

PSPICE シミュレーション用 高周波トランジスタパラメータの抽出

苔米地 宣 裕* 長 沢 善一郎**

Extraction of High-Frequency Transistor Parameters
for PSPICE Simulation

Nobuhiro TOMABECHI* and Zenichiro NAGASAWA**

Abstract

This paper presents the extracting method of high-frequency transistor parameters for the electronic circuit simulation using PSPICE from S-parameters. It is found that the simulation result of the high frequency amplifier using parameters extracted by the proposed method has good coincidence to the characteristics of the practically fabricated amplifier.

1. ま え が き

最近、パーソナルコンピュータ上で使用可能な電子回路解析プログラム PSPICE⁽¹⁾ が開発され、大型コンピュータの使用環境が整っていない回路設計技術者にとって有用な設計支援ツールとして期待されている。PSPICE は、大型コンピュータ用電子回路解析プログラム SPICE2⁽²⁾ をモデルとしており、直流解析、交流解析、過渡解析、雑音解析、温度解析、素子偏差解析など多彩な解析が可能である。また、PSPICE では、トランジスタ・ダイオードなどのデバイスについては、それらの動作を規定する方程式が組み込まれており、動作式に基づいた精度の高いシミュレーションが可能である。しかしその反面、この動作方程式の記述に必要なデバイスパラメータをどのようにして求めて指定してやるかという問題も生ずる。このデバイスパラメータの抽出が、PSPICE を利用する上での最大の問題点と考えられる。

平成 2 年 12 月 15 日 受理

* 電気工学科教授

** 小電力高速通信研究所

本研究では、バイポーラトランジスタを用いた高周波増幅回路を例にとり、高周波特性に寄与するトランジスタパラメータをSパラメータの測定データから抽出する方法を検討している。導いた方法に従って抽出したトランジスタパラメータを用いてシミュレーションを行うと、実際に組み立てた回路の特性とよい一致が得られた⁽³⁾。

2. PSPICEのバイポーラトランジスタモデル

本研究で対象とする回路を図1に示している。バイポーラトランジスタを用いたRC結合高周波増幅回路で、ギガヘルツ帯における増幅が可能とされている。本回路の周波数特性のシミュレーションを検討する。

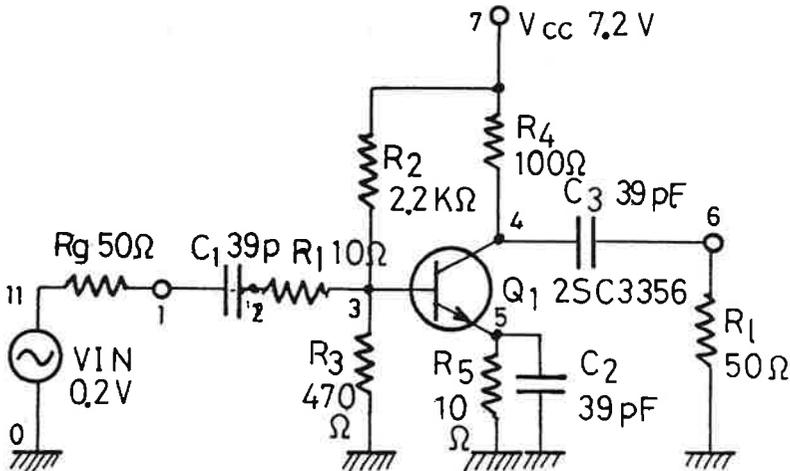


図1 シミュレーション対象回路

PSPICEの想定しているバイポーラトランジスタのモデルは、図2のような等価回路で表わされる⁽¹⁾。ただし、等価回路上の各パラメータは、直流バイアス電圧／電流依存性を指定することができる。また、ベース遷移時間も、図2には表示されていないが指定することができる。PSPICEで指定できるパラメータ（以下、デバイスパラメータと呼ぶ）のリストを付録に示している。ただし、温度特性や雑音特性に関するものは除いている。なお、デフォルト値は、指定がなかったとき設定される値を示している。デバイスパラメータは、その値がカタログに直接記載されていることは少ない。従って、これらのデバイスパラメータをいかにして求めるかがシミュレーションに先立つ問題となる。

