

3ch用最適分割フィルタの製作

製作上の注意点

第8図に示したブロック線図の機能を実現するのが、第10図の回路です。

図中の定数では、低・中音を分割するときの交差周波数 f_L は 398Hz, 中・高音の交差周波数 f_H は 3.98kHz としてあります。なお、交差周波数の変更は、コンデンサを変化させることによっています。第1表に、各交差周波数に対応する、コンデンサの容量値をあげておきます。

また、この回路では、入力部にエミッタ・ホロワを用いているので、フィルタの入力インピーダンスが高く、出力インピーダンスの高いプリアンプに接続しても、問題が起ることはありません。

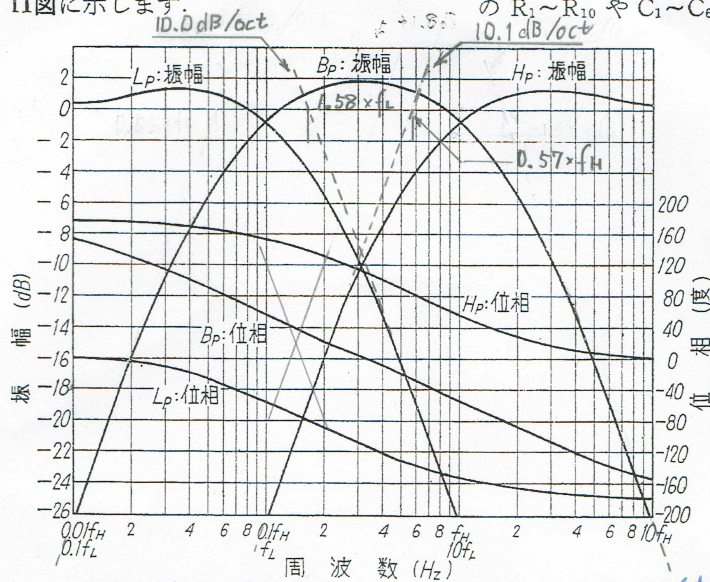
各部に用いているフィルタや演算増幅器は、2ch用最適分割フィルタの場合とほぼ同じですから、本誌'67.9月号「最適分割フィルタ」を参照していただくことにして、詳細は省略します。

使用したトランジスタは、すべて

2SC183 ですが、これは同等のものであれば、なんでもかまいません。しかし、雑音が少なく、 $h_{FE} > 100$ 以上のトランジスタが適当です。

今回は、第10図 (63ページ) の回路の全部を1枚のプリント板上に組みました。そのプリント板パターンを、第11図に示します。

最適分割フィルタでは、引き算さえ正確に行なわれるなら、基準側の特性が実際にどうなっていようと、加算後の伝達関数1の条件は保証されるわけですが、基準側の特性が設計したものとよりずれると、引き算側の特性が悪くなってうまくありません。その基準側の特性を主に決定するのが、第10図の $R_1 \sim R_{10}$ や $C_1 \sim C_6$ です。抵抗のほ



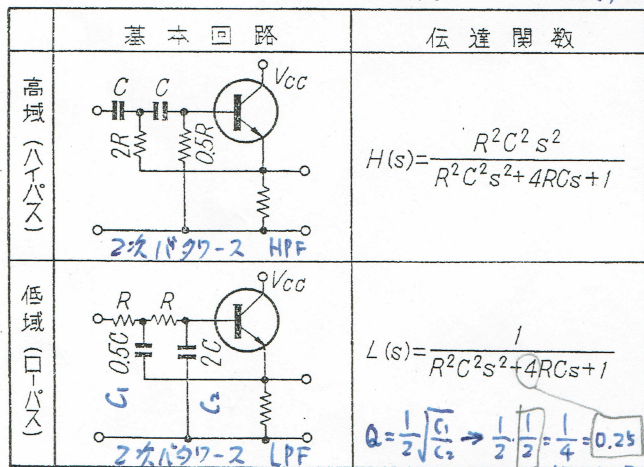
▶ 第7図

3チャンネル最適分割フィルタの周波数特性 (計算によるもの)

