

TINA-TI™によるオペアンプ回路設計入門 (第 9 回)

1.5 A C 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、線形回路、トランジスタ回路、オペアンプ回路のAC解析を取り上げます。

目次

1.5 A C 解析	2
1.5.1 線形回路のAC解析.....	2
受動素子.....	2
インピーダンスとアドミタンス.....	8
伝達関数の極と零点.....	10
伝達関数の安定性.....	12
ラプラス変換式.....	14
1.5.2 トランジスタ回路のAC解析.....	16
小信号モデル.....	16
遷移周波数.....	18
雑音解析.....	20
1.5.3 オペアンプ回路のAC解析.....	24
オペアンプのマクロモデル.....	24
オープンループゲイン特性.....	27
クローズドループゲイン特性.....	28
雑音特性.....	31
出力インピーダンス特性.....	34
参考文献.....	38

1.5 AC解析

SPICEの交流解析機能は、AC解析と過渡解析に分類されます。AC解析では、ある節点に正弦波電源を接続し、節点電圧と素子電流の定常的な周波数応答を計算します。過渡解析では、ある節点に任意波形の電源を接続し、節点電圧と素子電流の初期条件を含む時間応答を計算します。

抵抗素子だけの回路は代数方程式で表されます。エネルギーの充放電を伴うインダクターやコンデンサなどのリアクタンスを含む回路は線形微分方程式で表されます。線形微分方程式は、ラプラス変換により解を代数的に求めることができます。

ダイオードやトランジスタなど、非線形なI-V特性を持つ半導体素子を含む回路は非線形微分方程式で表されます。AC解析では、下図のダイオードモデルのように、DCモデルの非線形電流源 I_d を動作点上で微分し、小信号コンダクタンス g_d を求め、線形の小信号モデルに変換します。したがって、AC解析が有効なのは動作点の近傍に限られます。

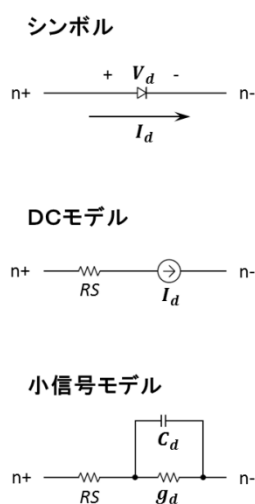


図 1.5.1 ダイオードモデル

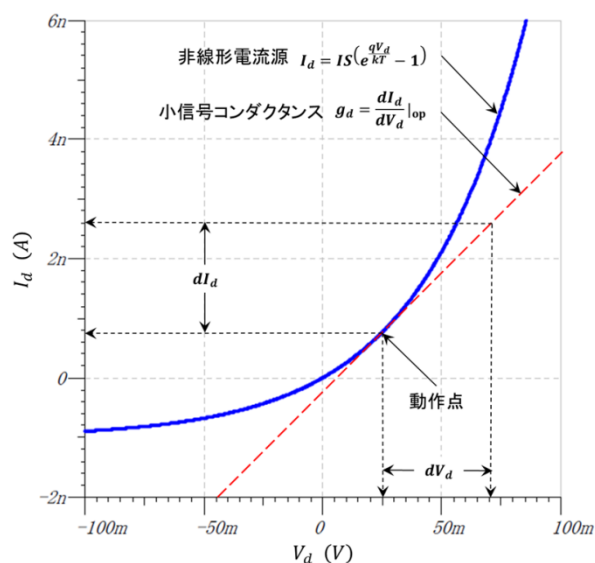


図 1.5.2 小信号コンダクタンス g_d

1.5.1 線形回路のAC解析

受動素子

電気回路の基本素子である線形の受動素子は、抵抗、コンデンサ、インダクターの3種類です。SPICEでは下図のシンボルと枝構成式を用います。

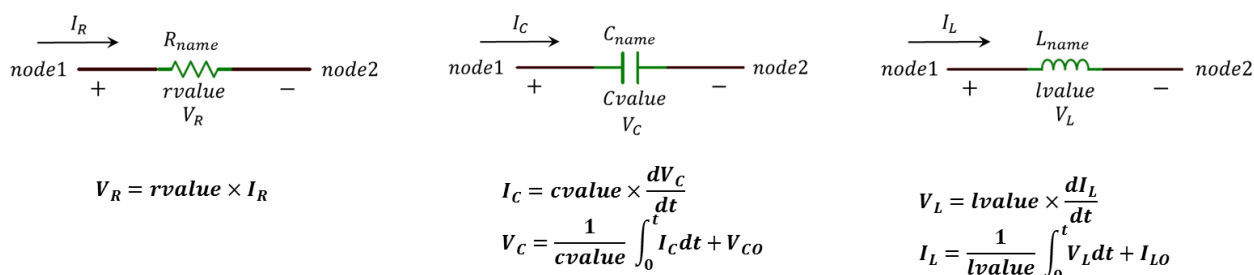


図 1.5.3 受動素子のシンボルと枝構成式

抵抗($R = 1\Omega$)とコンデンサ($C = 1F$)に単位ステップ電流($I = 1A$)を印加し、インダクター($L = 1H$)にランプ電流($1A/1s$)を印加した時に、受動素子の両端に発生する電圧の時間応答を図 1.5.4 に示します。

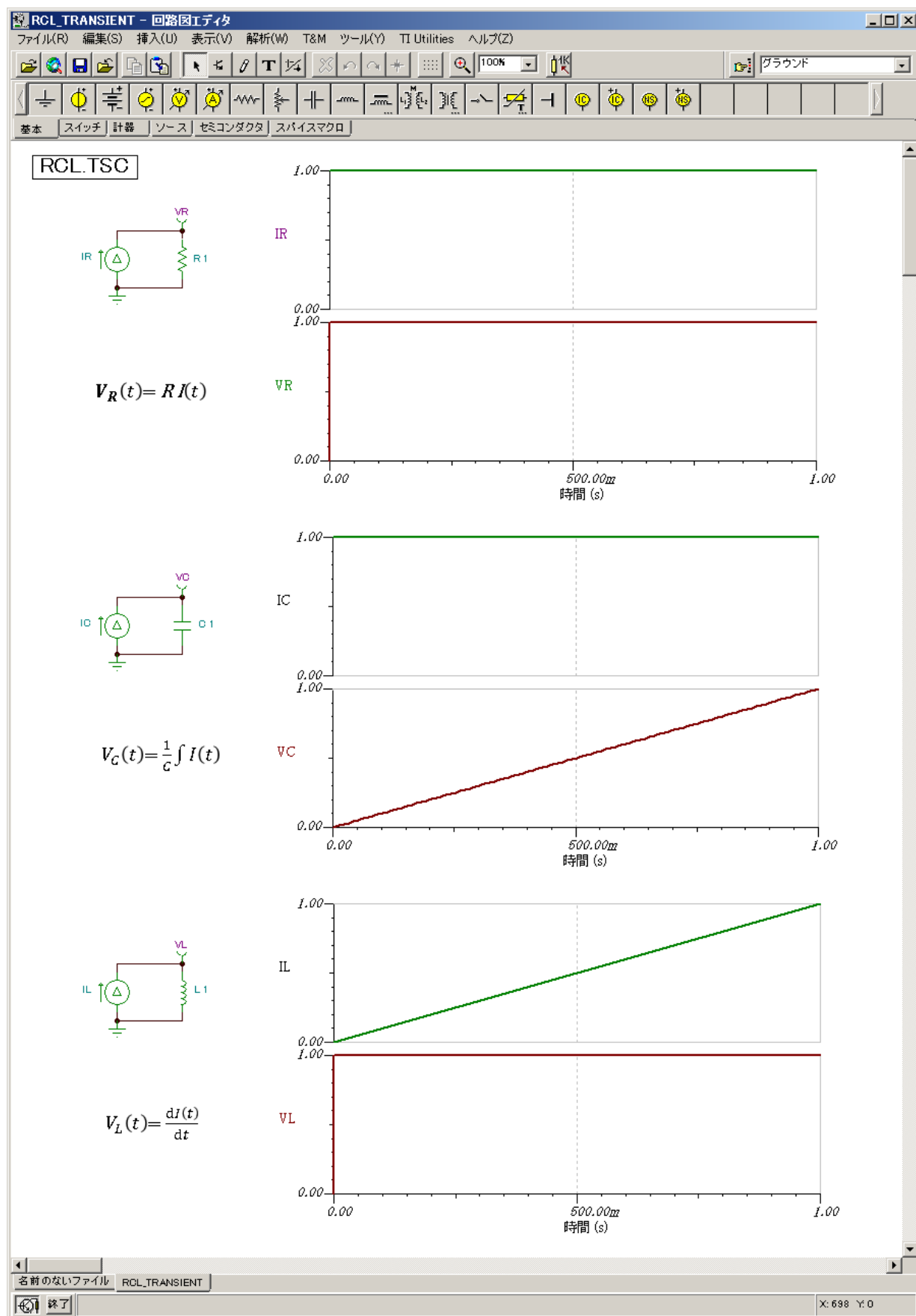


図 1.5.4 受動素子の電圧・電流の時間応答

受動素子の交流特性

受動素子 $R = 1[\Omega]$, $C = 1[F]$, $L = 1[H]$ を、振幅 $I_m = 1[A]$, 角周波数 $\omega = 1 [rad/sec]$ の正弦波交流電流 $i(t) = I_m \sin \omega t$ で励振した交流特性を図 1.5.5 に示します。R, C, L の両端電圧 $v_R(t)$, $v_C(t)$, $v_L(t)$ は枝構成式から下式のように表されます。

- 抵抗 R

$$v_R(t) = Ri(t) = RI_m \sin \omega t \quad \dots \text{式 1.5.1}$$

- コンデンサ C

$$v_C(t) = \frac{1}{C} \int I_m \sin \omega t \, dt = \frac{-1}{\omega C} I_m \cos \omega t = \frac{I_m}{\omega C} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad \dots \text{式 1.5.2}$$

- インダクタンス L

$$v_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} = L \frac{d}{dt} (I_m \sin \omega t)$$

a を定数とすると下式が成り立ちます。

$$d(at) = a \, dt$$

ゆえに、

$$v_L(t) = \omega L I_m \frac{d}{d(\omega t)} \sin \omega t = \omega L I_m \cos \omega t = \omega L I_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right) \quad \dots \text{式 1.5.3}$$

以上により、R, C, L の両端電圧は励振電流に比例することがわかり、これらの受動素子が線形性を満たすことがわかります。線形素子に交流を加えると、励振電流(電圧)と応答電圧(電流)の間の振幅と位相は変化しますが、周波数は変化しない性質があります。

R, C, L の交流特性の要約を下表に示します。

表 1.5.1 R, C, L の交流特性の要約

素子	電圧振幅と電流振幅の関係	電流に対する電圧の位相
R	$V_m = RI_m$	0°
C	$V_m = I_m / \omega C$	-90°
L	$V_m = \omega L I_m$	$+90^\circ$

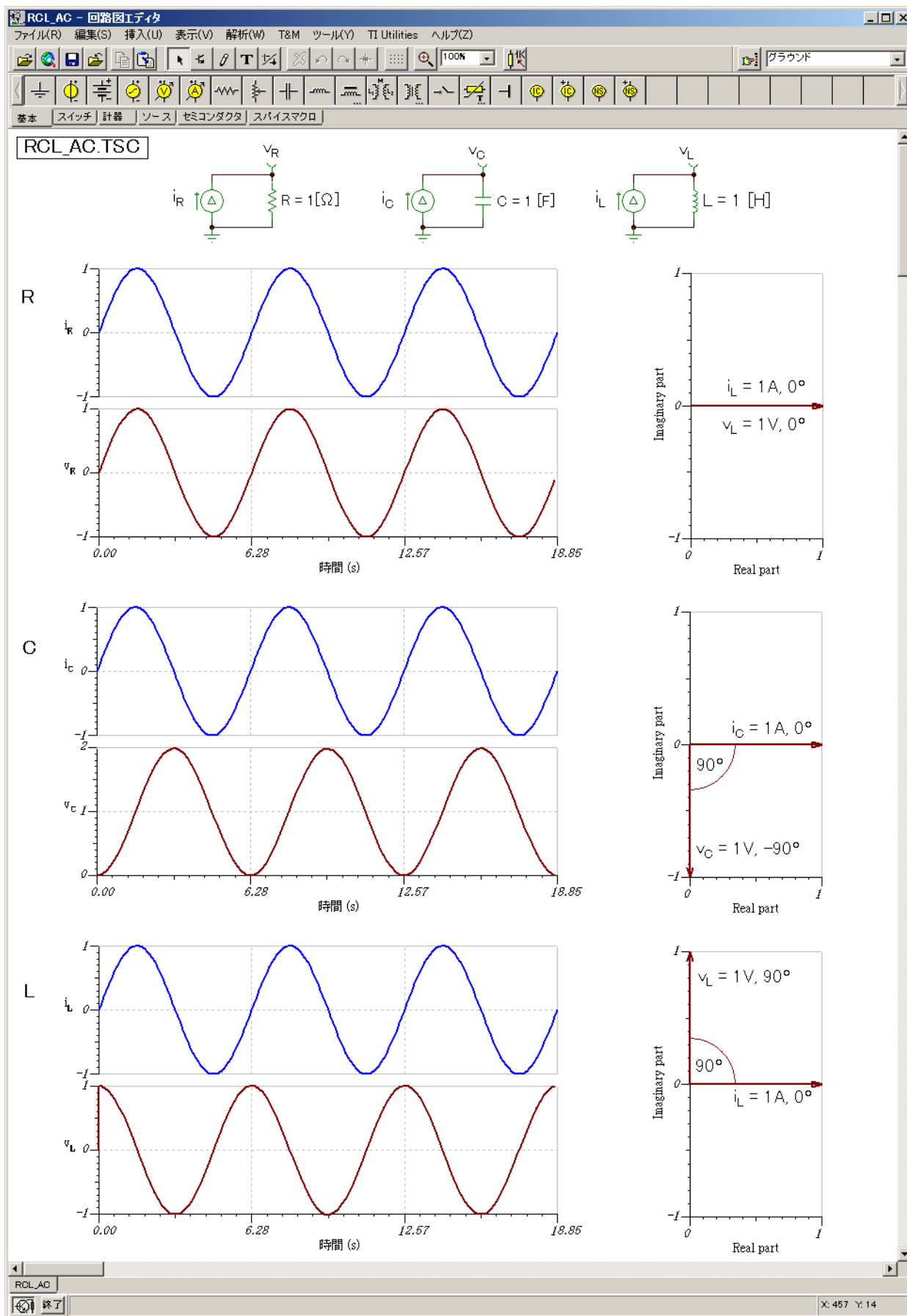


図 1.5.5 R, C, L の交流特性

受動素子の時間応答

図 1.5.6 に示す RC 直列回路に $t = 0$ において $e = E \sin \omega t$ の正弦波交流電圧を与えると回路方程式はつぎのようになります。

$$Ri + \frac{1}{C} \int idt = E \sin(\omega t) \quad \dots \text{式 1.5.4}$$

上式を $i = \frac{dq}{dt}$, $q = \int idt$ の関係により q の式に変換すると下式が得られます。

$$R \frac{dq}{dt} + \frac{q}{C} = E \sin(\omega t) \quad \dots \text{式 1.5.5}$$

上式を解くために、式 1.5.6 に示す微分方程式の解が式 1.5.7 となる周知の関係を用います。 K は積分定数を表します。

$$\frac{dy}{dt} + Py = f(t) \quad \dots \text{式 1.5.6}$$

$$y = e^{-\int P dt} \left[\int f(t) e^{\int P dt} dt + K \right] \quad \dots \text{式 1.5.7}$$

式 1.5.5 と、式 1.5.6 を比べると $y \rightarrow q$, $P \rightarrow \frac{1}{CR}$, $f(t) \rightarrow \frac{E}{R} \sin(\omega t)$ となり下式が得られます。

$$\begin{aligned} q &= e^{-\frac{1}{CR}t} \left[\frac{E}{R} \int e^{\frac{1}{CR}t} \sin(\omega t) dt + K \right] \\ &= \frac{CE}{\sqrt{1 + (\omega CR)^2}} \sin(\omega t - \varphi) + K e^{-\frac{t}{CR}} \quad \dots \text{式 1.5.8} \end{aligned}$$

ここで、 $\varphi = \tan^{-1}(\omega CR)$ です。

式 1.5.8 に初期条件 ($t = 0$ において $q = 0$) を代入すると、電流 i は下式で表されます。

$$i = \frac{dq}{dt} = \underbrace{\frac{CE}{\sqrt{1 + (\omega CR)^2}} \cos(\omega t - \varphi)}_{\text{定常項}} - \underbrace{\left\{ -\frac{CE}{\sqrt{1 + (\omega CR)^2}} \sin(-\varphi) \right\} e^{-\frac{t}{CR}}}_{\text{過渡項}} \quad \dots \text{式 1.5.9}$$

式 1.5.9 の間応答例 ($R = 1\Omega, C = 1F, E = 1V, \omega = 1\text{rad}, t = 0$ において $q = 0$) を図 1.5.6 に示します。

RCL 回路の応答を解析するには、線形常微分方程式を解く必要があり、回路が複雑になるとかなりの労力を必要とします。TINA-TI を用いれば、上記の複雑な演算が不要になり、図 1.5.7 に示すように、回路図を入力するだけで解析を実行することができます。

