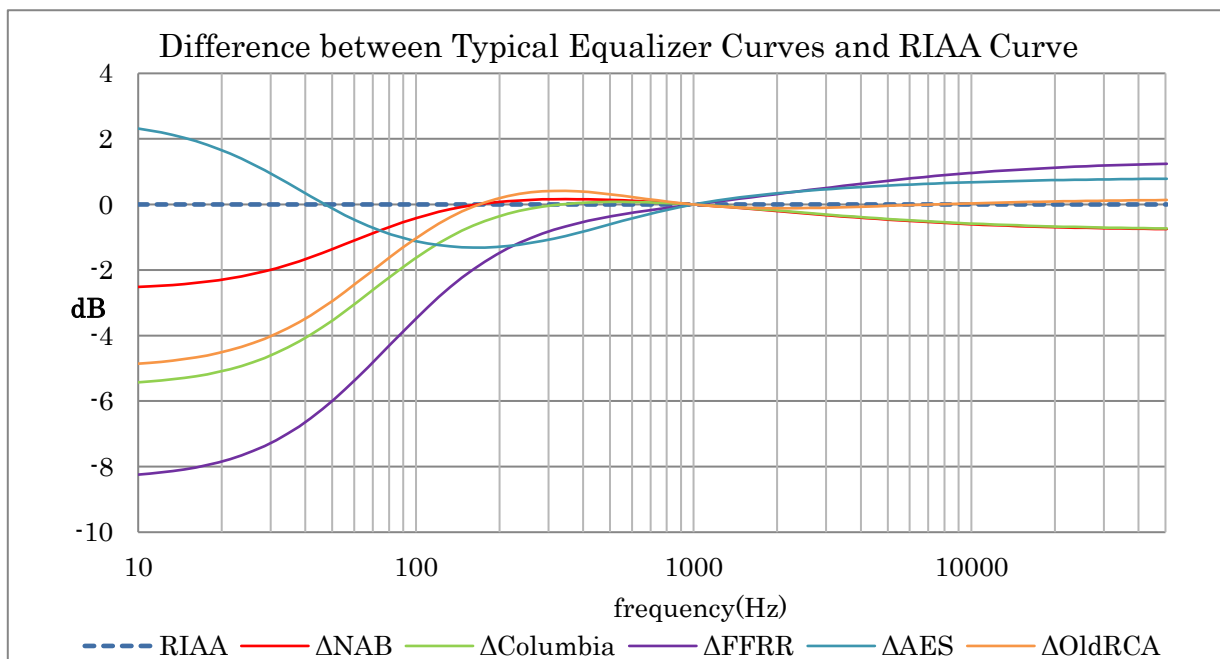
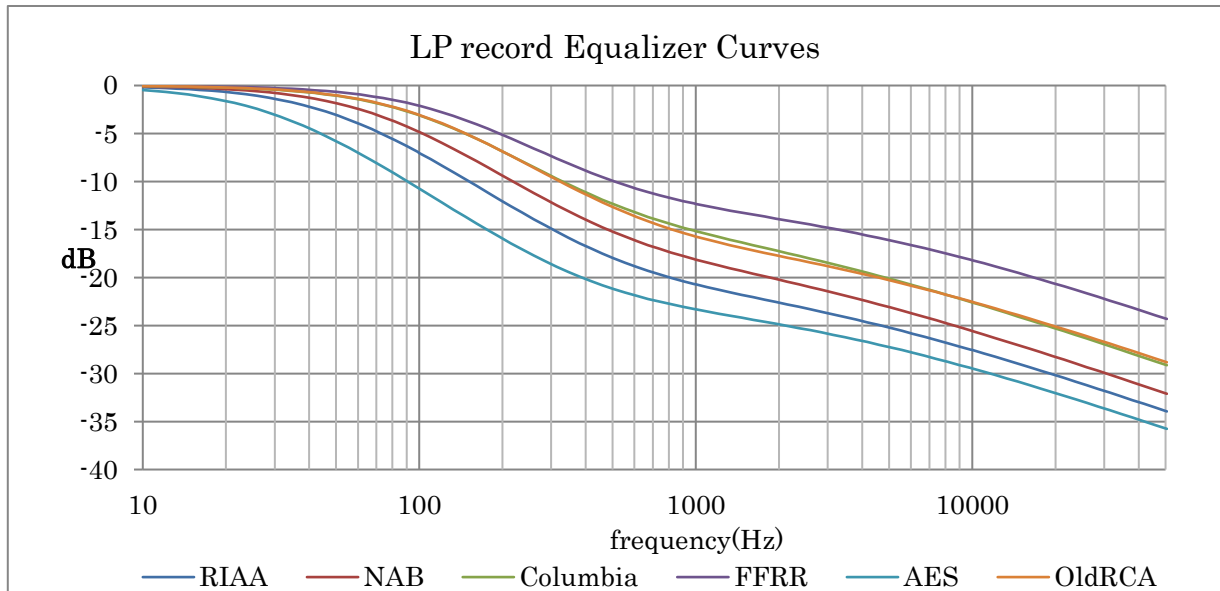