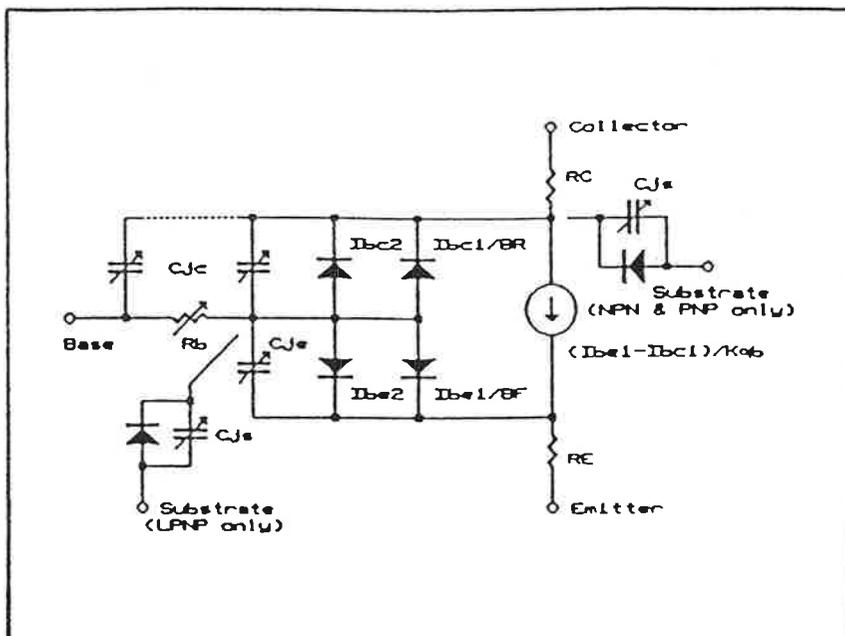


図2 PSPICEのバイポーラトランジスタモデル

3. 高周波トランジスタパラメータのSパラメータからの抽出方法

UHF帯の高周波トランジスタの特性は、Sパラメータで表わされることが多い。そこで、Sパラメータがカタログに記載されているか、あるいは、測定できるという想定のもとに、Sパラメータから高周波特性に寄与するデバイスパラメータを求める方法を検討する。

3・1 高周波トランジスタモデル

図2の等価回路から高周波領域におけるトランジスタモデルを求めると図3のようになる。ただし、 r_{be} はベース・エミッタ間の微分抵抗を表わし、 C_e はベース遷移時間に関連づけられる拡散容量を表わしている。寄生抵抗 R_E 、 R_C 、寄生容量 C_{je} 、 C_{js} は0としている。 R_C は高周波特性に及ぼす影響は小さいと考えられるし、 R_E は通常は充分小さな値となると考えられる。 C_{je} の効果は C_e に含めて扱うことができる。また、高周波特性に影響の少ない逆方向ベータBRやもれ電流 I_{be2} 、 I_{bc2} は省略している。なお、順方向ベータBFは、通常用いられている記号 β に書き直している。

r_{be} は、バイアス電流 I_{be1} が定まれば一意に定まり、次のように与えられる⁽⁴⁾。ただし、 q 、 k 、 T は、それぞれ、電子の電荷量、ボルツマン定数、温度を表わしている。

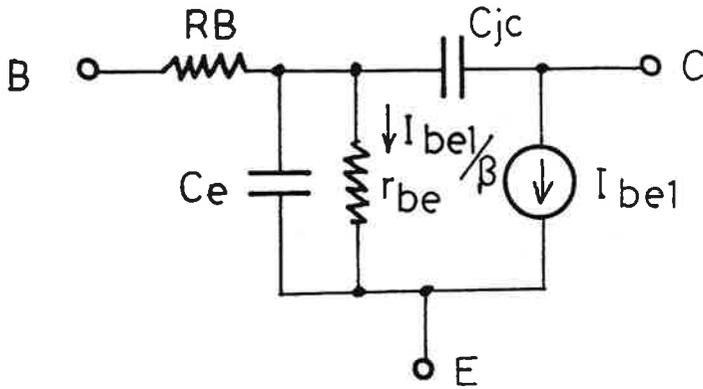


図3 トランジスタの高周波モデル

$$\begin{aligned} r_{be} &= \beta r_e \\ &= \beta q / k T I_{be1} \end{aligned} \quad (1)$$

