

トランスインピーダンス・アンプ兼フィルタ回路のシミュレーションによる設計

2005.9.5 第1版

2005.9.7 第2版 kephis @ nifty . com

いよいよ、詳細設計。ディスクリートで組むこととして、位相補償量はどうすべきか、出力インピーダンスが高いものが良いか低いものが良いか、などについてシミュレーションしてみた。回路は、昨今のDCアンプシリーズのラインアンプを参考とした。まず、回路であるが、図1である。

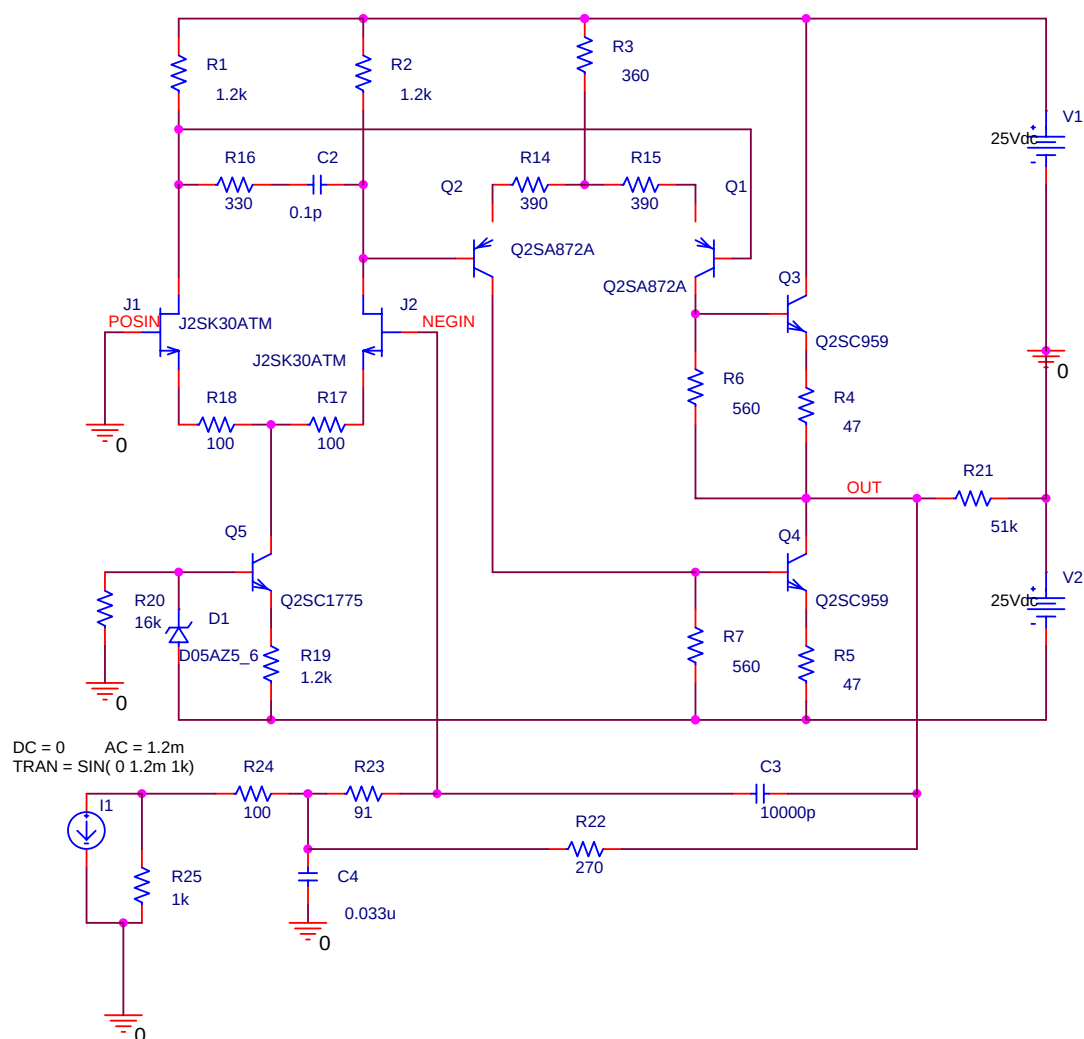


図1 まず設計した回路

I1 と R25 がDACの出力のモデルである。フィルタの定数は、シミュレーションによって選定した。アイドリングは約6mA くらい。R21 は仮の負荷である。R22 がトランスインピーダンスとなるが、トランスインピーダンス・アンプの入力インピーダンス=DACからみた負荷抵抗が100Ω以上と大きいため、DACの出力インピーダンス(R25:1kΩ)との分流が起きてその分、全体のトランスインピーダンスが減少する。

