

TINA-TI™によるオペアンプ回路設計入門 (第10回)

1.6 時間領域解析

宇田達広

MARKETING

はじめに

この連載はアナログシグナルチェーンの基本素子とも言うべきオペアンプの基本理論と応用回路技術の習得を目的とします。本格的な電子回路シミュレーション・ツールであるTINA-TIを自分の手で実際に動かすことで直感的な理解が得られるよう工夫しています。TINA-TI (Ver. 9.x) のインストール方法と基本操作方法については下記のリンクを参照して下さい。

- [クイック・スタート・ガイド](#) (TINA-TI 操作入門)
- [TINA-TI 9 に関する FAQ](#)

今回は、過渡解析機能、フーリエ解析機能、およびトランジスタ回路とオペアンプ回路の時間領域解析例を取り上げます。

目次

1.6 時間領域解析	2
1.6.1 過渡解析.....	2
RLC直列回路の時間応答.....	2
シグナル・エディタ.....	6
1.6.2 フーリエ解析.....	8
フーリエ級数.....	8
全高調波歪.....	11
1.6.3 トランジスタ回路の時間領域解析.....	14
バルクハウゼン型発振回路.....	14
コルピッツ回路の解析.....	16
1.6.4 オペアンプ回路の時間領域解析.....	18
位相余裕とステップ応答.....	18
高精度オペアンプのマクロモデル.....	20
開ループゲイン特性.....	24
ステップ応答特性.....	25
オーバーロード回復特性.....	26
参考文献.....	27

1.6 時間領域解析

TINA-TI の時間領域解析機能は、過渡解析、ステディ・ステート解析、フーリエ解析に分類されます。過渡解析はある節点に任意波形の電源を接続して節点電圧と素子電流の時間応答を計算します。ステディ・ステート解析は、スイッチング電源(SMPS)や位同期ループ(PLL)など、高い発振周波数と低い帯域幅を持つ回路の、過渡解析による膨大なタイムステップ数を要する安定状態の応答を高速に計算します。フーリエ解析は、過渡解析の時間応答波形を連続波形と見なしたフーリエ級数を計算します。

1.6.1 過渡解析

RLC 直列回路の時間応答

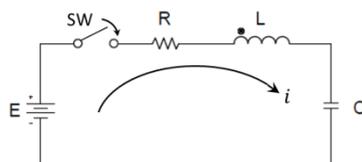


図 1.6.1 RLC 直列回路

図 1.6.1 に示す RLC 直列回路において $t = 0$ でスイッチ S を閉じたときの回路方程式はつぎのようになります。

$$E = L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int idt \quad \dots \text{式 1.6.1}$$

式 1.6.1 に表 1.6.1 に示すラプラス変換の微分と積分および単位ステップ関数を適用して、s 領域の回路方程式を求めます。

$$E \cdot \frac{1}{s} = I(s) \left\{ sL + R + \frac{1}{sC} \right\} \quad \dots \text{式 1.6.2}$$

上式から図 1.6.1 を流れる電流 i の周波数応答 $I(s)$ は下式のように表すことができます。

$$I(s) = \frac{E}{s \left\{ sL + R + \frac{1}{sC} \right\}} = \frac{E}{Ls^2 + Rs + \frac{1}{C}} = \frac{E}{L \left\{ s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC} \right\}} = \frac{E}{L \left[\left(s + \frac{R}{2L} \right)^2 + \left\{ \frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L} \right)^2 \right\} \right]} \quad \dots \text{式 1.6.3}$$

式 1.6.3 の解は以下の 3 通りに分類することができます。

① $\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L} \right)^2 > 0$ の場合、(振動的な場合)

$\alpha = \frac{R}{2L}$, $\omega^2 = \frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L} \right)^2$ とすると式 1.6.3 は下式で表されます。

$$I(s) = \frac{E}{L \{ (s + \alpha)^2 + \omega^2 \}} = \frac{E}{L} \cdot \frac{1}{(s + \alpha)^2 + \omega^2} = \frac{E}{\omega L} \cdot \frac{\omega}{(s + \alpha)^2 + \omega^2} \quad \dots \text{式 1.6.4}$$

式 1.6.4 に表 1.6.2 に示すラプラス変換の第 1 移動定理と表 1.6.1 を適用して、時間領域の電流応答 $i(t)$ を求めます。

$$\begin{aligned} i(t) &= \mathcal{L}^{-1}\{I(s)\} = \frac{E}{\omega L} \left[\mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{\omega}{(s + \alpha)^2 + \omega^2} \right\} \right] = \frac{E}{\omega L} \cdot e^{-\alpha t} \cdot \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \right\} = \frac{E}{\omega L} \cdot e^{-\alpha t} \cdot \sin \omega t \\ &= \frac{E}{\sqrt{\frac{L}{C} - \left(\frac{R}{2} \right)^2}} e^{-\frac{R}{2L}t} \cdot \sin \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L} \right)^2} t \quad \dots \text{式 1.6.5} \end{aligned}$$

② $\frac{1}{LC} < \left(\frac{R}{2L} \right)^2$ の場合、(非振動的な場合)

$\alpha = \frac{R}{2L}$, $\gamma^2 = \left(\frac{R}{2L} \right)^2 - \frac{1}{LC}$ とすると式 1.6.3 は下式で表されます。

$$I(s) = \frac{E}{L \{ (s + \alpha)^2 - \gamma^2 \}} = \frac{E}{L} \cdot \frac{1}{(s + \alpha)^2 - \gamma^2} = \frac{E}{\gamma L} \cdot \frac{\gamma}{(s + \alpha)^2 - \gamma^2} \quad \dots \text{式 1.6.6}$$

式 1.6.6 に表 1.6.1 のラプラス変換を適用して時間領域における電流 i の応答を求めます。

$$i(t) = \mathcal{L}^{-1}\{I(s)\} = \frac{E}{\gamma L} \left[\mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{\gamma}{(s + \alpha)^2 - \gamma^2} \right\} \right] = \frac{E}{\gamma L} \cdot e^{-\alpha t} \cdot \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{\gamma}{s^2 - \gamma^2} \right\} = \frac{E}{\gamma L} \cdot e^{-\alpha t} \cdot \sinh \gamma t$$

$$= \frac{E}{\sqrt{\left(\frac{R}{2}\right)^2 - \frac{1}{LC}}} e^{-\frac{R}{2L}t} \cdot \sinh \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} t \quad \dots \text{式 1.6.7}$$

③ $\frac{1}{LC} = \left(\frac{R}{2L}\right)^2$ の場合、（臨界的な場合）

$\alpha = \frac{R}{2L}$ とすると式 1.6.3 は下式で表されます。

$$I(s) = \frac{E}{L(s + \alpha)^2} = \frac{E}{L} \cdot \frac{1}{(s + \alpha)^2} \quad \dots \text{式 1.6.8}$$

式 1.6.8 に表 1.6.1 のラプラス変換を適用して時間領域における電流 i の応答を求めます。

$$i(t) = \mathcal{L}^{-1}\{I(s)\} = \frac{E}{L} \left[\mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{(s + \alpha)^2} \right\} \right] = \frac{E}{L} \cdot e^{-\alpha t} \cdot \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{s^2} \right\} = \frac{E}{L} \cdot e^{-\alpha t} \cdot t = \frac{E}{L} \cdot e^{-\frac{R}{2L}t} \cdot t \quad \dots \text{式 1.6.9}$$

図 1.6.1 に示す RLC 直列回路 ($E = 1V, L = 1mH, C = 1nF, R = 200, 2k, 4k\Omega$) の、式 1.6.5 に示す振動的な場合 ($R = 200\Omega$)、式 1.6.7 に示す非振動的な場合 ($R = 4k\Omega$)、式 1.6.9 に示す臨界的な場合 ($R = 2k\Omega$) の時間応答を図 1.6.2 に示します。

ラプラス変換による手計算の時間領域解析はかなりの労力を要します。一方、TINA-TI では、図 1.6.3 に示すように回路図の入力だけで解析が行われます。

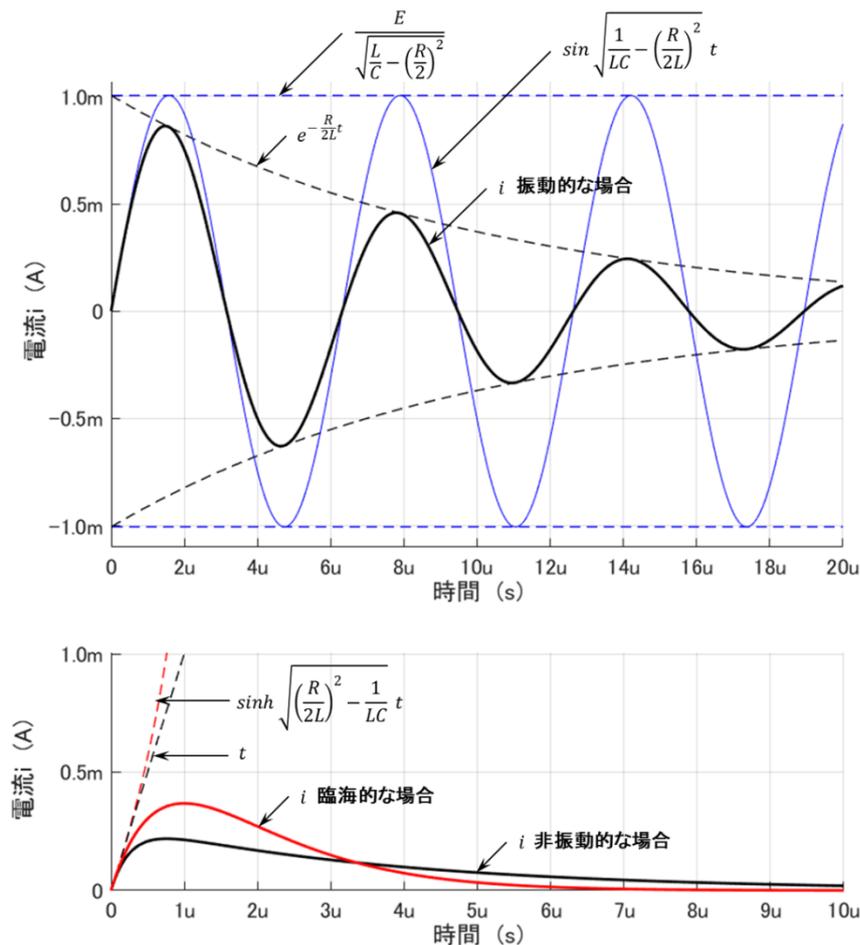


図 1.6.2 RLC 直列回路の時間応答

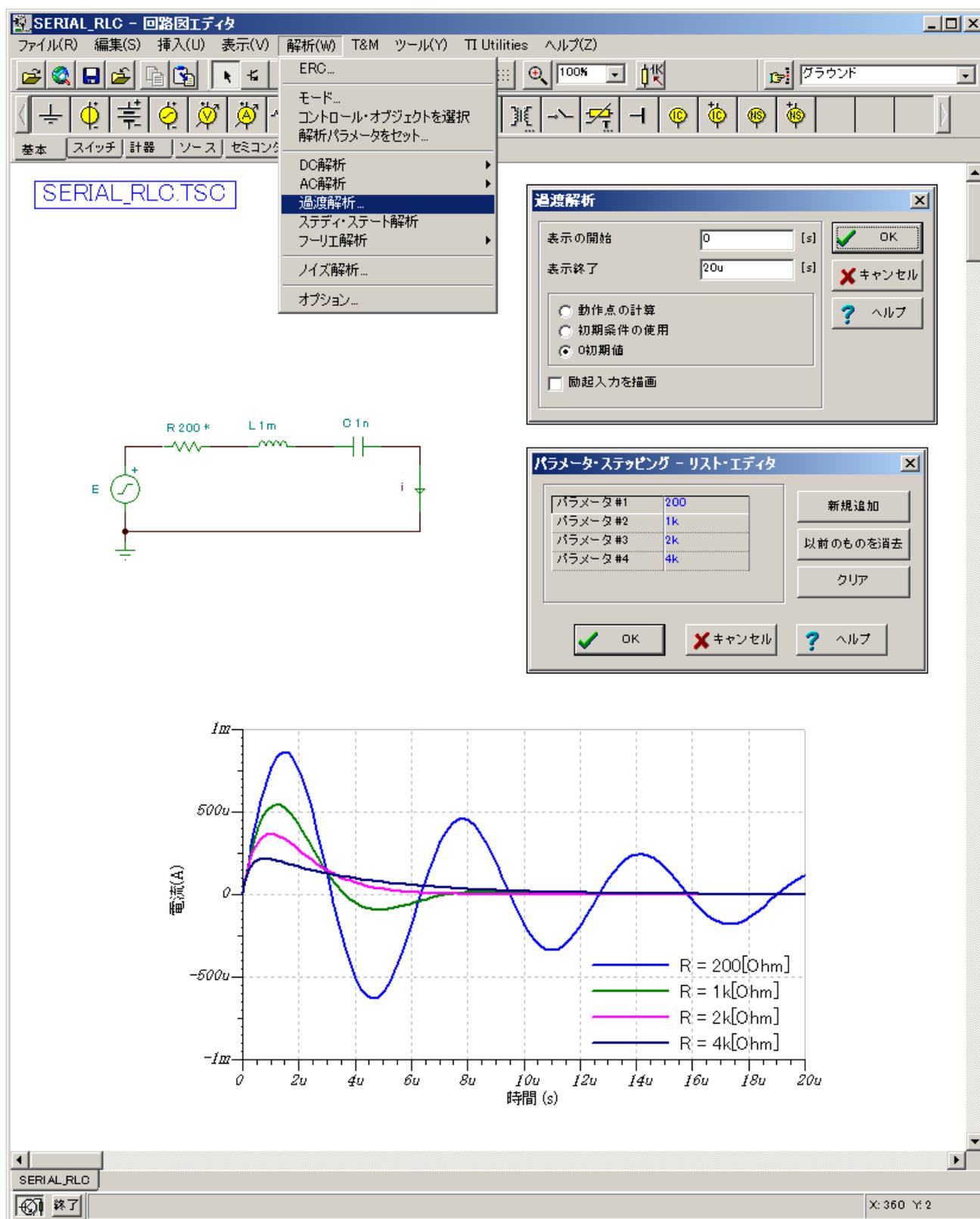


図 1.6.3 RLC 直列回路の過渡解析

$F(s)$	$f(t)$
1	$\delta(t)$ (単位インパルス関数)
$\frac{1}{s}$	1 (単位ステップ関数)
$\frac{1}{s^2}$	t
$\frac{1}{s^n}$ ($n = 1, 2, \dots$)	$\frac{t^{n-1}}{(n-1)!}$
$\frac{1}{s+a}$	e^{-at}
$\frac{1}{(s-a)^2}$	te^{at}
$\frac{1}{(s-a)(s-b)}$ ($a \neq b$)	$\frac{1}{a-b}(e^{at} - e^{bt})$
$\frac{\omega}{s^2 + \omega^2}$	$\sin \omega t$
$\frac{s}{s^2 + \omega^2}$	$\cos \omega t$
$\frac{\omega}{s^2 - \omega^2}$	$\sinh \omega t$
$\frac{s}{s^2 - \omega^2}$	$\cosh \omega t$

