



想像を超える可能性を
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

雑音理論と低雑音回路 の設計法

(有)レムフクラフト

浜田 智





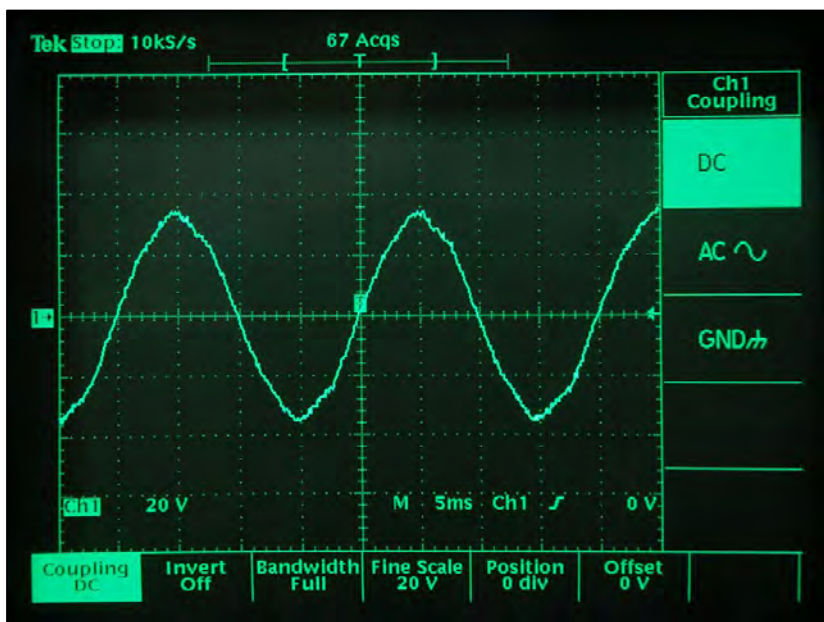
想像を超える可能性を
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

はじめに

さまざまな雑音

さまざまな雑音

- 商用電源の電界性雑音
- トランスやモータの磁界性雑音
- デジタル回路やスイッチング電源の電波性雑音
- 抵抗や半導体が出す電圧や電流の揺らぎの雑音



トランスは磁界性雑音を出す

今回は抵抗やOPアンプの
雑音を学習します

オシロのプローブを触ると
現れる50/60Hzの電界性雑音



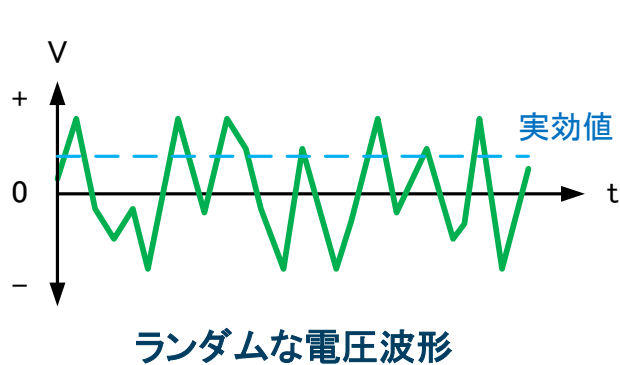
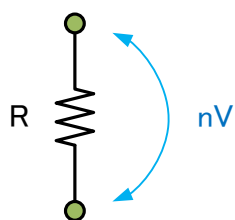
想像を超える可能性を
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

抵抗熱雑音

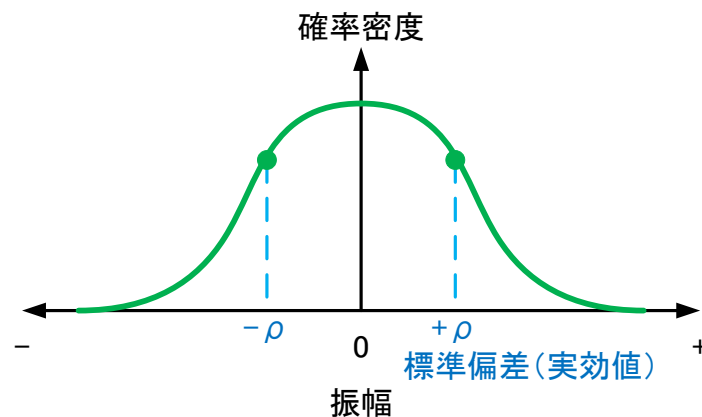
雑音の基本

抵抗熱雑音

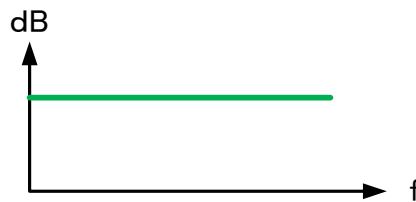
- 抵抗器の両端には温度による雑音電圧が常時発生している
- その大きさはnVほどの小さい電圧
- 電圧はランダム波形でその値はガウス性の分布を持つ
- 周波数スペクトルは均一で白色性とよばれる



ランダムな電圧波形



振幅はガウス性の分布



均一な周波数スペクトル

パワースペクトル密度

- 抵抗熱雑音の大きさは理論的に計算することが可能
- 1Hzあたりの電力(2乗平均)密度で表現される
- それを抵抗の**パワースペクトル密度**と呼ぶ

$$S = 4kTR$$

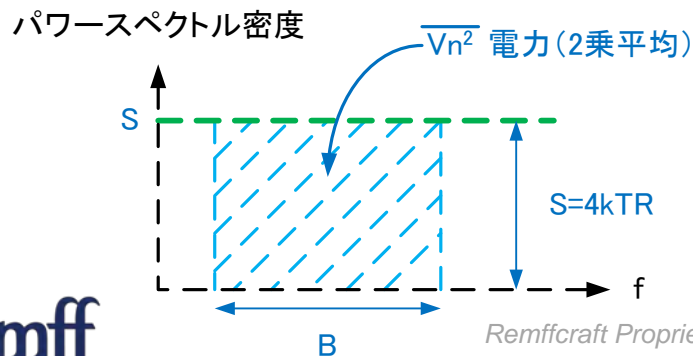
S: パワースペクトル密度(V^2/Hz)

k: ボルツマン定数

T: 絶対温度(K)

R: 抵抗値(Ω)

- パワースペクトル密度と帯域幅で雑音の電力(2乗平均)が計算できる
- これを**パーセバルの定理**という



$$\overline{Vn^2} = S \cdot B = 4kTR \cdot B$$

S: パワースペクトル密度

B: 帯域幅(Hz)

単位帯域幅当たりの雑音電圧と実効値

- パワースペクトル密度の表現では少し実感に欠ける
- そこでパワースペクトル密度を $\sqrt{\quad}$ した
- **単位帯域幅当たりの雑音電圧**という表現を一般的に使う

$$en = \sqrt{S} = \sqrt{4kTR} \quad en: \text{単位帯域幅当たりの雑音電圧}(V/\sqrt{\text{Hz}})$$

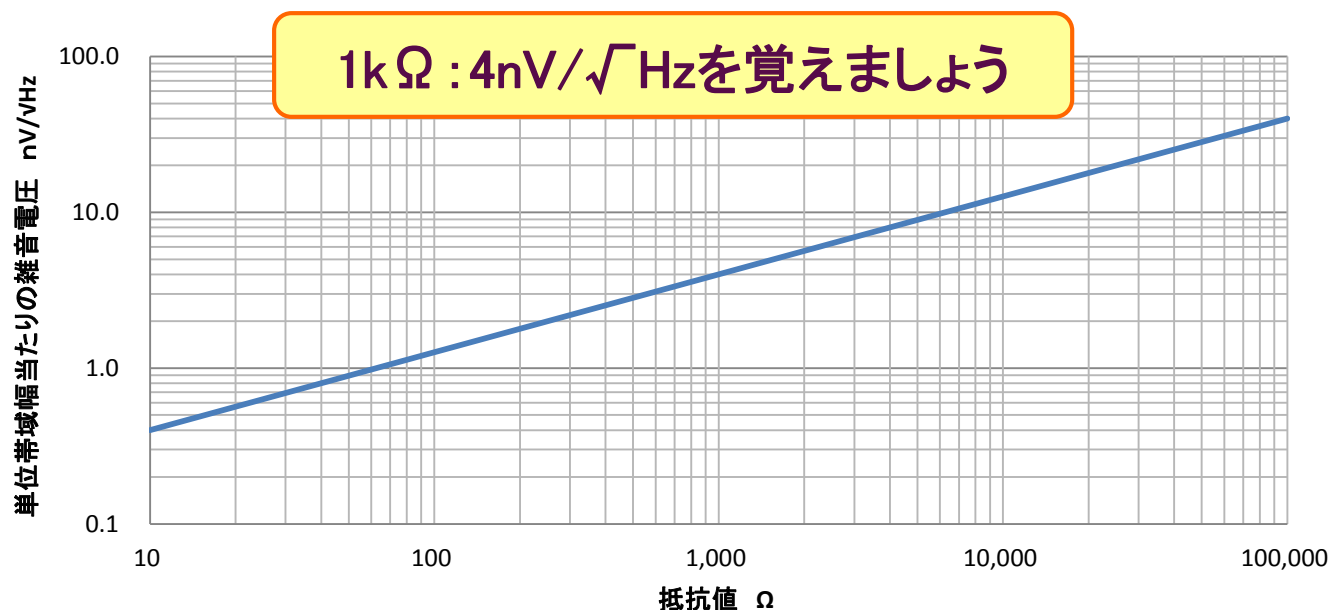
- 単位帯域幅当たりの雑音電圧と帯域幅で**実効値**が計算できる
- 例えば $1\text{k}\Omega$ の単位帯域幅当たりの雑音電圧は $4\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ なので
- $20\text{Hz} \sim 20\text{kHz}$ の雑音電圧の実効値を求めると $565.4\text{nV}_{\text{rms}}$ となる

$$V_{\text{nrms}} = \sqrt{4kTR} \cdot \sqrt{B} \quad V_{\text{nrms}}: \text{熱雑音の実効値}(V_{\text{rms}})$$

$$565.4(\text{nV}_{\text{rms}}) = 4(\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}) \cdot \sqrt{20000(\text{Hz}) - 20(\text{Hz})}$$

抵抗値と単位帯域幅当たりの雑音電圧

- 主な抵抗値の単位帯域幅当たりの雑音電圧は
- $10\ \Omega$: $0.4\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- $1\text{k}\ \Omega$: $4\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- $100\text{k}\ \Omega$: $40\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- 雑音電圧は抵抗値の $\sqrt{\text{倍}}$ で大きくなる



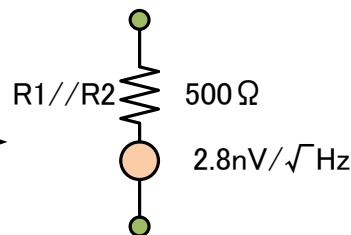
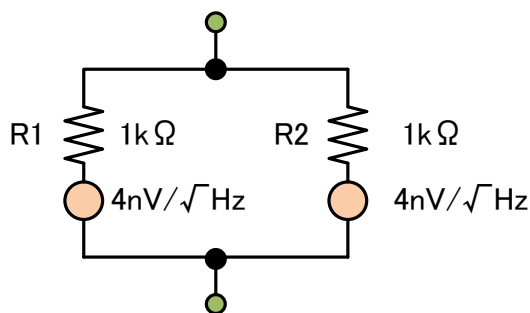
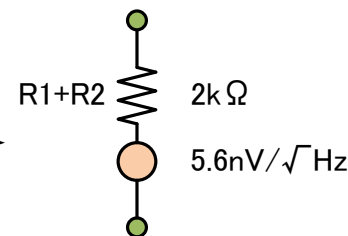
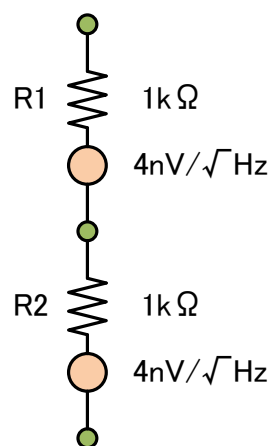
抵抗熱雑音の合成