ステップ位相補償は ($330\Omega + 0.1\text{pF}$) となっているが、これは、ほとんどかけていないも同然である。実際、位相補償は必要がなかった。位相補償を入れると、高域のフィルタ特性が悪化する。

図 2 がそのトランスインピーダンスの特性。

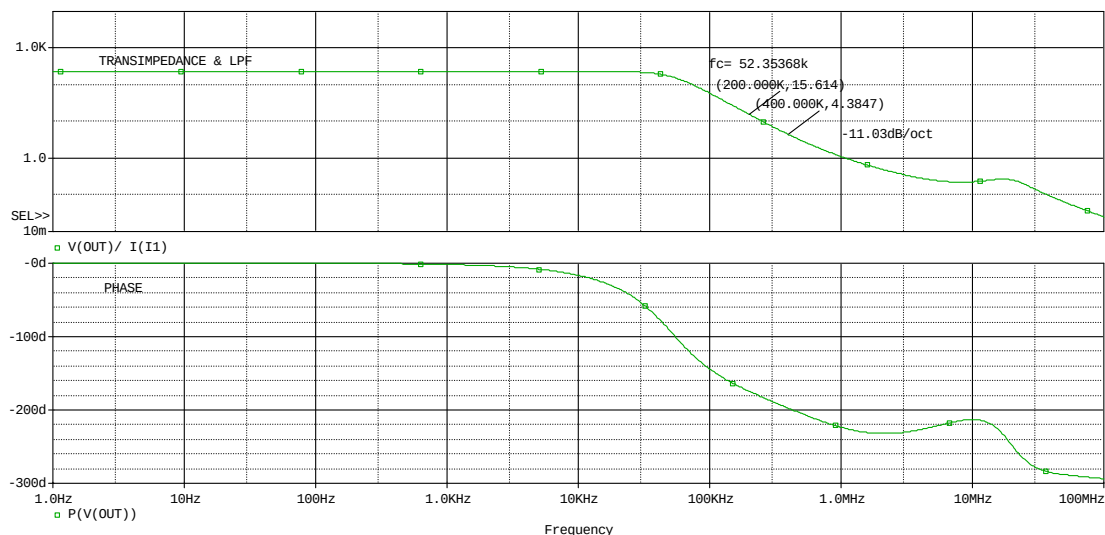


図 2 トランスインピーダンスと出力位相の周波数特性

カットオフが 52kHz、傾斜が-11.0dB/oct とすこし緩い。

今ひとつ、さらに急峻な特性を得たい。試行錯誤してみた。結果が図 3 の回路と図 4 の特性である。

オープン・ループ・ゲインを若干上げてみた。R17,R18=50 Ω (100 Ω の VR を使用することを想定)、R14,R15 を 47 Ω として、R3 を 470 Ω とアイドリングを調整した。このことで、かなり急峻なフィルタ特性を得ることができた。

フィルタ定数は、R24=0.1 Ω 。これは無いに等しい。つまり、この抵抗は無くても 2 次アクティブフィルタの特性を得ることができることがわかった。R23 は 100 Ω 、これは高域で効いて来る。つまり、低域ではほとんど入力インピーダンスは 0 Ω のものが出来上る。大きな進展である。DAC の出力端子に発生する電圧を極力小さくでき、DAC の出力インピーダンスとの分流による誤差を抑えることができる。トランスインピーダンス R22=220 Ω 、C3=13000pF は、Q を高めるのにこの値になった。

位相補償は (240 $\Omega + 33\text{pF}$) とした。オープン・ループ・ゲインを上げたことによって増大した超 10MHz に発生するピークを抑えることができるが、これ以上大きくするとフィルタの傾斜が緩やかになる。傾斜は-11.744dB/oct。本当はもう少し-12dB に近づけたい。fc=49.86kHz。適切な値である。

