

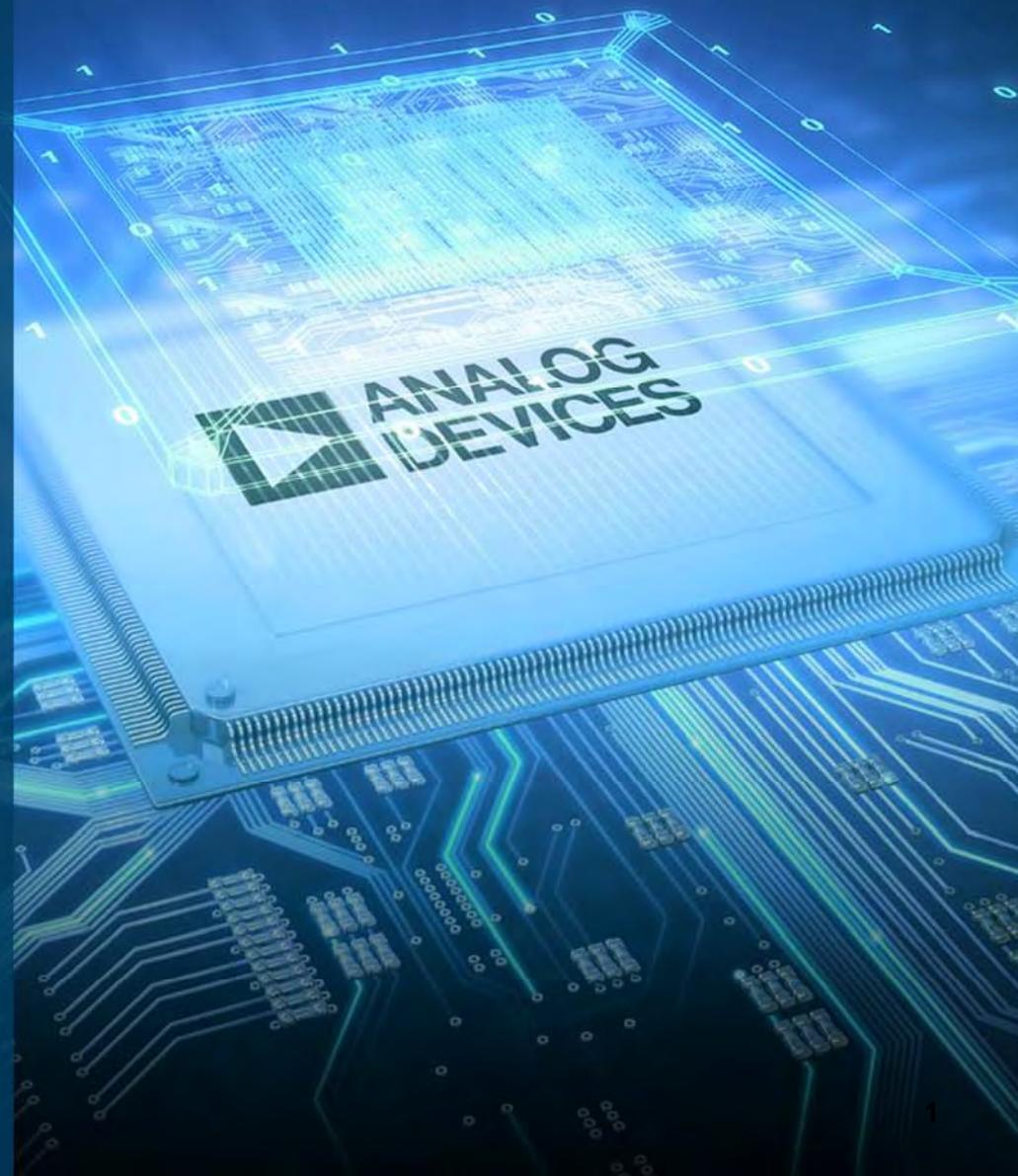


想像を超える可能性を
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

役立つフィルタの設計法

有限会社レムクラフト

浜田 智





想像を超える可能性を
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

フィルタの歴史

意外と最近だった

フィルタの歴史

- 電信から電話への流れの中で始まった
- 電信は1Hz程度の信号であり長距離通信も問題はなかった
- 電話は音声の数KHzの信号を伝送する必要がある
- 通信線の特性改善の研究中が盛んになった
- そしてコイルやキャパシタの性質が明らかになる
- 1910年ドイツのK.W.WagnerとアメリカのGeorge A. Campbellによって同時期に独自にフィルタが発明された
- Campbellの影像パラメータ法は現在でも定K型フィルタとしてよく使われる

1905年のアインシュタインによる特殊相対性理論の発表を考えると意外と最近の事である



想像を超える可能性を
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

今日のお話の特徴

実際のフィルタのノウハウに焦点

今日のお話の特徴

- 1MHzまでの低周波フィルタ
- 4次までの実用的な次数
- アクティブフィルタをメインに
- バタワース, ベッセル, チェビシェフなどの理論や数学は省略
- 実測値やフィルタ設計のノウハウに焦点を当てた



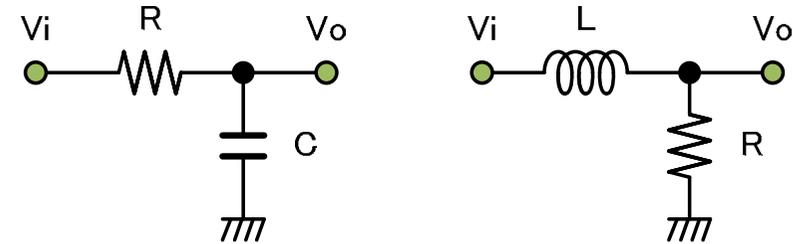
想像を超える可能性を
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

フィルタの基本

1次フィルタと2次フィルタ

1次フィルタ

- CRやLRで構成される
- カットオフ周波数以降は-6dB/oct



この式の方が馴染みがあるかもしれない

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\omega_0}{\omega_0 + s}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{CR}$$

$$= \frac{R}{L}$$

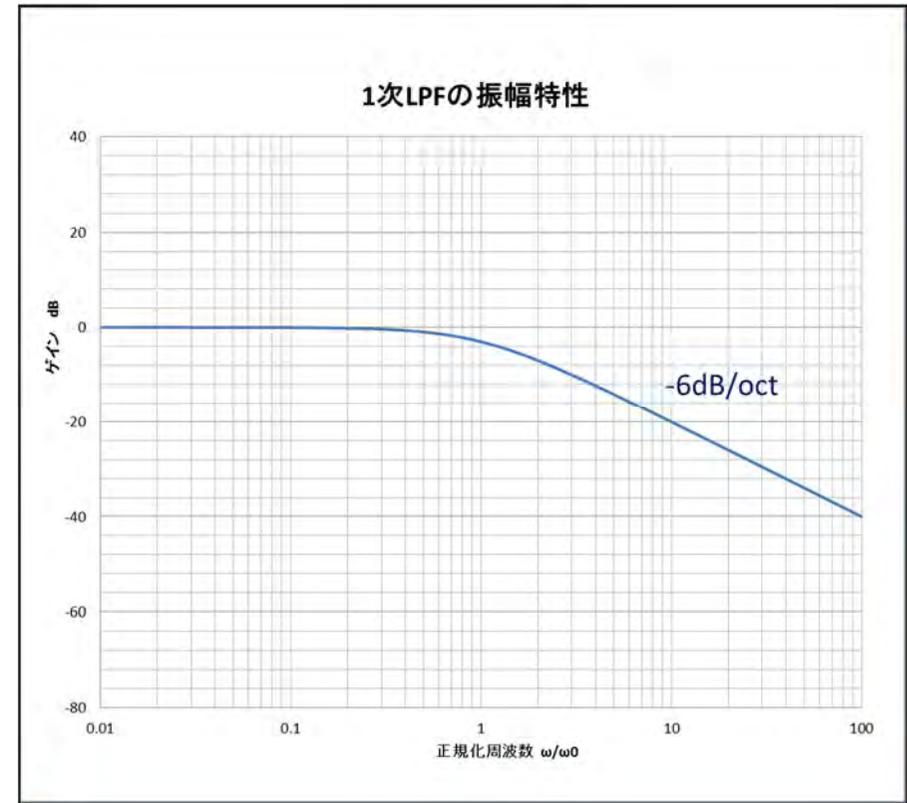
$$S = j\omega$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + sT}$$

$$T = CR$$

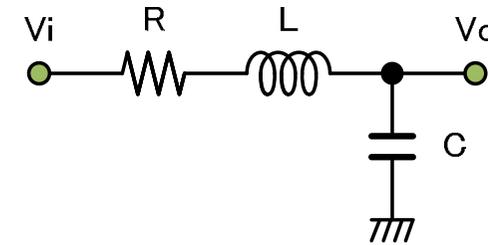
$$= \frac{L}{R}$$

$$S = j\omega$$



2次フィルタ

- LCRで構成される
- Qという概念がある
- カットオフ周波数以降は-12dB/oct

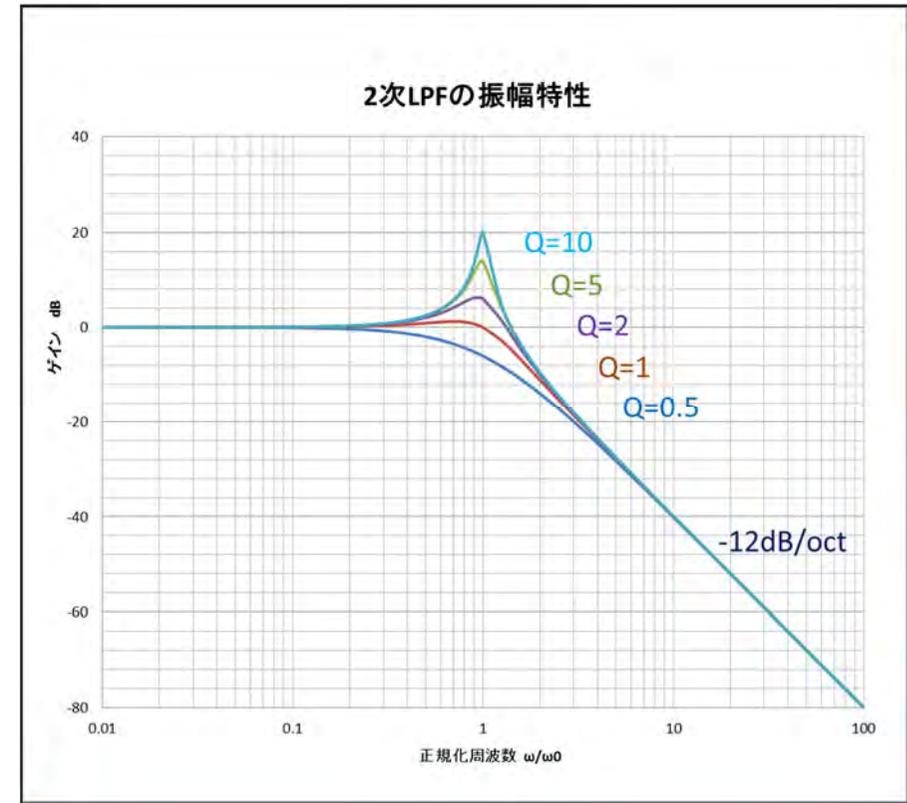


$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$S = j\omega$$





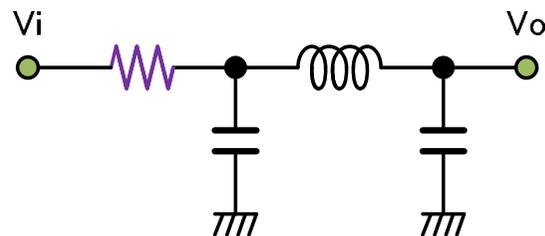
想像を超える可能性を
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

低周波LCフィルタ

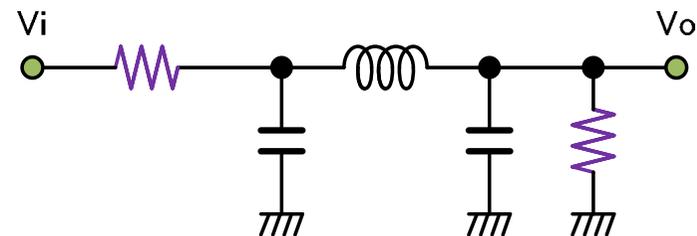
低周波LCフィルタの問題点とは

LCフィルタのバリエーション

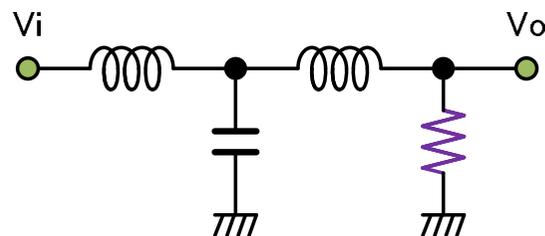
- 入力終端, 出力終端, 両終端型がある
- π 型はC-L-Cの並び
- T型はL-C-Lの並び
- V_i はゼロ Ω のインピーダンスで駆動する
- V_o は無量大 Ω のインピーダンスで受ける



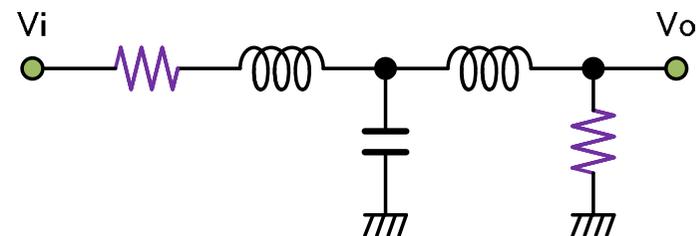
入力側終端フィルタ(π 型)



両終端フィルタ(π 型)



出力側終端フィルタ(T型)



両終端フィルタ(T型)

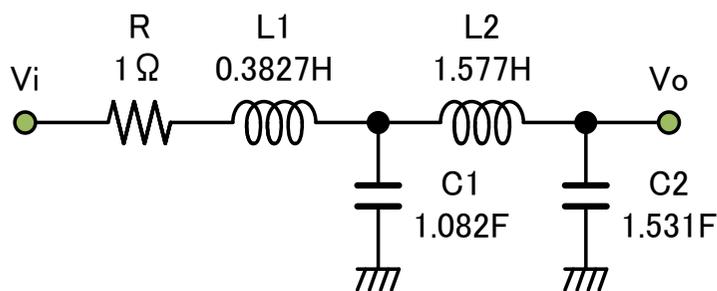
4次バターワースLPFを入力終端のLCで設計

- バタワース, ベッセル, チェビシェフのフィルタに対して
- 入力終端, 出力終端, 両終端の正規化された設計表がある
- 正規化とは $R=1\Omega$, $\omega=1$ (0.159Hz) で計算されたフィルタ値のこと
- 目的のフィルタにはインピーダンスと周波数スケーリングを行う

入力終端型 正規化バターワース設計表						
次数	Z1	Z2	Z3	Z4	Z5	Z6
2	0.7071	1.414				
3	0.5000	1.333	1.500			
4	0.3827	1.082	1.577	1.531		
5	0.3090	0.8944	1.382	1.694	1.545	
6	0.2588	0.7579	1.202	1.553	1.759	1.533

奇数次フィルタでは $Z1 \sim Zn$ を
 $C \rightarrow L \rightarrow C$ と読み出す

偶数次フィルタでは $Z1 \sim Zn$ を
 $L \rightarrow C \rightarrow L \rightarrow C$ と読み出す



入力終端型 正規化4次バターワースLPF

「電子フィルタ・回路設計ハンドブック」より

カットオフ周波数10kHzで計算すると

- 抵抗を1kΩに決定するとインピーダンススケールリングは1,000倍
- Lは1,000倍, Cは1/1,000倍にインピーダンススケールリング
- さらにLとCは $1/2\pi fc$ 倍に周波数スケールリングする

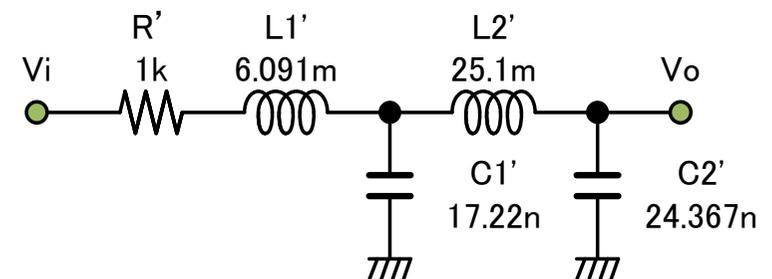
$$R' = R \cdot Z = 1\Omega \times 1,000 = 1k\Omega$$

$$L1' = \frac{L1 \cdot Z}{2\pi fc} = \frac{0.3827 H \cdot 1000}{2 \times 3.14 \times 10 kHz} = 6.091 mH$$

$$L2' = \frac{L2 \cdot Z}{2\pi fc} = \frac{1.577 H \cdot 1000}{2 \times 3.14 \times 10 kHz} = 25.10 mH$$

$$C1' = \frac{C1}{Z \cdot 2\pi fc} = \frac{1.082 F}{1000 \times 2 \times 3.14 \times 10 kHz} = 17.22 nF$$

