

出力トランス・レスなる独創的な新回路出現!!

クロス・シャントPP回路を使った

A
カットは試作
第2号アンプ
▼

6A3BPPと6AR6PPの試作

試 作1号の、出力トランスレス・アンプは、6A3BのAB₁PPを、クロス・シャント型にしたもので、出力トランス・レス用のSPも8インチ・フリー・エッジの自作品である。このアンプが働いたとき、超低音域をカバーする広帯域性、歪の少いこと、さらに過渡特性のよいことなどは、期待以上であった。しかし、ボイス・コイルのインピーダンスの関係で、最高音部に問題がのこされた。

次に作った、第2号アンプは、特別な高音専用SP(トゥイーター)を用いて、出力トランス・レスの真価を發揮

する Hi-Fi アンプとなった。

ここに発表するクロス・シャント回路によれば、マッチング・インビーダンスを従来の

PP回路の1/4にできるし、先に紹介されたシングル・エンデッドPPより、取扱いが相当楽になる。そこでは、まず新出力回路の原理と、実際の取扱い方をのべ、実例として、自作の出力トランス・レス・アンプ2台をご紹介し、出力トランス・レスとしたときの諸問題の解決方法(特にスピーカー)を記した。

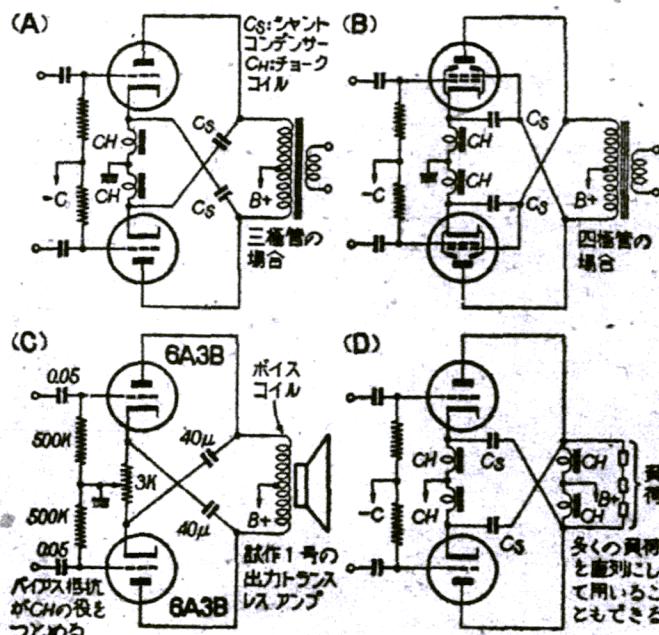
1. クロス・シャント PP とは

クロス・シャントPPは、シングル・エンデッドPPと同じように、低マッチング・インピーダンスを目的として筆者が考案した回路である。

第1図を見ればわかるように、各出力管のカソードと、反対側の出力管のプレートとを、おののおの大容量のコンデンサーで結び、その間に負荷が入っているところから、クロス・シャントPP(交叉接続PP)と命名したが、出力管カソードは出力端子となるので、クロス・シャント型カソード・フォロアードといつてもよい。

第2図に各種出力段の等価回路を示す。新出力回路クロス・シャントPPを(D)について説明する。

(A)のシングル出力回路の負荷を、カソード側とブ



----- 第1図 各種クロス・シャント PP 回路 -----

レート側に、 $R_L/2$ つつに等分し、2つの出力管を逆相に励振してやると、 P_1 と C_1 および P_2 と C_2 の電位が同相となるから、これをショートした形で、等価回路の内部抵抗は $r_p/2$ IC、負荷抵抗は $(R_L/4) + (R_L/4) = 2$ となる。

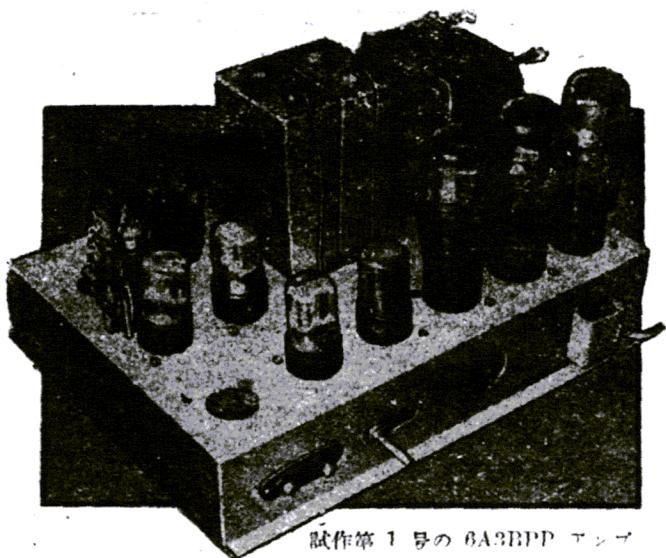
つまり (B) の普通の PP 回路は、(A) のシングル出力回路を 2 個直列にした形であるのに対し、(C)(D) の回路は共に (A) を 2 個並列にした形となっている。したがって (C), (D) では、内部抵抗および負荷抵抗が (B) の普通の PP の 1/4 になる。

(B) の回路は等価的には (A) の直列であるが、各出力管を流れる出力電流は、出力トランジスト中で合成されて始めて完全な波形になるのであって、特に AB_1 とした場合にスイッチング・トランジエントを起すおそれがある。(C)(D) の方式によれば、負荷に流れる出力電流は、すでに合成された完全な波形となっていて、スイッチング・トランジエントの心配は皆無である。

