

MJ テクニカルレポート  
総合変換効率85%、ハガキ大の超小型で出力160Wを実現

# フライングモールの 1ビットデジタルパワーアンプ

柴崎 功 SHIBAZAKI Isao

既存のデジタルアンプには、無負荷や高インピーダンス負荷時に高域に大きなピークが生じるなど、特有の問題点を抱えたままの製品が少なくない。新進気鋭の「フライングモール」がデジタルアンプの問題点を公開し、その対策を施した最先端技術満載のデジタルDCアンプを商品化したので、その技術内容を紹介しよう。

## フライングモールの概要

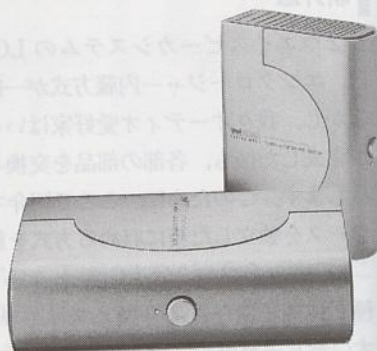
FLYING MOLE (空飛ぶモグラ) を意味する株式会社フライングモールは、2000年11月に静岡県浜松市に設立された、音響機器開発のベンチャー企業である。

同社は、製造を外部に委託して、商品の企画、開発、販売だけを自社で行うファブレス企業で、ヤマハ出身のエンジニア笹原康正氏(同社社長)により設立された。

技術顧問として製品開発に参画しているクリエイティブデザイン研究所の横山健司氏は、ヤマハ在籍中、1970年代からデジタルアンプの研究開発に従事し、その後ア

ンプ部門やスイッチング電源部門の最高責任者を歴任した経歴の持ち主で、デジタルアンプ、アナログアンプ、スイッチング電源のすべてに精通したベテラン技術者だ。

フライングモールのデビュー作は、2001年9月に商品化された世界最小のデジタルDCアンプDAD-M1で、その後16チャンネルのデジタルアンプDPA-MZ16、電源一体型デジタルアンプ基板モジュールAPS-M160/160Ⅱ、シート状断熱材マイティガードKY-1などを相次いで商品化し、他社へのOEM供給も開始してい



ハガキサイズで100W/8Ω、160W/4Ωを実現した、電源内蔵デジタルDCアンプDAD-M1

る。

同社は2002年ラスベガスCEショー(写真1)に出展するなど、海外進出にも積極的に取り組んで、世界への飛躍を目指している。

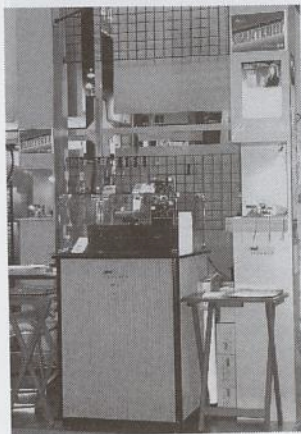
## DAD-M1の概要

DAD-M1は、ハガキサイズで厚み41mmという超小型で、約730gという超軽量でありながら、100W/8Ω、160W/4Ωの大出力を実現した、1台4万円のモノラル型デジタルDCアンプである。

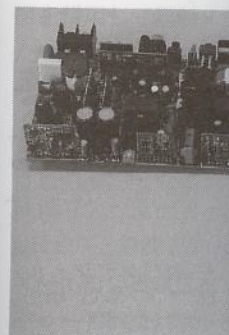
試作の初期段階では写真2のように四角いアルミケースに入っ

[表1] DAD-M1の仕様

項目	仕様
定格出力	100W/8Ω、160W/4Ω
周波数特性	DC~50kHz (+0, -3dB)/8Ω DC~25kHz (+0, -3dB)/4Ω
全高調波歪率	0.02% (1kHz, 50W出力時)
SN比	120dB (400Hz~30kHzのBPF使用)
入力感度	1V
入力インピーダンス	10kΩ
残留ノイズ	25μV (400Hz~30kHzのBPF使用)
ダンピングファクター	200 (8Ω, 1kHz)
待機電力	6W (無信号時)
消費電力	20W (1/8パワー出力, 100W/8Ω) 30W (1/8パワー出力, 160W/4Ω)
電源電圧	AC100V, 50/60Hz
使用温度範囲	0~+40°C
外形寸法	150(W)×106(D)×41(H)mm (突起部を除く)
重量	約730g
入出力端子	信号入力: RCAピンジャック, 入力ボリューム付き 電源入力: 2P ACインレット 信号出力: 2Pスピーカー端子



[写真1] 今年のラスベガスCEショー出展風景



[写真2] ハガキサイズを

いたが、GKデザインに委託して、商品は写真2で斬新で独創的なデザイン

アルミ外装は完全密封が1個もないが、電圧た総合効率が85%と少ないため、このよケースで大出力が実

表1はその仕様で負荷で50kHz、40kHz(-3dB)までDCまでフラットにたただし、スピーカーめに、あるレベルを数秒以上続いた場合で出力が切り離され

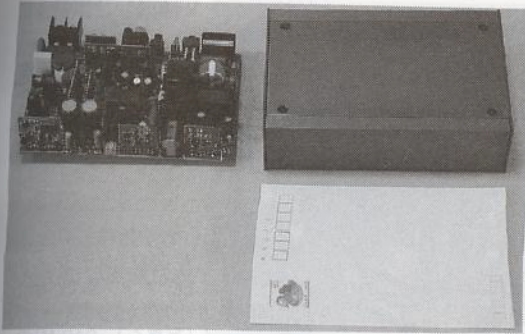
本機は大出力デジタルありながら残留ノイズ400Hz~30kHzパルターを通したSもある。

## 内部の構造

写真4は、商品と並べたものである。転させた、端子類がきでアルミケースにり、写真右上の小さなスイッチとインジケーンLEDが付いて

省スペース化の回路やドライブ回路は、写真5の





[写真2] ハガキサイズを実現した最初の試作機



(a) フロントと側面



(b) リアパネル

電源を含めた総合効率が85%と高く、発熱が非常に少ないので、通風孔のない完全密閉アルミケースに収納されている

いたが、GK デザイングループに委託して、商品は写真3のように斬新で独創的なデザインとなった。

アルミ外装は完全密閉で、放熱孔が1個もないが、電源部を含めた総合効率が85%と高く、発熱が少ないため、このような小型密閉ケースで大出力が実現されている。

表1はその仕様で、高域は8Ω負荷で50kHz、4Ω負荷では25kHz(-3dB)まで伸び、低域はDCまでフラットに伸びている。ただし、スピーカーを保護するために、あるレベルを超えるDCが数秒以上続いた場合には、リレーで出力が切り離される。

