

イコライザ, フラット・アンプを別ケースに収納

## Staatskapelle VII & VI MCイコライザ・アンプの製作

製作★別府俊幸

●本文製作記事参照

シャーシ内部はほとんどが電源で占められている。上端にあるのが基板で、Staatskapelle VI (フラット・アンプ) と Staatskapelle VII (イコライザ・アンプ) とともに同様の構成をとっている。各アンプ基板のクローズアップのカラーフォトは次号(12月号)でご紹介するが、とりあえずは本文中のモノクロ写真をご参照いただきたい。

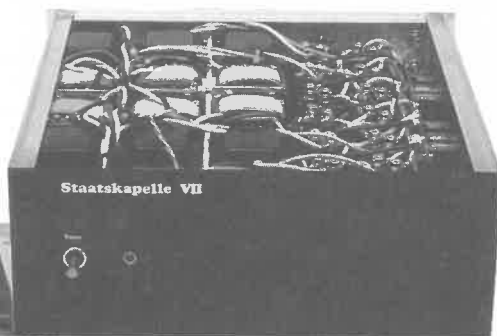
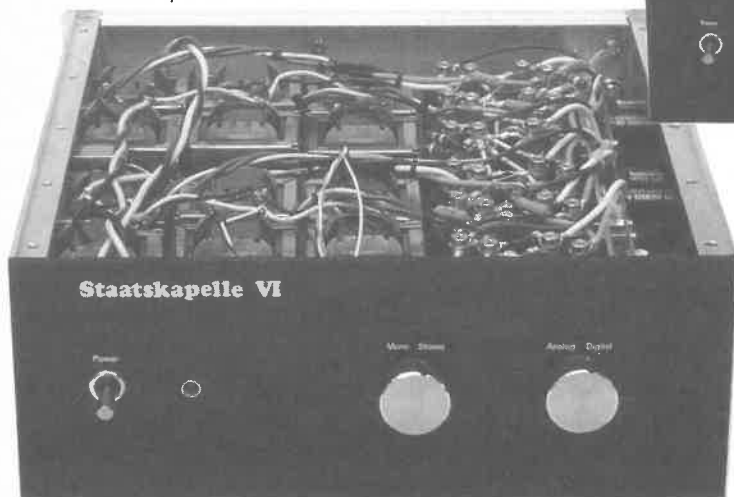


← Staatskapelle VII のリア  
パネル。

→ 上が Staatskapelle VI、下  
が VII。

よい音が聞けるアンプとはどんなものか？ 果してその回路とは…

■ Staatskapelle VI (フラット・アンプ)



■ Staatskapelle VII (MCイコライザ・アンプ)

## ~Staatskapelle VI & VII

# MC イコライザ・アンプの設計と製作(前編)

別府 俊幸

### はじめに

「電流源(MCカートリッジの出力)を抵抗でシャントして端子電圧を増幅するという、現状のヘッドアンプが全部原理的にダメ」<sup>(1)</sup>との石塚峻氏の見解は、なぜダメであるかの理由がいまいちわかりませんが、それでも考えてみる必要がありそうです。

改めて述べるまでもなく、MCカートリッジの中では、磁界中を導線が移動することによって電気信号が発生します。ここでコイルに発生する起電力は、磁界の強さとコイルの移動速度に比例します。コイルの両端を高いインピーダンスで終端すれば、その起電力を「電圧」として検出することができます。

また一方、コイルを小さなインピーダンスで終端し、起電力を「電流」として捕らえることも可能です。

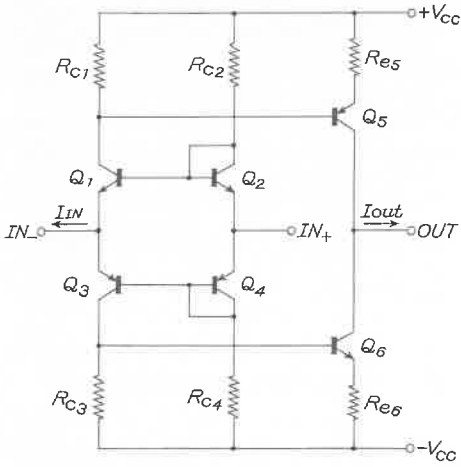
ちなみに、電気計測の観点からは、このどちらかの方法を使うべきで、通常われわれが使用するように適当(最適ともいう)なインピーダンスで終端する方法は、コイルの動き、すなわちコイルに発生する起電力を捕らえるのに適切ではありません。

電流そのものを増幅することは、オーディオ・マニアにはなじみの薄い方法かもしれませんが、真空度を測る、液体のpHを測るなど、センサ電極に集まってくる電子の数が測定対象を表す場合に、広く用いられている計測法です。これを高いインピーダンスでシャントし、その電圧を測っていたのでは、電子が集まってくると電極に電位

が生じ、電子の集まり方が変化する不都合が生じます。

また、電気計測の観点からは、コイルの起電力を測ることによって、コイルの動作を変化させることがあってはなりません。

しかしながら、コイルを小さな抵抗で終端して電流を測ろうとすると、コイルに電流が流れます。電流が流れるとコイルには、電流に比例した力が生じます。電流によってコイルが偏動されるなどともいわれますが、現象としてはコイルが動き難くなる、あるいはコイルを動かすために余分な力が必要となる、と言った方が適切でしょう。そして、その余計に必要な力の大きさは、コイルの移動速度に比例します。高抵抗でシャントした場合には(ほとんど電流は流れませんから)、コイル



〈第1図〉  
トランス・インピーダンス・アンプ

出できると考えられます。コイル電流そのものを増幅しようとする I/V コンバータなど、<sup>1</sup>以ての外です。

ところで、以上の考察はもっとも大切な点を見逃しています。もっとも大切な点とはいうまでもありません。「レコードに刻まれた溝を正確に電

気信号に変換するためにはどうすればよいか」です。こう考えますと、コイルを低い抵抗でシャントし、電流を流す方法が悪いとはいいい切れません。自動車のサスペンションが、硬すぎても柔らかすぎても路面をグリップできなくなるように、コイルに負荷をかけな

〈第2図〉 2 SC 1151/2 SC 2682 の電気特性 (NEC のデータブックより)

の動きを妨げる力は発生しません。

以上のように考えますと、コイルの移動速度を検出するためには、高抵抗でシャントする方法が望ましいことがわかります。つまり、MCカートリッジであっても、高い抵抗値で受ける方が、より正確にコイルの移動速度を検

hFE規格区分

捺印	R	Q	P	K
hFE	90~180	135~270	200~400	300~600

絶対最大定格 / ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Ta=25 °C)

項目	略号	定格	単位
コレクタ・ベース間電圧	V <sub>CB0</sub>	-60	V
コレクタ・エミッタ間電圧	V <sub>CE0</sub>	-50	V
エミッタ・ベース間電圧	V <sub>EB0</sub>	-5.0	V
コレクタ電流	I <sub>C</sub>	-100	mA
全損失	P <sub>T</sub>	250	mW
ジャンクション温度	T <sub>j</sub>	125	°C
保存温度	T <sub>stg</sub>	-55~+125	°C

電気的特性 / ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta=25 °C)

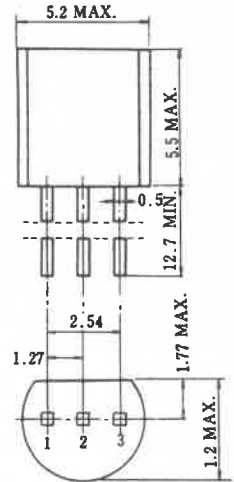
項目	略号	条件	MIN.	TYP.	MAX.	単位
コレクタしゃ断電流	I <sub>CBO</sub>	V <sub>CB</sub> = -60 V, I <sub>E</sub> = 0			-0.1	μA
エミッタしゃ断電流	I <sub>EB0</sub>	V <sub>EB</sub> = -5.0 V, I <sub>C</sub> = 0			-0.1	μA
直流電流増幅率	hFE	V <sub>CE</sub> = -6.0 V, I <sub>C</sub> = -1.0 mA	90	200	600	
直流ベース電圧	V <sub>BE</sub>	V <sub>CE</sub> = -6.0 V, I <sub>C</sub> = -1.0 mA	-0.55	-0.62	-0.65	V
コレクタ飽和電圧	V <sub>CE(sat)</sub>	I <sub>C</sub> = -100 mA, I <sub>B</sub> = -10 mA		-0.18	-0.3	V
利得帯域幅積	f <sub>T</sub>	V <sub>CE</sub> = -6.0 V, I <sub>E</sub> = 10 mA	50	180		MHz
コレクタ容量	C <sub>ob</sub>	V <sub>CB</sub> = -10 V, I <sub>E</sub> = 0, f = 1.0 MHz		4.5	6.0	pF
雑音指数	NF	V <sub>CE</sub> = -6.0 V, I <sub>C</sub> = -0.3 mA, f = 100 Hz, R <sub>G</sub> = 10 kΩ		6	20	dB