ここまで (C) と (D) に異なるところはないが、実際に励振させる方法が問題である。(C) では V_1 は完全なカソード・フォロアーモードとして働き、 V_2 は普通の出力回路となっているから、励振電圧と出力インピーダンスとは、ともにはなはだしく不平衝になってしまふ。(D) のクロス・シャント PP によれば、 V_1 , V_2 ともにセミカソード・フォロアーモードとなり、完全に平衡した PP となっていて、(C) の V_1 に要する励振電圧より低い励振電圧を与えるべき。したがって、クロス・シャント PP は、シングル・エンデッド PP より扱いが相当楽になり、カソード・ヒーター間にかかる電圧も少くてすむ。第2図の (C)(D) の等価回路は、カソード・フォロアーモードということを便宜上考慮していない。

一般に、出力管の増幅率を μ 、内部抵抗を r_p 、最適負荷を R_0 とし、負饋還率を β とすると、出力端子から見た出力管の等価内部抵抗（出力シンピーダンス）は、 $\mu r_p/(1+\mu\beta)$ に減少し、最適負荷 R_0 および無歪最大出力は、 $\beta=0$ のときと変りないが、励振電圧は $\beta=0$ のときの $1+(\mu\beta R_0/r_p+R_0)$ 倍にしなくてはならない。

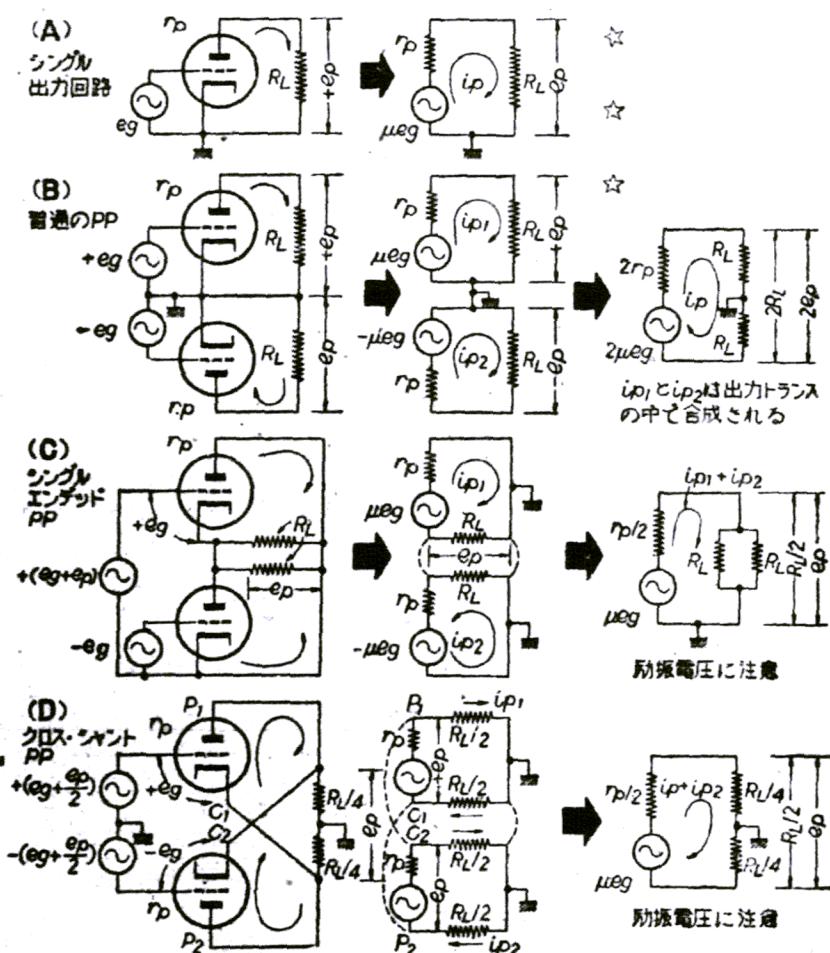
カソード・フォロアーモードでは $\beta=1$ 、シャント・クロス型では $\beta=0.5$ となるから、出力インピーダンスとなる等価内部抵抗は相当に低くなり、高調波含有率の小さい、SP に電気的制動のよくかかる



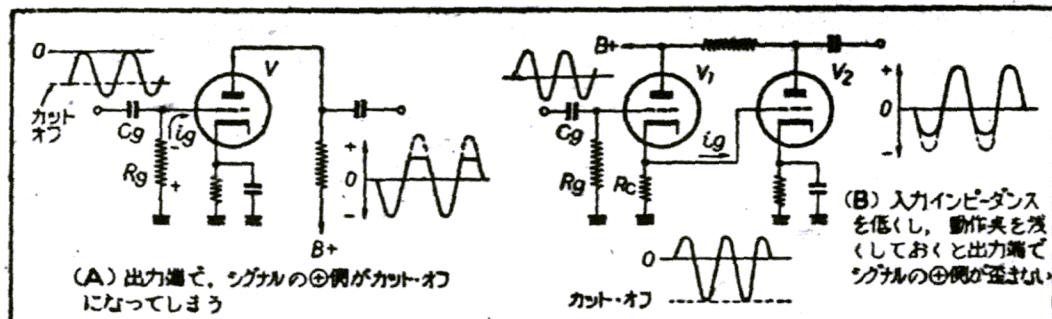
試作第 1 号の 6A3BPP アンプ

出力回路となる。

クロス・シャント型では、結局、等価内部抵抗は $r_p/2$ より更に低い値 $r_p/(2+\mu)$ となる。実際に計算してみると、ビーム管や五極管は三極管接続にしてもしなくても、