本機は大出力デジタルアンプでありながら残留ノイズが低く、400Hz~30kHzバンドパスフィルターを通したSN比は120dBもある。

### 内部の構造

写真4は、商品と内部の基板を並べたものである。基板は、180°回転させた、端子類が左側にくる向きでアルミケースに収納されており、写真右上の小基板には、電源スイッチとインジケータ用グリーンLEDが付いている。

省スペース化のため、信号処理回路やドライブ回路などの小信号回路は、写真5のようにハイブリ

[写真3] デビュー作DAD-M1の外観

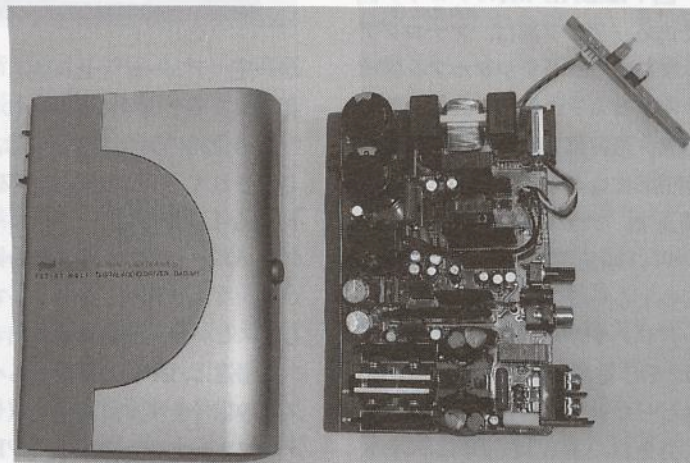
ッドIC化されて、メイン基板に垂直に取り付けられている。

写真6はメイン基板である。ハガキサイズの基板に、100W/8Ωのアンプと、そのアンプを駆動する電源が高密度に収納されており、これで表1に示した高SN比が実現されているのは驚きだ。

写真6の基板は、左側1/3がデジタルアンプブロックで、残り2/3がスイッチング電源ブロックである。

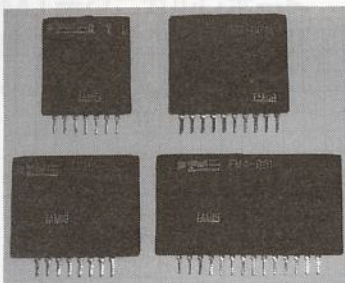
写真7はアンプブロックで、左下の2枚の小さなアルミ板が、出力段FETを2個ずつ取り付けられた放熱器である。この出力段FET群と、その上下にあるICで、100W/8Ωのデジタルパワーアンプが構成されている。スピーカー出力端子は右下の黒い部品だ。

RCAピンジャックの左にあるシールド箔つきハイブリッドICはアナログアンプ部で、その左の270μFの電解コンデンサー2個



[写真4] DAD-M1と内部の基板





小型化と機密保持のため、制御回路や信号処理回路はハイブリッド IC化されている

【写真5】 自社開発のハイブリッドIC群

が、デジタルパワーアンプ電源のコンデンサーである。

写真8は、スイッチング電源ブロックで、左下がAC入力端子。そこから右に、ACラインフィルターのコンデンサーとコモンモードチョークコイル、1次整流回路のダイオードと大型電解コンデンサー2個が並んでいる。

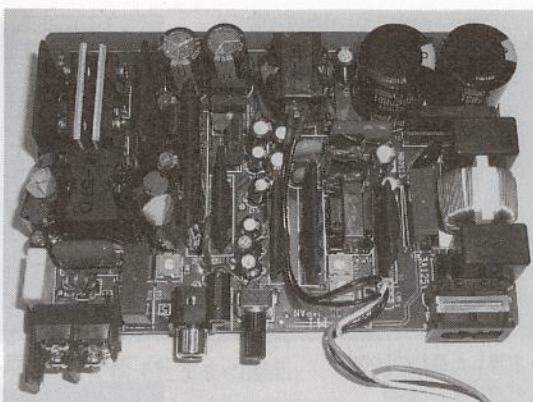
ローノイズのフル共振型スイッチング電源は、写真中央のハイブリッドICに囲まれた部分で、同期整流回路は右上にある。

### 回路構成

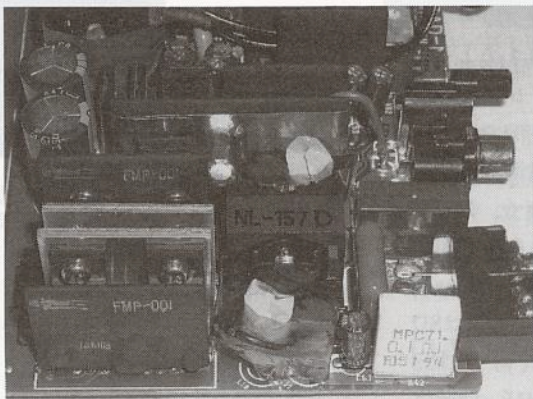
DAD-M1は、電源部にもアンプ部にもパテント出願中の最先端技術が投入されているため、核心部分は一切公開されなかった。

図1はDAD-M1のブロック図である。アンプ部は、アナログアンプブロックとデジタルアンプパワーブロックに別れており、前者では、最終出力波形が入力信号と相似形になるように制御する歪み補正と、アナログ信号をPWM(パルス幅変調)のデジタル信号に変換する処理が行われる。

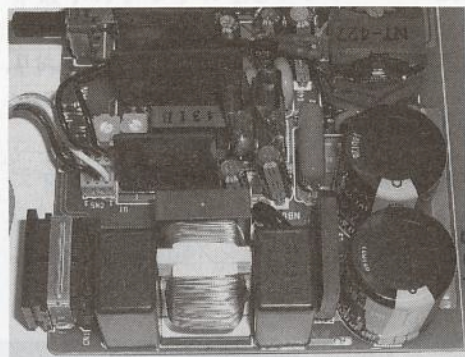
デジタルアンプパワーブロックは、DC電源をスイッチングしてスピーカーを駆動する回路である。入力されたPWM信号はバイフェーズ変換されて、振幅と時間幅



左側1/3がデジタルDCアンプ部で、残りの2/3が電源部  
【写真6】 DAD-M1のメイン基板



左下の小さなアルミ板2枚に取り付けられた4素子が、出力段のスイッチングFET。その手前のハイブリッドICは、FETを制御するFMP-001である  
【写真7】 デジタルDCアンプパワーブロック



電圧共振と電流共振を併用して輻射ノイズを低減し、同期整流した1電源をフローティング型±2電源として用いる独自の回路構成  
【写真8】 ローノイズ設計のスイッチング電源ブロック

が一定(デューティ比50%)で位相の異なる2信号に変換される。

この位相の異なる2信号は、引き算されてPWM信号に戻る。それからLC型2次LPF(ローパスフィルター)でパルス成分が除かれ、プロテクションリレーを介してスピーカー出力端子に出る。