フィルタの各コンデンサ定数の値は、S E マイカで入手しやすい値としたので、かなり制約があるものであったが、なんとかまとまった。

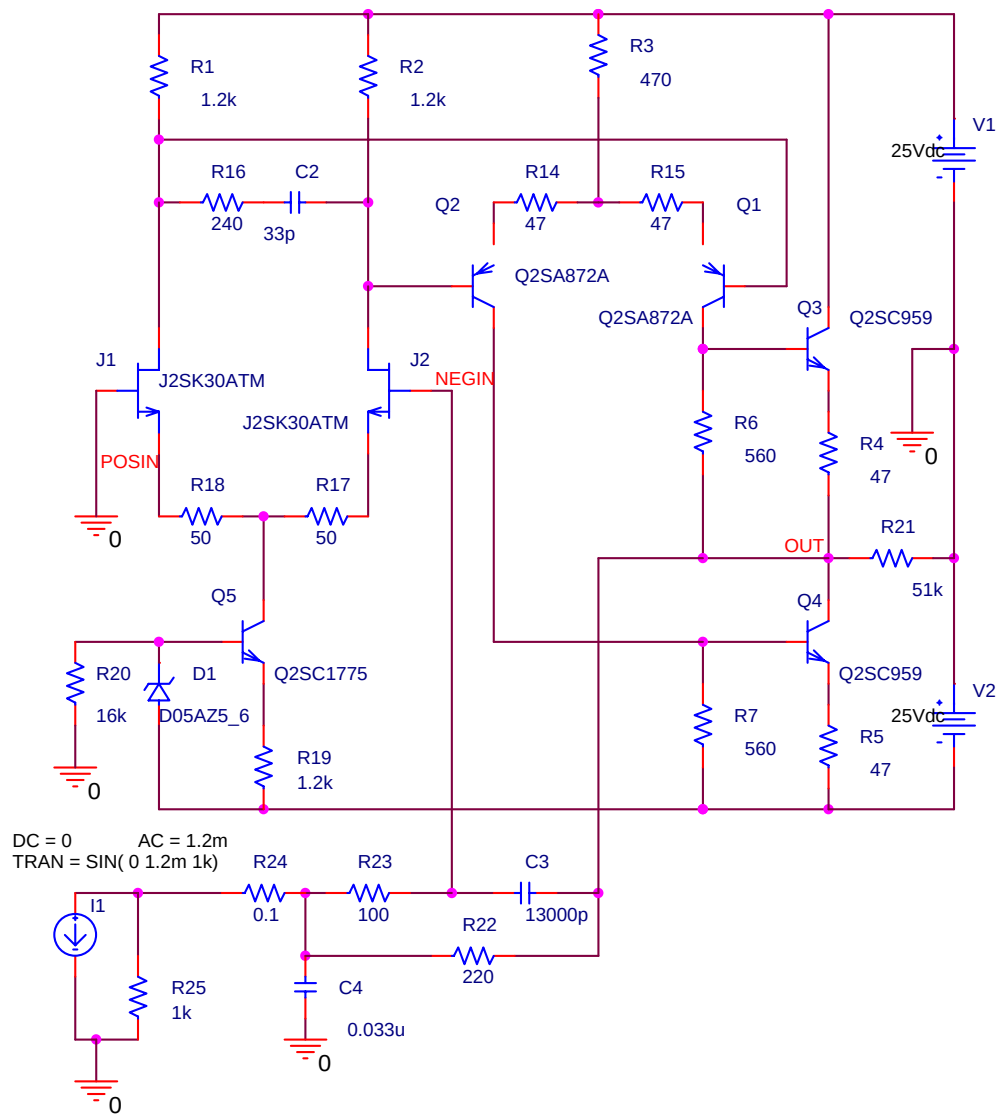


図3 試行錯誤した結果の回路

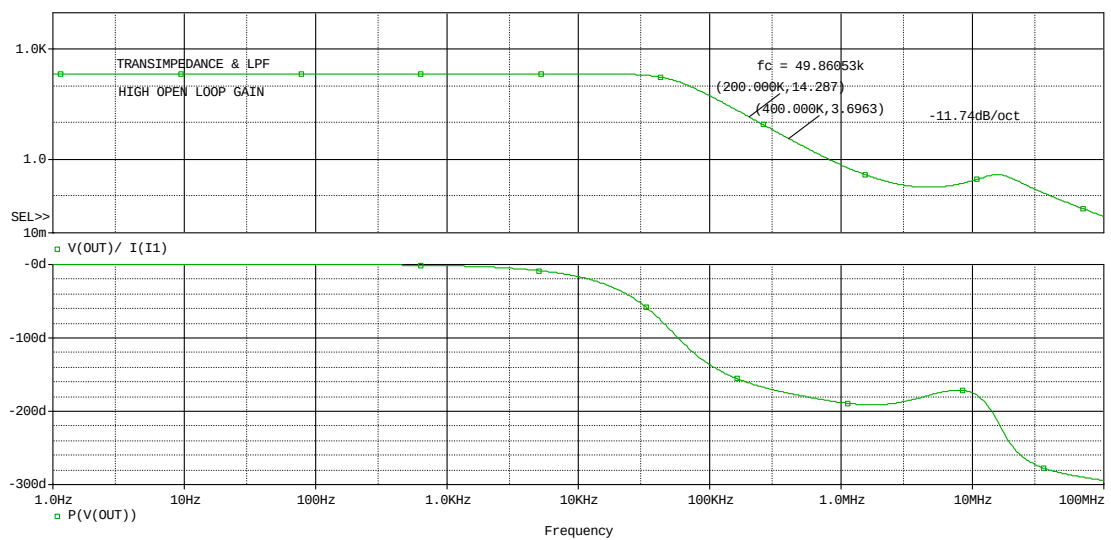


図4 図3の特性

位相余裕を、例の電圧源挿入法によって探ってみたが、正直言って、電圧源をアンプの出力側に入れた場合と、マイナス入力側に入れた場合と、まったく違う特性となってしまう、どちらが実際のものに近いか、判断がつかない。オープン・ループ・ゲインを別の方法で確かめると、約54dBなので、マイナス入力側に電圧源を挿入したほうが正しいようである。しかし、どちらの手法でもループゲインが0dB以下の領域において、位相余裕が45[DEG]以下であることがわかった。とりあえず安定か？というところである。なお、先にレポートした、非反転アンプにおけるAとβを計算することによるループゲイン表示方法をこのトランスインピーダンスアンプに適用した場合、プラス入力が接地しているので、オープン・ループ・ゲインと帰還素子の特性がまったくの逆特性となって、うまく表示できない。

