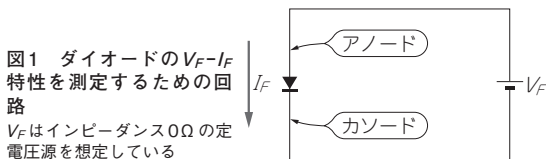


最新/製造中止品から国産/アジア製まで、
データシートにフィッティング!

基本動作から温度テストまで! トランジスタSPICEモデルの 作り方

加藤 隆志 Takashi Kato



本稿では電子回路設計でよく使う半導体部品「トランジスタ」と「ダイオード」のシミュレーション・モデルの作成方法について紹介します。

LTspiceには、日本製のバイポーラ・トランジスタは数えるほどしかライブラリに登録されていません。半導体メーカーからSPICEモデルが入手できないこともあります。

今回はデータシートの特性データからSPICEモデルを推定し算出する方法を解説します。カーブ・データから比較的正確にパラメータを推定できるのは主に直流特性です。ここでは過渡応答などの交流特性についても可能な限り解説します。

作成するSPICEモデルはDC～数MHzまでの電源、オーディオ/計測アンプなどのアナログ回路の基本動作だけでなく、温度特性に効くパラメータも調整できるため、高信頼な回路設計にも利用できます。

まずダイオード・モデルから

■ キーとなる特性データ

ダイオードのモデルを考える際に、最も気にする項目は V_F - I_F 特性や温度特性です。そこに焦点を当ててSPICEモデルの作り方を説明します。

● 半導体と温度

1個の電子が1Vの電圧で加速されたときのエネルギーは $q = 1\text{eV}$ です。これは $1.6 \times 10^{-19}\text{J}$ というエネルギーをもちます。

kT は絶対温度とボルツマン定数の積で、温度 T のときの熱エネルギー [J] を指します。これらのエネルギーどうしの比を取ると次式で表せます。

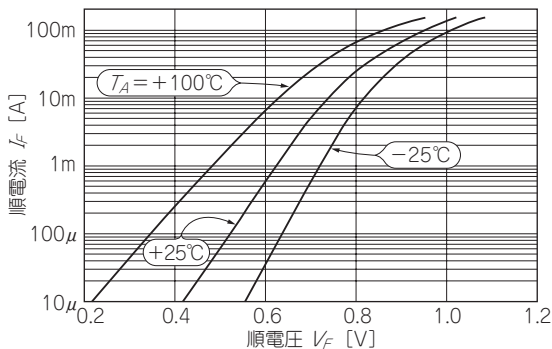


図2 本稿の例題ダイオード1SS352(東芝)の V_F - I_F 特性
 $V_F = 0.5 \sim 0.7\text{V}$ でダイオードがONする。通常の使用温度範囲で V_F が0.2V以上も変動することを考慮して回路設計する。本データを利用してダイオードのSPICEモデルを作成するためのパラメータを抽出する

$$V_T = \frac{kT}{q} \dots \dots \dots (1)$$

式(1)から $T = 300\text{K}$ (室温 27°C)のときの電圧は 26mV です。これは電子1個を 26mV で加速したエネルギーと、 300K の熱エネルギーが同じと言い換えることもできます。

半導体の動作にはこの、 $V_T = kT/q$ が常に関わってくるため、温度に対してリニアな特性の変化があります。半導体のSPICEモデルではこの温度に対するモデル化が大変重要です。

● V_F - I_F 特性

ダイオードのデータとしては、図1に示す V_F - I_F 特性がよく知られています。図2にその測定回路を示します。シリコン・スイッチング・ダイオードの場合、 $V_F > 0.7\text{V}$ で I_F が流れ始めます。