負帰還は、LPFの手前からパルス状の信号を戻す直流帰還(デジタルフィードバック)と、LPFの後から位相補正回路を通してアナ

ログ信号を戻すアナログフィードバックによる、二重帰還ループで構成されている。

2次LPFの後からの帰還は、これまで位相が180°ずれて発振するためタブーとされてきたが、本機では帰還回路β<sub>2</sub>に独自の工夫を凝らして、安定な負帰還を実現したとのことだ。ただしパテントの関係で、その詳細は非公開である。

電源回路は、電圧共振と電流共

振を併用して輻射ノイズを低減したフル共振型で、スイ

波数は200kHzである

アナログアンプブロックのように、主として

高速コンパレータで200kHzの三角波を作り出す

ア発生器で構成されているコンパレータは、アナ

と三角波キャリアを比較する

幅軸情報を時間軸情報に変換するPWM信号を生成する

る。キャリア発生器は電源部内にあるので、三角波の特性もフィードバックで

キャリア出力とキャリア入力との差を本機を複数スタック接続する際

期運転する際に用いる。スタック接続時はショートされて

なお、本機の回路はアナログとデジタルのスタック接続が可能

なものをスタック接続用に改良した。2台用いて200W/8Ω

で1kW/8Ωというように出力を同期運転して、出力

アンプを構築できる

無負荷時のピーク

デジタルパワーアンプは、高域を除去するLPFによるロス

の少ないLC型フィルターを設けると、8Ωのスピー

アンプされるため、図3(a)に、高域がスムーズに減衰

波数特性が得られる。

しかしデジタルアンプはインピーダンス負荷や特

図3(b)のように高域に鋭いピークが発生する

この件は今までひた隠されてきた。無負荷や高イン



振を併用して輻射ノイズを激減したフル共振型で、スイッチング周波数は200kHzである。

アナログアンプブロックは、図2のように、主として高速アンプ、高速コンパレータ、そして400kHzの三角波を作り出すキャリア発生器で構成されている。コンパレータは、アナログ入力信号と三角波キャリアを比較して、振幅軸情報を時間軸情報に変換し、PWM信号を生成する回路である。キャリア発生器は負帰還ループ内にあるので、三角波の非直線性もフィードバックで補正される。キャリア出力とキャリア入力は、本機を複数スタック接続にして同期運転する際に用いるが、単独使用時はショートされている。

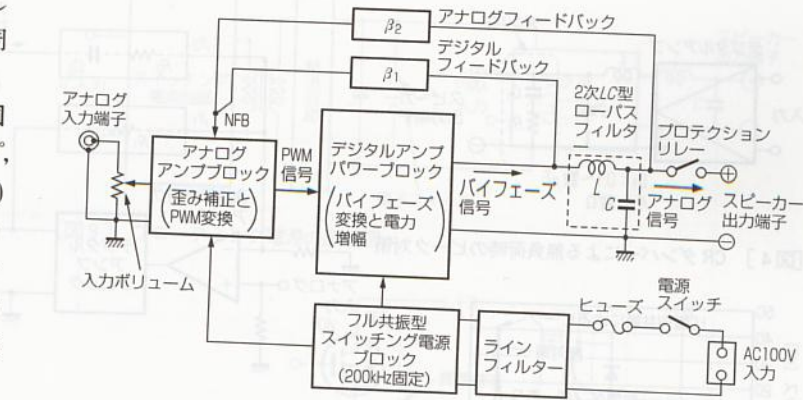
なお、本機の回路は無限連鎖のスタック接続が可能なので、本機をスタック接続用に改造すれば、2台用いて200W/8Ω、10台用いて1kW/8Ωというように、N台を同期運転して、出力がN倍のアンプを構築できるそうである。

### 無負荷時のピーク対策

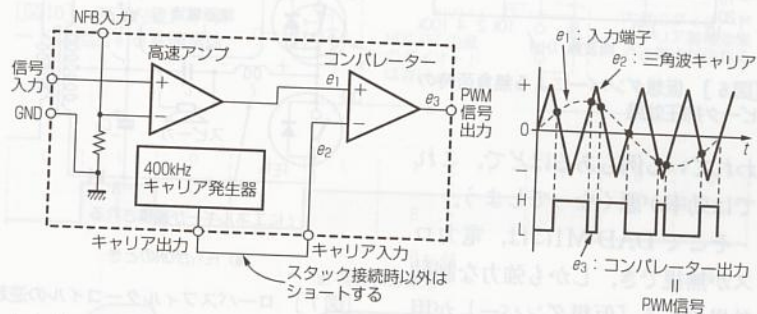
デジタルパワーアンプには、不要高域を除去するLPFに、電力ロスの少ないLC型が用いられる。

出力側にLC型フィルターを設けると、8Ωのスピーカーを接続した場合は、スピーカーでQダンピングされるため、図3(a)のように、高域がスムーズに減衰する周波数特性が得られる。

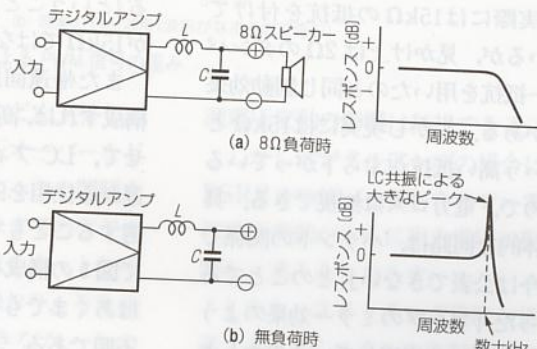
しかしデジタルアンプには、高インピーダンス負荷や無負荷だと、図3(b)のように高域にとんでもないピークが発生する問題があり、この件は今までひた隠しにされてきた。無負荷や高インピーダンス



【図1】 DAD-M1ブロック図



【図2】 アナログアンプブロックの基本構成



【図3】 負荷インピーダンスによる周波数特性の変化

負荷だとLCフィルターの直列共振が制動されないので、数十kHzに大きなピークができるのである。

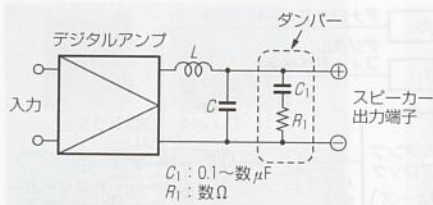
業務用アンプにデジタルアンプがほとんど使われないのは、PA用などで高インピーダンススピーカーを接続すると、高域のピークでトワイターが飛んでしまうという致命的な問題があるためだ。

