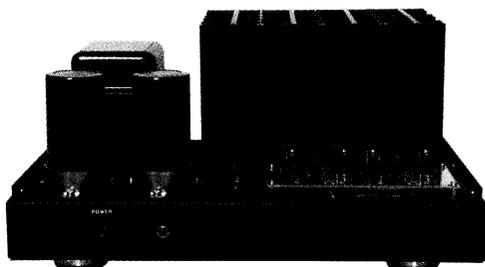


電圧ゲイン0dB 超A級20Wパワーアンプ [設計編]

柴田由喜雄 SHIBATA Yukio



本誌2017年6、7月号で製作した超A級パワーアンプは、リファレンス機ともなりうる無帰還低歪率パワーアンプであった。同年10、11月号ではMOS-FETコンプリメンタリーの対称性を改善するために同極性のMOS-FETを用いた非対称動作型出力パワーアンプを製作。前作超A級パワーアンプの出力段はコンプリメンタリー構成であったが、本機はバイポーラ対称動作型出力に変更したパワーアンプである。高域が抑えられて派手さは少なく、あらゆるジャンルの音楽をそつなくこなす音質である。



はじめに

本誌2017年6、7月号で超A級パワーアンプ(以下、前作超A級パワーアンプと呼ぶ)を製作した。それはリファレンス機ともなりうる無帰還低歪率パワーアンプであった。本機はその前作超A級パワーアンプのコンプリメンタリー出力段を、対称動作型出力に変更した電圧ゲイン0dBパワーアンプである。

前作超A級パワーアンプでは、図1(a)に示すように、低歪率化のために、NPNパワートランジスターのベースに歪み補正抵抗 R_{B1} (4.7Ω)を必要とした。これは、コンプリメンタリーNPN/PNPパワートランジスターの h_{FE} をある程度合わせても、超A級パワーアンプではもともと歪みレベルが低いので、NPN/PNPパワートランジスターの特性相違が顕在化してしまうことによる。 R_{B1} は、その微妙な特性相違を緩和するために入れた。

一方、本誌2017年10、11月号ではMOS-FETコンプリメンタリーの非対称性を改善するために同極性のMOS-FETを用いた対称動作型出力パワーアンプ(以下、MOS-FET対称動作型出力パワーアンプと呼ぶ)を製作した。

このアンプは、図1(b)に示すように、SEPP回路の+側にカレントミラー回路を設け、ドライブ電流 i_1 を電圧 v_1 に変えて、終段のパワーMOS-FETをドライブするものであった。

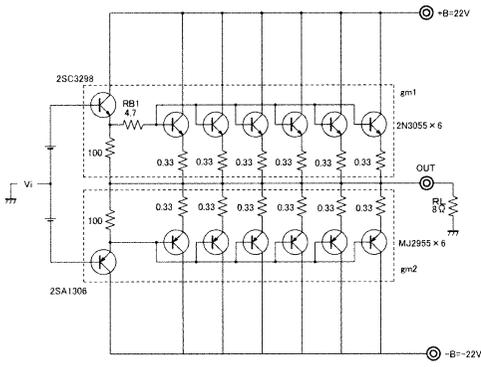
MOS-FET対称動作型出力は、SEPP回路+側の仮想 g_m (g_{m1})と-側の仮想 g_m (g_{m2})の対称性に優れ、とりわけ低アイドル電流で小出力時のAB級アンプの歪率特性を改善できた。しかし、その対称動作型出力の良好な対称性は、大アイドル電流のパワーアンプ、すなわち超A級パワーアンプでもその真価を発揮できる。

本機は、出力段をあらたにバイポーラートランジスター(BJT)

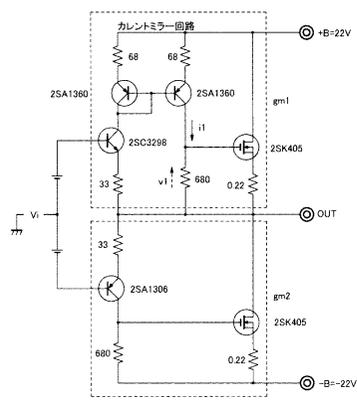
構成とした対称動作型出力(以下、BJT対称動作型出力と呼ぶ)の超A級パワーアンプである。BJT構成とした場合でも、良好な対称動作を得た。前作超A級パワーアンプのような無帰還アンプではないが、チューニングを要する上記歪み補正抵抗 R_{B1} が不要になった点は大きい。