LPレコードイコライザーカーブの比較

モノラル専用さらにはステレオ専用にと、ターンテーブルの自作に取り組んでいた頃のこと、各ターンテーブルに組み込むためのフォノイコライザも合わせて制作した次第です。そのため、LPレコード再生用イコライザーカーブの諸元を調べ、これに基づいて、イコライザを一から設計・制作してみることにしました。この制作過程におけるメモ書きなどを整理し、備忘録として以下にまとめておきます。同好の士の参考になれば幸いです。

各種イコライザの代表的時定数 TC と周波数特性の概略 (太字の時定数を用い計算・・・ $TC = 1/2 \pi f$)

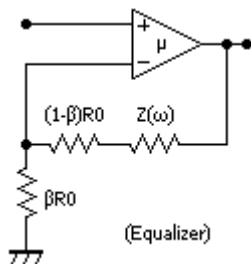
Name	Low Limit /Turnover	TC and f	Roll Off	TC and f
RIAA	3180 μ s / 318 μ s	50Hz/500Hz	75 μ s	2120Hz
NAB	2242 μ s / 318 μ s	71Hz/500Hz	100 μ s	1590Hz
Columbia/LP	1592 μ s / 318 μ s	100Hz/500Hz	100 μ s	1590Hz
FFRR	1273 μ s / 318 μ s	125Hz/500Hz	50 μ s	3183Hz
AES	5305 μ s / 398 μ s	30Hz/400Hz	63.6 or 75 μ s	2500Hz or 2120Hz
Old RCA	1592 μ s / 265 μ s or 199 μ s	100Hz/600 or 800Hz	63.6 or 75 μ s	2500Hz or 2120Hz



フォノイコライザの伝達関数は、ロウリミットとターンオーバーおよびロールオフ周波数に対応する時定数(TLとTTおよびTR)を用い、可聴帯域内に限り、次の関数 $G(\omega)$ により近似できる (逆関数を考慮した例は後述)。

$$G(\omega) = (1 + jTT\omega) / ((1 + jTL\omega)(1 + jTR\omega))$$

中域において、 $TT\omega$ と $TL\omega$ は1よりも大きく $TR\omega$ は1よりも小さいことから、上記伝達関数の近似値は TT/TL となることを注記しておく。このような特性を実現するべく、角周波数 ω でのインピーダンスが $Z(\omega)$ となる素子を負帰還部に含む次の回路を考える。なお簡単のため、直流増幅もできるような回路構成にしている。