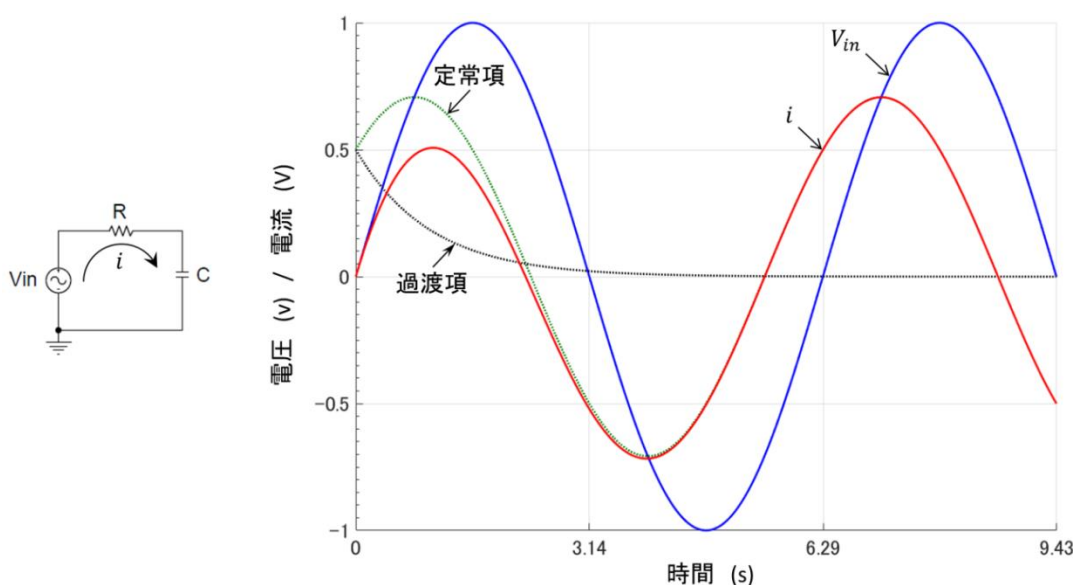


図 1.5.6 RC 直列回路の時間応答



インピーダンスとアドミタンス

式 1.5.4 に示す RC 直列回路の応答を解析するためには、微分方程式を解く必要があり、回路が複雑になるとかなりの労力を必要とします。ここでは、正弦波交流を複素数で表現することにより、微分方程式を計算が容易な代数方程式に変換する方法を示します。

正弦波交流の複素数表現

三角関数と指数関数との間には下式のオイラーの公式が成り立ちます。

$$e^{j\omega t} = \cos \omega t + j \sin \omega t \quad \dots \text{式 1.5.10}$$

$$e^{-j\omega t} = \cos \omega t - j \sin \omega t \quad \dots \text{式 1.5.11}$$

式 1.5.10 と式 1.5.11 から、 $\cos \omega t$ と $\sin \omega t$ は下式で表すことができます。

$$\cos \omega t = e^{j\omega t} - j \sin \omega t = e^{j\omega t} + e^{-j\omega t} - \cos \omega t \quad \dots \text{式 1.5.12}$$

$$\therefore \cos \omega t = \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2} \quad \dots \text{式 1.5.13}$$

$$j \sin \omega t = e^{j\omega t} - \cos \omega t = e^{j\omega t} - e^{-j\omega t} + j \sin \omega t \quad \dots \text{式 1.5.14}$$

$$\therefore \sin \omega t = \frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j} \quad \dots \text{式 1.5.15}$$

$\cos \omega t$ と $j \sin \omega t$ は、時間 t を変えれば同じ波形になるため、ここでは、正弦波信号 $a(t)$ を下式で表します。

$$a(t) = A \cos(\omega t + \varphi) \quad \dots \text{式 1.5.16}$$

複素指数関数は微分や積分などの操作によってもその形が変わらないため、正弦波信号 $a(t)$ を下式のように複素指数関数の実部で表すと回路解析がとても簡単になります。

$$a(t) = A \cos(\omega t + \varphi) = \Re\{Ae^{j(\omega t + \varphi)}\} \quad \dots \text{式 1.5.17}$$

初期位相 φ を含めた複素振幅を $\dot{A} = Ae^{j\varphi}$ とすれば、最終的に正弦波信号 $a(t)$ を下式で表すことができます。

$$a(t) = \Re\{Ae^{j\varphi}e^{j\omega t}\} = \Re\{\dot{A}e^{j\omega t}\} \quad \dots \text{式 1.5.18}$$

$Ae^{j(\omega t + \varphi)}$ や $\dot{A}e^{j\omega t}$ を正弦波信号 $a(t) = A \cos(\omega t + \varphi)$ の複素表現と呼びます。複素表現の実部をとれば実時間の波形が得られ逆に、実時間の波形から複素表現を直ちに得ることができます。 $A \cos(\omega t + \varphi)$ と $\dot{A}e^{j\omega t}$ は一対一に対応するため、便利な表現を選択できます。 $\dot{A}e^{j\omega t}$ は複素正弦波交流と呼ばれます。

$e^{j\omega t}$ は、複素平面上の原点 0 を中心に半径 1 のベクトルが反時計方向に角速度 ω で回転するものとして表されます。同様に $e^{-j\omega t}$ は、時計方向に角速度 $-\omega$ で回転するものとして表されます。したがって、 $\cos \omega t$ と $j \sin \omega t$ は下図のように表現されます。

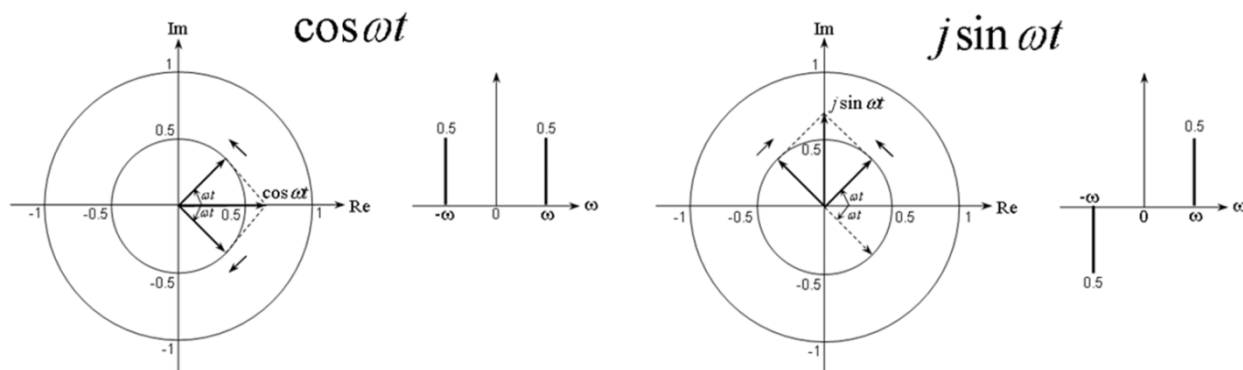


図 1.5.8 複素正弦波信号

コンデンサのインピーダンスとアドミタンス

図 1.5.9 (a) のコンデンサ C[F] に複素正弦波交流電圧 $v_C = V_m e^{j\omega t}$ を印加したときの電流 $i_C = I_m e^{j\omega t}$ は下式で表されます。

$$i_C = I_m e^{j\omega t} = C \frac{dv_C}{dt} = C \frac{dV_m e^{j\omega t}}{dt} = j\omega C V_m e^{j\omega t} \quad \dots \text{式 1.5.19}$$

インピーダンスは直流の場合の抵抗と同じ次元 [電圧/電流] を持ち通常は $\dot{Z}$ で表されます。すなわち、容量 C のコンデンサの角周波数 ω におけるインピーダンス $\dot{Z}_C$ は下式で表されます。

$$\dot{Z}_C = \frac{v_C}{i_C} = \frac{V_m e^{j\omega t}}{j\omega C V_m e^{j\omega t}} = \frac{1}{j\omega C} \quad \dots \text{式 1.5.20}$$

アドミタンスはインピーダンスの逆数で通常は $\dot{Y}$ で表されます。すなわち、アドミタンス $\dot{Y}_C$ は下式で表されます。

$$\dot{Y}_C = \frac{1}{\dot{Z}_C} = j\omega C \quad \dots \text{式 1.5.21}$$

インダクタのインピーダンスとアドミタンス

図 1.5.9 (b) インダクタ L[H] に複素正弦波交流電流 $i_L = I_m e^{j\omega t}$ を流したときの電圧 $v_L = V_m e^{j\omega t}$ は下式で表されます。

$$v_L = V_m e^{j\omega t} = L \frac{di_L}{dt} = L \frac{dI_m e^{j\omega t}}{dt} = j\omega L I_m e^{j\omega t} \quad \dots \text{式 1.5.22}$$

上記の手順によりインダクタ L のインピーダンス $\dot{Z}_L$ とアドミタンス $\dot{Y}_L$ は下式で表されます。

$$\dot{Z}_L = \frac{v_L}{i_L} = \frac{j\omega L I_m e^{j\omega t}}{I_m e^{j\omega t}} = j\omega L \quad \dots \text{式 1.5.23}$$

$$\dot{Y}_L = \frac{1}{\dot{Z}_L} = \frac{1}{j\omega L} \quad \dots \text{式 1.5.24}$$

抵抗のインピーダンスとアドミタンス

図 1.5.9 (c) の抵抗 R[Ω] に複素正弦波交流電流 $i_R = I_m e^{j\omega t}$ を流したときの電圧 $v_R = V_m e^{j\omega t}$ は下式で表されます。

$$v_R = V_m e^{j\omega t} = R i_R = R I_m e^{j\omega t} \quad \dots \text{式 1.5.25}$$

抵抗 R のインピーダンス $\dot{Z}_R$ とアドミタンス $\dot{Y}_R$ は下式で表されます。

$$\dot{Z}_R = \frac{v_R}{i_R} = \frac{R I_m e^{j\omega t}}{I_m e^{j\omega t}} = R \quad \dots \text{式 1.5.26}$$

$$\dot{Y}_R = \frac{1}{\dot{Z}_R} = \frac{1}{R} \quad \dots \text{式 1.5.27}$$

表 1.5.2 受動素子のインピーダンスとアドミタンス

素子	インピーダンス	アドミタンス	電流に対する電圧の位相
R	R	$1/R$	0°
C	$1/\omega C$	ωC	-90°
L	$j\omega L$	$1/j\omega L$	$+90^\circ$

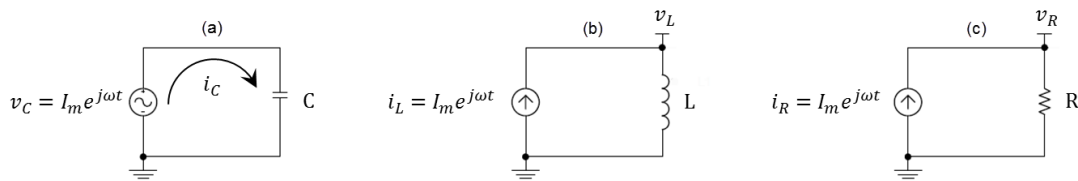


図 1.5.9 複素正弦波信号 $e^{j\omega t}$ の導入

伝達関数の極と零点

図 1.5.10 に示す 1 次ローパスフィルタの電圧伝達関数 $T(j\omega)$ は下式で表されます。

$$T(j\omega) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1/j\omega C}{R + 1/j\omega C} = \frac{1}{1 + j\omega CR} \quad \dots \text{式 1.5.28}$$

下式の振幅特性 $|T(j\omega)|$ は入力電圧 V_1 と出力電圧 V_2 の大きさの比を表します。

$$|T(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2}} \quad \dots \text{式 1.5.29}$$

下式の位相特性 $|\arg T(j\omega)|$ は入力電圧 V_1 を基準とした出力電圧 V_2 の位相角を表します。

$$\arg T(j\omega) = -\tan^{-1} \omega CR \quad \dots \text{式 1.5.30}$$

ω を変化させたときの振幅特性 $|T(j\omega)|$ と位相特性 $\arg T(j\omega)$ を下図に示します。

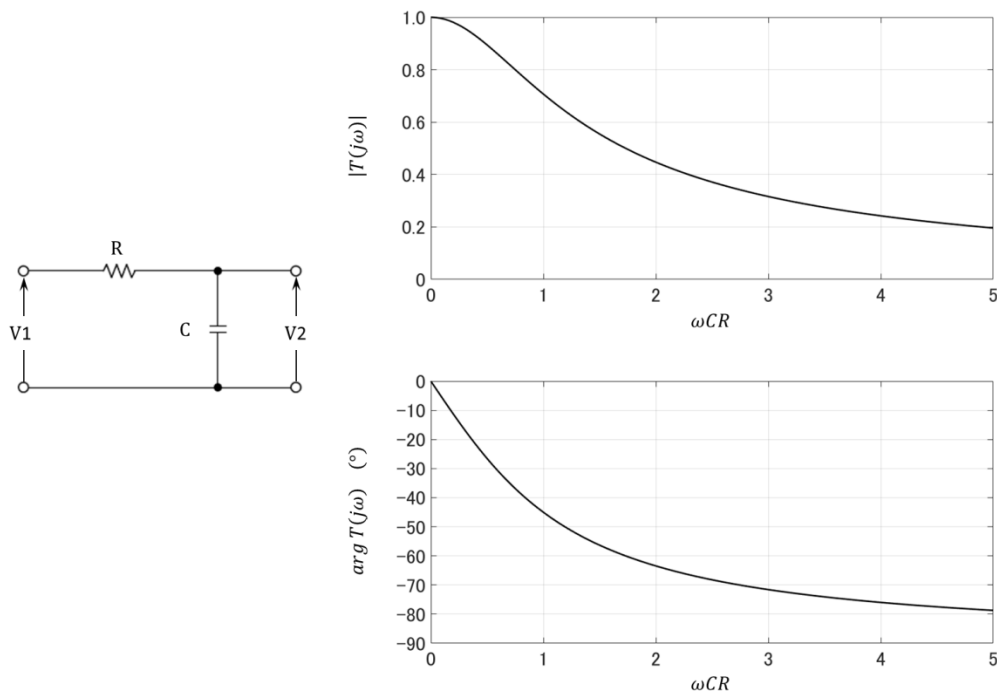


図 1.5.10 1 次ローパスフィルタの振幅特性 $|T(j\omega)|$ と位相特性 $|\arg T(j\omega)|$

ここで、 s 平面上の極と零点を導入するため、変数 $j\omega$ を s に置き換えます。

$$s = \sigma + j\omega \quad \dots \text{式 1.5.31}$$

s は単なる虚数ではなく複素変数です。虚数部の $j\omega$ は実際の周波数を表します。実数部の σ は下式に示すように、正弦波を複素表示して $e^{j\omega t}$ と表したとすると、正弦波の振幅が時間的に変化する割合を表します。

$$e^{st} = e^{(\sigma + j\omega)t} = e^{\sigma t} \cdot e^{j\omega t} \quad \dots \text{式 1.5.32}$$

式 1.5.28 の $j\omega$ に s を代入すると下式が得られます。

$$T(s) = \frac{1}{1 + sCR} = \frac{1/CR}{s - (-1/CR)} = \frac{1/CR}{s - s_0} \quad \dots \text{式 1.5.33}$$

上式において $s = s_0$ とすると伝達関数 $T(s)$ が無限大になるので、このような s_0 は伝達関数の極と呼ばれます。実際の周波数は虚軸上を移動するために $s = s_0$ となることはなく、図 1.5.10 の 1 次ローパスフィルタの利得が無限大になることはありません。また、上式において s を無限大にすると伝達関数 $T(s)$ は零になるので、このような s は伝達関数の零点と呼ばれます。

X軸を σ とし、Y軸を $j\omega$ とした複素平面を s 平面と呼びます。実際の正弦波信号は $\sigma = 0$ であるため、Y軸を実周波数軸または虚軸、X軸を実軸と呼びます。式 1.5.33 の極 s_0 は負の実数であり図 1.5.11 に示すように負の実軸上に位置し、零点は虚軸上の $\omega = \infty$ に位置します。

ここで、角周波数 ω_1 の正弦波を与えたとすると、角周波数は虚軸上を移動するため、 s_0 から ω_1 に向かう直線の長さ m と、実軸からの角度 θ は下式で表されます。

$$m = \sqrt{\omega_1^2 + (1/CR)^2} \quad \dots \text{式 1.5.34}$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\omega_1}{1/CR} \quad \dots \text{式 1.5.35}$$

上式の m と θ を使用すると、振幅特性 $|T(j\omega)|$ と位相特性 $|\arg T(j\omega)|$ は下式で表されます。

$$|T(j\omega_1)| = \frac{1/CR}{m} \quad \dots \text{式 1.5.36}$$

$$\arg T(j\omega_1) = -\theta \quad \dots \text{式 1.5.37}$$

上式から、振幅特性 $|T(j\omega)|$ は極と角周波数点の間の直線 m の長さで決まり、位相特性 $|\arg T(j\omega)|$ は実軸と直線 m との角度で決まることが分かります。

下図に示すように $\omega_0 = 0$ のとき、 m は最小値(m_0)になり、位相角 θ は 0° になります。角周波数 ω の増加につれて振幅特性 $|T(j\omega)|$ は単調に減少し、位相特性 $|\arg T(j\omega)|$ は -90° に至る、図 1.5.10 の特性が直感的に理解できます。

位相角 θ が 45° となる角周波数 ω_1 は、出力電圧が直流($\omega_0 = 0$)時の $1/\sqrt{2}$ 、すなわち -3dB となる角周波数で、この周波数 $f_c = \omega_1/2\pi$ をカットオフ周波数と呼びます。