BJT対称動作型出力の回路構成

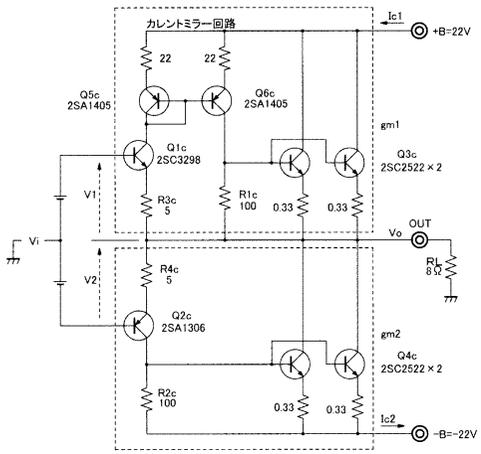
図1(c)にBJT対称動作型出力(実験回路)を示す。基本的にはインバーテッド2段ダーリントン出力部の+側を、カレントミラー回路+ NPNパワートランジスターに変更したSEPP回路である(-側でも構成可)。+側および-側、いずれのパワートランジスターも同極性であり、それらのパワートランジスターの特性を揃えることは、それほど困難ではないと思われ、昨今、困難となりつつある、特性の揃ったコンプリメンタリーパワートランジスターの入手



(a) 超A級コンプリメンタリー出力 (本誌2017年6月号)



(b) MOS-FET 対称動作型出力 (本誌2017年10月号)



(c) BJT 対称動作型出力 (本機)

【図1】SEPP 出力段方式 (実験回路)

からも開放される。

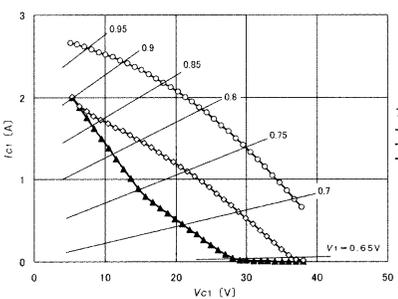
+側 に余分なカレントミラー回路が加わって異様に思われるか

もしれないが、良好な対称性を考慮すると、実用的かつシンプルなSEPP回路といえよう。

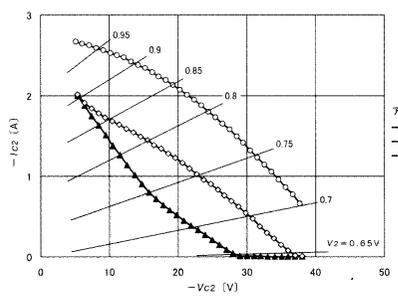
入力はコンプリメンタリートランジスタ Q_{1c} , Q_{2c} で受け、+側の Q_{1c} のコレクター電流を Q_{5c} , Q_{6c} からなるカレントミラー回路で反転し、パワートランジスタ Q_{3c} をドライブする。

+側において、 R_{1c} がいない場合の g_{m1} は、 $g_{m1max} \doteq (\text{パワートランジスタ } Q_{3c} \text{ の } h_{FE}) / (Q_{1c} \text{ の } r_e + R_{3c})$ と概算され、 $g_{m1max} \doteq 90 / (0.9 + 5) = 15[S]$ 程度である。実際の g_{m1} は R_{1c} があるので幾分か小さくなる。また、コレクター電流 I_c やコレクター電圧 V_{CE} によって h_{FE} が変わるので、 g_{m1} もそれらに従って変化する。

-側は、 R_{2c} がいない場合、 $g_{m2max} \doteq (\text{パワートランジスタ$



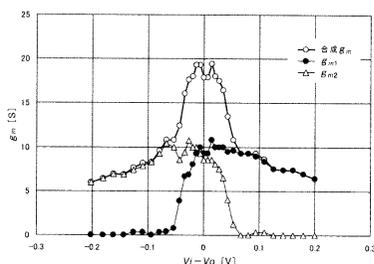
(a) g_{m1} 動作線



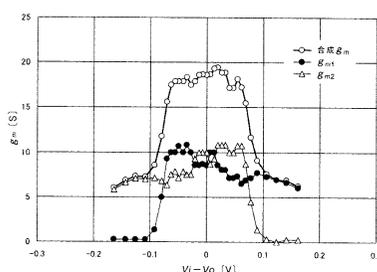
(b) g_{m2} 動作線

【図2】 g_m を測定した動作線

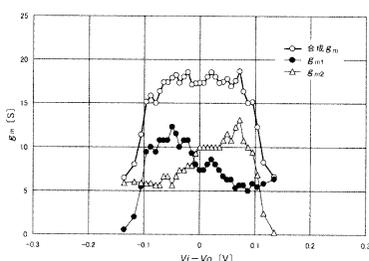
電圧ゲイン0dB 超A級20Wパワーアンプ



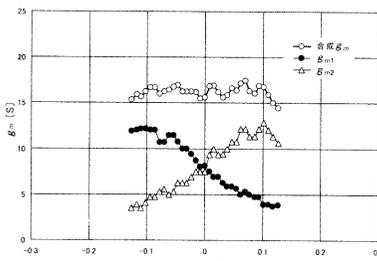
(a) アイドリング電流 = 0.4A (AB級)



(b) アイドリング電流 = 0.8A (AB級)



(c) アイドリング電流 = 1.1A (A級)



(d) アイドリング電流 = 1.5A (A級)