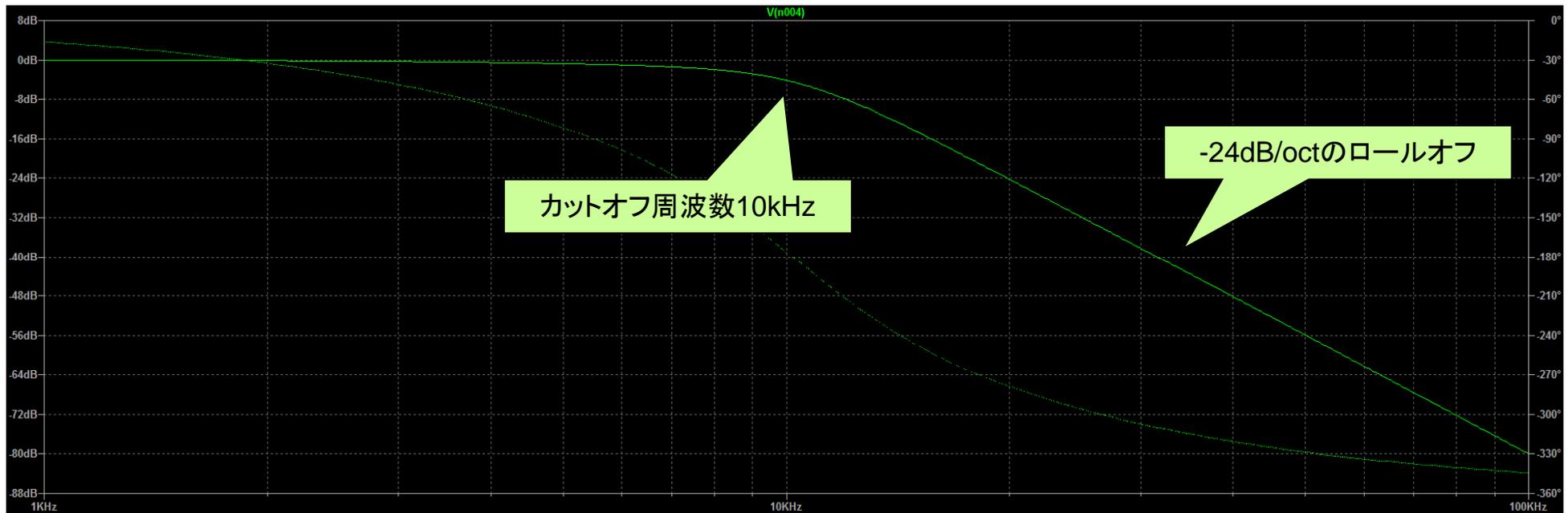
$$C2' = \frac{C2}{Z \cdot 2\pi fc} = \frac{1.531 F}{1000 \times 2 \times 3.14 \times 10 kHz} = 24.367 nF$$



スケールリングを終え完成したフィルタ

LTspiceでシミュレーション

- LTspiceでシミュレーションし特性を確認する

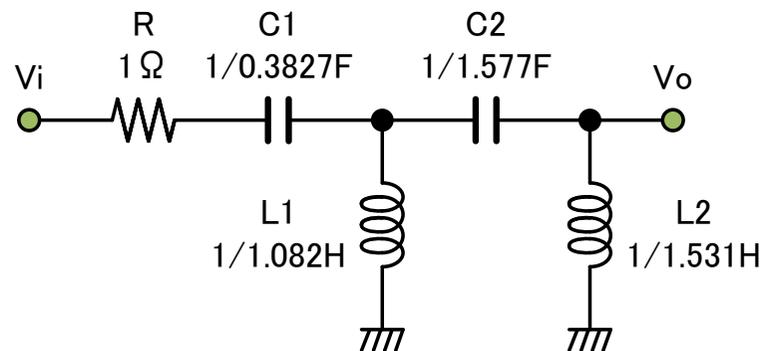


- 6mHや25mHというコイルはサイズの的に問題がある
- Rを1k Ω から100 Ω に変更しても0.6mHや2.5mHとまだ大きい
- mHクラスのコイルは巻線抵抗が大きく自己共振周波数が低い

LCフィルタは低周波ほどコイルに問題を抱える

ハイパスフィルタの場合は

- ハイパスフィルタの場合はLとCを逆にする
- そして正規化表のZ1～Znの数値を全て逆数にする
- インピーダンスと周波数スケールリングは同じ計算



正規化4次バターースHPF



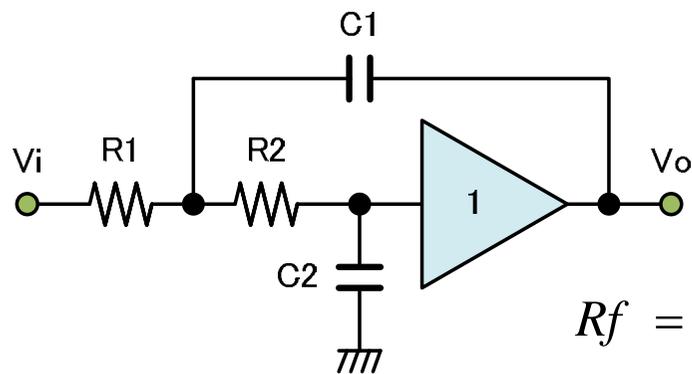
想像を超える可能性を
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

アクティブフィルタ

サレンキー, 多重帰還フィルタ

サレンキーフィルタ

- CRとOPアンプで構成される2次フィルタ
- CRながらQを持つ
- LCフィルタに比べ低周波では小型化が出来る
- LPFは高い周波数でフィルタの切れが悪化する



ローパスフィルタ

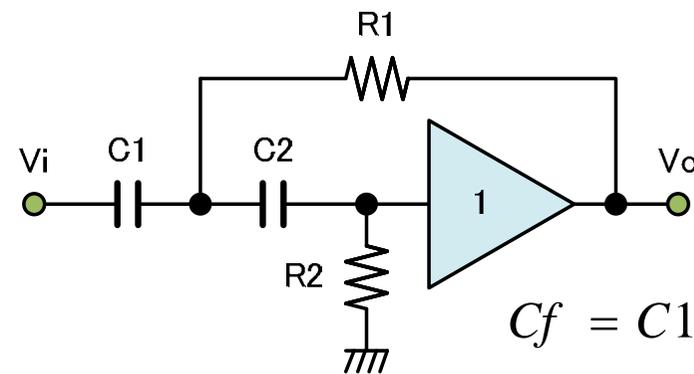
$$R_f = R1 = R2$$

$$C_f = \frac{1}{\omega_0 R_f}$$

$$C1 = 2QC_f$$

$$C2 = \frac{C_f}{2Q}$$

$$\omega_0 = 2\pi f_c$$



ハイパスフィルタ

$$C_f = C1 = C2$$

$$R_f = \frac{1}{\omega_0 C_f}$$

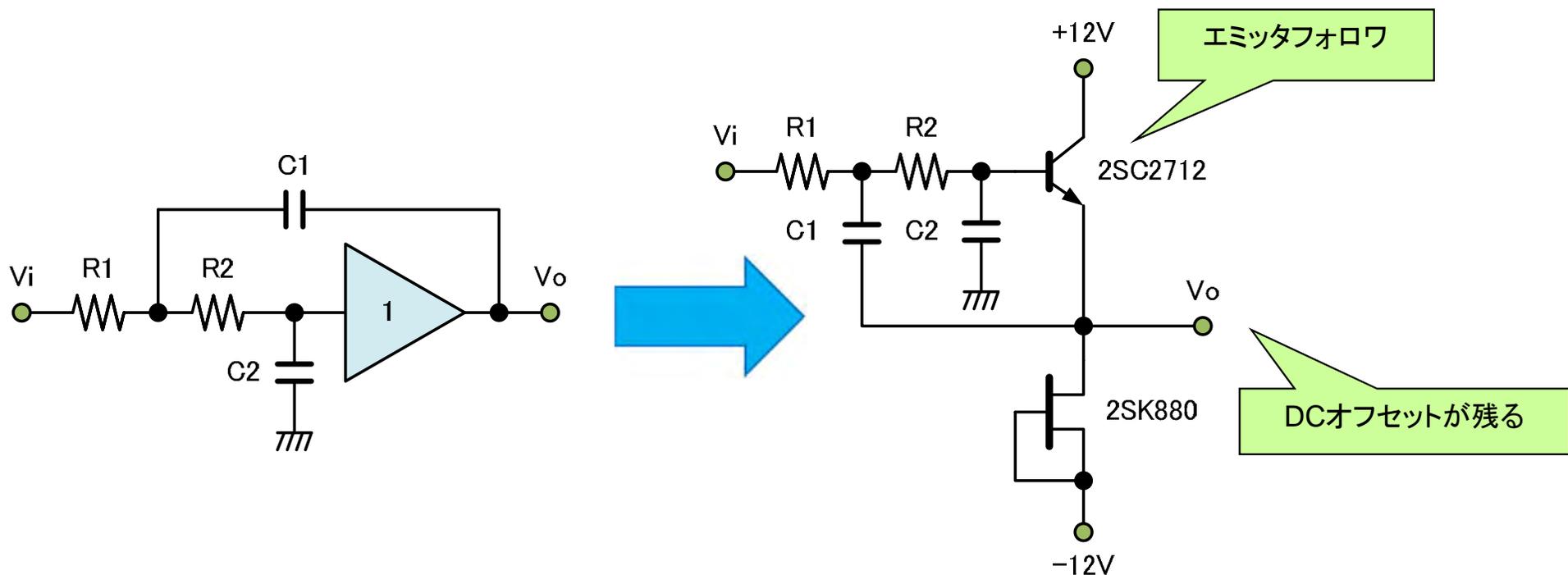
$$R1 = \frac{R_f}{2Q}$$

$$R2 = 2QR_f$$

$$\omega_0 = 2\pi f_c$$

サレンキーフィルタの応用

- サレンキーフィルタは普通OPアンプで組まれるが
- エミッタフォロワならローコストと省スペース化が可能
- OPアンプより高速化が可能
- V_{be} のDCオフセットはPNPのダーリントンでキャンセルできる



多重帰還フィルタ

- CRとOPアンプで構成される2次フィルタ
- CRながらQを持つ
- LCフィルタに比べ低周波では小型化が出来る
- HPFではC1~C3は高域でショートになる

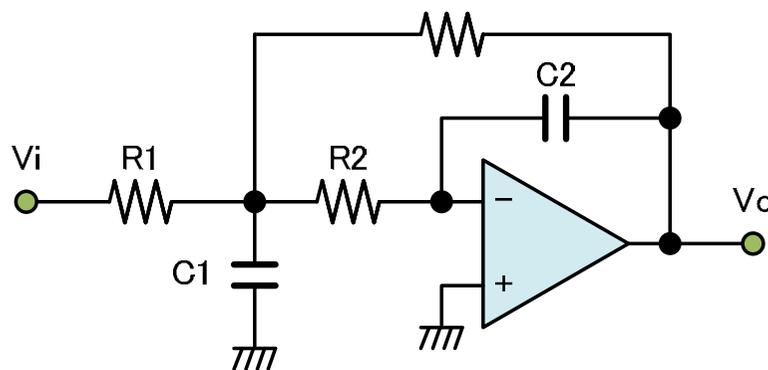
$$R_f = R_1 = R_2 = R_3$$

$$C_f = \frac{1}{\omega_0 R_f}$$

$$C_1 = 3QC_f$$

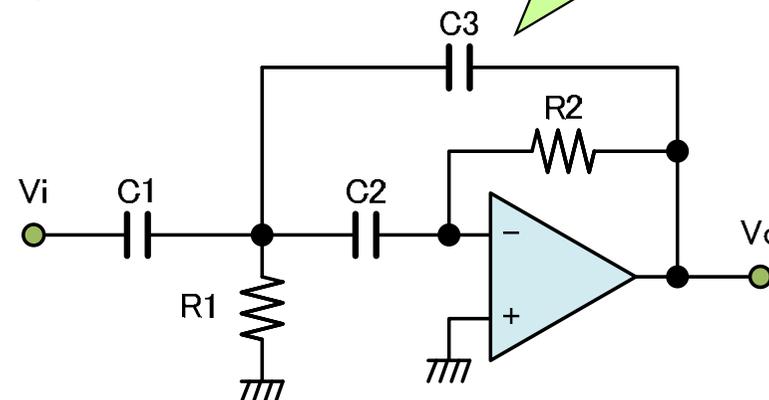
$$C_2 = \frac{C_f}{3Q}$$

$$\omega_0 = 2\pi f_c$$



ローパスフィルタ

多重帰還のHPFは実用的でない



$$C_f = C_1 = C_2 = C_3$$

$$R_f = \frac{1}{\omega_0 C_f}$$

ハイパスフィルタ

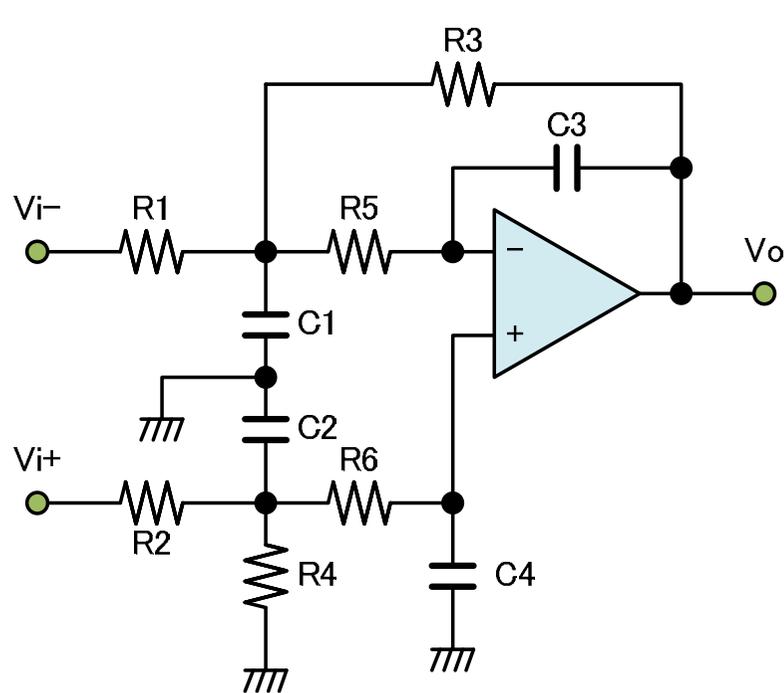
$$R_1 = \frac{R_f}{3Q}$$

$$R_2 = 3QR_f$$

$$\omega_0 = 2\pi f_c$$

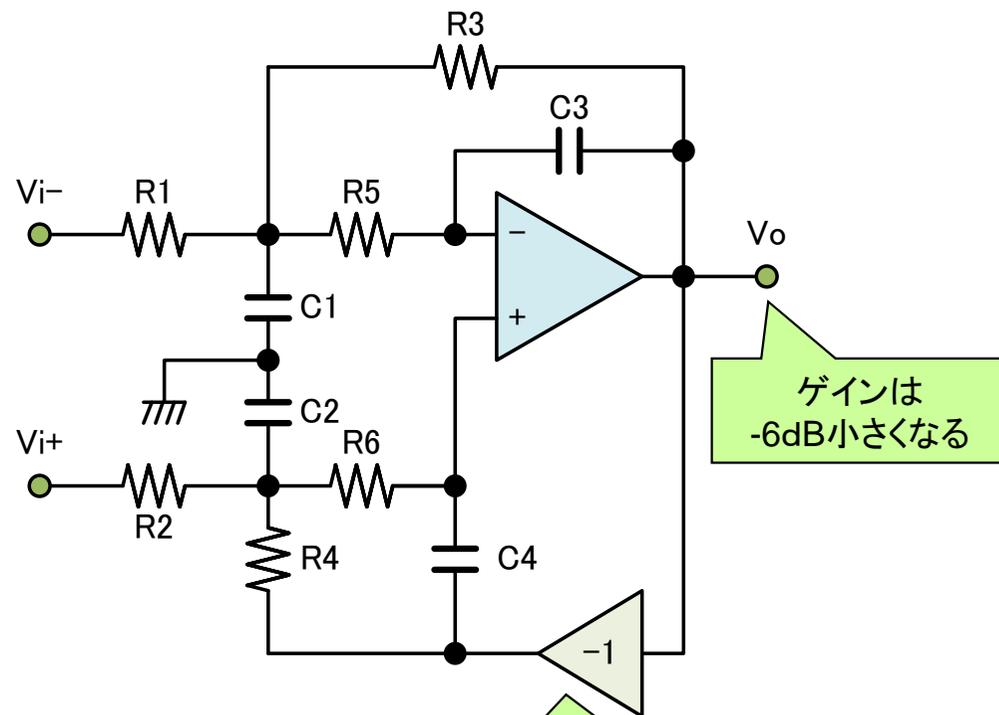
多重帰還フィルタの応用

- OPアンプの非反転側にも同じネットワークを付けると
- バランス→シングル変換型フィルタを構成できる
- V_{i+} と V_{i-} の入カインピーダンスは違うので注意
- -1アンプの追加で両入カインピーダンスは揃うがゲインは6dB小さい