いよりもある程度の電流を流した方が、音溝を正確にトレースできるかもしれません。

ただし、カートリッジの負荷抵抗によってトレース能力が変わるという測定データを見たことがありませんので、実は、全然効果がないのかもしれない。

以上のようにもう1段掘り下げて考えますと、MCカートリッジを高抵抗で終端する方法にも、I/V コンバータを用いて電流を増幅する方法にも、本質的な有利さがあるようには思われません。

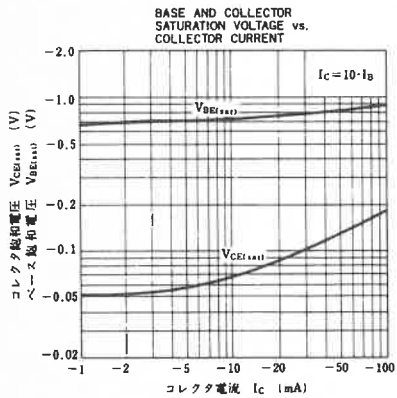
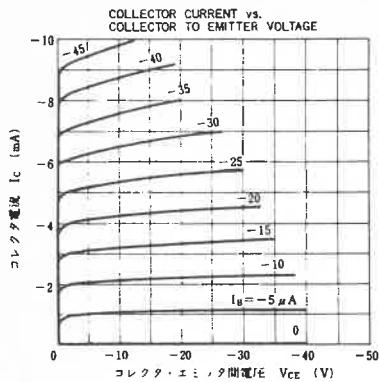
結局のところ、よい音に聞こえる方がよい方法なのです。



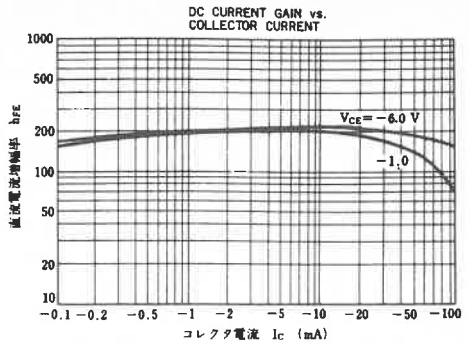
電極接続

- 1. Emitter EIAJ : SC-43B
- 2. Collector JEDEC : TO-92
- 3. Base IEC : PA33

(寸法は mm)



← 第2図 →  
2 SA 1151 の電気特性(前ページよりつづく)(NECのデータブックより)



ンプとして使ったらどうだろう、と考えたのが本機の始まりでした。で、試しに聞いてみるとこれがイケます。

第1図に示すように、トランス・インピーダンス・アンプは反転、非反転2つの入力端子と1つの出力端子を持った回路です。Q1とQ3側が反転入力、Q2とQ4側が非反転入力となります。ここで、非反転入力は通常の電圧入力ですが、反転入力は低入力インピーダンスのいわゆる“電流入力”となります。I/Vコンバータには、この性質を利用します。ちなみに、普通の電圧アンプとして用いるときにも、ノンインバータよりインバータの方がベターです。

それでは、回路の動作から説明しましょう。

Q1, Q3は、ダイオード接続(ベースとコレクタを接続)されたQ2, Q4によってV<sub>BE</sub>を与えられます。したがってQ1とQ3の共通エミッタは、Q2とQ4の共通エミッタと同じ電位に維持されます。もしもQ2とQ4のエミッタが0Vに接続されていれば、Q1と

Q3のエミッタも0Vとなり、入力電流があっても電位は変化しません。

いわゆるふつうのOPアンプ(形式のアンプ)をI/Vコンバータに用いますと、フィードバック・ループが閉じて初めて入力端子が“GND電位”となります。これに対してトランス・インピーダンス・アンプでは、オープンループのままでも低入力インピーダンスとなっています。

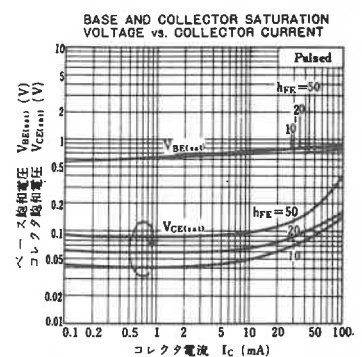
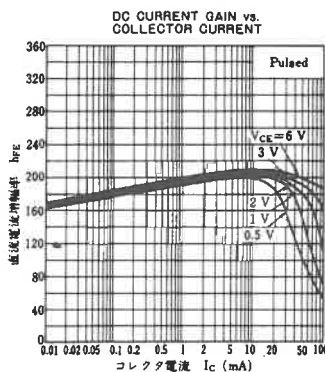
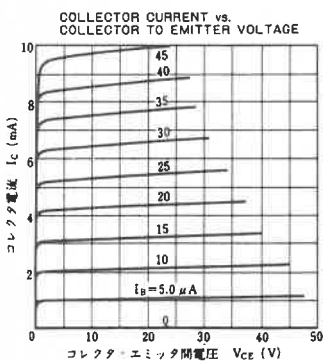
Q2とQ4のコレクタ電流は、R<sub>C2</sub>とR<sub>C4</sub>が決定します。すなわち、R<sub>C2</sub>とR<sub>C4</sub>には電源電圧からQ2とQ4の順方向降下電圧を引いただけの電圧が加わります。これにより、Q2とQ4のV<sub>BE</sub>が定まり、Q1とQ3のV<sub>BE</sub>も同じになりますから、Q1とQ3のコレクタ電流は、Q2とQ4のコレクタ電流より若干多い程度になります。

入力電流I<sub>IN</sub>は、Q1とQ3のエミッタ電流を1/2 I<sub>IN</sub>だけ変化させます。するとそれぞれのコレクタ電流はα(≒1)倍変化しますので、コレクタ電位はそのR<sub>C1</sub>(R<sub>C3</sub>)倍変化します。

実質的な増幅段は2段目、Q5とQ6

## トランス・インピーダンス・アンプ

第1図に本機に採用したトランス・インピーダンス・アンプを示します。D/Aアンプ(93年5月号に掲載)に用いた回路ですが、この回路、反転入力端子は強制的に0Vに保たれて電流入力となる、まさにI/Vコンバータのために生まれてきたような回路です。I/VコンバータをMCヘッド・ア



← 第2図 → 2 SC 2718 の電気的特性 (NECのデータブックより)

のエミッタ接地プッシュプルです。エミッタ接地ですから、入力電圧  $V_{BE}$  によってコレクタ電流が制御されます。そのまま、高出力インピーダンスの電流出力アンプとして動作します。出力電圧は、負荷抵抗に出力電流が流れるために発生します。したがって、電圧ゲインは負荷抵抗によって変化します。

詳細な動作説明は別稿に譲りまして、つぎに、回路設計の概要を記します。

### トランス・インピーダンス・アンプの設計

トランジスタは初段を A1151/C2718 (第2図)、2段目を A1142/C2682 (第3図) に決めてかかります。コレクタ電流も初段を 2mA、2段目

を 20mA に決めてかかります。

トランジスタのコレクタ電流は、ローノイズを要求される用途では、ノイズ・フィギュア図を見ながら最小になるように選ぶ、と教科書には記されています。が、A1151/C2718 はノイズ・フィギュアは発表されていません。第4図に A991 のノイズ・フィギュアを示しますが、偶然にもこちらは 2mA 付近が最低(ここで、信号源抵抗とはカートリッジの巻線インピーダンスと考えます) になっています。というのは冗談で、A1151/C2718 もこの辺りだろうと適当に決めた値です。