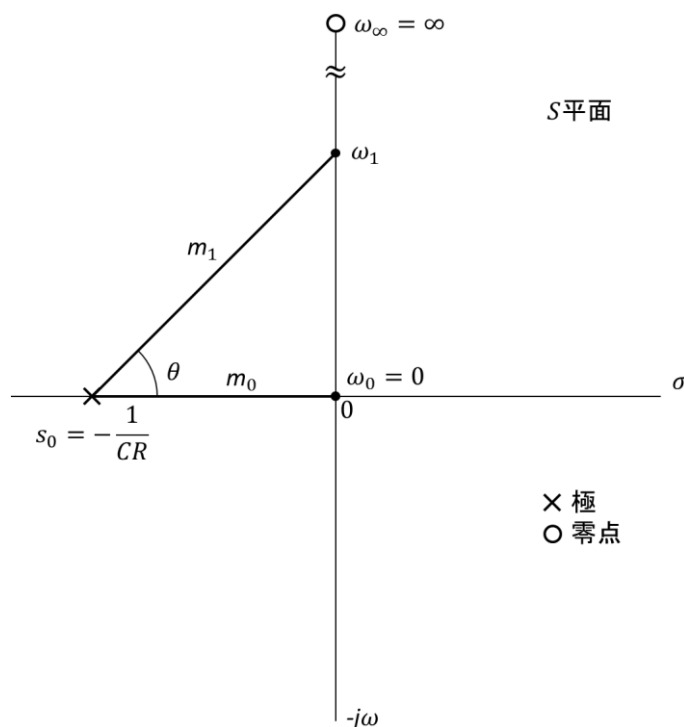


図 1.5.11 1次ローパスフィルタの極と零点

伝達関数の安定性

差動ゲイン($A_0 = 106\text{dB}$)、主要極($f_1 = C_1R_1/2\pi = 5\text{Hz}$)、第2極($f_2 = C_2R_2/2\pi = 2\text{MHz}$)、第3極($f_3 = C_3R_3/2\pi = 10\text{MHz}$)で構成された 741 形オペアンプの線形マクロモデルを図 1.5.14 (a) に、その伝達関数を下式に示します。

$$G(s) = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{2\pi f_1}\right)\left(1 + \frac{s}{2\pi f_2}\right)\left(1 + \frac{s}{2\pi f_3}\right)} = \frac{A_0 C_1 R_1 C_2 R_2 C_3 R_3}{(s + C_1 R_1)(s + C_2 R_2)(s + C_3 R_3)} \quad \cdots \text{式 1.3.38}$$

$$= \frac{4.9493\text{e}21}{(s + 31.42)(s + 1.257\text{e}07)(s + 6.283\text{e}07)} \quad (A_0 = 106\text{dB} \text{ の場合}) \quad \cdots \text{式 1.3.39}$$

$$= \frac{6.991\text{e}22}{(s + 31.42)(s + 1.257\text{e}07)(s + 6.283\text{e}07)} \quad (A_0 = 129\text{dB} \text{ の場合}) \quad \cdots \text{式 1.3.40}$$

$$= \frac{9.8751\text{e}22}{(s + 31.42)(s + 1.257\text{e}07)(s + 6.283\text{e}07)} \quad (A_0 = 132\text{dB} \text{ の場合}) \quad \cdots \text{式 1.3.41}$$

図 1.5.14 (a) に負帰還ループ($\beta = 1$)を付加したボルテージフォロアを図 1.5.14 (c)に、その伝達関数を下式に示します。

$$T(s) = \frac{G(s)}{1 + \beta G(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)} \quad \cdots \text{式 1.3.42}$$

$$= \frac{4.9493\text{e}21}{(s + 6.432\text{e}07)(s^2 + 1.108\text{e}07s + 7.695\text{e}013)} \quad (A_0 = 106\text{dB} \text{ の場合}) \quad \cdots \text{式 1.3.43}$$

$$= \frac{6.991\text{e}22}{(s + 7.694\text{e}07)(s^2 - 1.547\text{e}06s + 9.086\text{e}014)} \quad (A_0 = 129\text{dB} \text{ の場合}) \quad \cdots \text{式 1.3.44}$$

$$= \frac{9.8751\text{e}22}{(s + 8.076\text{e}07)(s^2 - 5.364\text{e}06s + 1.223\text{e}015)} \quad (A_0 = 132\text{dB} \text{ の場合}) \quad \cdots \text{式 1.3.45}$$

図 1.5.12 にS 平面上の極(-2),(-1±i1), (±i2),(+1±i1),(+2)とそのインパルス応答を示します。図から線形システムが収束するためには、伝達関数の極がS 平面上の虚軸を含む左半平面に位置しなければならないことがわかります。

ボルテージフォロアの極は、下表のように実数の第1極 ω_1 、複素共役対の第2極 ω_2 と第3極 ω_3 となります。図 1.5.13 から差動ゲイン $A_0 = 129\text{dB}$, 132dB では、 ω_2, ω_3 がS 平面上の半平面に位置するため、図 1.5.14 (d)に示すように不安定になります。

表 1.5.3 741 形オペアンプ・ボルテージフォロア線形モデルの極 (× 1e07)

差動ゲイン A_0	位相余裕 φ	第1極 ω_1	第2極 ω_2	第3極 ω_3
106dB (設計値)	$\varphi = 57.4^\circ$	-6.4319	-0.5540+0.680i	-0.5540+0.680i
129dB (23dB 増加)	$\varphi \approx 0^\circ$	-7.6945	0.0773+3.0133i	0.0773-3.0133i
132dB (26dB 増加)	$\varphi < 0^\circ$	-8.0762	0.2682+3.4865i	0.2682-3.4865i

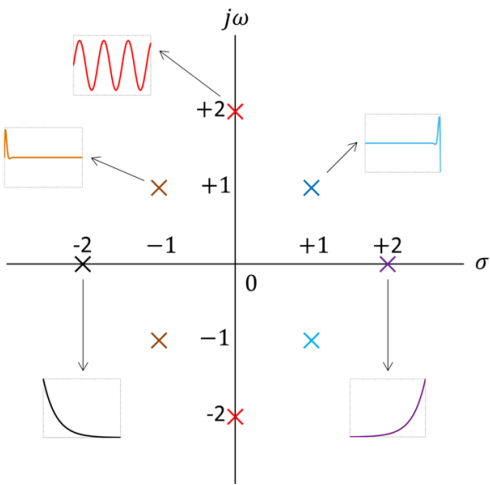


図 1.5.12 伝達関数の極位置と安定性

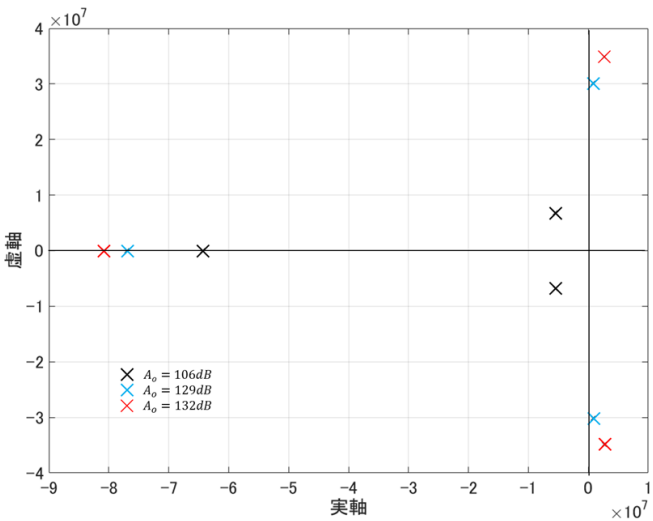


図 1.5.13 741 形オペアンプ線形マクロモデルの極位置

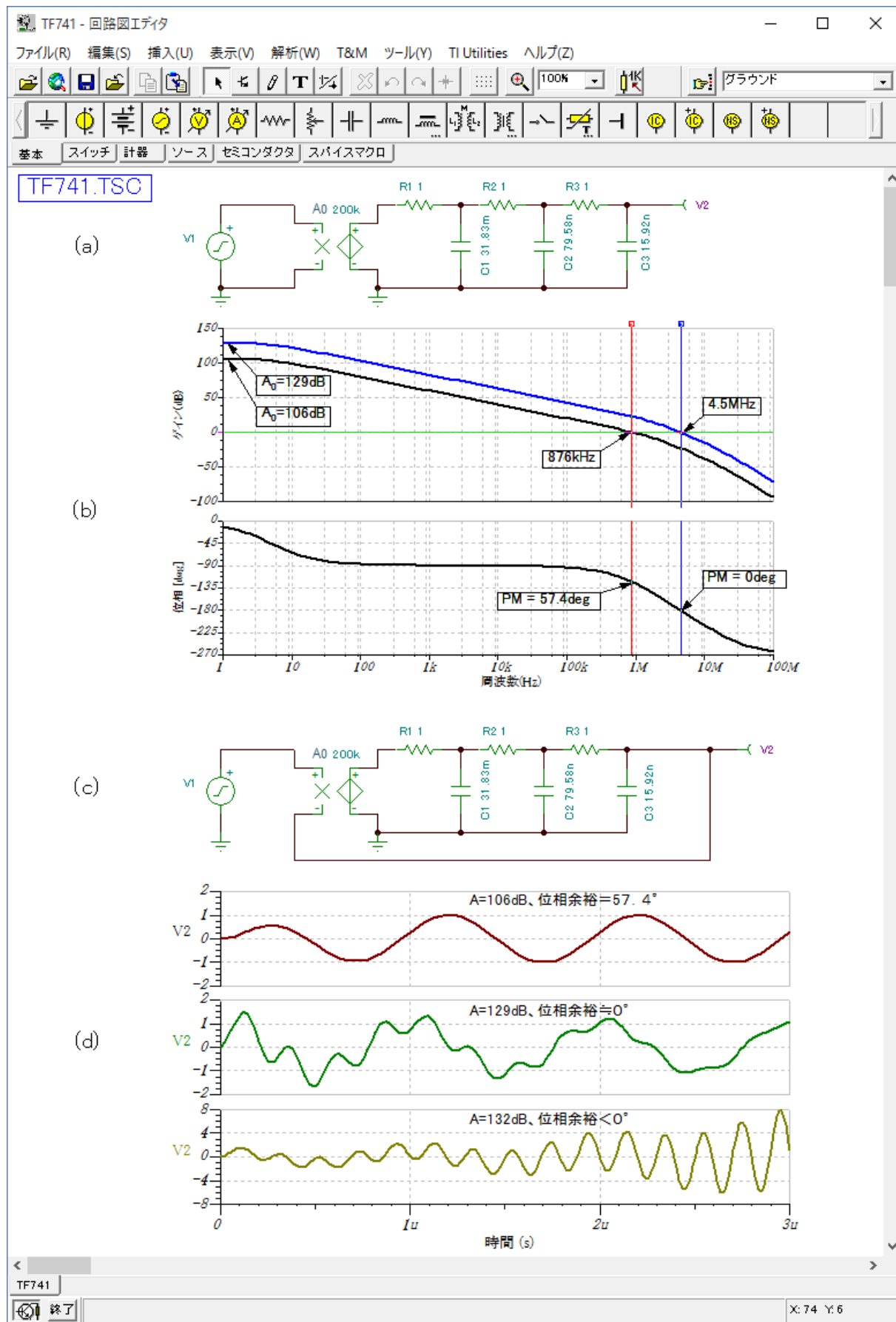


図 1.5.14 741 形オペアンプの線形マクロモデル

ラプラス変換式

TINA-TI の AC 解析では、電圧制御電圧源 (VCVS) と電圧制御電流源 (VCCS) を使用し、伝達関数をラプラス変換式で記述することができます。

書式：

電圧制御電圧源 (voltage controlled voltage source, VCVS)

E<name>__< (+) node >__< (-) node >__LAPLACE { < expression > } = { < transform > }

電圧制御電流源 (voltage controlled current source, VCCS)

G<name>__< (+) node >__< (-) node >__LAPLACE { < expression > } = { < transform > }

ここで、< > 内は必須の項目、__ はスペースを示します。

例： 下記の伝達関数 $T(s)$ で表される 1 次遅れシステムの AC 伝達特性の解析手順。(図 1.5.15 参照)

$$T(s) = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{2\pi f_c}} = \frac{1}{1 + \frac{s}{2\pi \times 1\text{Hz}}}$$

- 下記のマクロ・ファイル (SecondOrderLag.mod) をテキストエディタで作成します。
* FirstOrderLag.MOD
.SUBCKT LAPLACE IN OUT PARAMS: A0=1 FC=1
E OUT 0 LAPLACE {V(IN)}={A0/(1+s/(2*3.14*FC))}
.ENDS
- TINA-TI の ツール(Y)-新規マクロウィザード を立ち上げマクロモデル(SecondOrderLag.tsm)を作成し配置する。
- V_1, V_2 を追加し 解析(W)-AC 解析-AC 伝達特性 から振幅&位相ダイアグラムを選択する。

キーワード LAPLACE がラプラス変換式による記述を示します。<expression>に記述されている値が変換式の入力となります。<transform> はラプラス変数 s を使用した数式を記述します。ここでは、電圧、電流、時間を変数にすることはできません。TINA-TI では、ラプラス変換式による記述が可能なのは AC 解析だけであり DC 解析、過渡解析では記述できません。

式 1.3.39 に示した 741 形オペアンプ線形マクロモデルの伝達関数をラプラス変換式で解析した例を図 1.5.16 に示します。

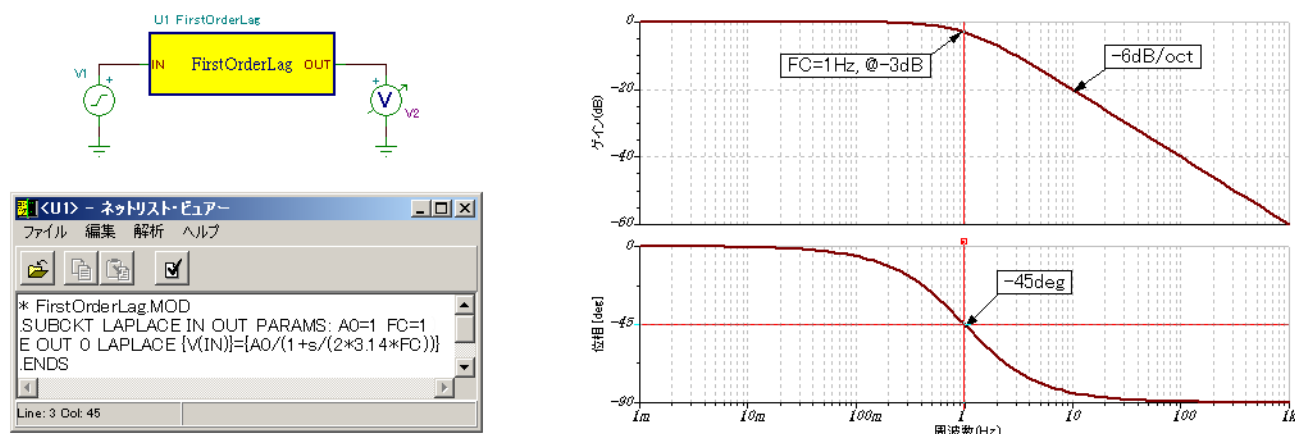


図 1.5.15 1 次遅れシステムのラプラス変換式による AC 伝達特性の解析例

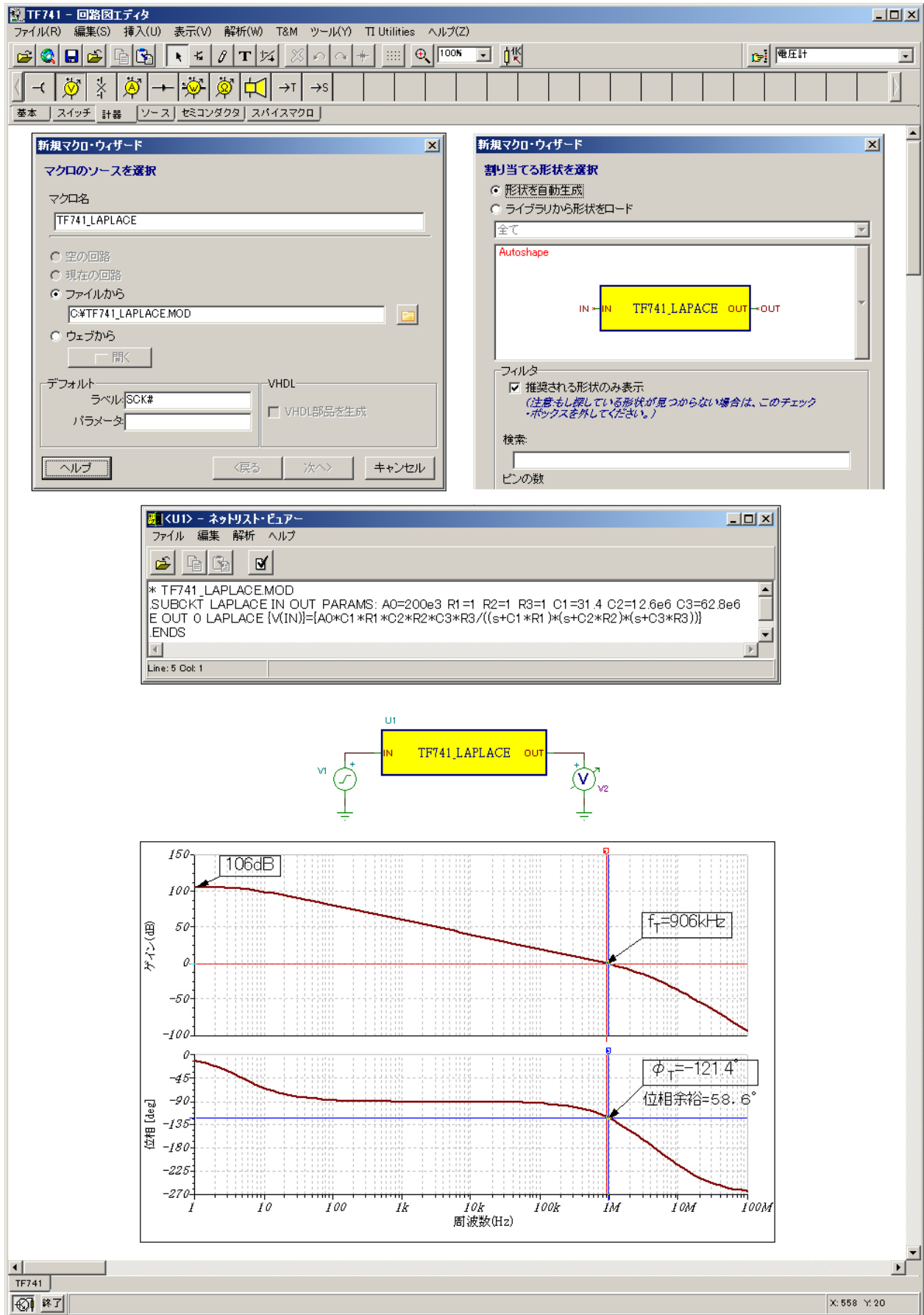


図 1.5.16 741 形オペアンプ線形マクロモデル伝達関数のラプラス変換式による解析例

1.5.2 トランジスタ回路のAC解析

小信号モデル

AC 解析に使用される SPICE-BJT エバース・モデル小信号モデルを図 1.5.17 に示します。小信号モデルでは図 1.5.18 のように非線形電流源 I_C を動作点で微分し、式 1.5.46～式 1.5.53 に示す線形の枝構成式を持つ g_{mF} , g_{mR} , r_π , r_μ , r_o に変換しています。