表 1.6.1 主な関数のラプラス変換

定理	$f(t)$	$F(s)$
定理 1 線形定理	$af(t) + bg(t)$	$aF(s) + bG(s)$
定理 2 第 1 移動定理	$e^{-at}f(t)$	$F(s+a)$
定理 3 $f(t)$ の微分	$\frac{df(t)}{dt}$	$sF(s) - f(0)$
定理 4 $f(t)$ の積分	$\int f(t)d\tau$	$\frac{1}{s}F(s) + \frac{1}{s}f^{-1}(0)$
定理 5 第 2 移動定理	$f(t-a)$ ($a \geq 0$)	$e^{-as}F(s)$

表 1.6.2 ラプラス変換の基本定理

シグナル・エディタ

TINA-TI では、独立電源の波形を記述するため電圧ジェネレータ^①と電流ジェネレータ^②にシグナル・エディタを備えます。シグナル・エディタは、単位ステップ、単一パルス、正弦波、余弦波、方形波、三角波、台形波と、PWL (Piece Wise Linear) によるユーザ定義波形、および Windows 標準の音声フォーマットである WAV 形式で保存された WAV ファイルを指定できます。

WAV ファイルの指定例を図 1.6.4 に示します。指定した WAV ファイルは  ボタンをクリックすることで PC のスピーカから再生することもできます。

区分直線波形(PWL)の指定例を図 1.6.5 に示します、VCA821 は医療用超音波診断装置の用途に開発された可変利得アンプです。代表的な医療用超音波診断装置は約 100~300 チャンネルの振動子を配列した超音波プローブを持ち、生体に超音波エネルギーのパルスを送信し反射波(エコー)を ADC (10~14 bit, 40~80 MSPS)でデジタルデータに変換し、デジタルビームフォーミング (DBF) 技術を用いて生体の音響インピーダンスの差で変調された、100~300 本の走査線による断層像を表示する能力を持ちます。生体内の音速はほぼ一定値 ($\cong 1,530[m/s]$) であり、早く到着した反射波は生体の深い深度に対応し、後に到着した反射波は、より深い深度に対応します。

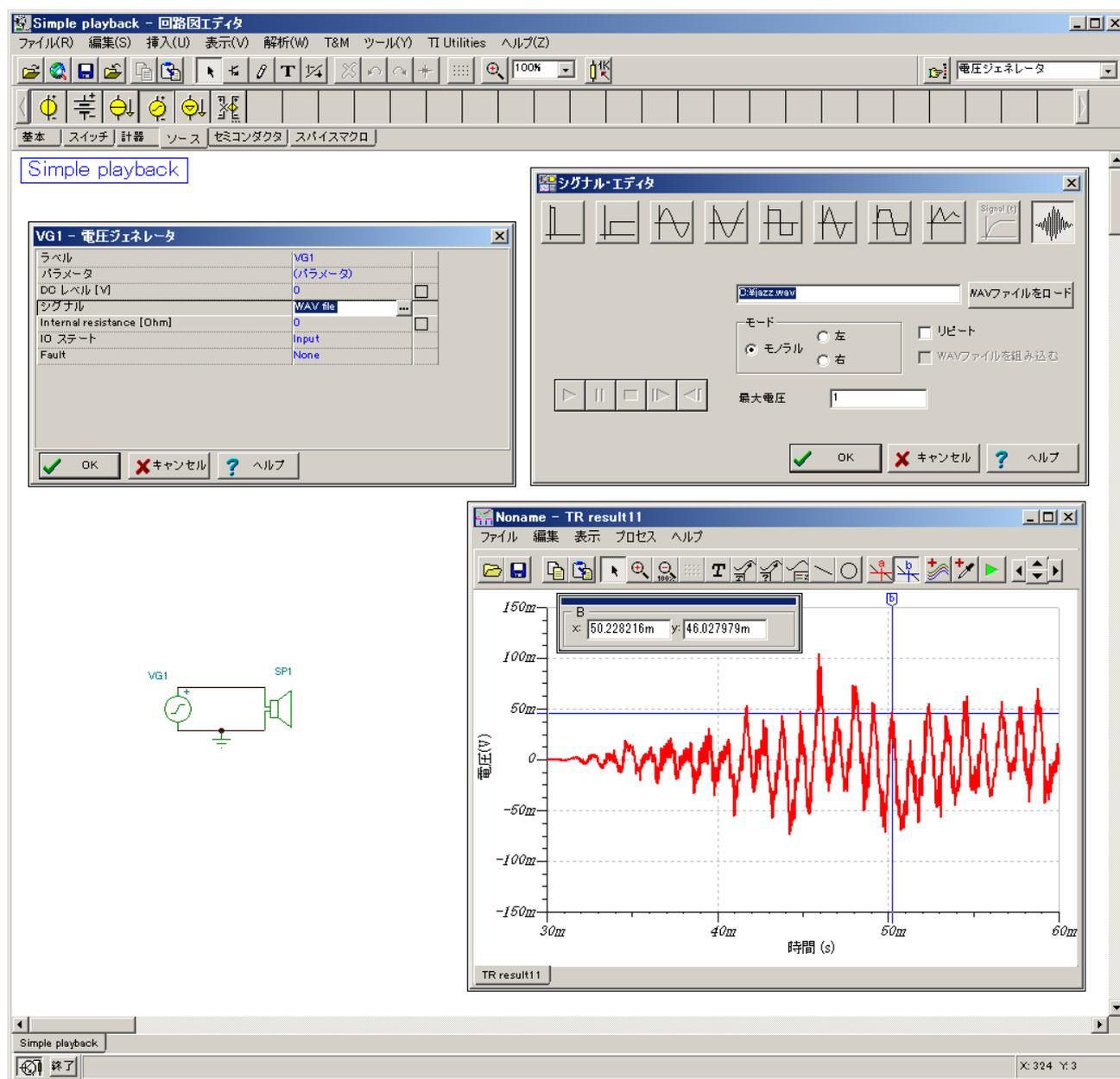


図 1.6.4 シグナル・エディタによる WAV ファイルの指定例

深い深度の反射波は大きく減衰するため遅れて到着する反射波には VCA821 の可変利得特性を使用してタイムゲイン補正(TGC)を行います。下図に示す TGC 制御では、反射波が VCA821 に到達する時間に応じて VCA821 の利得を変化させ、VOUT が常に ADC のフルスケール電圧 ($\pm 1.0V$) に近くなるように調整しています。

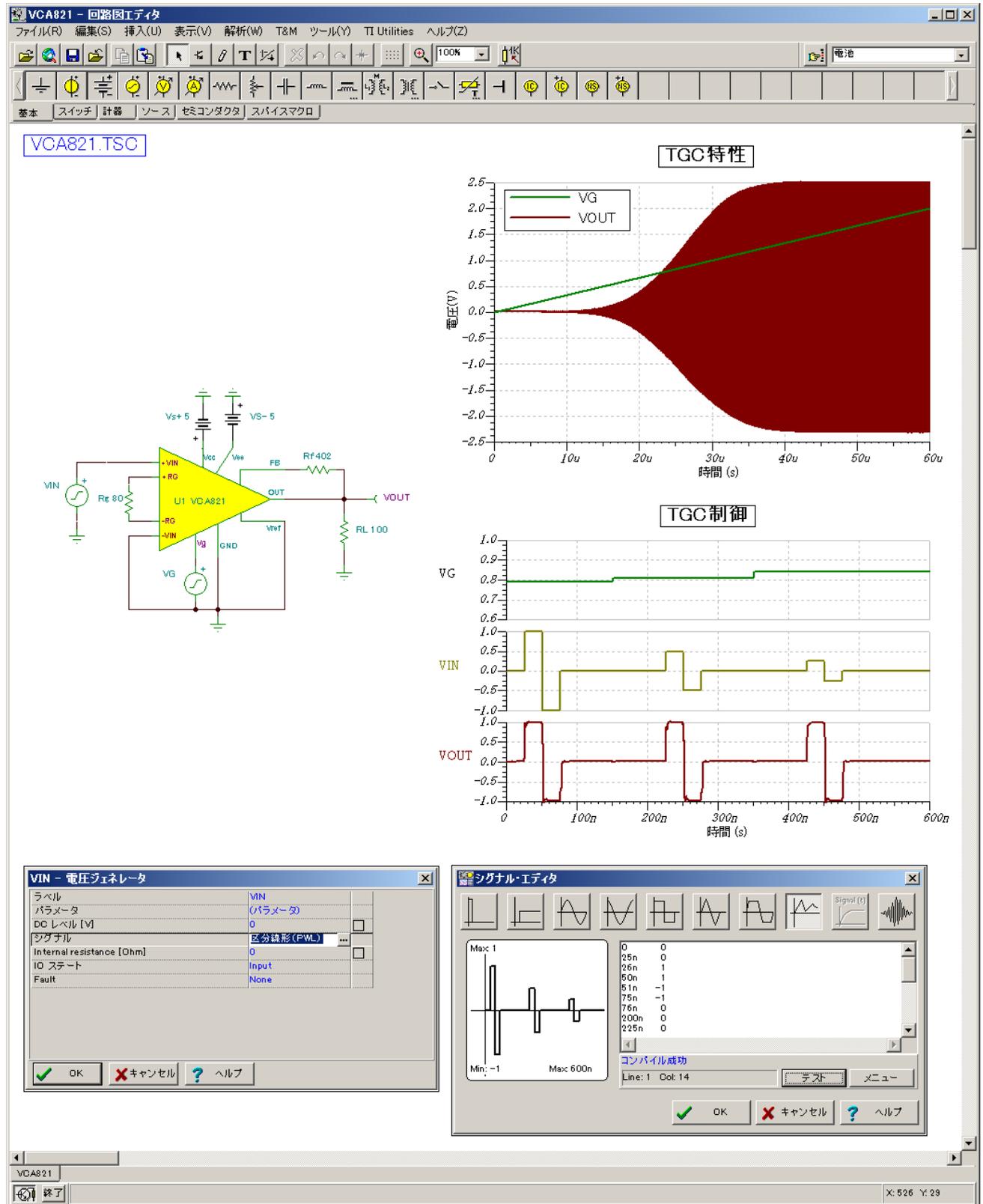


図 1.6.5 シグナル・エディタによる区分直線波形(PWL)の指定

1.6.2 フーリエ解析

フーリエ級数

周期 T の任意の周期関数 $e(t)$ はフーリエ級数により式 1.6.10 で表されます。

$$e(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad \dots \text{式 1.6.10}$$

ここで、 $\omega = 2\pi/T$ であり $\theta = \omega t$ により変数 ωt を変数 θ に変換すると式 1.6.10 の係数 a_0, a_n, b_n は下式のように表されます。

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e(\theta) d\theta \quad \dots \text{式 1.6.11}$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e(\theta) \cos(n\theta) d\theta \quad \dots \text{式 1.6.12}$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e(\theta) \sin(n\theta) d\theta \quad \dots \text{式 1.6.13}$$

図 1.6.6 の方形波 A に示す奇数波 $f(-t) = -f(t)$ で表現された方形波のフーリエ係数は下式のように表されます。

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^0 (-1) d\theta + \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (1) d\theta = 0 \quad \dots \text{式 1.6.14}$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^0 (-1) \cos(n\theta) d\theta + \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (1) \cos(n\theta) d\theta = 0 \quad \dots \text{式 1.6.15}$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^0 (-1) \sin(n\theta) d\theta + \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (1) \sin(n\theta) d\theta = \frac{4}{n\pi} (n = \text{奇数}), 0 (n = \text{偶数}) \quad \dots \text{式 1.6.16}$$