Q2, Q4 のコレクタ電流  $I_{C2(4)}$  は、電

源電圧を  $\pm V_{CC}$  とすれば、

$$I_{C2} = (V_{CC} - 0.7) / R_{C2}$$

となります。ここで、Q2 と Q1 の BE 間の電圧は等しくなりますから、CE 間電圧も同じにできれば、Q2 と Q1 のコレクタ電流も等しくできます。が、Q1 の CE 間電圧の方が大きくなりますから、 $I_{C1}$  が 10~20% 程度大きくなります。そこで、その分、 $R_{C2}$  を大きめに選びます。  $V_{CC} = 16V$  とすれば、

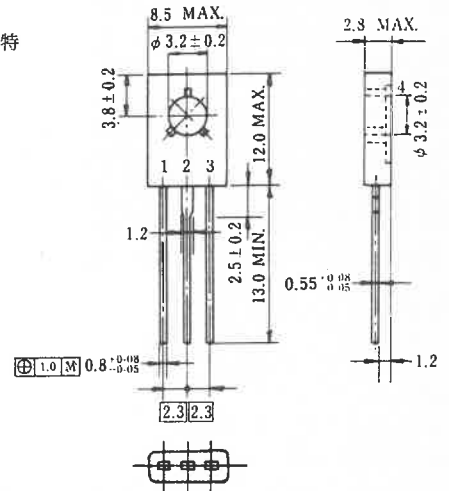
$$(16 - 0.7) / 2\text{mA} = 7.65\text{ k}\Omega$$

ですから  $R_{C2} = R_{C4}$  は 8.2 k $\Omega$  とします。このとき、

$$16 / 8200 = 1.95\text{ mA}$$

です。  $I_{C1(3)}$  は 10~20% 程度大きくな

〈第3図〉 2SA1142/2SC2682 の電気特性および外形寸法(単位は mm)



電極接続

- 1. Emitter
- 2. Collector
- 3. Base
- 4. Fin (Collector)

### 絶対最大定格 / ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Ta = 25 °C) 2SA1142/2SC2682

項目	略号	定格	単位
コレクタ・ベース間電圧	$V_{CBO}$	-180/180	V
コレクタ・エミッタ間電圧	$V_{CEO}$	-180/180	V
エミッタ・ベース間電圧	$V_{EBO}$	-5/5	V
コレクタ電流	$I_C$	-100/100	mA
全損失	$P_T(T_a = 25^\circ\text{C})$	1.2	W
全損失	$P_T(T_c = 25^\circ\text{C})$	8	W
ジャンクション温度	$T_j$	150	°C
保存温度	$T_{stg}$	-55 ~ +150	°C

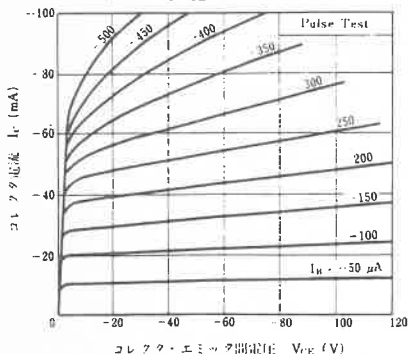
### 電気的特性 / ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta = 25 °C)

2SA1142/2SC2682

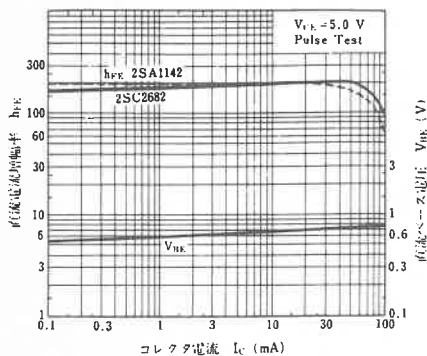
項目	略号	条件	MIN.	TYP.	MAX.	単位
コレクタしゃ断電流	$I_{CBO}$	$V_{CB} = -180/180\text{ V}, I_E = 0$			-1.0/1.0	$\mu\text{A}$
エミッタしゃ断電流	$I_{EBO}$	$V_{EB} = -3/3\text{ V}, I_C = 0$			-1.0/1.0	$\mu\text{A}$
直流電流増幅率	$h_{FE1}$	$V_{CE} = -5/5\text{ V}, I_C = -1/1\text{ mA}$	90	200/190		
直流電流増幅率	$h_{FE2}$	$V_{CE} = -5/5\text{ V}, I_C = -10/10\text{ mA}$	100	200	320	
コレクタ飽和電圧	$V_{CE(sat)}$	$I_C = -50/50\text{ mA}, I_B = -5/5\text{ mA}$	*	-0.16/0.12	-0.5/0.5	V
ベース飽和電圧	$V_{BE(sat)}$	$I_C = -50/50\text{ mA}, I_B = -5/5\text{ mA}$	*	-0.8/0.8	-1.5/1.5	V
利得帯域幅積	$f_T$	$V_{CE} = -10/10\text{ V}, I_C = -20/20\text{ mA}$		180/200		MHz
コレクタ容量	$C_{ob}$	$V_{CB} = -10/10\text{ V}, I_E = 0, f = 1\text{ MHz}$		4.5/3.2	7.0/5.0	pF
入力インピーダンス	$R_c(h_{ie})$	$V_{CE} = -10/10\text{ V}, I_C = -10/10\text{ mA}, f = 100\text{ MHz}$		26/32	50/50	$\Omega$
雑音指数	NF	$V_{CE} = -10/10\text{ V}, I_C = -1/1\text{ mA}, R_s = 10\text{ k}\Omega, f = 1\text{ kHz}$		4/4		dB

\* Pulse Test PW  $\leq$  350  $\mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq$  2 %  
 $h_{FE2}$ 区分 Q: 100~200 P: 160~320

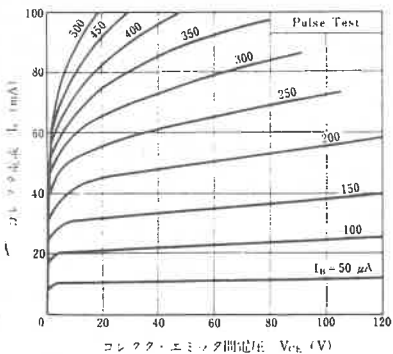
2SA1142  
COLLECTOR CURRENT vs. COLLECTOR TO  
EMITTER VOLTAGE



DC CURRENT GAIN AND  
BASE TO EMITTER VOLTAGE vs.  
COLLECTOR CURRENT

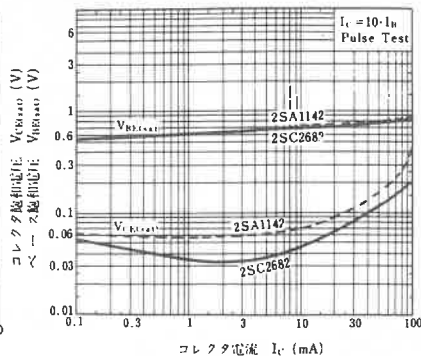


2SC2682  
COLLECTOR CURRENT vs. COLLECTOR TO  
EMITTER VOLTAGE

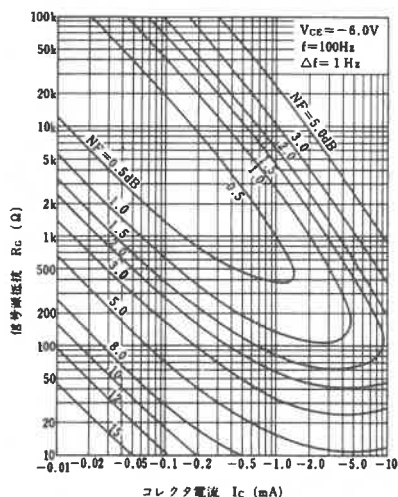


〈第3図〉  
2 SA 1142/2 SC 2682 の電気特性(NEC  
のデータブックより)

COLLECTOR AND BASE SATURATION  
VOLTAGE vs. COLLECTOR CURRENT



〈第4図〉  
2 SA 991 のノイズ・フィギュア(NECの  
データブックより)



