

電流入力のトランスインピーダンス・アンプ兼 マルチプル・フィードバック・フィルタの解析

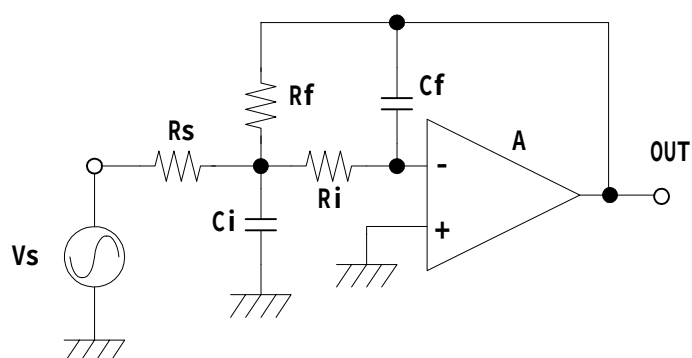
2005.9.7 第1版

2005.9.8 第2版 kephis @ nifty . com

【1. シングル入力タイプ】

この解析は、今回のDAC：PCM1704(バーブラウン／テキサスインスツルメンツ)に使用した場合を中心に述べている。

まず、通常のマルチプル・フィードバック・2次LPFの回路と計算式を下記に示す。



通常マルチプル・フィードバック LPF

G:通過帯域幅のゲイン

$$R_f = \frac{1}{\sqrt{2} \omega_c C_f} \quad R_i = \frac{1}{\sqrt{2} (G+1) \omega_c C_f}$$
$$R_s = \frac{1}{\sqrt{2} G \omega_c C_f} \quad C_i = 2(G+1) C_f$$

$$(G = R_f / R_s)$$

図1 電圧入力時のマルチプル・フィードバック 2次LPF

このような反転系のフィルタで、通過帯域において、入出力間位相差は180[DEG]である。

今回、使用するDACは電流出力であり、1.0kΩの出力インピーダンスを持つ。これを利用して同等のフィルタを作る。

図1のRsを取り外し、RfとCiとの接続点にDACの出力をつないだ状況を考えたのが図2である。Rsは、DACの出力インピーダンス相当と考えられる。

そこで、図2の電流源を等価の電圧源と置き換えると、図3の等価回路が得られる。

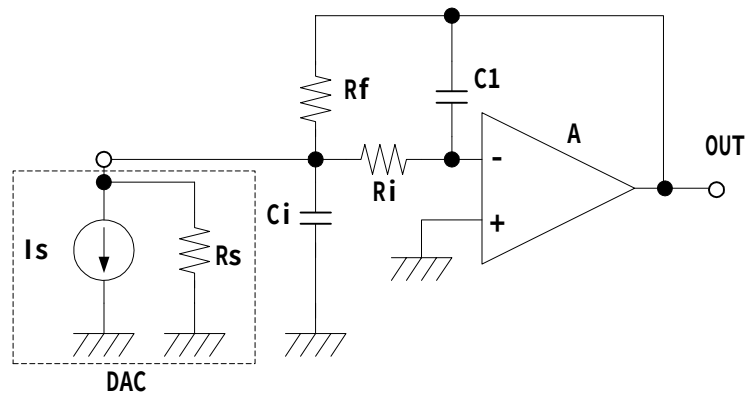


図 2

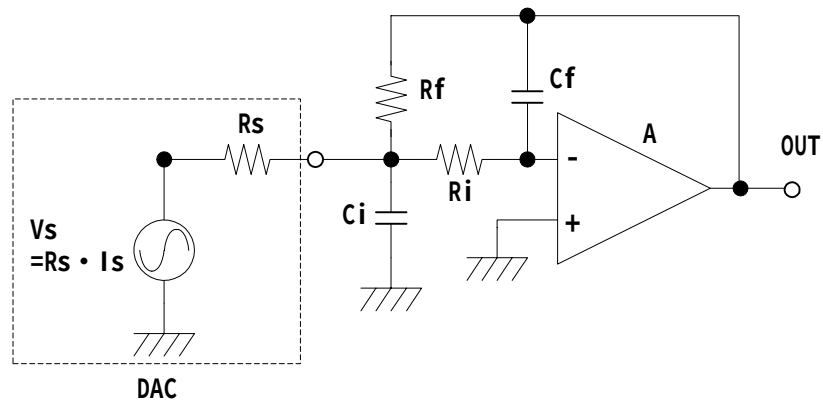


図 3

図 3 の回路は、DAC の出力インピーダンスを R_s と考え、図 1 の回路とまったく同等の回路となり、この式がそのままフィルタの各定数の計算に用いられる。

そこで計算を行った。

$f_c=50\text{kHz}$ 、 $G=0.22$ として、 R_s がおよそ $1\text{k}\Omega$ となるように他の定数をえらぶと、 $R_i=180\Omega$ 、 $R_f=220\Omega$ 、 $C_f=0.0102\mu\text{F}$ 、 $C_s=0.0249\mu\text{F}$ となる。

