

MOS-FET を使用した 1 ユニット 10 kW 中波放送機の開発

正会員 村山 好行[†], 石井 真[†]
中 尚[†], 正会員 小野 功[†]
正会員 立野 修二[†], 正会員 門脇 正之[†]
正会員 島田 博樹[†], 正会員 生岩 量久[†]

あらまし 既開発の出力 10 kW 中波帯電力増幅器に対応する MOS-FET 式変調増幅ユニットを開発・試作し、出力 10 kW を有する放送機システムを完成させた。この新しい変調増幅器の設計では、高電圧・低電流型の動作設計(高インピーダンス負荷)、電力損失を高めるための最適設計、および、部分的温度上昇を防ぐ適切な放熱設計などの考え方を基本にして、MOS-FET を初めとする各種部品および部品定数の選定を行った。その結果、良好な入出力電力の直線性が得られ、安定に 11.2 kW 以上の大電力を得ることができた。

試作変調増幅器ユニットは、大きさが 230×530×700 mm³、重量が 21 kg であり、強制空冷(風速: 10 m/s)によって、放送機出力電力 10 kW 時の温度上昇は、MOS-FET のケース表面で 9°C、LPF 部コイルの表面で 23°Cであった。10 kW 放送機としての総合特性においては、総合効率 82%以上、ひずみ率は 2%、信号対雑音比は 52 dB 以上であった。

1. ま え が き

現在、中波帯においては出力 3 kW の電力増幅ユニットおよび変調増幅ユニットを各 20 台使用し、50 kW のラジオ送信機が実用化されている¹⁾²⁾。

しかし、100 kW 以上のラジオ放送機を固体化する場合は、40 台以上のユニットを並列運転しなければならず、経済性を満足させて実用化することはほとんど不可能に近い。このため最近では、出力 5 kW の電力増幅器を用いて出力 100 kW の中波放送機が製作されている³⁾。

今回、既開発の 10 kW 電力増幅器に対応する MOS-FET 式 10 kW 変調増幅器の試作、開発を行い、100 kW 以上の固体化に適用できる 10 kW 中波ラジオ放送機システムを完成させ、良好な特性が得られたので報告する。

2. 基本回路構成

変調増幅器の基本回路構成を図 1 に示す。同図において LPF には出力電力、直線性を改善するための帰還路が構成されている。

スイッチング部は 2 系統とし、それぞれパルス変成器を介して PDM 信号で励振しているが、変成器は直流成分を伝送できないため、半周期ごとにそれぞれの系統を分担するシステムとなっている。

図 1 の回路構成において、図 2(a) に示す等価回路を仮定する。図 2(b) は図の各部分で得られる信号の波形である。上記の波形を参照して回路の基本動作を記述する。

MOS-FET には、周波数 100~150 kHz の PWM 信号が励振副搬送波入力として加えられ、これによって MOS-FET がスイッチ動作し、LPF の影響を無視すれば回路の④点には図に示す方形波が得られる。

この方形波電圧は低域濾波器を通り⑥点に達すると直流出力電圧 (E) となる。

PWM 信号の周波数(無変調時)が低いと LPF が大

[†] NHK 熊本放送局
"Development of 10 kW Single Unit Type Medium-wave Radio Transmitter" by Yoshiyuki Murayama, Makoto Ishii, Hisashi Naka, Isao Ono, Syuji Tateno, Masayuki Kadowaki, Hiroki Shimada and Kazuhisa Hayeiwa (NHK Kumamoto, Kumamoto)

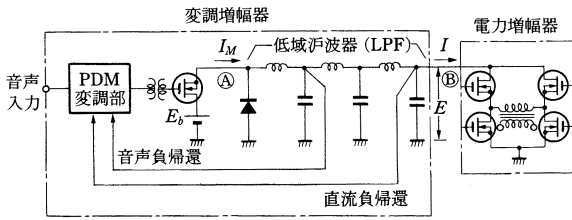


図1 変調増幅器の基本回路構成
Basic circuit configuration of the modulator.