るとしますと、

$$I_{C1} = (2.1 \sim 2.4) \text{ mA}$$

です。

$R_{C1(s)}$ での降下電圧を1.2~1.7V程度(理由は後述)としますと、

$$R_{C1} = (1.2 \sim 1.7) / (2.1 \sim 2.4) \text{ mA} = 500 \sim 810$$

です。真ん中あたりということで680Ωとします。

2段目のコレクタ電流は、初段の10倍に設定します。が、10倍という数字に明確な根拠があるわけではありません。これ以上を欲張ると、初段のコレクタ電流のスイングが大きくなってドライブできなくなりますし、逆に1~2倍では意味がありません。経験的に、欲張れる範囲の上の方が10倍という数字です。

また、これも経験則ですが、2段目のエミッタ抵抗を10数Ωより小さくするとDCドリフトが大きくなります。22~33Ω程度が限度です。それに20mAをかけて0.7Vを足した値が1.2~1.7Vです。

2段目のエミッタ抵抗  $R_{E5(6)}$  を小さくしたい理由は以下の通りです。

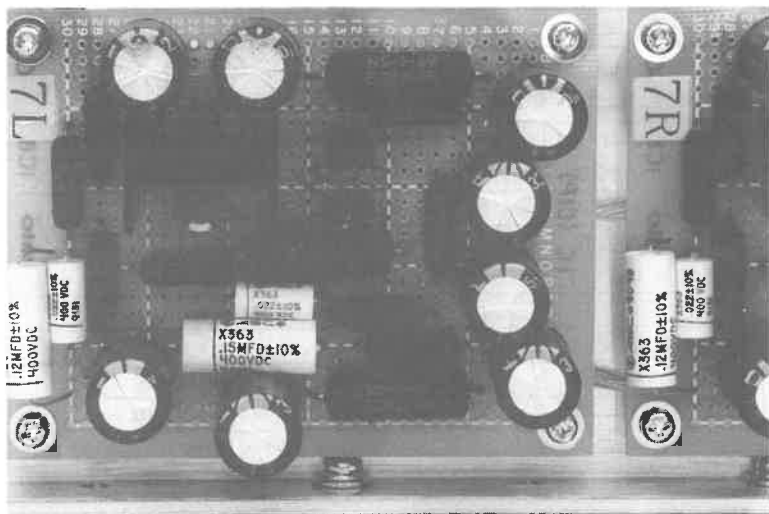
トランス・インピーダンス・アンプの初段における電圧ゲインは、 $\alpha$ を1として2段目の入力インピーダンスを無視すれば、プッシュプルで考えて、 $A1 = R_{C1} / Z_{IN}$ と近似できます。ここで  $Z_{IN}$  は入力

ンピーダンスです。2段目のゲインはエミッタ接地ですから、負荷抵抗を  $R_L$  として、

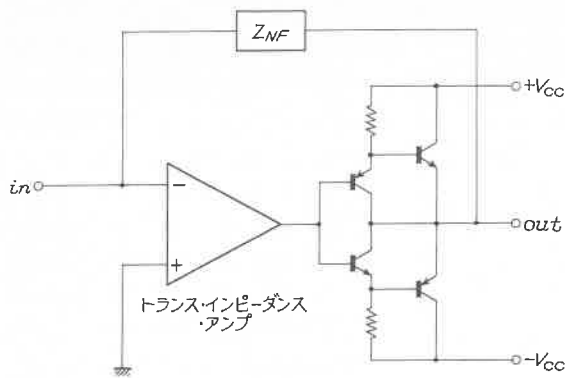
$$A2 = R_L / R_{E5}$$

トータルの電圧ゲインは

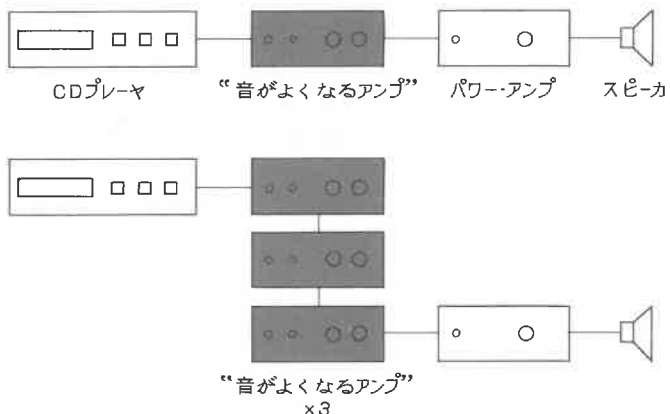
$$A_V = (R_L \times R_{C1}) / (Z_{IN} \times R_{E5})$$



●イコライザ・アンプ基板のクローズアップ



〈第5図〉  
トランス・インピーダンス・アンプの送り出しにエミッタ・ホロワを用いれば、負荷によるゲイン変動の影響を低減できる。音が悪くならないなら、使用したいのだが……



〈第6図〉  
通せば“音がよくなるアンプ”があるのなら、“音がよくなるアンプ”を3台通せばもっとよくなるであろう

と近似できます。実際には無視した項が効きますからこれより小さくなりますが、 $R_{C1}/R_{e5}$ 比を大きくとればゲインが大きくとれることがわかります。

最後に  $R_{e5(6)}$  ですが、この抵抗での降下電圧が Q5、Q6 のエミッタ電流を決めます。Q5 のコレクタ電流を  $I_{C5} = 20 \text{ mA}$  とすれば、

$$R_{e5} = \frac{(2.1 \sim 2.4) \text{ mA} \times 680 - 0.8}{20 \text{ mA}} = 31.4 \sim 41.6$$

ですので  $33 \Omega$  とします。

実測では、各段独立トランスとしたために電位差が生じ、少な目となりましたので1つ下の  $27 \Omega$  に交換しました。

### イコライザの設計

さて、トランス・インピーダンス・アンプのやっかいなところは、エミッタ接地のコレクタ送り出しです。つま

りは出力インピーダンスが高く、無帰還であれば電流アンプとして使える点です。この性質、用途によってはありがたいのですが、ここでは出力抵抗  $R_L$  によって電圧ゲインが決まることになり面倒です。帰還によって出力インピーダンスは下がるのですが、困

たことに、帰還抵抗も負荷に並列と見なされます。帰還量が周波数によって変化する構成であれば、オープン・ループ・ゲインそのものが周波数によって変化します。

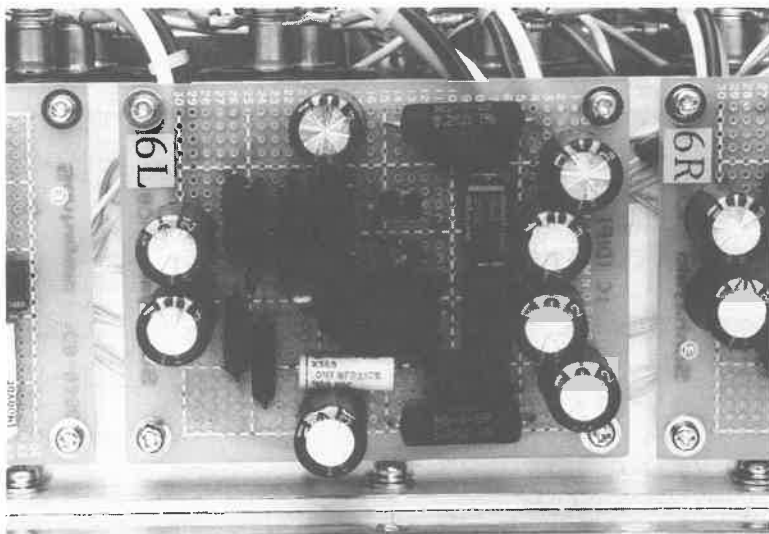
で、第5図のようにバッファを追加すれば話は簡単になるのですが、困ったことに私は、エミッタ・ホロワが嫌いです。音的にです。

ひと昔前でしたら、ゲイン計算を容易にするためにエミッタ(カソード)・ホロワを用いる回路にもそれなりの価値はありましたが、計算を楽にするために音を犠牲にするやり方は時代遅れです。