また、 C_e は、順方向ベース遷移時間 t_f と次のように関係づけられる。

$$t_f = r_e C_e \quad (2)$$

結局、求めるべき高周波におけるデバイスパラメータは、 R_B 、 C_{jc} 、 t_f の3個となる。

3・2 デバイスパラメータのSパラメータからの算出

図3より、デバイスパラメータとhパラメータの関係を求めると次のようになる。

$$h_{i1} = R_B + 1 / (1 / r_{be} + j\omega (C_e + C_{jc})) \quad (3)$$

$$h_r = \frac{1 / (1 / r_{be} + j\omega C_e)}{1 / j\omega C_{jc} + 1 / (1 / r_{be} + j\omega C_e)} \quad (4)$$

$$h_{f1} = \frac{\beta / j\omega (C_e + C_{jc})}{r_{be} + 1 / j\omega (C_e + C_{jc})} - \frac{r_{be} + 1 / j\omega C_e}{r_{be} + 1 / j\omega C_e + 1 / j\omega C_{jc}} \quad (5)$$

$$h_{o1} = \frac{1 + \beta / j\omega C_e / (r_{be} + 1 / j\omega C_e)}{1 / j\omega C_{jc} + r_{be} / j\omega C_e / (r_{be} + 1 / j\omega C_e)} \quad (6)$$

式(3)において、 $\omega \rightarrow$ 大のとき、 $h_{i1} \rightarrow R_B$ となる。

また、式(5)において、 $\beta \gg 1$ 、かつ、 $\omega \rightarrow$ 大とすると

$$\begin{aligned} h_{f1} &\sim \beta / j\omega r_{be} (C_e + C_{jc}) \\ &= 1 / j\omega (r_e C_e + r_e C_{jc}) \\ &= 1 / j\omega (t_f + r_e C_{jc}) \end{aligned} \quad (7)$$

なお、 $|h_{f1}| = 1$ となるトランジション周波数 ω_T を用いると

$$\omega_T = 1 / (t_f + r_e C_{jc}) \quad (8)$$

また、式(6)において、 $\beta \gg 1$ 、かつ、 $\omega \rightarrow$ 小とすると

$$h_o \sim j\beta \omega C_{jc} \quad (9)$$

従って、RB, C_{jc} , t_f は次のように求められる。

$$\text{RB} : \omega \rightarrow \text{大の領域で、RB} = h_i \quad (10)$$

$$C_{jc} : \omega \rightarrow \text{小の領域で、} C_{jc} = h_o / \beta \omega \quad (11)$$

$$t_f : \omega \rightarrow \text{大の領域で、} t_f = \beta / h_f \omega - r_e C_{jc} \\ = 1 / \omega T - r_e C_{jc} \quad (12)$$

一方、hパラメータは、Sパラメータより次のように算出される。

まず、Sパラよりyパラを求める。特性インピーダンス Z_0 で規格化すると、

$$\begin{bmatrix} y_i & y_r \\ y_f & y_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + s_i & s_r \\ s_f & 1 + s_o \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 1 - s_i & -s_r \\ -s_f & 1 - s_o \end{bmatrix} \quad (13) \\ = \frac{1}{\Delta_1} \begin{bmatrix} (1 + s_o) & (1 - s_i) + s_r s_f & -2 s_r \\ -2 s_f & (1 + s_i) & (1 - s_o) + s_r s_f \end{bmatrix}$$

ただし

$$\Delta_1 = (1 + s_i) (1 + s_o) - s_r s_f \quad (14)$$

次に、yパラをhパラに変換すると、

$$\begin{bmatrix} h_i & h_r \\ h_f & h_o \end{bmatrix} = \frac{1}{y_i} \begin{bmatrix} 1 & -y_r \\ y_f & y_i y_o - y_r y_f \end{bmatrix} \quad (15)$$

結局、hパラは次のように求まる。

$$h_i = 1 / y_i = \Delta_1 / \Delta_2 \quad (16)$$

$$h_r = -y_r / y_i = -2 s_r / \Delta_2 \quad (17)$$

$$h_f = y_f / y_i = 2 s_f / \Delta_2 \quad (18)$$

$$h_o = y_o - y_r y_f / y_i \\ = (1 + s_i) (1 - s_o) + s_r s_f - 4 s_r s_f / \Delta_1 \Delta_2 \quad (19)$$