----- 第 2 図 各種出力回路の等価回路 -----



等価内部抵抗の値に大した違はない。

2. 実際の動作方法

第1図はクロス・シャントPPの実例である。プレート、プレート間の負荷インピーダンスを Z_m とすると、最低音部で、チョーク・コイルCHのリアクタンスを $2/3 Z_m$ 以上に、シャント・コンデンサー C_s のリアクタンスを $Z_m/10$ くらいに選ぶ。(B)はビーム管をそのままで用いる場合で、スクリーン・グリッドの電位を適当に接続しかえれば、三極管としても、アルトラ・リニア型としても、用いられる。また、(D)のような使い方もできる。(C)は出力トランスレス・アンプとして試作した回路であるが、2A3や6A3BをAB₁PPとするとき、自己バイアス抵抗が $1/2(Z_m)$ より相当大きくなるので、CHをこれで省略することができる。 C_s としては、 $40\mu F$ 程度で使えるが、 C_s は充電コンデンサーとしても働き、B電源の出力端インピーダンスを決定するのだから、大きい程よい。(A)(B)の場合、出力トランスとCHの位置を逆にしても同じことである。

第1表にこの回路を使って出力トランス・レスとするのに適当な真空管を選んで、その動作規格を示した。 C_s とCHの値は、最低周波数を25c/sとして求めたのであるが、出力トランス・レスの場合は、そこで遮断特性とはならず、低域に漸減する特性となる。

第1表によれば、励振電圧として普通AB₁PPの2倍～5倍の電圧が必要となり、この電圧は特別な方法で得なければならない。次項にその方法を述べる。

バイアス電圧は普通のPPと

▲
第1表—各種出力管のクロス・シャントにおける動作規格
▽

出力トランス・レスに適当な出力管	2A3	6A3B	6AS7	6L6 (807)	6Y6	6BG6	50L6 (3065)
最適負荷抵抗($\frac{V}{2}$)	800Ω	1000Ω	280Ω	1650Ω	1200Ω	320Ω	800Ω
内部抵抗(1球)	800Ω	1000Ω	280Ω	330Ω	180Ω	10kΩ	12kΩ
電源電圧	300V	300V	250V	360V	200V	200V	110V
最大出力	15W/10W	15W/10W	13W	25.5W	14W	18W	5W
最大励振電圧(尖端値)	125V	130V	155V	170V	107V	65V	54V
C_s (最小値)	$40\mu F$	$40\mu F$	$100\mu F$	$30\mu F$	$40\mu F$	$100\mu F$	$40\mu F$
CH (最小値)	5H	5H	3H	10H	7H	3H	5H
バイアス抵抗(1球)	1.5kΩ	1.5kΩ		500Ω	420Ω		280Ω

同じ値でよい。

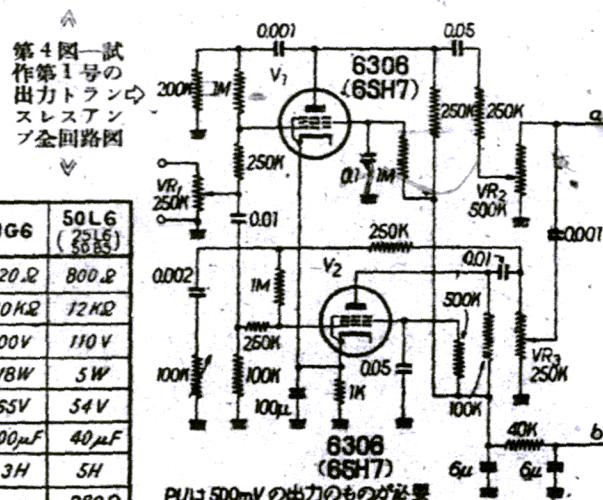
一般に、A₁PPよりAB₁PPの方が、負荷抵抗を小さく出来るし、出力も大きい。筆者は6A3Bで成功したのだから、6Y6Gや50L6GTなどでも十分出力トランスレスを作ることができる。また、最近テレビの水平偏向出力用として、いろいろの新形管が出現しているが、これらはいずれも負荷抵抗を相当小さくとれるので都合がよい。試作2号の6AR6Gもこの種の球である。一般に内部抵抗や負荷抵抗の低い球は、プレート電流が大きい。

3. ドライバ回路

第2図に電圧增幅管が普通の使用状態で、どの位の無歪最大出力電圧を出せるか示した。注目すべきは、6SN7よりも76や6N7の方が、大きな電圧が得られる。また、五極管の方が三極管より最大出力電圧が大きいが、高調波含有率も大きい。

B電圧を増せば、それに比例して最大出力電圧も増すが、これだけでは、2A3、6A3Bを振らせるには、500Vも掛けねばならなくなる。試作1号アンプでは、一応B電圧はできるだけ高くし、それ以上の励振電圧は次のようにして得た。

出力段がAB₁PPとして動作する場合、最大出力附近では、励振電圧として有効なのは田の半サイクルであって、 \ominus 側の尖頭部は出力管のカットオフとなるから、歪んでいても構わない。これを励振管のグリッドについて考える



▲
第2表 抵抗結合電圧増幅管の普通使用状態をじめす。
▼

電圧増幅管	6SH7	6J7	6SJ7	76	6N7	6C8	6C5	12AU7 (6C4)	6SL7	6SN7 (6J5, 6J8)
E_B (V)	300	300	300	300	300	300	300	300	300	300
A_V (μ Ω)	0.22	0.25	0.25	0.1	0.25	0.25	0.1	0.1	0.22	0.1
出力電圧(ビーフ)	122	110	98	104	100	90	88	80	77	64
利得(倍)	262	185	185	10	24	27	13	12	48	14
R_C (μ Ω)	1.1	1.3	1.0	7.5	(4)	7	6	4	3.7	2.7