- 例えば $1\text{k}\Omega + 1\text{k}\Omega$ は $4\text{nV} + 4\text{nV} = 8\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ になるのか？
- $\sqrt{2}$ 倍で大きくなるので $\sqrt{2} = 1.414$ 倍の約 $5.6\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ になる
- つまり直列の場合は

$$en = \sqrt{4kT(R1 + R2)}$$

- 並列の場合は

$$en = \sqrt{4kT(R1 // R2)}$$



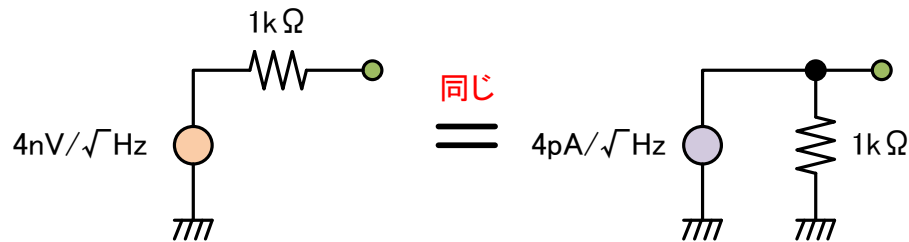
$$\begin{aligned} \overline{Vn^2} &= \overline{[Vn1(t) + Vn2(t)]^2} \\ &= \overline{Vn1^2} + \overline{Vn2^2} + 2 \cdot \overline{Vn1} \cdot \overline{Vn2} \\ &= \overline{Vn1^2} + \overline{Vn2^2} \end{aligned}$$

$$(\because 0 = 2 \cdot \overline{Vn1} \cdot \overline{Vn2})$$

$$en = \sqrt{\overline{Vn1^2} + \overline{Vn2^2}}$$

テブナンとノートンの定理による抵抗熱雑音の表現

- テブナンの定理による抵抗熱雑音の表現
- ノートンの定理による抵抗熱雑音の表現
- どちらも**等価**である

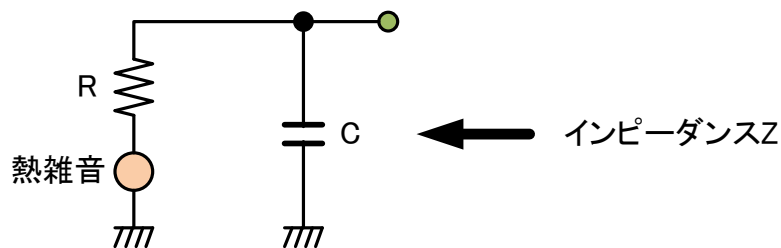


テブナンの定理による表現

ノートンの定理による表現

インピーダンスから生じる雑音

- 抵抗とLやCと組み合わせた場合の雑音は
- インピーダンスZの**実部の熱雑音に等しい**



インピーダンスから生じる雑音

- 単位帯域幅当たりの雑音電圧は
- 0~∞Hzの全帯域の実効値は

$$en = \sqrt{4kT \frac{R}{1 + (2\pi fCR)^2}} \quad V_{nrms} = \sqrt{\int_0^{\infty} 4kT \frac{R}{1 + (2\pi fCR)^2} df} = \sqrt{\frac{kT}{C}}$$

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C} = \frac{R}{1 + j\omega CR}$$

$$= \frac{R}{1 + (\omega CR)^2} - j \frac{1\omega CR^2}{1 + (\omega CR)^2}$$

インピーダンスZ=実部 + j虚部

$$\therefore \text{Real} = \frac{R}{1 + (2\pi fCR)^2}$$

抵抗電流雑音

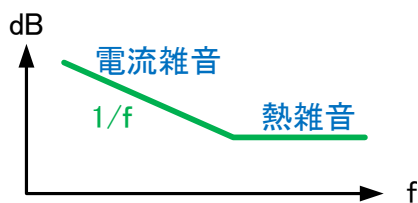
- 熱雑音は温度と抵抗値で理論的に決まるが
- 素材や製法に左右される電流雑音がある
- 理論的な数式は無いが経験式がある

$$\text{Noise} = A - 10 \log(Q)$$

Noise: ノイズレベル (dB)

A: 材料固有の係数

Q: 抵抗の体積



- 金属系よりも炭素系の抵抗の方がレベルが高い
- 電流雑音は印加する電圧(電流)が大きいほどレベルが高い
- 抵抗値が大きいほどレベルが高い
- 1/f特性を示す
- 一般的に熱雑音よりはるかにレベルが高い



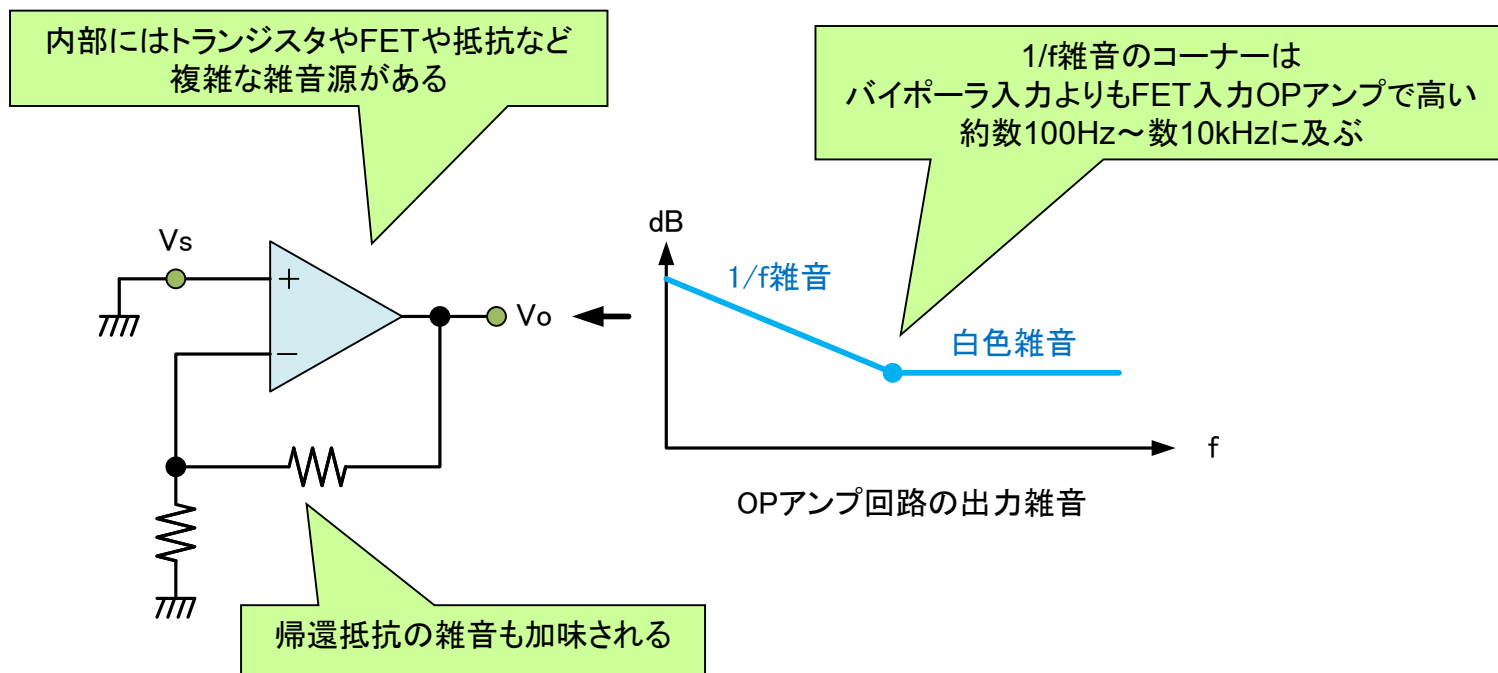
想像を超える可能性を
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

OPアンプの雑音

増幅器の雑音

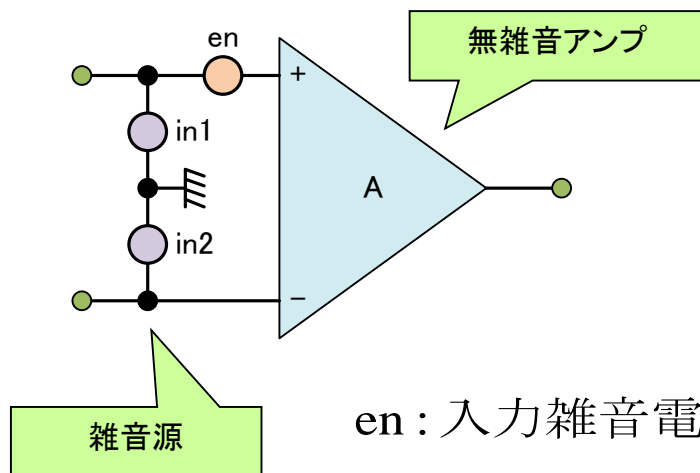
OPアンプの雑音

- OPアンプ内部にはトランジスタや抵抗などの複雑な雑音源がある
- OPアンプの雑音は基本的に白色性のスペクトルである
- さらに製造技術などに起因する $1/f$ 雑音も存在する



OPアンプの雑音モデル

- OPアンプの雑音は複雑であるが
- OPアンプを理想の**無雑音アンプ**と考えて
- 1つの**入力電圧雑音**と2つの**入力電流雑音**におきかえた
- シンプルな**雑音等価回路モデル**がある



OPアンプ	初段の構成	en (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	in1,in2 (pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)
AD711	FET	16~45	0.01
AD797	バイポーラ	0.9	2.0
NE5534	バイポーラ	3.5	0.4

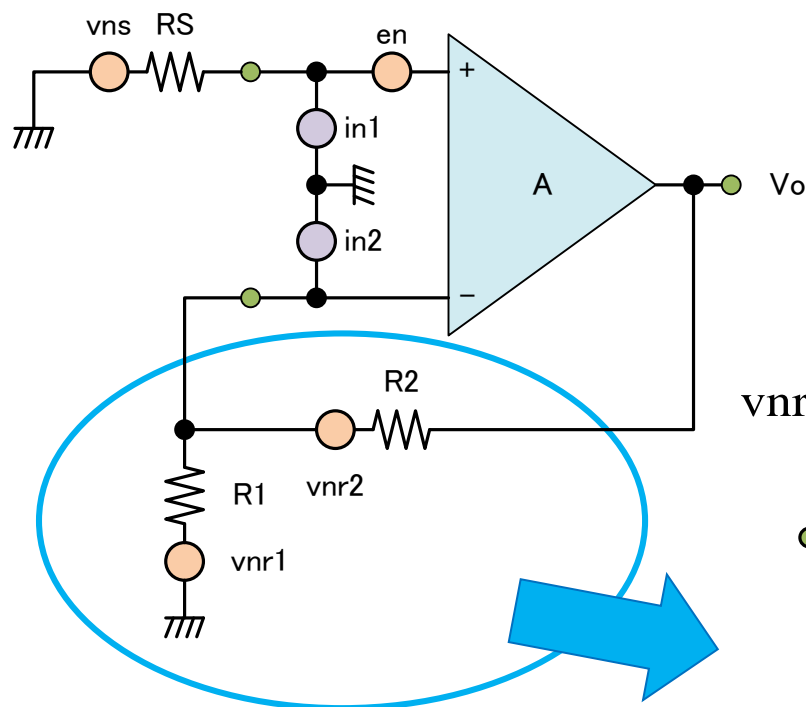
en : 入力雑音電圧密度($nV / \sqrt{\text{Hz}}$)

in1, in2 : 入力雑音電流密度($pA / \sqrt{\text{Hz}}$)