とくに、スピーカーとセットで売られているデジタルアンプは、

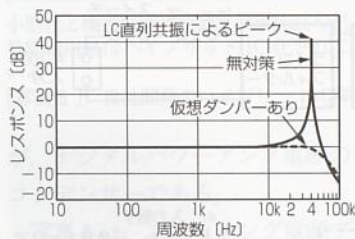
付属スピーカーを接続した状態しか考慮されてない製品が多いので、ほかのスピーカーを接続すると、トワイターが破損する危険がある。

単体で売られるデジタルアンプは、図4のように、出力端子と並列にCRダンパーを挿入して共振を制動している場合が多いが、このCR負荷による電力ロスが無視できない。最大出力30Wのアンプに、5Wのダンパー抵抗が使





【図4】 CRダンパーによる無負荷時のピーク対策

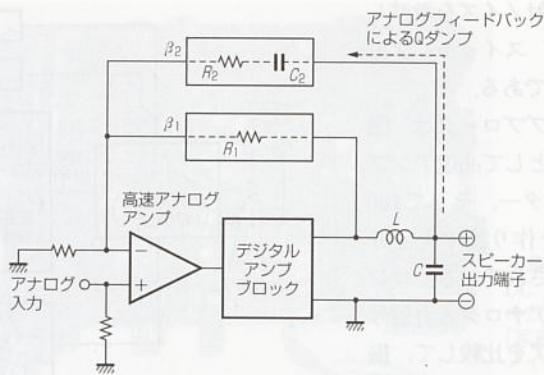


【図6】 仮想ダンパーによる無負荷時のピーク抑圧効果

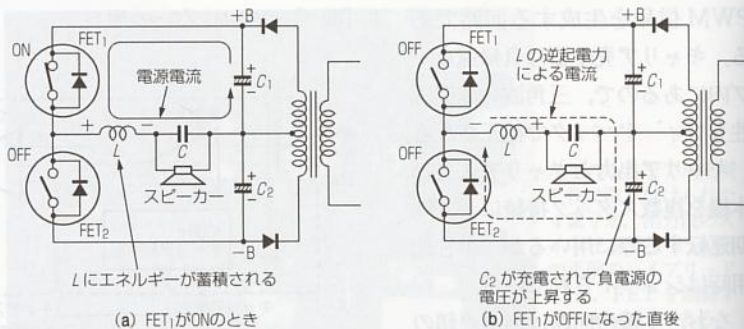
われている例もあるほどで、これでは効率が悪くなってしまふ。

そこでDAD-M1には、電力ロスが無視でき、しかも強力な制動効果のある「仮想ダンパー」が用いられている。横山氏の説明では、「実際には15kΩの抵抗を付けているが、見かけ上は2Ωのダンパー抵抗を用いたのと同じ制動効果がある。しかし現実には15kΩという高い抵抗がぶら下がっているので、電力ロスは無視できる。具体的な回路は、パテントの関係で今は公表できない」とのことであった。「アンプのミラー効果のような仕組みを応用しているのか」との問いには「YES」という返事だったので、私は図5の回路ではないかと推定する。

DAD-M1は、LPFの後から帰還を掛けているが、この帰還回路β<sub>2</sub>に、ダンパーを兼ねたCR素子を挿入しているのではないかと推測だ。こうすれば制動効果がループゲイン倍に増強されるので、制動抵抗には高い抵抗が使用できて電力ロスが大幅低減できる。「15kΩの抵抗が見かけ上2Ωに見え



【図5】 仮想ダンパーの推定図



【図7】 ローパスフィルターコイルの逆起電力による電源電圧変動

る」ということは、帰還回路のR<sub>2</sub>が15kΩではないのか？

また帰還回路β<sub>2</sub>をCR素子で構成すれば、高域の位相を90°進ませて、LCフィルターで最大180°遅れる位相を90°に抑え、発振を回避することもできる。という理由で図5の構成を考えたが、この図はあくまでも私の推定で、真相は不明である。

仮想ダンパーの効果は絶大で、図6のように、無負荷時に無対策では40kHzに40dB（電力で1万倍）も生じるピークが、仮想ダンパーを用いると皆無になる。このためDAD-M1は、プロ機器の業界で「業務用アンプとして安心して使えるデジタルアンプ」という評価を得ているようである。

### コイル逆起電力の問題

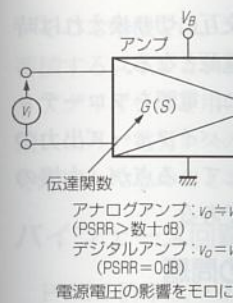
コイルは、インダクタンス成分

により、電流の時間変化分に比例した逆起電力が発生する。この性質を利用して、DC電源からコイルに断続電流を流し、高圧パルスを生成しているのが、車のイグニッションコイルである。

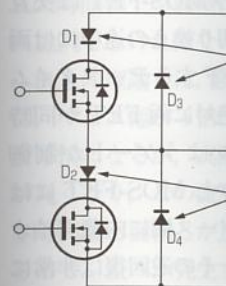
デジタルアンプは、DC電源をスイッチングしているので、LPFの直列コイルは、電流が切れた瞬間に、その電流を流し続けようとする向きの逆起電力を発生して、DC電源を揺さぶる。そして±2電源構成のデジタルアンプでは、電源破綻の問題がある。

図7(a)は±2電源のデジタルアンプで、上側スイッチング用MOS-FETのFET<sub>1</sub>がONになったときの電流経路である。+電源からの電流は、FET<sub>1</sub>を通してコイルLに流れ、この電流によりエネルギーが蓄えられる。

デジタルアンプは、後で述べる



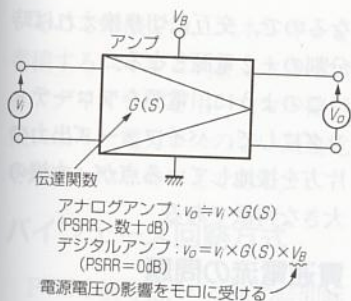
【図8】 伝達特性の比較



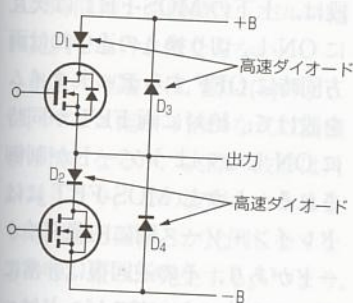
スピードは速くなるが、  
いう欠点が生じる  
【図11】 内蔵ダイオードの

貫通電流を防ぐため、  
グ素子を切り換える際  
が同時に OFF とな  
ムを設けるが、FE  
なった直後から FE  
なる直前までのデッ  
には、Lの逆起電力  
(b)に破線で示した電  
FET<sub>2</sub>はOFFになっ  
MOS-FETにはドレ  
間にボディダイオー  
内蔵ダイオードが組  
るため、そのダイオ  
逆起電力の放電ルー  
てしまうのである。そ  
源のC<sub>2</sub>コンデンサー  
て、電源電圧が上昇  
このため、低域信  
イクルのように、FE  
なる期間が長い場合  
圧がどんどん上昇す  
サイクルではFET  
る期間が長いので、