$-Q_{4c}$ の h_{FE}) / $(Q_{2c}$ の $r_e + R_{4c}$) と概算される。パワートランジスタに同極性の特性の揃ったものを使い、そして、 Q_{1c} と Q_{2c} のコンプリメンタリー特性がある程度揃っていれば、 g_{m1} と g_{m2} はほぼ対称になる。

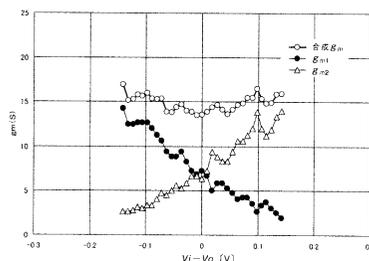
パワートランジスタ Q_{3c} と Q_{4c} はそれぞれ高いコレクター出力抵抗の Q_{6c} と Q_{2c} で駆動されるので、対称動作型出力の+側 Q_{3c} および-側 Q_{4c} の基本動作は、いずれも実質エミッター接地と考えることができる。

図 1 (c) の対称動作型出力の出力電圧 V_o は R_{3c} 、 R_{4c} を通じ Q_{1c} 、 Q_{2c} のエミッターにフィードバック (100%電圧帰還) され、入力電圧 V_i に従って、電圧ゲイン 0dB のアンプを構成する。それゆえ、本機の終段出力部は局部帰還がかかっており、無帰還ではない。

【図 3】 アイドリング電流値と g_m 変化

BJT 対称動作型出力の特性

図 1 (c) の実験回路について、その g_{m1} 、 g_{m2} を実測によって求め、合成 g_{m1} を算出した。測定は、入力 V_i に直流電圧を段階的に印加し、出力電圧 $V_o = -16V \sim +16V$ の範囲で I_{c1} 、 I_{c2} を測定することによって行った。電源 $\pm B = \pm 22V$ は定電圧電源より供給し、温度の影響を小さくするためにパワートランジスタを取り付けた放熱器をファンで強制空冷した。出力には負荷 R_L (8Ω) を付け、実動作線上で動作

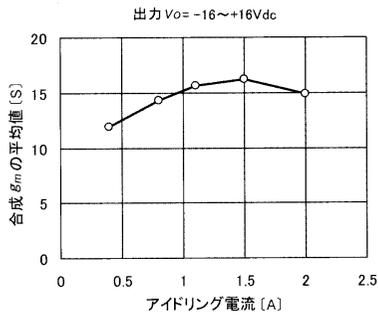


(e) アイドリング電流 = 2A (超A級)

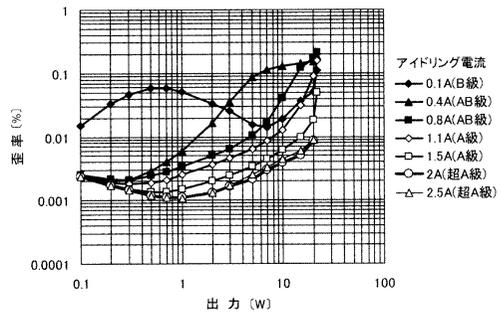
させている。

g_{m1} 、 g_{m2} を測定するときに、実動作線上ではなく $V_{CE} =$ 一定で行えば、前記 MOS-FET 対称動作型出力パワーアンプ製作記事での g_{m1} 、 g_{m2} 測定結果と類似した傾向になる。この方法は測定誤差が小さい。しかし、その場合 B 級あるいは AB 級では有用な所見が得られるものの、本機のような大アイドル電流のパワーアンプの場合には実動作との乖離が大きくなる。

図 2 に g_m を測定したいいくつかの動作線例を示す。 g_{m1} の測



【図4】 アイドリング電流と合成 g_m 平均値変化



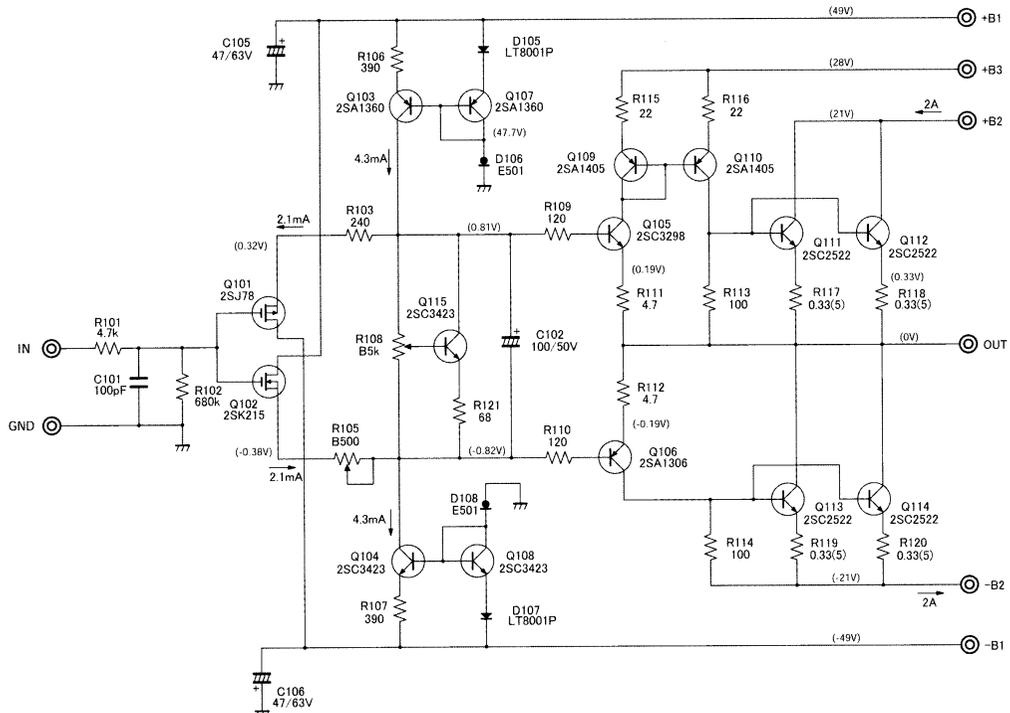
【図5】 アイドリング電流値と歪率変化 (実験回路)

