

第 15 章 帯域 100k~100MHz の低雑音プリアンプ 補足

川田 章弘 Akihiro Kawata

この PDF では, トランジスタ技術 Special No.123 において, 紙数制限により割愛した LTspice による相互変調ひずみのシミュレーション方法について解説します.

【LTspice を使った相互変調ひずみのシミュレーション】

●はじめに

相互変調ひずみとは, 周波数の近接した二つの信号波が同時にデバイスを通過することにより生じるひずみのことです.

高周波プリアンプに入力される信号が, 単一キャリアであることはまれです. 高周波アンプは多くの場合, 本来の入力信号の近くに他の信号(キャリア)が存在します. また, 入力信号がマルチ・キャリアの変調波である場合, その変調波は複数の周波数成分を含みます. そのような複数の周波数成分を含む信号を扱う高周波アンプでは, 相互変調ひずみが小さいことが求められます.

相互変調ひずみの大きさは, IP3(3 次インターセプト・ポイント)という指標で比較するのが一般的です. IP3 が大きいほど, ひずみの小さいアンプです.

●相互変調ひずみと IP3 の定義

図 1 は, 相互変調ひずみが発生しているアンプの出力信号をスペクトラム・アナライザで観測したときの概略図です. 周波数間隔 Δf の小さい(たとえば, $\Delta f=100\text{kHz}$ や 1MHz)二つの信号, すなわち周波数 f_1 と周波数 f_2 の信号を同時にアンプに入力した場合を示しています. 3 次相互変調ひずみは, f_1 , あるいは f_2 と Δf だけ離れた周波数 ($2f_1-f_2$, $2f_2-f_1$) に生じます.

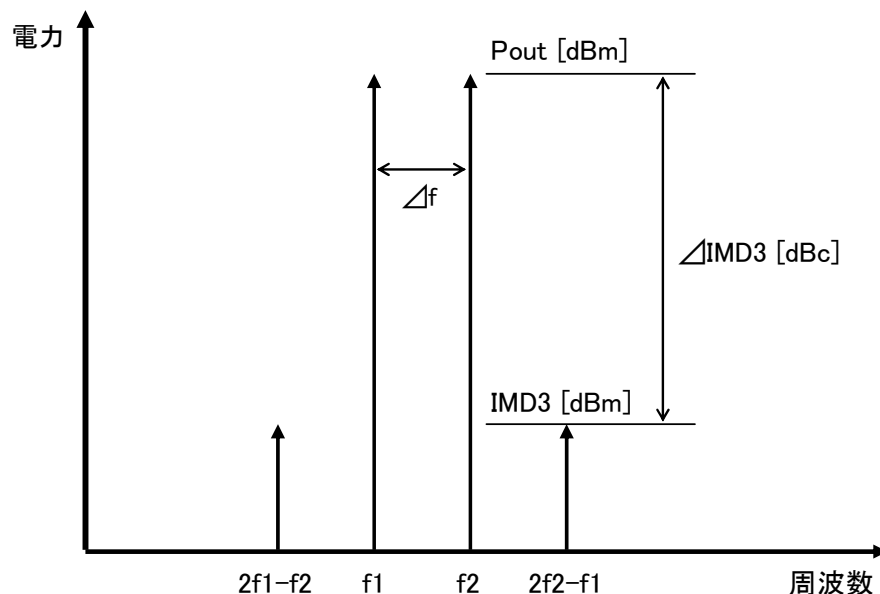


図 1 3 次相互変調ひずみのスペクトラムの概略

アンプへの入力信号レベルを増加させると、 f_1 、 f_2 の基本波出力信号レベルが増加します。さらに、相互変調ひずみのレベルも増加します。それぞれの増加量は、 f_1 や f_2 といった基本波成分が入力信号レベルに対して傾き 1 で増加すると考えたとき、相互変調ひずみはその 3 倍の傾きで増加します。図 2 にこのようすを示します。