[図8] 伝達特性の比較

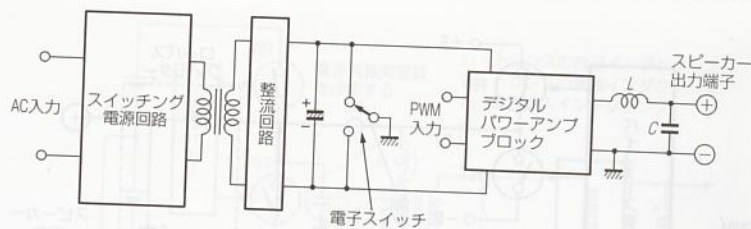


スピードは速くなるが、ロスが増えるという欠点が生じる

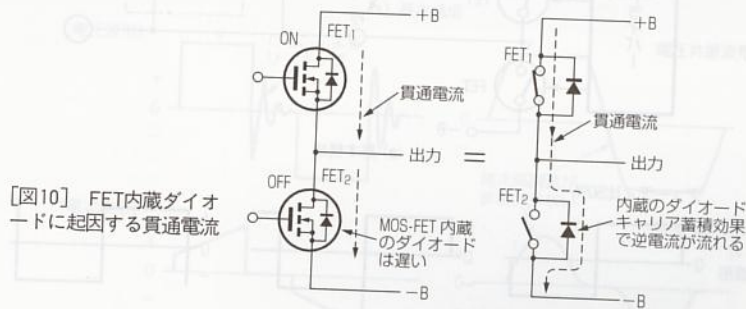
[図11] 内蔵ダイオードの害を防ぐ対策例

貫通電流を防ぐため、スイッチング素子を切り換える際に、両素子が同時に OFF となるデッドタイムを設けるが、FET<sub>1</sub>が OFF になった直後から FET<sub>2</sub>が ON になる直前までのデッドタイム期間には、Lの逆起電力により、図7(b)に破線で示した電流が流れる。FET<sub>2</sub>は OFF になっているが、MOS-FETにはドレイン・ソース間にボディダイオードと呼ばれる内蔵ダイオードが組み込まれているため、そのダイオードを通じて逆起電力の放電ループが形成されてしまうのである。その結果、一電源の C<sub>2</sub>コンデンサーが充電されて、電源電圧が上昇する。

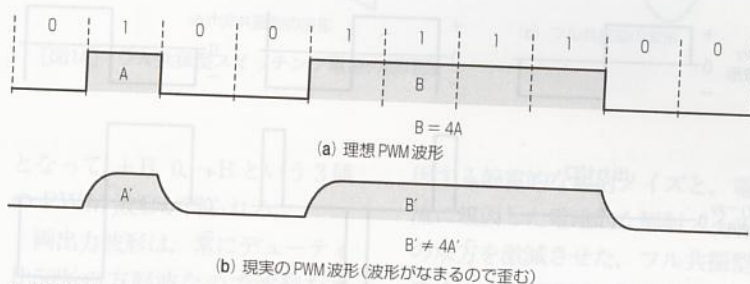
このため、低域信号の正の半サイクルのように、FET<sub>1</sub>が ON になる期間が長い場合は、一電源電圧がどんどん上昇するし、負の半サイクルでは FET<sub>2</sub>が ON になる期間が長いので、Lの逆起電力



[図9] フローティング電源の原理図



[図10] FET内蔵ダイオードに起因する貫通電流



[図12] 波形なまりによるPWM信号の歪み

で+電源電圧がどんどん上昇し、コンデンサーの耐圧オーバーなどの破綻を引き起こす。この問題を回避するため、これまでのデジタルアンプは、超低域をカットして電源の破綻を防いでおり、それゆえにDC再生ができなかったのである。

### 電源変動とアンプの歪み

図8はアナログアンプとデジタルアンプの伝達関数比較図である。

アナログアンプは、電源除去比とか PSRR (Power Supply Rejection Ratio) と呼ばれる、電源電圧変動の影響を除去する能力が数十 dB 以上もあるので、入力電圧を伝達関数倍 (つまりゲイン倍) した値が出力電圧となり、電

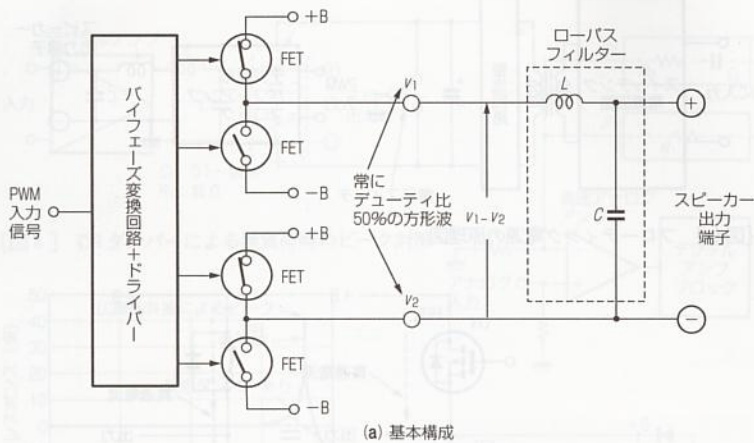
源電圧変動の影響は無視できる。

しかしデジタルアンプの場合は、PSRRが0dB (1倍) なので、電源電圧変動がもろに出力電圧に影響し、歪みをもたらす。

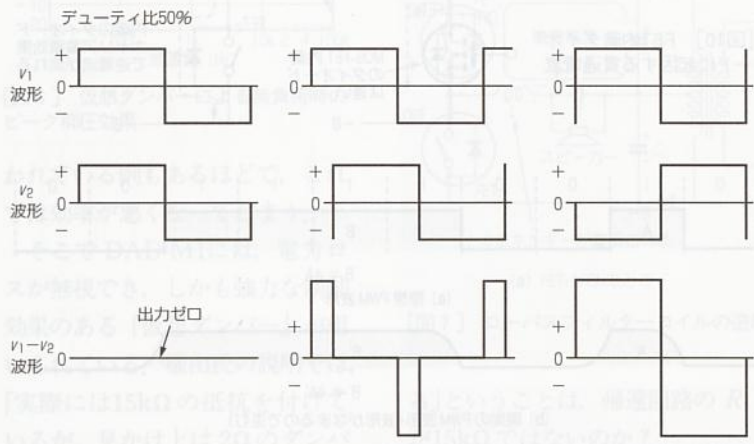
しかも、スイッチング電流が通過する LPF コイルの逆起電力で電源電圧が振られるので、電源変動を無視できるまで抑え込むのは不可能に近い。だから無帰還のデジタルアンプでは、高忠実度再生が非常に困難なのだ。