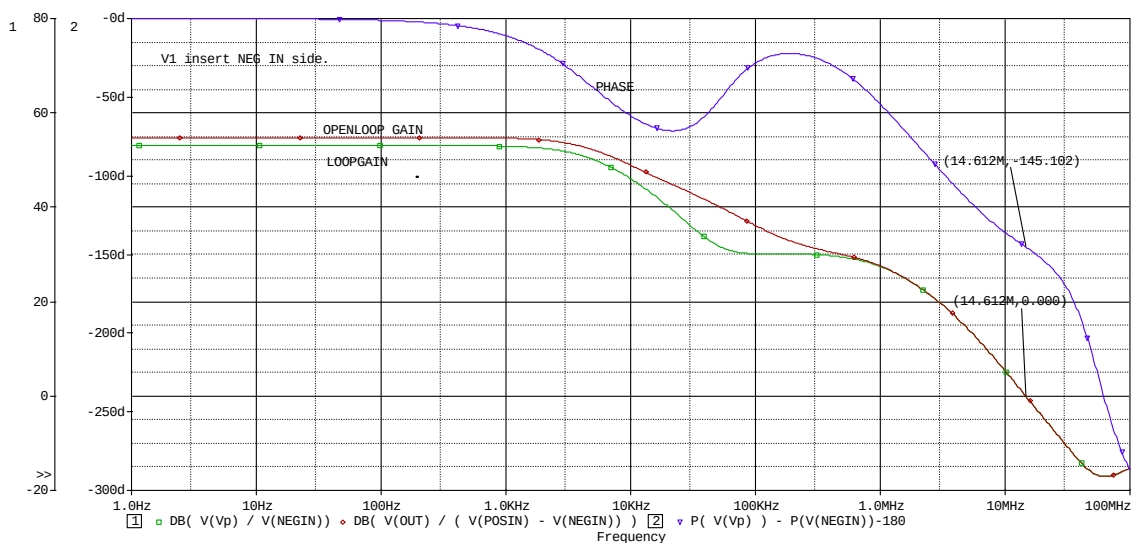


図5 マイナス入力側に電圧源を挿入して解析

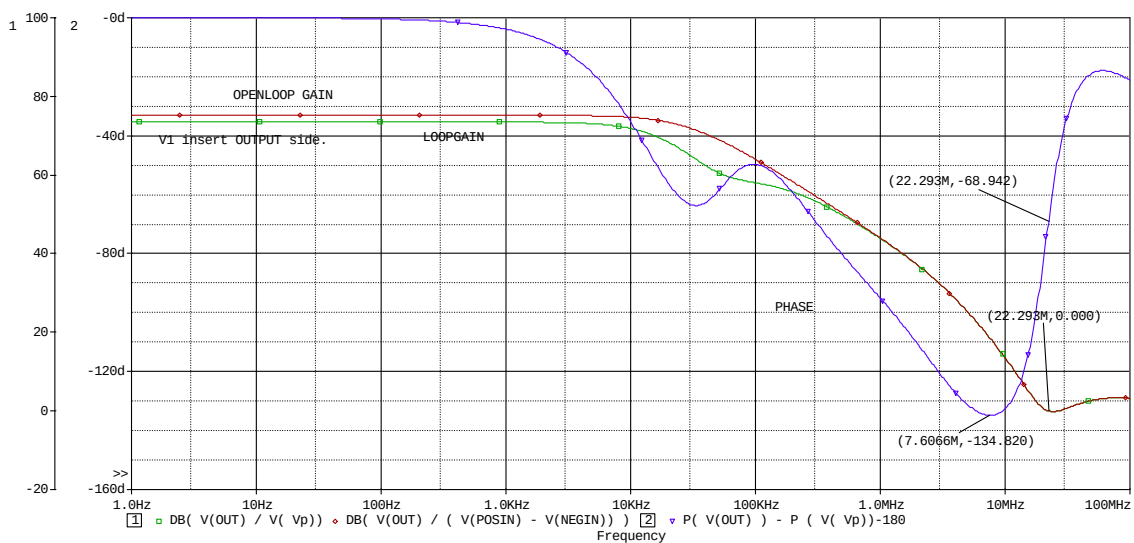


図6 アンプの出力側に電圧源を挿入して解析した場合

ところで、金田式イコライザアンプと同じく、このアンプも出力インピーダンスを高くしてループゲインを一定とすることも考えてシミュレーションしてみたが、結局のところ、ループゲインの特性には大差がないことがわかった。また、高域でのフィルタの減衰が緩やかになることがわかり、フィルタとしての性能が悪化するので、出力インピーダンスは高くすることのデメリットが大きいことがわかった。よって、出力インピーダンスが低い通常の金田式ラインアンプをもとにすることとした。