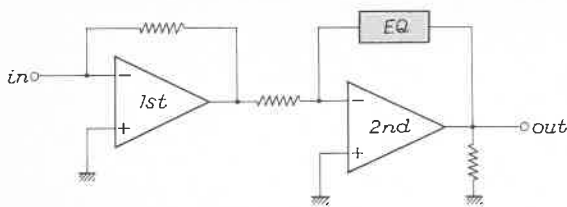
バッファはなしで臨みます。

アンプは2つで頑張ります。ゲイン不足を補うために3アンプ構成(ちなみに、トランジスタのアンプであればゲインが足りないことなどまずありません。ゲイン不足のためではなく、NF量を多く保つためというのが本当の理由です)とした設計も見かけますが、考慮対象外とします。

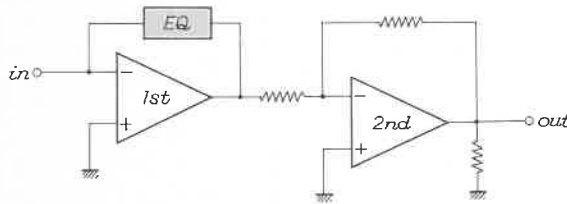
アンプは、多くなればなるほど聴感上のデメリットが増えます。余計なアンプの音が付加されます。端的に言ってしまえば、余計に使用した余計なトランジスタの音がまとわりついてしまいます。半導体アンプを作っていないがら半導体の音が嫌だという、むちゃく



●フラット・アンプ基板のクローズアップ



(a) ヘッド・アンプ+イコライザ・アンプ



(b) イコライザ・アンプ+フラット・アンプ

ちやわがままな話ですが、嫌でなければ、普通のプリメインで何の不満もなく聴いていたでしょう。

世の中には、プリの出力をパワー・アンプに通して（スピーカ近くに設置した）、パワー・アンプをドライブしたりとか、CDプレーヤから直接ではなくパッド・アンプを通してパワー・アンプに入力すると音がよくなるなどという馬鹿げた話がありますが、音がよくなるアンプがあるのでしたら、それを3台通せば、もっと音がよくなるに違いありません（第6図）。

ところで、2つアンプの構成（第7図）としますと、(a)図のヘッド・アンプ+イコライザと、(b)図のイコライザ+フラット・アンプの2通りが考えられます。しかしトランス・インピーダンス・アンプは負荷インピーダンスによってゲインが変わるため、2ndアンプをイコライザとすると、パワー・アンプの入力インピーダンスによってF特が変化してしまいます。実用上、(b)の1stアンプにイコライザを持たせる構成しかありません。

なお、当初、トランス・インピーダンス・アンプをヘッド・アンプとして試したときは、イコライザが差動2段のエミッタ・ホロワ付きでしたので、(a)の構成で聞いていました。

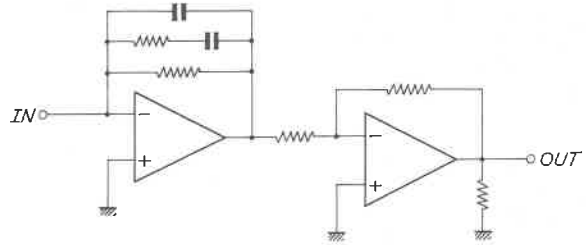
つぎにイコライザですが、NF型、NF-CR型、CR型（第8図(a)、(b)、(c)）

〈第7図〉  
ヘッドアンプ+イコライザアンプとする構成 (a)も考えられるが、2ndアンプにトランス・インピーダンスを用いると、パワー・アンプの入力インピーダンスによってイコライザ・カーブが変動してしまう。実用上、(b)のイコライザ+フラット・アンプ構成とするしかない

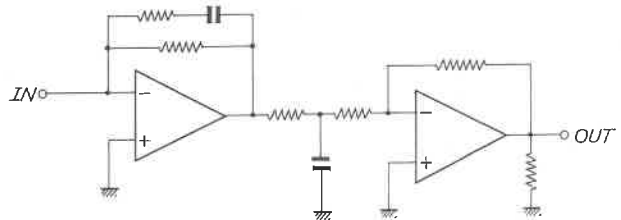
の3通りが考えられます。私は、考えただけでどれが音が良いのか決められる天才ではありませんので、3つとも作って比較します。

余談ですが、「NF型は周波数によって帰還量が変わるからよくない」と、オープンループ・ゲインが可聴帯域で

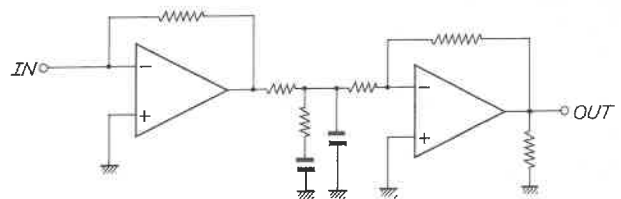
〈第8図〉  
イコライザ・アンプの構成。イコライザには、(a) NF、(b) NF-CR、(c) CRの3方式が考えられる。当初は3通りを組み立てて比較する予定であったが、(a)のNF型はうまく動作せず、(b)と(c)の比較となった。その結果、NF-CR型イコライザを採用した



(a) NF形



(b) NF-CR形



(c) CR形

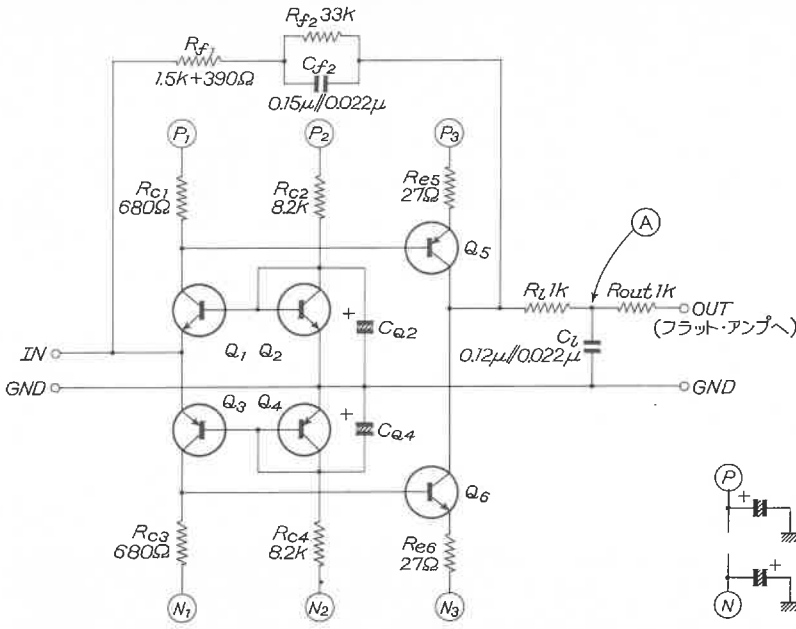
さえフラットにならないアンプを使いながら述べていた人がいましたが、私も同じようなアホなことを書いているに違いありません。あまり信じないようになしてください。

ところで、シミュレーションでは3方式とも動作するはずだったのですが、基板を組み立てると(a)のNF型はうまくありません。私の希望するゲインでは発振してしまい、負荷インピーダンスを小さくしてオープンループ・ゲインを下げればトータルのゲインが不足し、それではと負荷抵抗にキャパシタをパラって高域だけゲインを落とそうとすると、ほとんど(b)のNF-CR型になってしまいます。かといって、Q5とQ6のBC間にキャパシタを抱かせますと、平板的な生気のない音になってしまいます。しかもトランス・インピーダンス・アンプの性質上、100 pF以上の大容量が必用です。(a)はボツとします。

で、(b)のNF-CR型と(c)のCR型



〈第9図〉  
イコライザ・アンプ (Staatskapelle VII)  
回路



$Q_1, Q_2$ : 2SC2718 (2SC1844)  $C_{Q2}, C_{Q4}$  NUM 25V330 $\mu$ F (以上)  
 $Q_3, Q_4$ : 2SA1151 (2SA991) または  
 $Q_5$ : 2SA1142 (2SA1383)  $G_S$  50V1000 $\mu$ F  
 $Q_6$ : 2SC2682 (2SC3514)  $R$ はゲール  
 $C_L, C_{F2}$ はASC  
 $Q_1$ と $Q_2$ ,  $Q_3$ と $Q_4$ ,  $Q_5$ と $Q_6$ は  
 それぞれ熱結合する。