「電源変動を予測してデジタル信号を逆補正する」と称する手法もあるが、抵抗負荷なら予測ができて、インピーダンスが周波数により複雑に変化し、しかも逆起電力を発生するスピーカーを接続した際の正確な予測は不可能だ。





(a) 基本構成



(b)  $V_1$  と  $V_2$  が同相のとき (c)  $V_2$  が  $45^\circ$  遅れたとき (d)  $V_2$  が  $180^\circ$  遅れたとき

【図13】 バイフェーズ回路方式の原理図

デジタルプリアンプならば、メイン信号を遅延させ、フィードフォワードで出力の歪みを補正するという手法が使えるが、デジタルパワーアンプの場合は直接スピーカーをつなぐのでリアルタイム処理が必須であり、遅延は使えない。そこで本機では、リアルタイムのアナログフィードバックを施して、電源変動を含めたトータルの歪みを補正しているのである。

### フローティング電源の採用

本機は±2電源方式のデジタルアンプであるが、2電源を用いると、図7のように低域信号を入れた際に、コイルの逆起電力で電源

電圧が上昇するという問題がある。そこでよく考えてみると、FET<sub>1</sub>がONしてる期間は-電源は不要であるし、FET<sub>2</sub>がONしている期間は+電源が不要である。

したがって、出力段用電源をフローティングにして、図9のように時分割で切り換えれば、コイル逆起電力の電流ループそのものが存在しなくなるので、逆起電力で電源が振られるという問題から逃れられ、超低域どころか、DCまで再生可能となる。

図の整流回路を通ったDC電源は、電子スイッチを下側に倒せば+電源、上側に倒せば-電源と

なるので、交互に切り換えれば時分割の±2電源となる。

このように、電源をフローティングにして、バイフェーズ出力の片方を接地している点が、本機の大きな特徴である。

### 貫通電流の問題

±2電源デジタルアンプの出力段は、上下のMOS-FETは交互にONし、切り換えの途中には両方同時にOFFするデッドタイムを設けて、絶対に両FETが同時にONしないようゲートが制御される。しかしMOS-FETにはドレイン・ソース間に内蔵ダイオードがあり、その逆回復は非常に遅い。スイッチングスピードは、ショットキーバリアダイオードより1桁も遅いそうである。

このため高速でスイッチングすると、ゲートの制御ではFETを瞬時にOFFすることができなくなり、FET本体はOFFでも、キャリア蓄積効果で内蔵ダイオードに逆電流が流れて、図10のように、ONしたFET<sub>1</sub>からOFFするはずのFET<sub>2</sub>に貫通電流が流れ、電源損失やFETの発熱が多くなる。

この内蔵ダイオードの遅さに起因する貫通電流を防ぐ手法としては、図11のように、逆起電力で内蔵ダイオードがONしないように逆流阻止ダイオードをFETと直列に入れ、かつ逆起電力による電流をバイパスするダイオードを並列接続する方式がある。ダイオードに高速なショットキーバリアダイオードを用いれば、スイッチング速度を速めることが可能だ。しかしこの手法では、直列ダイオードによる電圧ロスがあるので、効率が落ちるという問題がある。

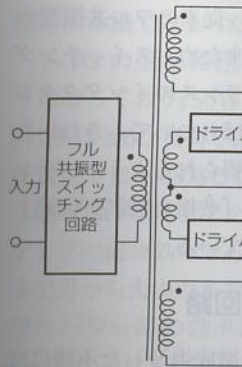
そこで本機では、蓄積するコイルとシリカダイオードを用いた策により、電力ロスを達成したとのこと。

### バイフェーズ回路

PWM信号は、パルス幅を表現する。その時間軸上の面積に比例しなければならぬ。

机上の理論では、区間に、パルス幅が4倍に、パルス幅が4倍になるが、実際は丸くなり、この波の時間幅と面積が同じになるので、歪みが発生する。スイッチング素子でPWM波形は、どうしても避けられない。とくに用いる大電流素子は流

そこで本機では、プ部から入力されたを、図13のように、が常に50%の2つの換し、PWM波の時、2信号の位相をずらそれからこの2出力に供給すれば、その力となるので、2信号あれば出力はゼロ、逆



【図15】 同期整流回路の原理図



そこで本機では、エネルギーを蓄積するコイルとショットキーバリアダイオードを用いたマル秘対策により、電力ロスのない高速化を達成したとのことである。

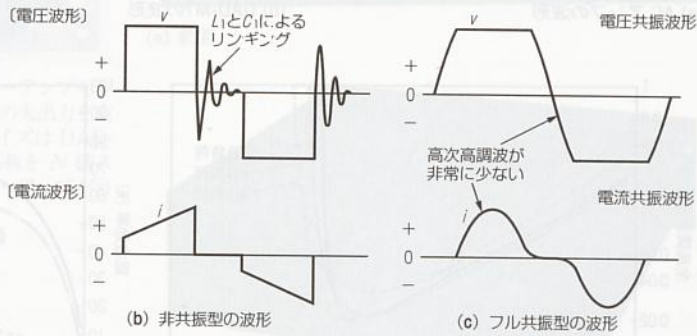
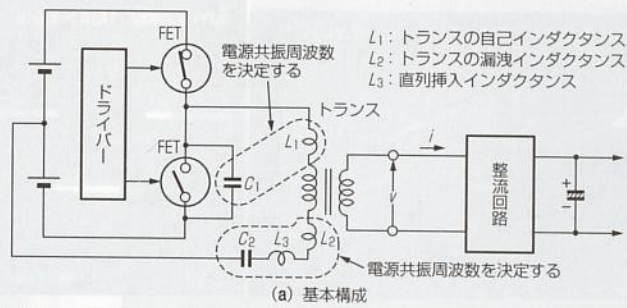
バイフェーズ回路方式

PWM 信号は、パルスの時間幅で信号振幅を表現するため、パルスの時間軸上の面積は、パルス幅に比例しなければならない。

机上の理論では、図12(a)のように、パルス幅が4倍になれば面積が4倍になるが、実際の波形は角が丸くなり、この波形なまりにより時間幅と面積とが比例しなくなるので、歪みが発生する。つまり、スイッチング素子で幅を変化したPWM波形は、どうしても歪みが避けられない。とくに、出力段に用いる大電流素子は波形なまりが大きいので、とりわけ問題だ。

そこで本機では、アナログアンプ部から入力されたPWM波形を、図13のように、デューティ比が常に50%の2つの方形波に変換し、PWM波の時間幅に応じて、2信号の位相をずらすのである。