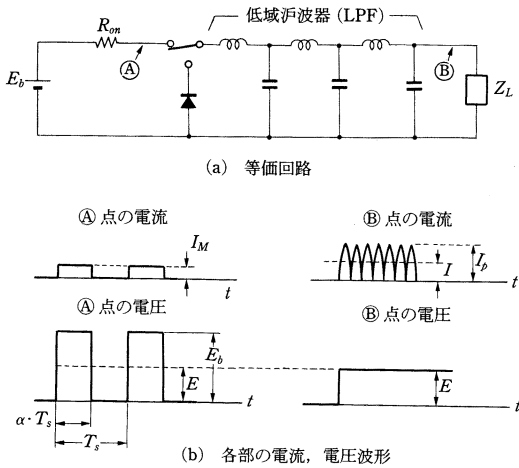


図2 変調増幅器の動作原理を示す等価回路と波形
Equivalent circuit and waveforms depicting the basic operating principle of modulator.

型になり、LPFを小型化しようとするとき、スプリアス成分が充分抑圧できなくなる。また、音声信号とPWM信号との干渉が生じやすい。

逆に励振入力周波数が高すぎると、フライホイールダイオードおよびMOS-FETでの損失が大きくなるため、通常100~150kHzが採用される。

E_b を入力直流電圧、 P_m を出力電力、 η_m を出力電力効率とすれば、入力直流電流(I_b)は次式で求められる。

$$I_b = P_m / (\eta_m E_b) \quad (1a)$$

無変調時のPWM信号のデューティファクタを α とすれば、MOS-FETに流れる電流のピーク値(I_M)は、

$$I_M = P_m / (\alpha \eta_m E_b) \quad (1b)$$

となる。また、直流出力電圧(E)は次式で表される。

$$E = \alpha E_b \quad (2)$$

出力電力 P_m は直流出力電流を I とすれば、

$$P_m = EI \quad (3)$$

となる。(2)式を(3)式に代入すれば I が求められる。

$$I = P_m / (\alpha E_b) \quad (4)$$

また、変調増幅器の負荷インピーダンスを R_m とすれば、 R_m は次式で表される。

$$R_m = E / I \quad (5)$$

次に電力増幅器の負荷インピーダンスを $R_{L(opt)}$ 、出力基本波電圧および基本波電流のピーク値をそれぞれ E_p 、 I_p とすれば、次式が成り立つ⁴⁾。

$$I_p = E_p / \{R_{L(opt)} + (2R_{on}/N)\} \quad (6)$$

ここで、 R_{on} はMOS-FETのオン抵抗、 N は電力増幅器の1ブランチにおける並列接続個数である。

$E = (\pi/4)E_p$ 、 $I = (2/\pi)I_p$ であるから⁴⁾、これらを(6)式に代入すれば次式が得られる。

$$R_m = (\pi^2/8) \{R_{L(opt)} + (2R_{on}/N)\} \quad (7a)$$

$R_{L(opt)} \gg (2R_{on})/N$ と仮定すれば、

$$R_m \approx (\pi^2/8)R_{L(opt)} \quad (7b)$$

LPF部は、大振幅PWM信号から副搬送波成分を遮断し、直流分と音声信号を取り出すもので、通常、3段のチェビシェフ型LPFが使用されている。

遮断周波数は、音声周波数帯域10~15kHzまで振幅を平坦にすることと、他の無線局などへの混信防止のため副搬送波を80dB以上減衰させることを考慮して、30~40kHzに選ばれている。変調の直線性を改善するため、LPFの1段目から音声入力段へ4~5dB程度の負帰還をかけている。

さらに電源電圧による出力変動を抑えるため、図1に示すように、出力の直流成分を音声段に帰還し、音声PWM信号成形時のバイアス電圧を制御することにより、電源電圧±10%の変動に対して出力電力をほぼ一定に保っている。

電力増幅器と変調増幅器は回路的に直列に接続されており、電力増幅器の出力電力効率を η_p 、変調増幅器の出力電力効率を η_m とすれば、放送機としての総合効率(η_s)は次式で表される。

$$\eta_s = \eta_p \eta_m \quad (8)$$

3. 損失と効率

変調増幅器では、次の原因により電力損失を生じ、電力効率を低下させる。

- (a) MOS-FETのオン抵抗による損失
- (b) MOS-FETの出力容量による損失
- (c) スイッチング過渡期における遷移損失
- (d) MOS-FETのもれ電流による損失
- (e) フライホイールダイオードの損失

(f) 低域濾波器 (LPF) の損失

オン抵抗 R_{on} による損失 P_c は次式で求められる.