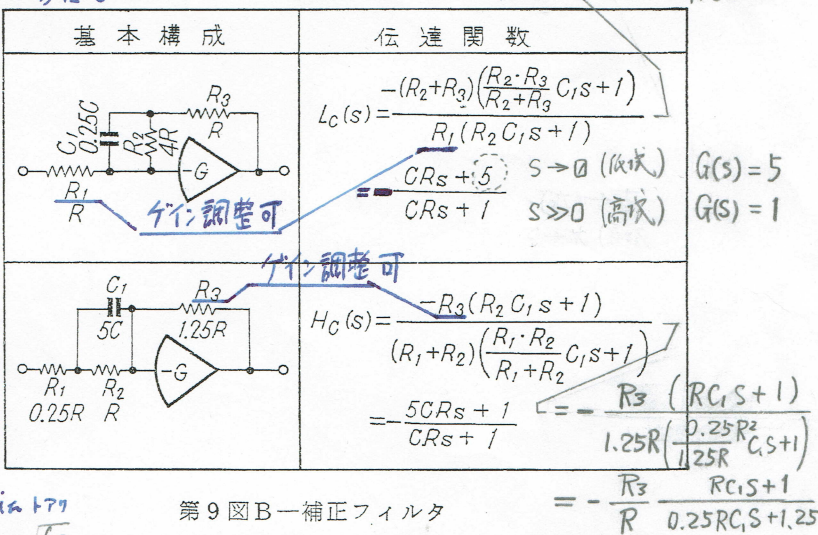
$$= \frac{-(4R+R)(\frac{4R \cdot R}{4R+R} C_1 s + 1)}{R_1(4RC_1 s + 1)} = -\frac{R}{R_1} \cdot \frac{4RC_1 s + 5}{4RC_1 s + 1} = -\frac{R}{R_1} \cdot \frac{RCS + 5}{RCS + 1}$$

12dB/oct - 12dB/octの場合です

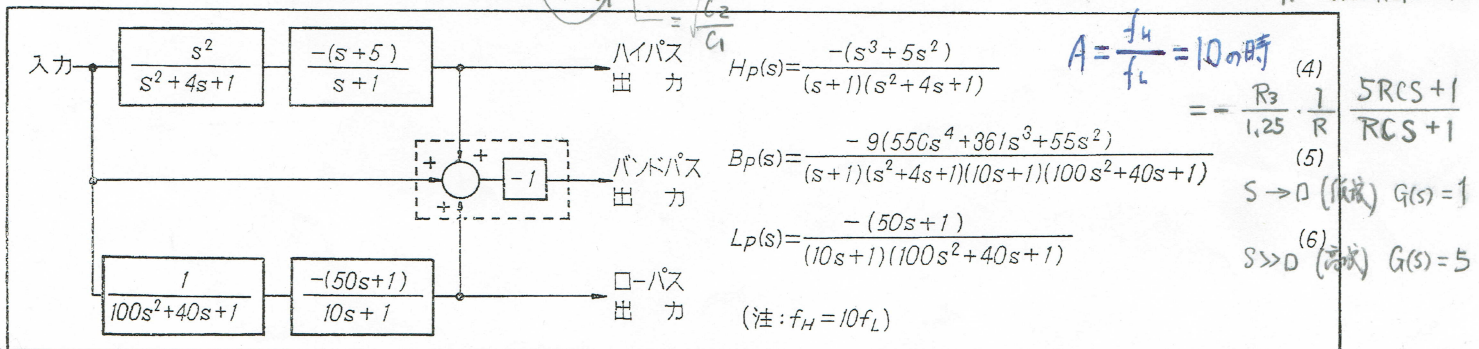
2011.07.21(木)



第9図A—フィルタの構成



第9図B—補正フィルタ



第8図—実際の3チャンネル用最適分割フィルタのブロック線図

⑦ HP フィルタは省略

1/2

山中式 分割フィルタ (12dB/oct - 12dB/oct)

by 2次バターワース + 補正回路 ⇒ 伝達関数=1

Nov. 1967 (3/4) P86

2011.07.27(水)