$$R1 = R2, R3 = R4, R5 = R6$$

$$C1 = C2, C3 = C4$$



-1のアンプでR4とC4を駆動すれば
入カインピーダンスは揃う

ゲインは
-6dB小さくなる



想像を超える可能性を
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

アクティブフィルタを設計する

サレンキーフィルタでの設計例

フィルタの定数表

- 一般的にフィルタの種類ごとに便利な定数表が用意されている
- 定数表はフィルタ解説本やWebに転がっている

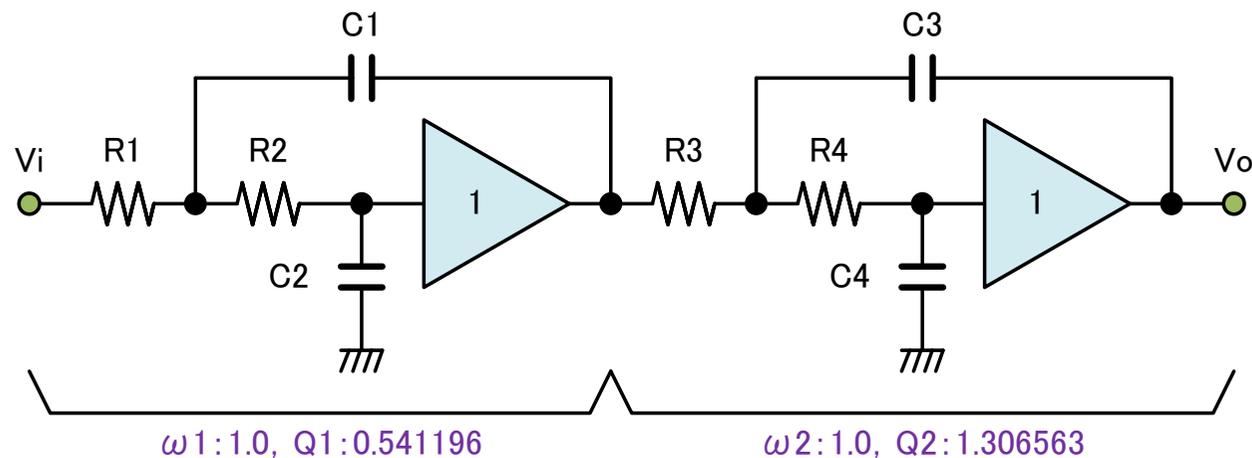
バターズフィルタ定数表			
次数	ω_n		Qn
2	ω_1	1.0	Q1 0.707107
3	ω_1	1.0	Q1 0.5
	ω_2	1.0	Q2 1.0
4	ω_1	1.0	Q1 0.541196
	ω_2	1.0	Q2 1.306563
5	ω_1	1.0	Q1 0.5
	ω_2	1.0	Q2 0.618034
	ω_3	1.0	Q3 1.618034
6	ω_1	1.0	Q1 0.517638
	ω_2	1.0	Q2 0.707107
	ω_3	1.0	Q3 1.931852

ベッセルフィルタ定数表			
次数	ω_n		Qn
2	ω_1	1.2742	Q1 0.57735
3	ω_1	1.32475	Q1 0.5
	ω_2	1.44993	Q2 0.69104
4	ω_1	1.43241	Q1 0.52133
	ω_2	1.60594	Q2 0.80554
5	ω_1	1.50470	Q1 0.5
	ω_2	1.55876	Q2 0.56354
	ω_3	1.75812	Q3 0.91652
6	ω_1	1.60653	Q1 0.51032
	ω_2	1.69186	Q2 0.61120
	ω_3	1.90782	Q3 1.0233

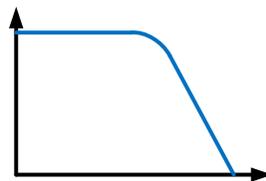
「保存版・アナログフィルタのすべて」より

4次バターワースLPFをサレンキーで設計

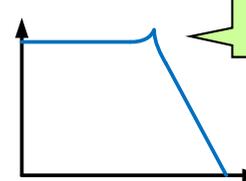
- 2次フィルタを2段組み合わせて4次フィルタを実現する
- バタワース定数表より4次の数値を読み取る
- R1~4を実用的な10k Ω とする
- $\omega_1=1.0$ と $Q_1=0.541196$ より1段目のC1とC2を計算
- $\omega_2=1.0$ と $Q_2=1.306563$ より2段目のC3とC4を計算



1段目



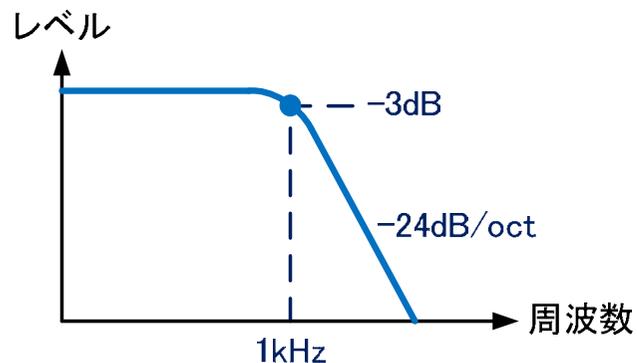
2段目



Qが1.3で少し尖がる

カットオフ周波数1kHzで計算すると

1段目の計算



2段目の計算

$$R_f = R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$C_f = \frac{1}{\omega_0 R_f} = \frac{1}{2\pi \cdot 1\text{kHz} \cdot 10 \text{ k}\Omega} = 15.9155 \text{ nF}$$

$$C_1 = 2QC_f = 2 \cdot 0.541196 \cdot 15.9155 \text{ nF} = 17.23 \text{ nF}$$

$$C_2 = \frac{C_f}{2Q} = \frac{15.9155 \text{ nF}}{2 \cdot 0.541196} = 14.70 \text{ nF}$$

$$\omega_0 = 2\pi f_c$$

$$R_f = R_3 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$C_f = \frac{1}{\omega_0 R_f} = \frac{1}{2\pi \cdot 1\text{kHz} \cdot 10 \text{ k}\Omega} = 15.9155 \text{ nF}$$

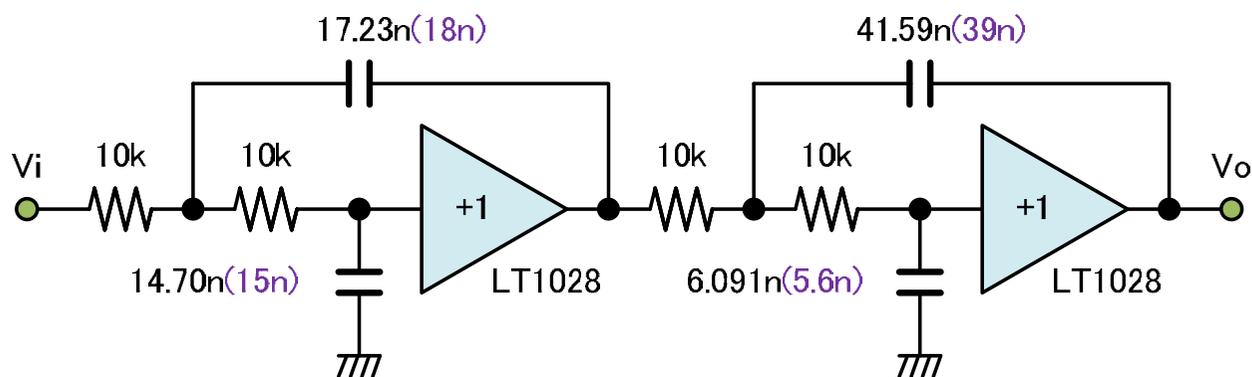
$$C_1 = 2QC_f = 2 \cdot 1.306563 \cdot 15.9155 \text{ nF} = 41.59 \text{ nF}$$

$$C_2 = \frac{C_f}{2Q} = \frac{15.9155 \text{ nF}}{2 \cdot 1.306563} = 6.091 \text{ nF}$$

$$\omega_0 = 2\pi f_c$$

LTspiceでシミュレーション

- キャパシタ値を現実的なE12列に丸める
- LTspiceでシミュレーションし特性を確認する





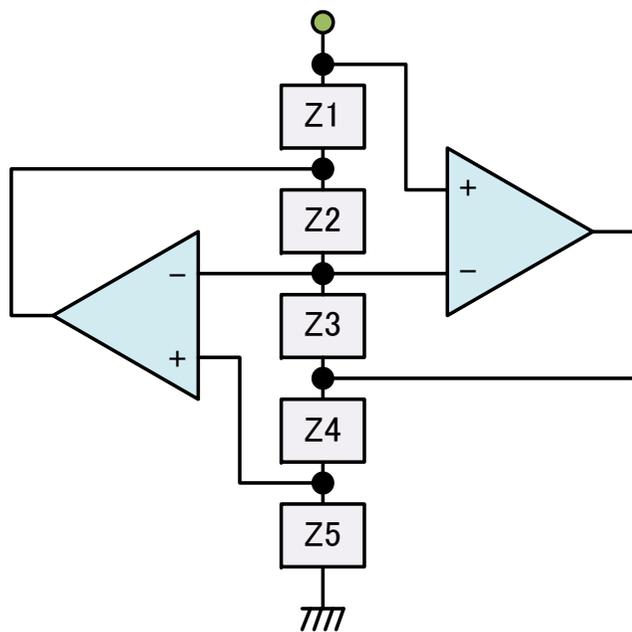
想像を超える可能性を
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

シミュレーション型フィルタ

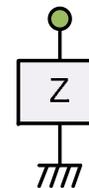
LC素子の動きをOPアンプでシミュレートする

GIC回路 General Impedance Converter

- LCフィルタの実際的な課題はコイルである
- もしコイルをOPアンプ回路でシミュレートできれば置き換えられる
- その一つにGIC回路がある
- Z1~Z5の組み合わせでシミュレートされたインピーダンスZを作り出す
- 例えばZ2をCとし残りをRとすればLが出来上がる



GIC回路



$$Z = \frac{Z1 \cdot Z3 \cdot Z5}{Z2 \cdot Z4}$$

GICが作り出す
インピーダンス

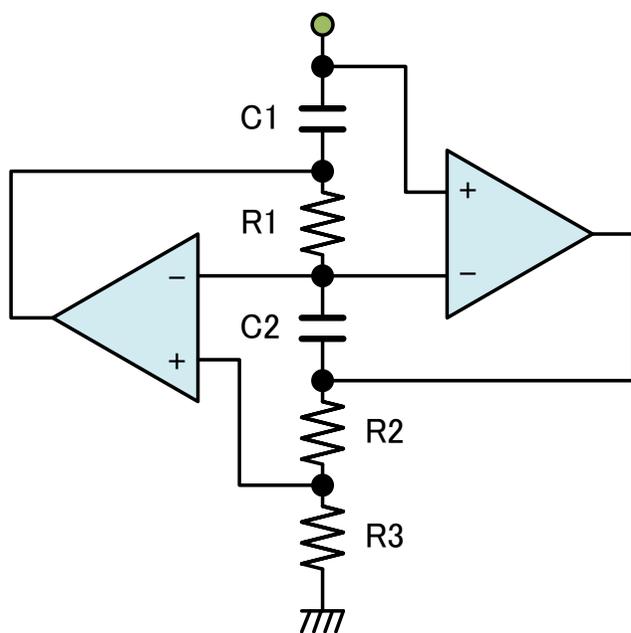
等価コイルが出来上がる

$$Z = \frac{R1 \cdot R3 \cdot R5}{\frac{1}{sC} \cdot R4} = sCR$$

Z2のみCで
残りをRにすると

GICによるFDNR Frequency Dependent Negative Resistance

- GICのZ1とZ3をキャパシタにすると
- 周波数依存性負性抵抗FDNRが出来上がる



GICによるFDNR

$$Z = \frac{1}{sC1} \cdot \frac{1}{sC2} \cdot R3$$
$$= \frac{R3}{s^2 C1 C2}$$

$$R2 = R3, \quad C = C1 = C2$$

$$R = R1$$

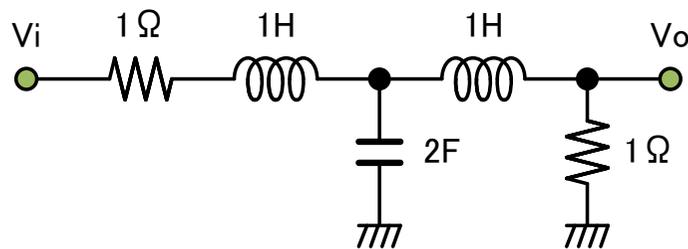
$$\therefore Z = \frac{1}{s^2 C^2 R} = \frac{1}{s^2 D}$$

$$D = C^2 R$$

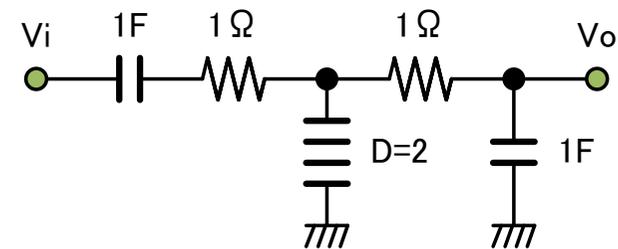
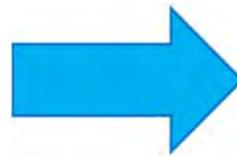
S=j ω なので
jが消え-1が残る

3次両終端バターースLPFをFDNRで設計

- GICはハイサイド側のコイルに対応できない
- そこで各素子に $1/s$ を掛けて素子変換する
- $R \rightarrow C$, $L \rightarrow R$, $C \rightarrow \text{FDNR}$ に等価変換



3次両終端バターースLPF



1/s変換後のフィルタ

$$R \Rightarrow R \cdot \frac{1}{s} = \frac{R}{s} \Rightarrow C$$

$$L \Rightarrow sL \cdot \frac{1}{s} = L \Rightarrow R$$

$$\frac{1}{sC} \Rightarrow \frac{1}{sC} \cdot \frac{1}{s} = \frac{1}{s^2 C} \Rightarrow \text{FDNR}$$

カットオフ周波数10kHzで計算すると

- キャパシタを10nFに決めてRとDをインピーダンススケーリング
- 続けてRとDを10kHzに周波数スケーリング

C : 正規化キャパシタ

C' : 希望するキャパシタ

R : 正規化抵抗

R' : 算出された抵抗

D : 正規化 FDNR

D' : 算出された FDNR

$$\begin{aligned} R' &= \frac{C}{C'} \cdot \frac{1}{2\pi fc} \cdot R \\ &= \frac{1F}{10nF} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot 10kHz} \cdot 1\Omega \\ &= 1.592 k\Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D' &= \frac{1}{\frac{C}{C'} \cdot 2\pi fc} \cdot D \\ &= \frac{1}{\frac{1F}{10nF} \cdot 2\pi \cdot 10kHz} \cdot 2 \\ &= \frac{10^{-12}}{\pi} \end{aligned}$$