$$P_c = (1/T_s) \int_0^{aT_s} \{ (I_M^2 R_{on}) / N_m \} dt$$

$$= (\alpha I_M^2 R_{on}) / N_m \quad (9)$$

I_M : MOS-FET のドレイン電流 (ピーク値)

N_m : MOS-FET 並列接続個数 (1 系統)

T_s : 副搬送波の周期

α : パルスのデューティ比

MOS-FET の出力容量 (C_0) による充放電損失 (P_f) は, スwitching 周波数を f_s とすれば, 次式で表される.

$$P_f = f_s N_m C_0 E_b^2 \quad (10)$$

E_b : 直流電源電圧

遷移損失 (P_s) は図 3 に示すようにドレイン電圧 (e) とドレイン電流 (i) の重なり時間を τ_m とすれば, 次式で表される.

$$P_s = (2/T_s) \int_0^{\tau_m} eidt$$

$$= (2/T_s) \int_0^{\tau_m} E_b I_M (1-t/\tau_m)(t/\tau_m) dt$$

$$= (1/3) \tau_m f_s E_b I_M \quad (11)$$

f_s : 副搬送波の周波数

T_s : 副搬送波の周期

E_b : 入力直流電圧

I_M : MOS-FET のドレイン電流 (ピーク値)

次に, フライホイールダイオードで生じる損失を求める. フライホイールダイオードにおける損失としては, ダイオードの順電圧降下, およびキャリヤ蓄積効果による損失が考えられるが, ダイオードのリカバリ時間は充分短いと仮定し, 順方向損失のみを論ずる. ダイオードの順電圧降下を V_F とすれば, 損失 P_F は,

$$P_F = (1-\alpha) MV_F I_M \quad (12)$$

α : デューティ比

M : フライホイールダイオードの直接続個数

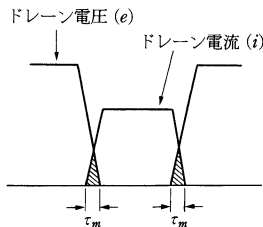


図 3 動作中の MOS-FET に生ずる遷移損失
Transition loss having occurred in an MOS-FET during operation.

で表される.

以上により, 変調増幅器で生じる全損失 P_{Lm} は (9)~(12)式を加えたもの, およびその他の損失 P_p の和となり次式で表される. 損失 P_p には低域濾波器損失 P_L , およびもれ電流損失 P_d 等を含む.

$$P_{Lm} = P_c + P_f + P_s + P_F + P_p \quad (13 a)$$

P_p を無視すれば,

$$P_{Lm} \doteq P_c + P_f + P_s + P_F$$

$$= (\alpha I_M^2 R_{on}) / N_m + f_s N_m C_0 E_b^2$$

$$+ (1/3) \tau_m f_s E_b I_M + (1-\alpha) MV_F I_M \quad (13 b)$$

(1 b)式を (13 b)式に代入すれば,

$$P_{Lm} = (P_m^2 R_{on}) / (\alpha \eta_m^2 E_b^2 N_m)$$

$$+ f_s N_m C_0 E_b^2 + (P_m \tau_m f_s) / (3 \alpha \eta_m)$$

$$+ \{ (1-\alpha) MV_F P_m \} / (\alpha \eta_m E_b) \quad (14)$$

一方, 変調増幅器の出力電力効率率は次式で定義される.

$$\eta_m = P_m / (P_m + P_{Lm}) \quad (15 a)$$

(14)式を (15 a)式に代入すれば次式が得られる.

$$\eta_m = [1 - (\tau_m f_s) / 3 \{ (1-\alpha) MV_F \} / (\alpha E_b) + \sqrt{\{ (\tau_m f_s) / 3 + (1-\alpha) MV_F \} / (\alpha E_b) - 1 \}^2 - 4 \{ 1 + (f_s N_m C_0 E_b^2) / P_m \} \{ P_m R_{on} \} / (\alpha E_b^2 N_m)}] / [2 \{ 1 + (f_s N_m C_0 E_b^2) \} / P_m] \quad (15 b)$$

ここで, 変調増幅器の出力電力 (P_m) と電力増幅器の出力電力 (P_0) の関係は次式で表される.

$$P_m = P_0 / \eta_p \quad (16)$$

4. 変調増幅器ユニットの設計

4.1 仕様

変調増幅器の設計仕様を表 1 に示す. 出力電力が 11.2 kW のとき, 効率が 95% 以上が得られるものとする. 表 1 の仕様を満足させるためには, 高耐圧 MOS-FET を採用する必要がある.