ただし、

$$\Delta_2 = (1 + s_o) (1 - s_i) + s_r s_f \quad (20)$$

3・3 デバイスパラメータの抽出例

例として、図1の対象回路に使用されているトランジスタ2SC3356のデバイスパラメータを求めてみる。図4に、2SC3356のSパラメータの測定データを示している。図5、図6に、式(16)～(20)を用いて計算した2SC3356の h_i 、 h_f を示している。2SC3356のデバイスパラメータは次のように求められる。

h_i の495MHzにおける実数部の値1.6と特性インピーダンス $Z_0=50\Omega$ より、
 $RB=1.6 \times 50\Omega = 80\Omega$

h_o の15MHzにおける虚数部の値0.23と β の実測値130より

$$C_{jc} = h_o / \beta \omega = 0.230 / (130 \times 6.28 \times 15 \times 10^6 \times 50\Omega) \\ = .37\text{pF}$$

h_f の1GHzにおける値より、

$$f_T = 5.5\text{GHz}$$

r_e は、データ測定時のバイアス電流 $I_{be1}=40\text{mA}$ を用いると

$$r_e = q / kT I_{be1} = 26 \times 10^{-3} / (40 \times 10^{-3}) = 0.65\Omega$$

よって、

$$t_f = 1 / \omega_T - r_e C_{jc} \\ = 1 / (6.28 \times 5.5 \times 10^9) - 0.65 \times 0.37 \times 10^{-12} \\ = 28.7\text{pS}$$