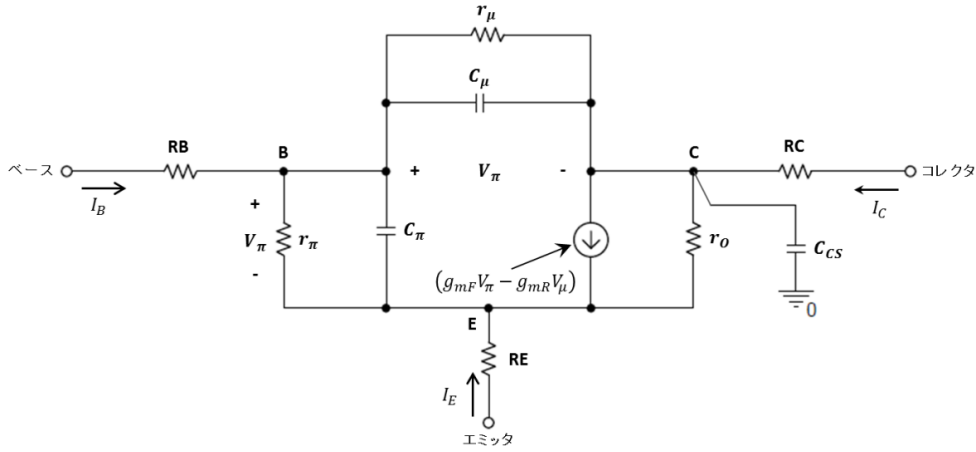


図 1.5.17 SPICE2-BJT エバース・モデル小信号モデル

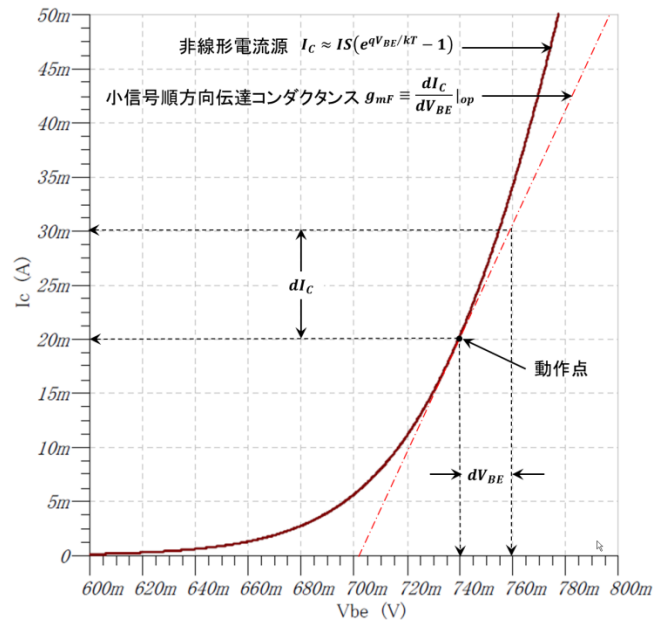


図 1.5.18 小信号順方向伝達コンダクタンス g_{mF}

枝構成式：

$$g_{mF} \equiv \frac{dI_C}{dV_{BE}}|_{op} = \frac{q}{kT} I_S e^{qV_{BE}/kT} = \frac{I_C}{V_T}|_{op} \quad \dots \text{式 1.5.46}$$

$$g_{mR} \equiv \frac{dI_C}{dV_{BC}}|_{op} = \frac{q}{kT} I_S e^{qV_{BC}/kT} \quad \dots \text{式 1.5.47}$$

$$g_\pi \equiv \frac{dI_B}{dV_{BE}}|_{op} = \frac{1}{r_\pi} = \frac{g_{mF}}{\beta_F} \quad \dots \text{式 1.5.48}$$

$$g_o \equiv \frac{dI_C}{dV_{BC}}|_{op} = \frac{1}{r_o} = \frac{g_{mF} kT}{qV_{AF}} = \frac{I_C}{V_{AF}}|_{op} \quad \dots \text{式 1.5.49}$$

$$g_\mu \equiv \frac{dI_B}{dV_{BC}}|_{op} = \frac{1}{r_\mu} = \frac{g_{mR}}{\beta_R} \quad \dots \text{式 1.5.50}$$

$$C_{\pi} = g_{mF}TF + CJE \left(1 - \frac{V_{BE}}{V_{JE}}\right)^{-MJE} \quad \dots \text{式 1.5.51}$$

$$C_{\mu} = g_{mR}TR + CJC \left(1 - \frac{V_{BC}}{V_{JC}}\right)^{-MJC} \quad \dots \text{式 1.5.52}$$

$$C_{CS} = CJS \left(1 - \frac{V_{CS}}{V_{JS}}\right)^{-MJS} \quad \dots \text{式 1.5.53}$$

ここで、RB, RE, RC, IS, BF, VAF, BR, TF, CJE, VJS, MJE, TR, CJC, VJC, MJC, CJS, VJS, MJS は表 1.5.4 に示す SPICE2-BJT モデルパラメータです。

名前	モデルパラメータ	単位	デフォルト	P2N2222A
IS	接合飽和電流	[A]	1.00E-16	9.79f
BF	順方向電流増幅率(エミッタ接地)の理想最大値	[-]	100	354
NF	順方向電流エミッション係数	[-]	1	1
VAF	順方向アーリー電圧	[V]	∞	56.7
IKF	順方向ベータが大電流でロールオフを始める点の電流	[A]	∞	153m
ISE	ベース-エミッタ間リーケージ飽和電流	[A]	0	179f
NE	ベース-エミッタ間リーケージ・エミッション係数	[-]	1.5	1.5
BR	逆方向電流増幅率(エミッタ接地)の理想最大値	[-]	1	5
NR	逆方向電流エミッション係数	[-]	1	1
VAR	逆方向アーリー電圧	[V]	∞	28.3
IKR	逆方向ベータが大電流でロールオフを始める点の電流	[A]	∞	153m
ISC	ベース-コレクタ間リーケージ飽和電流	[A]	0	179f
NC	ベース-コレクタ間リーケージ・エミッション係数	[-]	2.0	1.5
RC	コレクタ抵抗	[Ohm]	0	1
RE	エミッタ抵抗	[Ohm]	0	299m
RB	ゼロバイアス時のベース抵抗	[Ohm]	0	10
RBM	ベース抵抗の最小値	[Ohm]	RB	-
IRB	ベース抵抗がRBMの1/2になる電流	[A]	∞	-
TF	順方向遷移時間の理想値	[s]	0	531p
XTF	遷移時間 τ_f のバイアス依存係数	[-]	0	-
VTF	遷移時間 τ_f のベース-コレクタ電圧依存度	[V]	∞	-
ITF	遷移時間 τ_f のコレクタ電流依存度	[A]	0	-
PTF	周波数 $1/(2\pi \cdot \tau_f)$ Hz における位相値	[degrees]	0	-
TR	逆方向遷移時間の理想値	[s]	0	69n
CJE	ベース-エミッタ間ゼロバイアス p_n 接合容量	[F]	0	26p
VJE	ベース-エミッタ間拡散電位差	[V]	0.75	316m
MJE	ベース-エミッタ間接合傾斜ファクター	[-]	0.33	279m
CJC	ベース-コレクタ間ゼロバイアス p_n 接合容量	[F]	0	12p
VJC	ベース-コレクタ間拡散電位差	[V]	0.75	157m
MJC	ベース-コレクタ間接合傾斜ファクター	[-]	0.33	268m
XCJC	ベース抵抗に接続されるCJCのフラクション	[-]	1	-
CJS	コレクター-サブストレート間ゼロバイアス p_n 接合容量	[F]	0	0
VJS	コレクター-サブストレート間拡散電位差	[V]	0.75	750m
MJS	コレクター-サブストレート間接合傾斜ファクター	[-]	0	0
EG	バンドギャップ・エネルギー	[eV]	1.11	-
XTI	接合飽和電流 IS の温度特性係数	[-]	3	-
XTB	順方向ベータおよび逆方向ベータの温度係数	[-]	0	-
FC	順方向バイアス時の空乏層容量係数	[-]	0.5	-
KF	フリッカ雑音係数	[-]	0	-
AF	フリッカ雑音指数	[-]	1	-

表 1.5.4 SPICE2-BJT モデルパラメータ

遷移周波数

トランジスタの周波数応答能力を表す遷移周波数 f_T は、図 1.5.19 に示す交流等価回路において、電流利得(i_c/i_B)の絶対値が 1 になる周波数として規定されます。

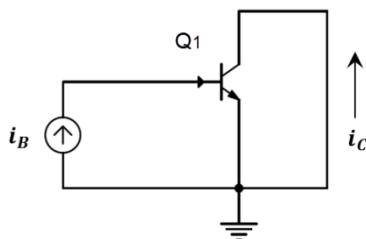


図 1.5.19 遷移周波数 f_T 測定用の交流等価回路

図 1.5.19 の Q_1 を npn バイポーラトランジスタ P2N2222A ($V_{CE0} = 40\text{Vdc max}$, $I_C = 600\text{mA dc max}$, $f_T = 300\text{MHz min.}$) のエバース・モル小信号モデルに置き換えると図 1.5.20 の簡略等価回路が得られます。

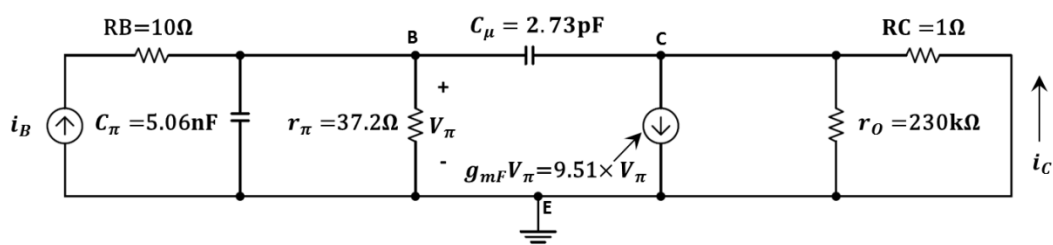


図 1.5.20 P2N2222A の小信号モデルを用いた遷移周波数 f_T 測定用の簡略等価回路 ($I_C = 250\text{mA}$)

図 1.5.20 の電流利得伝達関数 $W(s)$ は下式で表されます。

$$W(s) = \frac{i_c(s)}{i_B(s)} \approx \frac{-g_{mF} \cdot R_\pi}{-1 + (-C_\mu - C_\pi + g_{mF} \cdot C_\mu) \cdot R_\pi \cdot s} = \frac{353.77}{1 + 1.87 \times 10^{-7} \cdot s} = \frac{353.77}{1 + \frac{s}{5.35 \times 10^6}} \quad \dots \text{式 1.5.54}$$

式 1.5.54 と図 1.5.21 および図 1.5.22 から $f_T = 353.77 \times 5.35 \times 10^6 = 1.89 \times 10^9 [\text{rad}] \approx 300 \times 10^6 [\text{Hz}]$ が得られます。

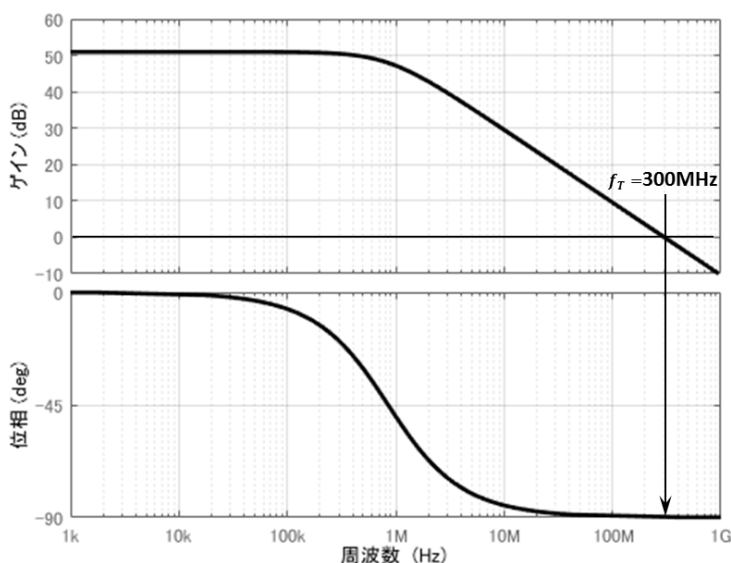


図 1.5.21 電流利得伝達関数 $W(s)$ のボードプロット

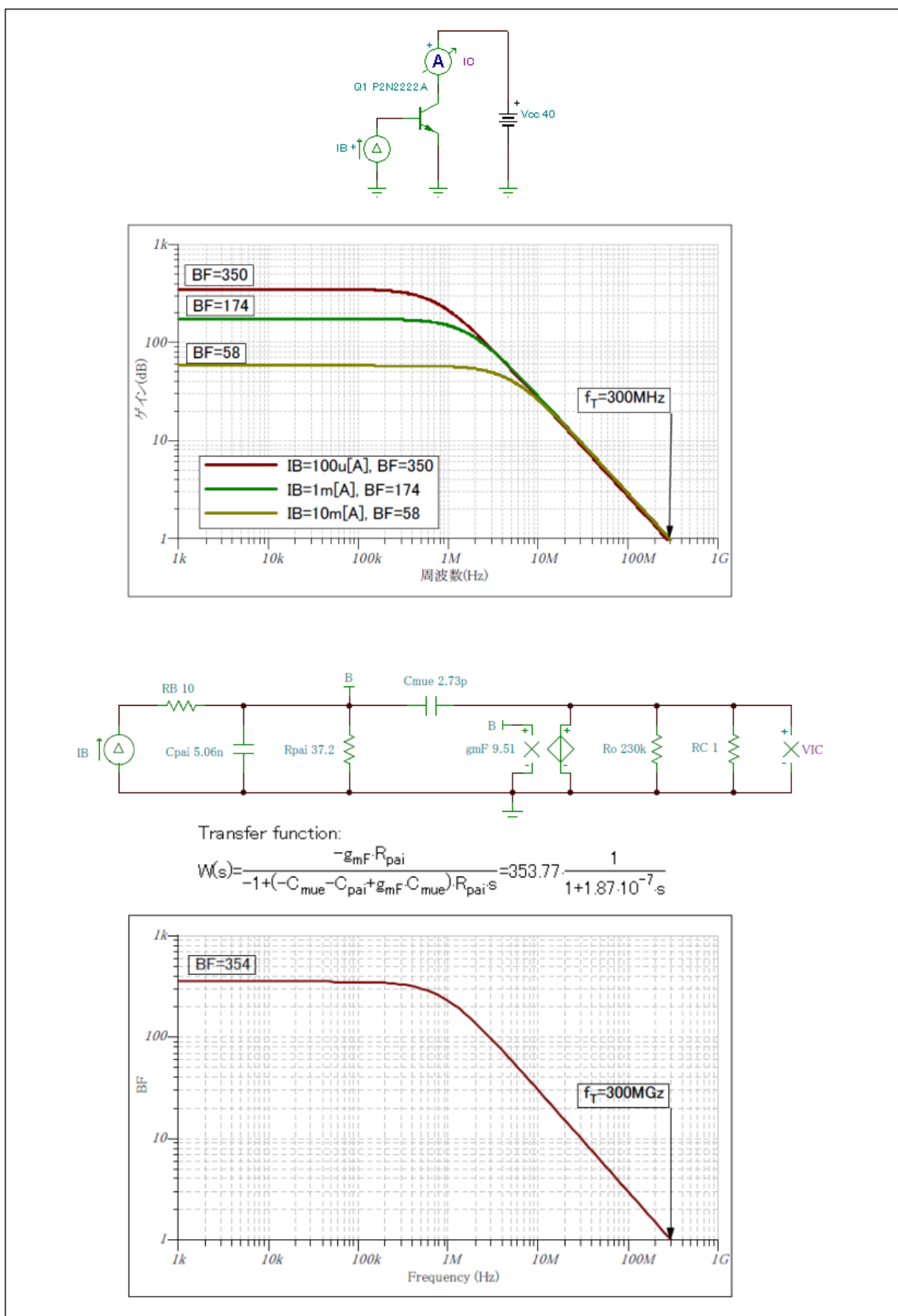


図 1.5.22 P2N2222A の小信号モデルを用いた遷移周波数 f_T の解析例

雑音解析

トランジスタの雑音は、素子の内部におけるわずかな電流の揺らぎによるもので、電子の熱運動や、素子の構造と組成に関係します。電荷は電子の電荷量 ($1.60217 \times 10^{19}[\text{C}]$) を単位とする離散量であるため、電流には本質的にゆらぎ(雑音)があります。