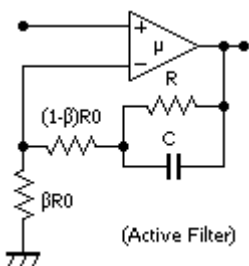


オペアンプの増幅率を $\mu(\omega)$ とすると、このような構成をしたイコライザの利得 $G(\omega)$ は次のようになる。

$$G(\omega) = 1 / (\beta R0 / (Z(\omega) + R0) + 1 / \mu(\omega))$$

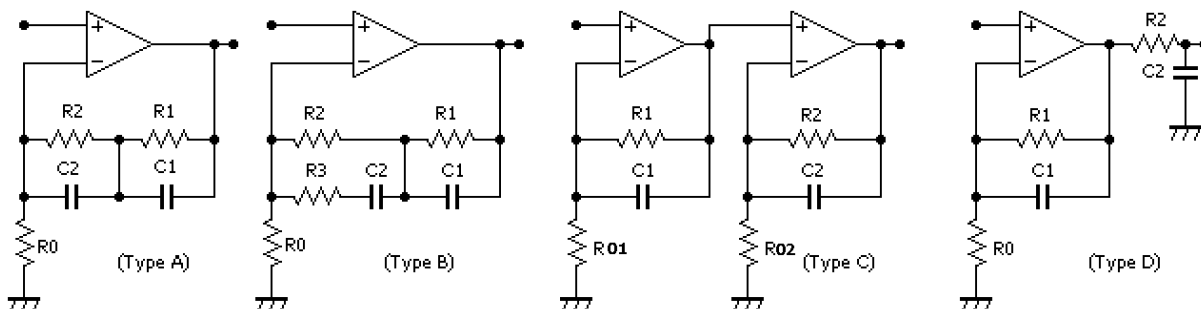
増幅率 $\mu(\omega)$ が十分大きいと仮定すると $G(\omega) = 1 / (\beta R0 / (Z(\omega) + R0))$ となり、さらに加えて抵抗 $R0$ は十分に小さいと仮定すれば $G(\omega) = Z(\omega) / (\beta R0)$ となる。そして、 $Z(\omega)$ の工夫によりイコライザを実現することができる。

ところで、下記フィルタでは $G(\omega) = ((R + R0) / (\beta R0)) (1 + jC(R//R0)\omega) / (1 + jCR\omega + 1/\mu(\omega))$ となる。増幅率 $\mu(\omega)$ が十分大なら、利得 $G(\omega) = ((R + R0) / (\beta R0)) (1 + jC(R//R0)\omega) / (1 + jCR\omega)$ となる。ただし式 $R//R0 = RR0 / (R + R0)$ は R と $R0$ の並列接続を示している。これを2段接続することによりフォノイコライザを実現することもできる。



上記回路を用いると、目的とする伝達関数を得るための仮定はひとつだけで済む。その結果、各定数の設定が簡単になり、時定数 CR と $C(R//R0)$ を分母分子に含む伝達関数=利得 $G(\omega)$ を容易に実現することができる。

以下では、次のようなフォノイコライザについて考える。ただし、簡単のため $\beta = 1$ とする。



以降では、増幅率 $\mu(\omega)$ は十分大きいものと仮定し、各イコライザの $Z(\omega)$ と伝達関数 $G(\omega)$ 、周波数特性 (Low Limit / Turnover / Roll Off) に対応する時定数 TL/TT/TR そして、中域での利得の近似値 $G1$ を (Type C は $G2$ も) 併せて示している。ところで、Type A と Type B に関しては抵抗 $R0$ が十分に小さいという仮定もしていることから、厳密に計算した場合の式 $G(\omega)$ を用い、時定数に含まれる誤差への影響をより精密に評価する。

(Type A) 簡易型フォノイコライザその 1 (伝達関数に大きな誤差を含む・・・後述)

$$Z(\omega) = (R1+R2)(1+jTT\omega) / ((1+jTL\omega)(1+jTR\omega))$$

$$G(\omega) = (R1+R2)(1+jTT\omega) / (R0(1+jTL\omega)(1+jTR\omega)) + 1$$

$$TL=C1R1, \quad TT=(C1+C2)R1R2/(R1+R2), \quad TR=C2R2, \quad G1=TT(R1+R2)/(TLR0) + 1$$