$G=0.22$ というのは、電圧増幅度である。しかし、トランスインピーダンス・アンプは電圧ゲインは存在しない。 R_s との R_f との比が等価電圧ゲイン G となる。通過帯域でのトランスインピーダンスは R_f そのものである。

これを図 4 の回路に入れてシミュレーションした。その結果が図 5 である。

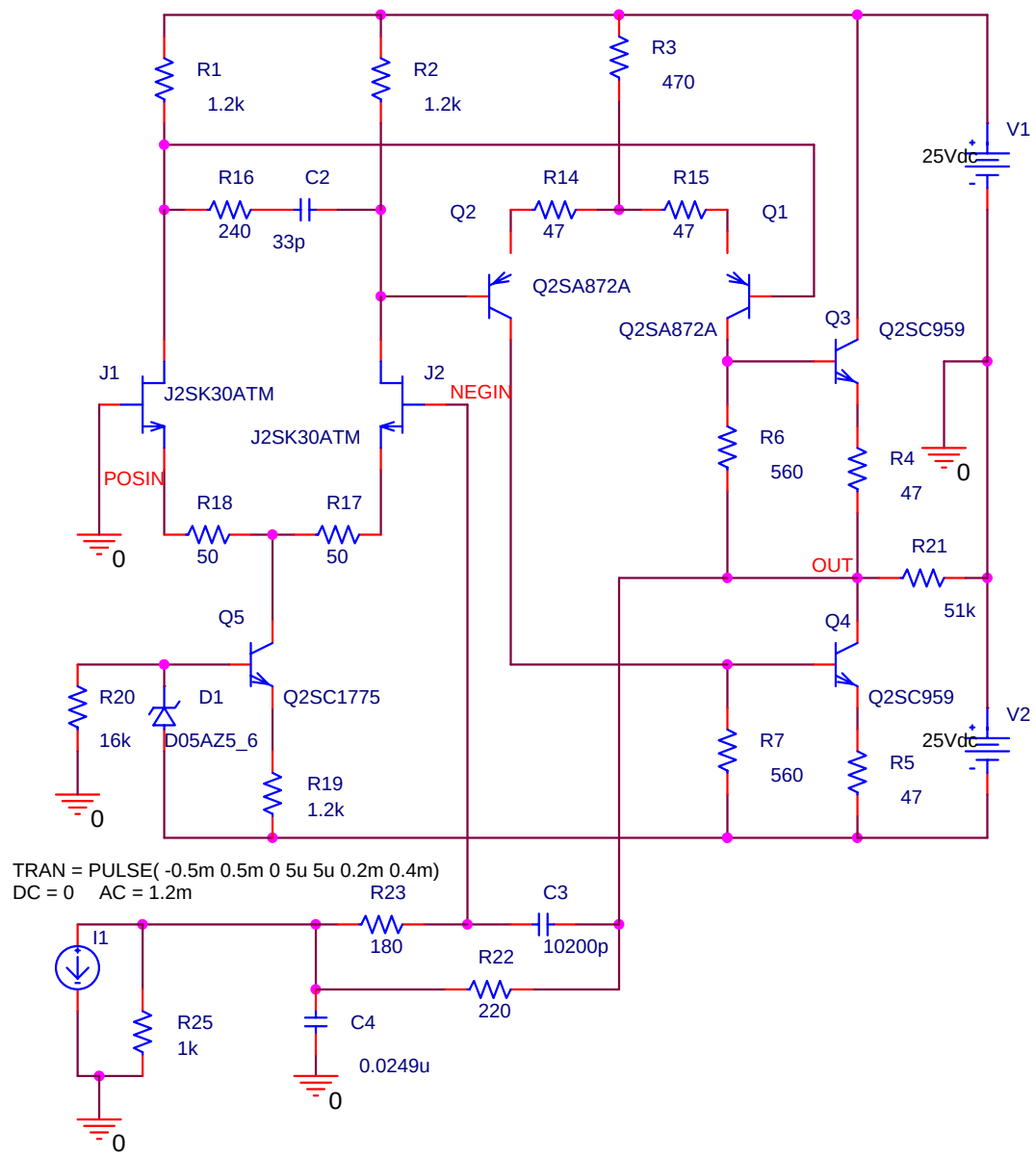


图 4

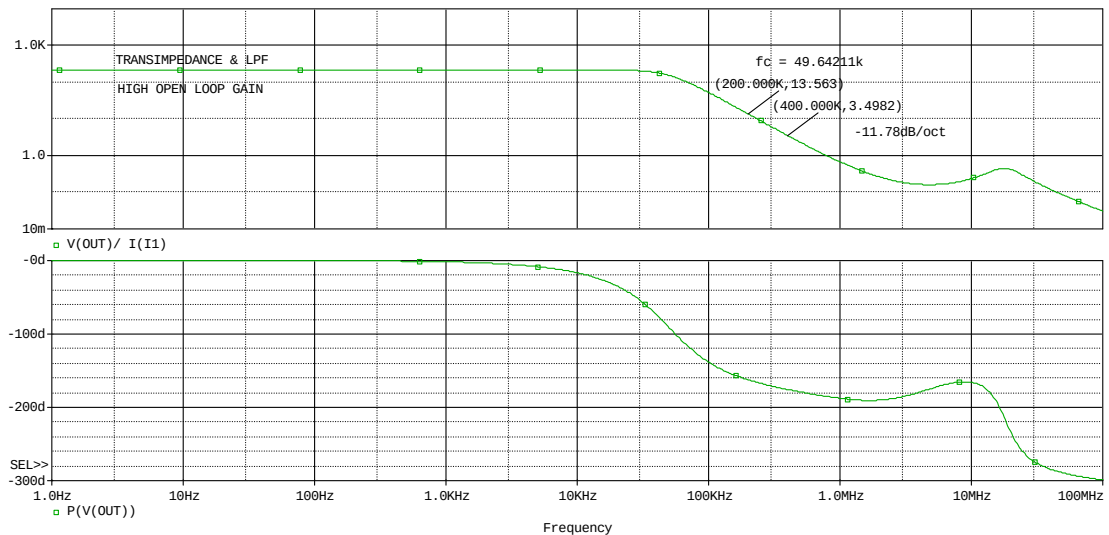


図 5

若干、フィルタの傾斜が緩やか ($-11.78dB/oct$) だ。おそらく高域でのオープン・ループ・ゲインが足りないであろう。

カットオフ周波数はおおよそ一致している。この式でほぼ計算できることがわかった。

ただし、この解析を、他のDACに利用する場合にはDACの出力インピーダンスの注意して設計する必要がある。その点を考慮すれば、一般的な電流出力DACに応用可能である。

計算すればわかるが、極端に大きな R_s であるばあい、 $R_f \approx R_i$ 、 $C_s \approx 2C_f$ が成立し、DACの入力端に発生する最大電圧と出力に発生する電圧がほぼ等しくなり、電圧振幅という側面から考えると、抵抗1本による I/V と同じになってしまう。それでも、2次のLPFとトランスインピーダンス・アンプとを兼用させるメリットは発生する。