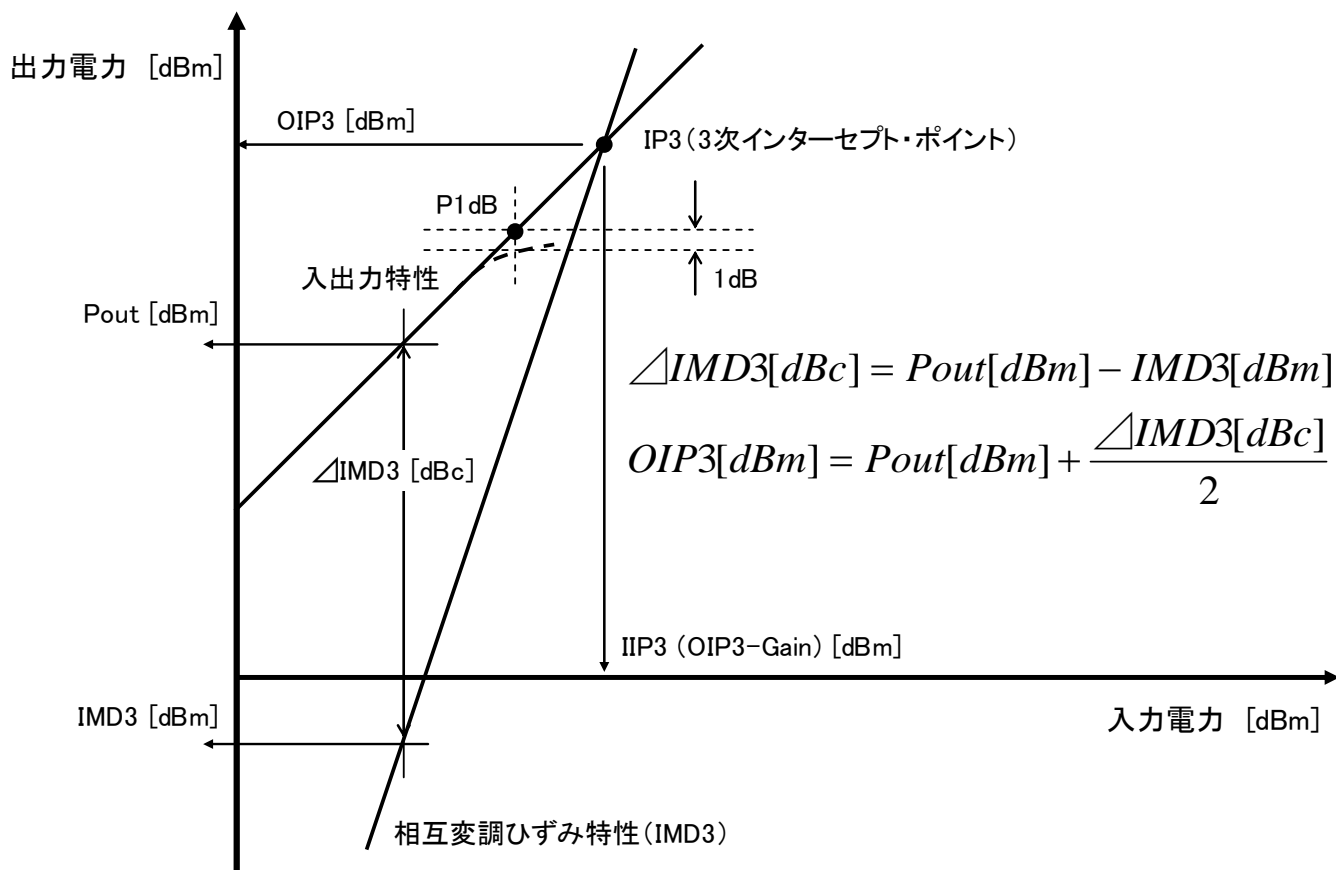


図 2 相互変調ひずみ成分と基本波成分のレベル変化

図 2 に示した式に基づいて計算すると、図 1 の相互変調ひずみの観測結果から、OIP3 を求めることができます。OIP3 [dBm] の値から、Gain [dB] を引き算すれば IIP3 [dBm] が求まります。OIP3 は出力 3 次インターセプト・ポイント、IIP3 は入力 3 次インターセプト・ポイントのことです。

IP3 測定のコツは、アンプへの入力信号レベルが P1dB よりも十分に小さい値（目安としては、P1dB の -20dB）で測定することです。また、標準信号発生器の ALC（信号発生器の出力レベルを一定に保つ回路）がお互いに干渉することにより発生する相互変調ひずみを防ぐために、それぞれの信号発生器の出力に 6dB 程度の減衰器、あるいはアイソレータを挿入すると良いでしょう。被測定物（DUT : Device Under Test）の入力にもリターンロス改善のために 3dB 程度の減衰器を入れておくとベストです。