- OPアンプの雑音は単位帯域幅当たりの雑音電圧(電流)で考える
- ふつう**電圧(電流)雑音密度**と呼ばれている

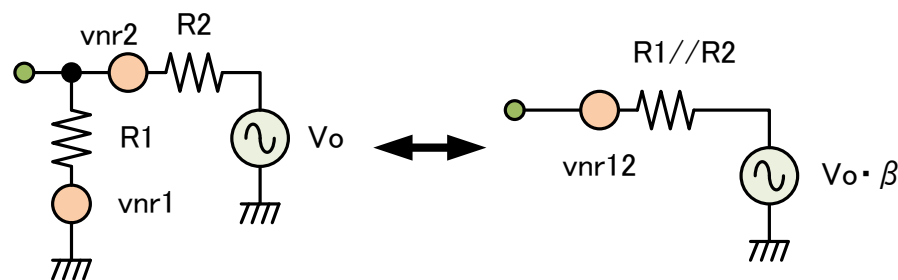
OPアンプの出力雑音の計算1

- OPアンプ回路を雑音という視点で見ると
- さらに帰還回路をテブナンの定理で変形すると



$vns(t)$: 信号源抵抗 RS の雑音
 $vnr1(t)$: 帰還抵抗 $R1$ の雑音
 $vnr2(t)$: 帰還抵抗 $R2$ の雑音

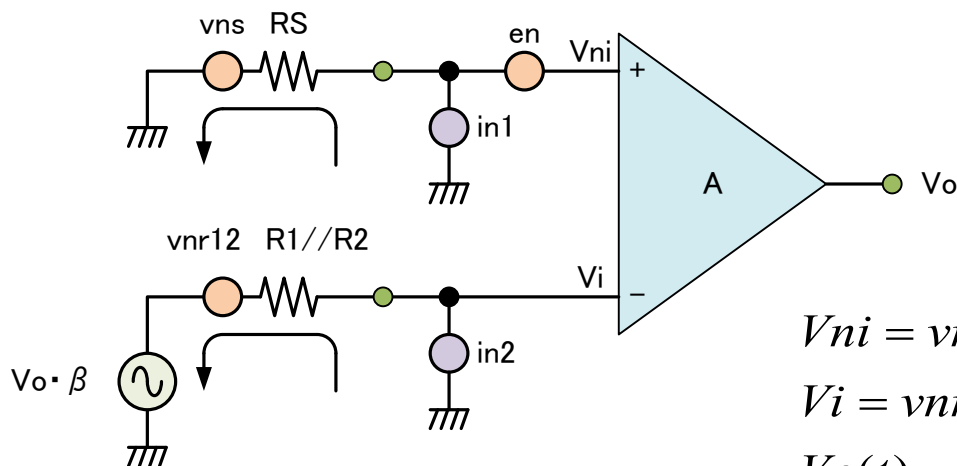
$vnr12$: 帰還抵抗 $R1//R2$ の雑音 $\beta = \frac{R1}{R1 + R2}$



テブナンの定理による変形

OPアンプの出力雑音の計算2

- テブナンの定理による変形を組み込んで回路を整理する
- そして関係式を立てまとめると



$$V_{ni} = v_{ns}(t) + e_{n}(t) + R_S \cdot i_{n1}(t)$$

$$V_i = v_{nr12}(t) + \beta \cdot V_o(t) + R_1 // R_2 \cdot i_{n2}(t)$$

$$V_o(t) = A(v_{ni} - v_i)$$

$$V_o(t) = \left(\frac{A}{1 + A\beta} \right) (v_{ns}(t) + e_{n}(t) + R_S \cdot i_{n1}(t) - v_{nr12}(t) - R_1 // R_2 \cdot i_{n2}(t))$$

時間関数式

OPアンプの出力雑音の計算3

- 時間関数式からパワースペクトル密度を求める
- in1とin2は独立だが大きさは同じなのでinに置き換える

$$S = \left(\frac{A}{1 + A\beta} \right)^2 \left(4kT(RS + R1 // R2) + en^2 + RS^2 \cdot in^2 + (R1 // R2)^2 \cdot in^2 \right)$$

- 電圧雑音密度に変形すると
- $\sqrt{\quad}$ の部分を総合入力電圧雑音密度という

$$von(V / \sqrt{Hz}) = \left(\frac{A}{1 + A\beta} \right) \sqrt{4kT(RS + R1 // R2) + en^2 + RS^2 \cdot in^2 + (R1 // R2)^2 \cdot in^2}$$

これがOPアンプの出力雑音の厳密式

OPアンプの出力雑音の簡易式

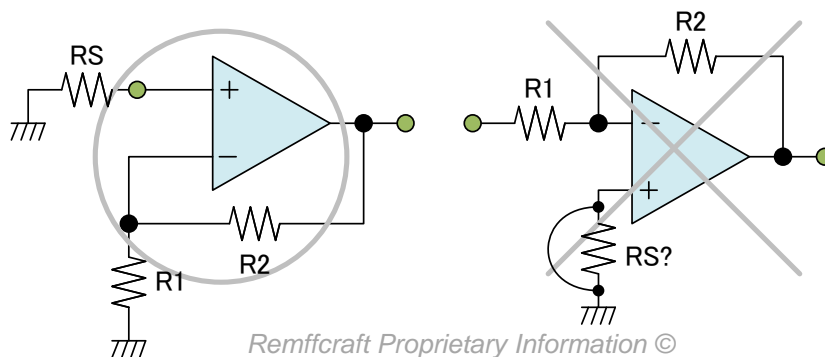
- いくつかの条件で簡易式にまとめることができる
- $A/(1+A\beta)$ はアンプのクローズドループゲイン
- 普通は $1 \ll A\beta$ となるので $1/\beta$ に近似できる
- 低雑音アンプの設計として $RS \gg R1 // R2$ となるように $R1$ と $R2$ を選ぶので

$$v_{on}(V / \sqrt{Hz}) \cong \frac{1}{\beta} \sqrt{4kT \cdot RS + en^2 + RS^2 \cdot in^2}$$