図 1.5.23 に SPICE2-BJT 雑音等価回路を示します。雑音源はベース抵抗 r_B , コレクタ抵抗 r_C , エミッタ抵抗 r_E の熱雑音を表す i_{rB}, i_{rC}, i_{rE} 、コレクタ電流のショット雑音を表す i_C 、ベース電流のショット雑音とフリッカ雑音を表す i_B で表現され、式 1.5.55 ~ 式 1.5.59 で表されます。

熱雑音は電子の熱運動によるもので、抵抗 $R[\Omega]$ の 2 乗平均熱雑音電圧は $\overline{v^2} = 4kTR\Delta f$ となります。室温において $1\text{k}\Omega$ の抵抗が発生する熱雑音電圧は $\sqrt{\overline{v^2}} = \sqrt{4 \times 1.3806504\text{e} - 23[\text{J/K}] \times 300.15[\text{K}] \times 1000[\Omega] \times 1[\text{Hz}]} \cong 4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ となります。

ショット雑音は pn 接合電流のゆらぎによるもので、平均電流 I_D , 帯域幅 Δf の 2 乗平均雑音電流は $\overline{i^2} = 2qI_D\Delta f$ となります。 $I_D = 1\text{mA}, \Delta f = 1\text{MHz}$ のショット雑音電流は $\sqrt{\overline{i^2}} = \sqrt{2 \times 1.602176487\text{e} - 19[\text{C}] \times 1\text{e} - 3[\text{A}] \times 1\text{e}6[\text{Hz}]} \cong 18 \text{ nA}$ となります。

フリッカ雑音 ($1/f$ 雑音) は pn 接合の空乏層における汚染や結晶欠陥などによるもので、2 乗平均雑音電流のスペクトル密度は $\overline{i^2} = K_1 \times (I^a/f^b) \times \Delta f$ で表されます。 I は直流電流、 K_1 は素子固有の定数、 a は 0.5 から 2 の間の定数、 b はおよそ 1 の定数です。

熱雑音、ショット・ノイズ、フリッカ・ノイズの外に、重金属イオン濃度に関係することが知られているバースト雑音 (ポップコーン・ノイズ)、np 接合のツェナーまたはアバランシュ降伏によって発生するアバランシュ雑音がありますが、SPICE のモデルパラメータはバースト雑音とアバランシュ雑音を含みません。

$$\overline{i_{rB}^2} = \frac{4kT}{r_B} \Delta f \quad \dots \text{式 1.5.55}$$

$$\overline{i_{rC}^2} = \frac{4kT}{r_C} \Delta f \quad \dots \text{式 1.5.56}$$

$$\overline{i_{rE}^2} = \frac{4kT}{r_E} \Delta f \quad \dots \text{式 1.5.57}$$

$$\overline{i_C^2} = 2qI_C\Delta f \quad \dots \text{式 1.5.58}$$

$$\overline{i_B^2} = 2qI_B\Delta f + \text{KF} \frac{I_B^{\text{AF}}}{f} \Delta f \quad \dots \text{式 1.5.59}$$

ここで、 Δf は帯域幅、 f は周波数、KF と AF は表 1.5.4 のフリッカ雑音係数、フリッカ雑音指数です。

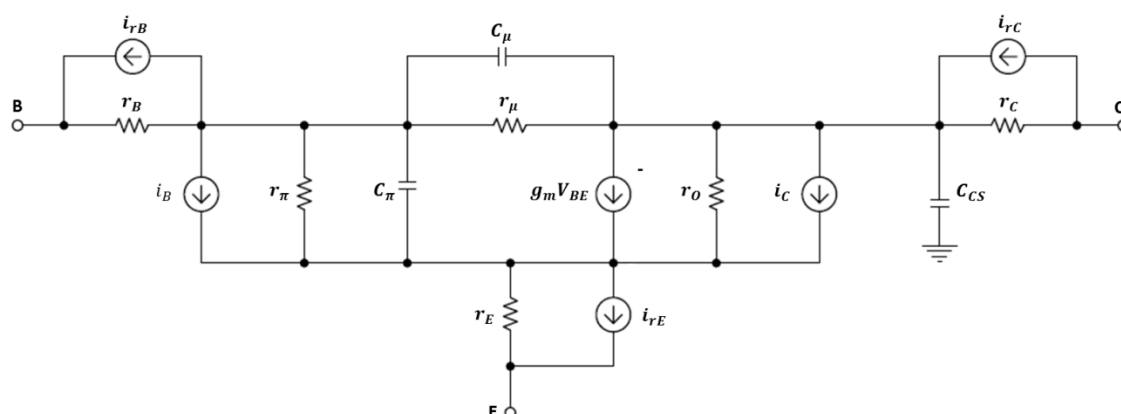


図 1.5.23 SPICE2-BJT 雑音等価回路

図 1.5. 24 に示す低雑音 npn トランジスタ 2SC1815 ($V_{CE0} = 50V$, $I_C = 150mA$) の SPICE モデルを使用したエミッタ接地回路の出力電圧雑音密度と入力換算電圧雑音密度のシミュレーション例を図 1.5.25 (a), (b) に示します

出力電圧雑音密度は、表 1.5.5 に示す各素子 (RB, RC, Q1) の 2 乗平均雑音の平方和として下式のように計算されます。

$$\text{出力電圧雑音密度}(10\text{Hz}) = \sqrt{1.706\text{E} - 15^2 + 1.599\text{E} - 17^2 + 1.410\text{E} - 13^2} = 3.777\text{E} - 07 (\text{V}/\sqrt{\text{Hz}})$$

総合出力電圧雑音は、出力電圧雑音密度の 2 乗を積分し、その平方根から求めたもので、図 1.5.26 (a) に示すように、対象となる周波数帯域内の雑音を実効値電圧 (V_{rms}) で表したものです。TINA-TI では、図 1.5.26 (a) に示すように、周波数帯域の下限と上限にカーソルを配置して、対象となる周波数帯域の総合出力電圧雑音を表示することができます。

信号対雑音比は、図 1.5.26 (b) に示すように、ノイズ解析ダイアログボックスで設定した任意の S/N 信号振幅と、総合出力電圧雑音の比 $\{20 \times \log_{10}(\text{総合出力電圧雑音}/\text{S/N 信号振幅})\}$ を表示したものです。

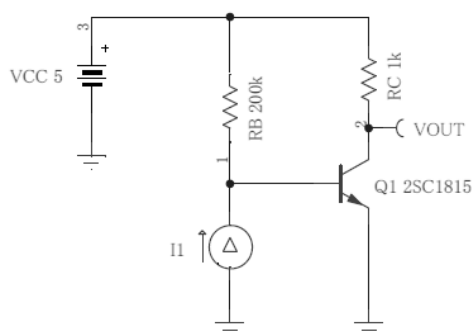


図 1.5.24 2SC1815 エミッタ接地回路

表 1.5.5 2SC1815 エミッタ接地回路の雑音

周波数 [Hz]	2 乗平均音電圧 ($\sqrt{v^2}/\text{Hz}$)			出力電圧雑音密度 ($\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$)	ゲイン (VOUT/I_1)	入力換算電流雑音密度 ($\text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$)
	RB	RC	Q1			
10	1.706E - 15	1.599E - 17	1.410E - 13	3.777E - 07	1.435E + 05	2.633E - 12
100	1.706E - 15	1.599E - 17	1.410E - 13	3.777E - 07	1.435E + 05	2.633E - 12
1k	1.706E - 15	1.599E - 17	1.410E - 13	3.777E - 07	1.435E + 05	2.633E - 12
10k	1.704E - 15	1.597E - 17	1.408E - 13	3.775E - 07	1.434E + 05	2.633E - 12
100k	1.508E - 15	1.416E - 17	1.246E - 13	3.551E - 07	1.349E + 05	2.633E - 12
1MEG	1.207E - 16	1.297E - 18	9.978E - 15	1.005E - 07	3.816E + 04	2.634E - 12
10MEG	1.297E - 18	1.904E - 19	1.177E - 16	1.092E - 08	3.956E + 03	2.760E - 12
100MEG	1.241E - 20	1.707E - 19	1.117E - 17	3.370E - 09	3.870E + 02	8.708E - 12
1G	2.385E - 23	3.168E - 20	1.897E - 18	1.389E - 09	1.696E + 01	8.187E - 11

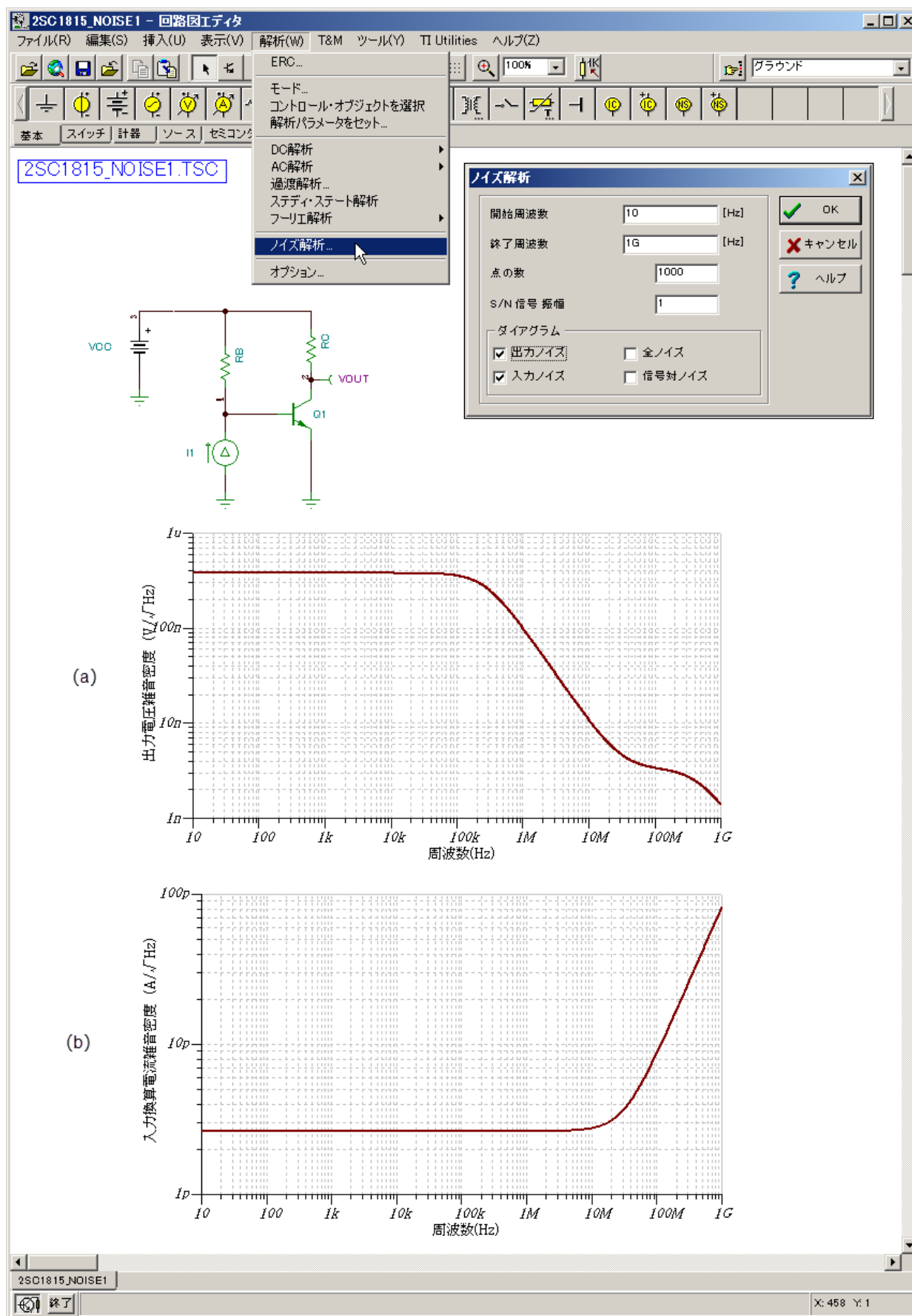


図 1.5.25 2SC1815 エミッタ接地回路の出力電圧雑音密度と入力換算電圧雑音密度

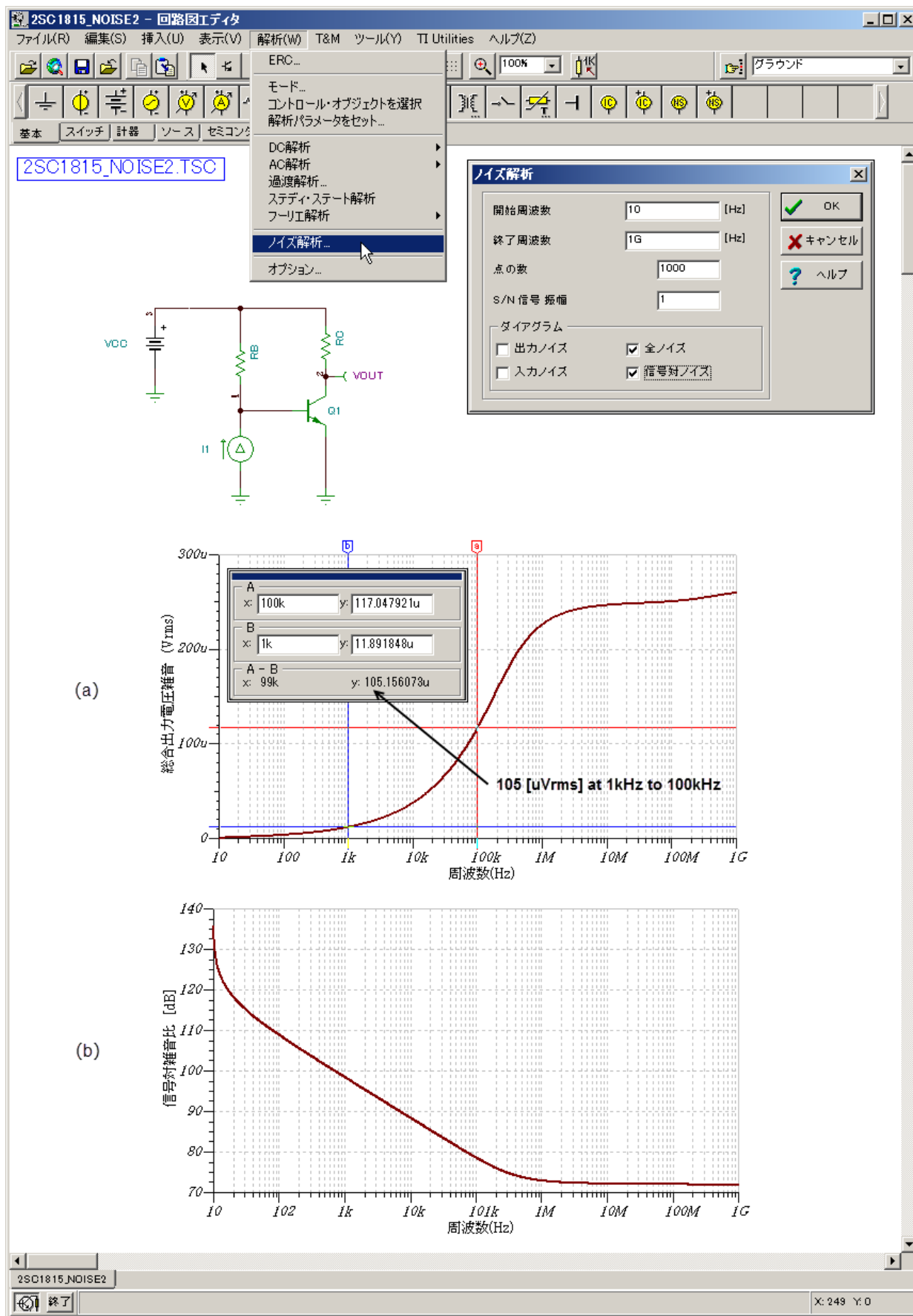


図 1.5.26 2SC1815 エミッタ接地回路の総出力電圧雑音と信号対雑音比

1.5.3 オペアンプ回路のAC解析

オペアンプのマクロモデル

汎用オペアンプのマクロモデル

カリフォルニア大学バークレー校のボイル(Graeme R. Boyle)を中心とするメンバーが1974年に発表した741型オペアンプのマクロモデル(以下741型オペアンプ・ボイルモデル)の回路図を図1.5.27に示します。

741型オペアンプ・ボイルモデルは、差動入力段のnpnトランジスタと出力段のダイオードを除き、線型素子だけで構成した簡潔な回路ながら、下記の特性を精度良く近似しています。

- バイポーラトランジスタによる差動入力特性
- 非線形なDC特性とAC特性
- 電圧／電流オフセット
- 差動／同相ゲイン周波数特性
- スルーレート
- 出力電圧の大振幅特性
- 出力短絡電流制限特性
- 出力インピーダンス

上記には温度特性、雑音特性、歪特性、電源除去比などが含まれないため、オペアンプ・メーカーの多くは、独自に開発した高精度のオペアンプ・マクロモデルを提供しています。