と、位相反転して、 \oplus 側の尖頭部は歪んでもよいが、 \ominus 側の尖頭部は無歪でなければいけない。

第3回 A の普通の電圧増幅回路で、規格以上の出力電圧を得ようとして、過大な入力を与えると、入力信号の \oplus 側の尖頭部でグリッド電流が流れ、 C_g を充電してバイアスを深くするから、肝心な \ominus 側尖頭部がカット・オフ以下になり、大きく歪んでしまう。第3回 B の回路によれば、問題は解決する。あらかじめ、 V_2 のバイアスを普通の場合より相当浅くしておく、入力信号は V_1 のカレード・フォロワーを通じて、 V_2 グリッドにたっするから、 V_2 の電流が流れても、バイアスを変動させることはなく、 \ominus 側半サイクルを規格以上の電圧まで、無歪増幅し、出力管グリッドに \oplus 側半サイクルは完全で、 \ominus 側尖頭部に歪のある信号を与える。

この方法によれば規格の 1.6 倍位の最大出力電圧が得られる。試作 2 号アンプでは、6AR6 は 6A3B 程の励振電圧を必要としないから、最大出力電圧の大きい 6N7 を用いて、簡単にドライブさせた。

4. 試作アンプ

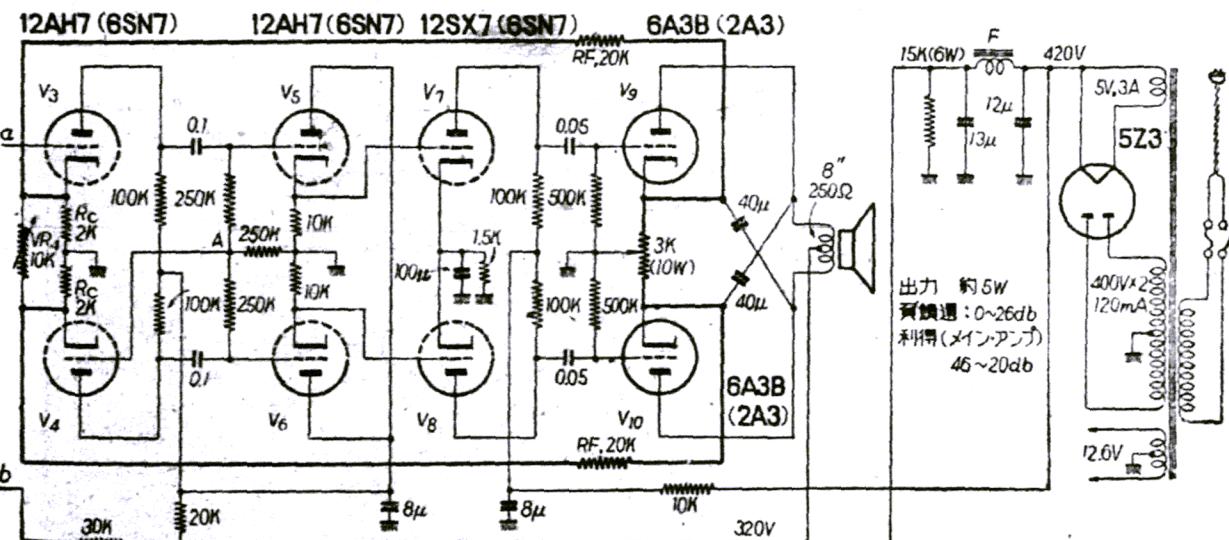
第4回は試作 1 号アンプの全回路図である。このプリ・アンプは、6306 (6SH7 × 2) による低音・高音分離増幅型であるが、27 年 6 月号と大体同一の回路だから説明は略す。筆者がこの回路を愛用するのは、音域の変化範囲を甚だ広くできるからで、この部分は特にコンパクトに組み、できるだけ、シールド線を用いないようにする。

メイン・アンプは、前述のクロス・シャント AB₁PP 回路と励振回路に、自働平衡型位相変換回路を加えた 4 段増幅(実質的には 3 段増幅)であるが、出力段の μ は 1 以下であるから、増幅度は小さい。負饋還(NF)は出力管カソードから、位相変換管カソードへ、 R_F および R_C 、 VR_4 のブリーダーで、全段間を対称的にカバーしている。

そのとき、ブリ・アンプからの入力信号は、 V_3 で増幅され A 点に分圧され、 V_3 、 V_4 のプレート出力電圧が自働的に平衡する一方、NF の入力が V_3 、 V_4 のカソードに入ると、両者は全く同一増幅度をもっているから、A 点には NF 電圧が現われることはなく、 V_3 、 V_4 は位相変換を満足に行う。この位相変換回路は、ウイリアムソン・アンプに採用されている回路でもよいが、NF は片側だけとなり、B 電源のハムが注入されるから、多量の NF は掛けられないし、SP の電気的制動の忠実さが減ずる心配がある。その点この回路では、電源のハムが V_3 、 V_4 に同相で入るから、ある程度打消され、多量の NF を可能にしする。

ウイリアムソン・アンプをはじめ最近の Hi-Fi アンプでは、歪率特性や過渡特性をよくするために、多量の NF をかけている。その結果、出力トランジスタの位相推移により、超高音で発振しないよう、超可聴音域まで特性をフラットにすることを要求されている。出力トランジス・アンプでは、それ程神経質にならなくても、多量の NF を簡単に掛けられるわけである。

試作 1 号のメイン・アンプは、 VR_4 で NF の量を 0db ~26db 変化でき、その利得は 46db~20db (入力電圧:



ボイス・コイル	A	B	C
試作1号アンプ用 ワーファートライスター	2号アンプ ワーファー	2号アンプ トライスター	
$R_{oc} (\Omega)$	260	540Ω	320
R_m (計算値) Ω	19.5		
R (Ω)	480×2	500×2	420×2
D (cm)	2.6	5.1	2.0
L (cm)	1.3	1.4	0.7
d (cm)	0.7	0.7	0.6
t (mm)	約1	約1.5	約1
線径 (mm)	0.08	0.08	0.06
m_y (g)	3.0	5.5	1.5
L_y (mH)	20	70	17/約5
層数	8	8	8
短絡2次コヒ	ナシ	ナシ	ナシ アリ