クローズドループゲイン

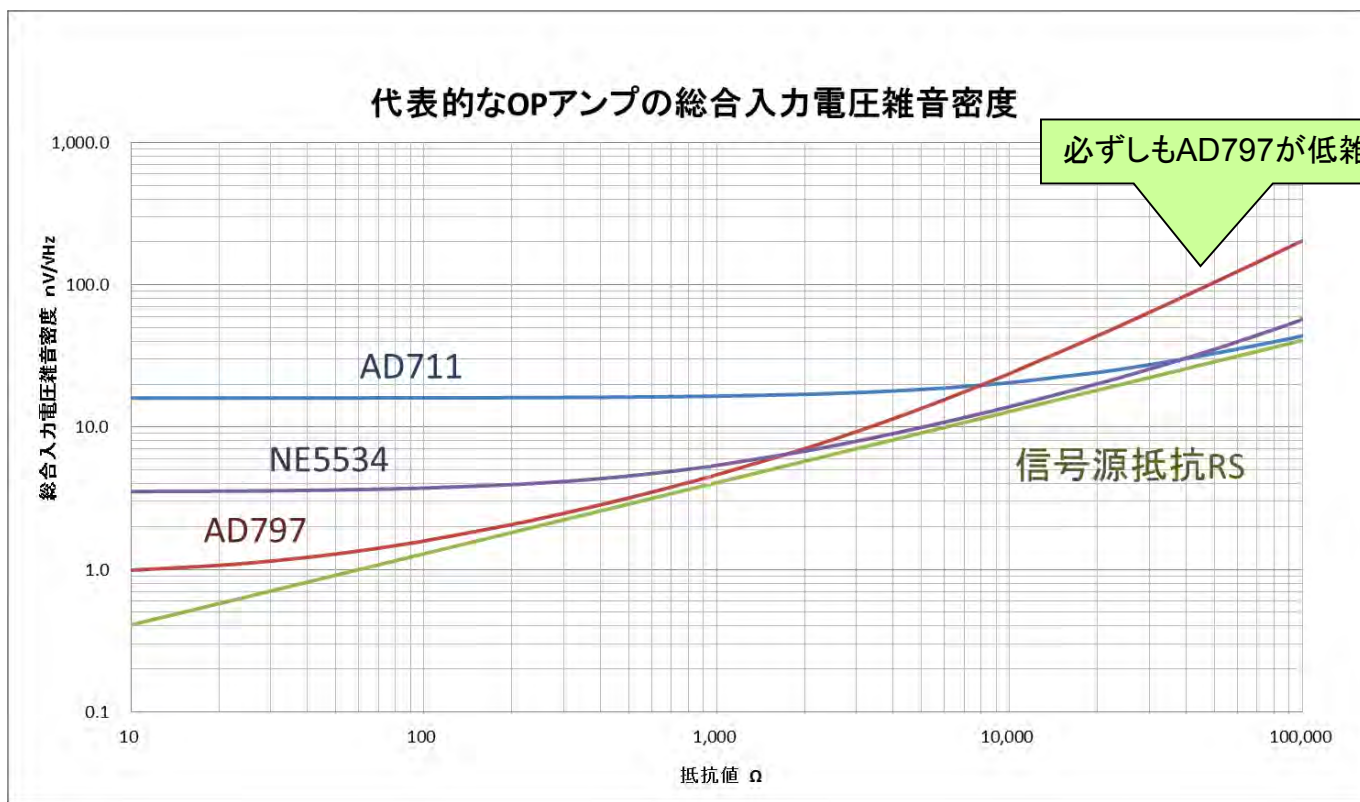
$$\beta = \frac{R1}{R1 + R2}$$

- この簡易式は反転アンプには使えない反転アンプは厳密式を使う



代表的なOPアンプの総合入力電圧雑音密度

- AD797(バイポーラ入力)は低信号源抵抗で優れた雑音特性を示す
- AD711(FET入力)は高信号源抵抗で優れた雑音特性を示す



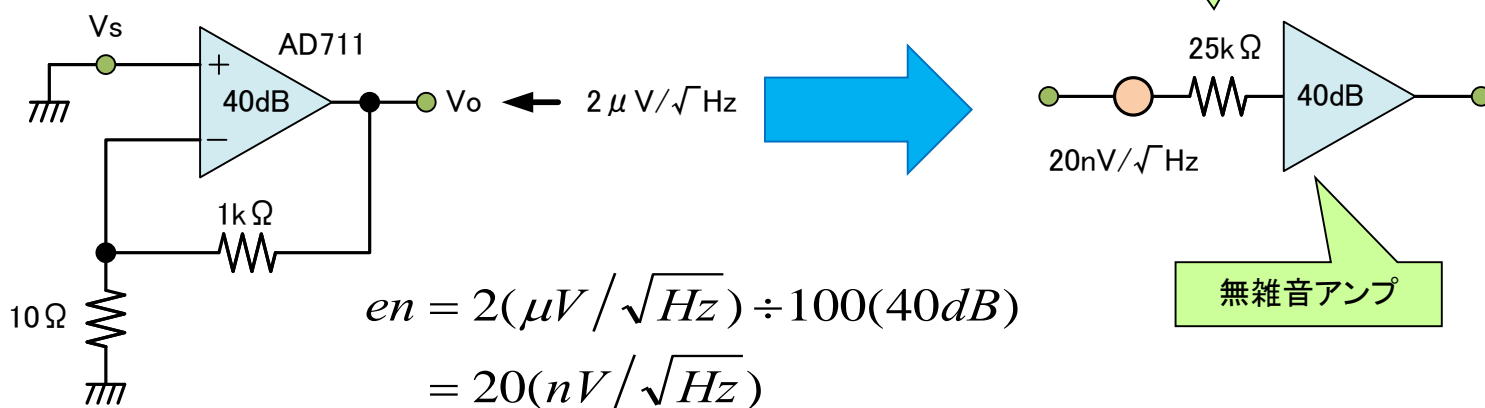
必ずしもAD797が低雑音とは限らない

雑音を評価する様々なものさし

多角的に雑音特性を評価する

等価雑音抵抗

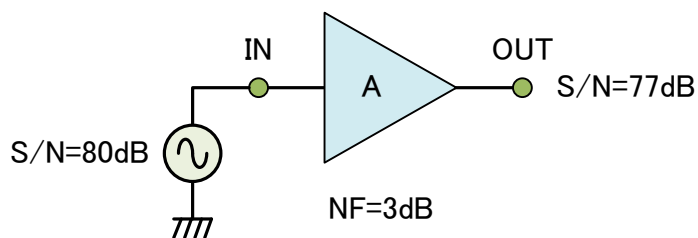
- FET入力のOPアンプは入力雑音電流は小さい
- 入力雑音電流の影響が無視できる場合
- アンプの総合雑音を等価な抵抗器に置き換えられる
- これを等価雑音抵抗という



$$R = \left(\frac{20(nV / \sqrt{Hz})}{4(nV / \sqrt{Hz})} \right)^2 = 25(k\Omega)$$

NF指数

- S/Nが80dBの信号をアンプに通すとS/Nが77dBに悪化した
- この場合のNF指数(雑音指数)は3dBになる
- アンプを通すとどれだけS/Nが悪化したかを示すのがNF指数



S_i : 信号源信号の2乗平均値

N_i : 信号源雑音の2乗平均値

S_o : アンプ出力の信号の2乗平均値

N_o : アンプ出力の雑音の2乗平均値

$$NF = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o}$$

OPアンプのNF指数

- 総合入力電圧雑音密度と信号源雑音との比で考える
- OPアンプのNF指数は信号源抵抗RSに影響される
- だからNF指数を示す時は**信号源抵抗も示す必要がある**

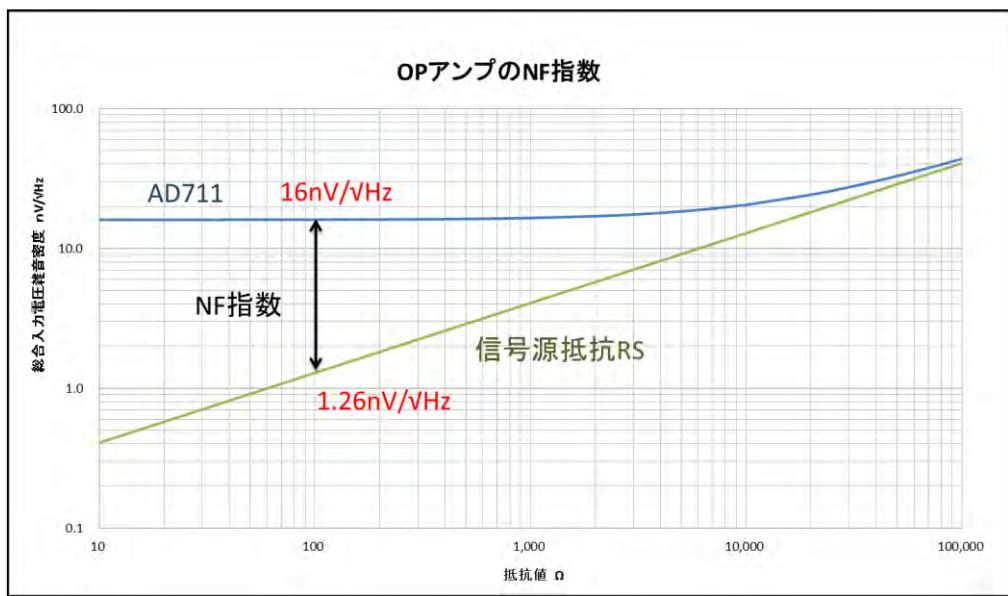
$$NF = 10 \log \left\{ \frac{4kT(RS + R1 // R2) + en^2 + RS^2 \cdot in^2 + (R1 // R2)^2 \cdot in^2}{4kT \cdot RS} \right\}$$
$$\cong 10 \log \left\{ \frac{4kT \cdot RS + en^2 + RS^2 \cdot in^2}{4kT \cdot RS} \right\}$$

簡易式が得られる

ふつう設計で
RS >> R1 // R2 とするので

OPアンプのNF指数をグラフから計算する

- OPアンプのNF指数はグラフから簡単に計算できる
- グラフからも信号源抵抗によってNF指数が大きく違う事がわかる



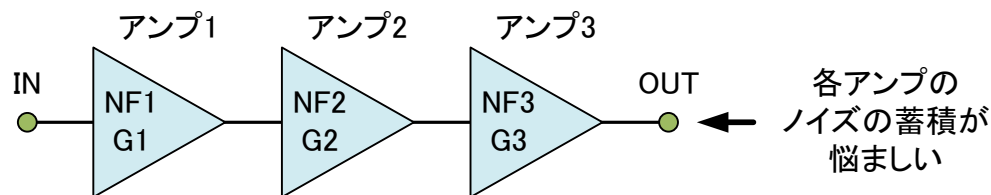
AD711の信号源抵抗100Ω時のNF指数計算

$$NF = 20 \log \frac{16(nV / \sqrt{Hz}) @ OPamp}{1.26(nV / \sqrt{Hz}) @ 100\Omega}$$
$$= 22dB$$

現実的なNF指数は1～3dBにする

アンプの複数接続とNF指数

- 1段のアンプではゲインと周波数特性に限界がある
- そこでアンプを増やすが段数分だけ雑音特性が悪化する
- 実は秘策がある



- 次式に基づき各アンプのゲインとNF指数を最適化する
- 1段目のゲインとNF指数を頑張れば2段目3段目の雑音は無視できる

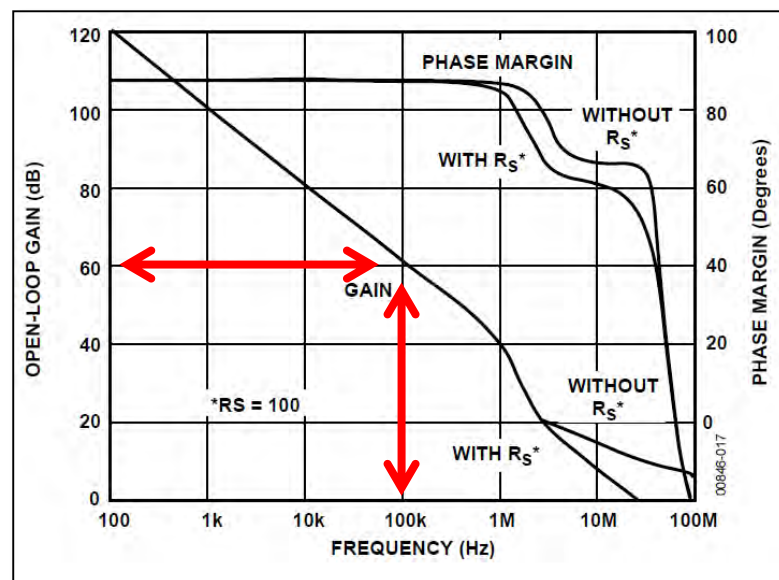
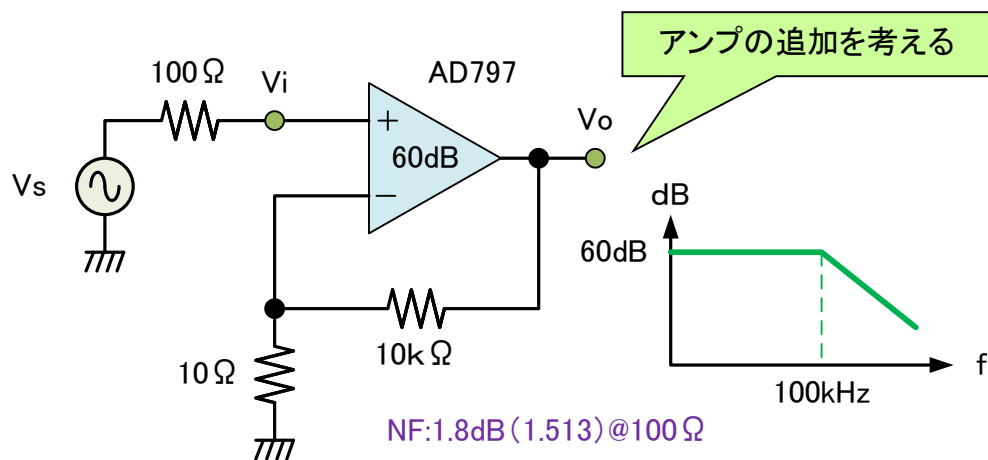
$$NF_{all} = NF1 + \frac{NF2 - 1}{G1} + \frac{NF3 - 1}{G1 \cdot G2}$$

10log₁₀で真数化

10log₁₀の電力ゲイン

AD797の回路で考えてみよう

- 信号源抵抗が $100\ \Omega$ の小さな信号 V_s を増幅したい
- 必要なゲインは 60dB で周波数帯域は 1MHz
- AD797が雑音の面で最適であるが周波数帯域が足りない
- 60dB は 100kHz が限界で 40dB なら 1MHz はOK

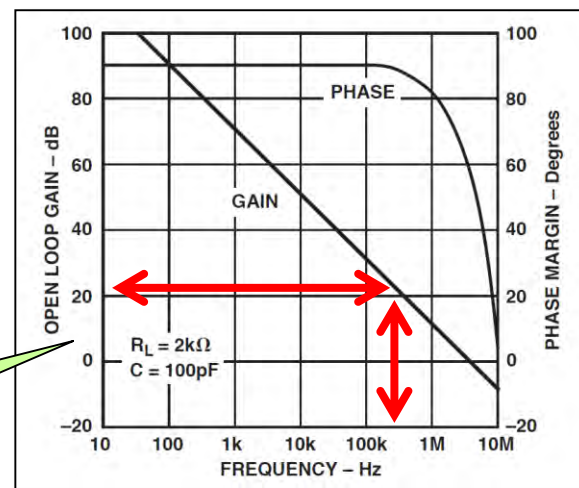


AD797のオープンループゲイン

追加するアンプの検討

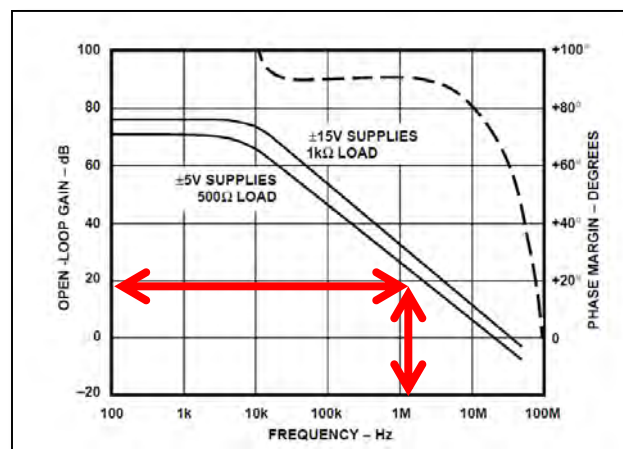
- AD797の追加でも良いが高価である
- そこで安価なAD711を考えるがゲインが不足
- そこで少し高速のAD847を選択する