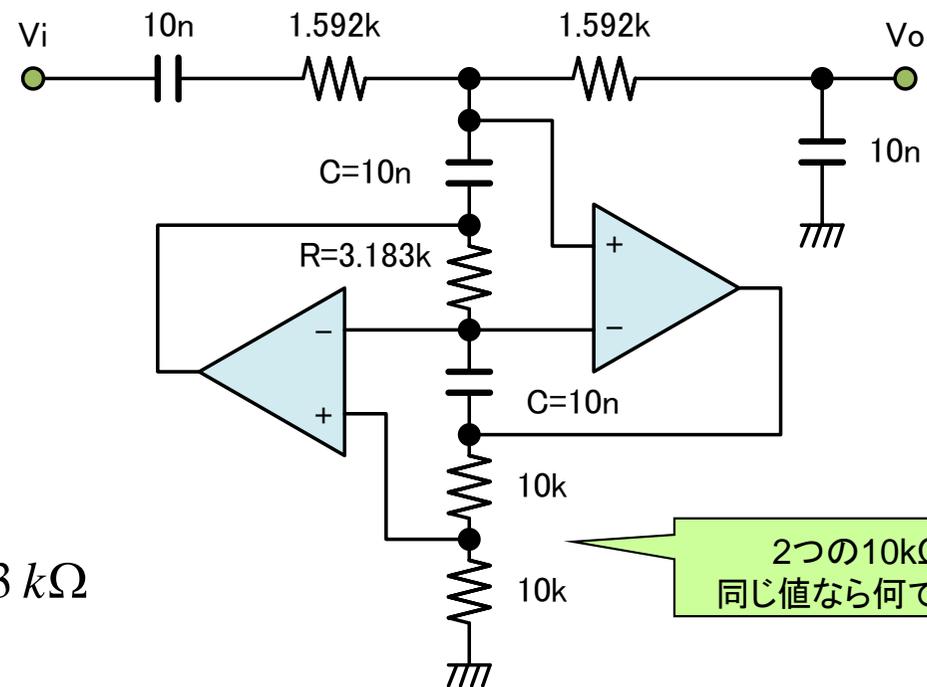
FDNRフィルタとしてまとめると

- FDNR内のCを10nFとしてD'より同じくFDNR内のRを求める
- FDNRフィルタとして組み立てる
- 出来上がったフィルタをLTspiceで検証する

$$D' = C^2 R = \frac{10^{-12}}{\pi}$$

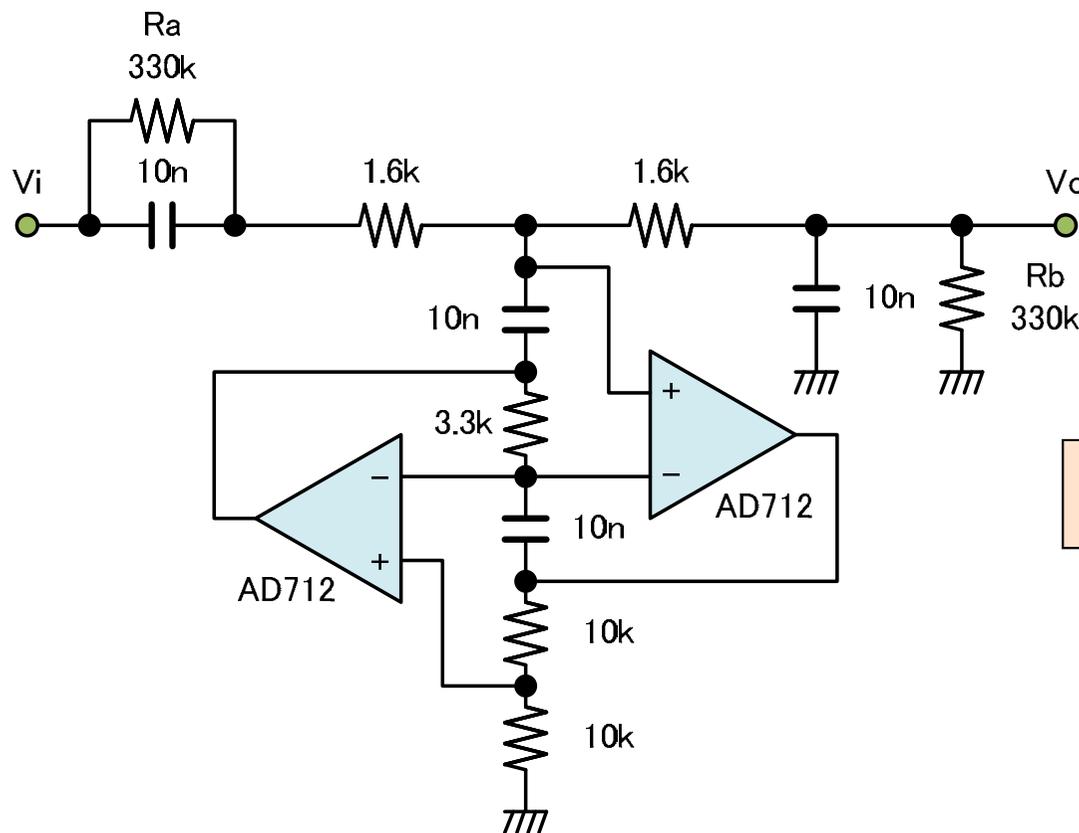
$$C = 10 \text{ nF}$$

$$\therefore R = \frac{10^{-12}}{10 \text{ nF} \times 10 \text{ nF} \times \pi} = 3.183 \text{ k}\Omega$$



現実の部品で仕上げる

- 各素子値をE12やE24列に丸める
- OPアンプの速度はフィルタのカットオフ周波数の10倍以上を選ぶ
- DC動作補償用にRaとRbを設ける
- RaとRbは100k~1MΩが選ばれる

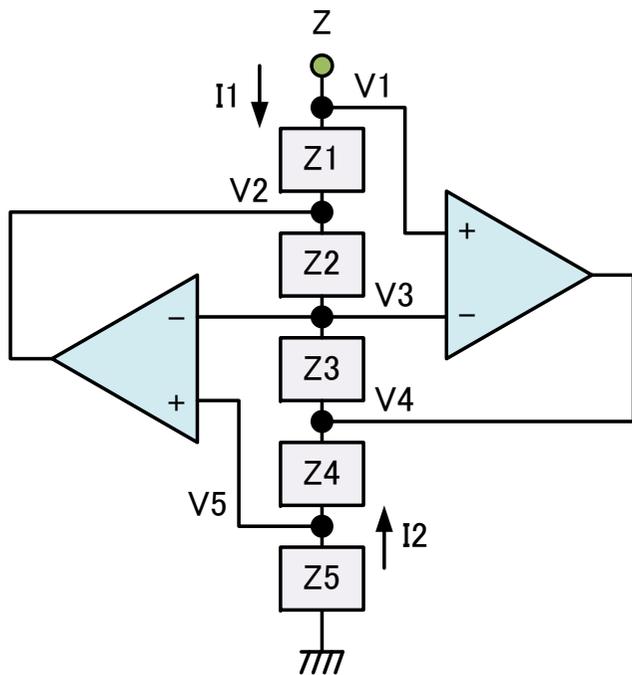


DCゲインはキャパシタの比で決まるのを防止する

OPアンプの入カバイアス電流の経路を確保する

GIC回路の解析

- 複雑に見えるGIC回路は意外と簡単に解くことができる



$$\begin{aligned}
 I1 &= \frac{V1 - V2}{Z1} \\
 I2 &= \frac{V5 - V4}{Z4} \\
 I2 &= -\frac{V5}{Z5} \\
 \frac{V2 - V3}{Z2} &= \frac{V3 - V4}{Z3} \\
 V1 &= V3 = V5 \\
 \therefore \frac{I1}{V1} &= \frac{Z2 \cdot Z4}{Z1 \cdot Z3 \cdot Z5}
 \end{aligned}$$

連立式から
V1とI1についてまとめる

$$Z = \frac{V1}{I1} = \frac{Z1 \cdot Z3 \cdot Z5}{Z2 \cdot Z4}$$

逆数を取ってZを求める



想像を超える可能性を
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

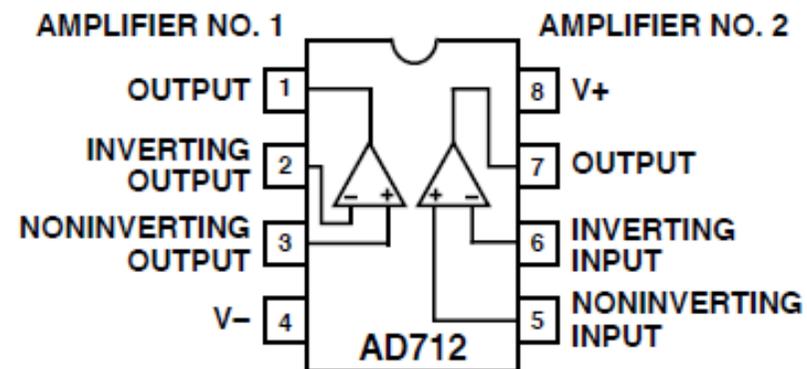
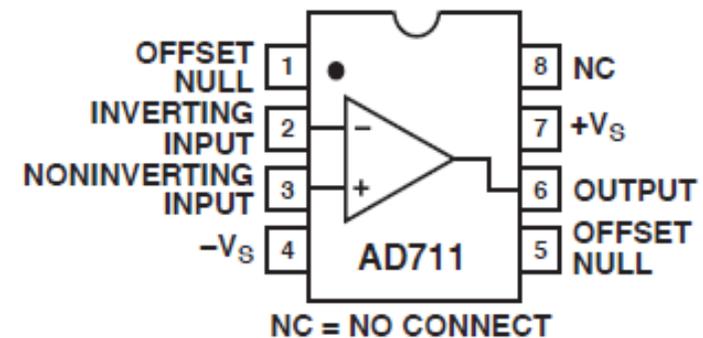
アクティブフィルタの実測

サレンキー, 多重帰還, FDNRフィルタを測る

アクティブフィルタの仕様

- サレンキー, 多重帰還, FDNRの各フィルタを試作し実測した
- 10kHzのLPFに仕様を統一
- OPアンプはAD711とAD712を使用

- AD711シングル, AD712デュアル
- FET入力
- 16V/ μ s スルーレート
- 3MHz GBW
- 0.3mV オフセット



計測器について

- NF回路設計ブロック社のNF5090で周波数特性を計測
- 目黒電波社のMN-446Aで実効値ノイズを計測



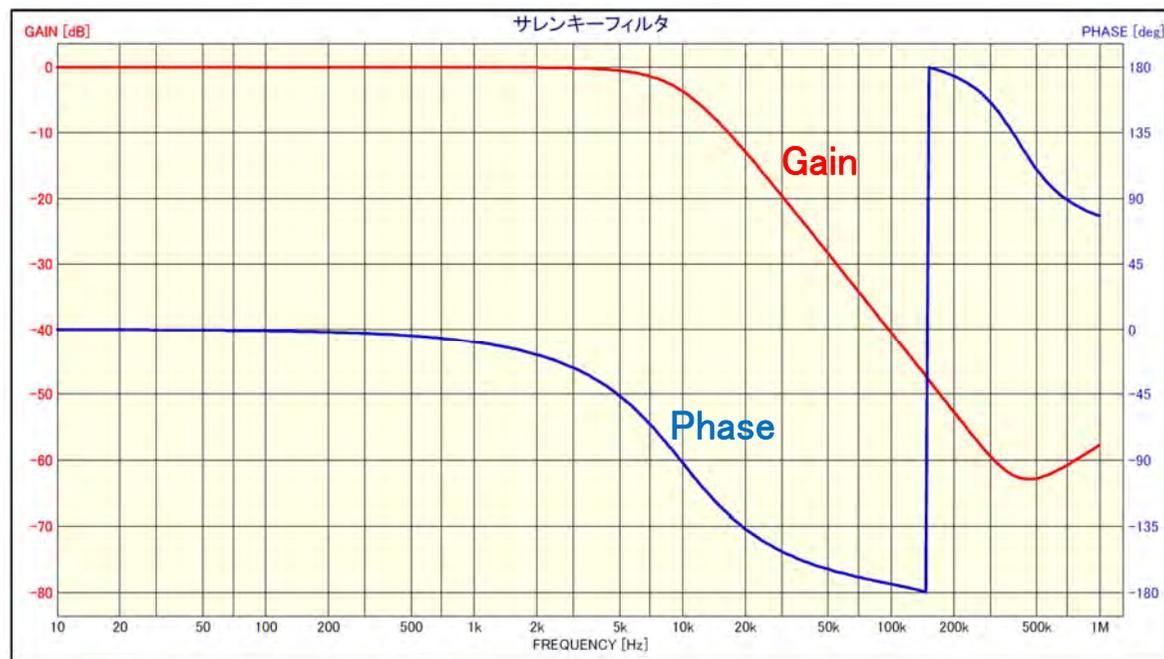
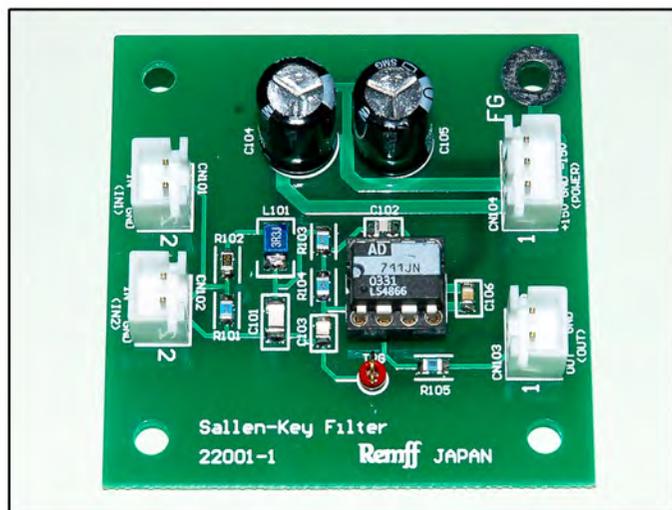
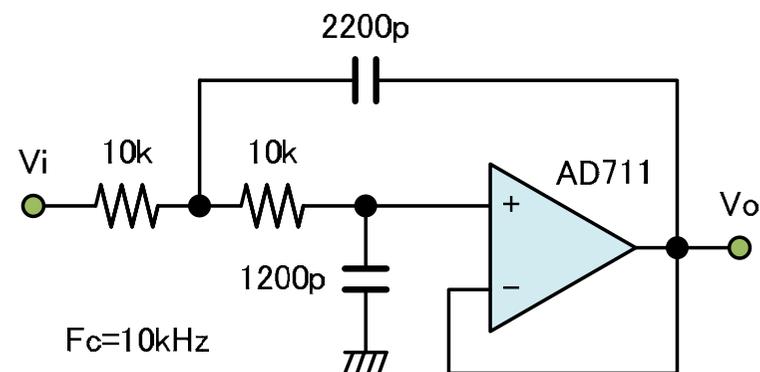
FRA NF5090



ノイズメータ MN-446A

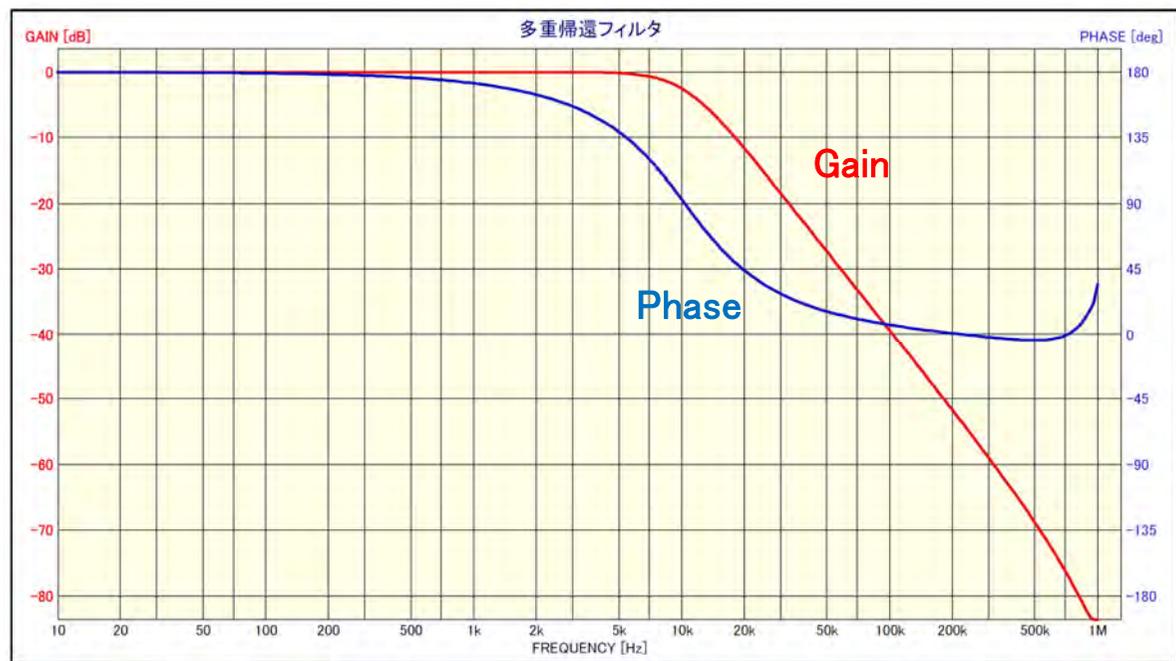
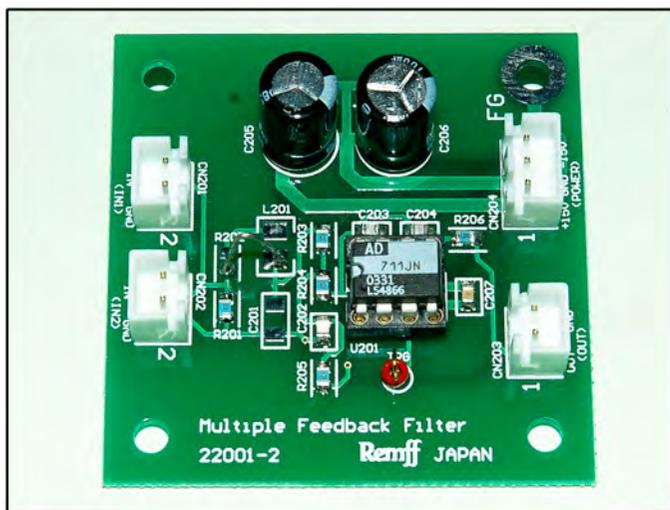
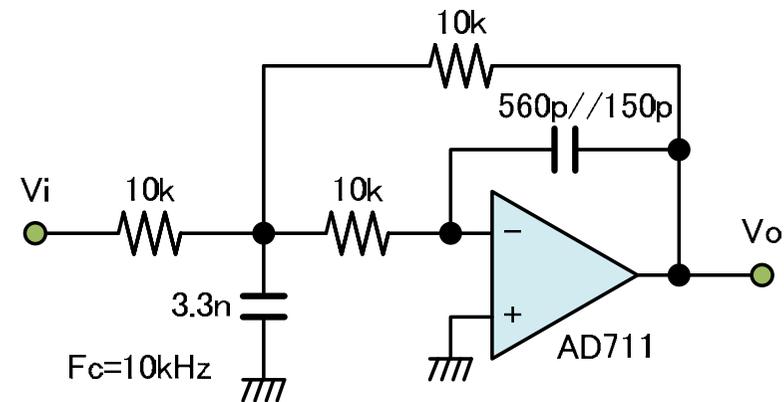
サレンキーフィルタの実測