となる。

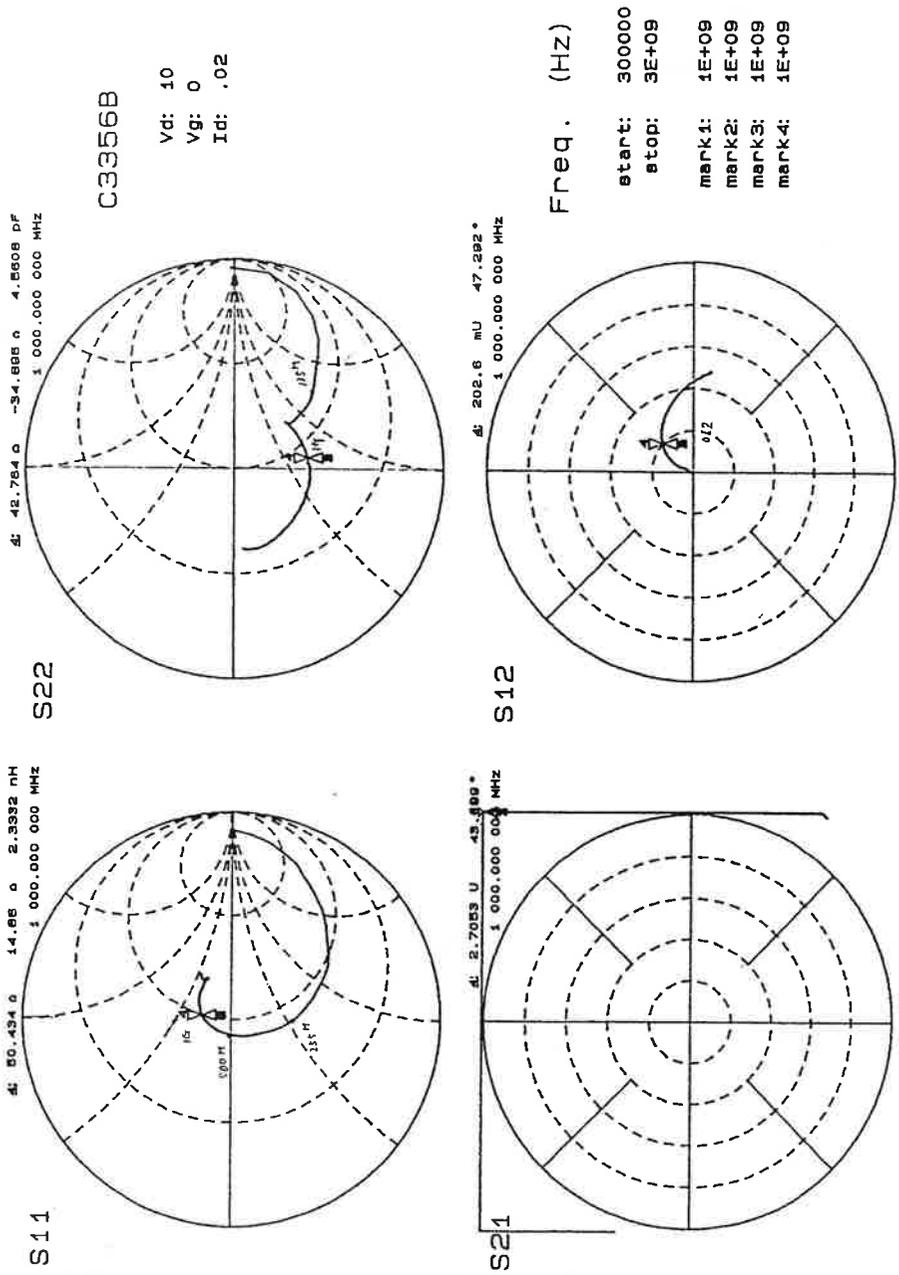


図4 2 SC3356のSパラメータの測定データ

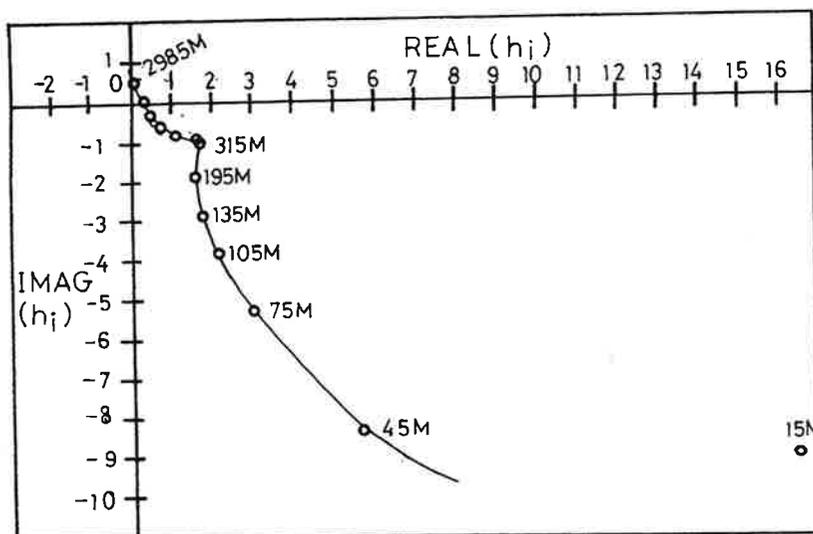


図5 h_i の計算結果

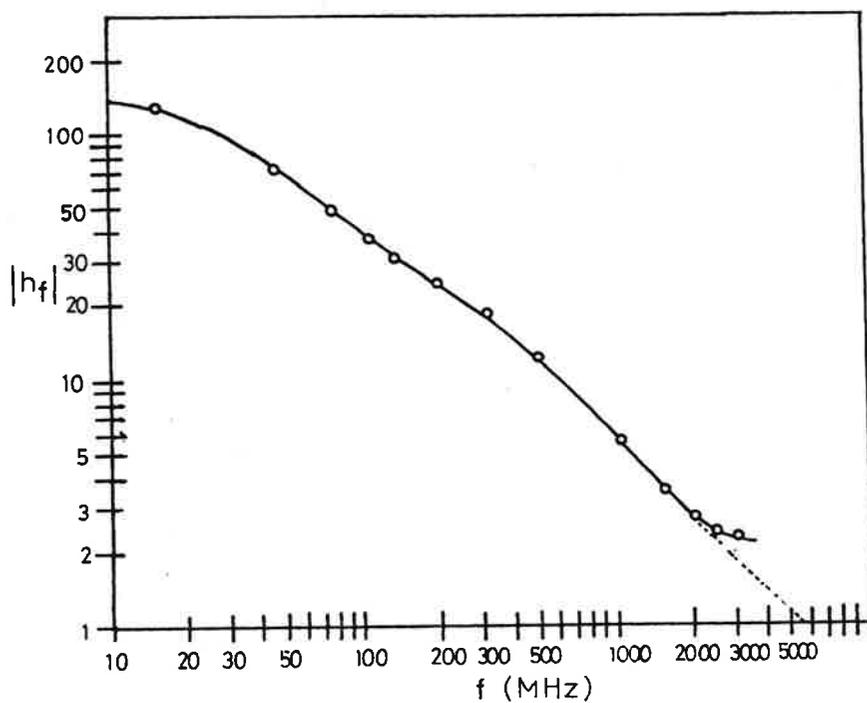


図6 h_f の計算結果

4. シミュレーション結果

図1に示した高周波増幅回路の周波数特性のシミュレーションを行う。PSPICEの文法に従ったコーディングリストを表1に示している。model文によって、前章で求めた2SC3356のデバイスパラメータを記述している。

図7に、シミュレーション結果のOUTPUTを示している。図8は、シミュレーション結果と実際に回路を組み立てて測定した結果を対比して示している。図より、シミュレーション結果と実際の回路の特性がよく一致していることが分かる。

表1 シミュレーションのためのコーディングリスト

```
* 1990,3,20      Tomabechi
RG 11 1 50
C1 1 2 39PF
R1 2 3 10
R2 7 3 2.2K
R3 3 0 470
R4 7 4 100
Q1 4 3 5 SC3356
R5 5 0 10
C2 5 0 39PF
C3 4 6 39PF
RL 6 0 50
VCC 7 0 7.2V
VIN 11 0 AC 0.2
.model SC3356 npn (IS=1.000f VAF=100 BF=127.1 NE=1.5 ISE=0
+ IKF=0 RE=0 BR=1 NC=2 ISC=0 IKR=0 RC=0 RB=80 RBM=80
+ CJE=0 MJE=.33 VJE=.75 CJC=.6327p MJC=.33 VJC=.75 FC=.5
+ TR=10n TF=28.6p ITF=0 VTF=0 XTF=0 )
.OPTIONS
.OP
.AC DEC 10 10MEGHZ 10GHZ
.probe
.END
```