以下に於いて $S = j\omega \cdot R \cdot C_m$, $C_m = \sqrt{C_1 C_2}$ $\zeta = 2$: 最速分割
 $\frac{1}{\sqrt{2}}$: 最大平坦特性

$$LP(s) = \frac{(2\zeta + 1)s + 1}{(s + 1)(s^2 + 2\zeta s + 1)} = \frac{1}{s^2 + 2\zeta s + 1} \cdot \frac{(2\zeta + 1)s + 1}{s + 1}$$

別添法
 2次バターワース LPF
 補正回路
 $\Rightarrow$ SEP. 1968 P66

$\omega_c =$

$$\frac{1}{s^2 + \frac{1}{Q} \cdot s + 1}$$

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$$

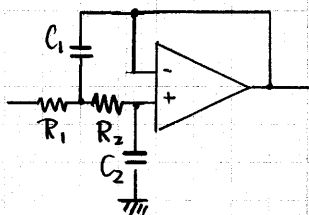
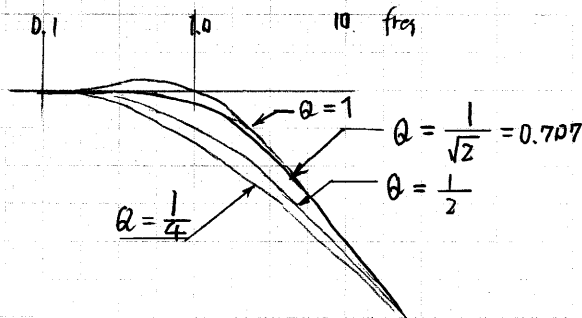
$$\zeta = \frac{1}{2Q} = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$$

$$\sqrt{n} = 2Q$$

$$C_1 = \sqrt{n} \cdot C_m$$

$$C_2 = \frac{1}{\sqrt{n}} \cdot C_m$$

AUG. 1967 (1/4)
 最大平坦特性の場合
 計算上は別にピークが発生。
 最速分割 $\zeta = 2 \leftarrow \zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}$ (最大平坦特性)
 他資料によると
 最大平坦特性の時は $Q = \frac{1}{\sqrt{2}} \therefore \sqrt{n} = \sqrt{2} \Rightarrow \frac{C_1}{C_2} = \frac{1}{2}$
 - 山中式 $\zeta = 2 \rightarrow Q = \frac{1}{4} \therefore \sqrt{n} = \frac{1}{2} \Rightarrow \Rightarrow \frac{C_1}{C_2} = \frac{1}{4}$
 これは肩特性を特別に与えるためのものになる。



他資料によると ボルテージフォロワーのゲインを A_{VF} (→ 通常は 1) とすると

$$A(j\omega) = \frac{e_o}{e_i} = \frac{A_{VF}}{C_1 C_2 R_1 R_2 (j\omega)^2 + \{(1 - A_{VF}) C_1 R_1 + C_2 R_2 + C_2 R_1\} (j\omega) + 1}$$

ここは $A_{VF} = 1$ とすると

$$= \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2 (j\omega)^2 + C_2 (R_1 + R_2) (j\omega) + 1}$$

$R_1 = R_2 = R$, $C_1 = 2Q \cdot C_m$, $C_2 = \frac{1}{2Q} \cdot C_m$ とすると

$$= \frac{1}{(RC_m \cdot j\omega)^2 + \frac{1}{Q} (RC_m \cdot j\omega) + 1}$$

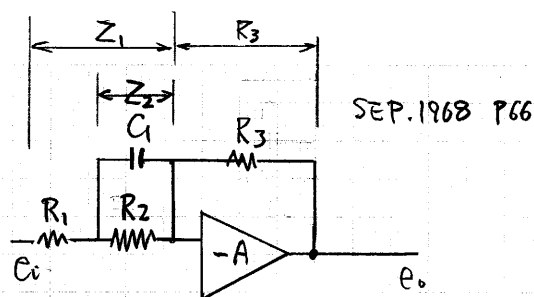
山中式 最速分割 では $Q = \frac{1}{4}$ ($\zeta = \frac{1}{2Q} = 2$)