- 500kHz以上で切れが悪くなっている
- 出力残留雑音 $7\mu\text{Vrms}$



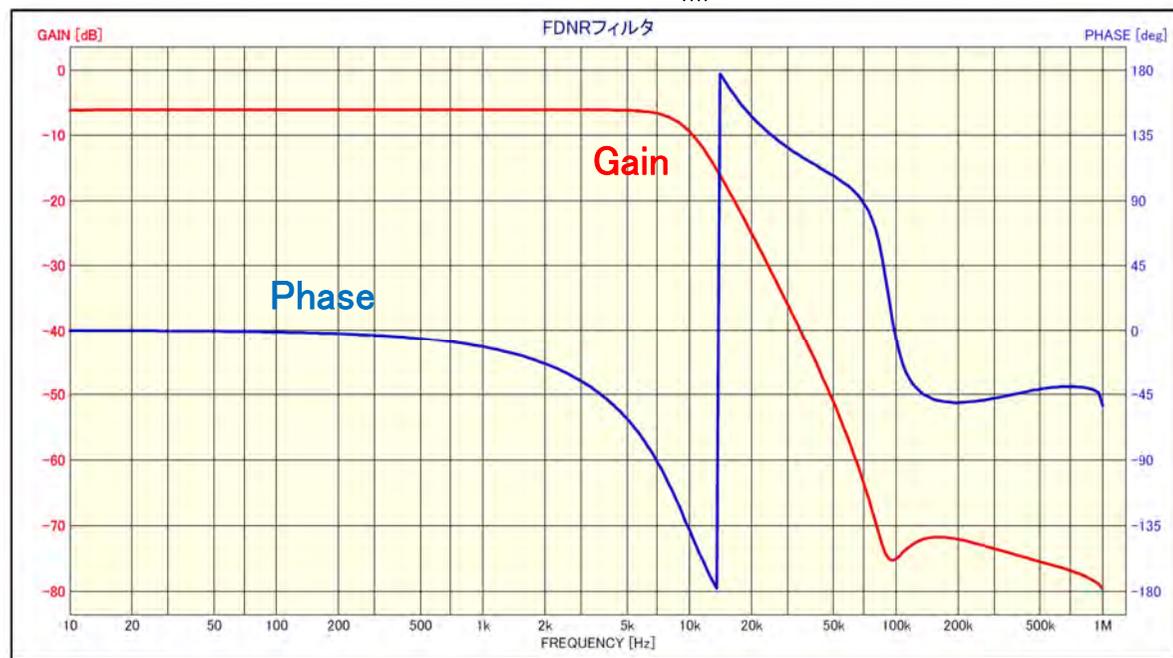
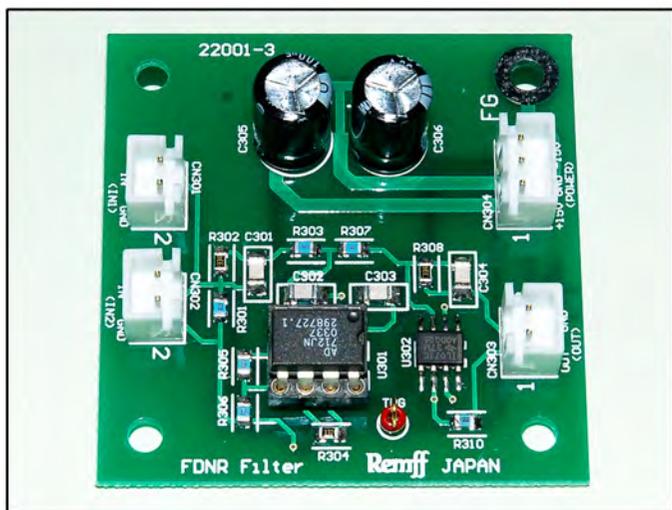
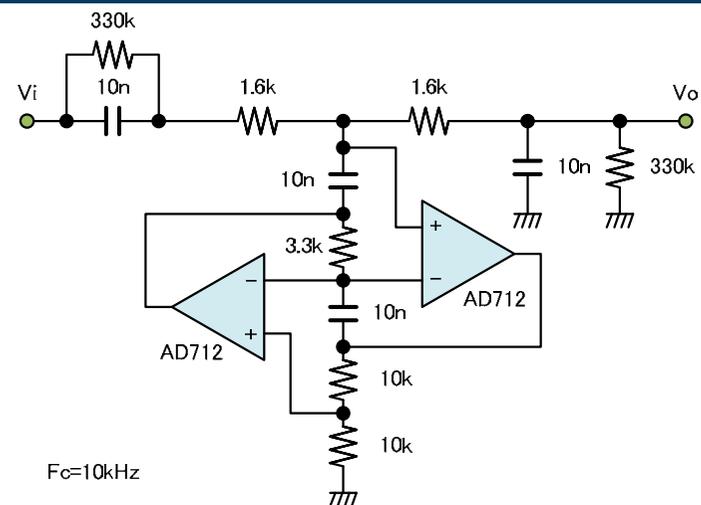
多重帰還フィルタの実測

- 反転出力
- 1MHzまで良好な特性
- 出力残留雑音 $9\ \mu\text{Vrms}$



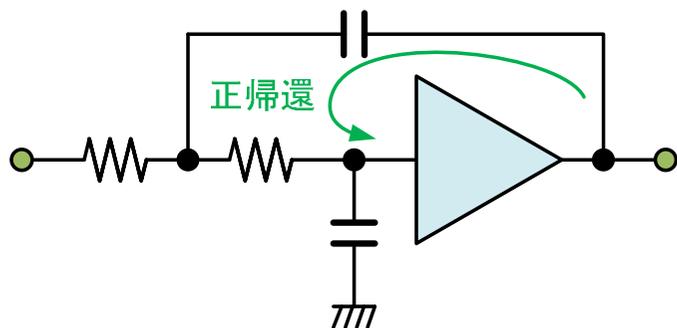
FDNRフィルタの実測

- 両終端型なのでゲインが-6dB低い
- 100kHz以上でも良好な特性
- 出力残留雑音8 μ Vrms

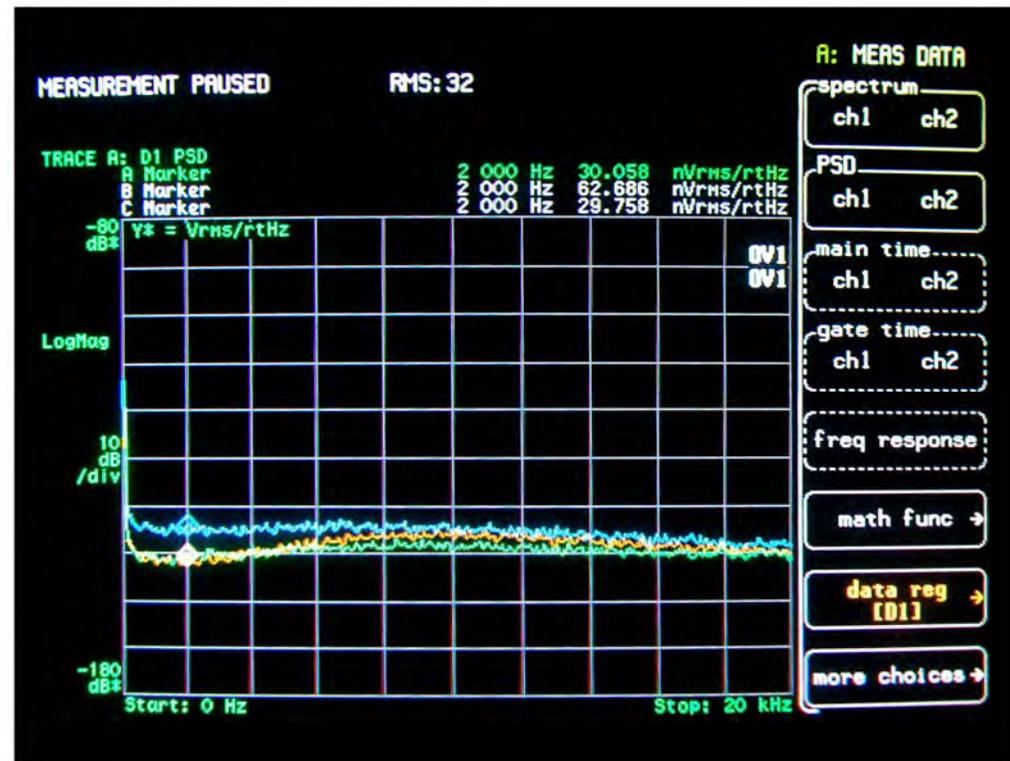


サレンキー，多重帰還，FDNRフィルタの出力残留雑音

- 従来サレンキーは正帰還があるので雑音特性が悪いと言われてきた
- 全帯域でサレンキーは雑音が一番小さかった
- 多重帰還はノイズゲインが6dBあり特性が悪いのは当然である



フィルタ	計測値 @2kHz (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	グラフ色
サレンキー	30.058	グリーン
多重帰還	62.686	ブルー
FDNR	29.578	オレンジ



FFTアナライザ 89441A



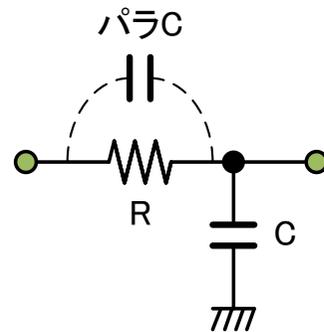
想像を超える可能性を
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

フィルタを完璧にするための工夫

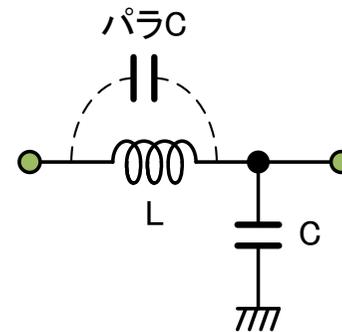
部品の使い方や基板の小さな工夫が最大のカギ

RCフィルタとLCフィルタの境目

- 抵抗は100kHzを超えるとパラCの影響でRの効きが悪くなる
- コイルにもパラCがあるが並列共振に向かうのでしっかり効いてくれる



パラCの影響でRの効きが悪くなる



パラCはLと並列共振を起こす作用

- 100kHz以上では抵抗は10k Ω 以下で回路を組みたい
- 100kHz以上ではコイルは μ Hクラスが使えるのでLCフィルタを多用したい

フィルタの部品のポイント

- OPアンプ

GBWはフィルタのカットオフ周波数の10倍以上欲しい
ユニティゲインで使えるOPアンプを選ぶ

- 抵抗器

一般用途では厚膜で十分
精密や低雑音用途では金属皮膜や薄膜を使う
E12やE24列で設計する

- キャパシタ

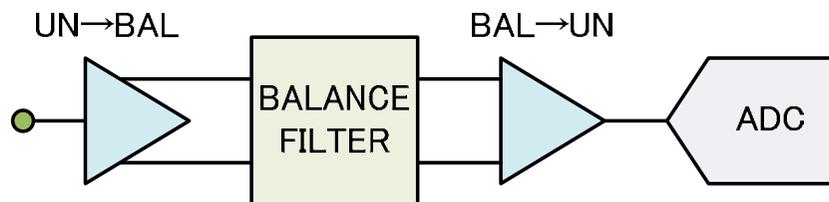
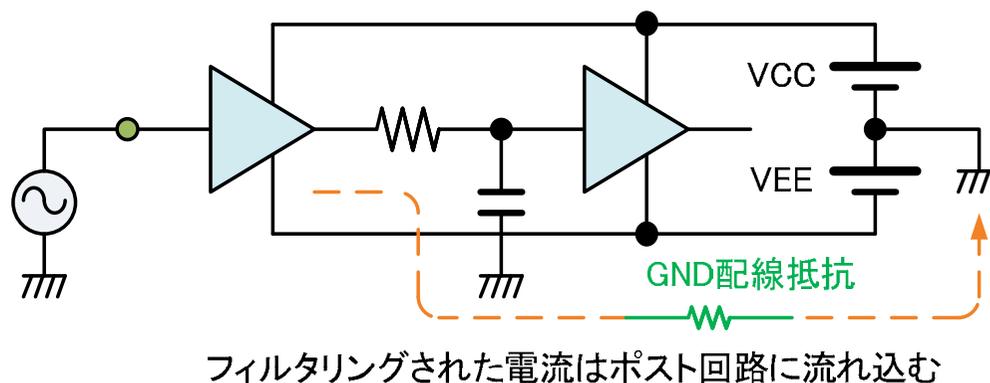
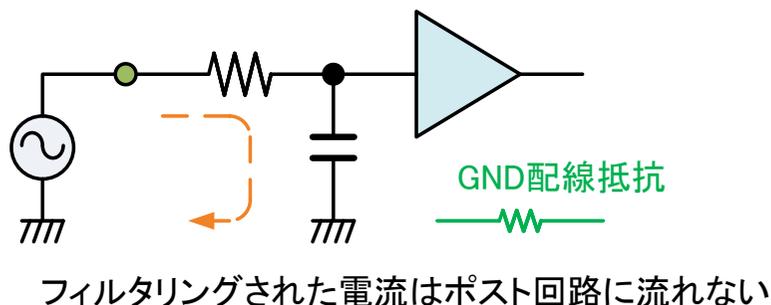
一般的用途では温度特性 $\pm 15\%$ 以内の積層セラミックで十分
精密用途ではポリプロピレン, マイカ, ポリスチレン, PPSを使う
PPSは2%品があり魅力的
E6やE12列で設計する

- コイル

nH \sim μ Hが実用でmH級は避ける
100kHz以上のフィルタで使う感じである
E6やE12列で設計する

GNDの配線

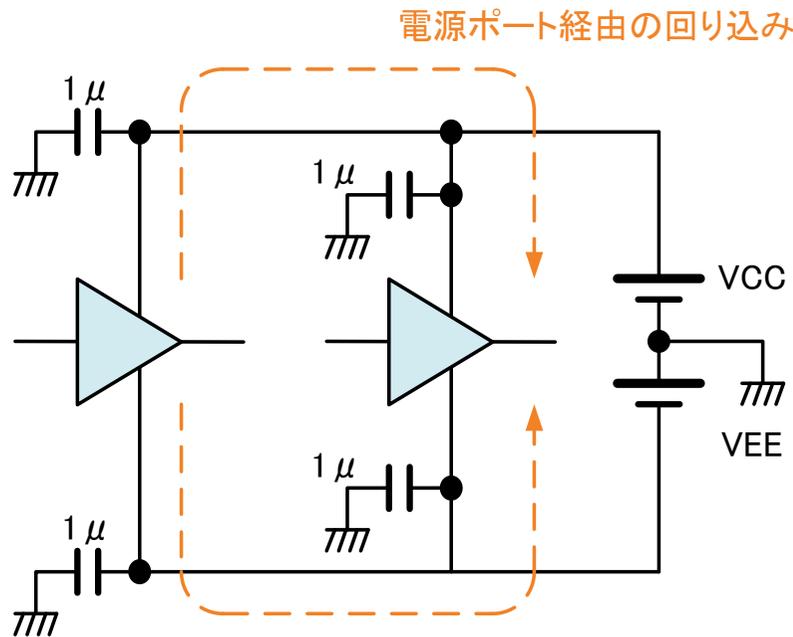
- 電流は必ず信号源や電圧源に帰る性質がある
- アンプを入れると帰還電流の方向が変わる
- 電源の位置とGNDに流れる電流の方向は常に考える
- GNDは電位を伝えるもので可能なら電流は流したくない
- バランス信号に変換しバランスフィルタを使うとGNDに電流が流れない