第3表—ボイス・コイルのデータ

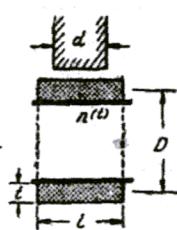
0.8V~1.6V)で、出力は約5Wである。

試作2号アンプは、第5図に示すように、試作1号にプリ・アンプをさらに一段増し、ドライバ回路を簡単にした以外、試作1号と大差ないが、12AH7をハイムの6SL7に、ドライバーを6N7にしたから、メイン・アンプの利得は、最大61dbとなり、NFも大きくして最大30.5dbかかり、そのときの利得は30dbである。

しかし、30dbもNFをかけると、電源のハムが出るから、電源をよくしなければいけない。出力は7~8Wくらいまでは無歪である。低音・高音の分離は次項でのべる。

最大出力時における、メイン・アンプの入力電圧 e_{in} は、NF: 0dbの時 e_{in} : 0.5V, NF: 30dbの時 e_{in} : 10Vくらいであるから、このプリ・アンプを用いるとNF最大のときでも、50mVくらいの出力電圧のPUが使える。

第1表に示した最適負荷抵抗にマッチしているときの最



• 2号アンプのワーファーのヨークはトランペットSPの改造

大出力は、試作1号では10W余、試作2号では15W以上であるが、SPのボイス・コイルのインピーダンスが、260Ω~430Ωなので、最大励振のとき前述の出出しが得られなかった。

負荷が最適負荷の半分以下では、最大出力は負荷の大きさに略比例すると考えてよく、最大励振電圧の範囲内では、負荷が最適値より少くとも、歪がそんなに増すものではない。したがって、インピーダンス・マッチングが不完全だといつても、能率が下ること以外には、心配する程のことはない。

第4表

線径	Ω/m	g/m
0.1	2.26	0.070
0.08	3.54	0.045
0.06	6.3	0.025

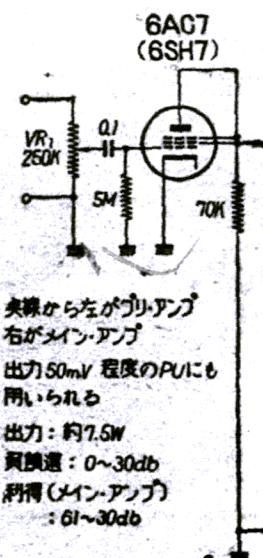
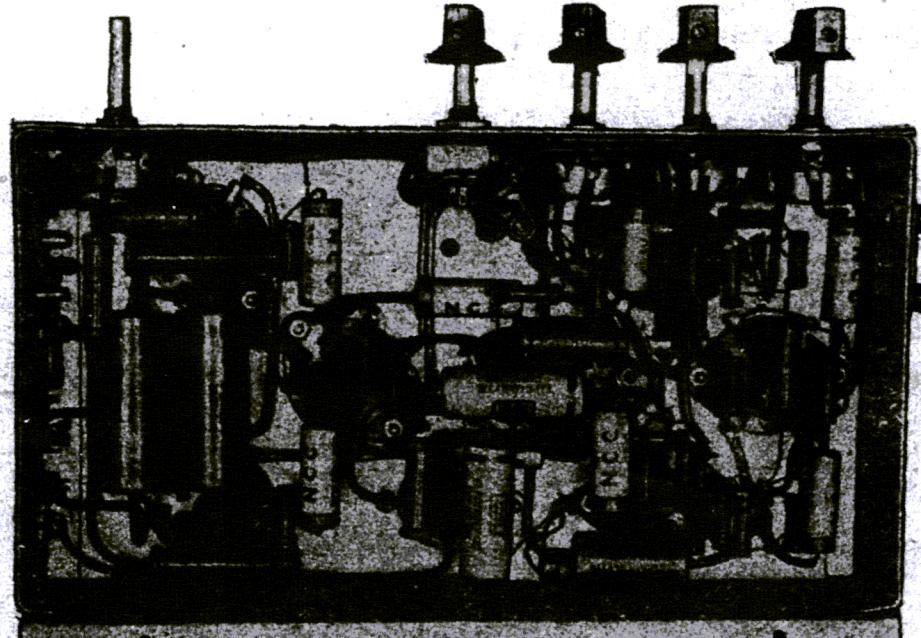
5. スピーカーの製作

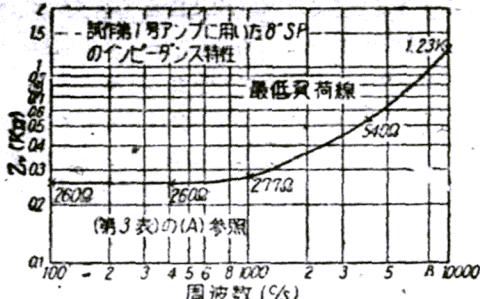
出力トランスレス用のSPは、自作しなければならない。出力トランス・レス用のSPが普通のSPとちがうところはムービング・コイルだけである。しかし、クロス・シャントPPにしてもシングル・エンディッドPPにしても、普通のボイス・コイルのインピーダンス Z_o (数Ω~十数Ω)の100倍くらいの超ハイ・インピーダンスにしなければ、最適負荷にマッチさせることはできない。一方、われわれの手では、現在のところ400Ω~500Ωくらいが限度であるから、最適負荷の1/2~1/5になることを覚悟してからなければならない。