ゆえに、方形波 A は下式のように表されます。

$$e(t) = \frac{4}{\pi} \left[\sin(\theta) + \frac{1}{3} \sin(3\theta) + \frac{1}{5} \sin(5\theta) + \dots \right] \quad \dots \text{式 1.6.17}$$

式 1.6.17 で表現された方形波 A を $\varphi = \theta - \frac{\pi}{2}$ で座標変換して偶数波 $f(-t) = f(t)$ で表現された方形波 B のフーリエ級数は $\theta = \varphi + \frac{\pi}{2}$ から下式のように表されます。

$$\begin{aligned} e(t) &= \frac{4}{\pi} \left[\sin\left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{3} \sin\left\{3\left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right)\right\} + \frac{1}{5} \sin\left\{5\left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right)\right\} + \dots \right] \\ &= \frac{4}{\pi} \left[\cos(\theta) - \frac{1}{3} \cos(3\theta) + \frac{1}{5} \cos(5\theta) - \dots \right] \quad \dots \text{式 1.6.18} \end{aligned}$$

式 1.6.17 と式 1.6.18 との比較から明らかなように、方形波が、奇数次のサイン波で表現される奇数波 $f(-t) = -f(t)$ であるか、または、偶数次のサイン波で表現される偶数波 $f(-t) = f(t)$ であるかは、時間軸の取り方に依存します。方形波 A (奇数波) と、方形波 B (偶数波) の、それぞれのフーリエ係数を図 1.6.7 と図 1.6.8 に示します。

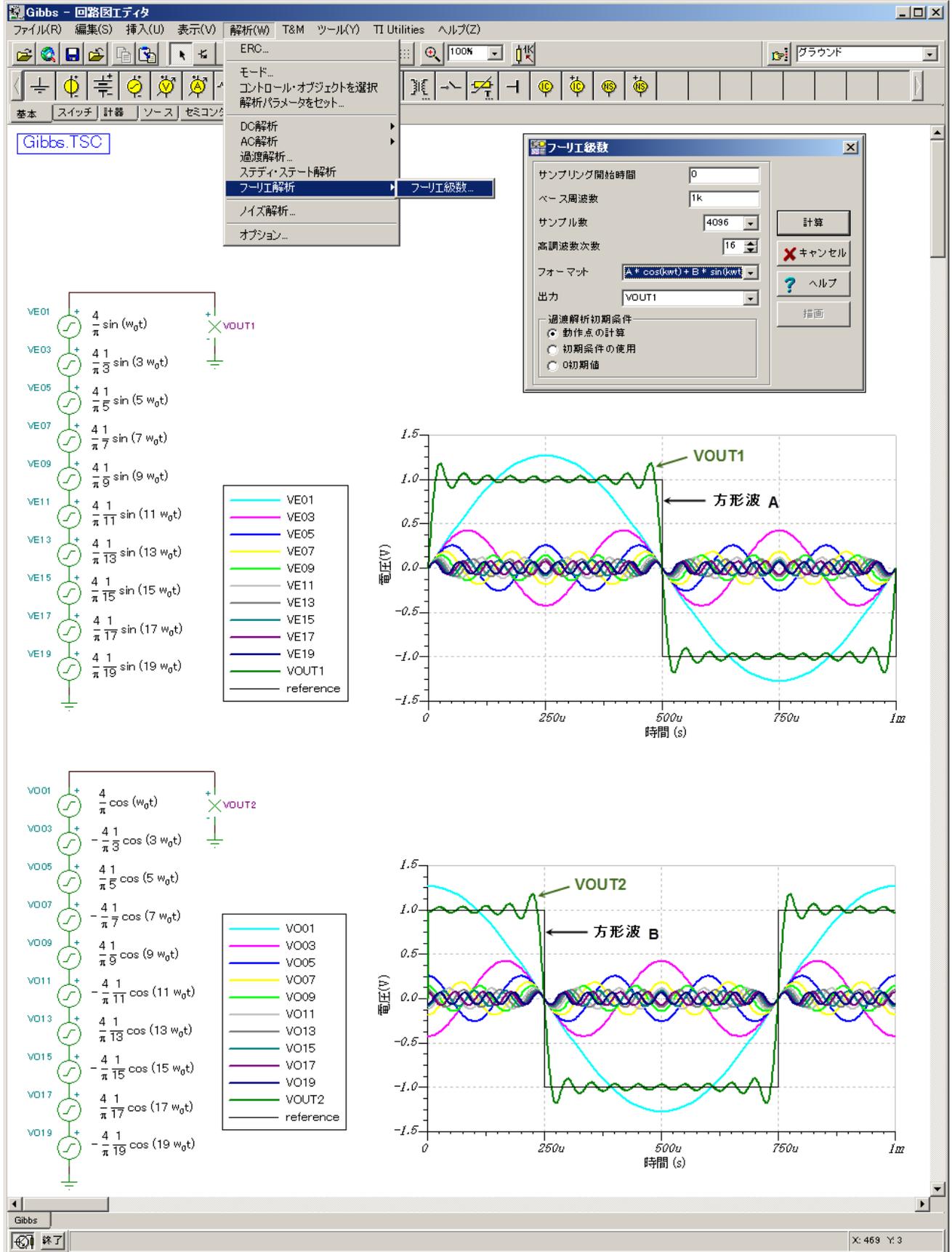


図 1.6.6 フーリエ級数 ($n = 1 \sim 19$) による方形波の合成

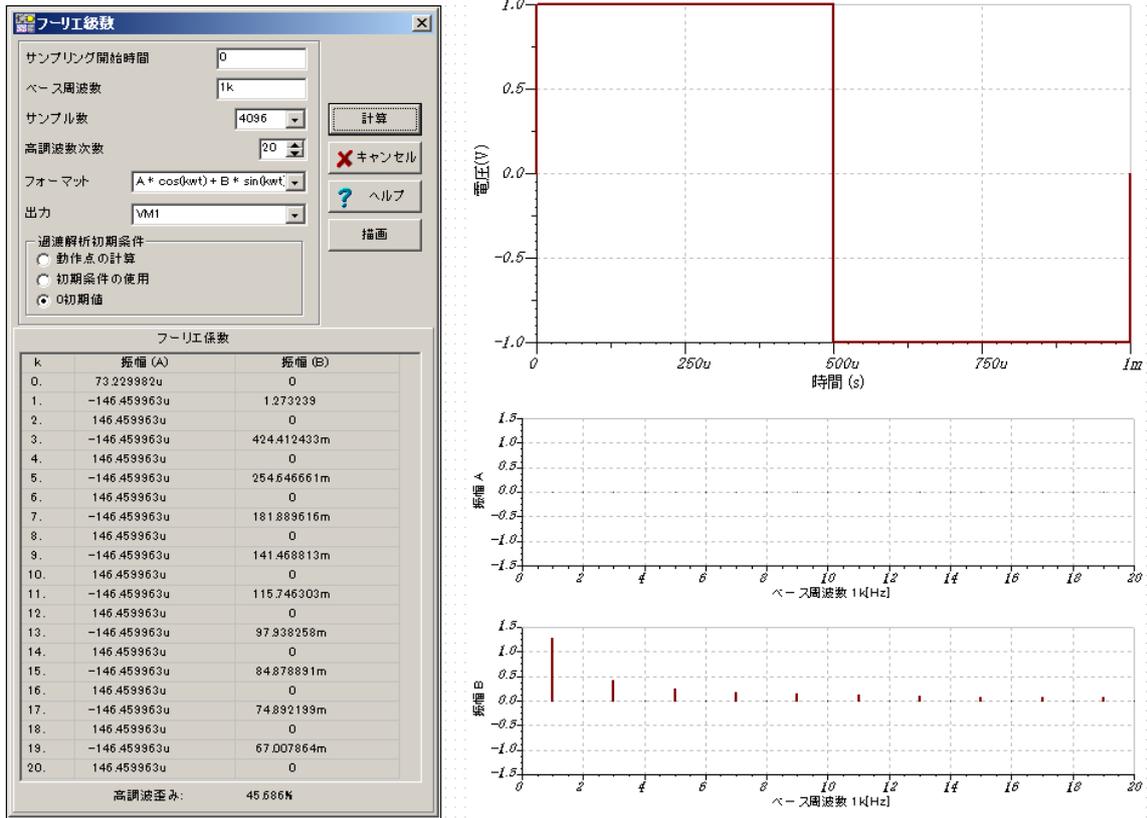


図 1.6.7 方形波を奇関数 $\{f(-t) = -f(t)\}$ と見たときのフーリエ係数

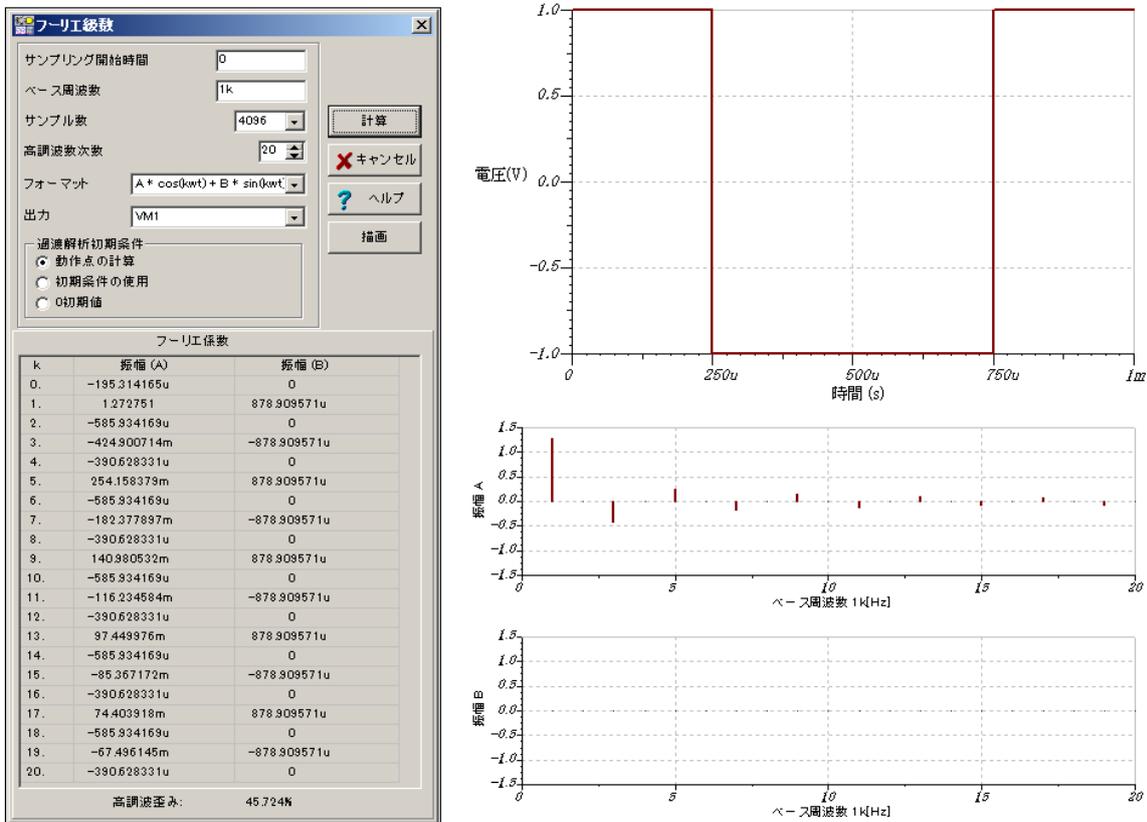


図 1.6.8 方形波を偶関数 $\{f(-t) = f(t)\}$ と見たときのフーリエ係数

全高調波歪

図 1.6.9 にプッシュプル・バッファの全高調波歪の解析例を示します。図(A)は汎用オペアンプ uA741 のボルテージフォロアとプッシュプル・バッファを直列に接続しています。プッシュプル・バッファの歪は、ダイオード1N4148 を利用したバイアス回路で改善されているものの、信号波と高調波の電力の比を示す全高調波歪は $\cong 2.1\%$ となります。

図(B)ではプッシュプル・バッファをボルテージフォロアの負帰還ループ中に挿入しています。負帰還の作用により全高調波歪は $\cong 0.007\%$ となり、図(A)比べ $\cong 1/300$ に低減されています。