## フラット・アンプ

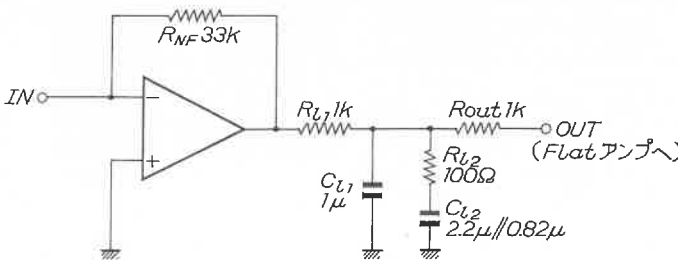
全体の構成は第11図となります。I/VイコライザのStaatskapelle VIIとI/VフラットアンプのStaatskapelle VIの2台構成としたのは、フラット・アンプをD/AのI/Vコンバータと共用するためです。利点は、コストと手間を省けること、設置スペースを小さくできること、ですが、1つのケースに収まりそうもないという本当の理由もあります。

ところで共用するといってもDAC出力にはアナログ・フィルタが必要で、何よりも電流レベルが違います。ですから、入力を切り換えると同時にゲインも切り換える構成としなければなりません。

アナログ側のゲインは、常用の「大春カートリッジ」にて十分に鳴っています。N氏宅では「光悦」で不足なく鳴っています。電圧入力ではありませんから「何倍」と記せないのがみそなのですが、出力電圧が違っていても、たいていのMCカートリッジにそのまま使えると思います。

まあ、種を明かせば、高出力タイプはコイルのターン数も多く巻線抵抗も大きくなり、反対に低出力タイプはターン数も少なく巻線抵抗もそれだけ小さくなります。もしもコイル周囲の磁束密度が同じとしますと、出力電圧も巻線抵抗もターン数に比例しますので、I/Vコンバータの出力電圧は等しくなります(第12図)。計算上は、0.3mV、内部抵抗3 $\Omega$ のカートリッジで660mVの出力になります。

フラット・アンプ回路を第13図に示します。デジタル側の定数は、4パラTDA1541A(94年1月号)用となっています。リレーでゲインを切り



〈第10図〉  
CR型イコライザの素子定数。  
R-NFを用いないで無帰還アンプとして使用してもよい

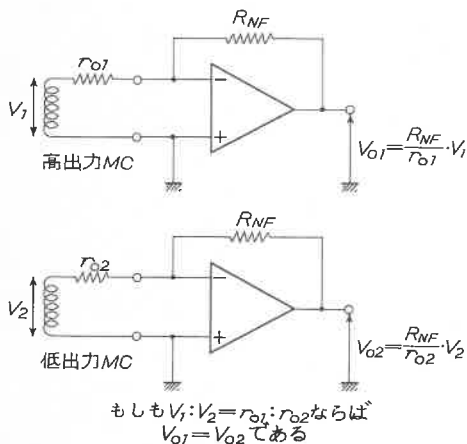
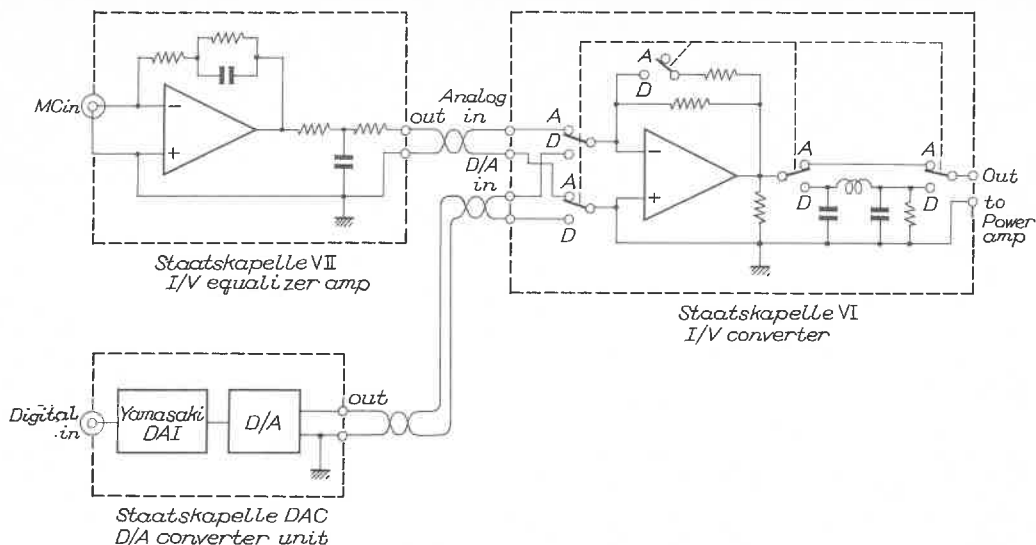
の比較試聴となりました。が、この両者、それほどの違いはありません。NFかCRか。昔から意見が戦わされた命題なのですが、今回の回路構成ではどうでもよい程度の違いです。如果说、多少の差ですが、よかったのはNF-CR型でした。CR型は、よくいえば素直な柔らかな音ですが、悪くいえばボケたようなにおい音です。立場を変えれば、NF型は洗練された美しい音ですが、悪くいえば作り物の厚化粧な音です。まあ、好みの差程度の違いです。

さて、イコライザの定数ですが、ポールを3180 $\mu$ secと75 $\mu$ sec、ゼロを318 $\mu$ secに設定するだけなのですが、

負荷インピーダンスにF特を持たせようと、帰還抵抗にキャパシタンスを入れようと、どちらにしてもオープンループ・ゲインそのものが変化します。私には、素子定数の計算式を解くことができませんでした。回路シミュレータ(PSpice)を用い、試行錯誤的に決定したのが今回の定数です。ありがたいことに計算値は、実測とよく合います。最終的な回路を第9図に示します。

おまけとして、CR型の定数を第10図に示します。CR型は1st, 2ndアンプ共に帰還抵抗を外して無帰還アンプとしても動作します。

〈第11図〉  
MCイコライザ・  
アンプの構成  
イコライザ (1  
st), フラット (2  
nd) を別々のケ  
ースにわけてい  
る。フラット・ア  
ンプは、DAC出力と  
兼用である



〈第12図〉I/V コンバータの出力電圧は、カートリッジの出力電圧が異なっても同程度になる

換える場合は、出力がオープンにならないよう  $R_{L1}$  を用いてください。ショータイプのスイッチであれば  $R_{L3}$  のみでOKです。また、切り換え時に帰還抵抗もオープンにならないようにします。

パワー・アンプの入力インピーダンスが  $600 \Omega$  であれば不要ですが、 $1 \text{ k}\Omega$  以上の場合には  $R_{L3}$  を用いてください。また、パワー・アンプにVRがない場合には、 $R_{L3}$  の代わりに  $600 \Omega$  のVRを用いてください(第14図)。  $600 \Omega$  でしたら数m程度のシールド線をぶら下げても、高域の減衰はありません。D/AアンプのI/V出力を余分なアンプに通されている方にもお勧めします。デールでネットワークを組

めばより良好になるでしょうが、私は試していません。

ステレオ/モノラルの切り換えはB点をショートします。

アナログ入力時には、必ずハイカット・フィルタは外します。製作中には、面倒なのでフィルタをつけばなしで聴いていましたが、外すとサツとクリアになります。可聴帯域外にカットオフを持つフィルタといえども、可聴帯域の内側に大きな影響を与えているのでしょう。まあ、ケーブルを交換しただけで音が変わるのでから、キャパシタやコイルを通して音が変わらないはずがありません。なお、デジタル入力でフィルタなしにすると、折り返しノイズが増えるデメリットが大き