IP3 の測定は、一つの入力信号レベルにおける測定値から計算してもいいのですが、正確に IP3 を測定したい場合は、入力信号レベルを徐々に変化させながら図 2 のようなグラフを作成し

ます。図 2 のようなグラフ完成したら、基本波レベル、相互変調ひずみレベルのそれぞれのデータについて最小二乗法により近似直線を引き、その交点から OIP3 を求めます。

●相互変調ひずみを調べるシミュレーション回路

相互変調ひずみ(2 信号 3 次ひずみ)特性を調べるためのシミュレーション回路を図 3 に示します。図 3 の回路は、ノイズ・フィギュアのシミュレーションに使った回路に少し変更を加えただけです。

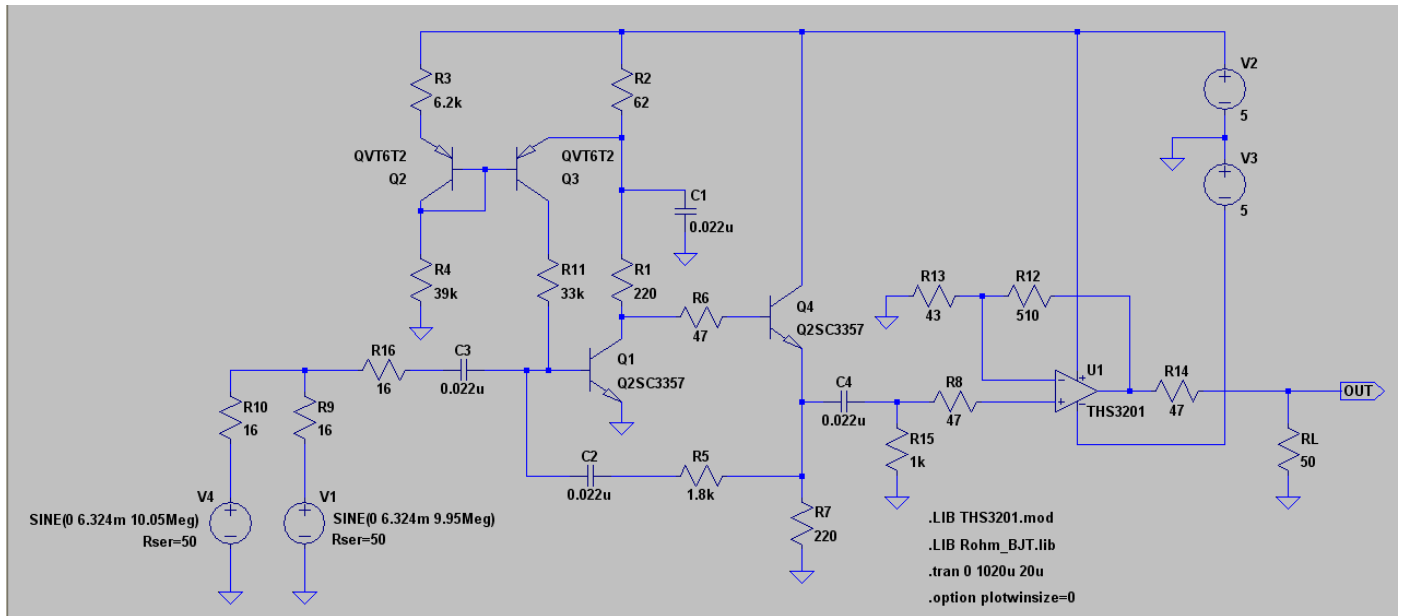


図 3 相互変調ひずみ(2 信号 3 次ひずみ)のシミュレーション回路 (RFamp_IMD. asc)

●入力信号源の設定

信号源 V1 のほかに、信号源 V4 を追加して 2 信号(ツートーン)を作り出します。V1 と V4 は、3 つの 16Ω 抵抗を Y 字型に接続した電力合成器に接続しています。V1 は、周波数 9.95MHz、V4 は周波数 10.05MHz に設定しています。2 信号間の周波数差 Δf は 100kHz です。2 信号の周波数差をどのように設定するかは、回路のアプリケーションごとに異なります。設計者が任意に決めればよいでしょう。