TINA-TI による出力波形歪の解析例を図 1.6.10 と図 1.6.11 に示します

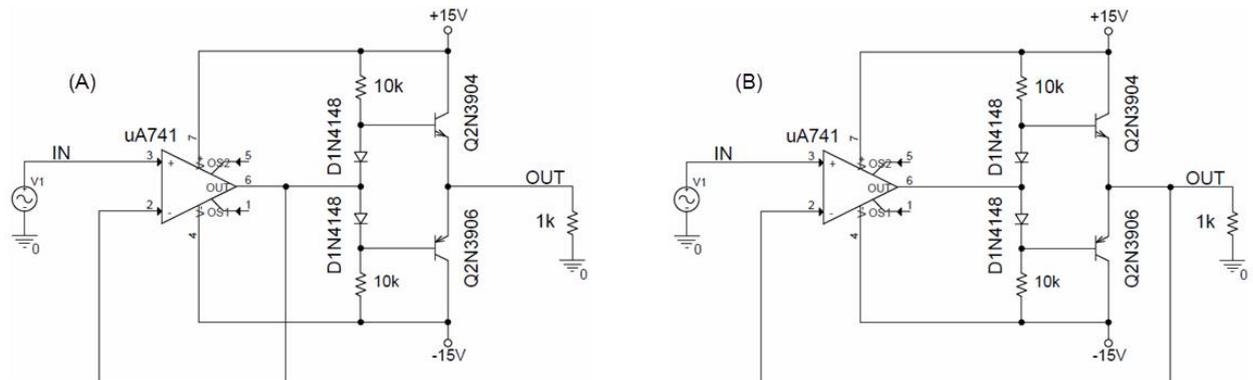


図 1.6.9 プッシュプル・バッファの全高調波歪の解析例

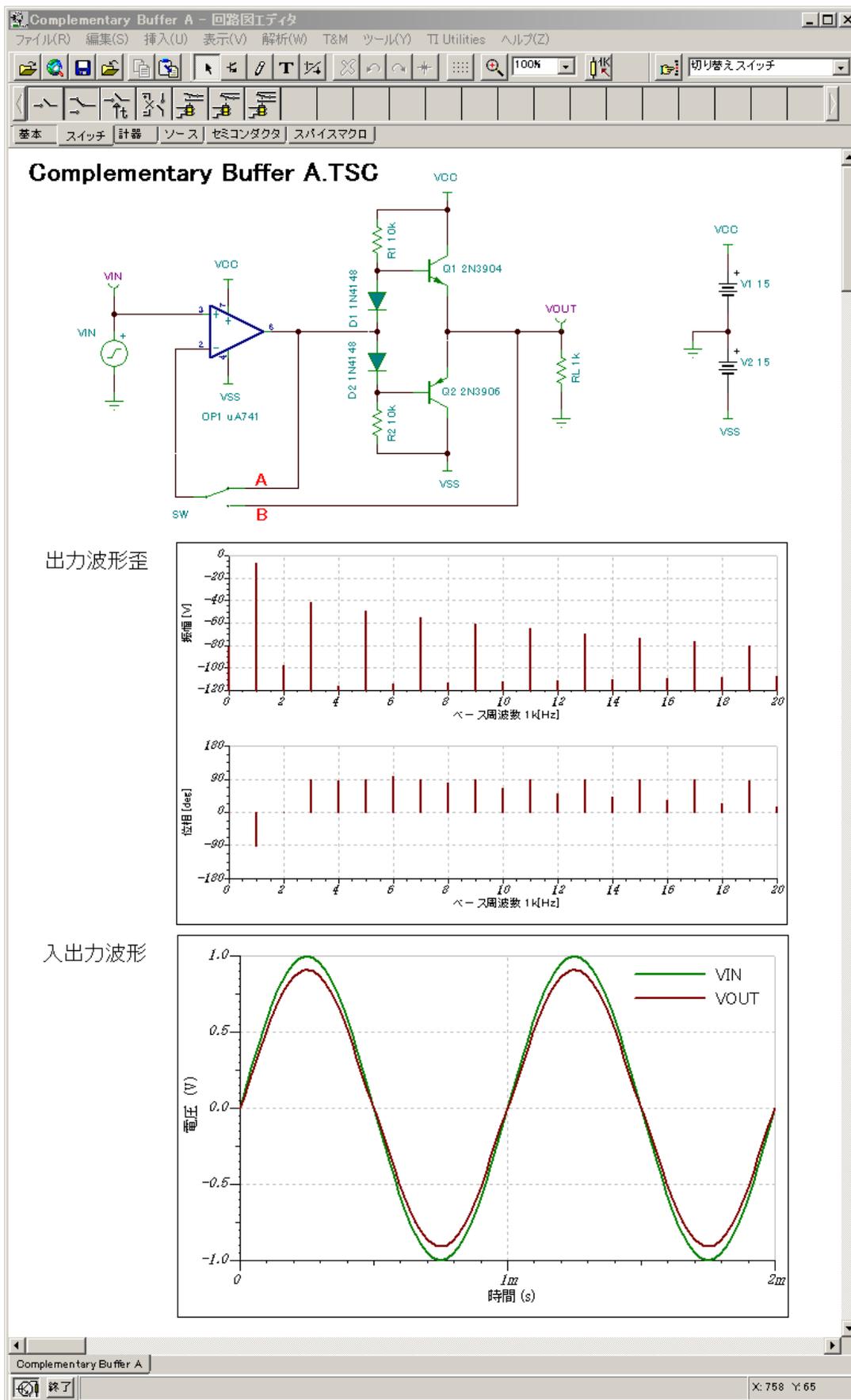


図 1.6.10 プッシュプル・バッファの出力波形歪の解析例

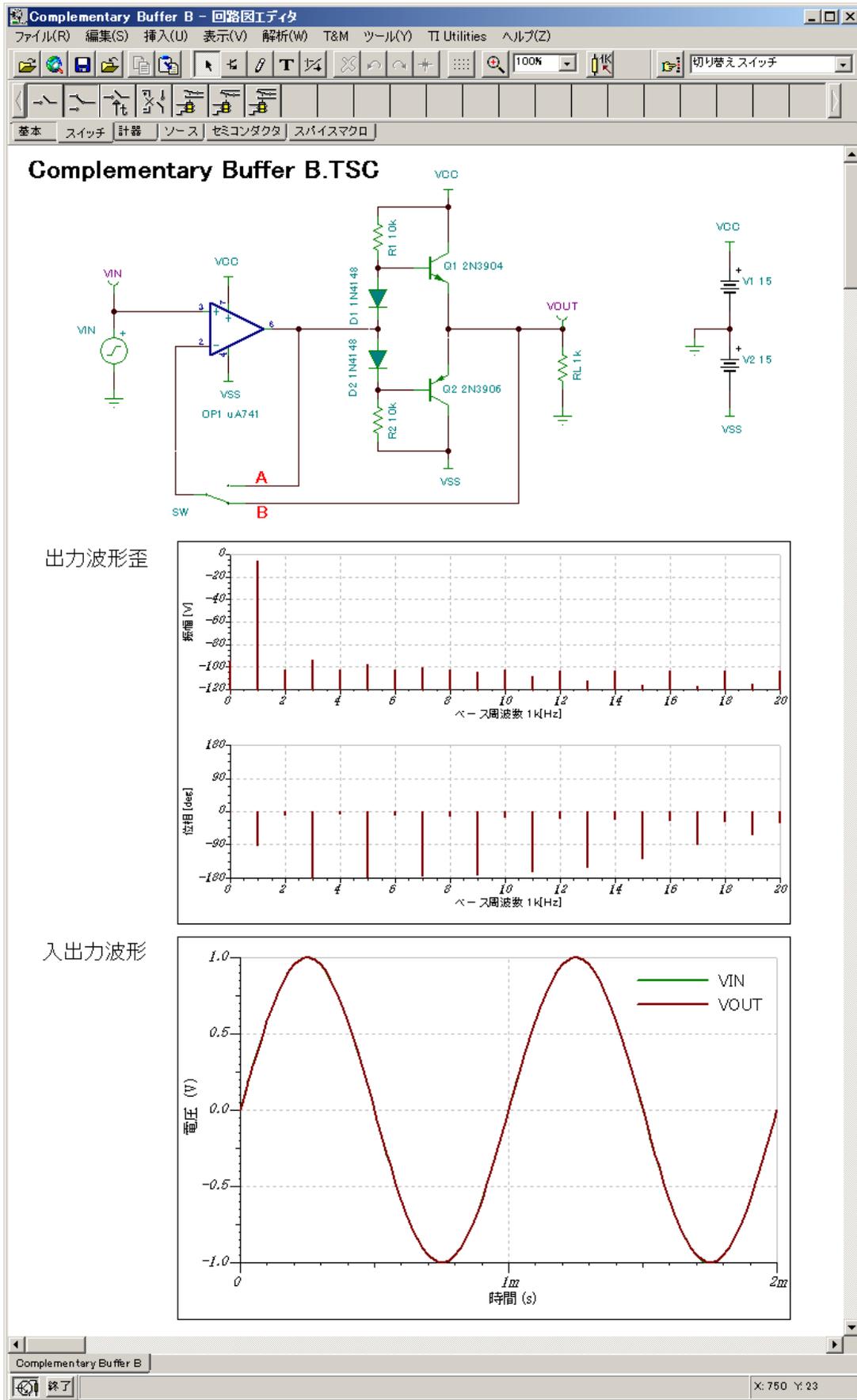


図 1.6.11 ボルテージフォロアの負帰還ループに挿入したプッシュプル・バッファの出力波形歪の解析例

1.6.3 トランジスタ回路の時間領域解析

バルクハウゼン型発振回路

図 1.6.12 に負帰還増幅回路の概念を示します。 S_i は入力信号、 S_o は出力信号、 α は基本増幅器の伝達関数、 β は安定な受動素子で構成される帰還回路の伝達関数、 S_β は帰還信号、 S_ϵ は誤差信号を表しています。

基本増幅器は帰還回路に影響されないとすると出力信号 S_o は下式で表されます。

$$S_o = \alpha S_i - \alpha \beta S_o \quad \dots \text{式 1.6.19}$$

上式から負帰還増幅回路の閉ループゲイン A_F は下式で表されます。

$$A_F = \frac{S_o}{S_i} = \frac{\alpha}{1 + \alpha\beta} = \frac{\alpha}{(1+T)} \quad \dots \text{式 1.6.20}$$

ここで T はループ・ゲイン(loop-gain)と呼ばれ、下式に示すようにシステムの帰還比を表します。

$$T = \frac{S_o}{S_\epsilon} = \alpha\beta \quad \dots \text{式 1.6.21}$$

式 1.6.20 において、 $T = -1$ の場合には A_F が無大となりシステムが不安定になります。一般にループゲイン T は周波数に依存する複素数量であり $T = -1$ となる条件は、帰還発振回路の発振条件を規定する**バルクハウゼン安定基準** (Barkhausen stability criterion) ^[17]、つまり、 $|T| = 1$ and $\angle T = 2\pi n, n \in 0, 1, 2, \dots$ の条件と等価です。

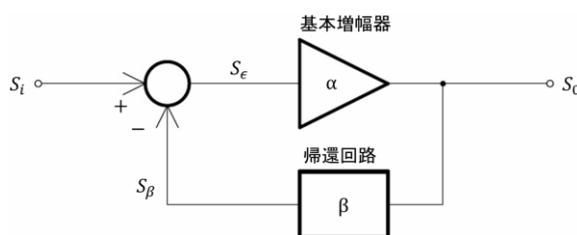


図 1.6.12 負帰還増幅回路の概念

バルクハウゼン型発振回路は高周波の LC 発振回路として広く実用化されているバルクハウゼン安定基準に基づく発振回路で帰還回路 β を構成するリアクタンスの組み合わせにより、図 1.6.13 のコルピッツ発振回路と図 1.6.14 のハートレー発振回路に分類されます。

n チャネル MOSFET 2N6755 のソース接地増幅回路によるコルピッツ発振回路の過渡特性を図 1.6.15 に示します。発振周波数 f_{osc} は MOSFET の内部容量により下式による理論値である 2.25MHz よりも約 0.92% 低い 2.08MHz となります。