(Type B) 簡易型フォノイコライザその 2 (伝達関数に大きな誤差を含む)

$$Z(\omega) = (R1+R2-\omega^2C1C2R1R2R3)(1+jTT\omega) / ((1+jTL\omega)(1+jTR\omega))$$

$$G(\omega) = (R1+R2)(1-\omega^2C1C2(R1//R2)R3)(1+jTT\omega) / (R0(1+jTL\omega)(1+jTR\omega)) + 1$$

$$TL=C1R1, \quad TT=(C1R1R2+C2(R1R2+R1R3)) / ((R1+R2)(1-\omega^2C1C2(R1//R2)R3)),$$

$$TR=C2(R2+R3), \quad G1=TT(R1+R2)/(TLR0) + 1$$

(Type C) NF型フォノイコライザ (逆フォノイコライザ回路の実現は容易)

$$Z1(\omega) = R1 / (1+jC1R1\omega), \quad Z2(\omega) = R2 / (1+jC2R2\omega)$$

$$G(\omega) = ((R1+R02)(R2+R02)/R01R02)(1+jTT\omega)(1+jTH\omega) / ((1+jTL\omega)(1+jTR\omega))$$

$$TL=C1R1, \quad TT=C1(R01//R1), \quad G1=1, \quad TR=C2R2, \quad G2=(R2+R02)/R02, \quad TH=C2(R02//R2)$$

時定数 TH は可聴帯域よりも高い周波数に対応させる (例えば $10TH < TR$)

(Type D) NFCR型フォノイコライザ (逆フォノイコライザ回路の実現は困難・・・後述)

$$Z1(\omega) = R1 / (1+jTL\omega), \quad Z2(\omega) = R2 / (1+jTR\omega)$$

$$G(\omega) = ((R1+R0)/R0)(1+jTT\omega) / ((1+jTL\omega)(1+jTR\omega))$$

$$TL=C1R1, \quad TT=C1(R0//R1), \quad G1=1, \quad TR=C2R2$$

イコライザ Type A と Type B 共に増幅回路 1 段構成による簡易型のため、抵抗 $R0$ を十分小さくそして増幅率 $\mu(\omega)$ を十分大きくするという 2 条件を揃えることにはかなりの無理があり、時定数の設定値に誤差が入ることになる。さらに、イコライザ Type B では時定数 TT の設定式がより煩雑となる。

時定数を精密に評価してみよう

イコライザ Type A に関し、利得 $G(\omega) = 1/(R0/(Z(\omega) + R0) + 1/\mu(\omega))$ を厳密に計算すると次のようになる。増幅率 $\mu(\omega)$ を極端に大きくすると、分母に関しては、先の結果と一致する。ただし簡単のため、 $\mu(\omega)$ を μ と略記している。なお利得 $G(\omega)$ は 2 極 2 零の伝達関数になっていることを注記しておく。

$$G(\omega) = \frac{\mu(R1+R2)}{(1+\mu)R0+R1+R2} \left(\frac{1+jTT\omega + \frac{R0}{R1+R2}(1+jTL\omega)(1+jTR\omega)}{1 + j \frac{(1+\mu)R0(TL+TR)+(R1+R2)TT}{(1+\mu)R0+R1+R2} \omega - \frac{(1+\mu)R0TLTR}{(1+\mu)R0+R1+R2} \omega^2} \right)$$

これと対比させるべく、また超高域信号に関する逆伝達関数の次数にも配慮し、次の伝達関数 $G(\omega)$ を考える。

これは、最初に示した伝達関数に対応する逆イコライザ回路だと、超高域において過度のダイナミックレンジを要求するからである。そこで、カッティング環境への対応が容易となるよう修正項 $\delta\omega^2$ を加え、分子と分母の次数を揃えておく(2極2零)。このようにすることで、現実的な伝達関数と逆伝達関数を定義することができる。

$$G(\omega) = \frac{1 + jTT\omega + \delta\omega^2}{(1 + jTL\omega)(1 + jTR\omega)}$$