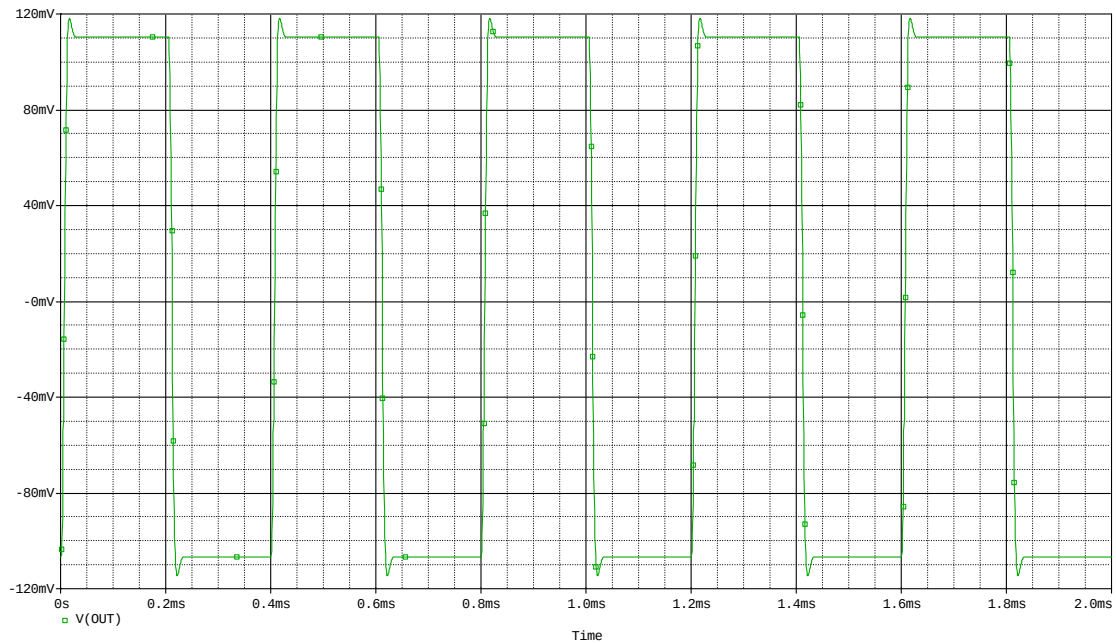


図 7.1 方形波特性

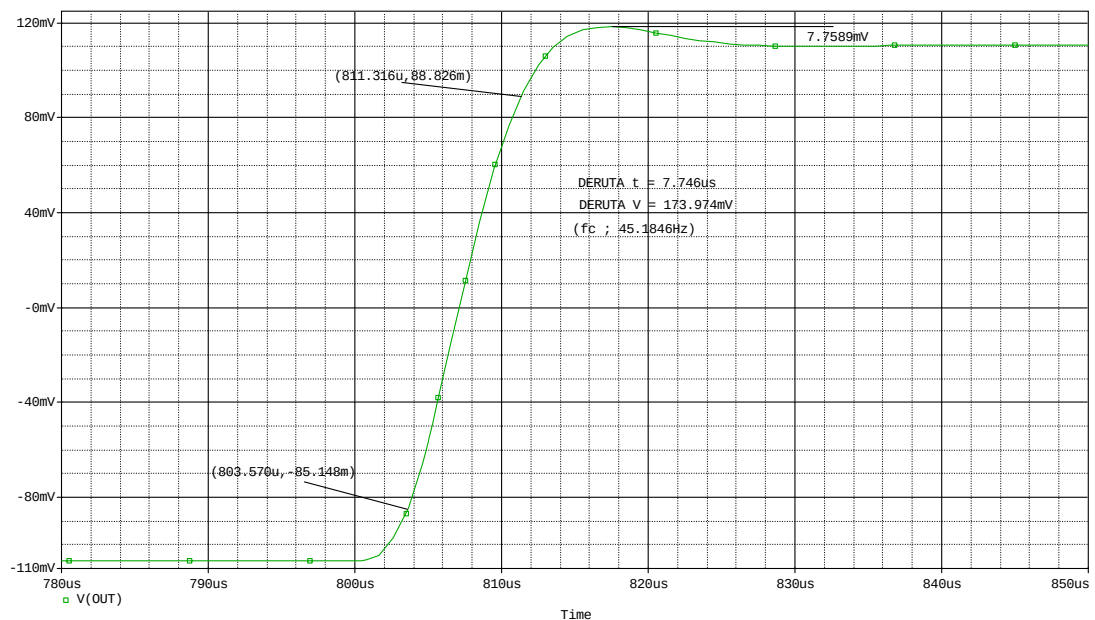


図 7.2 方形波特性（拡大）

最後に、図 3 の回路の方形波特性をシミュレーションしてみた。

若干のオーバーシュートが出ているのは、時定数的に考えて、2 次フィルタ定数によるものである。それが証拠に、位相補償を変えても、このオーバーシュートは変化が無い。

ガウシャン近似式： $tr \times BW = 0.35$ の式を用いて、立上り時間からカットオフ周波数を求めてみる。入力の立上り、立下りは $5 \mu s$ でシミュレーションした。シミュレーションの指定値は波形振幅の下から上まで達する時間である。ガウシャンの式で使用する立上り時間 tr は、波形振幅の立ち上がりの 10% から 90% までの時間である。

また、アンプに入力する波形の立上り時間を $tr1$ 、アンプ自体の周波数制限による立上り時間を $tr2$ 、最終的に観測される立上り時間を tr とすると、以下の関係式が成り立つ。

$$tr^2 = tr1^2 + tr2^2$$

したがって、アンプ自体の立上り時間 $tr2$ を求めるには、

$$tr2 = \sqrt{tr^2 - tr1^2}$$

となる。 tr は図 7.2 より $7.746 \mu s$ 、 $tr1$ は $5 \mu s \times 0.8 = 4 \mu s$ （振幅の 10% から 90% に達する時間：その間、直線的に振幅が変化するとして）とすると、 $tr2 = 6.633 \mu s$ となる。

$tr2$ より、ガウシャン近似式を用いて帯域を推定すると、約 $52.8 kHz$ である。ただし、この近似式が成立するのはオーバーシュートやリングングが無い場合であり、この場合は概算値しか求めることができないが、おおよそあっている。

オーバーシュートは 4.46%。図 7 では見難いが、若干のアンダーシュートもある。

オフセットが若干ずれている。シミュレーション上は問題が無い。

いよいよ回路が固まってきた。シンプルなトランスインピーダンス兼 2 次アクティブ LPF の回路が出来上がりそうだ。