LP の補正フィルタ- NOV. 1967 P86

$$G(s) = \frac{(2\zeta + 1)s + 1}{s + 1}$$

$$\Leftrightarrow \frac{(2\zeta + 1) \cdot j\omega R \cdot C_m + 1}{j\omega R \cdot C_m + 1}$$

右図 C は U-パスフィルタ-(LP)
の C_m と相対的に考える。



$$\frac{1}{Z_2} = \frac{1}{R_2} + j\omega C_1$$

$$Z_2 = \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_1}$$

$$\begin{aligned} Z_1 &= R_1 + Z_2 = \frac{R_1(1 + j\omega R_2 C_1) + R_2}{1 + j\omega R_2 C_1} \\ &= \frac{R_1 + R_2 + j\omega R_1 R_2 C_1}{1 + j\omega R_2 C_1} \\ &= \frac{(R_1 + R_2)(1 + \frac{j\omega R_1 R_2 C_1}{R_1 + R_2})}{1 + j\omega R_2 C_1} \end{aligned}$$

ゲイン調整可能・容易

SEP. 1969 P196

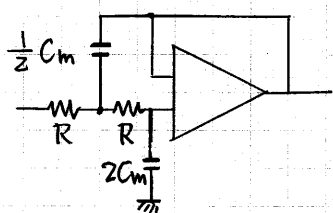
並列帰還増倍器

現在の OP アンプと同じ?

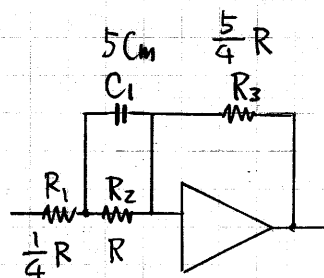
$$\frac{e_o}{e_i} = -\frac{R_3}{Z_1} = -\frac{R_3}{(R_1 + R_2)(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_1 j\omega + 1)}$$

SEP. 1968 P66

最適分割 ($\zeta = 2$ or $Q = \frac{1}{4}$)



$$LP(s) = \frac{1}{(R C_m j\omega)^2 + 4(R C_m j\omega) + 1}$$



R_3 : ゲイン調整可能・容易

$$\begin{aligned} G(s) &= -\frac{\frac{5}{4}R(R \cdot 5C_m j\omega + 1)}{\frac{5}{4}R(\frac{1}{4}R^2 \cdot 5C_m j\omega + 1)} \\ &= -\frac{\frac{5}{4}(R \cdot 5C_m j\omega + 1)}{\frac{5}{4}R C_m j\omega + \frac{5}{4}} \\ &= -\frac{5 R C_m j\omega + 1}{R C_m j\omega + 1} \end{aligned}$$

SEP. 1968 P66 の式 OK!!

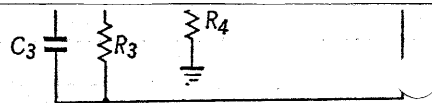


図7・68 R ロード・ツイン T HPF

7・7 と同じです。

f_c の $1/10$ 以下の周波数にな

と、どの形式でもほぼ同じ単調減

衰特性となり、次数 n によって $6n$ dB/oct となります。

7・8・3 多次 HPF の構成法

HPF においても、多次フィルタを構成するには、図7・57のように2次あるいは3次を1ブロックとして、それを何段かカスケードします。 n が奇数の場合には、初段のみ3次とします。3次 HPF は、図7・69のように、2次アクティブ HPF の前に1次パッシブ HPF をつけます。

ベッセル多次 HPF とバターワース多次 LPF の各段の Q は、表7・8、9とまったく同じです。ただし、表7・9の f_{na0}/f_c は逆数になって、 f_c/f_{na0} となります。