この特性は次式で表すことができます。

$$I_F = I_S \left(e^{\frac{V_F}{NV_T}} - 1 \right) \dots \dots \dots (2)$$

I_S は大きな温度特性を持っている

V_F はダイオードの両端に加わる電圧、 V_T は前述した式(1)で温度によって変化する値です。

SPICEパラメータの伝達飽和電流 I_S とエミッショ

【セミナー案内】 ビギナのためのトランジスタ回路設計
—— トランジスタの基礎から、エミッタ接地増幅回路まで

【講師】 鈴木 雅臣 氏, 9/9(土) 4,000円(税込み) <http://seminar.cqpub.co.jp/>

	B	C	D	E	F	G
			-25°C	25°C	100°C	
		K	1.38E-23	1.38E-23	1.38E-23	← ボルツマン定数 [JK ⁻¹]
		T	248	298	373	← 環境温度 [K]
VT		To	298	298	298	← パラメータ取得時の環境温度 [K]
式(1)		q	1.60E-19	1.60E-19	1.60E-19	← 電子ボルト [J]
		VT	0.0214	0.0257	0.0321	← =F2*F3/F5
		XTI	3.4702	3.4702	3.4702	← SPICEパラメータ
		1-T/To	0.167785	0.000000	-0.251678	← =1-F3/F4
		-qEg/NKT	-29.56302	-24.60278	-19.65584	← =-1.11*F5/(F11*F2*F3)
Is(T)		e^F8*F9	0.007011	1.000000	140.743667	← =EXP(F8*F9)
式(2)		N	1.7569	1.7569	1.7569	← SPICEパラメータ
		Is(To)	8.63E-10	8.63E-10	8.63E-10	← SPICEパラメータ
		Is(T)	4.21E-12	8.63E-10	1.89E-07	← =F12*((F3/F4)^(F7/F11))*F10
		VF	-25°C	25°C	100°C	
		0	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	← =F\$13*(EXP(\$C16/(F\$11*F\$6))-1)
		0.01	1.28E-12	2.14E-10	3.67E-08	← 式(2)

図3 Excelシートで主要なSPICEパラメータを計算する

本シートを利用すると V_F - I_F 特性の計算値を実測と比較したり、温度特性に効くパラメータを調整したりできる

ン係数 N でダイオード固有の V_F - I_F 特性が決まります。

N は通常デフォルトの1が設定されることも多く、特性カーブを少し補正する働きのため、 V_F - I_F 特性をほぼ決定するパラメータは I_S となります。

式(2)はSPICEモデルを取得した環境温度(通常は25°C = 298 K)では、正確な V_F - I_F 特性を示します。

温度を変えるとこのモデルは全く使い物になりません。仮に $V_T = KT/q$ の T だけを変更すると実測したデータとは逆の温度特性を示してしまいます。

その理由は I_S に大きな温度依存性があるためです。

● 温度特性

I_S の温度依存性を次式に表します。

これを式(2)の I_S に代入する

X_{TI} が温度特性を決定する。通常は $X_{TI} = 3$

E_G はシリコンの場合 1.11 eV

$$I_S(T) = I_S(T_0) \left(\frac{T}{T_0} \right)^{\frac{X_{TI}}{N}} \frac{e^{-qE_G/NKT}}{e^{-qE_G/NKT_0}} \left(1 - \frac{T}{T_0} \right) \dots \dots \dots (3)$$

温度 T_0 (25°C) のときの I_S

式(3)はSPICEモデルを取得したときの環境温度 T_0 [K] と求めたい環境温度 T [K] の比から変動した $I_S(T)$ の値を得ることができます。

ここで得られた $I_S(T)$ を式(2)の I_S に代入すれば、正確な V_F - I_F の温度特性を得ることができます。

式(3)の N は約1の補正係数です。 E_G はシリコンの場合 1.11 eV と決まっています。従って温度特性を決定するパラメータはほぼ X_{TI} だけです。

このようにダイオードのSPICEモデルで重要なのは I_S と X_{TI} 。場合によって N ということになります。

■ 実際に作ってみる

● 例題

ここでは例題として一般的な表面実装タイプの高速スイッチング・ダイオード 1SS352(東芝)を使って確認してみます。

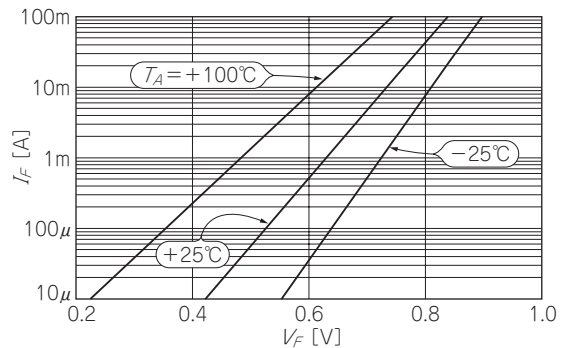


図4 図3で計算した V_F - I_F 特性
直列抵抗 R_S を計算に含めれば 0.01 A 以上のカーブも再現できる

図3に式(1)~(3)を使ってExcelで計算させたシートを示します。図4にその計算結果を示します。図2に示す V_F - I_F 特性と図4を比較すると一致しています。

