.

1. ま え が き

放送・通信機器のデジタル化が急速に進展しているなか、送信設備にもデジタル技術を導入し、高性能な機器を実現しようという動きが高まっている。

今回、送信設備のデジタル化の第一段階として、デジタル PCM 信号から直接、振幅変調波を得る出力 1 kW の新方式(ハイブリッド変調方式)中波ラジオ放送機を開発した。

ハイブリッド変調方式とは、入力音声信号をデジタル信号に変換したあと、おおまかな振幅情報を表す MSB 側ビットと、細かい振幅情報を表す LSB 側ビ

ットに分け、MSB 側ビットの情報に応じて選択されたスイッチング型電力増幅ユニット(複数)出力と、LSB 側ビットの情報に応じて振幅変調されたアナログ型電力増幅ユニット(1台)出力を、電力加算して振幅変調波を得るものである。

従来の PWM (Pulse Width Modulation) 変調方式を用いた送信機^{1)~3)}と異なり変調増幅器が不要であるため、高効率(85%以上)で、かつ高品質であるなど、多くの利点をもっている。

また、実用化されている全デジタル型中波ラジオ送信^{4)~6)}機と比べても構成がシンプルで、信頼性が優れている。

キーワード：ハイブリッド変調式、高効率、中波ラジオ送信機、音声 PCM 信号

1992 年 8 月 27 日、テレビジョン学会無線・光研究会で発表

1992 年 9 月 25 日受付、1992 年 11 月 20 日再受付

[†] NHK 技術局(〒150-01 東京都渋谷区神南 2-2-1, TEL 03-5478-5404)

[†] NHK Engineering Administration Department (2-2-1, Jinnan, Shibuya-ku, Tokyo 150-01, Japan)

2. 本送信機の特長

本送信機の特長は以下のとおりである。

(1) 高信頼性

スイッチング型電力増幅ユニットとアナログ型電力増幅ユニットを合成して振幅変調波を得る方式（ハイブリッド変調方式）を採用し、構成がシンプルで、信頼性が高い送信機を実現させた。

(2) 高効率

送信機の総合効率は85%以上であり、従来のPWM方式を用いた送信機（効率：55～60%）に比べて大幅に改善されている。

(3) 高品質

S/Nは72 dB以上、歪み率は0.4%程度と、従来に比べて特性が向上している。

(4) スタジオ～放送所を合わせたトータルデジタル化に対応可能

今後のスタジオ設備、STLなどがデジタル化された場合でも、送信機の終段部を除いて、すべてデジタル信号で受渡し、処理することが可能である。

3. 送信機の基本構成

基本構成を図1に、写真1に外観を示す。本送信機は、エンコード部、16台のスイッチング型電力増幅ユニットと1台のアナログ型電力増幅ユニットからなる電力増幅部、電力加算部、およびBPF（帯域フィルタ）部から構成されている。

エンコード部では、まず入力されたアナログ音声信号にDC成分が印加される。このDC成分により、無変調時の送信機出力が決定される。

（音声+DC）成分は、A/D変換器で搬送波周波数の1/3（約330 kHz、搬送波に同期）のサンプリング周波数で12ビットのデジタル信号に変換されたあと、エンコード部で大まかな振幅情報を表すMSB側4ビットと、細かい振幅情報を表すLSB側8ビットの2つのグループに分けられる。このうち、MSB側4ビットの情報によりスイッチング型電力増幅ユニットの動作台数が決定される。

LSB側8ビットはD/A変換器によりアナログ音声

写真1 送信機の外観
External view of the transmitter.

図1 送信機の基本構成
Block diagram of the transmitter.

図 2 電力増幅部・電力加算部の構成
Basic circuit configuration of the RF power amplifier and combiner.

写真 2 スイッチング型電力増幅ユニットの外観
External view of the switching type power amplifier.

写真 3 電力加算部の外観
External view of the power combiner.

に戻されたあと、アナログ変調部で大振幅の音声信号に増幅され、終段電力増幅ユニット(スイッチング型)の電源電圧を振幅変調する。

スイッチング型電力増幅ユニット出力とアナログ型

図 3 アナログ変調部の回路構成
Basic circuit configuration of the analogue modulator.

表 1 MOS-FET の性能
Performance of the MOS-FET.