定動作線 (図2 (a)) と g_{m2} の測定動作線 (図2 (b)) はほとんど相似である。コレクター電圧 V_{c1} 、 $-V_{c2}$ が22V 付近の I_{c1} 、 $-I_{c2}$ が $V_i=0V$ 時のアイドル電流値である。実際の測定では、さらに動作線の数を増やして測定した。

図3 にアイドル電流値を変えて測定した g_{m1} 、 g_{m2} と合成

g_m を示す。 $g_{m1} = \Delta I_{c1} / \Delta V_1$ 、 $g_{m2} = -\Delta I_{c2} / \Delta V_2$ 、合成 $g_m = g_{m1} + g_{m2}$ である。横軸の $(V_i - V_o)$ は $(V_1 - V_2) / 2 - V_M$ (V_M はオフセット電圧) より求めた。データ (プロット点) は、温度変化や測定誤差によってかなりばらついており、相当の誤差がある点はご了承願いたいただきたい。

たとえば、図3 (a) について見てみる。+側の g_{m1} は $(V_i - V_o) = -0.05V$ 以下ではカットオフ状態であり、 $(V_i - V_o)$ が $-0.05V$ 以上でONして、 $(V_i - V_o)$ の上昇とともに g_{m1} は0から急激に立ち上がる。 $(V_i - V_o) = 0V$ 付近で g_{m1} は極大となり、さらに $(V_i - V_o)$ が上昇すると、



【図6】 アンプ部回路

ほぼ1次直線の勾配で低下する傾向になる。この g_{m1} の変化は、図2(a)の0.4Aのカーブを V_1 の増大の方向にたどればおわかりになるであろう。-側の g_{m2} は、 $(V_i - V_o) = 0.05V$ 以上でカットオフとなり、 g_{m2} の変化は $(V_i - V_o) = 0V$ に対して、 g_{m1} とほぼ対称的なカーブになる。

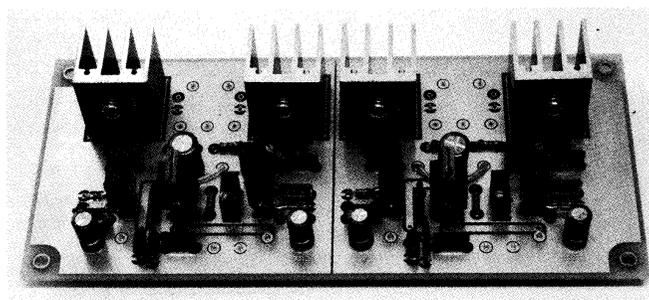
アイドリング電流が増すと、図3(b)以降のように、+側(g_{m1})がカットオフする($V_i - V_o$)が下がり、-側(g_{m2})がカットオフする($V_i - V_o$)が上がる。

図3(c)はA級20W動作であるが、測定範囲(16W相当範囲)でも合成 g_m がかまほこ状になっており、いまだアイドリング電流が不足することがわかる。超A級に近いアイドリング電流1.5Aでも合成 g_m がわずにかまほこ状になっている。そして、図3(d)の超A級動作では完全にかまほこ状から脱していることがわかる。ただし、アイドリング電流がさらに大きくなると、合成 g_m 平均値が下がる。アイドリング電流に対し、合成 g_m 平均値には極大値がある(図4)。

合成 g_m が $(V_i - V_o)$ に対してフラット(一定)であるほど、また、合成 g_m が大きいかほど歪率は下がると考えられるので、アイドリング電流が1.5~2A付近で歪率が最小になる動作点があると示唆される。

すでに、前作超A級パワーアンプの製作で超A級における低歪率の要因分析を行ったが、このように、対称性の優れた対称動作型出力の実現によって超A級動作がより明瞭になった。

図3のいずれも、 $(V_i - V_o) = 0V$ に対して、 g_{m1} と g_{m2} がほぼ対称なカーブになっており、ア



[写真1] パワーTrや温度補償Tr、カレントミラー回路を除く主要な増幅回路部はプリント基板にまとめた。「前作超A級パワーアンプ」の基板の一部パターンをカットして、ジャンパー線を設け、修正して流用している