第4図、第5図の試作アンプの場合、ボイス・コイルに中間タップをつける必要がある。これは一見大変面倒なことのよう

第5図—試作第2号
出力トランス・レス・
アンプ全回路図

★試作第2号の出力トランス・レス・アンプ





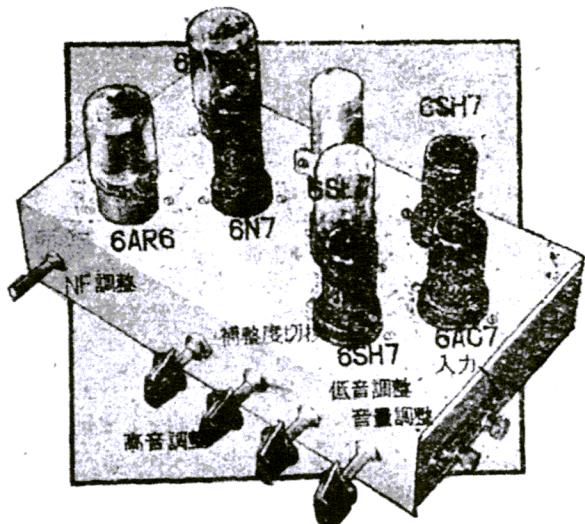
だが、多層巻にするのだから容易にできる。

第3表に自作SPのボイス・コイルのデーターを示す。(A)は、試作1号アンプ用で8インチ、(B)は試作1号アンプのウーファーで12インチ、(C)は同じくトゥイーターで6.5インチである。

ボイス・エイルの製作にあたり、その質量 m を増加させないようにして、巻数 n をふやすと、直流抵抗 r_{DC} と等価機械抵抗 r_m とは、全線長 l の 2 乗すなわち n^2 に比例するが、コイルのインダクタンス L_e も n^2 に比例する。したがって、 $r_m/(r_m+r_{DC})$ できるSPの能率は、 n^2 に無関係となる。

問題は L_e の値で、第3表Aの場合 20mH という大きさであって、このリアクタンス分が Z_0 に相当きいてきて、第6図のような特性になる。これでは、10,000c/s以上で、能率が相当低下してしまう。しかし、この L_e の影響は、出力トランジスタ特有のものではない。普通のボイス・コイルの微小なインダクタンスでも、出力トランジストのインピーダンス比で一次側に等價すれば、同様に大きな値となるのだが、出力トランジストの漏洩インダクタンスなどの方が大きく響くので、さらに悪い特性となる。これを

▲
第6図
ボイスコ
イルのイ
ンピーダ
ンス特性
▼

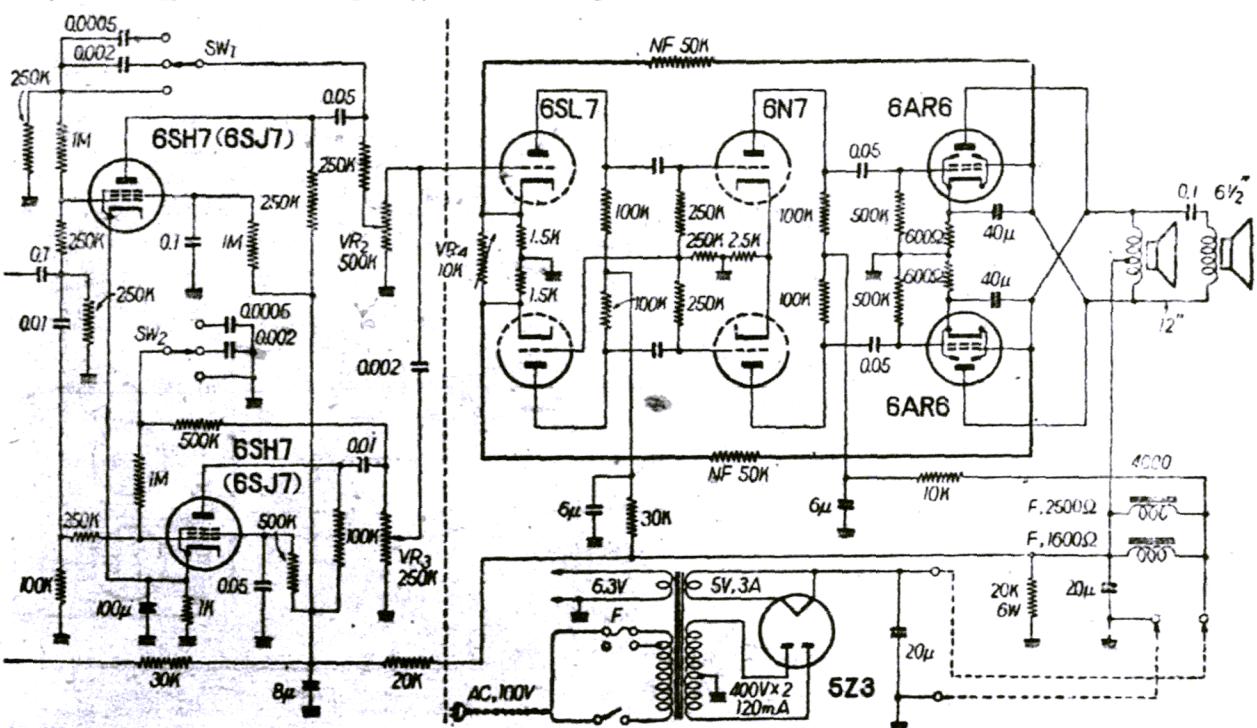


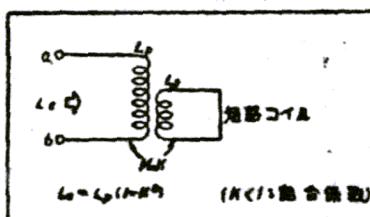
試作第2号

NFだけで解決しようとするのは、感心できない。 Z_0 そのものを少くする方法を考えなければいけない。

r_{DC} , r_m は n^2 に比例するから、2つのSPに分割しても全体の l が変わなければ、 r_{DC} , r_m に変化はないが、 L_e は分割により約 $1/2$ になる。すなわち、SP(特にトゥイーター)は多数直列にして用いる方がよい。