図 4 に、V1 の設定を示します。V4 も周波数のみが異なるだけで、同じように設定します。こうすることで、高周波回路の 2 信号 3 次ひずみをシミュレーションするための、「周波数差 100kHz、インピーダンス 50Ω の 2 トーン信号源」を実現できます。

過渡解析を行なう場合は、信号源に時間(周波数)情報と振幅情報を必ず与える必要があります。LTspice における振幅(Amplitude)の設定値は、信号源両端を開放した状態での片ピーク値 [V0-p] です。

アンプへの入力信号の振幅が 1 信号あたり -40dBm とすると、

$$0.2236[V_{RMS}] \times 10^{\frac{-40}{20}} = 2.236[mV_{RMS}]$$

の振幅をもった信号源が必要です。信号源は、 50Ω で終端した時に上記の振幅となる値を設定しなくてはなりません。振幅を2倍にすれば、これを満足できます。さらに $\sqrt{2}$ 倍すれば、実効値を片ピーク値に変換できます。

したがって、

$$2.236[mV_{RMS}] \times 2\sqrt{2} \doteq 6.324mV_{0-P}$$

を信号源の振幅値(Amplitude)とします。

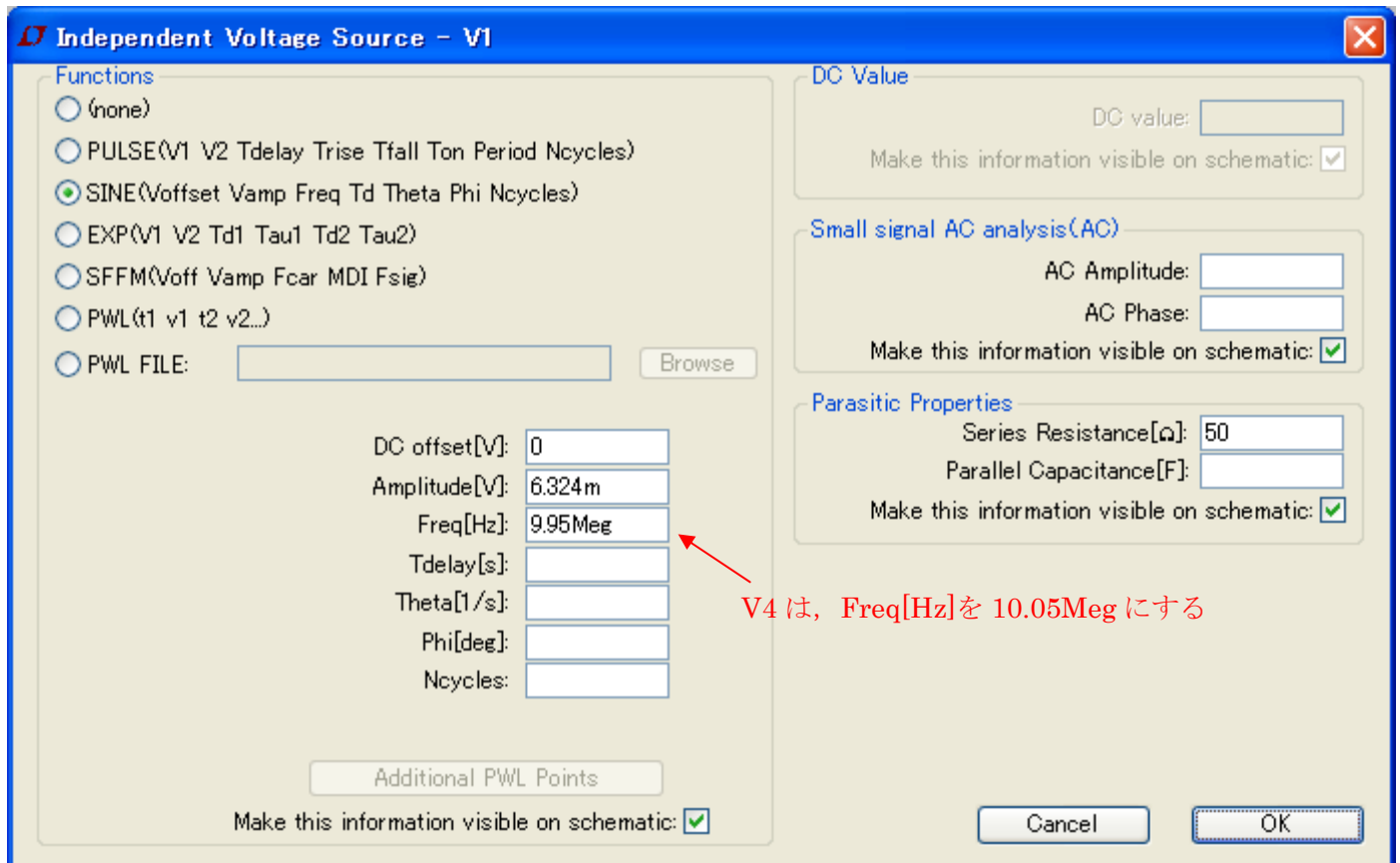


図4 入力信号（V1 および V4）の設定（図は V1 について）

●過渡解析時間の設定

今回の過渡解析は、相互変調ひずみを観測することが目的です。過渡解析のあとに FFT を行ない、時間軸の波形を周波数軸のスペクトラムに変換します。過渡解析による波形データは FFT することが前提ですので、過渡解析データの最初の 20us は捨てるようにしました。これは、回路の直流動作点が安定するまでの波形動揺(過渡現象)を除去するためです。

2 信号 3 次ひずみの波形データを取得する時間は 1000us(1ms)とします。したがって、Stop Time の値は捨てた 20us 分を加算して 1020us とします。10MHz(周期 0.1us)の信号に対して十分に大きな時間(1000us)を設定して FFT の分解能を稼ぎます。

●FFT 解析時に設定したほうが良いオプション

LTspice で FFT 解析を行なうときに、必ず設定しておいたほうがよいオプションがあります。それは、” .option plotwinsize=0 “です。これを設定しておかないと、シミュレーション・データ(計算結果)が圧縮されてしまい正確な FFT の結果が得られないことがあります。