ゲイン20dBでは
300kHzまで



AD711のオープンループゲイン

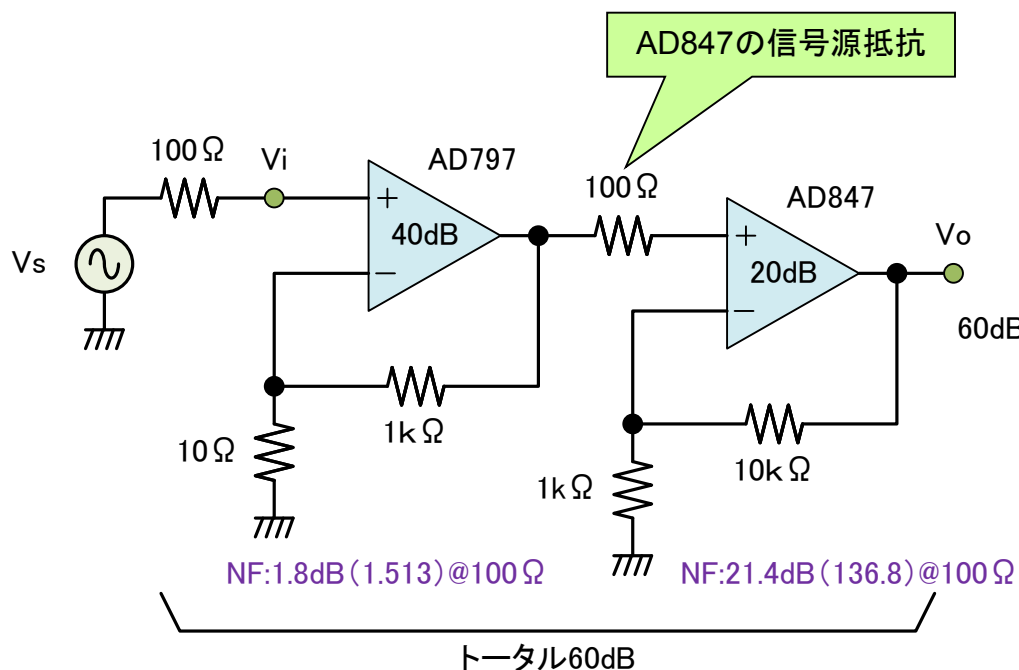
- AD847のスペック
- バイポーラ入力
- 電圧雑音密度: $15nV/\sqrt{Hz}$
- 電流雑音密度: $1.5pA/\sqrt{Hz}$
- SR: $300V/\mu sec$
- GBW: $50MHz@G=1$



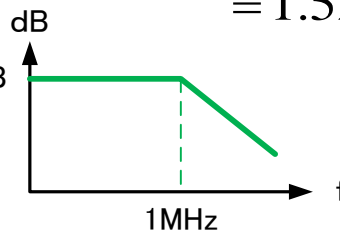
AD847のオープンループゲイン

AD797とAD847をカスケードにすると

- そこでAD847のアンプを追加する
- NF指数が最適化になるようAD797とAD847にゲイン分配すると
- NF指数は1.8dB(1.513) → 1.837dB(1.527)と0.037dBの悪化のみで
- 低雑音と60dB/1MHzの両方が達成できた



$$\begin{aligned}
 NF_{all} &= NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} \\
 &= 1.513 + \frac{136.8 - 1}{10000} \\
 &= 1.527 \rightarrow 1.837 \text{ dB}
 \end{aligned}$$





想像を超える可能性を
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

雑音の測定

実際に雑音を測る

雑音を測定する

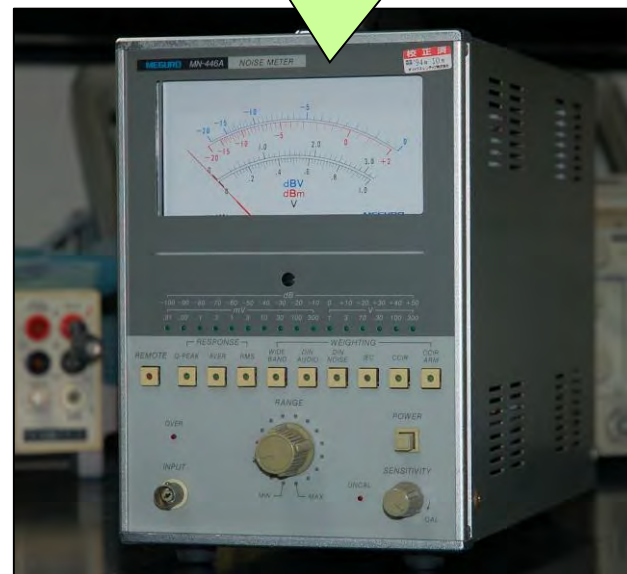
- 雑音はオシロスコープでは測れない
- FFTアナライザやノイズメータを使う

パワースペクトル密度モードを使う



FFTアナライザ
HP 8941A(89410A)

10 μ Vというレンジがある



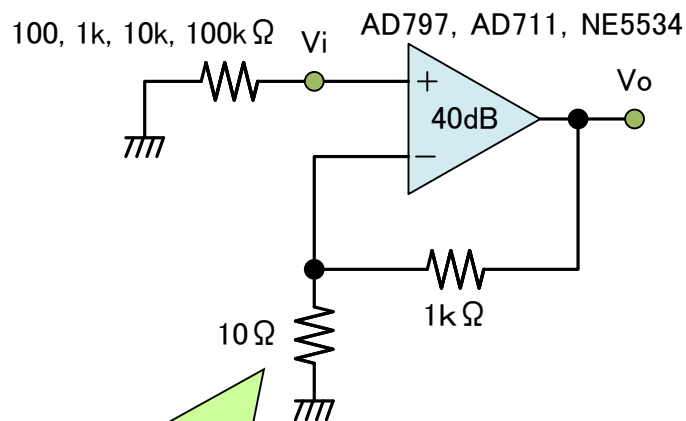
ノイズメータ
目黒電波 MN-446A

AD797とAD711とNE5534の雑音を測る

- AD797とAD711とNE5534の雑音を計測した
- ゲインは40dB(100倍)
- 信号源抵抗は100, 1k, 10k, 100k Ω
- シールドケースに入れ低雑音電源で駆動



低雑音電源
E3630A(キーサイト)



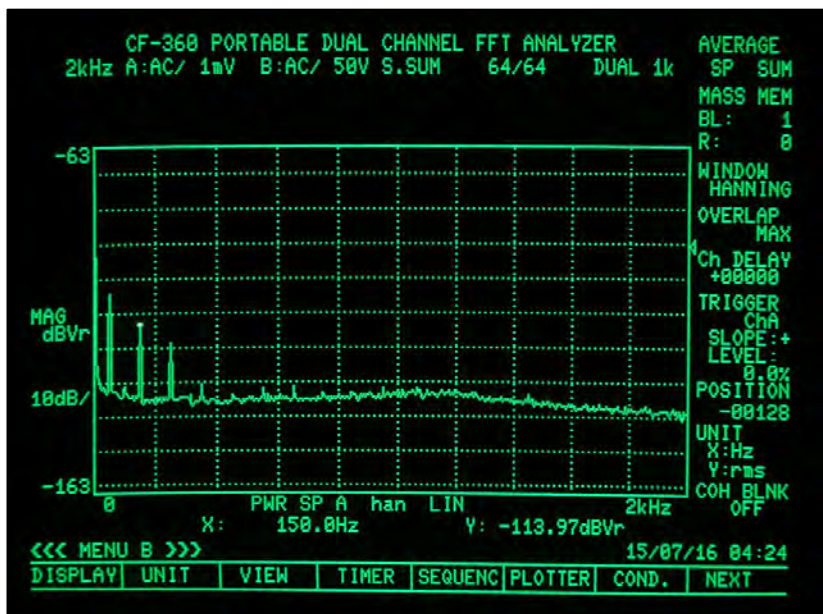
帰還抵抗は10 Ω なので雑音増加は少ない



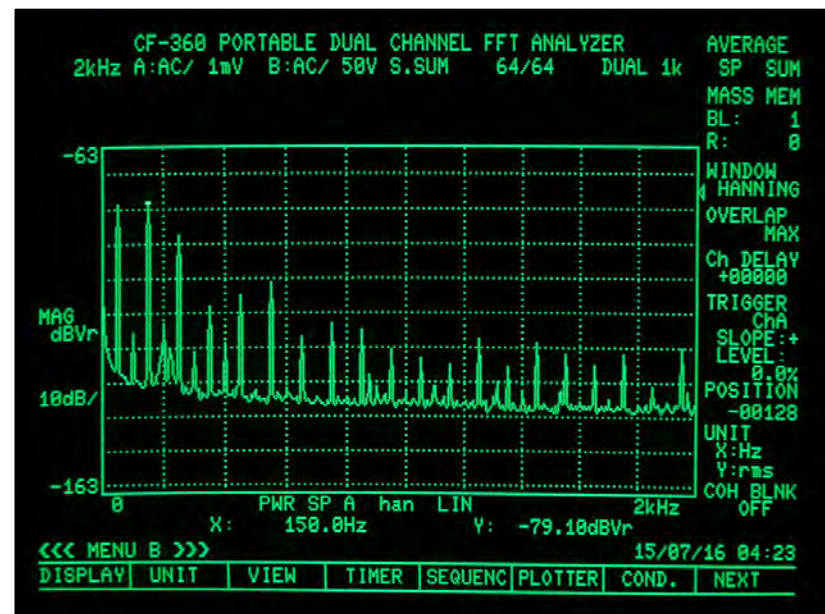
測定用シールドケース

電源は低雑音電源を使う

- E3630A(キーサイト)は超低雑音で隠れた名品
- 例えばE3630Aの150Hz残留成分は $2\mu\text{V}$
- 例えば国産A社の150Hz残留成分は $100\mu\text{V}$



E3630Aの出力雑音特性



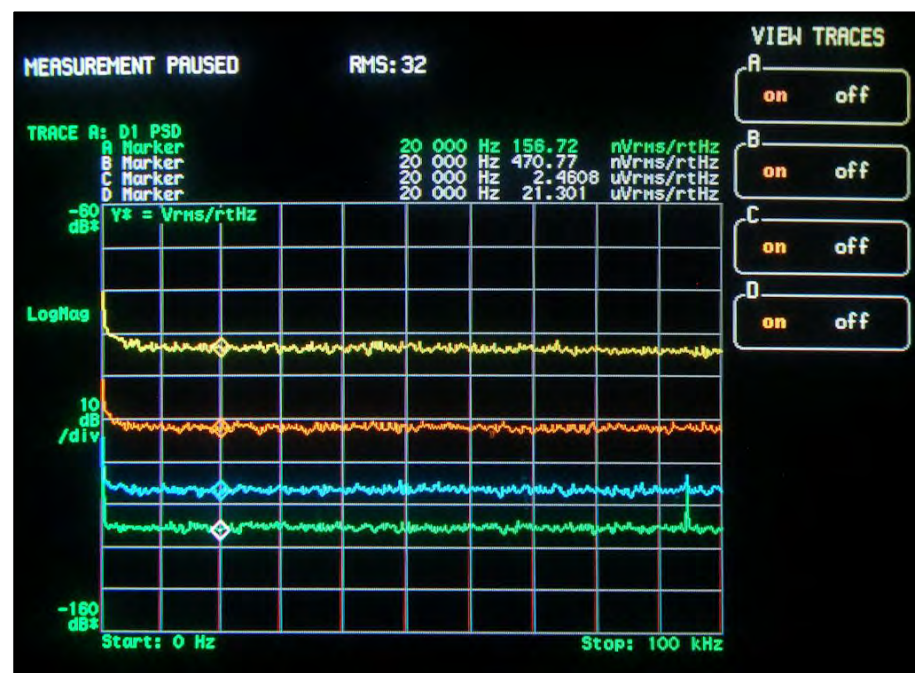
国産A社の出力雑音特性

AD797の雑音

- 0～100kHzを計測
- マーカは20kHz
- ほぼ理論値と同じ

信号源抵抗 (Ω)	計測値 (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	理論値 (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	グラフ色
100	1.57	1.58	グリーン
1k	4.71	4.62	ブルー
10k	24.6	23.8	オレンジ
100k	213	204	イエロー