イドリング電流値にかかわらず対称動作となっていることがわかる。

図1(c)の実験回路において、アイドリング電流値を変えたときの歪率変化を図5に示す。アイドリング電流値を増すにつれ歪率が下がり、アイドリング電流値が2A(超A級)で最小となる。アイドリング電流値が2A以上では合成 g_m の低下が大きくなるので歪率が低下しなくなると考えられる。図5では、アイドリング電流値と歪率のカーブが実にすなおに変化している。

本機の回路構成

図6にアンプ部の回路を示す。前記対称動作型出力部の前にコンプリメンタリーMOS-FETのソースフォロワーからなる入力バッファー回路を設けている。

この回路は、前作超A級パワーアンプあるいは前記MOS-FET対称動作型出力パワーアンプと基本的に同じ回路である。本機に接続するプリアンプ出力を高いインピーダンスで受け、対称動作型出力部を低インピーダンスで駆動するためにある。

これまでの電圧ゲイン0dBアンプの温度補償回路には、ダイオードを4個程度シリーズ接続

して用いていたが、本機の温度補償にはトランジスタ Q_{115} (2SC3423)を用いた。本機の場合、 Q_{105} と Q_{106} のベース間電圧が1.6V(ダイオード2.5個分相当)と小さく、シリーズ接続したダイオードのみでは数が足りず、十分な温度補償(温度係数確保)が困難と思ったからである。

ただ、トランジスタを用いると概して過補償になりがちで、電源ON時にアイドリング電流のオーバーシュートが発生するケースが多い。本機では温度補償の利きを少し弱くするために、 R_{121} (68 Ω)を Q_{115} のエミッターに入れてい(実機では配線途中に入れている)。

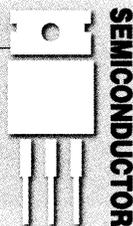
パワートランジスタ(2SC2522)には $f_T = 80MHz$ の高速タイプを用いた。確認はしていないが、同程度の容量($V_{CBO} = 150V$, $I_C = 12A$, $P_C = 120W$)のオーディオ用パワートランジスタであれば大抵のものが使えるであろう。

図7に全体回路を示す。入力バッファー用 $\pm B_1$ ($\pm 49V$)、終段パワートランジスタ用 $\pm B_2$ ($\pm 21V$)、対称動作型出力部カレントミラー回路用 B_3 (+28V)のいずれも整流直後から供給して

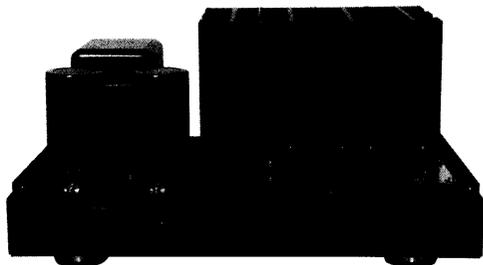
バイポーラートランジスタ対称動作型出力

電圧ゲイン0dB 超A級20Wパワーアンプ [製作編]

柴田由喜雄 SHIBATA Yukio



2017年10, 11月号に発表したパワーアンプは、MOS-FETコンプリメンタリー構成であったが、対称性を改善するために同極性のバイポーラーTrを用いた対称動作型出力パワーアンプが本機。増幅回路部は2017年6, 7月号のアンプに使用したプリント基板を一部修正して流用。出力段のアイドル電流は2Aと大きく、超A級により低歪率が得られている。周波数特性はDC~300kHz、ダンピングファクターは110~120。あらゆるジャンルの音楽をそつなくこなす、端正といってもよい音質を得た。



前号では合成 g_m と出力段のアイドル電流、超A級による歪率特性などについて解説した。本号では、製作について述べる。

製作

シャーシ加工

ケースはリードのMK-400(写真3。前号より連番)を用いた。本機は、かなりの発熱を伴うので、付属のボンネットは火傷を防止するために重宝する。MK-400はやや剛性が劣るが、きわめて加工しやすいシャーシである。

シャーシの孔加工は諸工具(たとえば写真4)が揃っていれば2, 3日程度で終わる。シャーシ加工



[写真3] ケースはリードのボンネット付きMK-400を使用

図を図8(前号より連番)に、写真5に加工・塗装後を示す。

プリント基板

アンプ部回路(前号図6)のパワートランジスタと、温度補償用トランジスタおよびカレントミラー回路を除いた部分はアンプ部プリント基板で配線した。用いたプリント基板は、前作超A級パワーアンプのプリント基板を流用した(前号写真1)。

プリント基板は若干の修正をしている。図9(部品面より見る)に修正箇所を示す。パターンの一部(R_{108} 相当部分)をカットし、ジャンパー線を設けている。



[写真4] シャーシ孔加工用諸工具。上: 左より電気ドリル2種、ジグソー、下: 左よりホールソー、メタルカッター、ハンドニブラ、リーマー3種、ボンチ、金エヤスリ4種