表 1 設計仕様
Design specifications.

出力電力	11.2 kW 以上
副搬送波周波数	125 kHz
負荷インピーダンス	7.9 Ω
出力電力効率	95% 以上
電源電圧 (E_b)	650 V
MOS-FET 並列接続個数 (N)	20 (1 系統)
冷却方式	強制空冷
大きさ, 重量	230×530×700 (mm ³), 21 kg

表 2 MOS-FET の性能 (2SK 351 ④)
Performance of the MOS-FET.

ドレイン・ソース電圧	800 V
ドレイン電流	5 A
ゲート・ソース電圧	±20 V
最大損失電力	125 W
熱抵抗	1.2°C/W
オン抵抗	2.1 Ω (at 60°C)
入力容量	1900 pF
出力容量	80 pF (at $V_{DS}=300$ V)
帰還容量	40 pF
ドレインもれ電流	1mA以下 ($V_{DS}=640$ V)

試作機には既開発の電力増幅器と同じく表 2 に示す仕様を有する MOS-FET を採用した。

4.2 電気設計

(1) 出力電力および出力電力効率

変調増幅器の出力電力 (P_m) は、既開発の電力増幅器の出力電力 (P_0) を 10 kW, 出力電力効率 (η_p) を 0.895⁵⁾ とすれば, (16) 式から求められ, $P_m=11.2$ kW となる。また, 電力増幅器の動作電圧は 300 V (DC) であるから, デューティファクタ (α) を 0.45 すれば, (2) 式から入力電源電圧 (E_b) は約 650 V となる。

変調増幅器の出力電力効率 (η_m) は (15 b) 式から約 97% となり, 低域濾波器 (LPF) 等その他の損失を考慮しても仕様を充分満足することが予測される。

ここで, 計算においては $P_m=11.2$ kW, $N_m=20$, $f_s=125$ kHz, $E_b=650$ V, $V_F=1.0$ V, $R_{on}=2.1$ Ω, $C_0=130$ pF, $\tau_m=120$ ns, $\alpha=0.45$ と仮定した。

負荷インピーダンス (R_m) は, 電力増幅器の負荷インピーダンス $R_{L(opt)}=6.37$ Ω⁵⁾ を (7 b) 式に代入することによって求められ, $R_m=7.9$ Ω を得る。

(2) MOS-FET の並列接続個数

図 4 に変調増幅器の基本回路を示す。

個数を決定する主要因として, MOS-FET の負荷が短絡したときに MOS-FET が破壊されないようにする必要がある。MOS-FET の破壊エネルギーは 1~2 ジュール⁶⁾, 電源の平滑コンデンサに蓄えられるエネルギー (P_b) は, 約 20 ジュール ($P_b=(1/2)C_bE_b^2$, ここで, $C_b=100$ μF, $E_b=650$ V) であるため, MOS-FET の使用個数は 20 個以上必要である。

以上から, 並列接続個数は 1 系統当たり 20 個とした。入力直流電流のピーク値 (I_M) は, (2) 式に $P_m=11.2$ kW, $E_b=650$ V, $\alpha=0.45$, $\eta_m=0.95$ を代入す

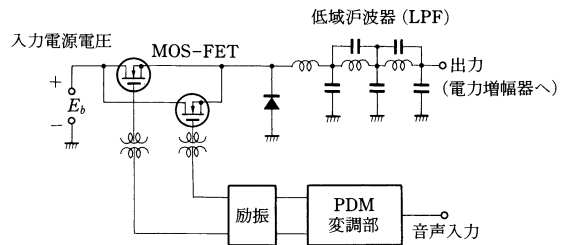


図 4 10 kW 変調増幅器の基本回路
Basic circuit of the 10 kW modulator.