計測器の読み値を
アンプのゲインで割り算して求める

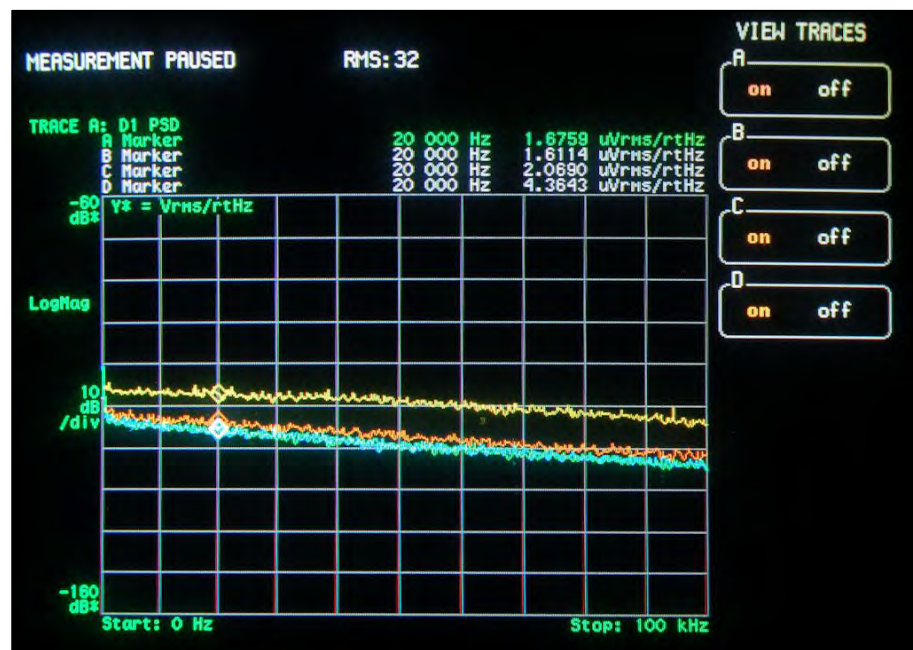


AD797の雑音特性

AD711の雑音

- 0~100kHzを計測
- マーカは20kHz
- ほぼ理論値と同じ

信号源抵抗 (Ω)	計測値 (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	理論値 (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	グラフ色
100	16.8	16.1	グリーン
1k	16.1	16.5	ブルー
10k	20.7	20.5	オレンジ
100k	43.6	43.7	イエロー

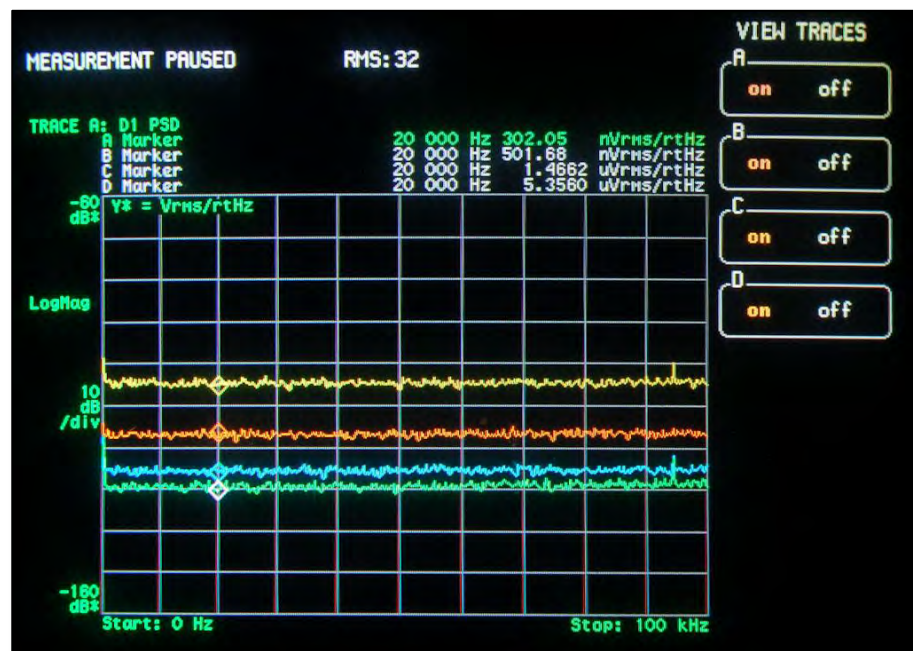


AD711の雑音特性

NE5534の雑音

- 0～100kHzを計測
- マーカは20kHz
- ほぼ理論値と同じ

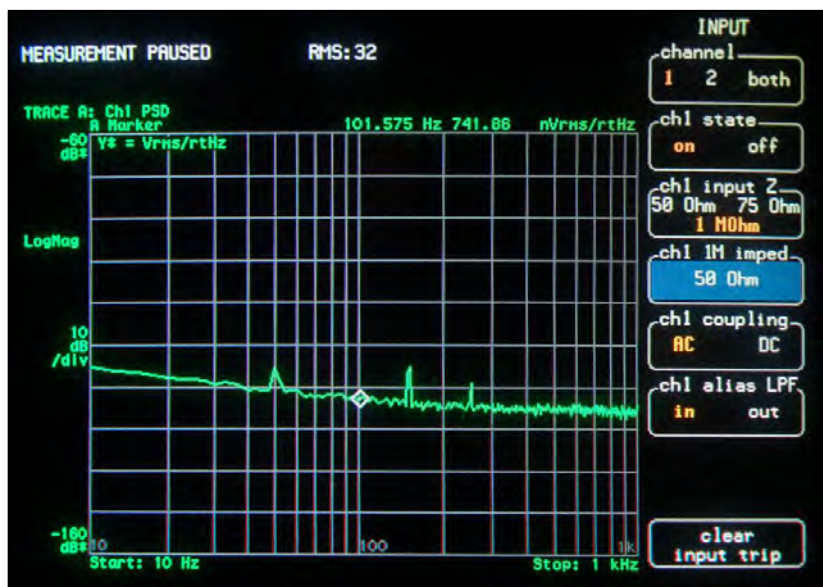
信号源抵抗 (Ω)	計測値 (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	理論値 (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	グラフ色
100	3.02	3.73	グリーン
1k	5.02	5.38	ブルー
10k	14.7	13.9	オレンジ
100k	53.6	57.2	イエロー



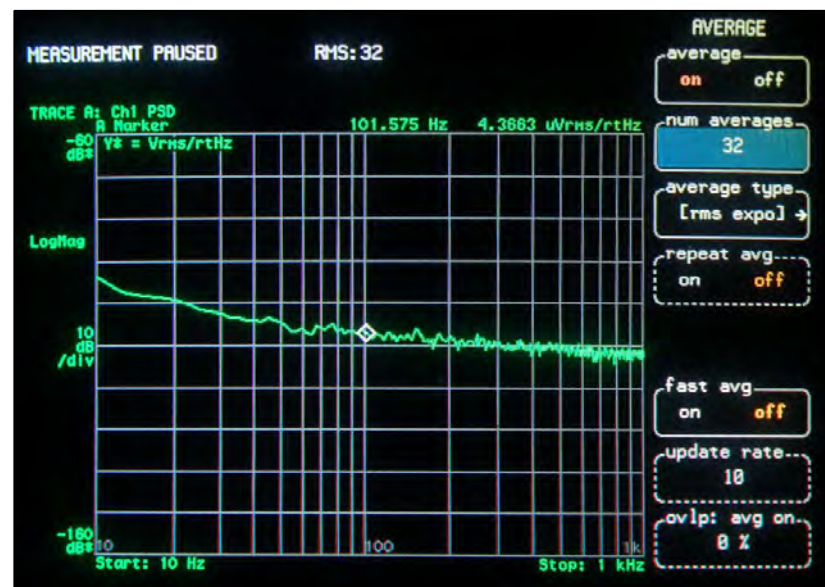
NE5534の雑音特性

AD797とAD711の1/f雑音

- AD797は超低雑音設計なので1/fのコーナーは小さい
- J-FET入力の1/fのコーナーは少し大きい



AD797の1/f雑音特性



AD711の1/f雑音特性



想像を超える可能性を
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

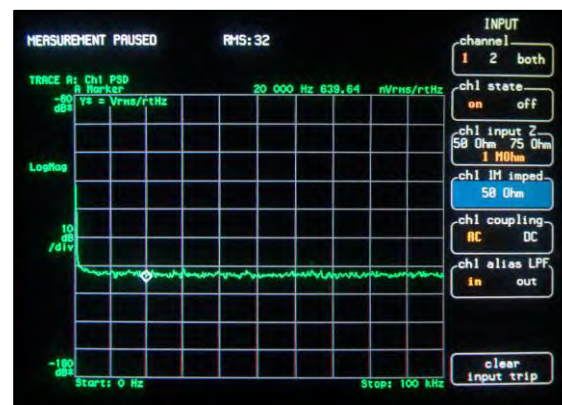
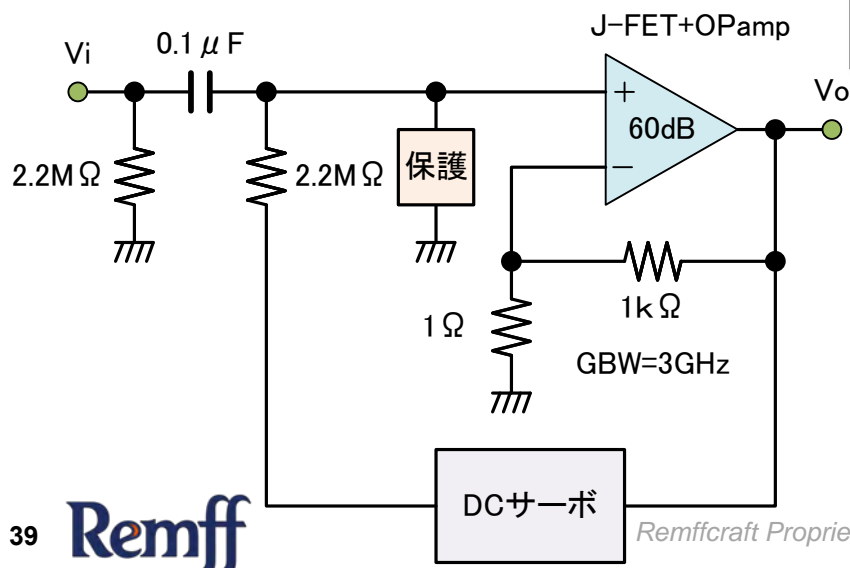
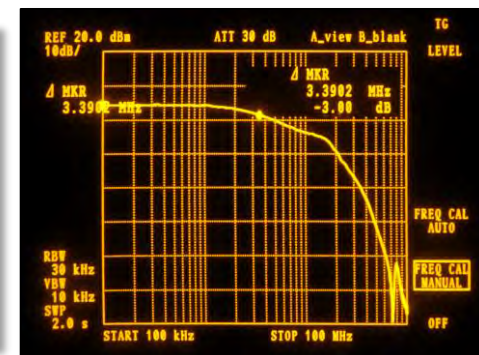
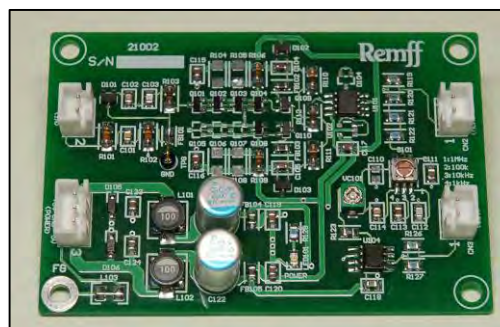
抵抗熱雑音を測る