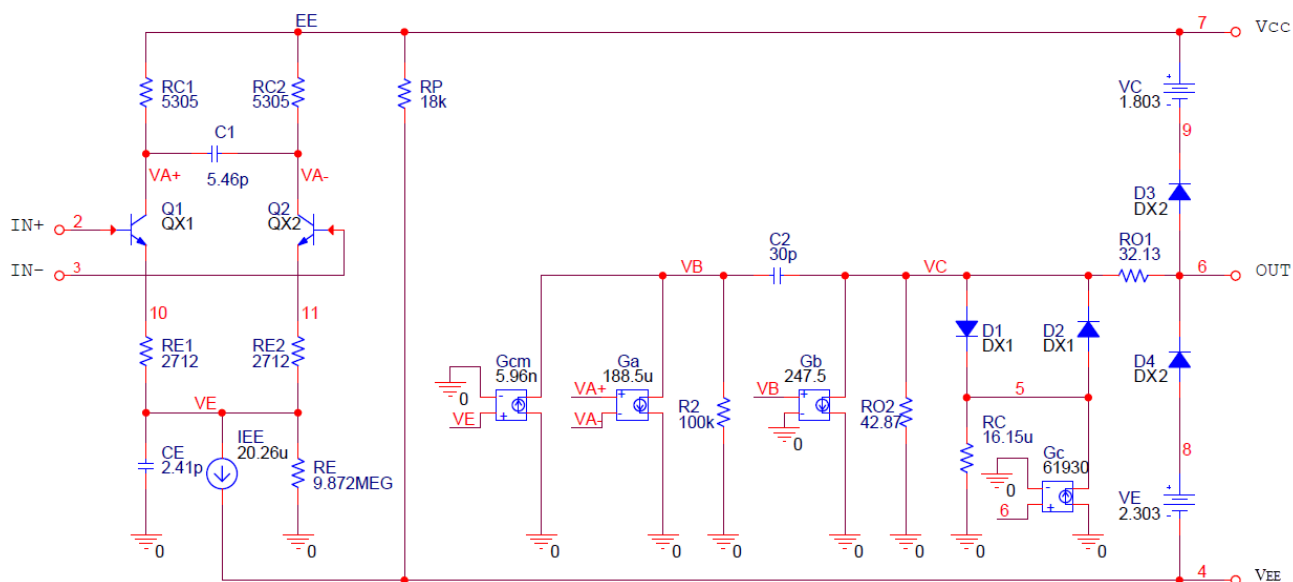


図 1.5.27 741 型オペアンプ・ボイルモデル

高精度オペアンプのマクロモデル

図 1.3.28 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 OPA211 バイポーラ・オペアンプの主な特長を示します。3GHz の遷移周波数と低い $1/f$ ノイズを持つシリコン・ゲルマニウム(SiGe)の電氣的特性がほぼ等しい NPN と PNP トランジスタ、高精度薄膜抵抗、メタル電極キャパシタ、低寄生容量、誘電体分離(SOI)により、下図の代表的特性に示す優れたダイナミック特性と、超低雑音特性を実現しています。



図 1.3.28 OPA211 の主な特長

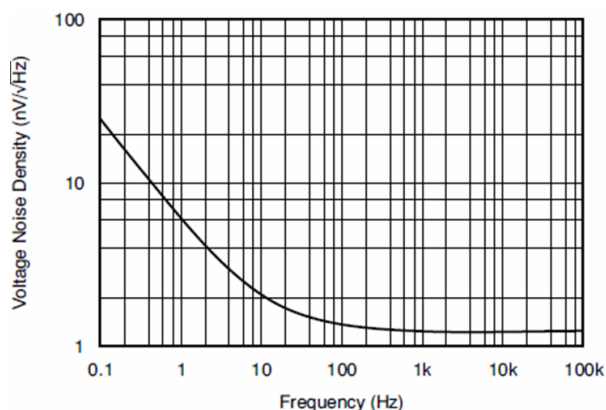


図 1.3.29 OPA211 の入力電圧雑音密度特性

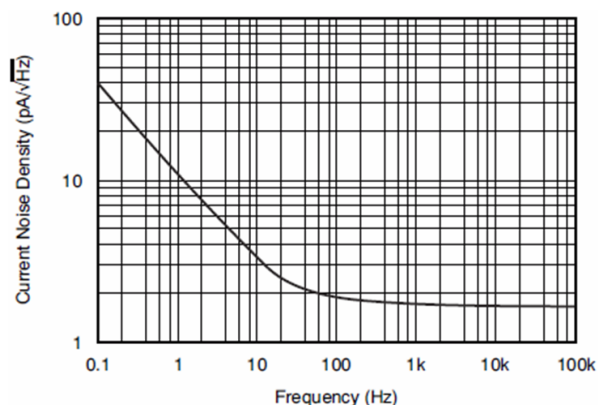


図 1.3.30 OPA211 の入力電流電圧雑音密度特性

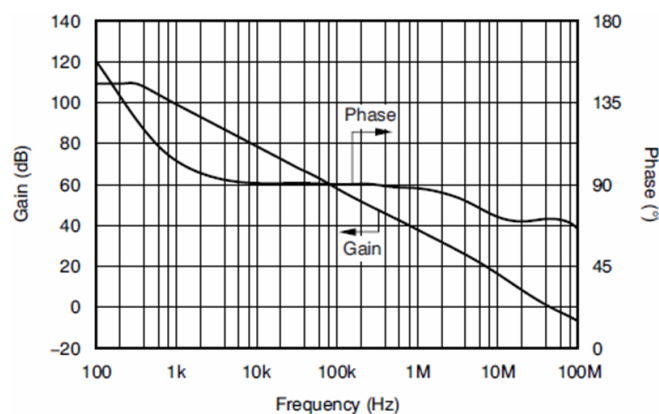


図 1.3.31 OPA211 のオープンループゲイン特性

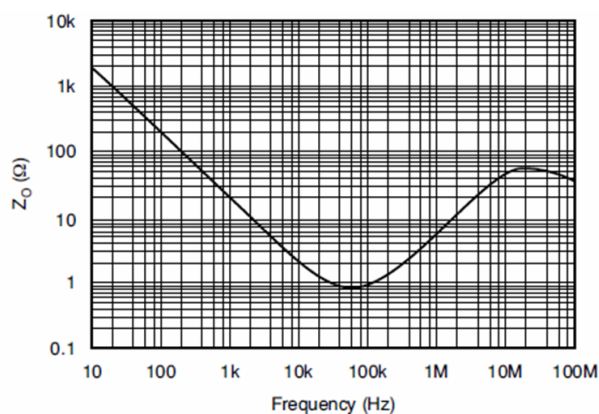


図 1.3.32 OPA211 の開ループ出力インピーダンス特性

OPA211 のマクロモデル(OPA211 TINA-TI Spice Model)の全リストを図 1.5. 43 と図 1.5. 44 に示します。このマクロモデルは図 1.5. 33 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。代表的なシミュレーション例を図 1.5.34～図 1.5.42 に示します。

- 入力電圧雑音特性 (1/F 雑音を含む)
- 入力電流雑音特性 (1/F 雑音を含む)
- 入力バイアス電流特性
- 入力インピーダンス特性
- 入力オフセット電圧温度特性
- スルーレート温度特性
- 0.01% セトリングタイム
- オーバーロード復帰時間
- レール・ツー・レール出力特性
- 開ループ出力インピーダンス特性
- 電源電流対電源電圧温度特性
- 同相除去比の周波数特性
- 電源除去比の周波数特性
- 入力保護ダイオード
- コモンモード入力範囲

```
* BEGIN MODEL OPAY211
* MODEL FEATURES INCLUDE OUTPUT SWING, OUTPUT CURRENT THROUGH
* THE SUPPLY RAILS, RAIL-TO-RAIL OUTPUT STAGE, OUTPUT CURRENT
* LIMIT, OPEN LOOP GAIN AND PHASE WITH RL AND CL EFFECTS,
* SLEW RATE WITH TEMPERATURE EFFECTS, SETTLING TIME TO 0.01 %,
* OVERLOAD RECOVERY TIME, COMMON MODE REJECTION WITH FREQUENCY
* EFFECTS, OUTPUT IMPEDANCE, POWER SUPPLY REJECTION WITH
* FREQUENCY EFFECTS, INPUT VOLTAGE NOISE WITH 1/F AND FEATURE
* AT 20 MEGAHERTZ, INPUT CURRENT NOISE WITH 1/F, INPUT BIAS
* CURRENT, INPUT IMPEDANCE, INPUT COMMON MODE RANGE, INPUT
* OFFSET VOLTAGE WITH TEMPERATURE EFFECTS, AND QUIESCENT
* CURRENT VS VOLTAGE AND TEMPERATURE. MODEL INCLUDES INPUT
* PROTECTION DIODES.
* MODEL DOES NOT INCLUDE SHUTDOWN.
* PINOUT ORDER +IN -IN +V -V OUT
* PINOUT ORDER INP INN Vcc Vee OUT
.SUBCKT OPAY211 INP INN Vcc Vee OUT
.
.
.
.ENDS
* END MODEL OPAY211
```

図 1.5.33 OPA211 TINA-TI Spice Model (コメント欄)