いま一つの方法は、ボイス・コイルにできるだけ近接して、短絡二次コイルを設ける。第7図において、ab端より見た等価インダクタンス L_e は、 $L_e = L_p - (M^2/L_s)$ で与えられる。相互インダクタンス M は L_p , L_s の結合度が K のとき、 $M = K\sqrt{L_p \cdot L_s}$ で表わされるから、結局 L_e は、 $L_e = L_p \cdot (1 - K^2)$ となる。 K は1以下で、理想トランジストのときに $K=1$ となる。 L_e を小さくするには、 K をできるだけ1に近くするようにしなければならない。 K





第7図— L_o を少くする方法

は L_p , L_s の形状および相互関係できまる。 L_s の外部形状(巻幅, 直径)が L_p に一致したとき, K は最大となり, L_s の巻数には無関係である。もちろん L_s は

固定でよいのだから, ヨークのセンターに銅線, または銅板を抵抗のないように, 卷きつけねばよい。

第5図の試作2号アンプでは, ウーファーのインダクタンスをそのまま, 低音・高音の分離回路として利用し, 出力端子間にコンデンサーを介して, トゥイーターに導いている。分離周波数は2,000c/sになるよう設計した。トゥイーターには短絡コイルがあるので, 高域では出力電流はトゥイーターのみに流れる。また, このトゥイーターには中間タップは不用である。

短絡コイルで, L_s がどの程度減少するか, 定量的測定をまだ行っていないが, 耳で聞いて比較したところでは, 相当な効果があるようである。

フィールド磁束密度を B , 機械抵抗を d とすると r_m は, $r_m \propto B^2/d$ なる関係をもつから, SP の能率をよくするには B をできるだけ大きく, d をできるだけ小さくする。鉄芯が飽和しない範囲では, センターのエアーギャップが小さい程 B は増し, センターの直径が大きい程全磁束が増す。出力トランス・レス SP では, 8層も巻くので, どうしてもギャップが2mm以上必要であるが, エキサイト電流を多くしてこれをおぎなう。

機械抵抗 d は, 空気との摩擦以外に振動系の質量に左右され, 後者による機械抵抗は周波数と共に急激に増す。したがって質量が大きいと高音部で能率が著しく低下する。

また, 質量が大きくなると, 共振周波数は下るけれど, 共振が強くなり過渡特性も悪くなる。SP が, 入力信号にしたがわない運動をすると, それにともなってボイス・コイル端子間に起電力を生じるが, NF を掛けるとこれを打消すようになるから, 電気的制動がかかり, SP の忠実度がよくなる。出力トランス・レスは最も効果的に働く。試作2号アンプのウーファーの質量は重いけれど, ダンピングははなはだ良好である。

ボイス・コイルに使用する線は0.1m/m~0.06m/mで, 0.06m/mはマグネチック SP に使う太さである。第4表に単位長の抵抗と重量とを示した。細い線は電気的には案外強く, 電流で焼き切れる心配はまずないが, 腐蝕と機械的な力には弱いから, リード線との接続点に注意する。

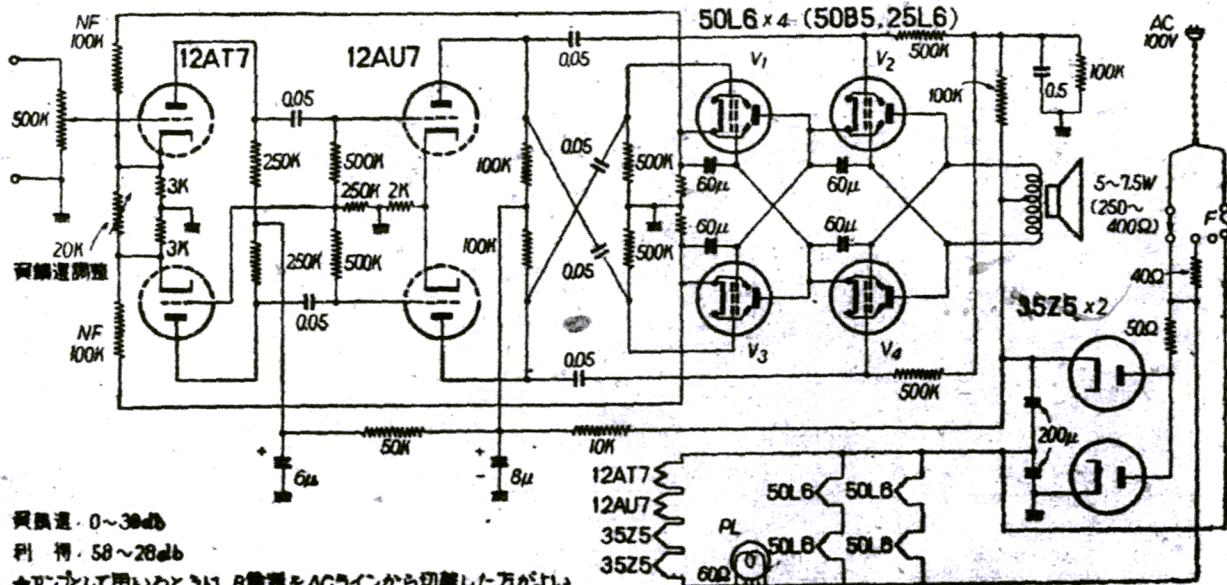
低音では振幅が大変大きくなるから, ボイス・コイルの巻幅はヨーク鉄板(薄い場合)の1.5~2倍位いにしないと混変調を起す。その代り能率が低下する。トゥイーターでは, 卷幅はヨーク鉄板の厚みくらいでよい。

ウーファーでは, コーンをフリーエッジにした方が, ピストン運動の点からも, 電気的制動の点からも都合がよい。エッジは柔かい余り目の細かくないラシャを薄くしたような布でよく, エッジの幅は1.5cm~2.0cmで, たるませて張り, 繕しろはできるだけ幅をせまくする。