グラフは割愛するが、入力端に発生する電圧振幅は130mVであった。

【2. 差動入力タイプ】

さらに、差動入力タイプもできることが確認された。
一般的な差動電流出力のDACにも応用可能であることがわかった。

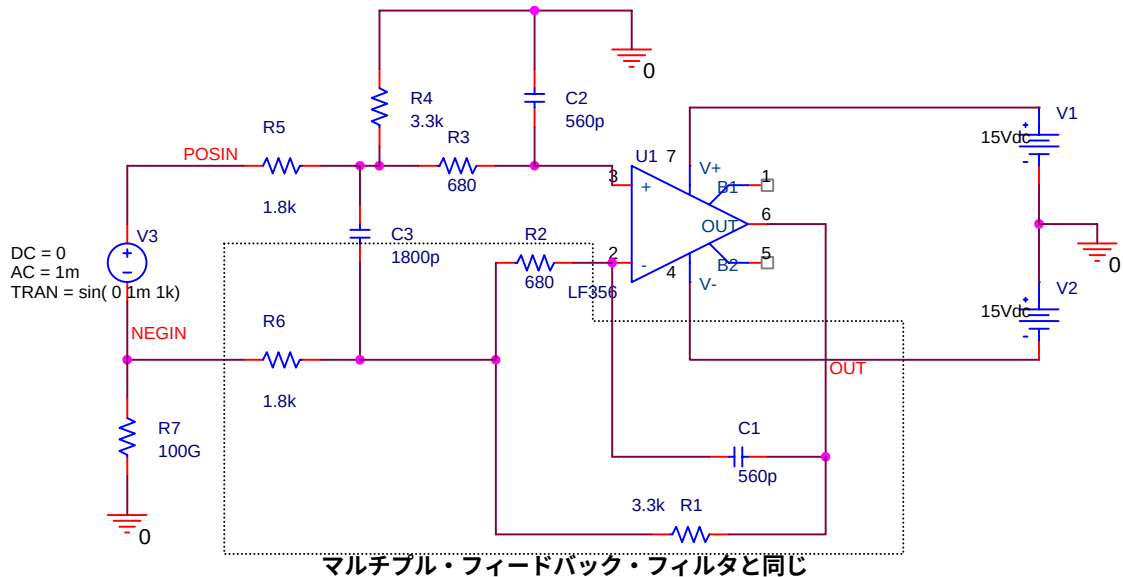


図6 電圧入力型差動入力2次マルチプル・フィードバックLPF

バーブラウン（テキサスインスツルメンツ）のアドバンスド・セグメントタイプのDACの出力についている、I/V後の差動入力の2次LPFである。（DSD1791のデータシート参照。）

帰還ループを見ると、まさにマルチプル・フィードバックと同等である。入力のR5,R6=1.8kはV/I変換と考えると、この抵抗を取り去って入力に電流源をつなぐことができる。ちなみにR7はシミュレーション上、入れておかないと電圧源がフローティングになって解析できないので高抵抗が入っている。