オープンループゲイン特性

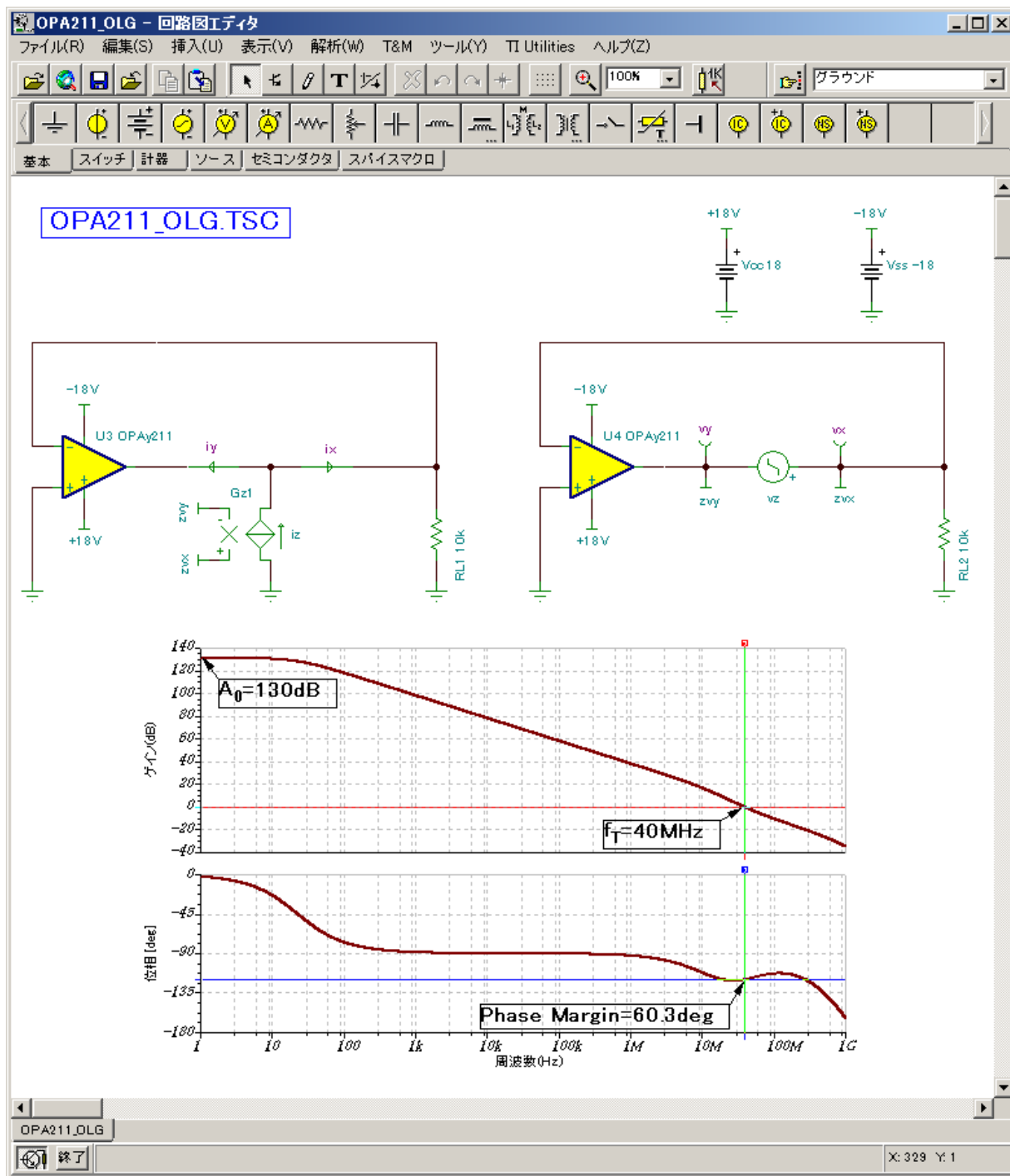


図 1.5.34 オープンループゲイン特性のシミュレーション例

クローズドループゲイン特性

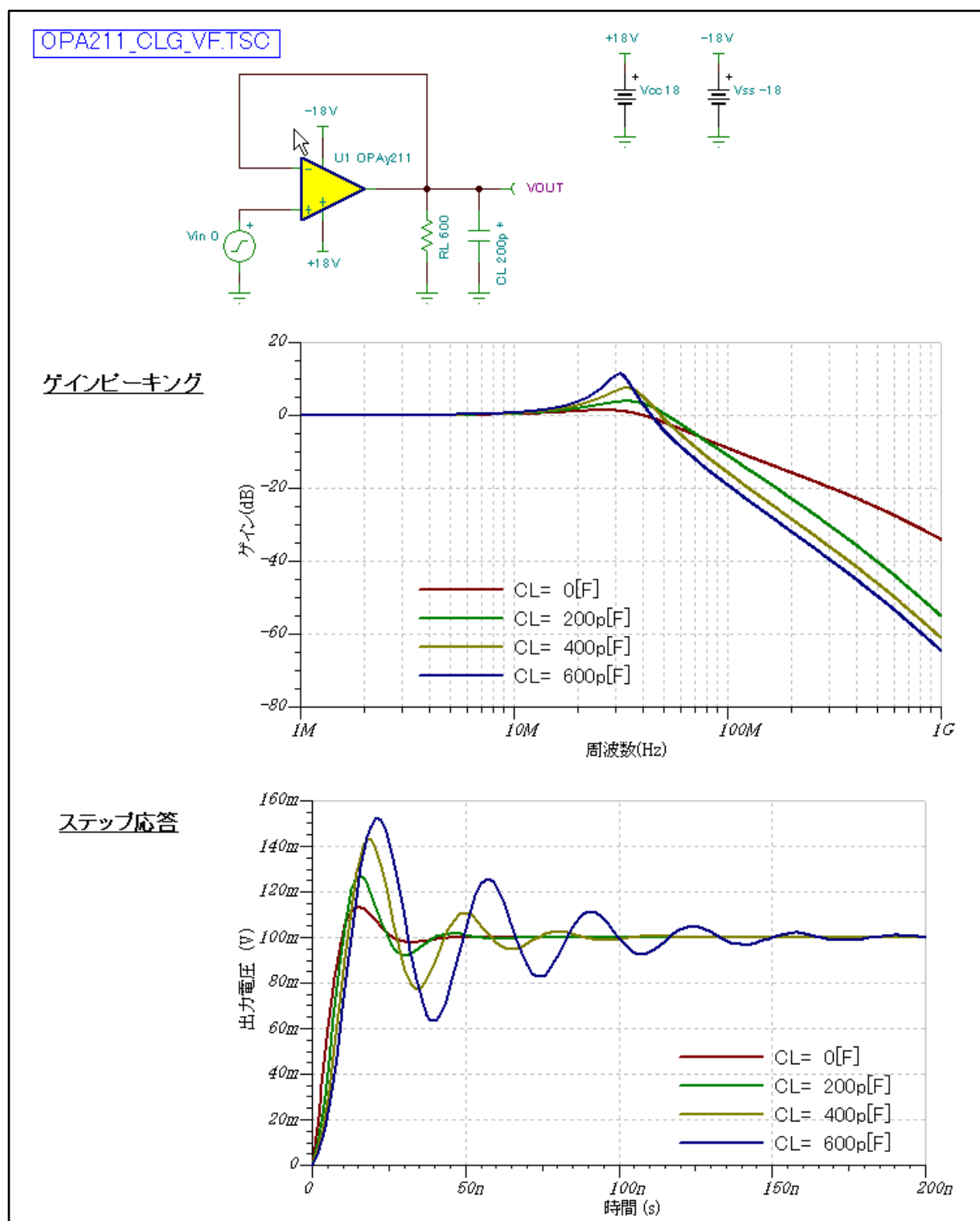


図 1.5.35 クローズドループゲイン特性のシミュレーション例

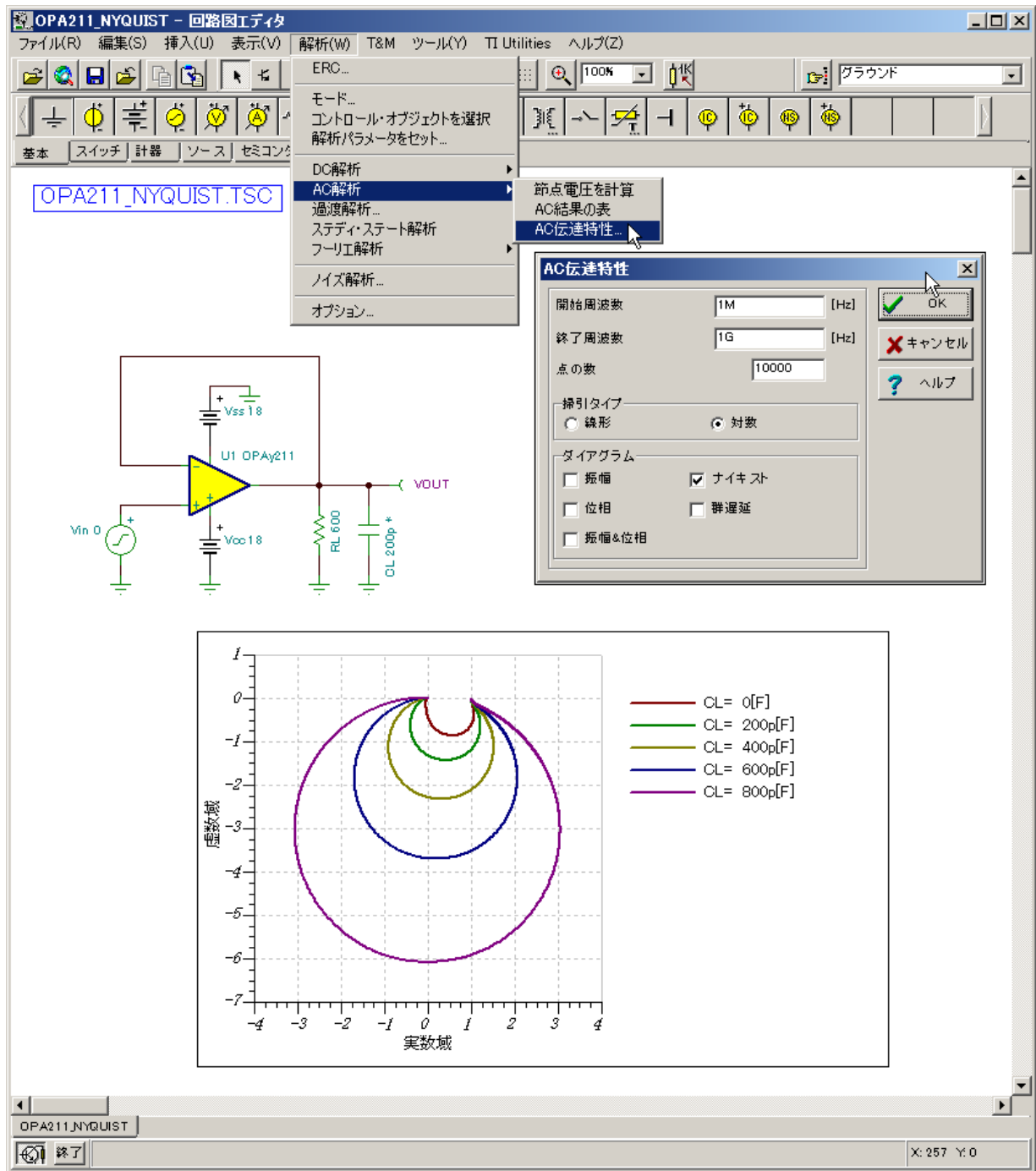


図 1.5.36 ナイキストプロットのシミュレーション例

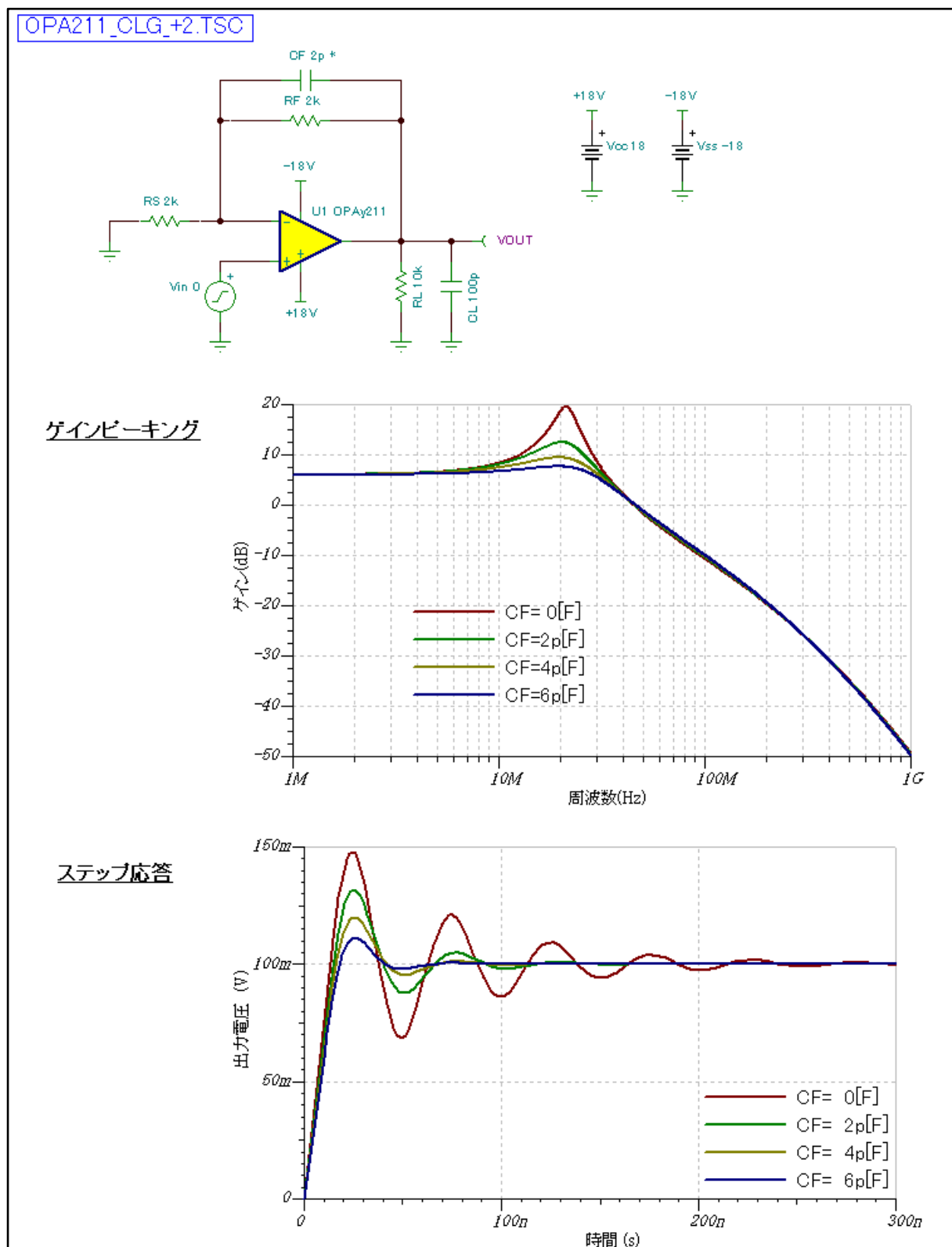


図 1.5.37 フィードバックリード補償のシミュレーション例

雑音特性

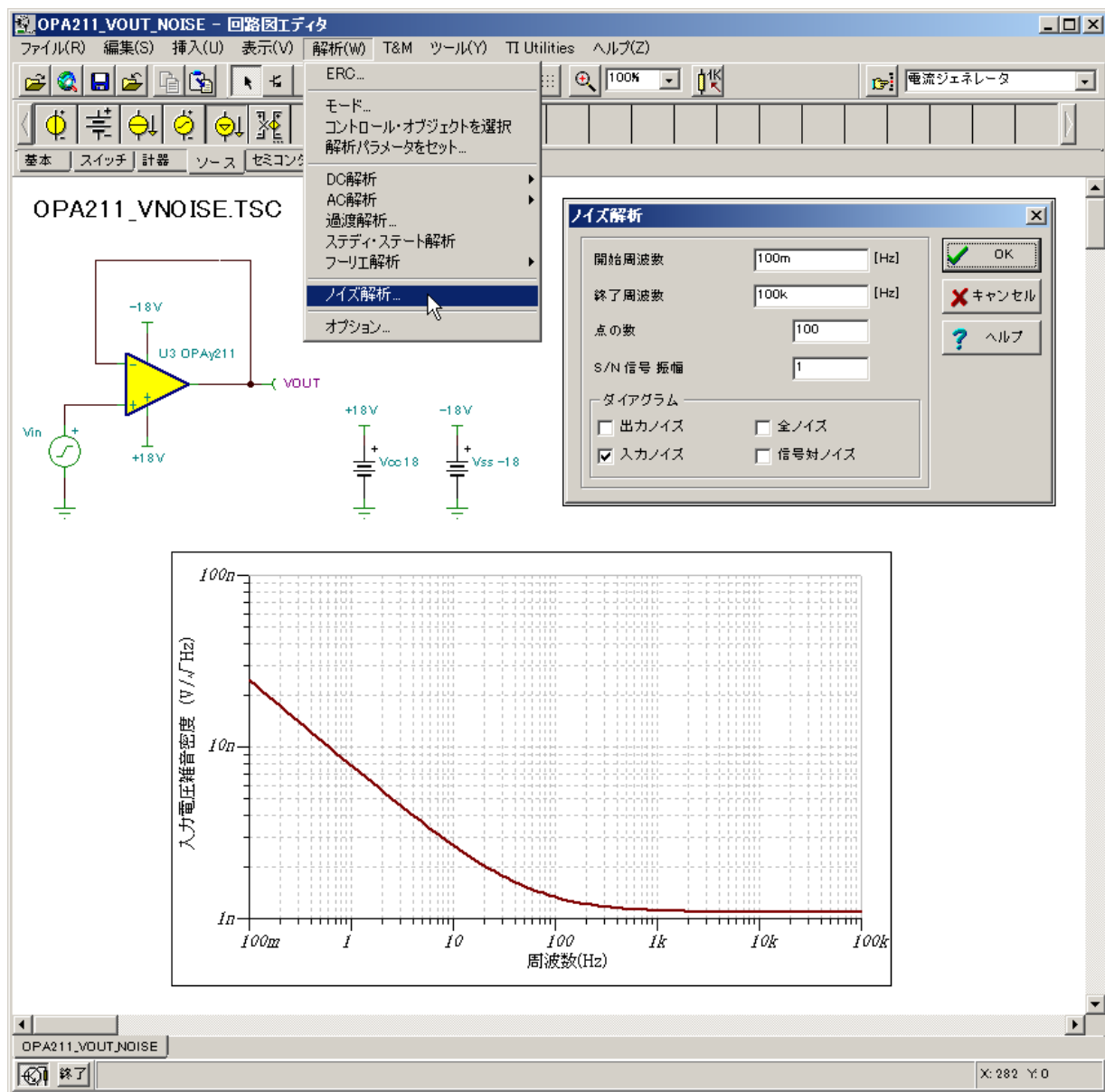


図 1.5.38 入力電圧雑音密度特性のシミュレーション例

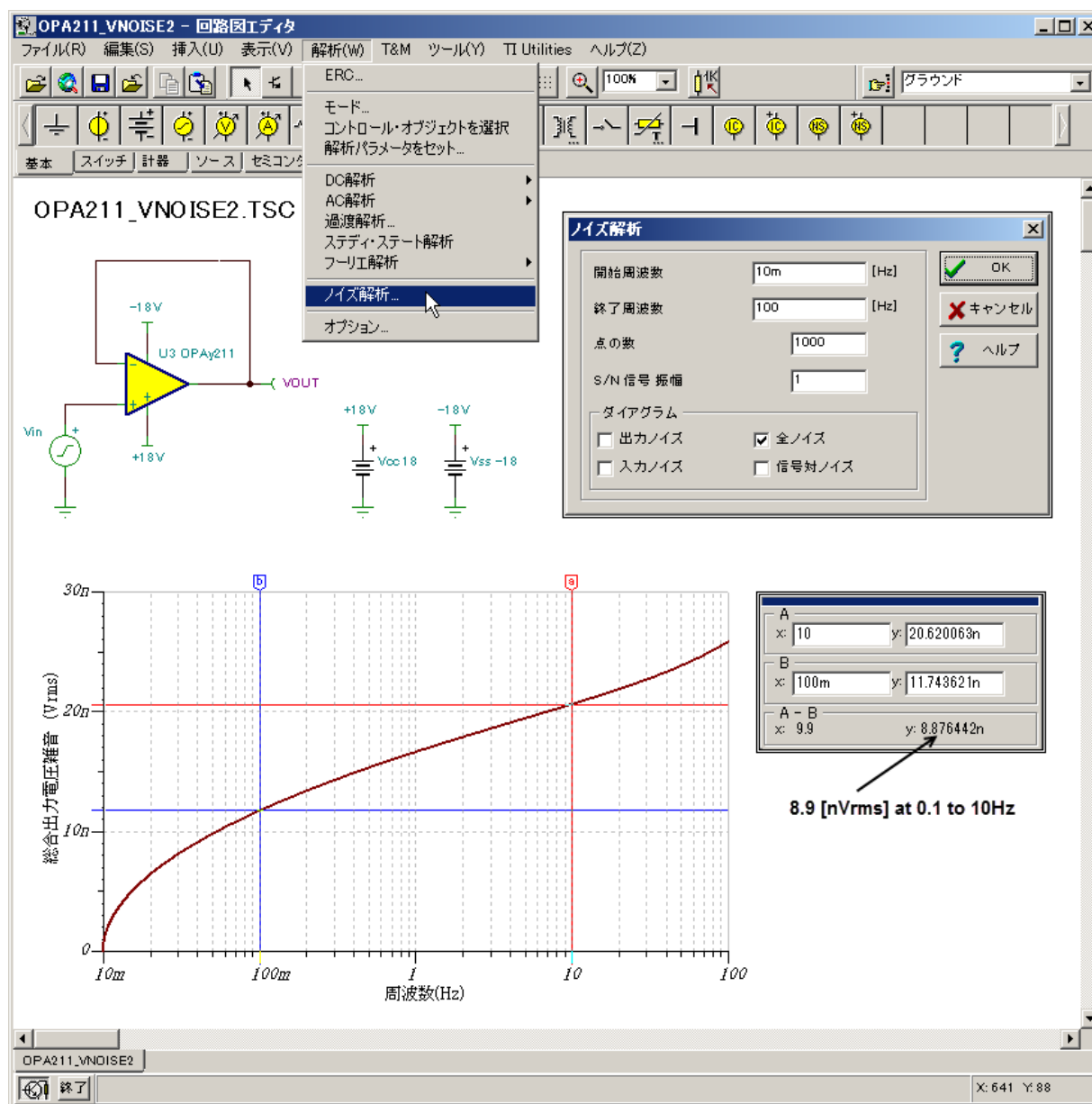


図 1.5.39 総合出力電圧雑音特性のシミュレーション例

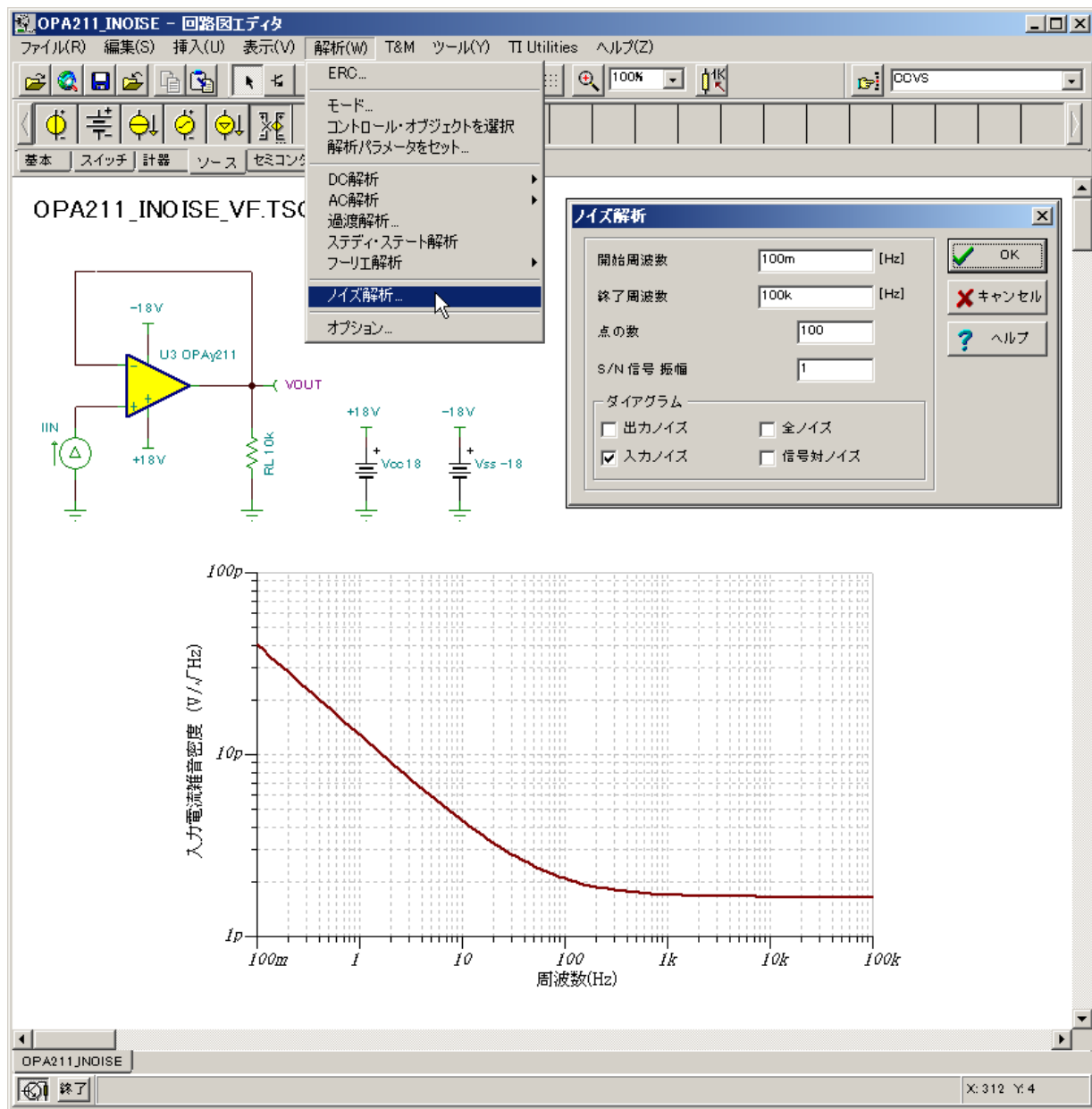


図 1.5.40 入力電流雑音密度特性のシミュレーション例

出力インピーダンス特性

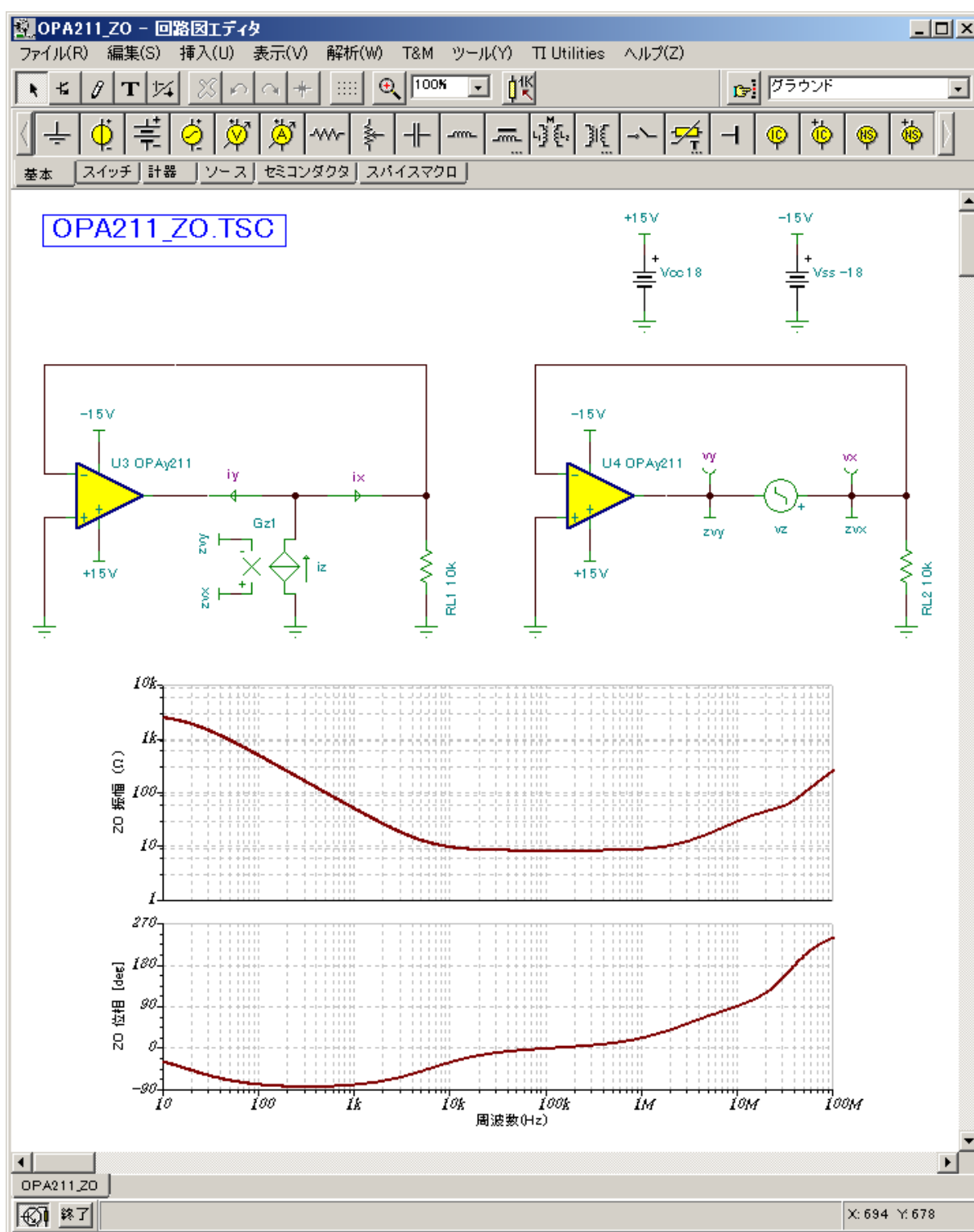


図 1.5.41 出力インピーダンス特性のシミュレーション例

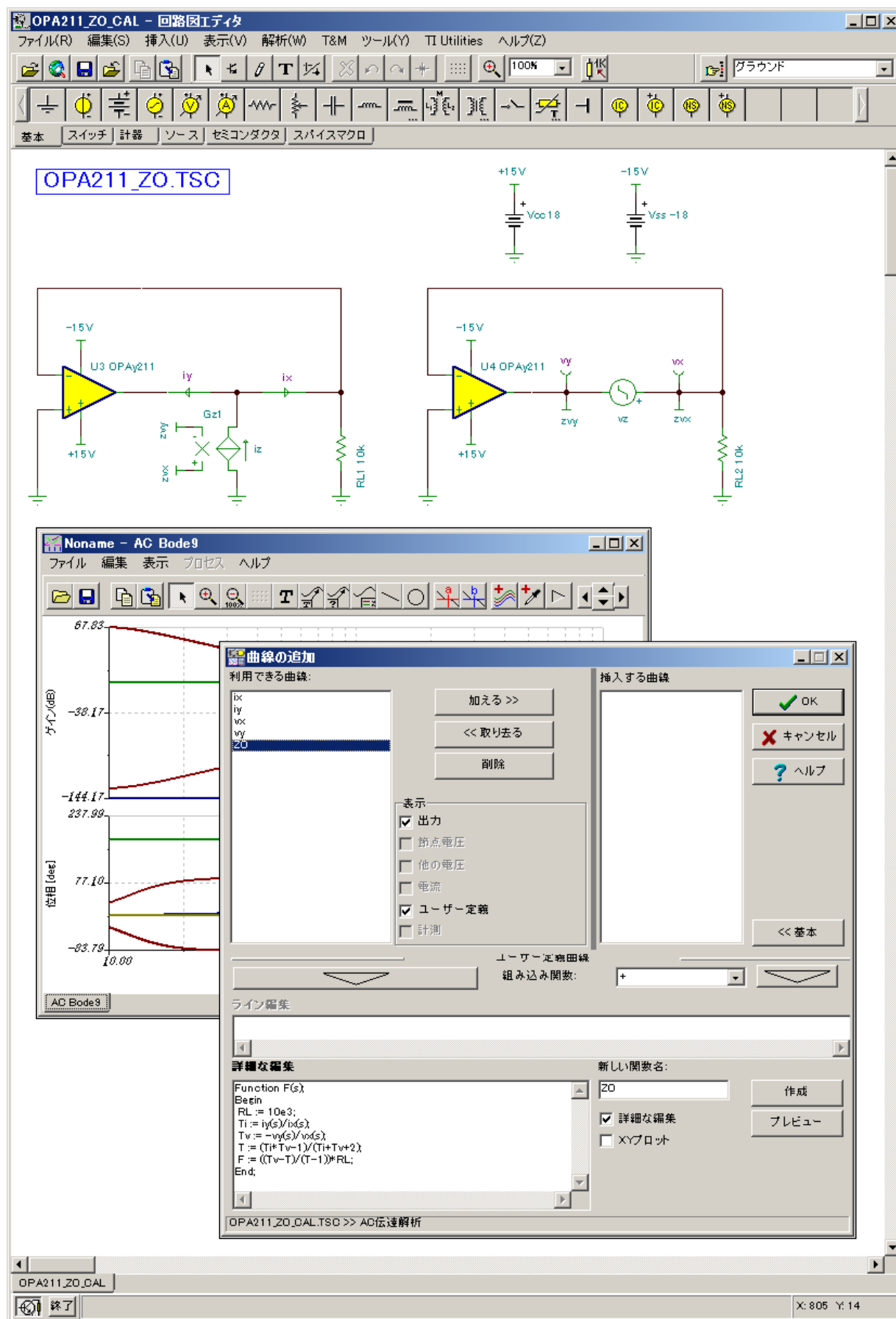


図 1.5.42 出力インピーダンス特性のシミュレーション例 (Z0 の計算式)

```

* OPay211
*****
* (C) Copyright 2009 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.
*
*****
* Header was modified on 2009-05-13
*
*****
* Released by: Precision Analog Group, Texas Instruments Inc.
* Part::      OPay211
* Date:       2008-01-07
* Model Type: TINA
* Simulator:  TINA-TI
* Simulator Version: 7.0.30.267 SF-TI
* Datasheet:  SBOS377F 10 OCTOBER 2006 REVISED NOVEMBER 2008
*
* BEGIN MODEL OPay211
* MODEL FEATURES INCLUDE OUTPUT SWING, OUTPUT CURRENT THROUGH
* THE SUPPLY RAILS, RAIL-TO-RAIL OUTPUT STAGE, OUTPUT CURRENT
* LIMIT, OPEN LOOP GAIN AND PHASE WITH RL AND CL EFFECTS,
* SLEW RATE WITH TEMPERATURE EFFECTS, SETTLING TIME TO 0.01 %,
* OVERLOAD RECOVERY TIME, COMMON MODE REJECTION WITH FREQUENCY
* EFFECTS, OUTPUT IMPEDANCE, POWER SUPPLY REJECTION WITH
* FREQUENCY EFFECTS, INPUT VOLTAGE NOISE WITH 1/F AND FEATURE
* AT 20 MEGAHERTZ, INPUT CURRENT NOISE WITH 1/F, INPUT BIAS
* CURRENT, INPUT IMPEDANCE, INPUT COMMON MODE RANGE, INPUT
* OFFSET VOLTAGE WITH TEMPERATURE EFFECTS, AND QUIESCENT
* CURRENT VS VOLTAGE AND TEMPERATURE. MODEL INCLUDES INPUT
* PROTECTION DIODES.
* MODEL DOES NOT INCLUDE SHUTDOWN.
* PINOUT ORDER +IN -IN +V -V OUT
* PINOUT ORDER INP INN Vcc Vee OUT
.SUBCKT OPay211 INP INN Vcc Vee OUT
E77 26 INP 34 0 1.98E-4
R146 26 INP 1E9
E62 INN 14 INN 0 0.93
R318 14 INN 1E9
E19 25 26 27 0 0.1
R138 26 25 1E9
R139 25 30 1E9
R307 102 27 1E4
R308 0 27 7
E57 102 0 24 0 1
C115 102 27 1E-9
E15 13 14 11 12 4.23E-2
G5 15 13 9 10 1.1E-4
G12 15 13 33 0 1.45E-14
C23 15 13 0.05E-12
C118 13 0 6E-12
E74 29 0 15 0 1
E75 28 0 13 0 1
R62 28 21 1E3
R63 21 29 1E3
E18 20 0 21 0 1
*
D17 9 0 DIN
D18 10 0 DIN
I14 0 9 0.1E-3
I15 0 10 0.1E-3
D19 11 0 DVN
D20 12 0 DVN
I16 0 11 0.1E-3
I17 0 12 0.1E-3
R58 20 24 1E4
R61 0 24 7
C17 20 24 1E-9
*
E16 16 0 17 0 1
E17 18 0 19 0 1
R56 16 22 1E6
R57 18 23 1E6
R59 0 22 10
R60 0 23 10
C15 16 22 1E-12
C16 18 23 1E-12
E20 30 25 23 0 -1E-3
E21 31 30 22 0 1E-3
R64 0 32 1E12
R136 0 33 10E3
R137 0 33 10E3
R140 30 31 1E9
R147 0 32 1E12
Q41 35 36 19 QLN
R148 36 37 1E3
R149 38 39 1E3
R150 40 17 5
R151 19 41 5
R153 42 43 850
R154 44 17 5
R155 19 45 5
D22 46 Vcc DD
D23 Vee 46 DD
E58 19 0 Vee 0 1
E79 17 0 Vcc 0 1
R156 Vee Vcc 1.1E9
E60 47 19 17 19 0.5
D24 48 17 DD
D25 19 49 DD
R157 50 51 100
R158 52 53 100
G14 42 47 54 47 0.1E-3
R159 47 42 5.3E6
C24 43 55 5P
C25 46 0 0.5E-12
D26 53 35 DD
D27 56 51 DD
Q42 56 39 17 QLP
R160 46 57 1
R161 58 46 1
E71 59 47 60 61 1
R162 59 54 1E4
C26 54 47 0.02P
G15 62 47 42 47 -1E-3
G16 47 63 42 47 1E-3
G17 47 64 65 19 1E-3
G18 66 47 17 67 1E-3
D28 66 62 DD
D29 63 64 DD