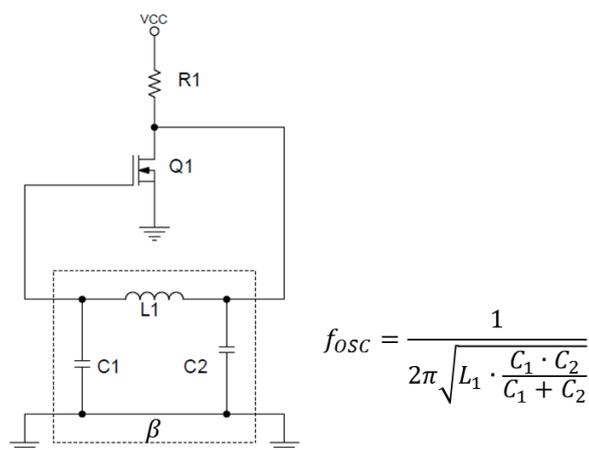


図 1.6.13 コルピッツ発振回路

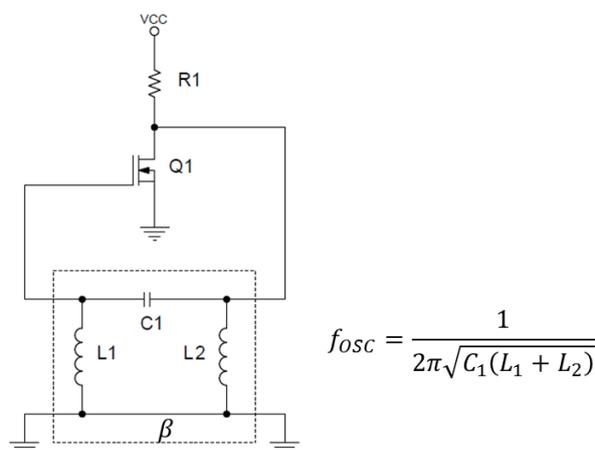


図 1.6.14 ハートレー発振回路

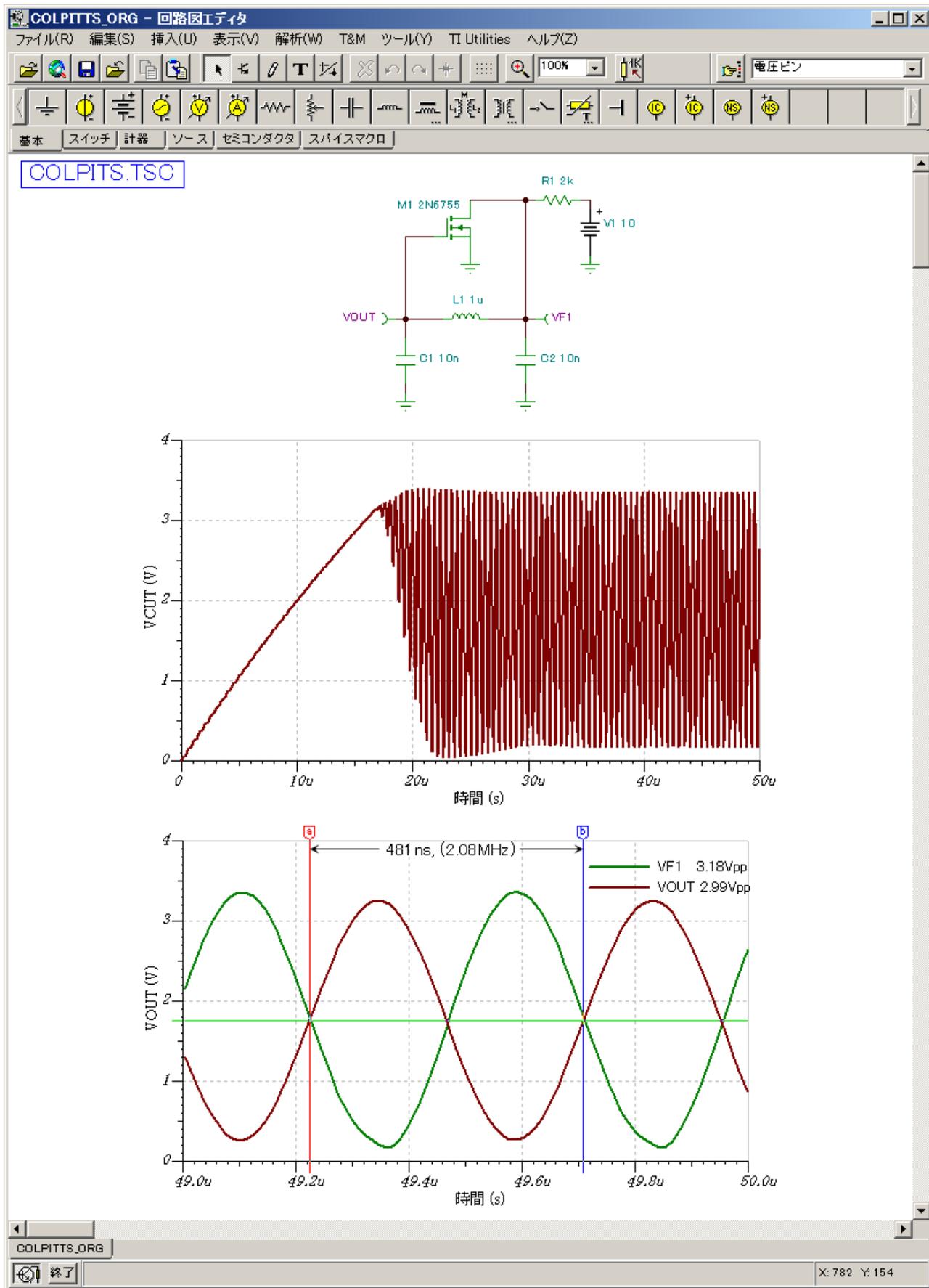


図 1.6.15 コルピッツ発振回路の過渡特性

コルピッツ回路の解析

図 1.6.15 に示すコルピッツ発振回路の発振条件を解析するために、n チャンネル MOSFET 2N6755 を電圧制御電流源に交換して帰還ループを切断した等価回路を図 1.6.16 に示します。

図 1.6.16 に示す等価回路のループゲイン $T = V_{OUT}/V_{IN}$ は下式で表されます。

$$T = \frac{-gmR_1}{R_1L_1C_1C_2s^3 + L_1C_1s^2 + R_1(C_1 + C_2)s + 1} = \frac{-gmR_1 \cdot \frac{1}{R_1(C_1 + C_2)} \cdot \frac{1}{L_1 \frac{C_1C_2}{(C_1 + C_2)}}}{\left(s + \frac{1}{R_1(C_1 + C_2)}\right) \left(s^2 + \frac{1}{R_1(C_1 + C_2)}s + \frac{1}{L_1 \frac{C_1C_2}{(C_1 + C_2)}}\right)} \quad \dots \text{式 1.6.22}$$

ここで、 $\omega_1 = 1/(R_1(C_1 + C_2))$, $\omega_0 = 1/\sqrt{L_1C_1C_2/(C_1 + C_2)}$, $Q = \omega_0R_1(C_1 + C_2)$ を導入すると上式は下式で表されます。

$$T = \frac{-gmR_1\omega_1\omega_0^2}{(s + \omega_1)\left(s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2\right)} \quad \dots \text{式 1.6.23}$$

上式と図 1.6.16 に示すボードプロットから、ループゲインの伝達関数 T は一次低域通過関数 ($F_1 = \omega_1/2\pi = 3.98\text{kHz}$) と、二次低域通過関数 ($F_2 = \omega_2/2\pi = 2.25\text{MHz}$, $Q = 566$) が合成されたものになることがわかります。

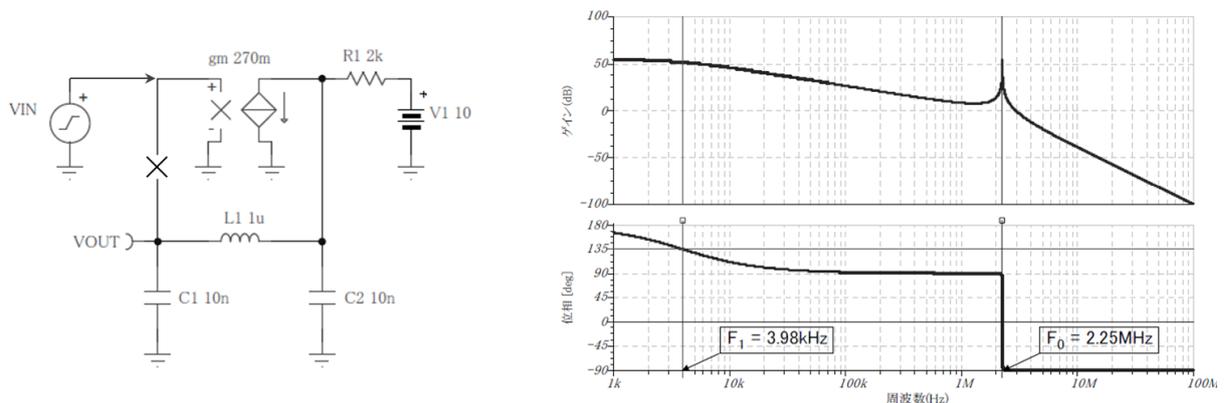


図 1.6.16 コルピッツ発振回路(図 1.6.15)の 2N6755 を電圧制御電流源に交換した等価回路によるループゲイン T の解析

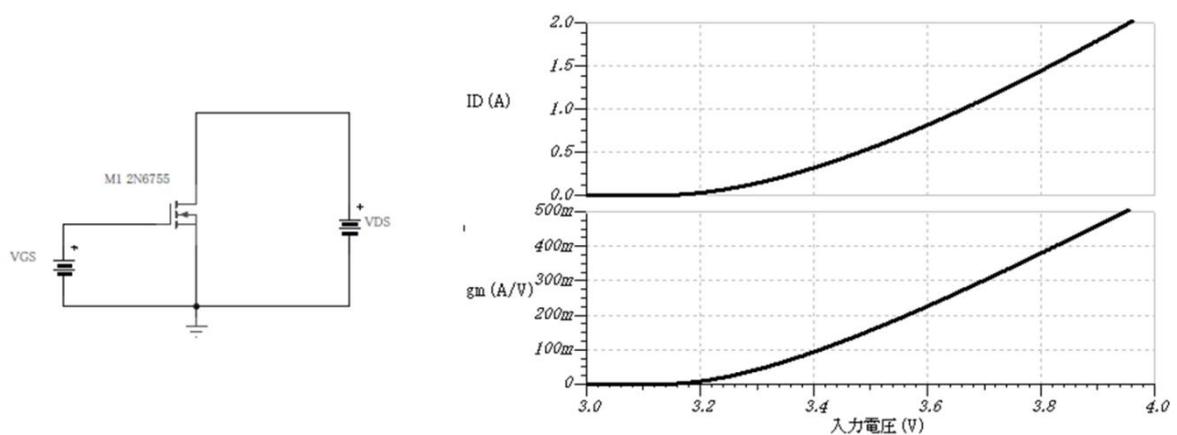


図 1.6.17 n チャンネル MOSFET 2N6755 モデルの $I_D - V_{GS}$ 特性

バルクハウゼン安定基準より、図 1.6.16 に示したコルピッツ発振回路の発振周波数の理論値は、ループゲイン T のゲインが 1 よりも高く位相変化が 0° となる $F_0 = \omega_0/2\pi = 1/(2\pi\sqrt{L_1C_1C_2/(C_1 + C_2)}) = 2.25\text{MHz}$ になることがわかります。

図 1.6.16 の解析には 2N6755 の特性と帰還ループの切断による影響が含まれません。閉じた帰還ループのループゲイン T をシミュレーションで求める手法として、カリフォルニア工科大学のミドルブルック教授が 1975 年に提案したミドルブルック法があります。ミドルブルック法は、図 1.6.18 に示すように内部インピーダンス 0Ω の電圧源を帰還ループに挿入して電圧ループゲイン T_V を求め、内部インピーダンス $\infty\Omega$ の電流源を帰還ループに接続して電流ループゲイン T_I を求め、それらを総合したループゲイン T を計算します。図 1.6.18 の解析において、発振条件を満たす周波数は、図 1.6.15 と同様に 2N6755 の内部容量などの影響により、理論値の 2.25MHz より約 0.92% 低い 2.08MHz となっています [4], [5]。

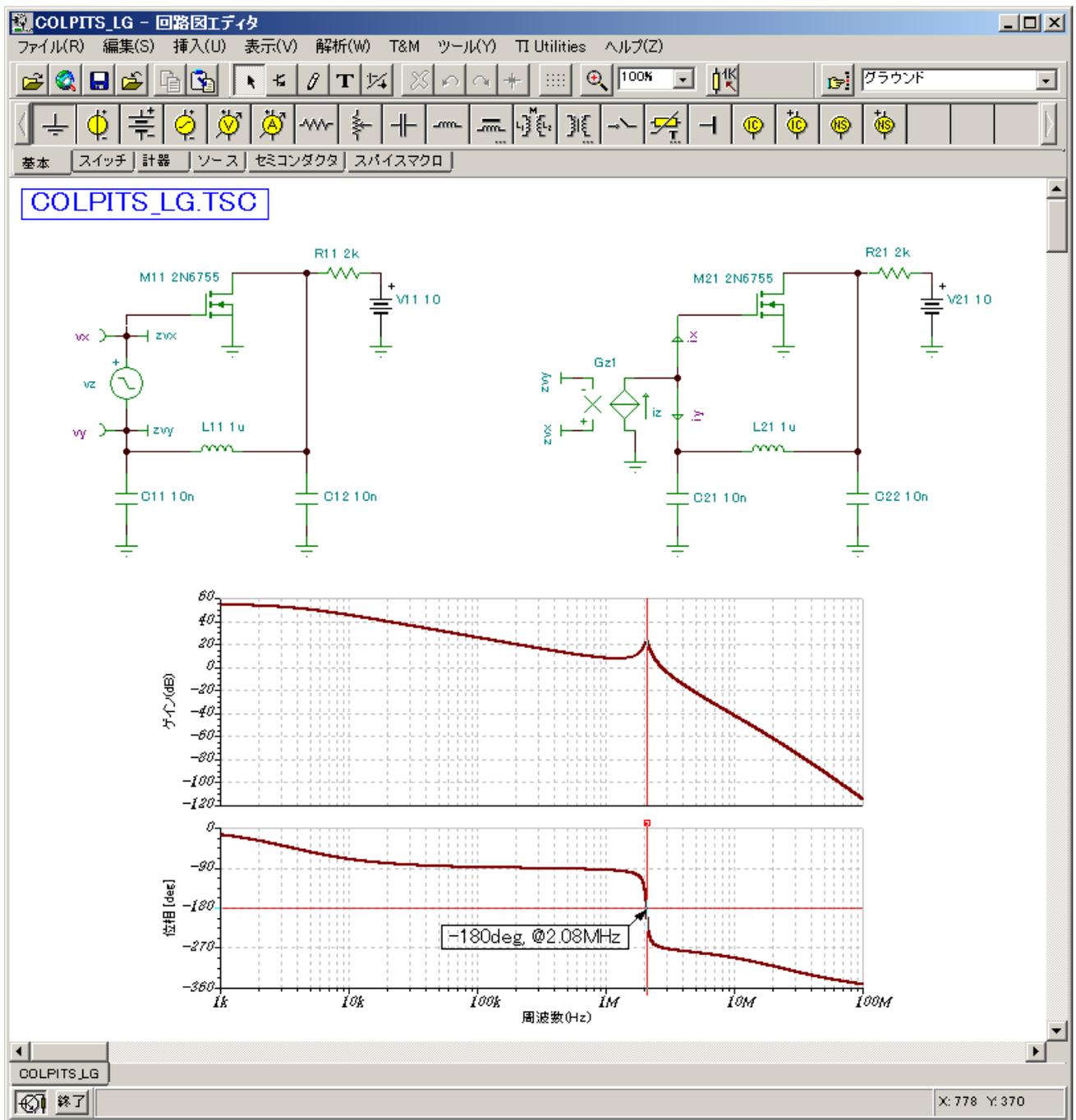


図 1.6.18 コルピッツ回路のミドルブルック法によるループゲイン T の解析

1.6.4 オペアンプ回路の時間領域解析

位相余裕とステップ応答

差動ゲイン($A_0 = 106\text{dB}$)、位相補償キャパシタによる主要極($f_{p1} = 5\text{Hz}$)、および内部の寄生素子による第2極($f_{p2} = \text{MHz}$)、第3極($f_{p3} = 10\text{MHz}$)で構成されるオペアンプの開ループ伝達関数 $A(s)$ とそのゲイン特性を式 1.6.24 と図 1.6.19 に示します。

$$A(s) = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{2\pi f_{p1}}\right)\left(1 + \frac{s}{2\pi f_{p2}}\right)\left(1 + \frac{s}{2\pi f_{p3}}\right)} = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{2\pi f_{p1}}\right)\left(1 + \frac{s}{2\pi f_{eq}}\right)} = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{eq}}\right)} \quad \dots \text{式 1.6.24}$$