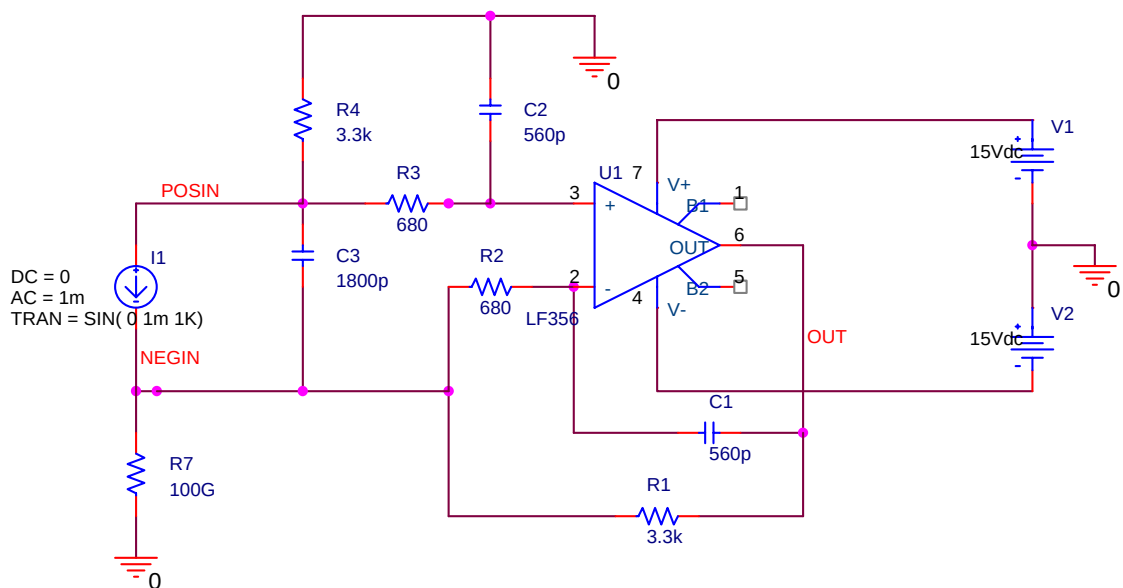


図7 電流入力型差動入力2次マルチプル・フィードバックLPF

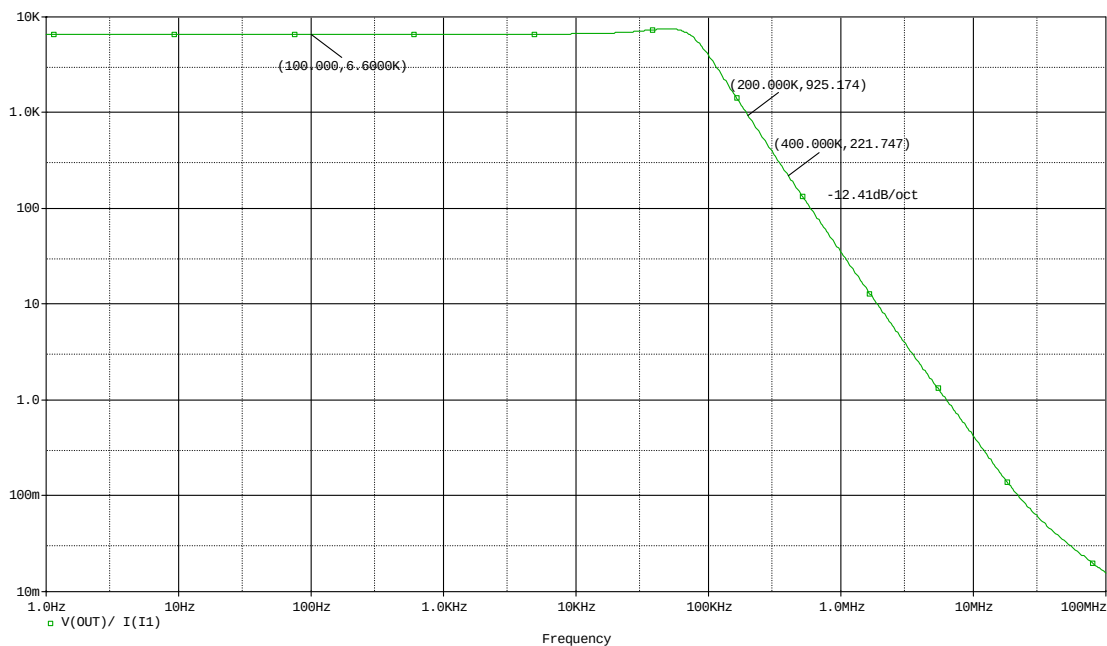


図8 図7のトランスインピーダンス周波数特性

図7が図6の入力抵抗を取り去り、電流源を信号源とした電流入力型のシミュレーション回路図で、図8はそのトランスインピーダンス特性である。帰還抵抗3.3kの二倍の6.6kのトランスインピーダンスとなっていることがわかる。高域にピークが出ていて、そのぶん、フィルタの傾斜が急になっている(-12.4dB/oct)。見事、I/V兼フィルタである。差動でも実現してしまった。

定数の数式は、先の通常の式と同じになる。差動なので、図7におけるRCと数式における対応は、

$$R1=R4=R_f, \quad R2=R3=R_i, \quad C1=C2=C_f, \quad C3=C_i/2$$

である。先の式に当てはめれば、図8のようなピークは出てこない。このDACのデータシートに記載されている値は、実験的に求めたもののようである。

これは、最近の差動電流出力を持つアドバンスド・セグメント方式のDACにも応用できることがわかる。PCM1798などのデータシートを見ればわかるが、出力回路は差動それぞれにI/V変換回路を設け、その後、電圧入力フィルタ兼差動合成回路をつかっている。アンプが3台も必要となる。ところが、この電流入力型のトランスインピーダンス兼LPFを用いれば、アンプ一台で電流差動信号を電圧のシングル信号に変換できてしまう。(ただし、DACの参考回路はI/Vでも1次のフィルタを作っているので、次数的には1次減ってしまうのは考慮に入れる必要がある。)

先の式を用いて各RCを求めると、信号源抵抗が ∞ の場合、 $f_c=50\text{kHz}$ として計算すると、 $R_f=R_i=220\Omega$ 、 $C_f=2C_i=0.0102\mu\text{F}$ となるので、 $R_1=R_2=R_3=R_4=220\Omega$ 、 $C_1=C_2=C_3=0.0102\mu\text{F}$ となり、これを当てはめてシミュレーションを行った。回路が図9、トランスインピーダンス特性が図10。