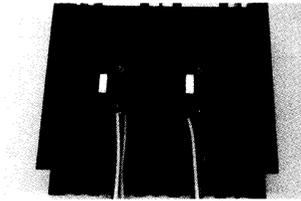
定電流回路の一部分(4か所)を基板の部品面側で配線している(写真6, 7参照)。 Q_{101} と Q_{102} は、 t 0.5mmの絶縁用ガラスエポキシ基板を挟んで、エポキシ接着剤で接着して熱結合している(写真8)。

カレントミラー回路の配線には、自作基板の余剰部分を利用して作った孔なしユニバーサル基板をカットして用いている。簡単な回路であるので、市販ユニバーサル基板を用いることができる。 Q_{109} と Q_{110} を重ねて小型放熱器にネジどめする。カレントミラー回路基板は、シャーシ内で上記アンプ

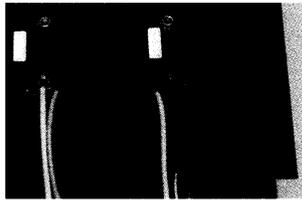


[写真5] 孔加工のあと、塗装を終えたシャーシ。右側の4つの四角い孔は大型放熱器の通気用、下は増幅回路部プリント基板用の孔

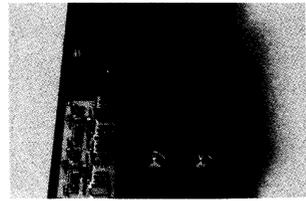
電圧ゲイン0dB 超A級20Wパワーアンプ



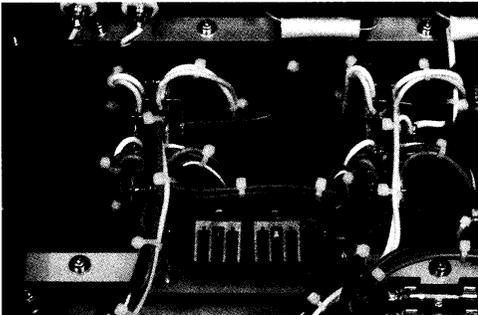
[写真9] 小型立てラグ板にパワートランジスタのエミッター抵抗を取り付ける



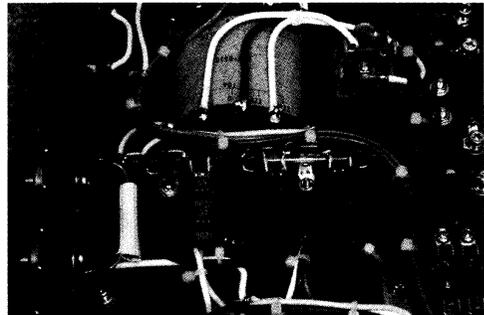
[写真10] 立てラグ板にLchとRchの温度補償用トランジスタQ115を取り付ける



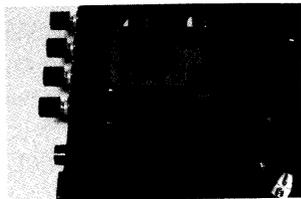
[写真11] 4つの大型放熱器に取り付けたパワートランジスタ



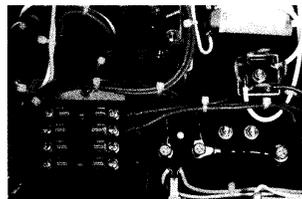
[写真12] パワートランジスタは立てラグ板で中継配線している。シャーシ下部でt3mmのアルミ角棒材を挟んでシャーシを補強



[写真13] 立てラグ板を利用して電源部の電解コンデンサーを配線し、シリコンゴムを介してシャーシに接着している



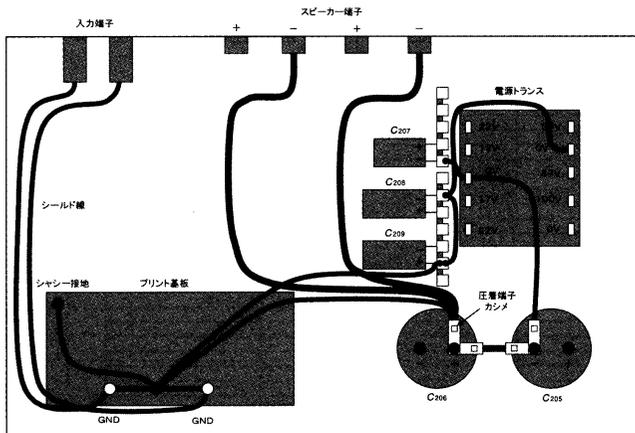
[写真14] 電源トランスの上部には、t0.5mmの鉛板を貼り付けて共振を防いでいる