実際に抵抗の熱雑音を測る

抵抗熱雑音を測定する

- 89441Aは高感度であるがノイズフロアは $8\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ($4\text{k}\Omega$)
- これでは抵抗熱雑音を測ることは出来ない
- そこで超低雑音 $1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ のプリアンプを製作することにした
- 入力雑音 $0.65\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (26Ω)が出来上がった

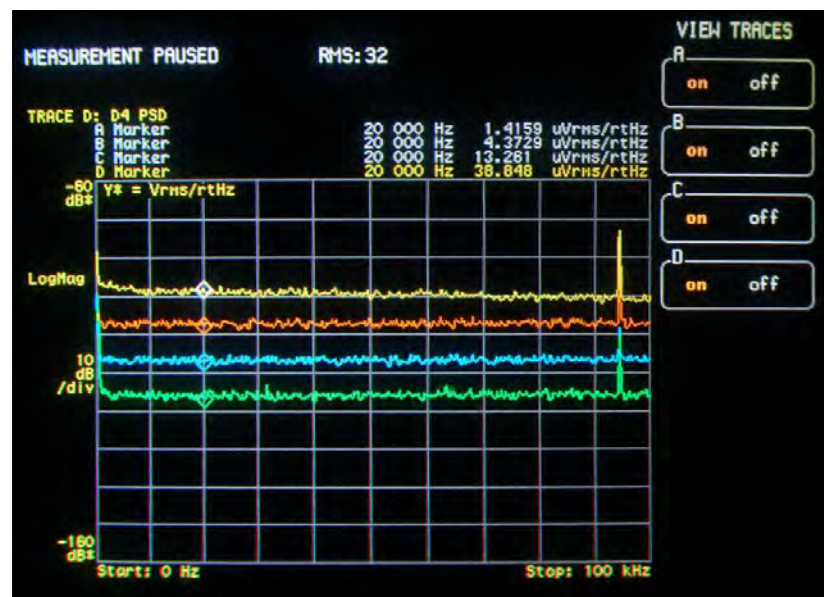
スペック	設計値	仕上がり
ゲイン	60dB	60dB
周波数帯域	1MHz	3MHz
入力雑音密度	$1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0.65\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$



金属皮膜抵抗の熱雑音

- 100, 1k, 10k, 100k Ω の金属皮膜抵抗器の熱雑音を計測した
- 100 Ω と1k Ω はプリアンプの等価雑音抵抗に近いので補正が必要
- 高感度プリアンプを用いる事で抵抗熱雑音を直接計測できた
- ほぼ理論値と言える

計測抵抗 (Ω)	読み値 (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	計測値 (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	理論値 (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	グラフ色
100	1415.9	1.263	1.29	グリーン
1k	4372.9	4.326	4.07	ブルー
10k	13261	13.261	12.9	オレンジ
100k	38848	38.848	40.7	イエロー



100 Ω 時の補正

$$en = \sqrt{\left(1415.9 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}} \div 1000\right)^2 - \left(0.65 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}\right)^2}$$

$$= 1.263 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$$

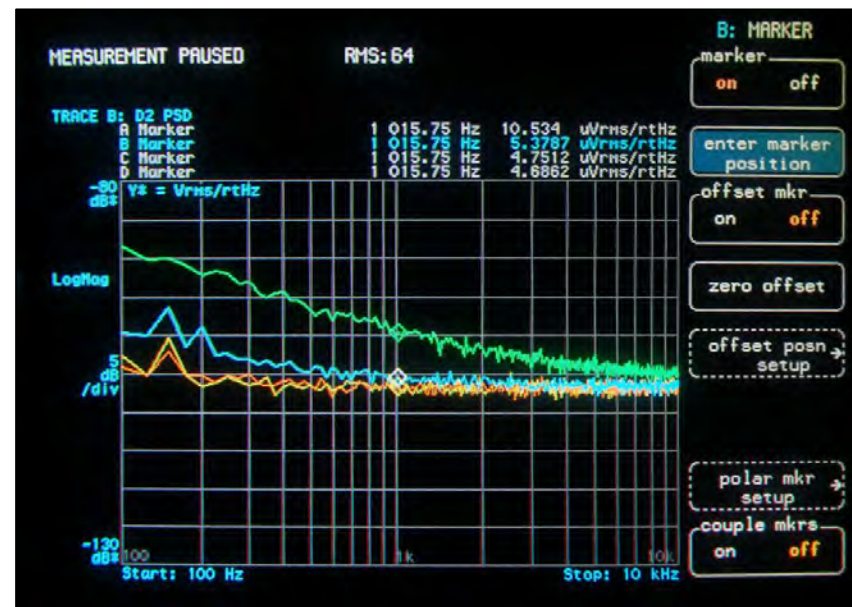
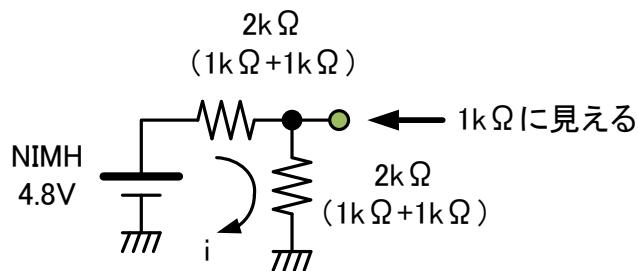
プリアンプのゲイン

プリアンプの雑音

抵抗熱雑音特性

抵抗電流雑音を測る

- 1kΩの抵抗電流雑音を計測した
- ニッケル水素電池で電流供給
- 厚膜, 薄膜, 金属皮膜抵抗
- 厚膜の2倍体積



- 厚膜は体積が大きいと雑音が小さい
- 薄膜と金属皮膜はほぼ熱雑音のみといってよい

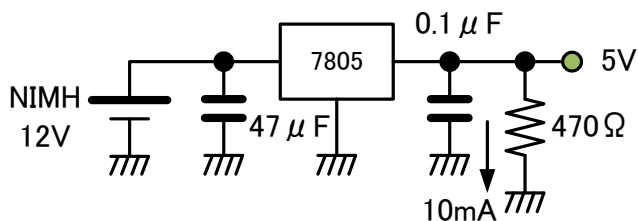
抵抗電流雑音特性

抵抗器	構成	型式とメーカー	グラフ色
2012厚膜抵抗	2kΩ+2kΩ	RK73H KOA	グリーン
2012厚膜抵抗	1kΩ+1kΩ+1kΩ+1kΩ	RK73H KOA	ブルー
2012薄膜抵抗	2kΩ+2kΩ	RR1220P SSM	オレンジ
アキシアル金属皮膜抵抗	2kΩ+2kΩ	MFS1/4 KOA	イエロー

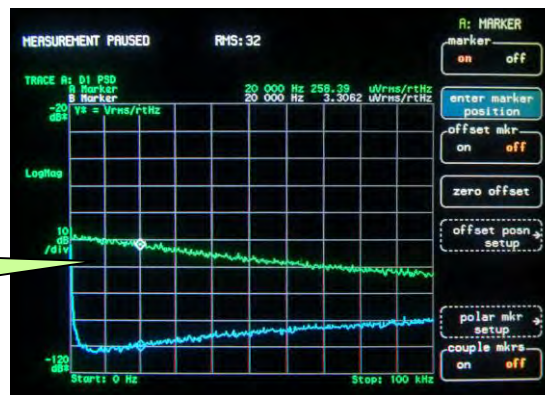
リニア電源の雑音

- 一般的な7805と超低雑音のADM7150をテストした
- 負荷は10mAとし発振防止で出力にキャパシタを付けた

ピークで20nV/√Hz程度

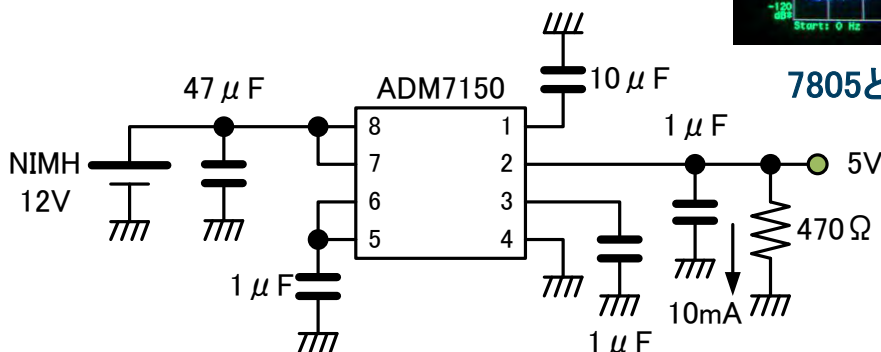


カーブは出力の
キャパシタによる



7805とADM7150の雑音特性

ADM7150
1k~1MHz

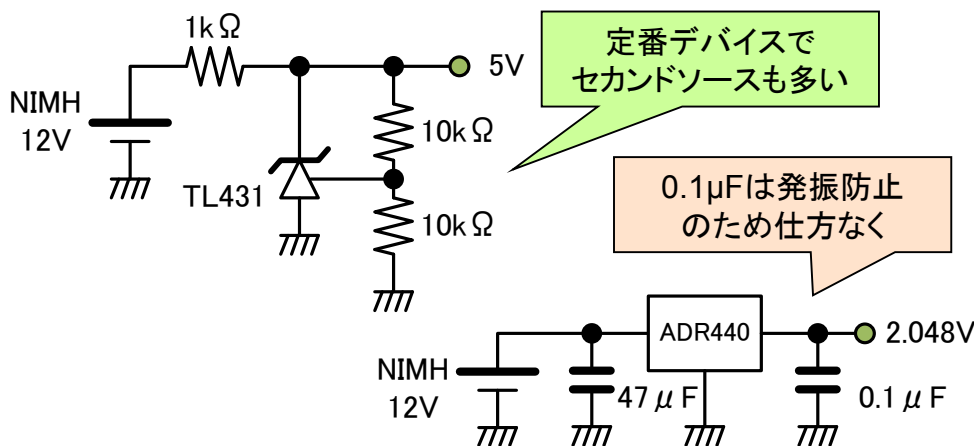


デバイス	計測値 (nV/√Hz)	グラフ色
7805	258 @20kHz	グリーン
ADM7150	3.3 @20kHz	ブルー

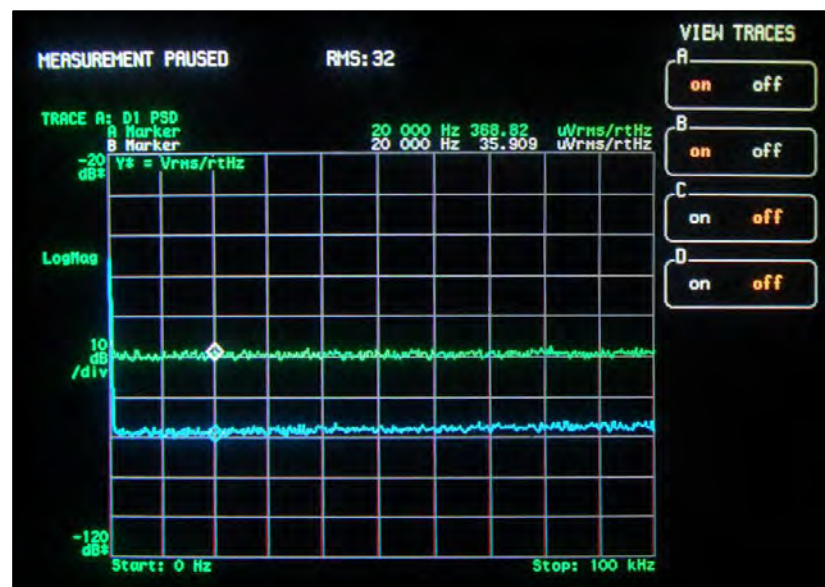
- 78シリーズは雑音大きい
- ADM7150はキャパシタのテクニックで雑音を抑えている