ところで、イコライザ Type A の伝達関数は可聴帯域を超えて定義した上記の式と類似の形式であることから、比較することができないかを検討した。そこで、値の小さな誤差項 $R_1R_2TLTR\omega^2/((1+\mu)R_0+R_1+R_2)^2$ と係数 $A=\mu(R_1+R_2)/((1+\mu)R_0+R_1+R_2)$ を導入し、時定数毎の比較対比が出来るような形式にしてみた。

$$G(\omega) = A \frac{1 + jTT\omega + \frac{R_0}{R_1+R_2}(1+jTL\omega)(1+jTR\omega)}{\left(1 + j\frac{(1+\mu)R_0+R_2}{(1+\mu)R_0+R_1+R_2}TL\omega\right)\left(1 + j\frac{(1+\mu)R_0+R_1}{(1+\mu)R_0+R_1+R_2}TR\omega\right) + \frac{R_1R_2TLTR}{((1+\mu)R_0+R_1+R_2)^2}\omega^2}$$

この結果から、時定数の大小関係 $TL > TT > TR$ より抵抗 $R_1 > R_2 > R_0$ とすると、増幅率と抵抗値に応じて、低域の時定数 TL は $R_1/((1+\mu)R_0+R_1+R_2)$ と一番大きな割合で、高域の時定数 TR はそれよりも少ないものの $R_2/((1+\mu)R_0+R_1+R_2)$ だけ減少することが、簡単な対比をするだけで分かるようになった。

一方、中域の時定数 TT は、概算で $R_0(TL+TR)/(R_1+R_2)$ もの値が、抵抗値に依存して増加することも分かる。このため、例えば時定数 TL が TT の十倍の場合、 TT に導入される誤差を 1 パーセント以内(0.1dB 弱)にしたければ、比 $R_0/(R_1+R_2)$ を千分の 1 程度にしておく必要がある。

具体例を挙げて計算する。例えば、 $TL=3180\mu S$, $TT=318\mu S$, $TR=75\mu S$ とする時、増幅率 $\mu(\omega)=2500$, 抵抗値 $R_0=1k\Omega$, $R_1=820k\Omega$, $R_2=51k\Omega$ の場合だと、低域では $TL=C_1R_1$ より約 25%, TR では 1.5%減少する。一方、比 $R_0/(R_1+R_2)$ は 871 分の 1 になるので、 TT は 1.5%程増加することになる。

これらの結果から、容量値は $C_1=5100pF$, $C_2=1500pF$ 程度にするのが適切であることがわかる(誤差は $TL:-0.5\%$, $TT:1.2\%$, $TR:0.5\%$ 程度になる)。これらの値は、個別部品によるイコライザの技術情報と良く一致している。

一方、イコライザの利得をほぼ同じに保ちつつ増幅率を $\mu(\omega)=100000$ などと大きくする場合には、 $C_1=3900pF$, $C_2=1100pF$, $R_0=1.3k\Omega$, $R_1=820k\Omega$, $R_2=68k\Omega$ などとすると、各時定数に関する誤差を 1 パーセント以下と小さく収めることができる。これらの値は、IC を用いたイコライザに関してよく見かける定数と一致している。こういった計算は、表計算ソフトにより今や簡単に試行できるものの、ある程度の慣れは必要かもしれない。

以上見てきたように、フォノイコライザ Type A の実現に際しては、増幅率 $\mu(\omega)$ に応じて抵抗と容量を変更しながら時定数を調整し、さらに実測により周波数特性を確認するという手間を必要とする。

イコライザ Type B は、イコライザ Type A の動作安定を期して負帰還回路に抵抗 R_3 を追加したもので、時定数 TT はさらに複雑な形式になる。このため、増幅率 $\mu(\omega)$ を大きく抵抗 R_0 を十分小さくしたとしても、中域の時定数 TT に周波数依存の変動因子 $1-\omega^2C_1C_2(R_1//R_2)R_3$ の影響が現れて、時定数の設定・確認はさらに大変になってくる。なので、時定数切り替えを簡便に済ませたいことから、Type A と B の採用は見送ることとする。