ば求められ, $I_M=40.3$ A となる。

このとき, MOS-FET 1 個当たりの電流は約 2 A (=40.3/20 個) となり, 最大定格値 (5 A) に比較して充分なディレーティング値が得られている。

(3) LPF

(2) 項から LPF に流れる電流 (I) は, 40.3 A にも達し, 適切な設計を行わないと損失が増大して実用にならない。このため, 低損失のモリブデンパーマロイダストコアを用い, 3 重 4 並列接続による LC 3 段チェビシェフ型とし, 変調増幅器出力における副搬送波のレベルを基本波に比較して 65 dB 以下としている。

(4) フライホイールダイオード

フライホイールダイオードは, MOS-FET への過渡電圧, 過渡電流の発生を抑えるため, MOS-FET と同等のスイッチング速度が要求される。

高速のダイオードとしては, ファーストリカバリ型があるが, 高耐圧, 大電流のものとしては 400 V, 50 A の定格が最大であり, 入力電圧 650 V に対応するため, 2 直列, 4 並列として使用している。

使用したダイオードのスイッチング速度は約 50 ns であり, 充分な性能が得られている。

4.3 構造設計

電力増幅器の出力電力を P_0 , 出力電力効率を η_p , 変調増幅器の出力電力効率を η_m とすれば, 変調増幅器で発生する損失 (P_{Lm}) は次式で表される。

$$P_{Lm}=(P_0/\eta_p)(1/\eta_m-1) \quad (17)$$

出力電力が 10 kW, $\eta_m=95\%$, $\eta_p=89.5\%$ とすれば, (17) 式から変調増幅器で発生する損失は 588 W にもなる。

このため, 大型の放熱板を強制空冷してデバイスから空気環境への熱抵抗を充分小さくした。使用した放熱板の大きさは, 縦が 180 mm, 横が 200 mm, 高さが 700 mm である。写真 1 に変調増幅ユニットの外観を示す。

MOS-FET 1 個あたりの損失を P_{Lm} , 並列接続個数

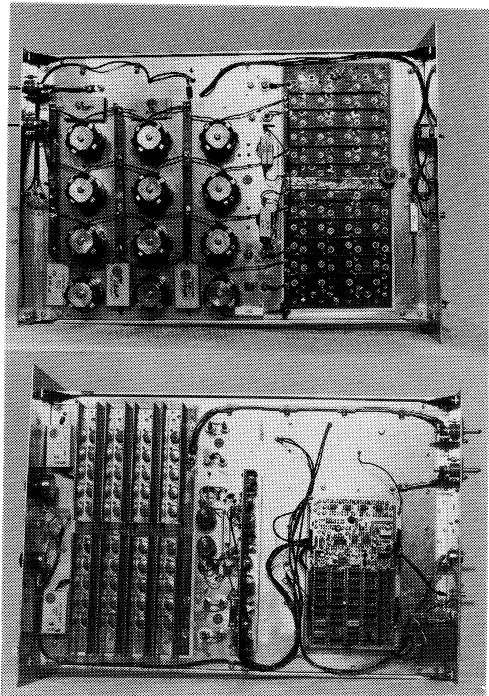


写真 1 10 kW 変調増幅器の外観
Outside view of the 10 kW modulator.

を N_m とすれば、MOS-FET ケース表面の温度上昇 ΔT はおおよそ次式で表される。

$$\Delta T = R_{TH} P_{tm} N_m \quad (18)$$

ここで、 R_{TH} は放熱板（1系統）の熱抵抗である。損失を各 MOS-FET で平等に分担するとすれば、

$$P_{tm} = P_{Lm} / (2N_m) \quad (19)$$

であり、この式を (18) 式に代入すれば次式が得られる。

$$\Delta T = (R_{TH} P_{Lm}) / 2 \quad (20)$$

ここで、 $R_{TH} = 0.043^\circ\text{C}/\text{W}$ 、 $P_{Lm} = 588\text{ W}$ を (20) 式に代入すれば $\Delta T = 12.6^\circ\text{C}$ が得られる。また、MOS-FET 1 個当たりの損失 (P_{tm}) は、(19) 式に $N_m = 20$ 、 $P_{Lm} = 588\text{ W}$ を代入すれば求められ、 $P_{tm} = 14.7\text{ W}$ となる。

TO-3 型 MOS-FET のケース・接合部間の熱抵抗は $1.2^\circ\text{C}/\text{W}$ であるため、MOS-FET の接合部温度上昇は約 $30^\circ\text{C}/\text{W}$ ($\approx 14.7\text{ W} \times 1.2^\circ\text{C}/\text{W} + 12.6^\circ\text{C}$) と推測され、まったく問題はない。