[写真15] ±B₂平滑用電解コンデンサーとヒューズホルダーの配線は圧着カシメ端子を使用



[写真16] スピーカー端子も圧着カシメ端子を使用して配線



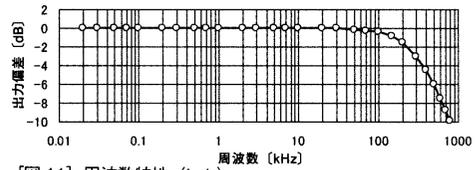
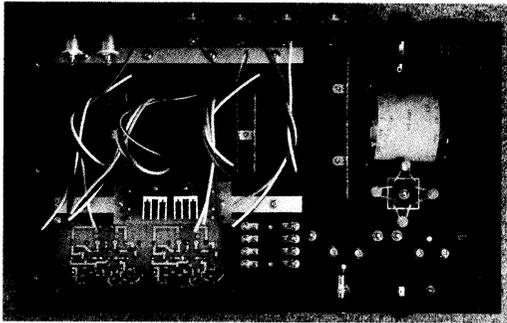
[図10] GND配線（シャーシ底部より見る）

した。

本機に用いた電源トランスは、余裕を持たせて電流量を大きくしたので、うなりがかなり少ない。それゆえ、かすかな化粧カバーの共振が気になるようになったので、トランス上部の化粧カバーにt0.5mm鉛板を貼り付けた（写真14）。ゴム板でも代替できる。

GND配線ほか

本機のGND配線を図10に示す。配線における重要な点は、±B₂整流回路部分のGND配線一部には大量のリップルやスパイク



【図11】周波数特性 (Lch)

ノイズが流れるので、そのGND配線と信号経路のGND配線を共有しないことである。リップルの多い大電流を扱う電源の配線では、十分に吟味してトライしないと最終的に残留ノイズ増大につながる。

±B₂ 整流用コンデンサの端子、±B₂ ヒューズホルダーの端子(写真15)、およびスピーカー端子(写真16)には圧着カシメ端子を用い、ネジどめする。

全体の途中配線状況は写真17、

配線後の状態は前号の写真2を参考にさせていただきたい。

本機の主な使用部品を表1に示す。

本機の特長

図11にLchの周波数特性を示す。Rchもほぼ同じである。DC～300kHz(−3dB)である。高域再生限界300kHzは、入力部に設けた高域フィルターの影響が大きい。現音楽ソースの最大帯

域を考慮すると、ほど良い帯域の広さであろう。

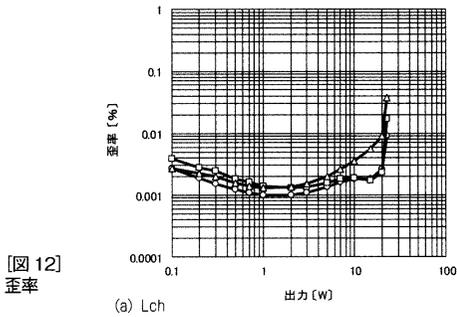
図12に歪率特性を示す。発信器と本機の間には低歪率のプリアンプを入れて測定した。出力1W以下の歪率上昇は、そのプリアンプの残留ノイズによるものである。最大出力は20W(1kHz)であり、0.006%以下(1kHz)というきわめて低い歪率になっている。観測された歪み波形からも、対称動作型出力の効果が確認された。最終的には、前作超A級パワーアンプ(1kHz、0.01%以下)よりさらに低い歪率のようだ。