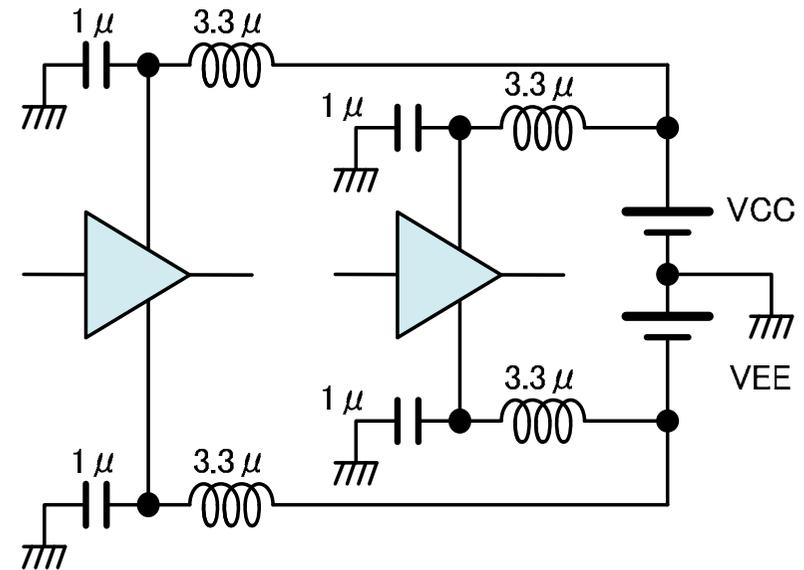
この方式は高精度FFTアナライザのADC前のアンチエリアシングフィルタに採用されている

電源の配線

- OPアンプの電源ポートは周波数特性の良いセラコンで固める
- それでも電源ポート経由でポスト回路に信号が回り込む
- ときにはOPアンプが発振の様な異常動作になる
- 電源ポートに $0.1 \sim 3.3 \mu\text{H}$ のコイルを挿入する



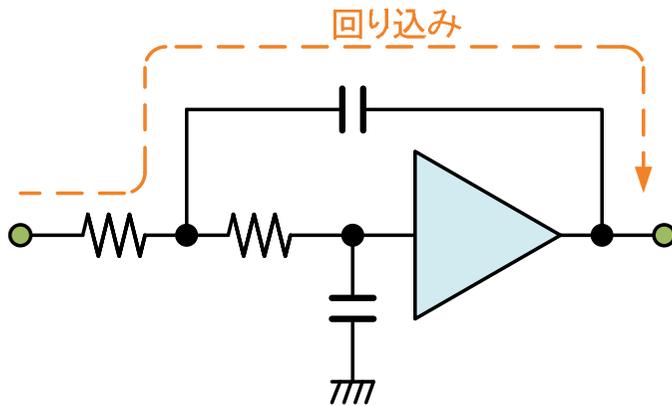
電源ポート同士の干渉



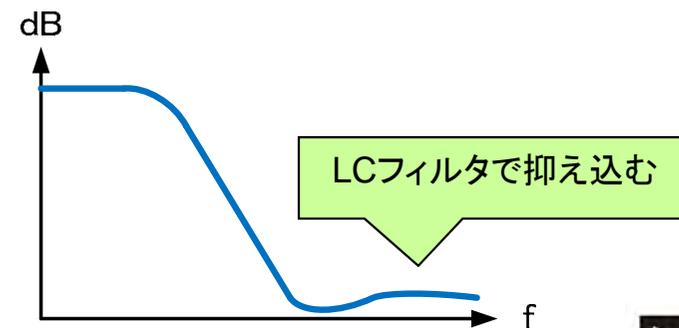
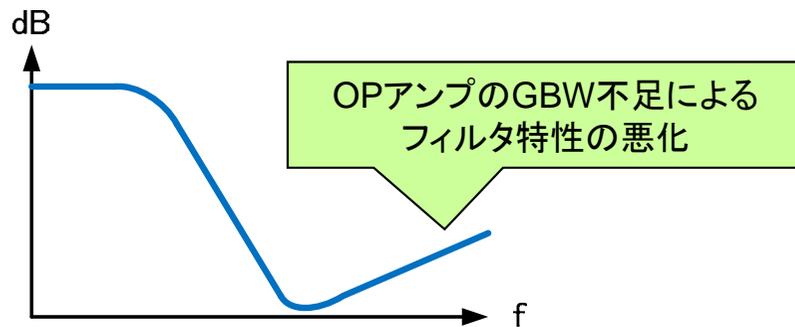
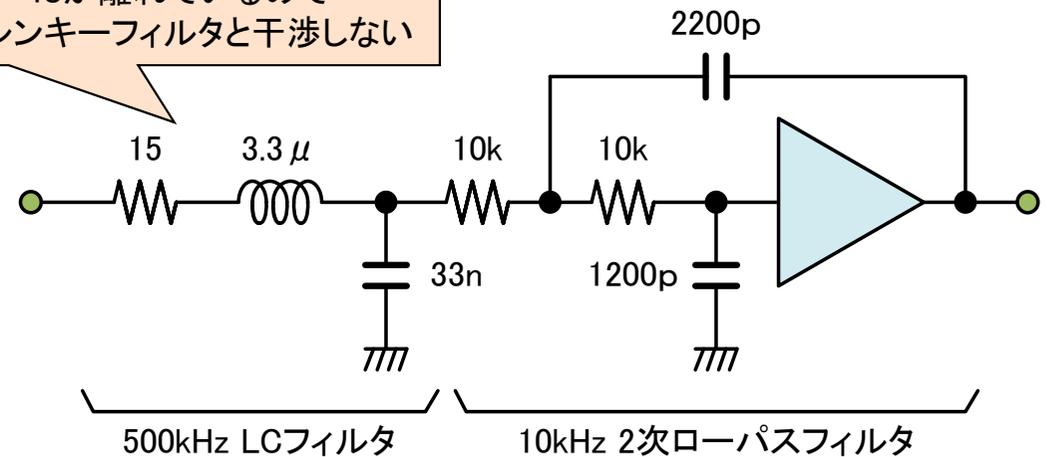
コイルでしっかり阻止する

サレンキーフィルタは高域特性の悪化がある

- OPアンプのGBWの不足で高域信号が出力に回り込む
- LCフィルタを付けることで抑えられる
- OPアンプ内の混変調を避けるためLCフィルタは前段が良い



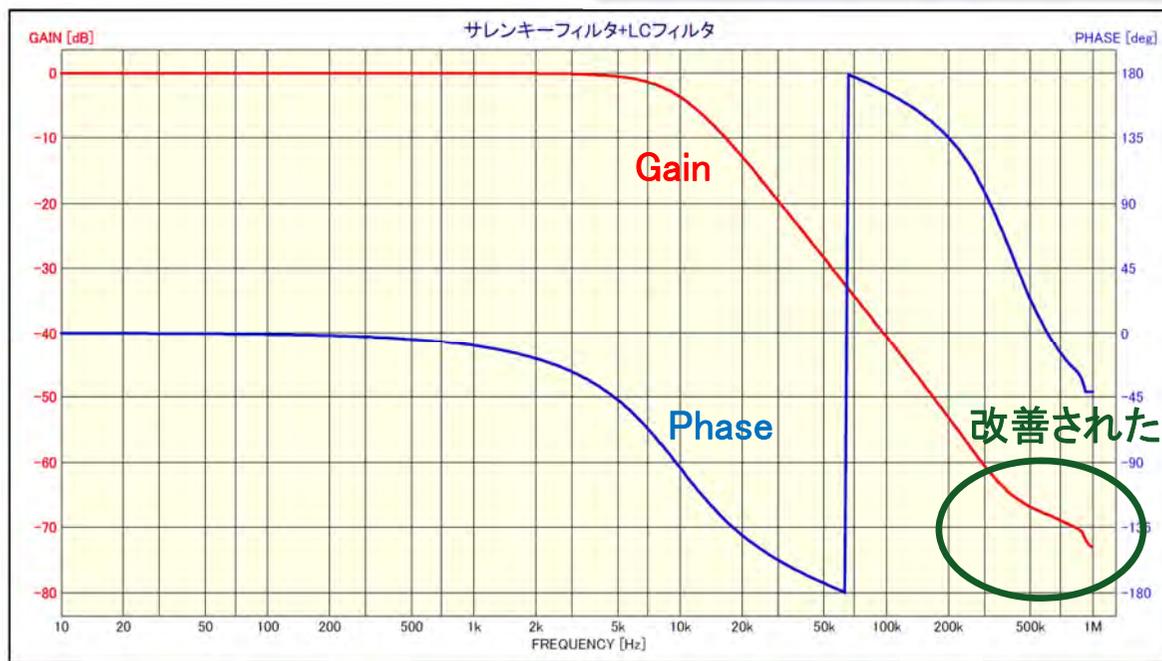
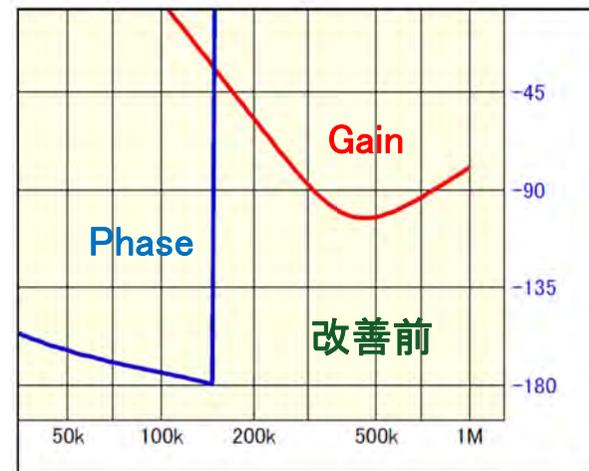
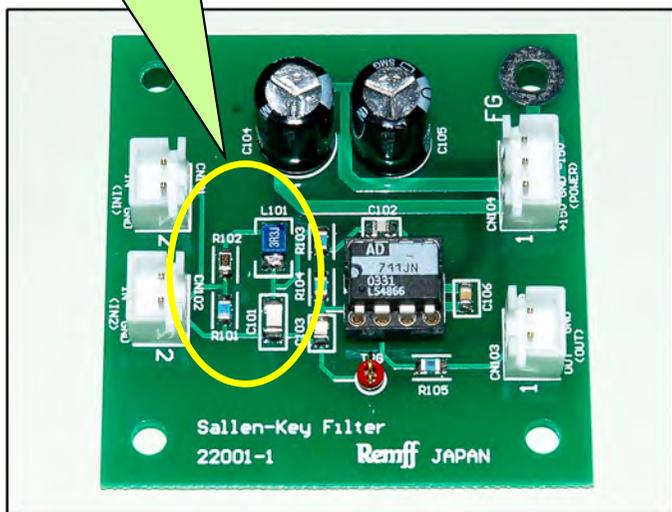
fcが離れているので
サレンキーフィルタと干渉しない



LCフィルタ追加の実測

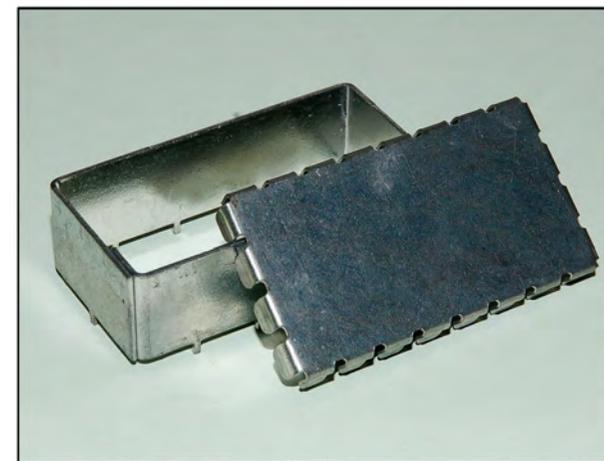
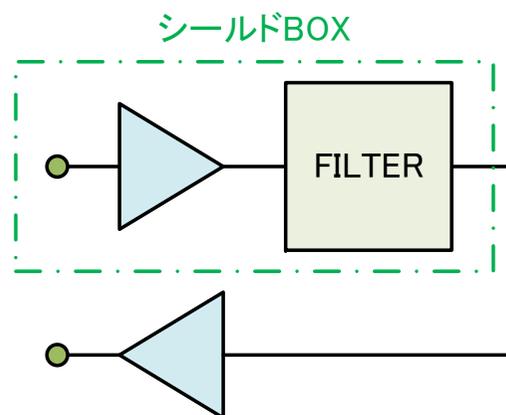
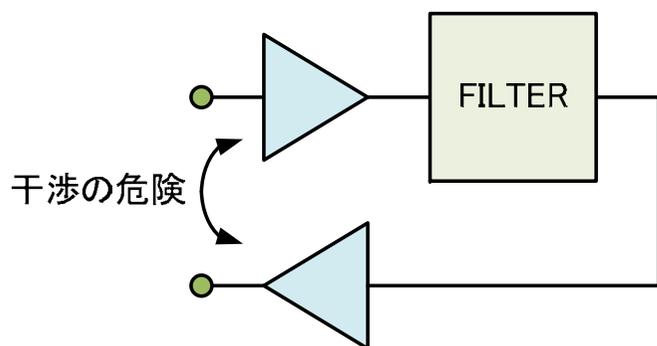
- 500kHz LCフィルタをサレンキーフィルタに追加
- 500kHz以上の切れが改善されている
- 入力換算雑音 $7\mu\text{Vrms}$ で変化無し

500kHz_LCフィルタを追加



回路の配置

- フィルタ回路の基板上的配置はとても重要
- 入力と出力が近いと簡単に干渉を起こす
- 入出力が近くなる場合や高精度用途にはシールドBOXを設ける



シールドBOXの例



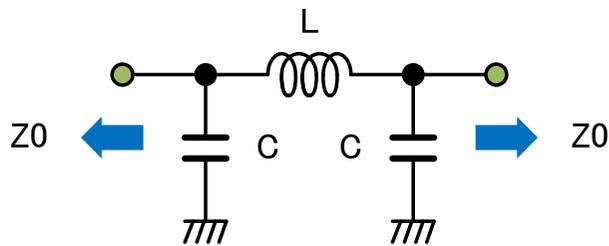
想像を超える可能性を
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

その他のフィルタ

定K型フィルタ, ピンクフィルタ, A-WEIGHTINGフィルタ,
RIAAイコライザー

今なお現役の定K型フィルタ

- 原始的なフィルタとして定Kフィルタがある
- 設計が簡単で基本区間あたり-18dB/octの特性が得られる
- 2区間では中間部が共通となるので-30dB/octとなる
- 1MHz以上のRF帯でよく使われる