5. 性能

5.1 電気性能

すでに開発されている 10 kW 電力増幅器に試作した変調増幅器を接続し、周波数 594 kHz において動

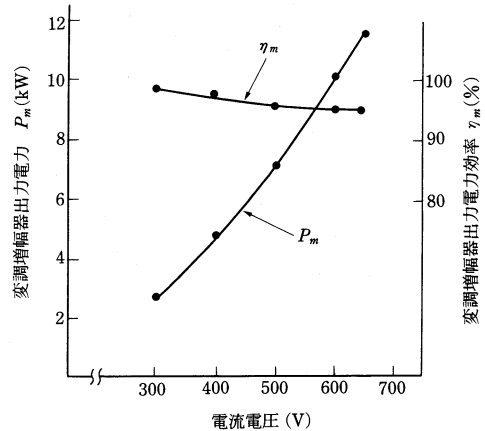


図 5 電源電圧に対する変調増幅器出力電力と出力電力効率の変化

Output power and output efficiency in terms of the supply voltage.

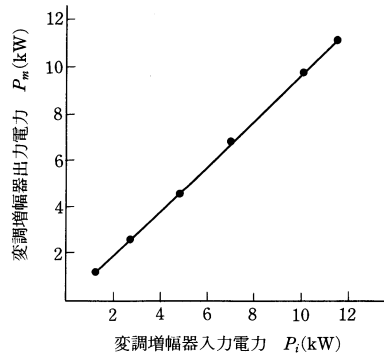


図 6 変調増幅器の直流入力電力に対する出力電力の直線性

Output power linearity in terms of the DC input power.

作試験を行った。なお、以下において副搬送波周波数は 125 kHz である。

図 5 に、電源電圧を変化させたときの変調増幅器の出力電力と効率を示す。計算値 (97%) よりやや低めであるが、300~650 V にわたって 95% 以上の効率が得られており、仕様を満足している。

AM 送信機では振幅変調を行うため、入出力電力間に良好な直線性が要求される。

図 6 は入力直流電圧に対する出力電力である。良好な直線性が得られていることがわかる。

本変調増幅器に使用した MOS-FET は、ゲート入力容量が 1900 pF と大きい。このため、写真 2 に示すように、MOS-FET のゲート電圧波形がゲート並列抵抗の変化によって波形なまりを生じやすく、ゲート

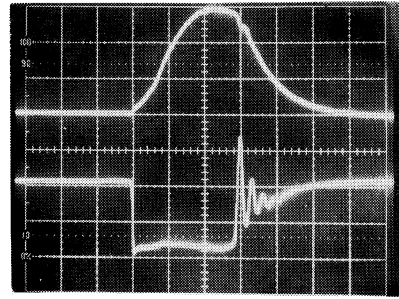
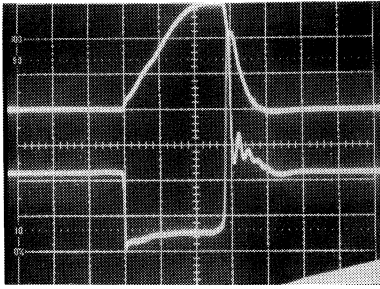


写真 2 ゲート抵抗に対するゲート波形
Gate waveforms in terms of the gate resistance.

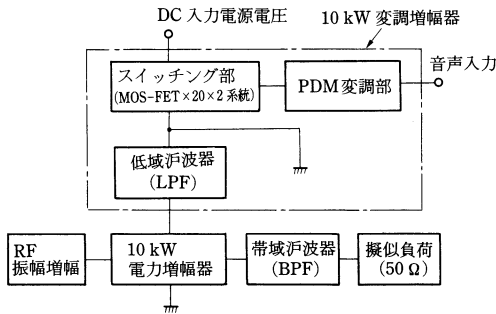


図 7 10 kW 放送機の系統
Schematic diagram of the 10 kW transmitter.

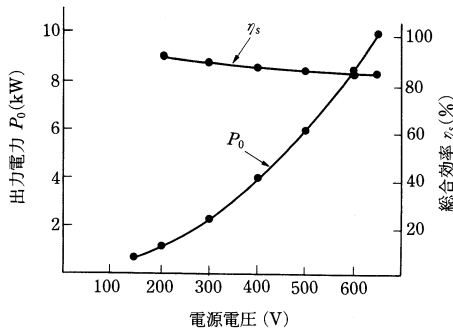


図 8 放送機の電源電圧に対する出力電力と効率
Output power and efficiency of the 10 kW transmitter in terms of the supply voltage.