それからこの2出力をスピーカーに供給すれば、その差成分が出力となるので、2信号が同位相であれば出力はゼロ、逆位相で最大



【図14】フル共振型スイッチング電源の原理図

となって、+B, 0, -B という3値のPWM波形が得られる。

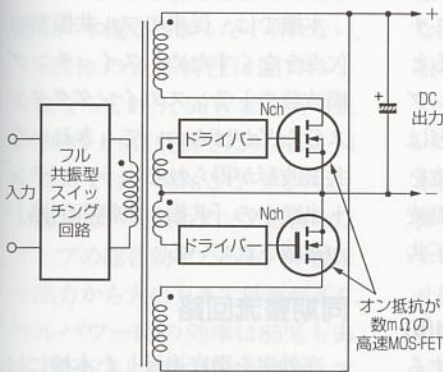
両出力波形は、常にデューティ比50%の方形波なので波形なまりの影響はなく、2波形の時間ずれを引き算して、結果的に大振幅のPWM信号を作り出しているのので、リアリティの優れたPWM出力が得られるというわけである。

フル共振型スイッチング電源

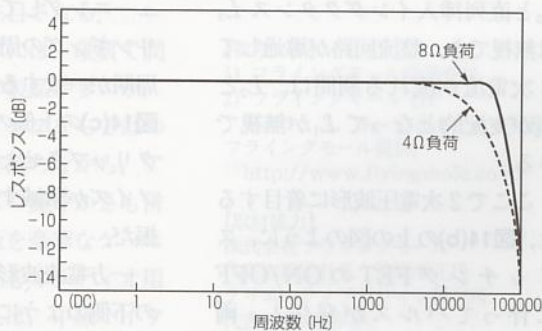
本機の電源回路には、電圧に起

因する静電的な輻射ノイズと、電流に起因した電磁的な輻射ノイズの双方を激減させた、フル共振型スイッチング電源が採用されている。

図14はその原理を説明した概念図である。まずスイッチング素子の負荷となるトランスに着目してみると、トランスには2次側を無負荷（つまり開放）にしたときに生じる自己インダクタンス（別名1次インダクタンス） $L_1$ と、2

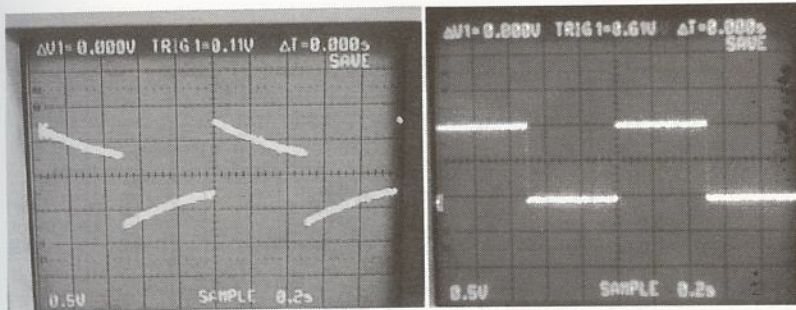


【図15】同期整流回路の原理図



【図16】DAD-M1の周波数特性



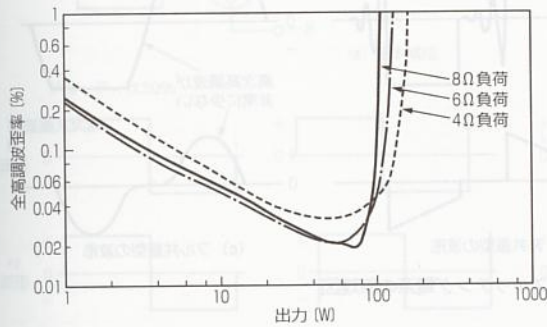


(a) ACアンプの波形

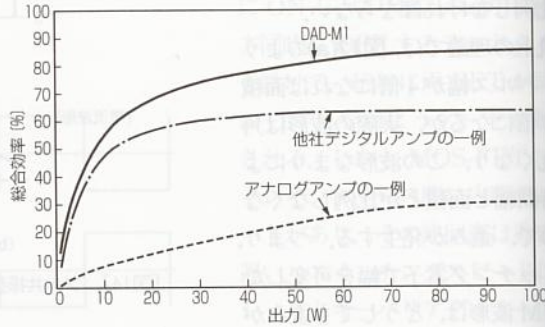
(b) DAD-M1の波形

ACアンプでは右下がりの崩れた波形になるが、DCまでフラットに増幅するDAD-M1は、1Hzの方形波もこのように忠実に再生できる(縦軸:0.5V/div, 横軸:0.2秒/div)

[写真9] 1Hz 方形波再生波形の比較



[図17] DAD-M1の出力対1kHzの歪率特性



[図18] 電源を含めたアンプ総合効率特性

次側をショートしたときに生じる漏洩インダクタンス  $L_2$  がある。便宜上、図ではこれらのインダクタンスをトランス1次巻線の外付けコイルとして描いてあるが、実際はトランス内に自然に発生するインダクタンス分で、目で見えないものだ。

これらのインダクタンスは、トランスに2次電流が流れない期間には、自己インダクタンス  $L_1$  が支配的となって漏洩インダクタンス  $L_2$  と直列挿入インダクタンス  $L_3$  は無視でき、整流回路が導通して2次電流が流れる期間は、 $L_2$  と  $L_3$  が支配的となって  $L_1$  が無視できる。

ここで2次電圧波形に着目すると、図14(b)の上の図のように、スイッチングFETのON/OFFに伴ってパルスが発生し、両FETが同時にOFFとなるデッ

ドタイム期間では、自己インダクタンス  $L_1$  とFETのドレイン・ソース間容量によるLC直列共振で、リングングが発生する。

通常のスイッチング電源は、このリングングを野放しにしているので、高周波の静電的な放射ノイズが盛大に出るのである。

そこで本機では、FETに外付けコンデンサーを並列接続して、 $L_1$  と  $C_1$  の共振周波数をスイッチング周波数である200kHzにチューニングしてある。こうするとリングングの周期とスイッチング周期が一致するため、電圧波形は図14(c)の上側のように、正弦波をクリップさせた形となり、高周波ノイズが激減する。これが電圧共振だ。

一方電流波形は、通常は図14(b)の下側のように電流が急変動する角張った波形になり、高周波の電

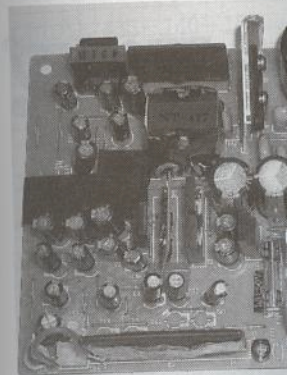
磁的な放射ノイズをまき散らす。

ところが、インダクタンス  $L_2$  と  $L_3$  の共振周波数が、スイッチング周波数と一致するコンデンサー  $C_2$  を1次巻線に直列挿入すると、共振で図14(c)のように正弦波っぽい電流波形になり、高周波成分が激減して、放射ノイズも大幅に減る。これが電流共振である。そして、電圧共振と電流共振を併用したものをフル共振型と呼ぶ。