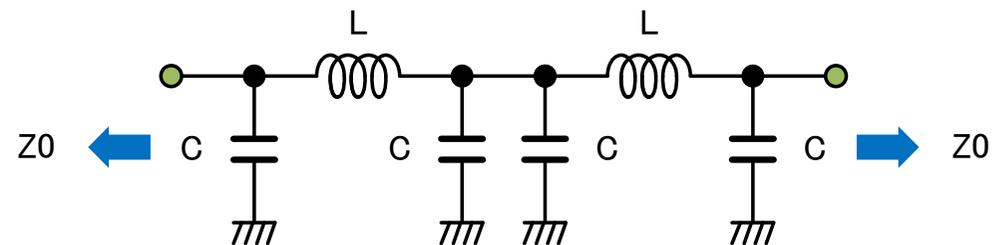
定K型フィルタ

Z_0 : 特性インピーダンス

f_c : カットオフ周波数

$$C = \frac{1}{2\pi f_c \cdot Z_0}$$

$$L = \frac{Z_0}{\pi f_c}$$

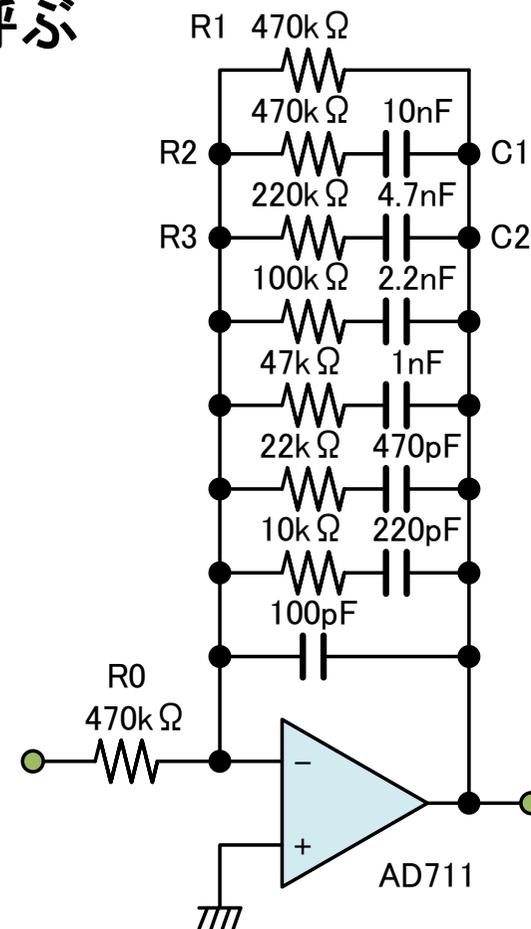
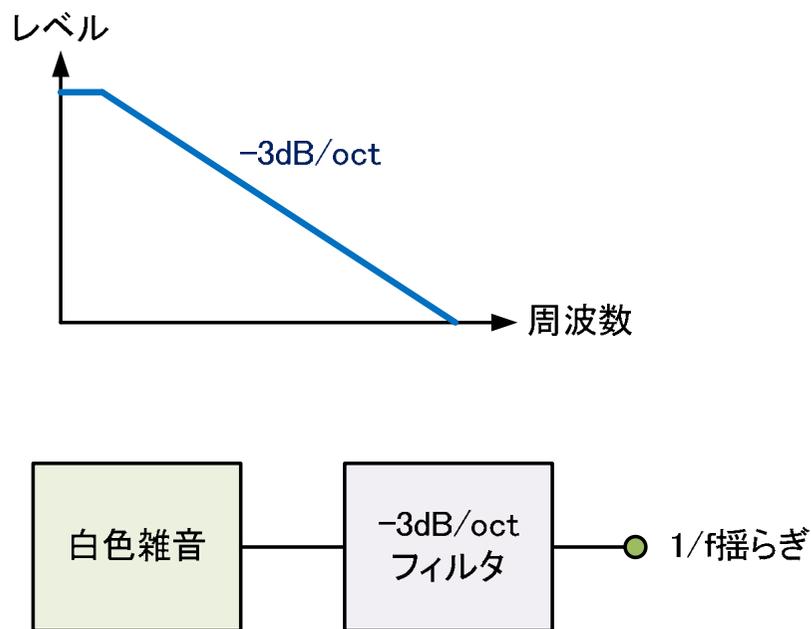


2区間の接続

(-6dB/oct × 5素子 = -30dB/oct)

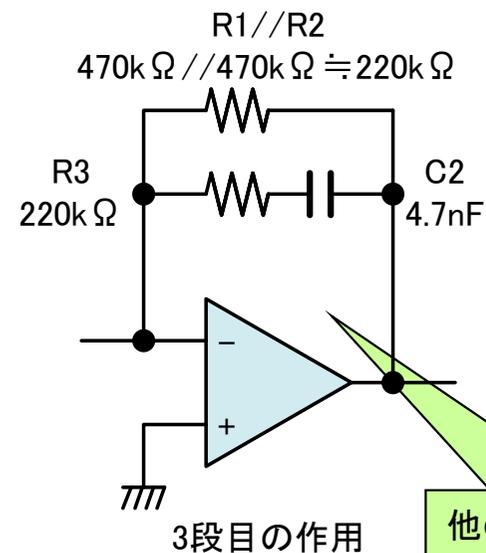
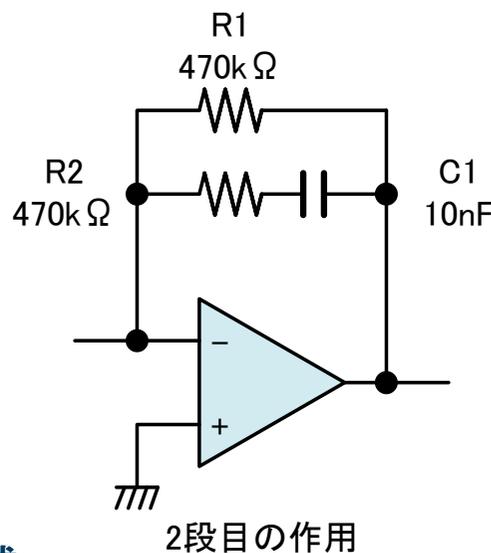
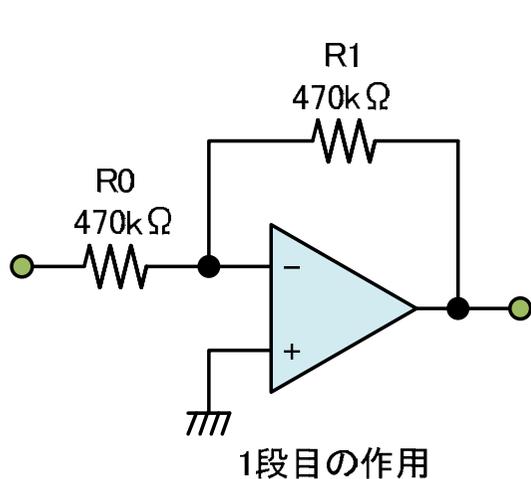
-3dB/octフィルタ

- 普通フィルタの傾斜は-6dB/octとそのN倍になるが
- フィルタ理論に無い-3dB/octの特殊フィルタがある
- このフィルタに白色雑音を通せば1/fの揺らぎが得られる
- この-3dB/octのフィルタを**ピンクフィルタ**と呼ぶ



ピンクフィルタの解析

- 1段目はDCゲインでR0とR1で決まる
- 2段目はR1, R2, C1によるフィルタ作用
- 3段目は作用の終わった2段目, R3, C2によるフィルタ作用
- f1, f2, f3, f4はそれぞれ2倍の周波数間隔に配置されている



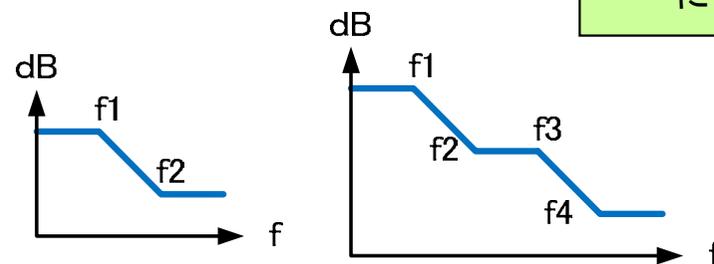
他のアームは周波数的に作用しない

2段目の計算式

$$G = \frac{1 + j\omega C1 \cdot R2}{1 + j\omega C1(R1 + R2)}$$

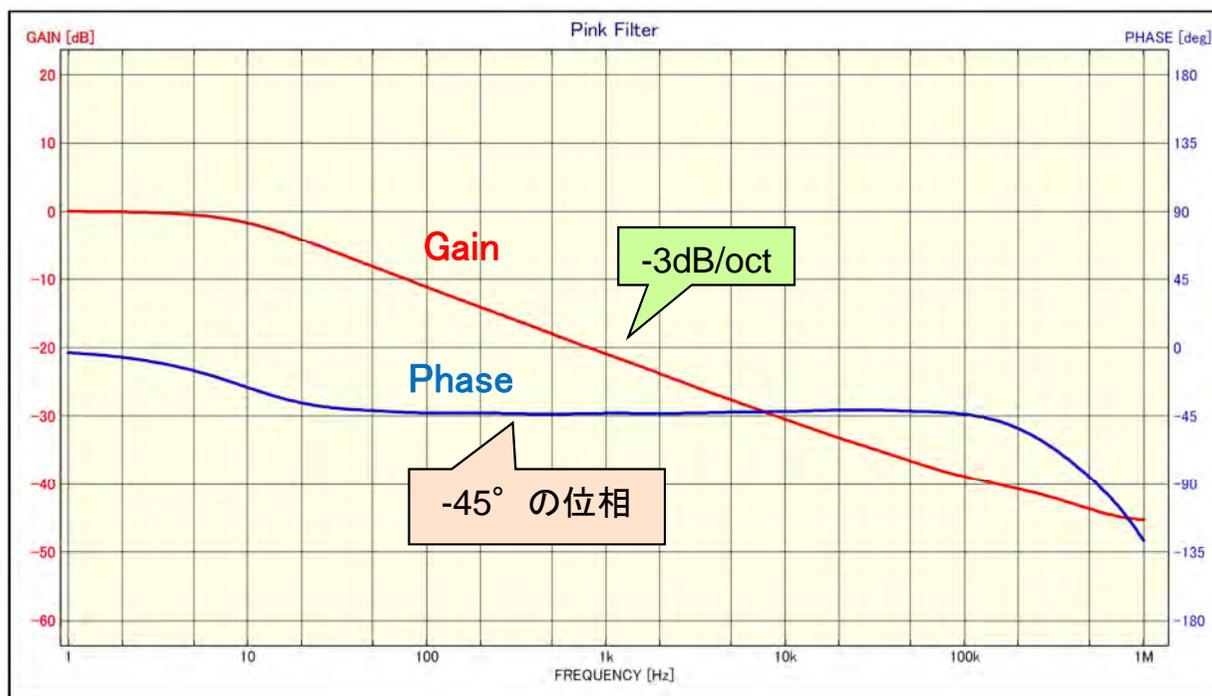
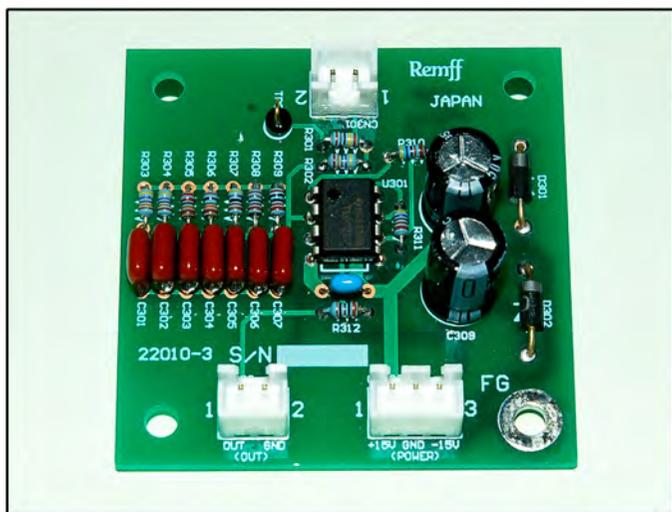
$$f1 = \frac{1}{2\pi C1(R1 + R2)}$$

$$f2 = \frac{1}{2\pi C1 \cdot R2}$$



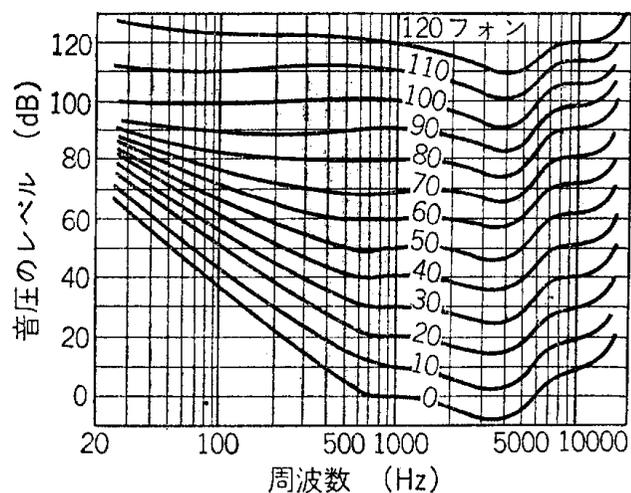
ピンクフィルタの実測

- 100kHzまで理想の -3dB/oct カーブが得られた
- -45° の位相遅れも4ディケード間保たれている
- 出力残留雑音 $30\ \mu\text{Vrms}$

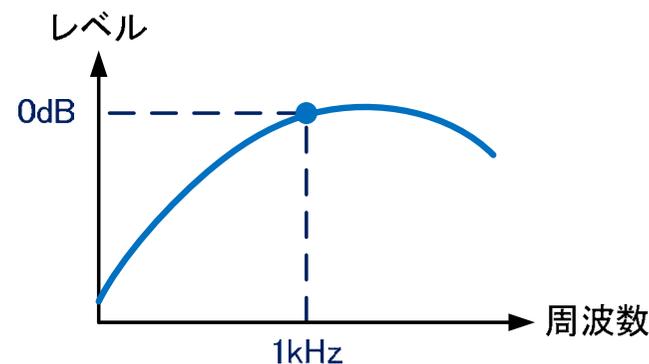


A-weightingフィルタ

- 人の耳はフラットではなく大きな周波数特性をもつ
- 有名な研究にフレッチャー・マンソン曲線がある
- 騒音計やオーディオ機器では聴感補正フィルタを通して計測する
- これをA-weightingフィルタと呼ぶ



フレッチャー・マンソン曲線



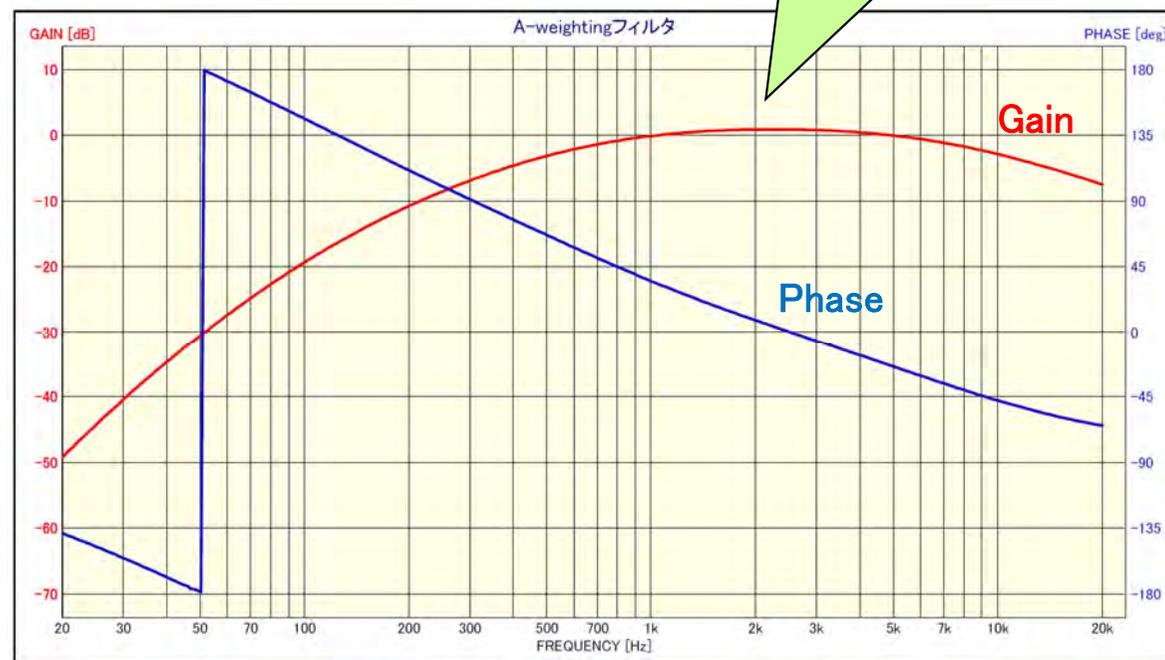
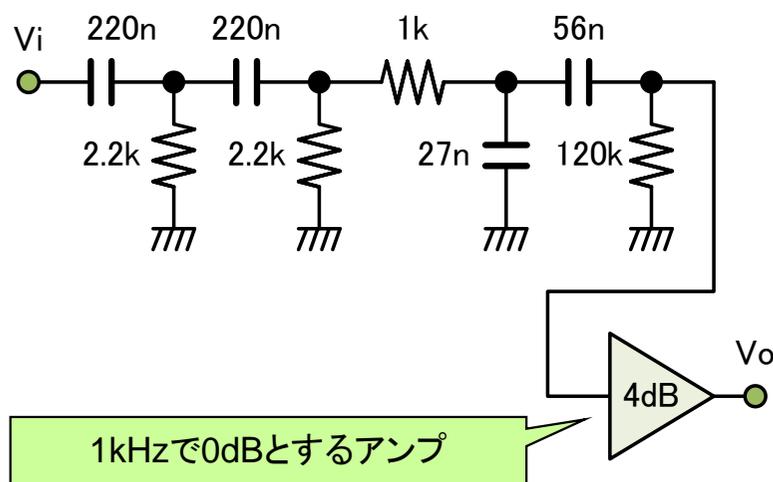
フレッチャー・マンソン曲線の
40フォン相当のカーブを模している