制動は NF にたよるから, ダンパーは余り固くないのがよい。その糊附は第8図のようにしないとはがれやすい。

トゥイーターは, できるだけ軽くする。直流を通さないので, できるだけ細い線とする。ウーファーではコーン紙は, 丈夫で軽ければ, それ程吟味することもないが, ピストン運動以上(大体1000c/s以上)の周波数もカバーさせるのなら, トゥイーターと同じ注意が必要である。

トゥイーターのコーン紙として2種考えられる。一つは減衰の少い(バリツとした)コーン紙にヒダを多く設け小さ



第10図—50L6 パラレル PP, 出力トランスレス・アンプ回路図

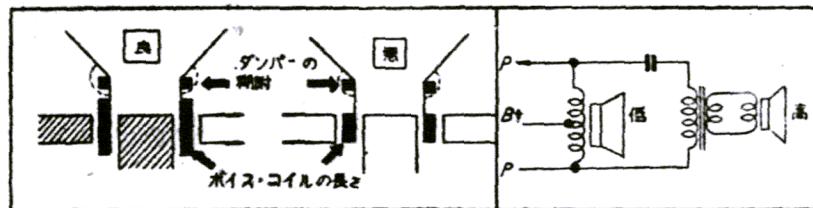
いピークをたくさんならべる方法。いま一つは、減衰の大きい紙を用いると高音が漸減するから、電気的におぎなってやる方法である。実際には、いづれかのコーン紙というのではない。後者の方は電気的にうまく補償すれば、ピークのないなめらかな特性となる。後者によれば、SPの能率が悪くなるわけであるが、最高音部にそんなに大きな音はないから、高音を強調しても過励振になることはない。ハイ・インピーダンスのトゥイーターが作りにくければ、無理に出力トランスレスにすることはなく、高音専用の出力トランスを第9図のようにして使えばよい。この出力トランスの一次側のリアクタンスは、トゥイーターが担当する最低周波数において、負荷抵抗より大きければよい。したがって、巻数はわずかでよく、鉄芯も小型でよいから、簡単に優秀な出力トランスができる。

6. その他の

第6図の Z_0 特性でわかるように、試作1号アンプのカソード・バイアス抵抗が Z_0 に並列なので、高域での出力は、バイアス抵抗ばかりに消費されるようになる。そのため高音になると減衰してしまう。

ひどくミス・マッチしている出力トランス・レス・アンプで、4本の出力管を用い、パラレル PP にすると、最適負荷は $1/2$ IC、出力電流は2倍になるから、負荷はより最適値に近づき、最大出力は4倍近くに上昇することになる。第10図は 50L6(25L6) のパラレル PP の変り種である。交流的には、 V_1 と V_4 、 V_2 と V_3 がおのの並列になり、直流電源では、 V_1 と V_2 、 V_3 と V_4 がおのの直列になって働く、あたり前のパラ PP にしない理由。(1) ドライバーに 200V 以上の B 電圧が必要なこと。(2) ボイス・コイルに流れる直流が少くてすむこと。(3) カソード抵抗を低くしないでよく、 V_2 、 V_4 は半固定バイアスになることなどである。高利得アンプにするときは、パワー・トランスを使わないとハムる。

AB_2 PP のドライバーをカソード・フォロアーレジストリにて用いることがあるが、このクロス・シャント PP をドライバーとして用いれば、入力インピーダンスがさらに



第8図 低音 SP で注意すること。第9図 高音 SP のみOPTを用いる方法

1/4 になり好都合である。

あとがき

定量的測定はまだ行っていないし、完全なウイリアムソン・アンプなどと比較していないので、優劣を云々する資格はない。しかし、第1号アンプの場合でも、中音以下に関しては、大変キレイな音で、低音に不快な共振はなく、過渡特性、混交調など満足な結果で、録音放送の録音板の回転音にかえって悩まされ、カップリングを小さくしたりした。第2号アンプでは、すみ切った高音が出るようになり、出力も大きくなつたので、臨場感を増した。

ピアノ以外のソロはよい音がするもので、混交調や過渡特性はオーケストラを聞いて見なければわからない。

とにかく、あの高價な出力トランスを用いないで、さらに Hi-Fi アンプができるとすれば、プロのアマには大変な福音で、それだからこそ筆者もいろいろとやってみたわけです。アマチュアの方々に実験をおすすめするとともに、ハイ・インピーダンス SP の市場化を製造業者の方々に、期待させて戴きます。 (東京工業大学学生)

——立体録音再生書きいて(79ページより續く)——

音源の方向について 左右の認知良好。特にフォルテはハッキリしました。前後はわかりにくいうです。しかし、タイガーラックは、奥行も割に良く感じました。

音の分離 小編成のものは良好。

歪 少いようです。但し中域のピークが一寸気になる。

疲労の問題 感じませんでした。もっとも興味の方が先にになっているためかもしれません。

プログラム・ソースと再生機 自動車の音など実物みたいだった。

その他 受話器では立体感といふよりも、右が強くなったり、左が強くなったりする感じ方が強いようです。

"音響界の新しい話題"

=Stax=

コンデンサー・マイクロフォン
指向性：高音、中音
周波数(30~15000Hz)
出力：50mV
昭和光音工業株式会社
東京都新宿区新宿四丁目68 TEL (33)3025

精巧コンデンサー・ピックアップ
指向性：高音、中音
周波数(30~15000Hz)
出力：50mV
Staxピックアップお問い合わせ
カタログ要20-

SOUND

オーディオ・ファンの悩み解決!!

モーターよりのインダクション絶無!
新型バリアブルレバランスピュ発売

カートリッジC-2型
アーム(12吋)A-12型
アーム(16吋)A-16型
カートリッジ要20.-

東京サウンド研究所
東京都港区麻布本町151