基準電圧の雑音

- バンドギャップ型の基準電圧の雑音を計測した
- 代表的なTL431と超低雑音ADR440を計測



デバイス	計測値 (nV/ \sqrt Hz)	グラフ色
TL431	368	グリーン
ADR440	35.9	ブルー

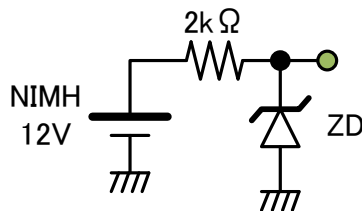
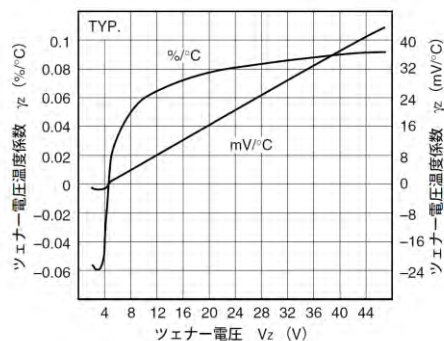


基準電圧の雑音特性

- 基準電圧は意外にも雑音が多い
- 基準電圧はバンドギャップの1.2Vを内部で増幅している

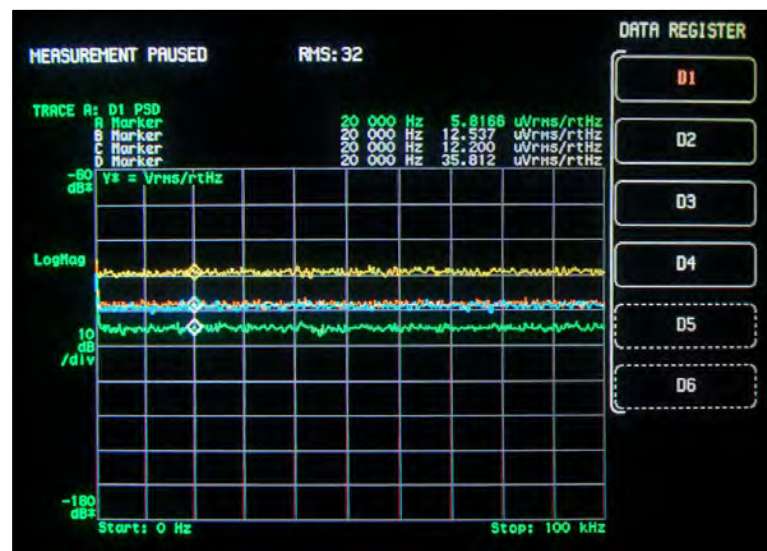
ツェナーダイオードの雑音

- ツェナーダイオードは昔から雑音が多いと言われている
- 実際に4.7V, 5.1V, 5.6V, 7.5Vの雑音を計測してみた



ZD	計測値 (nV/√Hz)	グラフ色
4.7V	5.8 ←2kΩ相当	グリーン
5.1V	12.5	ブルー
5.6V	12.2	オレンジ
7.5V	35.8	イエロー

4.7Vや5.1Vで温度係数がゼロとなる



ツェナーダイオードの雑音特性

- 5.6Vを超えると(トンネル効果→アバランシェ効果)ノイズは増える
- ツェナーダイオードは基準電源よりも圧倒的に雑音小さい



想像を超える可能性を
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

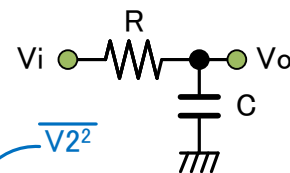
雑音の設計上の見積

製作前の机上計算

現実にはLPFで帯域が決まる

- 雑音の理論計算はスパッと切った帯域幅で計算するが
- 現実にはLPFでなだらなかである
- このLPFで切った場合の帯域幅を考える

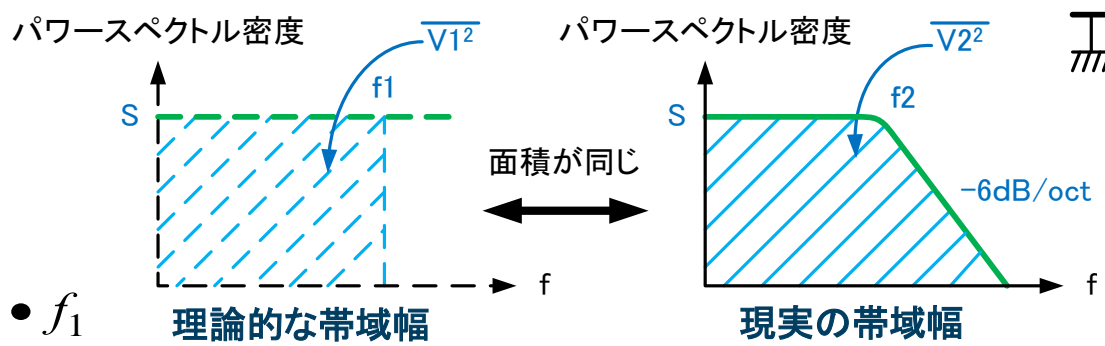
LPFのゲイン特性



$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + j2\pi CR}$$

$$G^2 = \frac{1}{1 + (2\pi CR)^2}$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi CR}$$



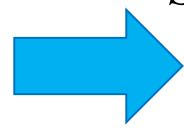
$$\overline{V_1^2} = S \cdot f_1$$

$$\overline{V_2^2} = S \cdot \int_0^\infty G^2 df = S \cdot \int_0^\infty \frac{1}{1 + (2\pi f CR)^2} df$$

$$= S \cdot \int_0^\infty \frac{1}{1 + (2\pi f CR)^2} \cdot \frac{1}{\frac{d2\pi f CR}{df}} \cdot d2\pi f CR$$

$$= \frac{S}{2\pi CR} \left[\tan^{-1}(2\pi f CR) \right]_0^\infty = \frac{S}{2\pi CR} \cdot \frac{\pi}{2}$$

f1をf2の1.57倍で計算すれば良い



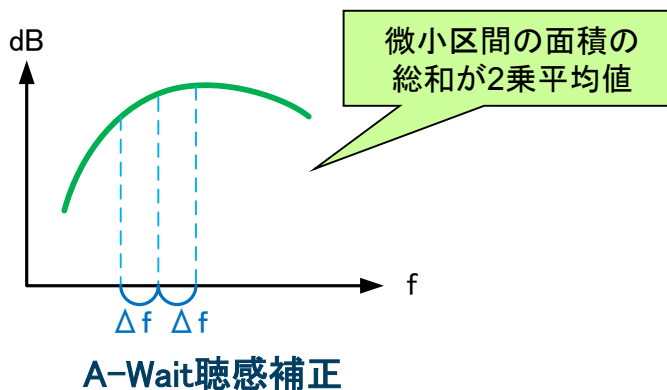
$$\overline{V_1^2} = \overline{V_2^2}$$

$$S \cdot f_1 = \frac{S}{2\pi CR} \cdot \frac{\pi}{2}$$

$$f_1 = f_2 \cdot \frac{\pi}{2} = 1.57 f_2$$

複雑な形状の2乗平均値は

- A-Weightの聴感補正の様な複雑なカーブの2乗平均値は
- パーセバルの定理にもとづいて
- 台形公式やシンプソンの公式で面積を積算する



- Y軸をdB→ $10\log_{10}$ にもとづいてパワーとして真数化
- X軸を微小区間に分けて台形公式やシンプソンの公式で面積を求める
- 求めた面積を帯域幅で積算し2乗平均値を求める
- 2乗平均値を $\sqrt{\quad}$ すると実効値が得られる
- 現代的にはExcelを使うと便利

低雑音回路設計のポイント

地味だけどとても大事なポイント

低雑音回路設計のポイント

- **OPアンプの選択**
信号源抵抗に合ったOPアンプを選ぶ
- **アンプの形式**
反転アンプは非反転アンプよりも雑音特性が劣る
- **帰還回路の抵抗値**
OPアンプの駆動が許す範囲で信号源抵抗よりも小さい値を選ぶ
- **抵抗器の選択**
金属皮膜抵抗や薄膜抵抗など電流雑音の小さい抵抗器を選ぶ
- **OPアンプに供給する電源**
低雑音リニア電源を使用する
- **アンプの複数段接続**
各段のアンプのNF指数とゲインを最適化する
- **シールド**
完全6面の電磁・静電シールドBOXに回路を入れる
- **同相ノイズを抑える**
入出力の同軸ケーブルにフェライトクランプを付ける



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

サックコスト

<例1>

- テレビの番組がつまらなければテレビを消すかチャンネルを変える
- でもレンタルで借りたDVDはつまらなくても最後まで**無駄に見てしまう**

<例2>

- 初めて行ったスナックでボトルキープをした
- 面白くないスナックだったがボトルキープが惜しくて
- 何度も通いさらに2万円, 3万円と**無駄なお金を使ってしまった**



これをサックコストの呪縛という

- DVDを最後まで見てもお金は返ってこない
- ボトルキープのお金は返ってこない
- 元を取ることを考えず**過去を綺麗さっぱり忘れる事**
- **これからの事に時間やお金を有効に使う事が大事**
- エンジニアは物に対するこだわりが強いので特に**要注意**



ありがとうございました

Remffcraft Proprietary Information ©

引用文献・参考文献

- 基礎トランジスタアンプ設計法 黒田 徹 ラジオ技術社
- アナログ集積回路設計技術 上下 PRグレイ/GRメイヤー 培風館
- アマチュアのV・UHF技術 CQ ham radio 編集部編 CQ出版社
- 電子回路技術研究会 会報76
猫でもつくれるローノイズ・アンプ 小川一郎
- 電子回路技術研究会 会報73
低雑音レギュレータ回路 曾布川 慎吾
- アナログ技術セミナー2011 中堅コース
SPICEツールでロー・ノイズOPアンプ回路を実現するテクニック 石井 聡
- 表面実装固定抵抗器 Technical Guide Ver3 Panasonic
- AD797, AD711, NE5534, ADM7150データシート
- TL431, NECツェナーダイオード データシート