図3に示すExcelシートではメーカーが提供するSPICEモデルを設定しています。自分でパラメータを得る場合はデータシートの V_F - I_F 特性と一致するようにExcelのパラメータを調整します。

データシートでは $I_F = 100$ mA 付近で特性が大きくなる曲がっていますが、これはExcelシートの計算式にダイオードの直列抵抗 R_S が含まれないためです。100 mA でのExcelシートの計算結果とデータシートの差分からオームの法則で R_S を推測できます。

● 応答特性

ダイオードのSPICEモデルには接合容量や通過時間などの交流特性や応答性能にかかわるパラメータがあります。

自分で測定できるのは端子間容量です。SPICEモデルには端子間容量を直接記述するパラメータはなく、次式に示すように接合容量と拡散容量の合計が端子間容量です。

$$C = C_J + C_D = C_{JO} \left(1 - \frac{V}{V_J} \right)^{-M} + T_T \frac{dI_D}{dV} [F] \dots (4)$$

端子間容量 (接合容量 + 拡散容量) の式。括弧内は接合容量、括弧外は拡散容量。注: $V < V_J$ 以外は外挿近似している。

これらの応答特性パラメータを個別に測定するのは大変なので基本は半導体メーカから SPICE モデルを取得するとよいです。

100 MHz を超えるような高周波信号の伝達特性解析を行う場合は SPICE ではなく S パラメータを使った方が精度が取れます。本モデルはネットワーク・アナライザを使ってパラメータ抽出できますが、LTspice では扱えないためここでは割愛します。

● **メーカが提供する SPICE モデルを入手する**

次に示す東芝の Web サイトで PSpice 用のモデルをダウンロードできます。

<https://toshiba.semicon-storage.com/jp/design-support/simulation/agree-pspice-download.html>
本モデルは LTspice でも使えます。

表 1 に LTspice で使うダイオードの SPICE パラメータを示します。1SS352 の SPICE モデルには、前述した重要パラメータである I_S , N , X_{TT} があります。

● **LTspice 用のライブラリとして登録する**

ダイオードのライブラリは次のフォルダに存在します。

Program File (x86) / LTC / LTspiceIV / lib / cmp / standard.dio

standard.dio を開くと「.model 部品名 D」とダイオードが定義されています。ここに新たに 1SS352 を

追加します。一番先頭に置いておくと部品選択時にリストのトップに出るため便利です (リスト 1)。

● **LTspice で確認する**

図 5 に示す V_F - I_F 特性用の測定回路を作成後、先ほど追加した 1SS352 を指定します。これを温度条件 -25°C , $+25^\circ\text{C}$, $+100^\circ\text{C}$ で DC 解析を実行した V_F - I_F 特性の結果を図 6 に示します。Excel 計算シート、LTspice 共に温度変化まで含めた V_F - I_F 特性は図 2 に示したデータシートと良く一致することがわかります。

バイポーラ・トランジスタ・モデルの作成

■ **キーとなる特性データ**

● **静特性**

トランジスタの DC 特性としての重要なパラメータは h_{FE} (以下 β とする) 以外には、図 7 に示す V_{CE} - I_C 特性や図 8 に示す V_{BE} - I_B 特性があります。