図13にダンピングファクター

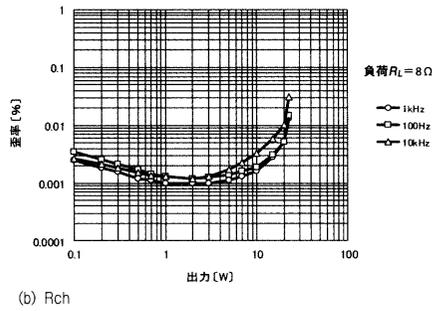
使用箇所	部品	記号	型番・値	個数	メーカー	備考	
アンプ部	抵抗	R101ほか	RP-24Cほか	28	ニッコンムほか		
		R105	B 500Ω	2	—	多回転半固定抵抗	
		R108	B 5kΩ	2	—	多回転半固定抵抗	
		R117~R120	0.33Ω 5W, MPC74	8	福島双羽電機		
		C101	100pF	2	—	テップドマイカ	
	コンデンサー	C102	100μF/50V	2	—	電解コンデンサー	
		C105, C106	47μF/63V	4	—	電解コンデンサー	
	トランジスタ	Q101	2SJ78	2	日立		
		Q102	2SK215	2	日立		
		Q103, Q107	2SA1360	4	東芝		
		Q104, Q108, Q115	2SC3423	6	東芝		
		Q105	2SC3298	2	東芝		
		Q106	2SA1306	2	東芝		
		Q109, Q110	2SA1405	4	(サンヨー)		
		Q111~Q114	2SC2522	8	富士通		
		ダイオード	D105, D107	LT8001P	4	シャープ	赤色LED
			D106, D108	E-501	4	セメテック	
	小型放熱器	—	20×20×25mm	6	—		
	パワー放熱器	—	TE-1314-A2	4	—		
	プリント基板(アンプ)	—	72×162mm	1	—	注文製作品(超A級20W用)	
プリント基板(カレントミラー)	—	—	1	—	自作		
ピン端子	—	SST-2-1	20	サンハヤト	ジャンク用チェック端子		
電源部、他	コンデンサー	C201~C204	0.01μF/1000V	4	村田製作所	セラミック	
		C205, C206	47000μF/35V	2	—	電解コンデンサー	
		C207	2200μF/50V	1	—	電解コンデンサー	
		C208, C209	3300μF/63V	2	—	電解コンデンサー	
	ダイオード	D201	KBPC3510	1	—	ブリッジ	
		D202~D207	31DF2	6	日本インター		
	抵抗	R201, R202	8.2Ω/3W	2	—	鍍金金属皮膜	
	コンデンサー	C210, C211	0.1μF/125V	2	—	フィルム	
	電源トランス	—	O-BS1500	1	春日無線変圧器	注文製作品(H28-05301)	
	電源スイッチ	—	—	1	—	125V/10A	
	電源ランプ	—	サトーパーツ	1	—	100V	
	電源ヒューズホルダー	—	サトーパーツ	1	—	250V/10A	
	100Vインレット	—	3P	1	—	250V/10A	
	ヒューズホルダー	—	サトーパーツ	1	—	±B2用	
	小型立てラック板	—	1L2P	8	—		
立てラック板	—	1L4P	1	—			
立てラック板	—	1L6P	5	—			
シャープ	—	MK-400	1	リード			
アルミ角棒材	—	t3×15×215mm	2	—			
六角スベア	—	M3-10mm	6	—			
入力配線	—	2965	1	モガミ電線	シールド線		
入力端子	—	ON-24	2	音	RCA		
出力端子	—	SP-20	2	アムトランス			

【表1】使用部品表

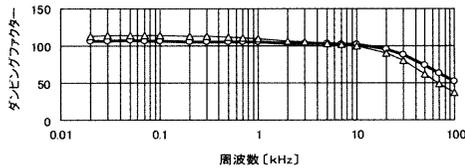
電圧ゲイン0dB 超A級20Wパワーアンプ



【図12】歪率



(b) Rch



【図13】ダンピングファクター特性



【写真18】リア側にはRCA入力ピンジャック、出力ターミナル、ヒューズホルダー、ACコネクターを配置

を示す。電流注入法によって測定した、注入電流が1W相当時の値で、およそ110～120である。前記実験回路での合成 g_m 測定値(前号図3(e))がおよそ14～15Sであるので、その合成 g_m より求めると、ダンピングファクター $DF = 8 \times$ 合成 $g_m = 112 \sim 120$ で、近い値になっている。

図14にLchの電源ON後のアイドル電流変化例を示す。Rchもほぼ同じである。5分程度で設定値(2A)付近に達する。本機では、前述のように R_{121} (前号図6)によって、電源ON直後のアイドル電流のオーバーシュートを緩和しているが、 R_{121} がない場合は数～10%のオーバーシュートが発生する。

時間が経過した時点でのパワー

トランジスタの放熱器はかなり熱くなる。アンプのシャーシ底部からボンネット上部への通風を著しく害すると、過熱につながるの注意が必要である。

図15に電源ON後の出力オフセット変化例を示す。LchとRchで若干傾向が異なるが、20分程度で安定する。電源ON時のポップノイズはきわめて小さい。上記図14と図15は調整直後の測定例であり、雰囲気状態によって幾分変わるであろう。

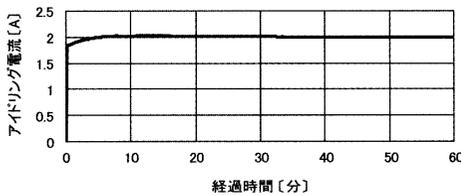
写真18はリア側の入力、出力端子などのようすである。

終わりに

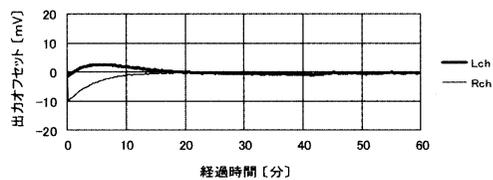
本機の音質は、前記MOS-FET対称動作型出力パワーアンプ(本誌2017年10、11月号)

にかなり近いと感じた。そのパワーアンプほどではないが、高域が抑えられて派手さは少ない。あらゆるジャンルの音楽をそつなくこなす、端正といってもよい音質である。

本稿の対称動作型出力は、カレントミラー回路を用いているとはいえ、その入力部は依然コンプリメンタリートランジスタ Q_{1c}/Q_{2c} (前号図1(c))である。したがって、優れた対称性のほかに、パワートランジスタの温度補償が従来のコンプリメンタリパワーアンプの延長線上で容易に設計できるということが、もう1つのメリットになりうるであろう。



【図14】アイドル電流測定例



【図15】出力オフセット測定例