それでも、フォノイコライザ Type A と B とともに、増幅器 1 段の簡単な構成によるメリットとデメリットをどうバランスさせて必用とする特性にもっていくかといった、遊び/好みとしての意味はあるのかもしれない。

一方、フォノイコライザ Type C の各増幅段の利得を比較のため書き直すと以下のようになる。

$$G(\omega) = \left(\frac{(R+R_0)/R_0}{(1+jC(R/R_0)\omega)} \right) / \left(\frac{1+jCR\omega + (R+R_0)/(R_0\mu(\omega))}{(1+jC(R/R_0)\omega)} \right)$$

この場合、誤差項の係数 $(R+R_0)/(R_0\mu(\omega))$ は抵抗 R_0 が大きいままでも小さくできる。そのため、抵抗と容量の値を設定するだけで目標とする（利得も含めた）周波数特性の実現が可能となる。その際、イコライザ Type A や B のように、厳しい条件に縛られることも無い。さらに、負帰還量の変動幅を前段と後段とで適切に分担できるという利点もある。なので、簡単のため R_1, R_{01}, R_2, R_{02} を区別せずに表記していることを注記しておく。

イコライザ Type D は時定数の設定こそ簡単ではあるが、出力にバッファアンプを必要とするだけでなく、増幅すべき信号に損失を生じさせるような回路を含んでいることに注意しなくてはならない。具体的には、最大出力 10 V 程度のオペアンプを使う限り、このような回路を増幅率が 1 のバッファアンプの手前に入れると高域での最大出力電圧は 1 V 以下に低下するため、増幅段のダイナミックレンジは 1 桁以上も無駄に狭くなってしまう。勿論、増幅率 10 以上のバッファアンプを用いれば、出力レベルを確保することはできる。しかし、このイコライザ回路の伝達関数は分母と分子の次数が異なるため逆イコライザの実現に微分回路を必要とすることから、これに厳密に対応するカッティングは行えない。すなわち、超高域信号にも対応した逆イコライザ回路を実現出来ないことから、このような（2 極 1 零）イコライザに対応する LP レコードは現実には存在しないことになる。

タイプ C フォノイコライザの制作例

以上のことから、目標とする周波数特性を時定数の設定のみにより容易に実現でき、周波数特性の素直なことから演算増幅器に対する負担の軽い、利得設定や時定数切り替えも簡単かつダイナミックレンジもしっかりと確保することのできる、イコライザ Type C を基準に LP レコード等価回路の制作を行うようにしている。

例えば、フェアチャイルド MC カートリッジ 220A 用 RIAA イコライザでは、 $C_1=22\text{ nF}$ 、 $C_2=1\text{ nF}$ 、 $R_1=144.5\text{ k}\Omega$ 、 $R_2=75\text{ k}\Omega$ 弱、 $R_{01}=16.05\text{ k}\Omega$ ($\beta=0.1$)、 $R_{02}=8.3\text{ k}\Omega$ ($\beta=1/3$) にし、前段および後段の中域利得 G_1/β と G_2/β を 10 および 30 にした。これにより、イコライザ出力のダイナミックレンジを周波数に依らず確保できることから、出力対ひずみ率特性の周波数による差を無視できる程度にすることができた。そして、時定数 TH は約 $7.5\text{ }\mu\text{ s}$ (21kHz) となることから、超高域信号に関しても無理をせずに扱えている。

なお、周波数 $f_0(\text{Hz})$ を境に超低域信号を遮断するには、コンデンサ C_0 を負帰還回路側の抵抗 R_0 に直列接続し、時定数 $C_0R_0=1/(2\pi f_0)$ のハイパスフィルタ機能を持たせると良い。先に取り上げたフェアチャイルド MC カートリッジ用イコライザでは、 $C_{01}=20\text{ }\mu\text{ F}$ （前段）、 $C_{02}=10\text{ }\mu\text{ F}$ （後段）としている。

メモ：アクティブフィルタ 2 段構成によるフォノイコライザ回路の公開は 2006 年秋から
商業目的以外の利用は自由である（著作権は澤見英男が有している）