R163 62 66 100E6
R164 64 63 100E6
R165 66 17 1E3
R166 19 64 1E3
R167 63 47 1E6
R168 64 47 1E6
R169 47 66 1E6
R170 47 62 1E6
G19 Vcc Vee 68 0 3.5E-3
R171 47 54 1E9
R172 50 17 1E9
R173 19 52 1E9

```

図 1.5.43 OPa211 TINA-TI Spice Model

```

G20 67 65 32 0 1E-3
R175 46 OUT 400
R176 67 17 1E8
R177 19 65 1E8
R178 41 53 1E8
R179 40 51 1E8
R180 0 32 1E9
E84 17 38 17 40 5
E85 37 19 41 19 3
E24 55 0 46 0 1
R219 42 55 1.8E9
I30 0 69 1E-3
D46 69 0 DD
R278 0 69 10E6
V27 69 34 0.65
R279 0 34 10E6
Q52 57 51 40 QOP
Q53 58 53 41 QON
Q54 65 65 45 QON
Q55 67 67 44 QOP
E144 17 50 17 66 1
E145 52 19 64 19 1
Q56 70 15 71 QIN
Q57 72 13 73 QIN
Q58 61 74 70 QIN
Q59 60 75 72 QIN
Q60 74 74 76 QIP
Q61 15 74 76 QIP
Q62 75 75 76 QIP
Q63 13 75 76 QIP
R280 61 77 1200
R281 60 77 1200
R282 78 71 4
R283 78 73 4
Q64 78 79 80 QTN
C108 61 81 1E-15
R284 81 55 600
I33 0 82 1E-3
D49 82 0 DD
R287 0 82 10E6
V30 82 83 1.2301
R288 0 83 10E6
E50 84 0 83 0 -1.75
R289 0 84 10E6
R290 85 84 10E6
M3 85 86 0 0 NEN L=2U W=1000U
G22 80 79 85 0 12E-6
V32 87 0 1
R291 87 86 1E6
M4 86 32 0 0 NEN L=2U W=100U
C109 61 60 4.75E-12
V34 77 76 1
E51 42 49 47 19 0.7
E52 48 42 17 47 0.7
G23 Vcc 0 57 46 1
G24 Vee 0 46 58 -1
V35 17 8 1
M45 88 89 90 90 NEN L=3U W=3000U
R293 90 91 1E4
R294 88 17 1E6
V36 17 90 1
C110 17 8 1E-12
E53 32 0 92 90 1
V37 88 92 1.111E-6
R295 90 92 1E12
R296 8 17 1E6
C111 91 90 3E-15
C112 17 88 3E-15
M50 93 94 90 90 NEN L=3U W=300U
M51 89 93 90 90 NEN L=3U W=300U
R297 93 17 1E4
R298 89 17 1E4
C113 17 93 55E-12
C114 17 89 150E-12
E54 95 42 32 0 30
E55 96 47 32 0 -30
V38 97 96 15
V39 98 95 -15
R300 95 0 1E12
R301 96 0 1E12
M52 47 98 42 99 PSW L=1.5U W=150U
M53 42 97 47 100 NSW L=1.5U W=150U
R302 99 0 1E12
R303 100 0 1E12
M54 91 8 17 17 PEN L=6U W=60U
E56 101 90 91 90 -1
R304 90 101 10E6
R305 90 101 10E6
V40 94 101 1
R306 90 94 10E6
M55 103 104 Vee 4 NEN L=2U W=1000U
R309 103 Vcc 160E3
E78 104 Vee 32 0 3
V41 80 19 1.23
V42 17 76 0.48
R310 105 13 100
M56 68 106 0 0 NEN L=2U W=10M
R311 68 84 850E3
E70 107 0 32 0 -1
R312 0 107 10E6
R313 0 107 10E6
V43 106 107 1
R314 0 106 10E6
G25 Vcc Vee 32 0 -0.85E-3
G26 Vcc Vee 108 0 -4E-5
E61 109 0 Vcc Vee 1
M57 108 106 0 0 NEN L=2U W=10M
R315 108 109 75E3
R317 0 110 1E3
C116 110 0 2.4E-12
L5 0 110 40E-6
C117 0 15 6E-12
V44 31 15 -29E-6
J2 105 15 105 JC
J3 15 105 15 JC
L2 46 OUT 0.4E-9
.MODEL JC NBJ IS=1E-18
.MODEL QON NPN RC=5
.MODEL QOP PNP RC=5
.MODEL DD D
.MODEL QIN NPN BF=235
.MODEL QIP PNP BF=235
.MODEL QTN NPN
.MODEL DVN D KF=2.5E-15
.MODEL DIN D KF=1E-15
.MODEL QLN NPN
.MODEL QLP PNP
.MODEL NEN NMOS KP=200U VTO=0.5 IS=1E-18
.MODEL PEN PMOS KP=200U VTO=-0.7 IS=1E-18
.MODEL PSW PMOS KP=200U VTO=-7.5 IS=1E-18
.MODEL NSW NMOS KP=200U VTO=7.5 IS=1E-18
.ENDS
* END MODEL OPAy211

```

図 1.5.44 OPA211 TINA-TI Spice Model (続き)

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] ALAN B. GREBENE, "Bipolar and MOS Integrated Circuit Design",
Wiley Classics Library Edition 2003, Wiley & Sons, Inc., Hoboken. New Jersey.
- [6] 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.
- [7] "OPA2x11 Data Sheet", SBOS377H, NOVEMBER 2015, Texas Instruments Inc.
[OPA2x11 1.1-nV/√Hz Noise, Low Power, Precision Operational Amplifier \(Rev. H\)](#)
- [8] 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](#)
- [9] [TINA-TI によるオペアンプ回路設計入門 \(第7回\) 1.3.2 ボイルのオペアンプ・マクロモデル](#)