$\omega_{ta} = A_0\omega_{p1}$ 近辺の周波領域では $s/\omega_{p1} > 1$ となり上式は下式で表されます。

$$A(s) = \frac{A_0\omega_{p1}}{s\left(1 + \frac{s}{\omega_{eq}}\right)} = \frac{\omega_{ta}}{s\left(1 + \frac{s}{\omega_{eq}}\right)} \quad \dots \text{式 1.6.25}$$

上式の開ループ伝達関数 $A(s)$ に帰還率 β で負帰還を付加したオペアンプの開ループ伝達関数 $A_{CL}(s)$ は下式で表されます。

$$A_{CL}(s) = \frac{A(s)}{1 + \beta A(s)} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{ta}\beta} + \frac{s^2}{\omega_{ta}\beta\omega_{eq}}} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}} \quad \dots \text{式 1.6.26}$$

ここで、 ω_0 は共振角周波数、 Q は回路の良さを、 ω_t は $A(s)$ が 0dB になる角周波数を示し、下式で表されます。

$$\omega_0 = \sqrt{\beta\omega_{ta}\omega_{eq}} \quad \dots \text{式 1.6.27}$$

$$Q = \sqrt{\frac{\beta\omega_{ta}}{\omega_{eq}}} = \sqrt{\frac{\omega_t}{\omega_{eq}}\left(1 + \frac{\omega_t^2}{\omega_{eq}^2}\right)^{\frac{1}{2}}} \quad \dots \text{式 1.6.28}$$

閉ループ伝達関数 $A_{CL}(s)$ の特性を図 1.6.20～図 1.6.24 に示します。位相余裕 pm (degree) と、最大オーバーシュート OS (%) は下式で表されます。

$$pm = 90^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_t}{\omega_{eq}}\right) \quad \dots \text{式 1.6.29}$$

$$OS = 100e^{\frac{\pi}{\sqrt{4Q^2-1}}} \quad \dots \text{式 1.6.30}$$

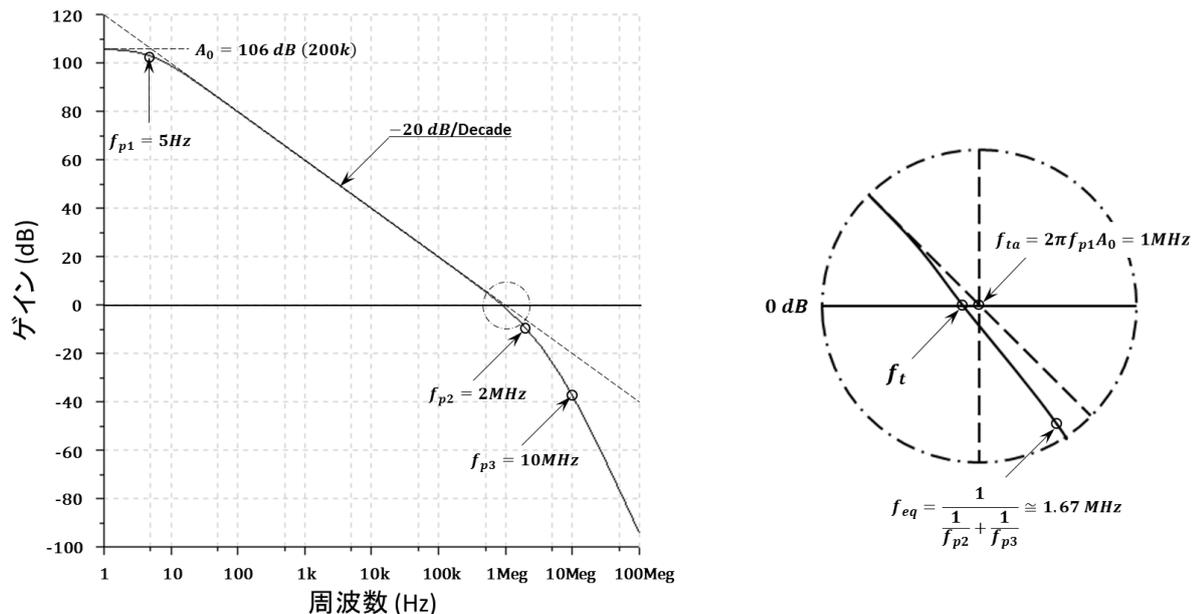


図 1.6.19 開ループ伝達関数 $A(s)$ のゲイン特性

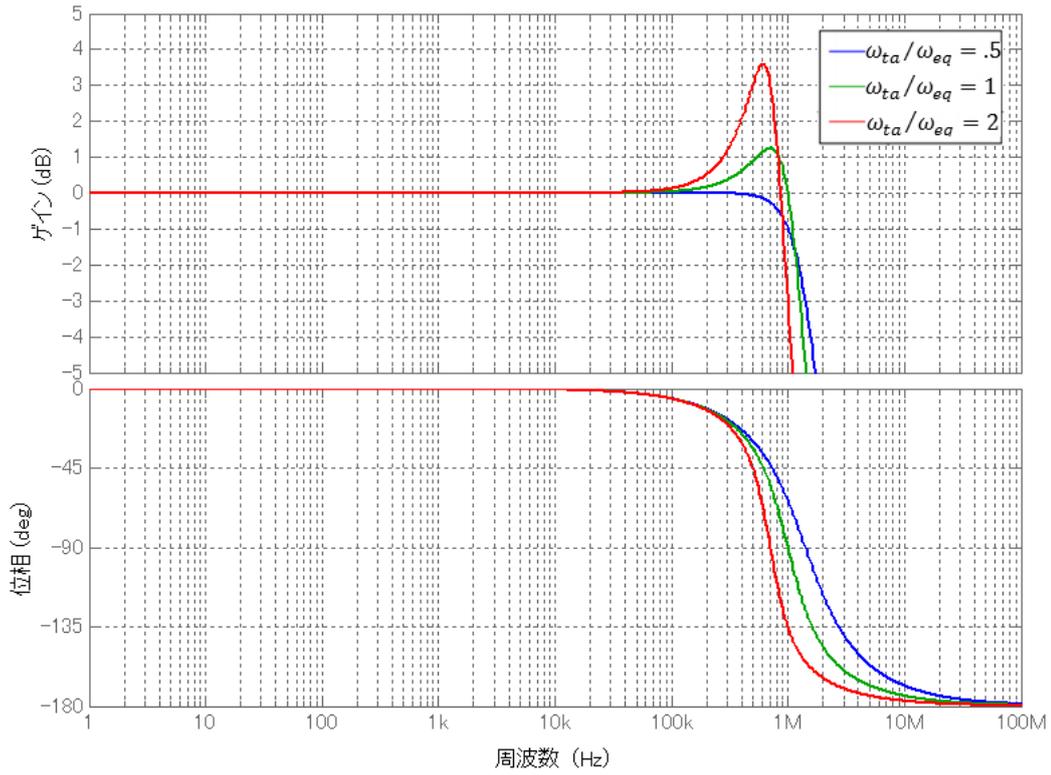


図 1.6.20 閉ループ伝達関数 $A_{CL}(s)$ のゲイン位相特性 (閉ループゲイン= 0dB)

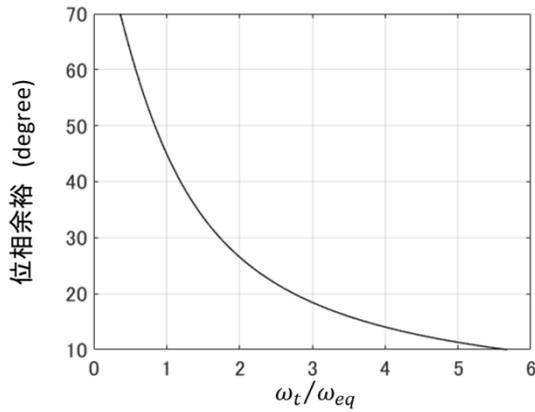


図 1.6.21 ω_t/ω_{eq} 対位相余裕

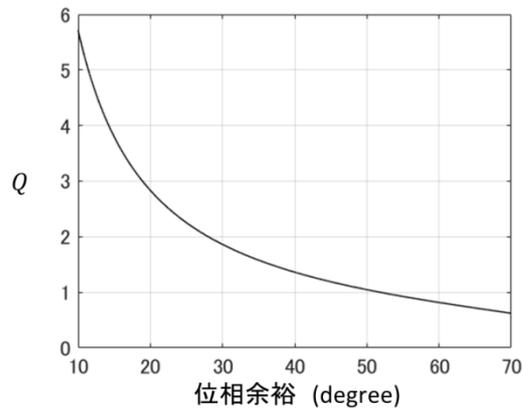


図 1.6.22 位相余裕 対 Q

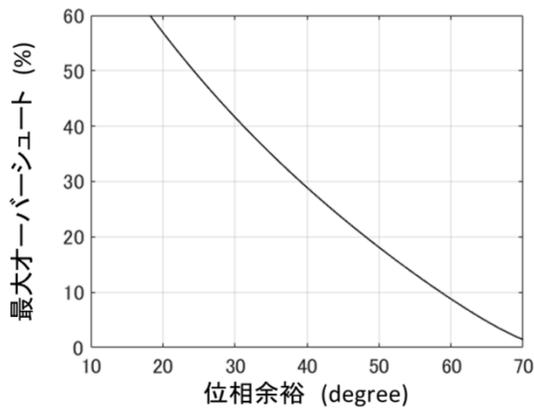


図 1.6.23 位相余裕 対 最大オーバーシュート

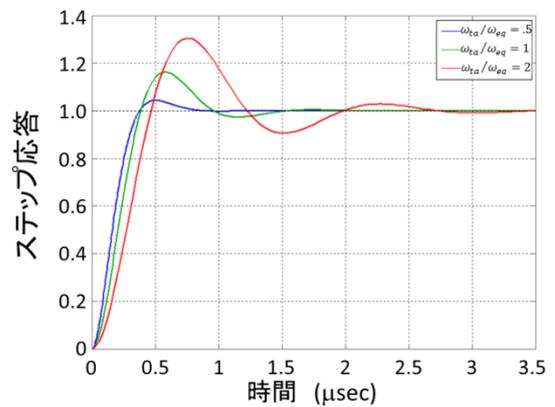


図 1.6.24 ステップ応答

高精度オペアンプのマクロモデル

図 1.6.25 に、テキサスインスツルメンツのコンプリメンタリ・バイポーラ 36V SiGe プロセス (BiCom3HV) による、工業用の高精度アプリケーション向けに開発された OPA827 JFET 入力オペアンプの主な特長を示します。20MHz のゲインバンド幅積、 $28\text{V}/\mu\text{s}$ の優れたダイナミック特性と、 $4\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ at 1kHz の入力電圧雑音密度、 20nVpp (0.1Hz to 10Hz) の入力ピーク雑音電圧の低雑音特性、0.11175% (1LSB of 16bit)/850ns のセトリング特性により、16-bit から 18bit のミックスドシグナルシステム、トランスコンダクタンスアンプ、アクティブフィルタ、 $\pm 10\text{V}$ の高精度アナログフロントエンドなどの高精度アプリケーションなどに使用されます。

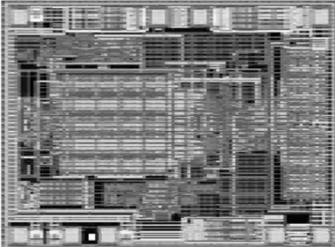
電気的特性	プロセス	
<ul style="list-style-type: none"> ● 入力電圧雑音密度: $4\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ at 1kHz ● 入力オフセット電圧: $150\mu\text{V}$ (max) ● 入力オフセットドリフト: $2.0\mu\text{V}/\text{C}^\circ$ (max) ● 入力バイアス電流: $I_B=10\text{pA}$ (max) ● ゲインバンド幅積: 20MHz ● 電源電圧範囲: $\pm 4\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$ 	<ul style="list-style-type: none"> ● SiGeトランジスタ (3 GHz) ● 40Vトランジスタ ● JFET ● 誘電体分離 (SOI) ● 薄膜抵抗 ● メタル電極キャパシタ 	