4つのHPFと2つのLPFで構成

$$G = k \frac{s^4}{(s + 129.4)^2 \cdot (s + 676.7) \cdot (s + 4636) \cdot (s + 76655)^2}$$

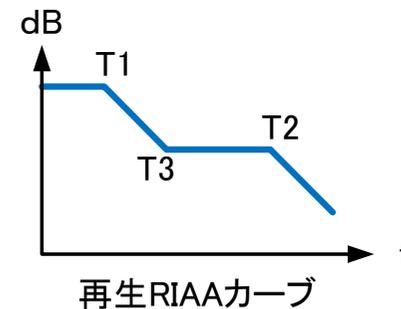
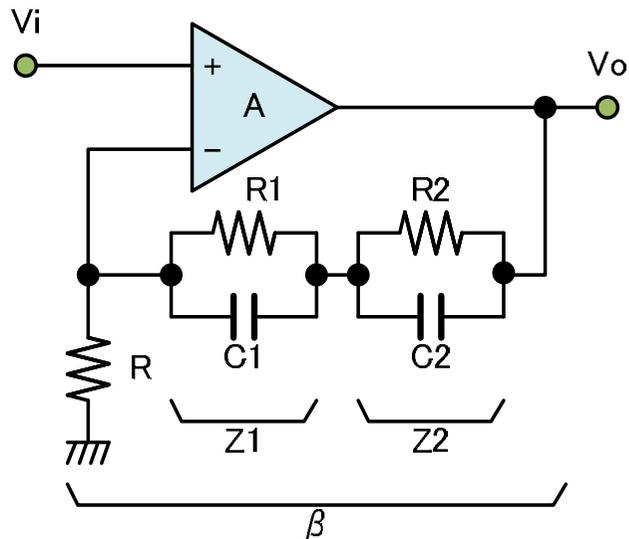
A-weightingフィルタの設計と実測

- 数式通りのHPFとLPFで組めば良いが段間に干渉防止のアンプが必要
- だがバッファアンプの無い回路で組むことも可能
- 回路は各エンジニア独自の研究でほとんどが秘密になっている
- 今回私も独自で解を見つけてみた



RIAAイコライザー

- アナログレコードは音溝の振動をカートリッジで発電して音楽再生する
- 発電は磁束の時間変化なので周波数によって電圧レベルが異なる
- RIAAイコライザーで再生特性をフラット化する
- アンプの帰還回路にフィルタ機能を設けてRIAAイコライザーを作り出す



$$T1 = 3180 \mu s$$

$$T2 = 75 \mu s$$

$$T3 = 318 \mu s$$

規格で決まっている

RIAAイコライザーの計算

- 次の簡易式がある
- C2を先に決めれば計算がしやすい
- 超低雑音OPアンプを選ぶ

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{A}{1 + A\beta} \cong \frac{1}{\beta} = \frac{R + Z_1 + Z_2}{R}$$

$$1 \ll A\beta$$

$$= 1 + \frac{R_1 + R_2}{R} \cdot \frac{1 + s \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (C_1 + C_2)}{(1 + s C_1 R_1)(1 + s C_2 R_2)}$$

$$1 \ll \frac{R_1 + R_2}{R}$$

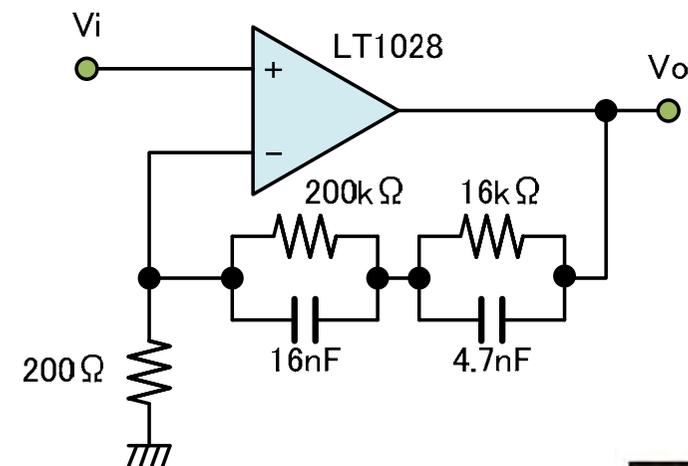
$$\cong \frac{R_1 + R_2}{R} \cdot \frac{1 + s \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (C_1 + C_2)}{(1 + s C_1 R_1)(1 + s C_2 R_2)}$$

$$C_1 R_1 = 3180 \mu s$$

$$C_2 R_2 = 75 \mu s$$

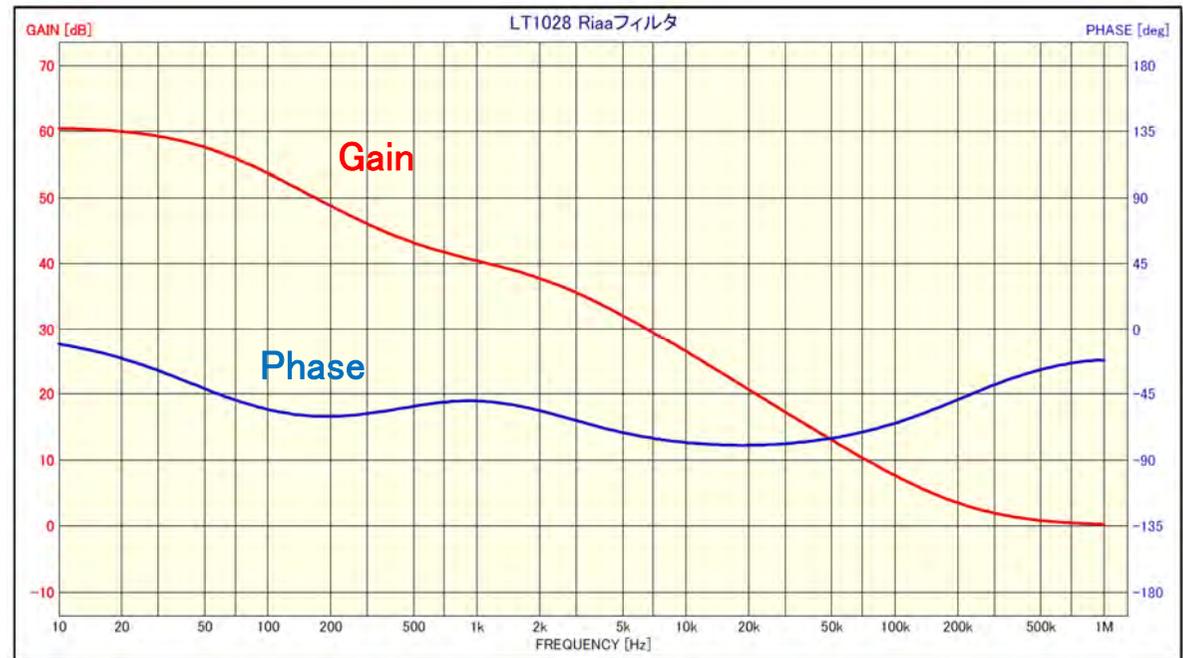
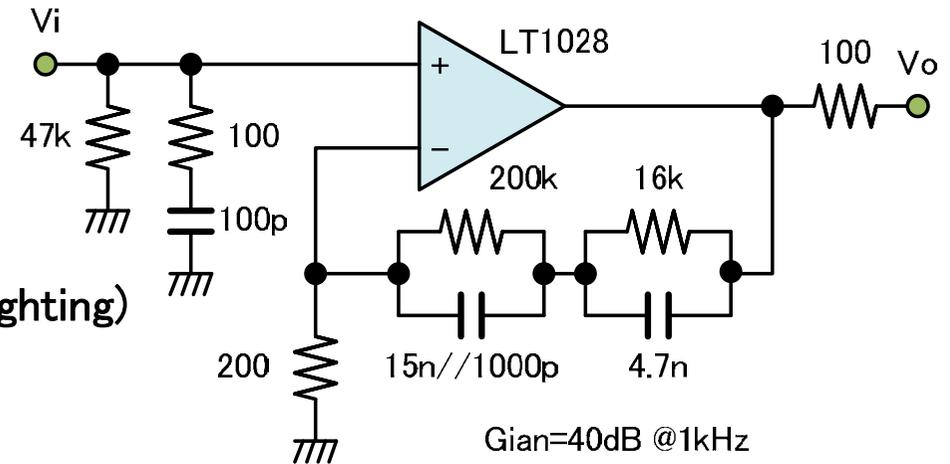
$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (C_1 + C_2) = 318 \mu s$$

$$\therefore \frac{C_1}{C_2} = 3.6$$



RIAAイコライザーの実測

- 1kHzで40dBのゲイン
- MMカートリッジに最適
- 入力換算雑音-140dBVrms (RIAA+A-weighting)
- LT1028
- $0.85\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- 50MHz GBW





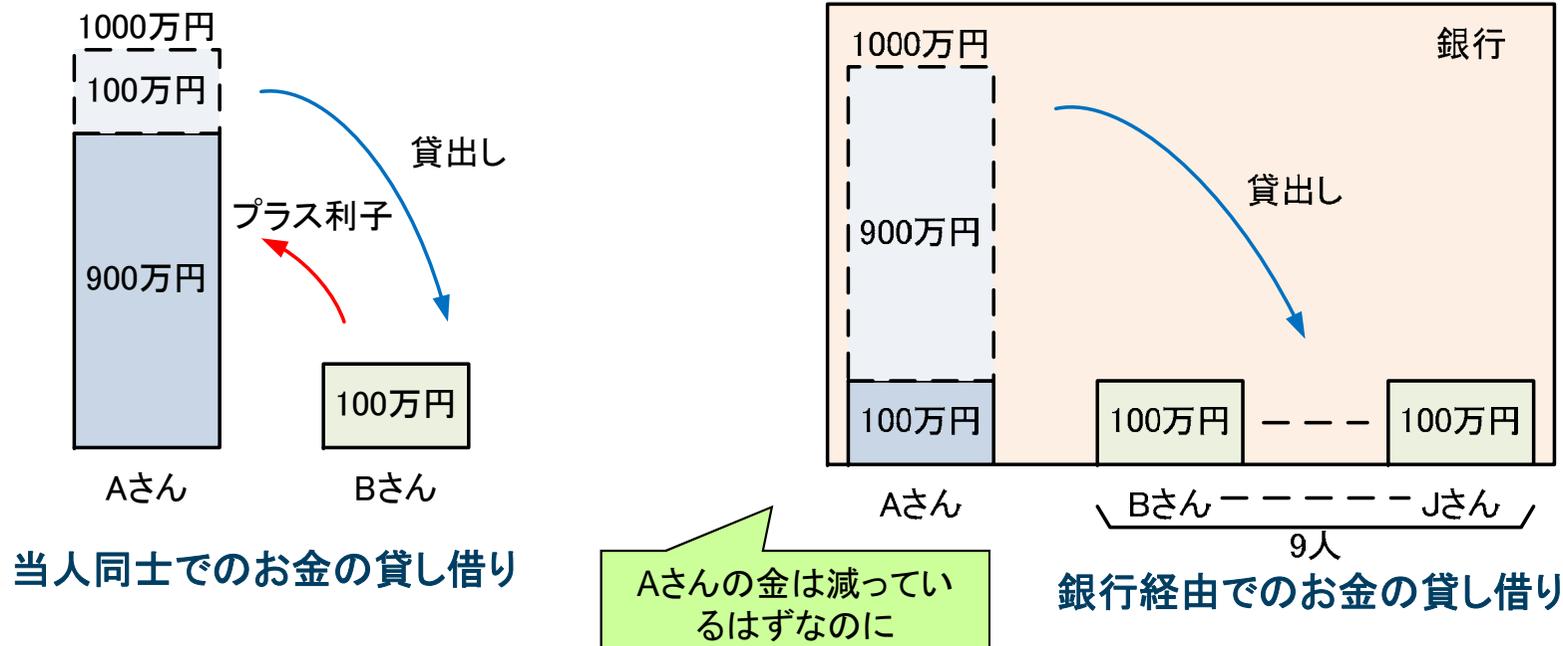
想像を超える可能性を
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

エンジニアにも必要になっ てきた経済学のお話

誰かに話したくなる

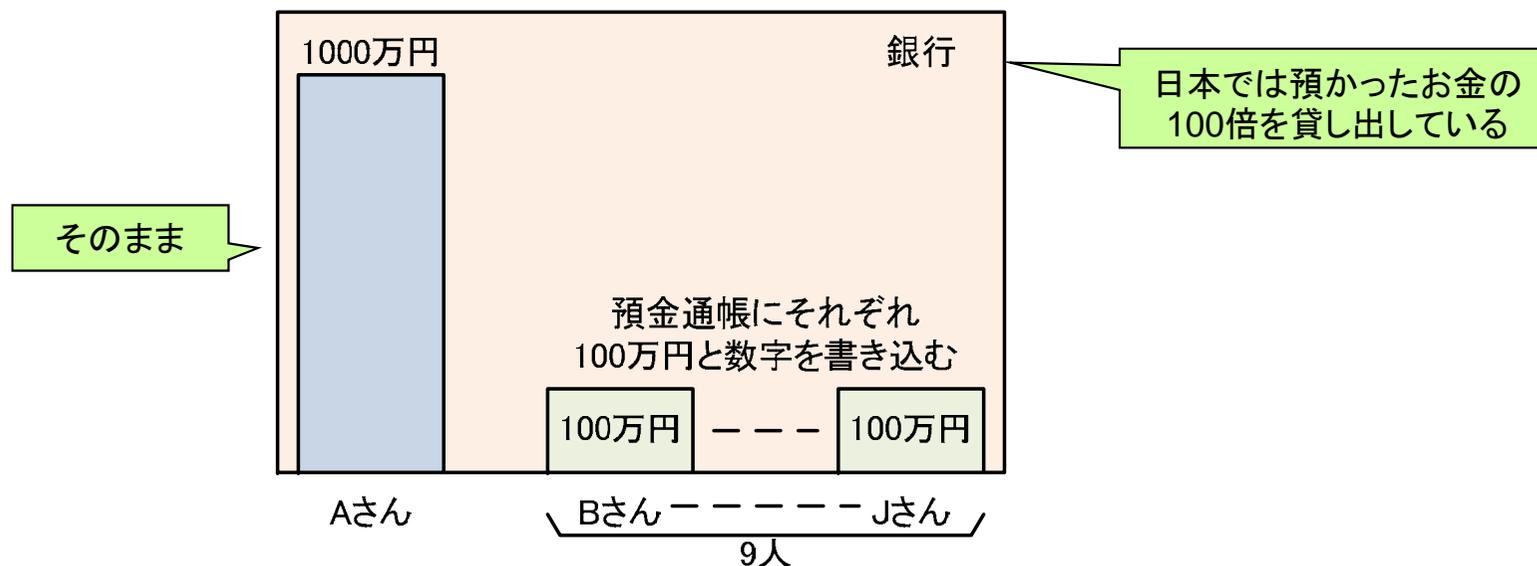
銀行経由でお金を借りると

- BさんがAさんから直接お金を借りる場合
Bさんが100万円を借りるとAさんのお金は一時900万円になる
利子が付いて返ってくるので最終的に1000万円以上に増える
- その貸し借りを銀行経由にすると
Aさんのお金は減っていないと銀行は偽りを言う
実際にAさんは1000万円を引き出すことが出来る不思議



銀行の信用創造機能

- 別の説明として
 - Aさんのお金は全く手を付けない
 - B～Jさんの口座に銀行が100万円と数字を書き込んだ
- これを銀行の信用創造機能と言い銀行がお金を発行した瞬間である
- 実際は預かったお金を超えた貸し出しを行っている
- 無から有を作り出す錬金術でインチキと言わない約束になっている



ありがとうございました

Remff Craft Proprietary Information ©

引用文献・参考文献

- 保存版・アナログフィルタのすべて トランジスタ技術1988年2月号 CQ出版
- 回路デザイン完全マニュアル トランジスタ技術1989年5月号 CQ出版
- 電子フィルタ・回路設計ハンドブック A. B. ウィリアムズ マグロウヒル
- アナログフィルタの設計 M. E. VAN VALKENBURG 秋葉出版
- 基礎トランジスタアンプ設計法 黒田 徹 ラジオ技術
- 高周波回路設計ノウハウ 吉田 武 CQ出版
- 計測のためのフィルタ回路設計 遠坂 俊昭 CQ出版
- エレクトロニクス術語解説 泉 弘志 誠文堂新光社
- JIS-C1502, JIS-C1505
- AD711, AD712, LT1028データシート