抵抗が大きい場合、遷移損失が増加する。

逆にゲート並列抵抗を下げると励振電力が増加するため、効率と励振電力の兼ね合いとなり、試作器ではゲート並列抵抗 (MOS-FET 1 個当たり) を 40Ω として高効率を得ている。

5.2 放熱性能

電力増幅器の出力電力が 10 kW のときの MOS-FET のケース表面の平均温度上昇は 9°C 、LPF 部 (コイル表面) では 23°C であった。いずれもほぼ設計どお

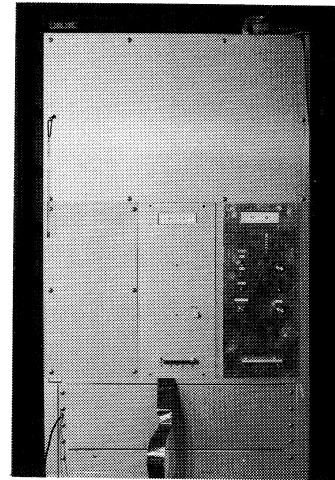


写真 3 10 kW 放送機の外観
Outside view of the 10 kW transmitter.

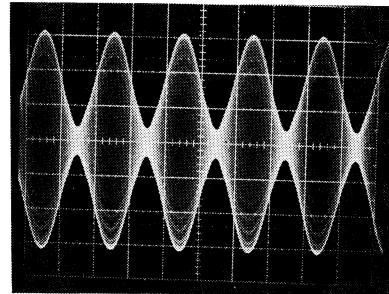


写真 4 放送機の変調波形
Modulation waveform of the 10 kW transmitter.

りの値が得られており、まったく問題はない。

6. 10 kW 放送機としての特性

10 kW 放送機の系統を図 7、外観を写真 3 に示す。図 8 は、電源電圧を変化させたときの出力電力と効率である。150~650 V にわたって総合効率 (η_s) は 85%

以上となっており、良好な特性が得られている。

設計値は $\eta_p=0.895$, $\eta_m=0.95$ を(8)式に代入すれば求められ、 $\eta_s=0.85$ となり、ほぼ所期の性能が得られている。

写真4に出力電力10kW、変調周波数1kHz、変調度80%における放送機出力波形を示す。この状態でのひずみ率は2%、信号対雑音比(S/N)は52dB以上であった。ややS/Nが劣化しているのは、電源容量に余裕がなく、リップル成分が多いためである。また、変調度95%まで直線的に変調でき、放送機として満足できる特性が得られている。

7. む す び

1ユニット10kW電力増幅器に対応できる10kW変調増幅器を開発し、高効率、高性能の10kW電力増幅器を実現できた。現在、さらに運用実験を重ね、実用化と最適設計方法確立のためのデータを収集して

いる。

本10kW放送機を適用すれば、例えば、100kWの放送機ではわずか10式のユニットで固体化が可能であり、信頼性が高く、低コストの100kW級ラジオ放送機を実現するうえでおいに有効であると考えられる。

(1989年2月28日受付, 1989年5月6日再受付)

【参 考 文 献】

- 1) 佐藤, 小坂, 花井, 林: “全固体化50kW中波放送機”, テレビ学会技報, RE 84-41, p. 65 (Dec., 1984)
- 2) 遠藤ほか: “全固体化50kW中波放送機”, テレビ学会技報, RE 85-12, p. 35 (Mar., 1985)
- 3) 長島, 三木: “最近の放送現業技術(送信技術)”, テレビ誌, 43, 4, pp. 358-363 (1989)
- 4) 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)
- 5) 池田, 生岩: “出力10kWを有するMOS-FET式中波帯電力増幅器の試作”, 電学論, 106-C, 7, pp. 9-16 (July, 1986)
- 6) 生岩, 池田: “中波ラジオ送信機用DC/RF電力インバータにおけるMOS-FETのASOと耐雷対策”, 電学論, 108-C, 5, pp. 347-354 (May, 1988)