●シミュレーション結果を読み解く

シミュレーションを実行し、出力の[OUT]というノードをクリックすると、図 5 の過渡解析結果が表示されます。

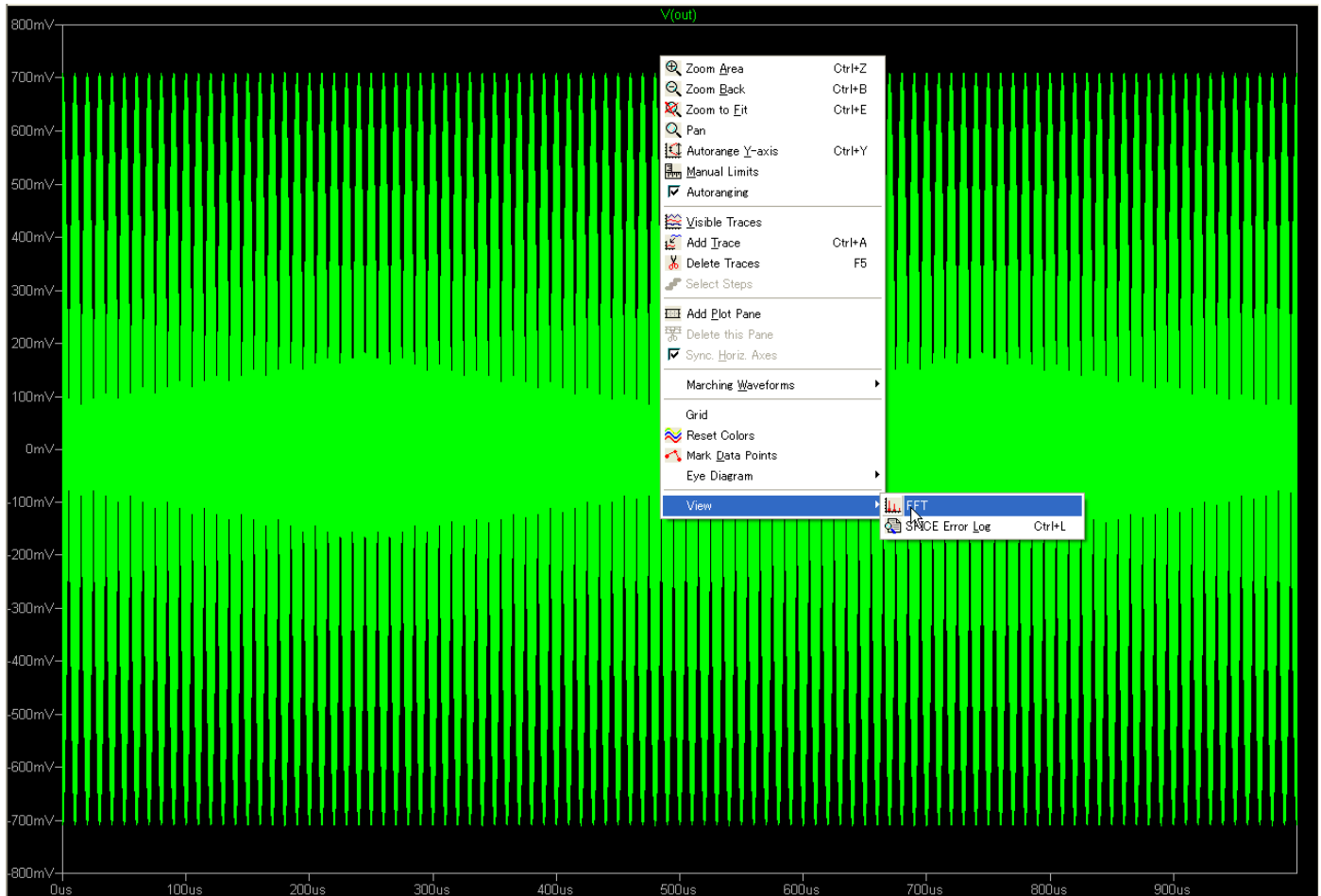


図 5 過渡解析結果表示ウィンドウを右クリックして FFT を実行できる

このウィンドウ上で右クリックし、View から FFT を選択すると、過渡解析結果(時間軸の信号波形)から周波数スペクトラムを得ることができます。FFT を実行する前に、図 6 の設定ウィンドウが表示されますが、今回はデフォルトのままで変更は加えていません。窓関数を使いたい場合などは、適宜設定します。

FFT の結果が表示されたら、図 7 のように横軸を修正します。これは、実験によるスペクトラム観測結果と横軸を揃えたかったからです。必要に応じて、縦軸も修正します。