●イコライザの電源に使ったシンコーのPcS-20 X 9。フラット・アンプにはジャンクのEIコア形を使用。どちらでも可

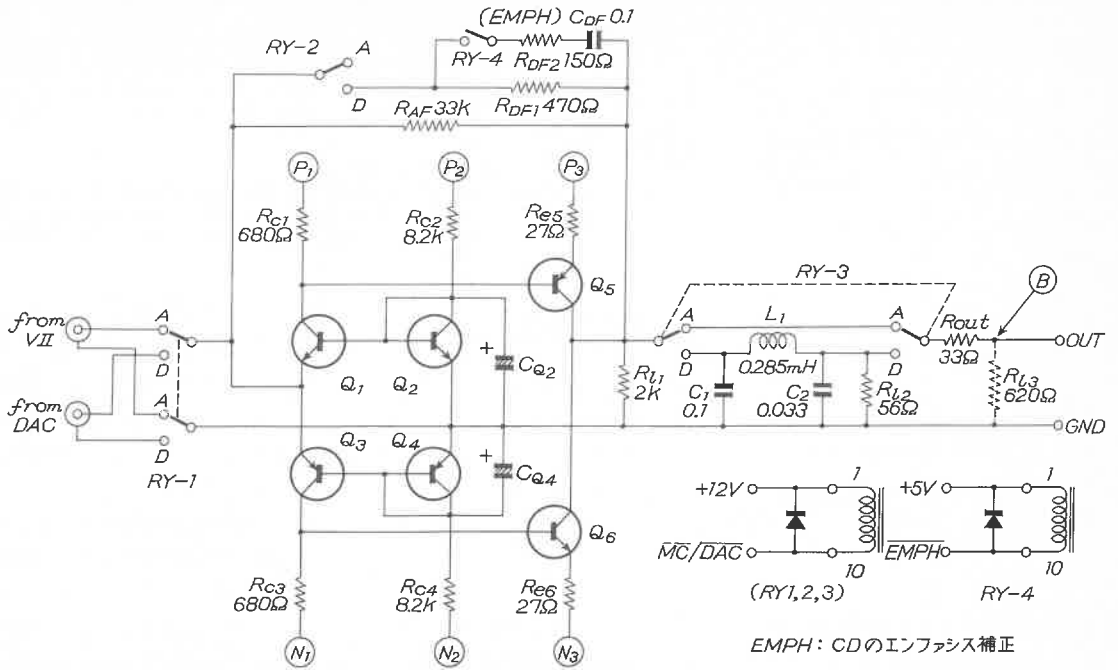
く、晴れ渡る感じが聞こえません。

## 電源

各段独立チョーク・インプット電源です。私の悪い頭では、これ以外に考えられません。MCイコライザに電圧安定化回路(安定化電源とは呼ばない)を用いないなど、時代遅れも甚だしい構成ですが、音にこだわった結果(結末?)です。

電圧安定化回路を「安定化電源」と呼ぶ方もいらっしゃると思いますが、何か誤解されているのでしょうか。電圧安定化回路は、アンプへの供給電圧を一定にするために、アンプへの供給電流を変

第13図 MCイコライザ、D/A C入力切り換えている回路



- Q<sub>1</sub>, Q<sub>2</sub> : 2SC2718 (2SC1844)
  - Q<sub>3</sub>, Q<sub>4</sub> : 2SA1151 (2SA991)
  - Q<sub>5</sub> : 2SA1142 (2SA1383)
  - Q<sub>6</sub> : 2SC2682 (2SC3514)
- Q<sub>1</sub>とQ<sub>2</sub>, Q<sub>3</sub>とQ<sub>4</sub>, Q<sub>5</sub>とQ<sub>6</sub>は熱結合する。

Analog/Digital切り換え(RY-1,2,3)は連動すること。

R<sub>13</sub>はパワー・アンプの入力インピーダンスが1kΩ以上の時のみ必要。

R<sub>1</sub>はショートタイプSWでA/D切り換えの時は不用(ただし、R<sub>13</sub>は必ず使用する)

P<sub>1</sub>~3, N<sub>1</sub>~3 }それぞれ G<sub>S</sub> 50V 1000μFまたは C<sub>Q2</sub>, C<sub>Q4</sub> } NUM 25V 330μF(以上)

EMPH: CDのインファシス補正

化させる仕掛けです。アンプで消費される電流は、入力信号の大小に応じて変動します。この変動を安定化回路の出力(つまりはアンプ回路の電源端子)での電圧として検出し、その値を一定にするためにフィードバックを用います。つまりは、入力信号に応じて安定化回路の出力電流を調整します。いい換えれば、電圧安定化回路の中にも、信号に応じた電流が流れます(第15図)。

このように考えますと、電圧安定化回路は「電源」ではなく「アンプ回路の一部」であることがわかります。安定化回路の構成や使用部品が、アンプ回路の構成や使用部品と同じく、ストレートに音に効いてくる道理です。これでは、安定化回路をつけ加えると、電圧安定化回路の音が付け加わるはずですが、ザワザワした半導体の音が余計

に足許にまわりつきます。余計な増幅段をつけ加えるのと同じで、音の鮮度を悪くします。

余談ですが、100Vの正弦波発生器を用いてアンプをドライブしますと、これまたその発振器の音がつきまといまふ。絶縁トランスの方が良好です。

また、どのような「電源」であっても左右2つのアンプに電流を供給すれば、必ず内部で干渉が生じます(第16図)。ここに安定化回路を用いて、電圧を一定にコントロールしても同じです。安定化回路のフィードバックが強力であれば干渉がなくなるという人は、何か考え違いをしているのでしょう。どのような安定化回路であっても、左右を分離するとよりよくなります。巨大な電源トランスであっても分るとよくなります。

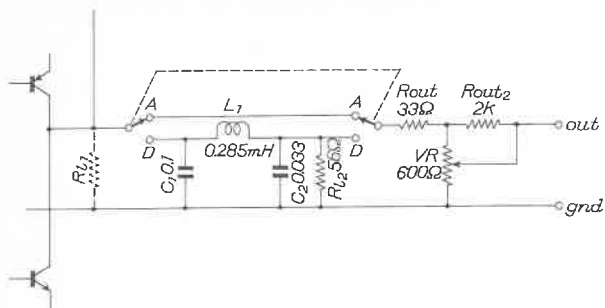
そして片チャンネルが1つのアンプと

描かれても、1つの増幅素子ではありません(まれに1石(球)アンプもありますが)(第17図)。ここに1つの「電源」から供給していたのでは、それぞれの素子を通る電流の合成和が電源から供給されます。左右を分離するとよくなるように、各増幅段に別々の電源トランスから供給しますと、これが効きます。電気回路の理論では、そのような変化は記述されないのですが、私の耳にはたいへんな差となって聞こえます。各段を別々の電源で供給することによって、音が明確に、にがりがとれ、深みが増して聞こえます。

ところで、電気回路なる理論体系の中に、音の変化を表す変数は存在しません。ご存じない方も多いようですが、

電源回路を第18図に示します。

Staatskapelle VII (イコライザ)の電源トランスにはシンコーのPcS 20

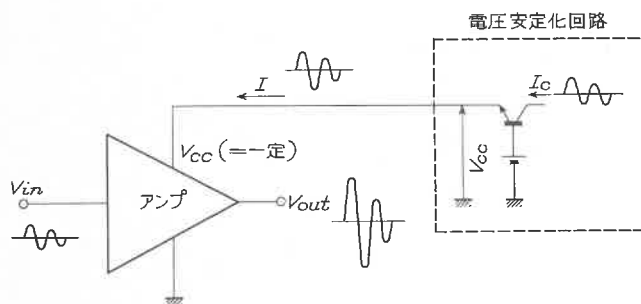


〈第14図〉

パワー・アンプの入力に VR がない場合の出力回路。VR は東京光音の CP-2500 (クリックなし) または CP-2511 (クリック付き) を一応のお薦めとするが、抵抗でネットワークを組んだ方がよりよいだろう

〈第15図〉

アンプに供給する電圧 ( $V_{cc}$ ) を一定に保つには、電圧安定化回路の出力電流を調整しなければならない。ということは、安定化回路の内部にも音楽信号が流れる



X 9(ラジオセンターの春日無線にあります)、Staatskapelle VI (フラット) にはジャンクの EI コア (20 V 0.5 A) を使用しました (図は PcS 20 X 9 となっています)。どちらも同じでも OK です。