図 1.6.25 OPA827 の主な特長

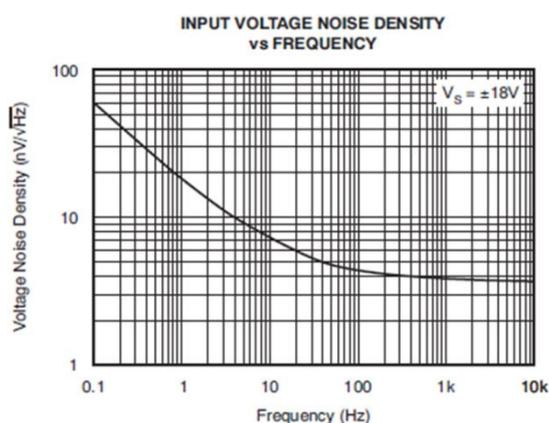


図 1.6.26 OPA827 の入力電圧雑音密度特性

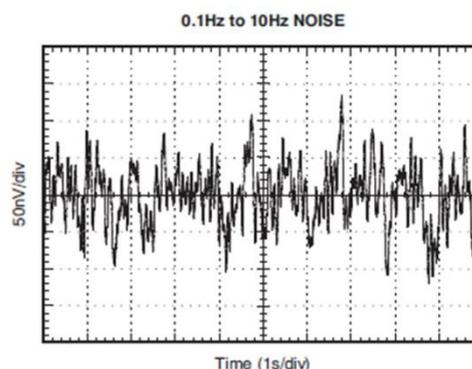


図 1.6.27 OPA827 の入力ピーク雑音電圧特性

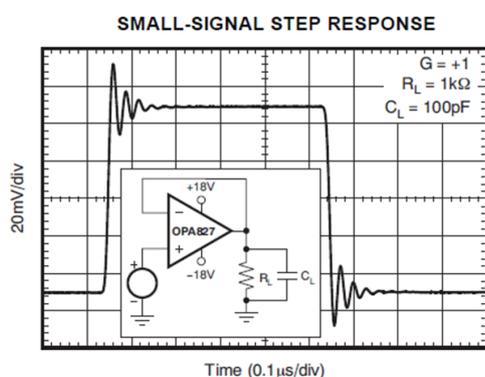


図 1.6.28 OPA827 の小信号ステップ応答特性

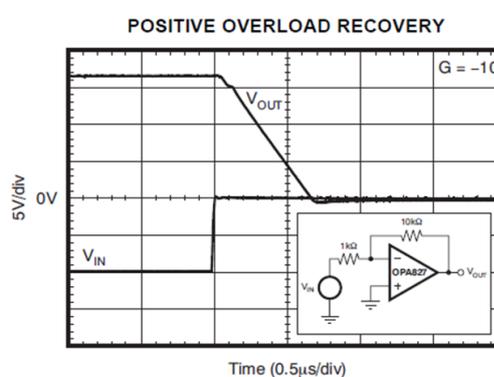


図 1.6.29 OPA827 の正方向オーバーロード回復特性

OPA827 のマクロモデル(OPA827 TINA-TI Spice Model)の全リストを図 1.6.31 と図 1.6.32 に示します。このマクロモデルは図 1.6.30 のコメント欄に記述された下記の特性をサポートします。開ループゲイン特性、セトリング特性、スルーレート特性のシミュレーション例を図 1.6.33～図 1.6.35 に示します。

- 開ループゲイン位相
- 入力オフセット電圧温度係数
- 入力電圧雑音 (1/F 雑音を含む)
- 入力電流雑音
- 入力バイアス電流温度効果
- 入力キャパシタンス
- 入力コモンモード電圧範囲
- 入力保護ダイオード
- 同相除去比の周波数特性
- 電源除去比の周波数特性
- スルーレート
- 開ループ出力インピーダンス
- 0.01% セトリングタイム
- 電源電流温度係数
- 出力電流
- 出力電流制限
- 出力保護ダイオード
- 出力電圧振幅
- オーバーロード回復時間
- 容量性負荷の出力オーバーシュート

```
* BEGIN MODEL OPA827
* PINOUT ORDER +IN -IN +V -V OUT
* PINOUT ORDER 3 2 7 4 6
.SUBCKT OPA827 3 2 7 4 6
* BEGIN MODEL FEATURES
* OPEN LOOP GAIN AND PHASE, INPUT OFFSET VOLTAGE W TEMPCO,
* INPUT VOLTAGE NOISE WITH 1/F, INPUT CURRENT NOISE, INPUT
* BIAS CURRENT W TEMPERATURE EFFECTS, INPUT CAPACITANCE,
* INPUT COMMON MODE VOLTAGE RANGE, INPUT CLAMPS TO RAILS,
* CMRR WITH FREQUENCY EFFECTS, PSRR WITH FREQUENCY EFFECTS,
* SLEW RATE, OPEN LOOP OUTPUT IMPEDANCE, SETTLING TIME TO
* 0.01 PERCENT, QUIESCENT CURRENT WITH TEMPCO, OUTPUT
* CURRENT THROUGH SUPPLIES, OUTPUT CURRENT LIMIT, OUTPUT
* CLAMPS TO RAILS, OUTPUT SWING, OVERLOAD RECOVERY TIME,
* AND OUTPUT OVERSHOOT VERSUS CLOAD
* END MODEL FEATURES
* BEGIN SIMULATION NOTES
* FOR MORE ACCURATE INPUT BIAS CURRENT YOU MAY WANT TO SET
* GMIN FROM THE DEFAULT OF 1E-12 TO 1E-13
* FOR AID IN DC CONVERGENCE SET ITL1 FROM 400 TO 4000
* FOR AID IN TRANSIENT ANALYSIS SET ITL4 FROM 50 TO 500
* MODEL TEMPERATURE RANGE IS -40 C TO +125 C
* NOT ALL PARAMETERS TRACK THOSE OF THE REAL PART VS TEMP
* END SIMULATION NOTES
.
.
.
.ENDS OPA827
* END MODEL OPA827
```

図 1.6.30 OPA827 TINA-TI Spice Model (コメント欄)

```

* OPA827
*****
* (C) Copyright 2011 Texas Instruments Incorporated. All rights reserved.
*****
** This model is designed as an aid for customers of Texas Instruments.
** TI and its licensors and suppliers make no warranties, either expressed
** or implied, with respect to this model, including the warranties of
** merchantability or fitness for a particular purpose. The model is
** provided solely on an "as is" basis. The entire risk as to its quality
** and performance is with the customer.
*****
*
* This model is subject to change without notice. Texas Instruments
* Incorporated is not responsible for updating this model.
*
*****
** Released by: Analog eLab Design Center, Texas Instruments Inc.
* Part: OPA827
* Date: 13JUN2011
* Model Type: ALL IN ONE
* Simulator: TINA
* Simulator Version: 9.1.30.94 SF-TI
* EVM Order Number: N/A
* EVM Users Guide: N/A
* Datasheet: SBOS376F   NOVEMBER 2006   REVISED MARCH 2009
*
* Model Version: 1.0
*
*****
* Updates:
*
* Version 1.0 :
* Release to Web
*
*****
* BEGIN MODEL OPA827
* PINOUT ORDER +IN -IN +V -V OUT
* PINOUT ORDER 3 2 7 4 6
.SUBCKT OPA827 3 2 7 4 6
* BEGIN MODEL FEATURES
* OPEN LOOP GAIN AND PHASE, INPUT OFFSET VOLTAGE W TEMPCO,
* INPUT VOLTAGE NOISE WITH 1/F, INPUT CURRENT NOISE, INPUT
* BIAS CURRENT W TEMPERATURE EFFECTS, INPUT CAPACITANCE,
* INPUT COMMON MODE VOLTAGE RANGE, INPUT CLAMPS TO RAILS,
* CMRR WITH FREQUENCY EFFECTS, PSRR WITH FREQUENCY EFFECTS,
* SLEW RATE, OPEN LOOP OUTPUT IMPEDANCE, SETTLING TIME TO
* 0.01 PERCENT, QUIESCENT CURRENT WITH TEMPCO, OUTPUT
* CURRENT THROUGH SUPPLIES, OUTPUT CURRENT LIMIT, OUTPUT
* CLAMPS TO RAILS, OUTPUT SWING, OVERLOAD RECOVERY TIME,
* AND OUTPUT OVERSHOOT VERSUS CLOAD
* END MODEL FEATURES
* BEGIN SIMULATION NOTES
* FOR MORE ACCURATE INPUT BIAS CURRENT YOU MAY WANT TO SET
* GMIN FROM THE DEFAULT OF 1E-12 TO 1E-13
* FOR AID IN DC CONVERGENCE SET ITL1 FROM 400 TO 4000
* FOR AID IN TRANSIENT ANALYSIS SET ITL4 FROM 50 TO 500
* MODEL TEMPERATURE RANGE IS -40 C TO +125 C
* NOT ALL PARAMETERS TRACK THOSE OF THE REAL PART VS TEMP
* END SIMULATION NOTES
Q26 8 9 10 QON
Q27 11 9 12 QOP
Q28 13 14 15 QOP 23
Q29 16 17 18 QON 23
I4 8 17 5E-5
I5 14 11 5E-5

```

図 1.6.31 OPA827 TINA-TI Spice Model

```

R34 19 18 1
R35 15 19 1
R47 20 19 7
E25 11 0 4 0 1
E26 8 0 7 0 1
I9 7 4 3.55E-3
R65 4 7 325E3
R67 12 17 1
R68 14 10 1
R70 21 22 2250
R71 23 22 2250
I11 8 24 5.25E-4
D5 25 8 DD
V9 25 26 -0.4
D6 27 26 DD
V10 27 11 -0.4
E27 28 11 29 11 0.505
C9 9 28 1E-12
R75 28 9 1E3
G2 9 28 30 28 -1E-3
G3 26 28 23 21 -0.19E-3
R76 28 26 1.4E9
C10 30 31 6E-12
R77 30 26 2.2K
E28 32 28 30 28 1
D7 33 34 DD
R78 28 31 220
D8 35 36 DD
C11 21 23 0.4E-12
C12 37 0 4.5E-12
C13 2 0 4.5E-12
L3 20 6 1E-9
R95 6 20 100
E29 32 33 38 0 -2
E30 32 36 38 0 2
R96 33 34 1E12
R97 36 35 1E12
D9 39 0 DD
I12 0 39 1M
R98 38 0 1E12
V11 39 38 0.655
V12 7 16 2.68
V13 13 4 2.68
E42 40 0 41 0 0.023
R113 8 29 1E9
C25 40 29 1E-9
E43 42 0 8 0 0.023
C26 42 41 1E-9
R114 0 41 1E9
E44 43 0 8 0 1
E45 44 0 11 0 1
E46 45 0 46 0 1
R115 43 47 1E6
R116 44 48 1E6
R117 45 49 1E6
R118 0 47 10
R119 0 48 10
R120 0 49 10
E47 50 51 49 0 0.026
R121 52 46 1E3
R122 46 53 1E3
C27 43 47 1E-12
C28 44 48 1E-12
C29 45 49 1E-12
E48 54 50 48 0 -0.06
E49 55 54 47 0 0.01
R123 54 55 1E9
R124 50 54 1E9
R125 51 50 1E9
E50 52 0 2 0 1
E51 53 0 55 0 1
D37 56 57 DL
V145 57 0 3
R316 0 56 1E8
G54 2 0 56 0 2E-10
I67 2 0 5E-12
G55 37 0 56 0 2E-10
I68 37 0 5E-12
D38 58 0 DIN
D39 59 0 DIN
I69 0 58 1E-3
I70 0 59 1E-3
G56 2 55 58 59 2E-11
G57 2 55 60 0 2.4E-7
R317 0 60 1E4
R318 0 60 1E4
D40 61 0 DVN
D41 62 0 DVN
I71 0 61 1E-3
I72 0 62 1E-3
E52 37 55 61 62 0.31
R319 55 37 1E9
V146 26 35 -0.2
V147 34 26 -0.2
V148 63 11 0
V149 8 22 0
J5 64 37 64 JC
J6 64 2 64 JC
V150 8 64 0.25
J7 55 65 55 JC
J8 2 65 2 JC
V151 65 11 0.25
E53 51 66 38 0 5.61E-4
R320 66 51 1E9
V152 66 3 62E-6
G58 7 4 38 0 -6E-3
D42 4 6 DD
D43 6 7 DD
R321 67 68 70
R322 67 69 70
Q30 70 24 63 QIS
Q31 24 24 63 QIS
V153 67 70 0.7
M1 21 37 68 68 NI L=30U W=300U
M2 23 2 69 69 NI L=30U W=300U
M4 71 67 72 72 NS L=30U W=300U
V157 8 73 4.9
R327 71 8 1E5
E55 8 74 8 71 1
R330 73 72 1E3
Q32 9 75 8 QSP
R331 75 74 1E4
C30 55 2 0.45E-12
.MODEL DD D
.MODEL DVN D KF=2.5E-15
.MODEL DIN D KF=1E-15
.MODEL DL D IS=0.95E-11 N=1.4 XTI=1.5
.MODEL NI NMOS VTO=2 KP=1200U IS=1E-18
.MODEL NS NMOS VTO=0 KP=1200U IS=1E-18
.MODEL QSP PNP
.MODEL QIS NPN
.MODEL JC NJF IS=1E-18
.MODEL QON NPN BF=1400 RC=25 TF=150P CJC=100F
.MODEL QOP PNP BF=1400 RC=25 TF=150P CJC=100F
.ENDS OPA827
* END MODEL OPA827

```

図 1.6.32 OPA827 TINA-TI Spice Model (続き)