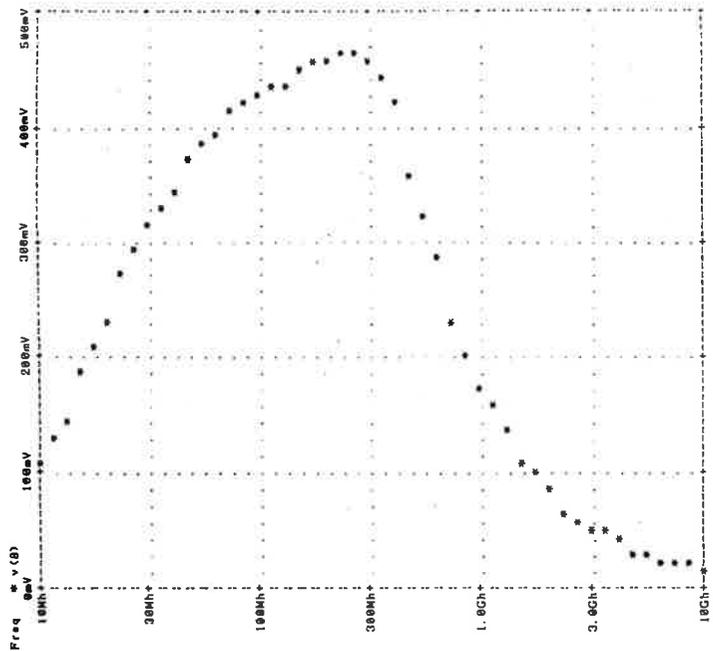


図7 周波数特性のシミュレーション結果

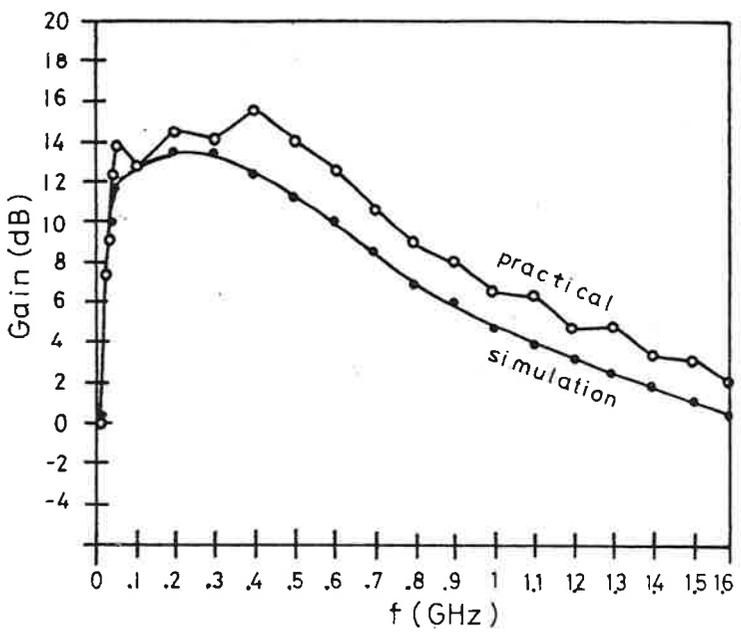


図8 シミュレーション結果と実回路の特性比較

5. む す び

PSPICE を用いるシミュレーションにおいて必要となるデバイスパラメータの抽出問題を検討し、バイポーラトランジスタの高周波増幅特性に寄与するパラメータをSパラメータの測定データから抽出する方法を明らかにした。また、本方法で抽出したデバイスパラメータを用いてシミュレーションを行うと実際に組み立てた回路の特性とよい一致が得られることを示した。

なお、本研究は、小電力高速通信研究所からの委託研究として行われたことを付記する。

参 考 文 献

- (1) サイバネット株式会社、“PSpice”、サイバネット株式会社(1989)。
- (2) L.W.Nagel, “SPICE 2: A computer program to simulate semiconductor circuits”, Memorandum No. UCB/ERL M520 (May1975)。
- (3) 苫米地、長沢、脇屋、“PSPICEを用いた高周波増幅回路のシミュレーション”、平成2年度電気関係学会東北支部連合大会予稿集、p.226(Aug.1990)。
- (4) 押本、小林、“トランジスタ回路計算法”、工学図書(1980)。

付録 バイポーラトランジスタのデバイスパラメータ

		デフォルト値
IS	B-E間 p-n 接合飽和電流	10^{-10}
VAF	順方向アーリー電圧	100
BF	順方向ベータの理想最大値	100
NE	非理想ベース・エミッタ・ダイオード放出係数	1.5
ISE	非理想ベース・エミッタ・ダイオード飽和電流	無限大
IKF	大電流によって順方向ベータがロールオフを始める電流値	無限大
RE	エミッタ・オーム性抵抗	0
BR	逆方向ベータの理想最大値	1
NC	非理想ベース・コレクタ・ダイオード放出係数	2.0
ISC	非理想ベース・コレクタ・ダイオード飽和電流	無限大
IKR	大電流によって逆方向ベータがロールオフを始める電流値	無限大
RC	コレクタ・オーム性抵抗	0
RB	0 バイアス時のベース抵抗	0
RBM	ベース抵抗の電流変化の最小値	RB
IRB	ベース抵抗が RBM の 1/2 になる電流値	∞
XCJC	内部で R _b に接続される B-C 間容量のフラクシオン	1
CJE	B-E 間 0-バイアス p-n 接合容量	0
MJE	B-E 間 p-n 接合傾斜ファクター	0.33
VJE	B-E 間 p-n 接合拡散電位差	0.75
CJC	B-C 間 0-バイアス p-n 接合容量	0
MJC	B-C 間 p-n 接合傾斜ファクター	0.33
FC	B-C 間 p-n 接合の順方向バイアス時の空乏層容量開始係数	0.5
VJC	B-C 間 p-n 接合拡散電位差	0.75
CJS	C-S 間 0-バイアス p-n 接合容量	0
TF	順方向遷移時間 t_f の理想値	0
XTF	t_f の V_{ce} 依存性係数	0
VTF	t_f が V_{ce} に依存開始する電圧値	0
ITF	t_f が I_c に依存開始する電流値	0
TR	逆方向遷移時間 t_r の理想値	0