イコライザは、電磁シールドのしっかりとしたトランスおよびチョークを用いてください。実は当初、イコライ

ザにもフラットと同じジャンクのトランスを用いたのですが、電源トランスからの誘導が取れず、作り直しとなりました。

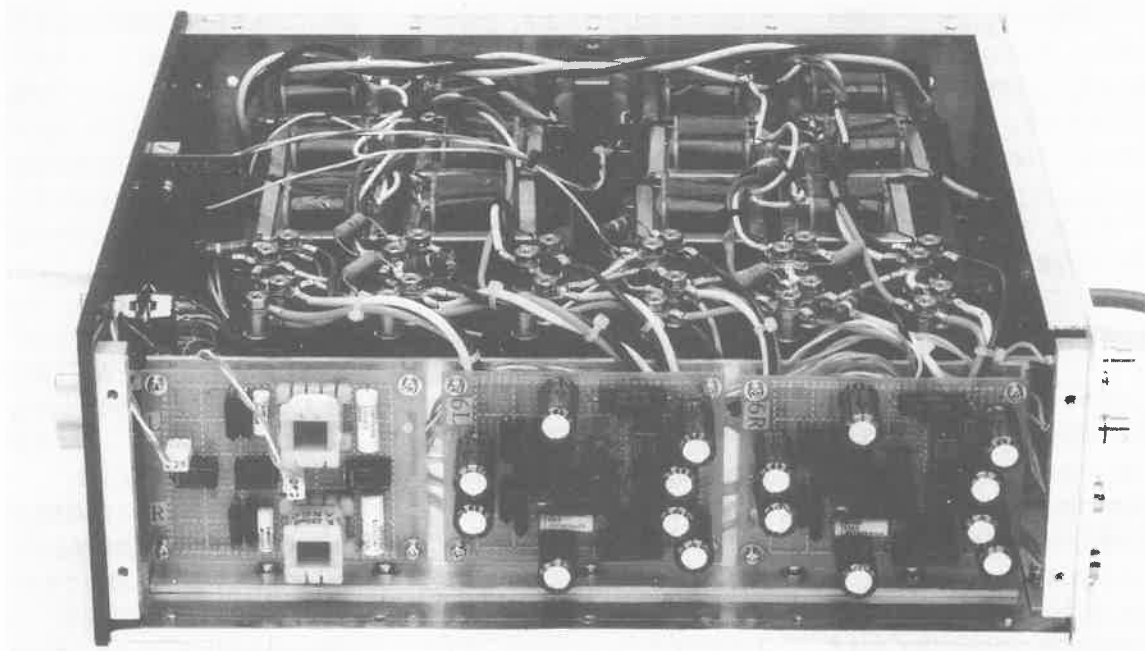
ちなみに、フラット・アンプで試みしましたところ、カットコアの PcS 20 X 9 より EI コアの方がベターでした。カットコアは音が軽くなっています。電磁シールド付きの EI コア

でしたらタンゴの HA 100 などがよいかもしれません。ただし、本機のケース高さでは取まらなくなります。

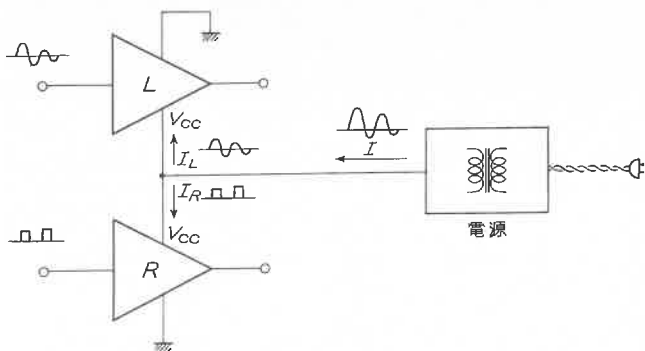
ダイオードは富士電機 ERC 84-009 です。これしかありません。若松通商にあります。

整流回路は全波整流としていますが、半波整流とすると、なぜだか透明感が感じられます。しかし、本機のキャパシタ容量ではリップルがハムとなって聞こえてしまい、やむなく全波整流に戻しました。2段の LC フィルタが使えるようでしたら半波整流がよいかもしれません。

チョークはイコライザもフラットも、初段のベース接地 PP およびバイアス回路それぞれにタンゴの 10 H 100、2段目のエミッタ接地 PP に



●フラット・アンプ Staatskapelle VII の基板を見る。イコライザ、DAC 入力はリレーで切り換える



〈第16図〉  
1つの“電源”から左右2つのアンプに電流を供給すれば、“電源”内部では左右2つの信号が混ざり合ってしまう

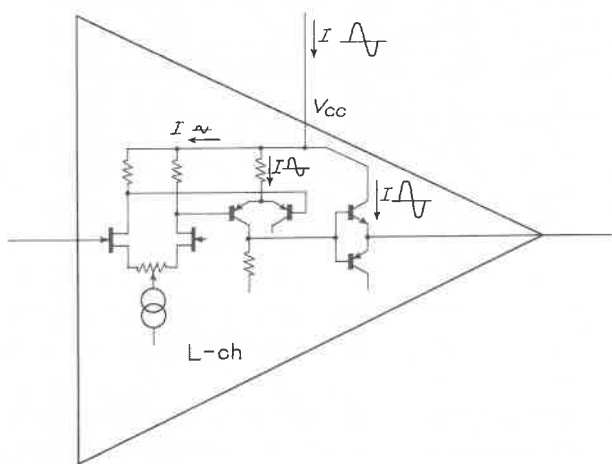
も、電解キャパシタのケースは、絶対にシャーシと接触させないでください。壊れます。

リレー電源のダイオード、キャパシタは、何でもOKです。

(つづく)

◆参考文献◆

- 1) 石塚峻：MC用イコライザの製作，ラ技'87年7月号，pp.66-69



〈第17図〉  
1つのアンプであっても内部には複数の増幅素子がある。電源からは、それぞれの増幅素子が要求する電流の合成和が供給される



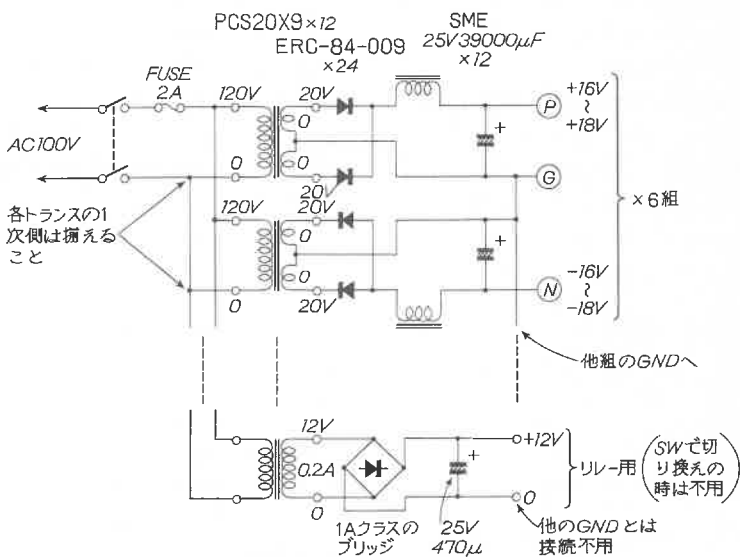
●ケミコンのリード線はすべて専用カシメ工具を使って端子を仕上げる

はタンゴの No.11111 (2 H 100 mA) です。

なお、ラジオデパート地下のノグチトランス (03-3253-9522) には、10 H 100 mA のチョーク (PMC 1010 H) が、タンゴの半値！であります。電磁シールドなしですからイコライザには使えませんが、フラット・アンプにはこれがよいかもしれません (まだ試してはいません)。フラットの電源トランスも同店の PM 20 X 2 (20-0-20 V, 0.3 A) あたりがよいでしょう。18 V タップを使用します。

電源のフィルタ・キャパシタは、日ケミの SME 25 V 39000  $\mu$ F です。ラジオデパート 2 F の海神無線にあります。

ところで、I氏の推奨されるようにキャパシタの外皮を剥がして試みましたが、私には差が感じられませんでした。違いのわかる方は、それなりの対策を施してください。なおその場合に



P1, P2, N1, N2のLはタンゴ10H100 (フラット用はPMC1010Hも可)  
P3, N3 -----LはタンゴNo.11111  
フラット用のトランスはPMC20X2等も可

〈第18図〉電源回路。電源トランス1次側の配線は0-100を揃える。切り換えにスイッチを用いる場合、リレー用電源は不要