むらやま よしゆき
村山 好行 昭和53年、長崎県立佐世保工業高校卒業。同年、NHKに入局。現在、熊本放送局技術部で送信業務に従事。正会員。



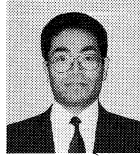
いし い まこと
石井 真 昭和55年、下関工業高等学校電気科卒業。同年、NHKに入局。技術局技術管理部葛蒲久喜ラジオ放送所において、大電力ラジオ放送所の運用・保守に従事し、現在に至る。



なか ひさし
中 尚 昭和57年、東北大学電子工学科卒業。同年、NHKに入局。技術局技術管理部葛蒲久喜ラジオ放送所において、大電力ラジオ放送所の運用・保守に従事し、現在に至る。



お の いさお
小野 功 昭和34年、函館工業高等学校電気科卒業。同年、NHKに入局。技術局技術管理部葛蒲久喜ラジオ放送所において、大電力ラジオ放送所用電子デバイスの研究および安定運用施策に関する研究に従事し、現在、技術局送信技術センター副部長。正会員。



たての しゅうじ
立野 修二 昭和34年、美唄工業高等学校電気科卒業。同年、NHKに入局。49年、室蘭工業大学工学部第2電気工学科卒業。室蘭放送局、帯広放送局、葛蒲久喜ラジオ放送所を経て、63年より、札幌放送局に勤務。正会員。



かどわき まさゆき
門脇 正之 昭和50年、香川県立多度津工業高校電子科卒業。同年、NHKに入局。60年、葛蒲久喜ラジオ放送所勤務。現在、高知放送局技術部で送信業務を担当。正会員。



しまだ ひろき
島田 博樹 昭和49年、県立高岡工芸高校電気科卒業。同年、NHKに入局。現在、名古屋放送局技術部で送信業務を担当。正会員。



はいわわ 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MOS-FETを使用した大電力放送機の設計、開発業務に従事。現在、熊本放送局技術部副部長。工学博士。正会員。

A Fast Technique for Registration Processing between Meteorological Satellite NOAA Image and Coastline Image

by Mitsuo Sone, Masao Sakauchi and Mikio Takagi

The image of the meteorological satellite NOAA contains geometric distortions. They are corrected by registration processing. This paper presents an improved method of registration processing between the meteorological satellite NOAA image and the coastline image. The coastline image contains a ground control point (GCP). An improvement of this method is the reduction of processing time. This paper shows the validity of this method through many experiments. It also shows how registration processing can be speeded up depending on the selection of GCP.

J. Inst. TV. Engrs. of Japan, Vol. 43, No. 9 (1989) 957~966

A Theoretical Analysis of Tape and Head Noise in Playback Amplifier and Limiter of Video Recorders

by Akio Kuroe and Ryuji Sugita

This paper presents a method for detecting skewed symmetry axes of objects. The adaptive Hough transform an iterative approach that requires small memory size, is used to determine three parameters of the axis feature. Location of the memory address in three dimensional space is determined from the position of each paired-pixel in the edge of the image. Parameters are determined by finding the local peak location in space. Parameter range is confined by the gradient of each pixel, which result in a clear calculation of the local peak and computing cost saving, Experimental results for both computer generated and natural objects show that this method is applicable to both curved and linear objects and is suitable for a small computer system.

J. Inst. TV. Engrs. of Japan, Vol. 43, No. 9 (1989) 967~974

Development of 10kW Single unit type Medium-Wave Radio Transmitter

Yoshiyuki Murayama, Makoto Ishii, Hisashi Naka, Isao Ono, Syuji Tateno, Masayuki Kadowaki, Hiroki Shimada and Kazushisa Hayeiwa

Described is a ew 10kW MOS-FET transmitter composed of the new single unit type modulator and the 10kW power amplifier. The new modulator was designed on the bases of the high voltage/low current mode of operation which consists of : high load impedance ; optimum design to maximize drain efficiency ; and suitable thermal design to protect MOS-FET's and low-pass filters against local temperature increase. The MOS-FET's and other components meet the specifications defined by the above design bases. The modulator unit is 230 × 530 × 700mm³ in size and 21kg. Forced air cooling at a flow rate of 10m/s was employed to keep the temperature increase on the MOS-FET case surfaces at 9°C, and on the low-pass filter coil surfaces at 31°C. Performance of the 10kW transmitter was : 82% or better power efficiency ; 2% distortion factor, and 52dB or better signal to noise ratio.

J. Inst. TV. Engrs. of Japan, Vol. 43, No. 9 (1989) 975~981