項 目	定 格	条 件
ドレイン・ソース間耐圧	450 V	$V_{GS}=0$
ドレイン電流	20 A	$T_c=25^{\circ}\text{C}$
許容損失	150 W	$T_c=25^{\circ}\text{C}$
出力容量	900 pF	$V_{DS}=10\text{ V}$ $V_{GS}=0\text{ V}$ $f=1\text{ MHz}$
入力容量	3000 pF	
オン抵抗	$0.25\ \Omega$	$I_D=10\text{ A}$

電力増幅ユニットの出力は電力加算部で合成され、所要の振幅変調波が得られる。電力増幅ユニットと電力加算部の回路構成を図 2 に、外観を写真 2 と写真 3 に示す。

電力増幅ユニットはすべてフルブリッジ型 SEPP 回路で構成しており、電力増幅素子としては表 1 に示すオン抵抗の小さい MOS-FET を使用し、電力効率を向上させている。

アナログ変調部の回路構成を図 3 に示す。アナログ電力増幅ユニットに必要な波形は、図 1 の斜線部で示すような鋸歯状波であり、高速性が要求される。このため、内部インピーダンスの小さいエミッタフォロワ回路を使用しているが、単なるエミッタフォロワ回路では電力効率が低いため、電圧分割型エミッタフォロワを採用している。

すなわち、出力が 60 V を越える大振幅のときは 120 V 電源を選択し、小振幅 (0~60 V 未満) のときは 60 V 電源を選択することにより、効率を向上させている。

電力加算部において、各電力増幅ユニットの出力は、フェライトトロイダルコアの 1 次側に接続されている。2 次側はすべてのコアの中心を貫通する直径 2

cmのロッド(銅パイプ)となっており、巻数比は10:1である。

電力加算部の2次側(ロッド)において、各電力増幅ユニットからの出力は同位相でないと、合成波形に歪み等が生ずる。このため、各電力増幅ユニットから電力加算部までの配線距離は同一とし、位相差が生じないようにした。各電力増幅ユニット間の位相を調整するための回路は使用していない。

なお本送信機は、従来のPWM変調方式に見られるような変調増幅部を有していないため、送信機出力側からエンコーダ部にフィードバックをかけることにより、電源電圧変動による出力電力の変化を防止している。

4. 基本設計

本送信機の設計仕様を表2に示す。総合効率として85%以上を得るとともに、使用電力増幅ユニット数をできるかぎり少なくするため、新開発のハイブリッド変調方式を採用する。

(1) 出力電力(条件)

無変調時の搬送波出力を1.1kW、100%変調時のピーク電力を4.4kWとする。

(2) 量子化ステップ数

S/Nを70dB以上確保するため、A/D変換のビット数は12ビットとする。スイッチング型ユニットとアナログ型ユニットへのビット数の配分にあたっては、ユニット数をできるだけ少なくする条件とともに、電力効率面でスイッチング型に劣るアナログ型ユニットが負担する電力が過大とならないように考慮する必要がある。

このため、MSB側4ビットをスイッチング型電力増幅ユニットに、LSB側8ビットをアナログ側電力増幅ユニットに割当てることとした。

上記の条件から、必要なスイッチング型電力増幅ユ

ニット台数は16台、各電力増幅ユニットの分担するピーク電力は約280W(≒4.4kW/16台)となる。ここで、分母が16台となっているのは、電源電圧変動時等における余裕を考慮し、100%変調時においてもスイッチング型電力増幅ユニットを1台不動作とさせているためである。

すなわち、通常時はMSB側4ビットで表すことのできる16出力レベルのうち、オール1を除く15出力レベルを利用しているため、スイッチング型電力増幅ユニットの最大動作台数(100%変調時)は15台となる。無変調時には半数のユニットが動作するため、各ユニットが分担する電力は約140W(≒1.1kW/8台)となる。

(3) 電力増幅ユニットの電源電圧・負荷インピーダンス

電力増幅ユニットの負荷インピーダンス(R_L)、およびBPFの入力インピーダンス(R_{ib})は次式で求められる⁷⁾⁸⁾。

$$R_L \cong (8E^2\eta_D)/(\pi^2 P_0) \quad (1)$$

$$R_{ib} = (MR_L)/n^2 \quad (2)$$

ここで、 P_0 :ユニットの出力電力、 E :ユニットの電源電圧、 η_D :ドレーン効率、 M :無変調時のユニットの動作台数、 n :電力加算部(出力変成器)の巻数比。

(2)式は次のように導かれる。電力加算部の入力電圧(各電力増幅ユニットの出力電圧実効値)を V_{ai} 、入力電流(電力増幅ユニットの出力電流実効値)を I_{ai} 、電力加算部の出力電圧を V_{ao} 、出力電流を I_{ao} とすれば、次式が成り立つ。

$$MV_{ai}I_{ai} = V_{ao}I_{ao} \quad (3)$$

$I_{ai} = V_{ai}/R_L$ 、 $V_{ao} = (MV_{ai})/n$ 、 $I_{ao} = (MV_{ai})/(nR_{ib})$ であるから、これらを(3)式に代入すれば、(2)式が得られる。

BPFの入力インピーダンスは、低くなり過ぎるとBPF内のコイル等の損失が増大し、全体としての効率が低下する。6Ω以上を目安とし、電源電圧(E)を120Vに設定している。

(1)、(2)式に $E=120V$ 、 $P_0=140W$ 、 $\eta_D=0.95$ 、 $M=8$ を代入すれば、 $R_L=80\Omega$ 、 $R_{ib}=6.4\Omega$ となる。なお、上式において η_D を0.95と仮定したが、実側値としても95%が得られている。

電力増幅ユニットの出力電圧ピーク値(V_{op})は、

$$V_{op} = \sqrt{2R_L P_0} \quad (4)$$

で求められ、 $P_0=140W$ 、 $R_L=80\Omega$ であるから、 $V_{op} \cong 150V_p$ となる。

このとき、電力増幅ユニットに流れる電流のピーク

表2 設計仕様
Design specifications.