図 8 のように、カーソルを使って、出力信号と相互変調ひずみ成分の振幅を読み取ると、それぞれ -13.9dB 、 -64.8dB でした。

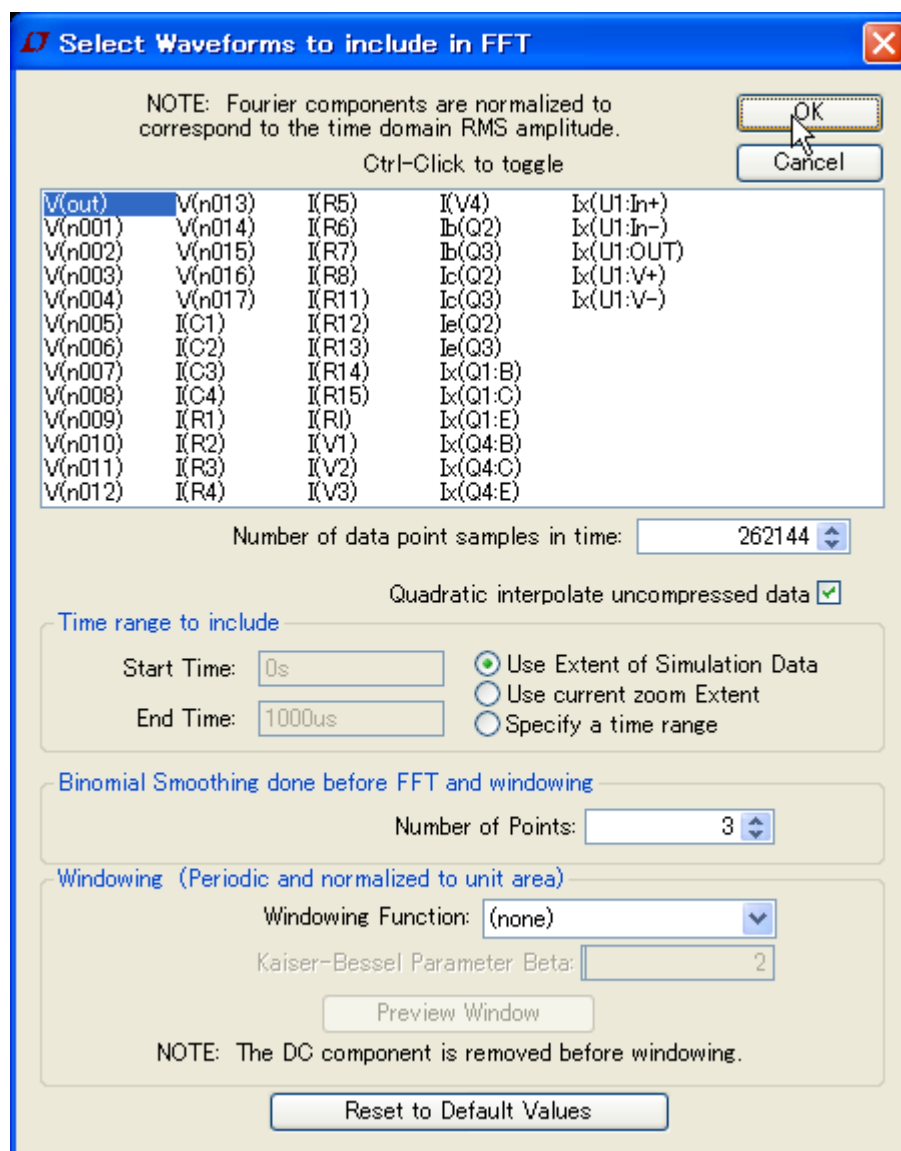


図 6 FFT の設定はデフォルトで問題ない

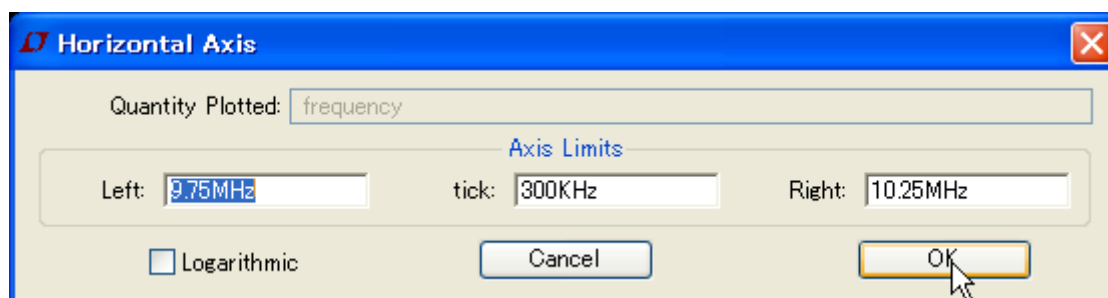


図 7 FFT の結果が表示されたら横軸をクリックして表示範囲を変更する

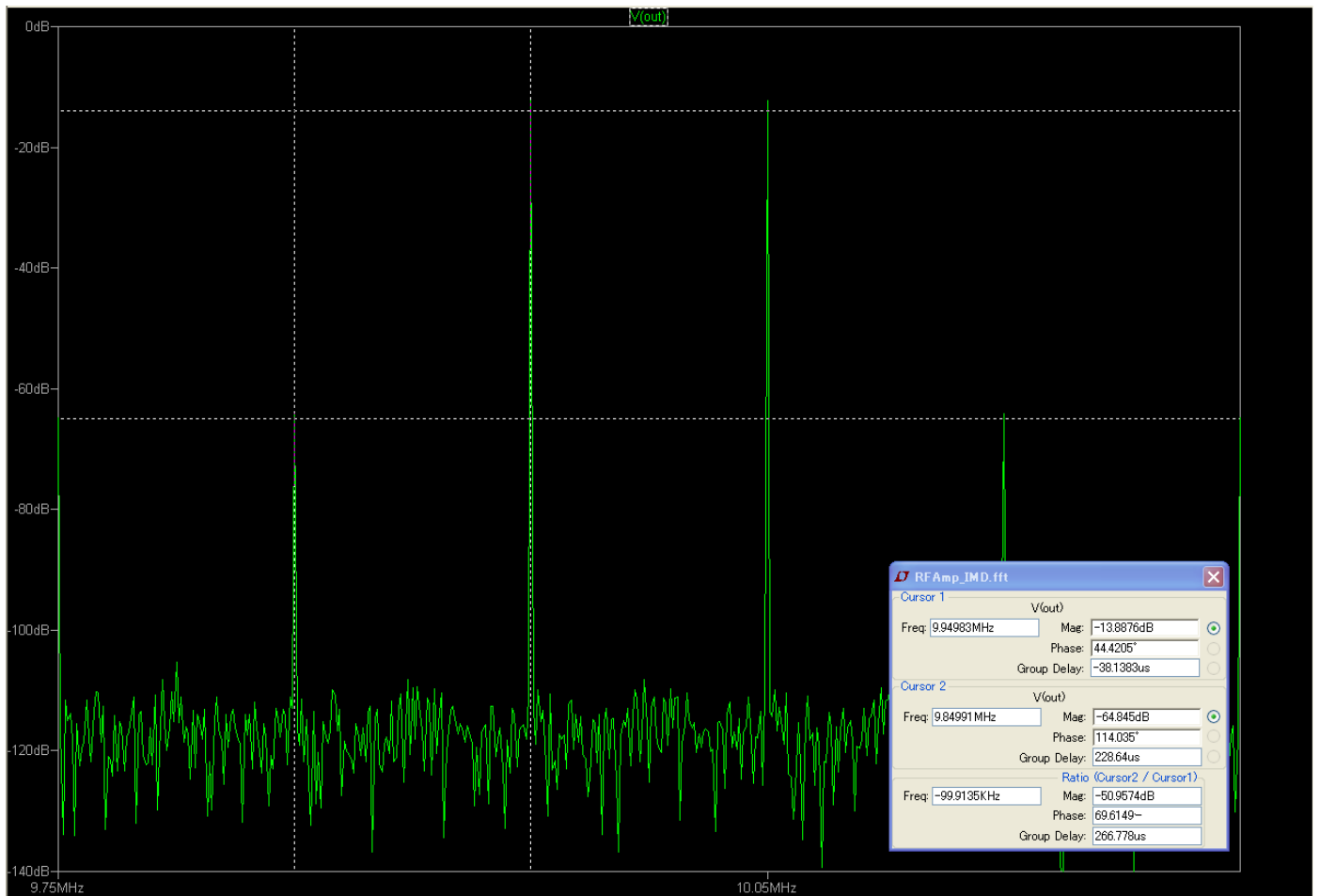


図 8 相互変調ひずみをカーソルで読み取る

LTspice の 0dB は、1V_{RMS} です。したがって、-13.9dB を実際の振幅に変換すると、

$$1[V_{RMS}] \times 10^{\frac{-13.9}{20}} \doteq 0.202[V_{RMS}]$$

です。これを dBm に換算すると、

$$P_{out} = 10 \log \frac{0.202^2}{50 \times 0.001} \doteq -0.9[dBm]$$

です。

相互変調ひずみ成分は、-64.8dB なので、信号(キャリア)との比は、

$$\Delta IMD3 = -13.9 - (-64.8) \doteq 50.9[dBc]$$

です。これを OIP3 に換算するには、図 2 の式を使います。

$$OIP3 = P_{out} + \frac{\Delta IMD3}{2}$$

ここで、Pout は今回のシミュレーションでは、 -0.9dBm です。 $\angle\text{IMD3}$ は相互変調ひずみで、その大きさは 50.9dBc です。したがって、

$$OIP3 = -0.9 + \frac{50.9}{2} \doteq 24.6[\text{dBm}]$$

と計算できます。

トランジスタ技術 Special No.123 には、この低雑音プリアンプを試作し、実測した結果が掲載されています。実測結果では、OIP3 は約 28dBm でした。シミュレーションのほう若干悪い値になっていますが、オーダとしては一致していると考えられます。

このように、使用するトランジスタの SPICE モデル・パラメータさえ入手できれば、集中定数回路で構成可能な高周波ディスクリート・アンプの設計に LTspice は利用可能でしょう。

Copyright (c) 2013 Akihiro Kawata