開ループゲイン特性

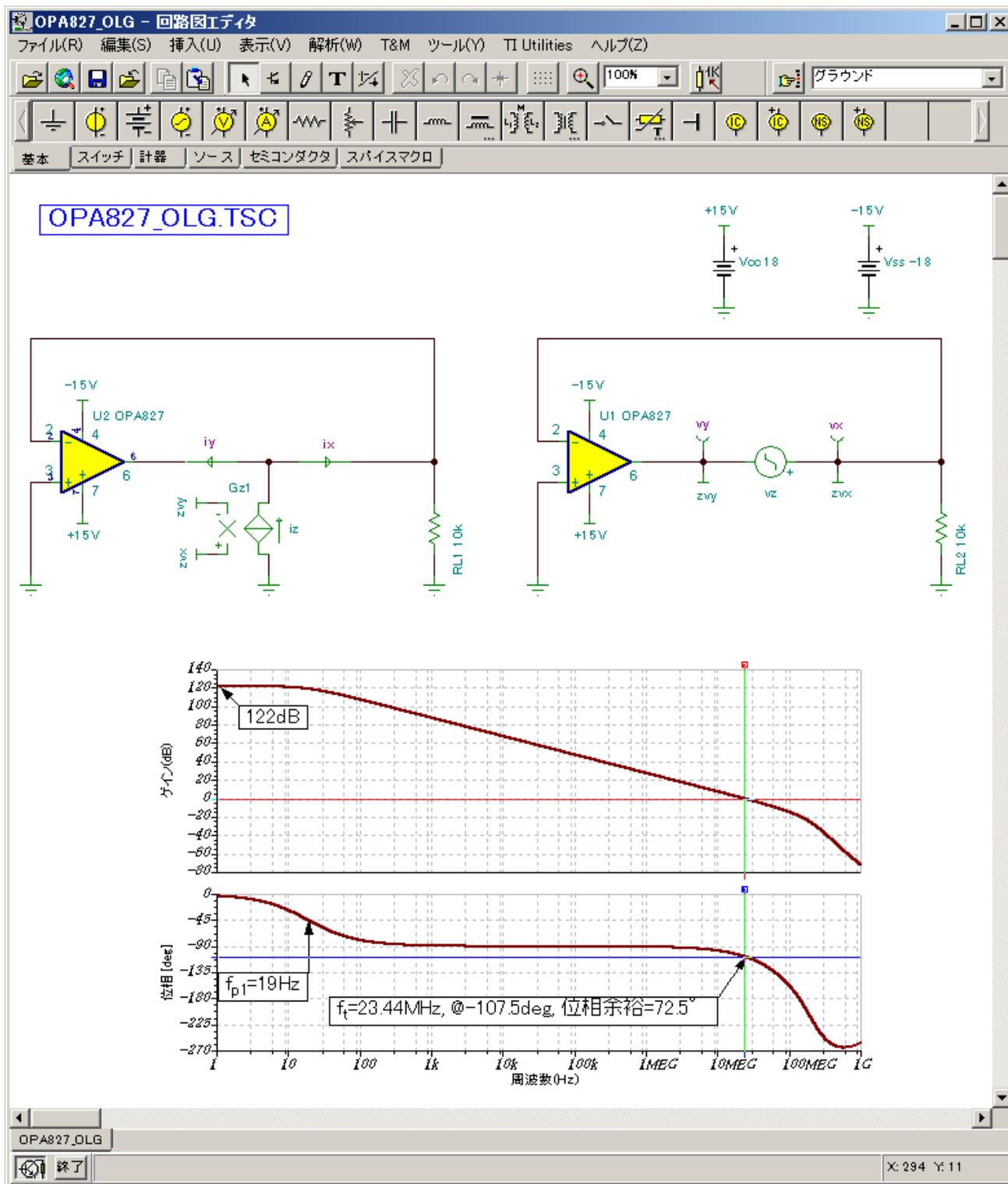


図 1.6.33 開ループゲイン特性のシミュレーション

ステップ応答特性

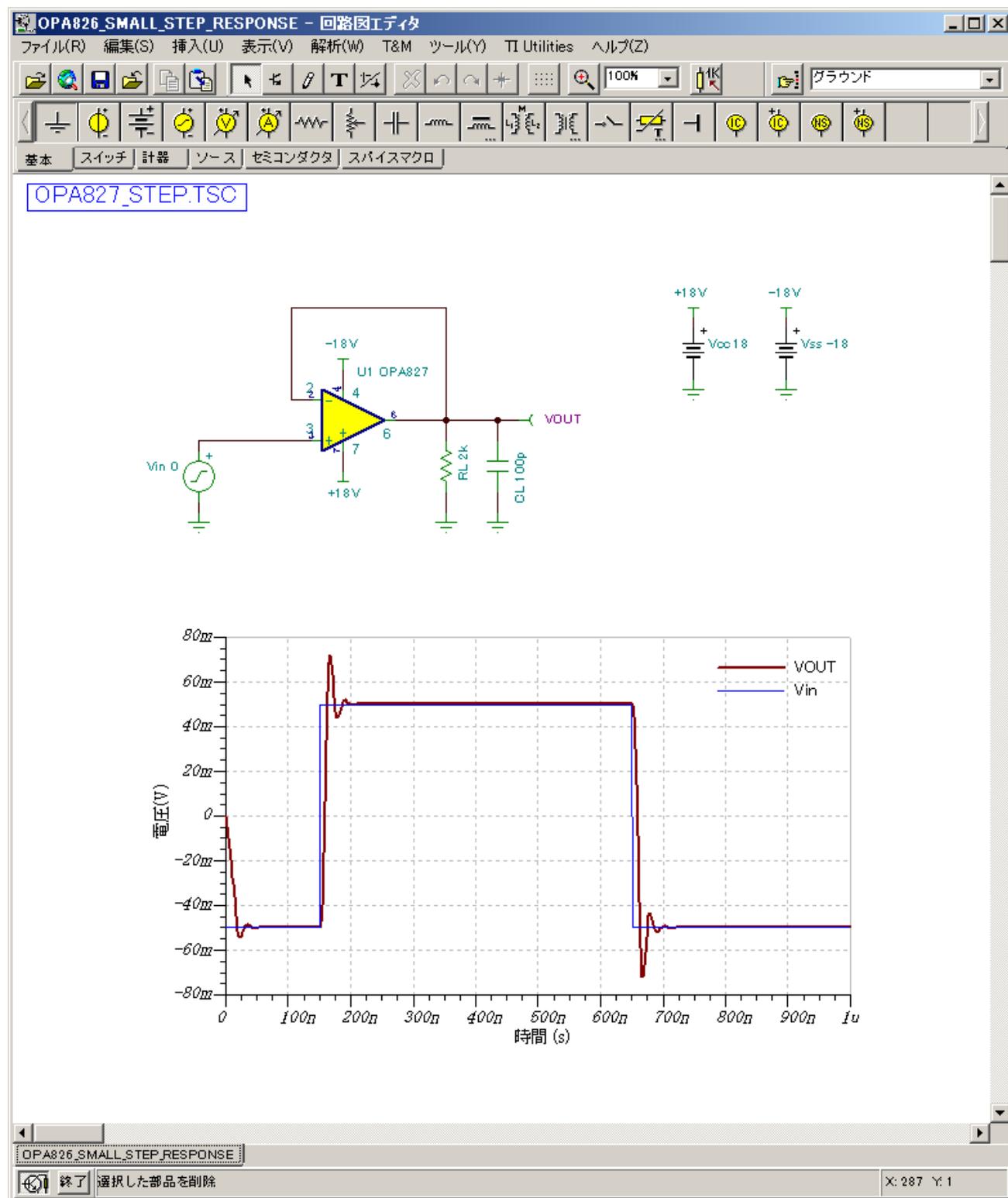


図 1.6.34 ステップ応答特性のシミュレーション

オーバーロード回復特性

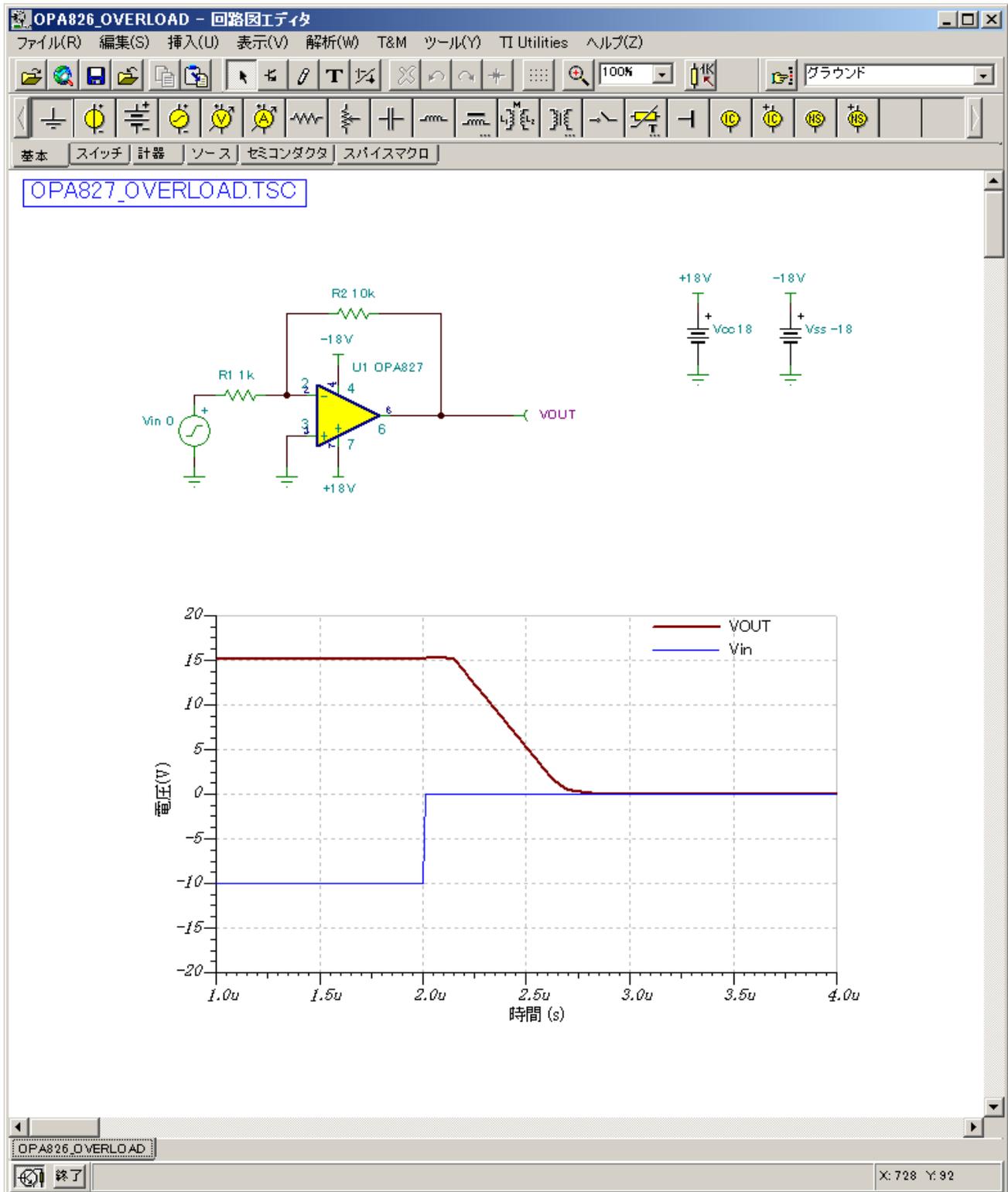


図 1.6.35 オーバーロード回復特性のシミュレーション

参考文献

- [1] Farid N. Najm, "Circuit Simulation", IEEE Press © 2010, ISBN: 9780470538715
- [2] Andrei Vladimirescu, "THE SPICE BOOK", John Wiley & Sons © 1994, ISBN: 0-471-60926
- [3] Paolo Antognetti, Giuseppe Massabrio, "Semiconductor Device Modeling with SPICE. SECOND EDITION"
McGraw-Hill Professional, 1998/12/1, ISBN-10: 0071349553
- [4] R.D.Middlebrook, "Measurement of loop gain in feedback systems",
International Journal of Electronics, pp.485~512, vol.38, no.4, Apr.1975.
- [5] 宇田達広, "TINA-TIによるオペアンプ回路設計入門(第6回) 1.3.1 オペアンプの基礎",
日本テキサス・インスツルメンツ株式会社, アプリケーションノート, JAJA483, December, 9, 2014
[TINA-TIによるオペアンプ回路設計入門\(第6回\) - 1.3.1 オペアンプの基礎](#)
- [6] ALAN B. GREBENE, "Bipolar and MOS Integrated Circuit Design",
Wiley Classics Library Edition 2003, Wiley & Sons, Inc., Hoboken. New Jersey.
- [7] Gray, Paul R., Paul J. Hurst, Stephen H. Lewis, and Robert G. Meyer, "Analysis and Design of Analog,
Integrated Circuits", 5th ed., 2009, Wiley, New York.
- [8] W. Schwartz; H. Yasuda; P. Steinmann; W. Boyd; W. Meinel; D. Hannaman; S. Parsons,
"BiCom3HV - A 36V Complementary SiGe Bipolar and JFET Technology",
Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, 2007. BCTM '07. IEEE, Year: 2007
- [9] "OPA827 Data Sheet", SBOS376H, NOVEMBER 2006-EEVISED MAY 2012, Texas Instruments Inc
[Low-Noise, High-Precision, JFET-Input, Op Amp \(Rev. H\)](#)