項 目	仕 様
出 力 電 力	搬送波出力1.1kW
搬送波周波数	531~1602kHzの1波
変 調 方 式	ハイブリッド変調方式(振幅変調)
負荷インピーダンス	50Ω(不平衡)
冷 却 方 式	強制空冷
大きさ、重量	570(幅)×2060(高さ)×450(奥行)mm ³ 130kg

値 (I_{OP}) は、約 $2A(=\sqrt{(2 \cdot 140W)/80\Omega})$ となり、MOS-FET の許容電流 (20 A) 以下に充分収まっている。

BPF 入力端における電圧 (ピーク値) は、 $240V(=\sqrt{2 \cdot 4.4kW \cdot 6.4\Omega})$ 、入力電流 (ロッドに流れる電流) は、 $37.5A(=240V/6.4\Omega)$ となる。

5. 性能

スイッチング型電力増幅ユニット群とアナログ型電力増幅ユニットを電力加算して得られた送信機出力波形を写真 4 に示す。ここで、搬送波周波数は 1 MHz、変調周波数は 1 kHz、変調度は 80% である。このときの S/N は 72 dB、歪み率は約 0.4% と、良好な特性が得られている。

写真 5 はアナログ型電力増幅ユニットの動作を停止させ、スイッチング型電力増幅ユニット出力のみを電力加算したときの送信機出力波形である。出力波形は階段状となり、このときの歪み率は約 4.7% であった。送信機としての総合効率、搬送波周波数 1

写真 4 送信機の出力波形 (V : 250 V/div, H : 0.38 ms/div)
Output waveform of the transmitter.

写真 5 送信機の出力波形 (アナログ型電力増幅ユニットなし) (V : 250 V/div., H : 0.24 ms/div.)
Output waveform of the transmitter without analogue type power amplifier.

MHz、1 kW 出力 (無変調) 時、約 86% が得られ、従来の PWM 変調方式送信機に比べ大幅に改善された。

6. むすび

本送信機は、デジタル技術とアナログ技術を組合せたハイブリッド変調方式を採用したため、数少ないユニットで構成でき、部品数も少なく高信頼化、低廉化が可能である。また、高効率であるとともに、トータルデジタル化にも対応可能であり、次世代の送信機として多くの利点をもっている。今後は大電力送信機を含めた中波送信機の更新整備に向けて、全体システムの設計、検討を進めていきたい。

本送信機の製作にあたってご協力いただいた日本無線株式会社関係各位に深く感謝申し上げる。

〔参考文献〕

- 1) 生岩, 河村: “中波 10 kW 固体化放送機”, テレビ全大, pp. 213-214 (July 1983)
- 2) 村山, 石井, 中ほか: “MOS-FET を使用した 1 ユニット 10 kW 中波放送機の開発”, テレビ誌, 43, 9, pp. 975-981 (Sep. 1989)
- 3) 宮崎, 山口ほか: “SIT を使用した大電力中波放送機の開発”, テレビ誌, 44, 4, pp. 531-537 (May 1990)
- 4) H. Swanson: “Digital AM Transmitter”, IEEE, Broadcasting, 35, 2 (June 1989)
- 5) DX-10 Technical Manual Harris Corporation
- 6) 平野: “中波デジタル変調送信機とその運用”, 放送技術, 4, pp. 119-125 (Apr. 1991)
- 7) 池田, 生岩: “MOS-FET を使用した高電力高周波増幅器の設計”, 電学論, 106-C, 2, pp. 1-8 (Feb. 1986)
- 8) 池田, 生岩: “ドレイン効率最大法による MOS-FET 式高周波広帯域電力増幅器の一般的設計理論”, 電学論, 106-C, 11, pp. 1-8 (Nov. 1986)

はえいわ かずひさ
生岩 量久 昭和 45 年、徳島大学工学部電気工学科卒業。同年、NHK に入局。主として固体化送信機の設計、開発業務に従事。現在、同技術局送信技術センターチーフエンジニア、工学博士、正会員。

なか ひさし
中 尚 昭和 57 年、東北大学工学部電子工学科卒業。同年、NHK に入局。徳島放送局、苫浦久喜ラジオ放送所に勤務。平成元年より、技術局送信技術センターに勤務し、現在に至る。放送機の設計に従事。正会員。

みやざき てつろう
宮崎 徹郎 昭和 56 年、九州大学大学院情報工学専攻修士課程修了。同年、NHK に入局。59 年より、同技術局送信技術センターにて、送信設備の開発に従事。正会員。