チェビシェフ多次 HPF の各段の Q は表7・10と同じですが、 f_{na}/f_c は逆数となって、 f_c/f_{na} となります。

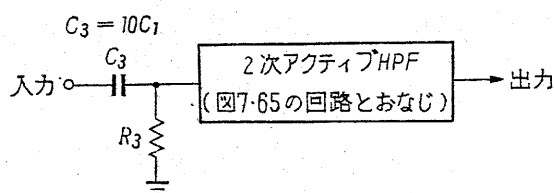


図7・69 3次アクティブ HPF の構成

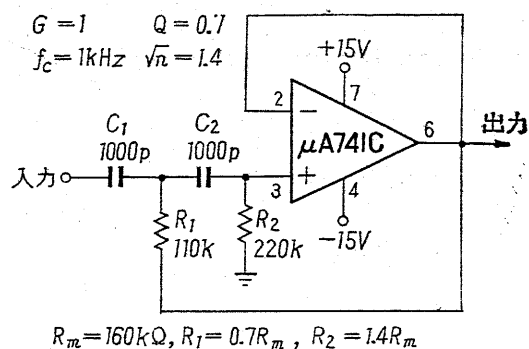


図7・70 2次バターワース HPF

	3.0	3.067			0.299	0.916		
4	0.5	0.705	2.940			0.597	1.031	
	1.0	0.785	3.559			0.529	0.993	
	2.0	0.929	4.594			0.471	0.964	
	3.0	1.075	5.618			0.443	0.950	
5	0.5	1.178	4.545		0.362	0.690	1.018	
	1.0	1.399	5.556		0.290	0.655	0.994	
	2.0	1.775	7.232		0.218	0.627	0.976	
	3.0	2.137	8.772		0.178	0.614	0.967	
6	0.5	0.684	1.810	6.513		0.390	0.768	1.011
	1.0	0.761	2.198	8.004		0.353	0.747	0.995
	2.0	0.902	2.844	10.462		0.316	0.730	0.983
	3.0	1.022	3.448	12.821		0.298	0.722	0.977

2011.07.26(火)

$$C_m = 0.044, Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2} = 0.25, \sqrt{n} = 0.5$$

$$C_1 = \sqrt{n} \cdot C_m = 0.022, C_2 = \frac{C_m}{\sqrt{n}} = 0.088$$

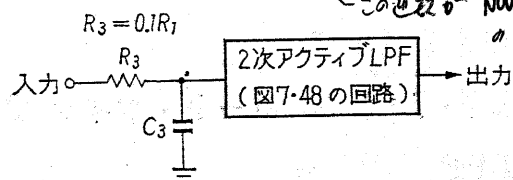


図7.58 3次アクティブ LPF の構成法

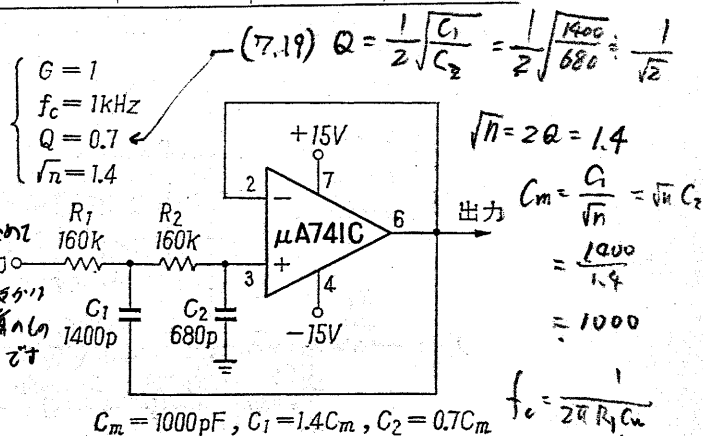


図7.59 2次バターワース LPF

7.7 アクティブ LPF の実用回路

7.7.1 リード・ラグ LPF

図7.59 は、リード・ラグ BPF による2次バターワース LPF で、 f_c は

横# P223