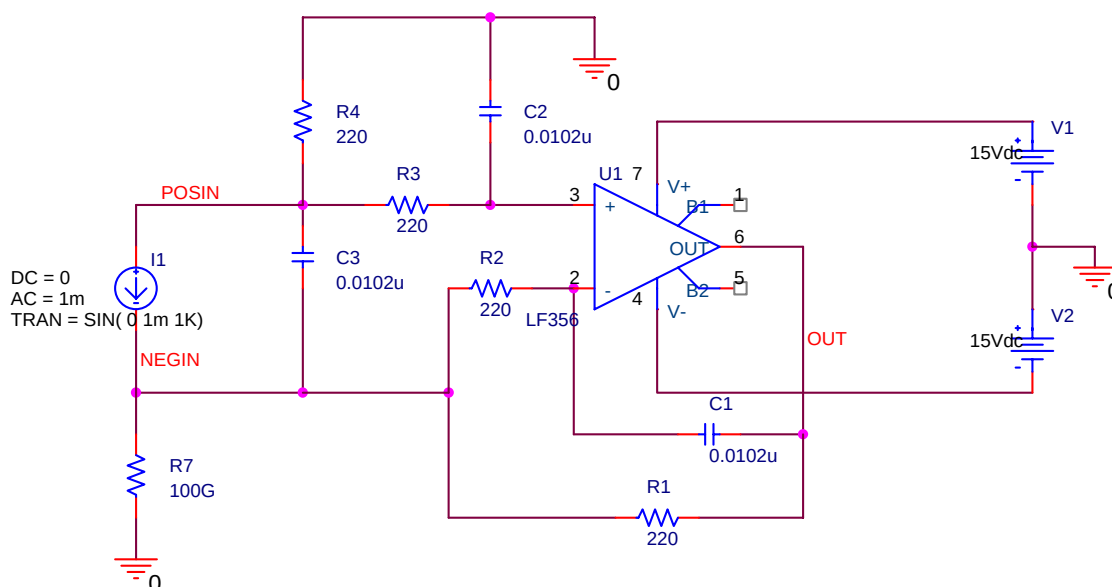


図9 式から導いたRCを使った $f_c=50\text{k}$ の電流入力LPF

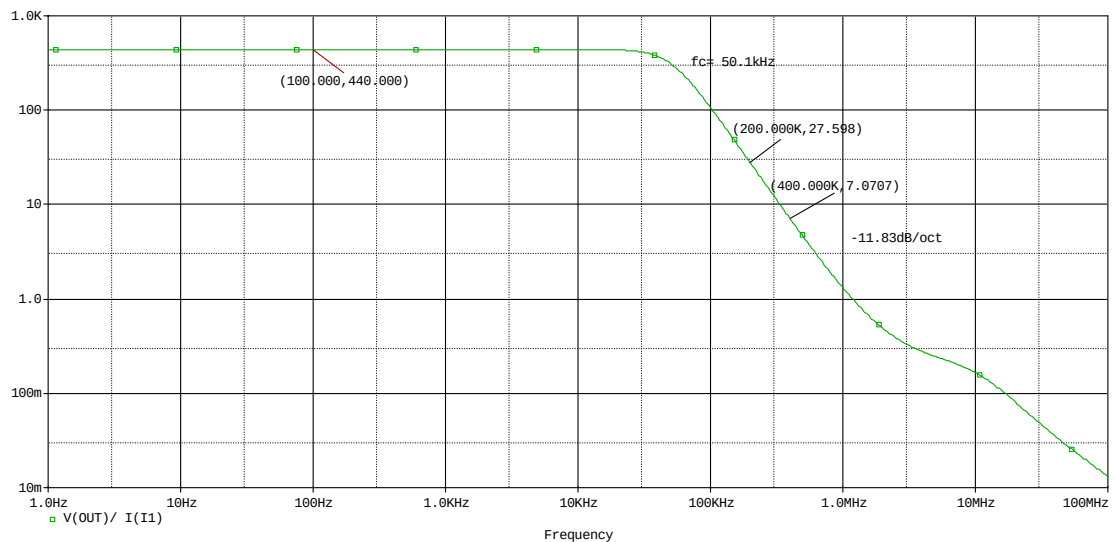


図10 図9のトランスインピーダンス周波数特性

$f_c=50.1\text{kHz}$ 、通過帯域のトランスインピーダンスは $2 \cdot R1=440\Omega$ 、傾斜は -11.83dB/oct 。なかなかよい差動特性である。

グラフは割愛するが、±各入力端子に発生する対GND電圧（最大：通過帯域）は、 $R1$ （または $R4$ ） $\times I_i$ で、±逆位相である。

欠点としては、各RCの値の決定に自由度が少ないところであろうか。

しかし、うまく作れば、流行のアドバンスド・セグメント方式にも威力を発揮するものとなろう。