本機では、従来のフル共振型の欠点をなくすため、スイッチング周波数やトランスのインダクタンス分などがばらついてきれいな共振波形が得られるよう、パテント出願中の「共振自動制御回路」が搭載されている。

### 同期整流回路

高効率を徹底追及した本機には、整流損失がダイオードよりも格段



企業向けに販売されている、電圧レギュレーション、約300gの軽さで、160W出力を実現。低コスト化のため片面基板M1の基板より若干大きくなっているが、タック接続して同期運転すれば可能だ。

[写真10] 160Wアンプ基板モジュール

に少ない、MOS-FETの電流回路が用いられている。

その構成は図15のようであり、FETにはオン抵抗が数mΩ、言い換えると、10A流したときに数mVの電圧ロスしか生じないMOS-FETが採用されている。その整流出力がフローティングとなり、図9に示した形状のデジタルアンプ出力段に供給される。

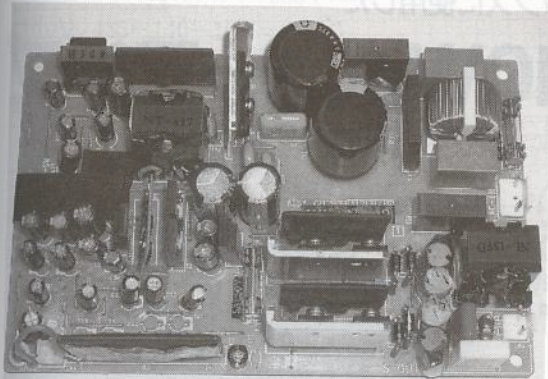
### 特性

図16はDAD-M1の周波数特性で、3dB落ち帯域は80Hzから20kHz、4Ω負荷で30kHzまで伸びている。低域はDCまで伸びているので、写真9の1Hz方形波も、本機ではまったく再生できる。

1kHzの歪率特性は図17のようになっている。50W出力時の8Ωと6Ω負荷では0.03%と非常に低い。

図18は、電源とアンプの総合効率である。小出力から大出力まで効率が落ちない。フルパワー時の効率は85%と非常に高い。ちなみに85%という数字は、アンプ部全体の効率93%と





企業向けに販売されている、電源内蔵デジタルパワーアンプモジュール。約300gの軽さで、160W/4Ω、100W/8Ωの大出力を実現。低コスト化のため片面基板で構成され、基板サイズはDAD-M1の基板より若干大きくなっている。なお、この基板をN個スタック接続して同期運転すれば、N倍の出力にパワーアップが可能だ。

【写真10】 160Wアンプ基板モジュール APS-M160 II

に少ない、MOS-FETの同期整流回路が用いられている。

その構成は図15のようになっており、FETにはオン抵抗が数mΩ、言い換えると、10A流しても数mVの電圧ロスしかない高速MOS-FETが採用されている。この整流出力がフローティング電源となり、図9に示した形で、デジタルアンプ出力段に供給される。

## 特性

図16はDAD-M1の周波数特性で、3dB落ち帯域は8Ω負荷で58kHz、4Ω負荷で30kHzとなっている。低域はDCまでフラットに伸びているので、写真9のように、ACアンプでは崩れる1Hzの方形波も、本機ではまったく崩れない。

1kHzの歪率特性は図17のようになっており、50W出力時の歪みが8Ωと6Ω負荷では0.02%、4Ω負荷では0.03%となっている。

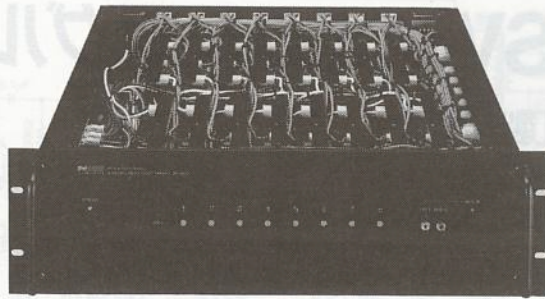
図18は、電源とアンプを含めたアンプの総合効率である。本機は小出力から大出力まで効率が高く、フルパワー時の効率は85%もある。ちなみに85%というのは、アンプ部全体の効率93%と、電源部

の効率92%を掛け合わせた値だ。

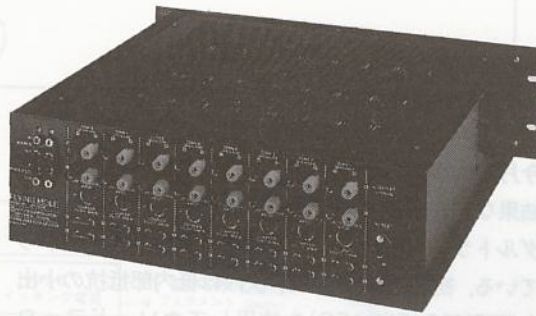
## まとめ

一口にデジタルアンプといってもいろいろあるが、DAD-M1は、これまでのデジタルアンプの問題点を徹底分析し、斬新かつ独創的な回路技術を満載して、それを克服している点が注目される。

デジタルアンプには、硬質で潤いの乏しい音質の製品が多いが、本機はデジタルアンプならではの押し出しの強さを持ちながら、アナログアンプっぽい艶やかさも併せ持つ。中の基板を豪華なケースに移し替え、部品をオーディオ用パーツに交換すれば、中級ハイファイコンポとして通用するだろう。



(a) 前面



(b) 背面

3U(高さ132mm)の19インチ標準ラックマウントケースに、160W/4Ωの電源内蔵デジタルアンプモジュールを16個も搭載した、総合出力2560W/4Ω、1600W/8Ωのパワーアンプ。1Uの19インチラックケースに、8チャンネル組み込んだカスタム製品もある。16個のアンプは2チャンネルひと組の8系統に別れており、リモコン端子に別売の赤外線リモコンを接続すれば、8系統が独立して、音量やON/OFFの遠隔操作できる。

【写真11】 16chデジタルパワーアンプ DPA-MZ16

フライングモールからは、OEM用の電源一体型デジタルアンプ基板モジュール APS-M160 II (写真10) や、16チャンネルのデジタルアンプ DPA-MZ16 (写真11) が商品化されており、ほかにもさまざまな商品が予定されている。

## 【参考文献】

- 1) フライングモール提供資料
  - 2) フライングモール HP
- 写真1, 2, 9, 11とタイトル写真はフライングモール提供  
<http://www.flyingmole.co.jp>

## 【取材協力】

株式会社フライングモール  
 代表取締役社長：笹原康正氏  
 クリエーティブデザイン研究所  
 代表：横山健司氏