V_{BE} - I_B 特性は次次に示すとおり、ダイオードと同

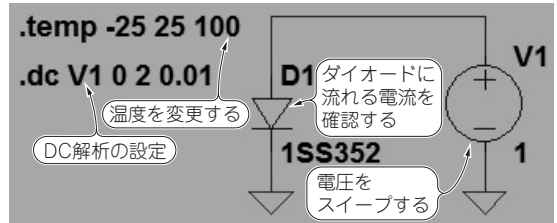


図 5 V_F - I_F 特性を測定する回路 (LTspice で作成) 温度パラメータも評価するため .temp で温度を指定している

表 1 ダイオードの SPICE モデルのパラメータ一覧

パラメータ	1SS352	デフォルト	分類	説明・設定方法
A_F	1	1	AC 特性	フリッカ雑音指数. $1/f$ ノイズ $I^2 = K_F I^{A_F} / f$
B_V	80	0	DC 特性	ブレイクダウン電圧. 電気的特性の逆電流の項目
C_{JO}	1.04×10^{-13}	0	AC 特性	ゼロバイアス時の接合容量
E_G	1.11	1.11	DC 特性	バンドギャップ電圧. Si は 1.11 eV, Ge は 0.67 eV
F_C	0.5	0.5	AC 特性	順バイアス容量係数. 式 (4) の外挿範囲を決める係数
I_{BV}	5×10^{-7}	1.0×10^{-3}	DC 特性	ブレイクダウン時の電流
I_S	8.63×10^{-10}	1.0×10^{-16}		伝達飽和電流. V_F/I_F 特性から求める $I_C = I_S e^{(qV_{BE}/NKT)}$
K_F	0	0	AC 特性	フリッカ雑音係数. $1/f$ ノイズ $I^2 = K_F I^{A_F} / f$
M	0.86221	0.5	DC 特性	PN 接合勾配係数. 通常は 1/3 ~ 1/2 の範囲を取る
N	1.7569	1		エミッション係数. V_F/I_F 特性から求める $I_C = I_S e^{(qV_{BE}/NKT)}$
R_S	1.308	0	AC 特性	直列抵抗. V_F/I_F 特性から算出できる
T_T	1.52×10^{-8}	0		順方向通過時間. キャリアの生成/再結合による見かけの容量
V_J	1.5643	1	温度特性	接合電位. PN 接合によって生じる電位差
X_{TT}	3.4702	3		I_S べき乗温度係数. I_S の温度特性を設定する

リスト 1 1SS352 の SPICE モデルを既存のライブラリ・ファイルに追加することで LTspice で使えるようになる
一番先頭にモデルを追加すると部品を選択するときにリストのトップに表示される。SPICE パラメータは抜粋

```
* ← コメント
追加したダイオードの SPICE モデル
.model 1SS352 D (Is=0.863n Rs=1.308 ... mfg=toshiba type=silicon)
.model 1N914 D (Is=2.52n Rs=.568 ... mfg=OnSemi type=silicon)
```

【セミナー案内】直伝! 最新 FPGA を使ったビデオ・システムの開発/プラットフォーム構築編 (SDSoC 2016.4 対応リニューアル) —— イメージ・センサ入力処理からモニタ出力処理までをワン・ストップで簡単キャッチ・アップ
【講師】早乙女 勝昭 氏, 8/22 (火) 29,000 円 (税込) <http://seminar.cqpub.co.jp/>

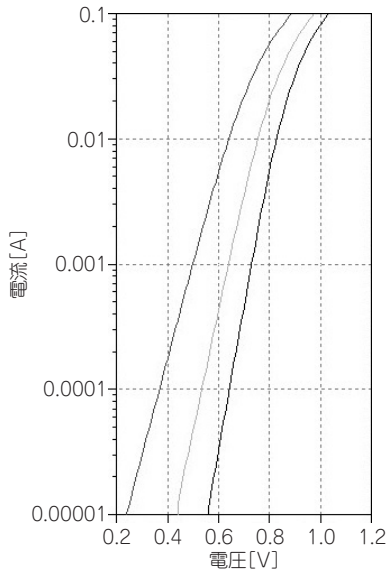


図6 図5の V_F - I_F 特性(LTspiceシミュレーション)
図2のカーブ・データとよく一致しており、温度特性も含めてパラメータを正しく設定できている

じ動作になります。

$$I_C = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{N_F V_T}} - 1 \right) \dots\dots\dots (5)$$

I_S は大きな温度特性を持っている

$$I_B = \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{V_{BE}}{N_F V_T}} - 1 \right) \dots\dots\dots (6)$$

ダイオードとの違いは電流 I_B を β 倍すると I_C になる点で、電流を増幅する機能が追加されます。

SPICEパラメータの I_S (伝達飽和電流) と N_F (エミッション係数) でトランジスタ固有の V_{BE} - I_B 特性が決まります。

N_F は通常デフォルトの1が設定されることも多く、特性カーブを若干補正する働きのため、 V_{BE} - I_B 特性をほぼ決定するパラメータは I_S となります。この性質はダイオードと同じです。

● 温度特性

I_S の温度依存性を次式に表します。

コラム パソコンで高信頼実験！
モデルの出来で解析結果に差がつく温度特性シミュレーション

最近の基板は小型化/高速化/高密度化の傾向で温度が上がりやすい傾向にあります。電源ON時点の室温から最大で半導体素子の内部のジャンクション温度 (T_j) が100℃に迫ることも珍しくありません。この時、トランジスタの V_{BE} やダイオードの V_F は0.1V以上も変動します。温度特性を考慮したモデル作成すると、信頼性の高い回路設計にも活用できます。

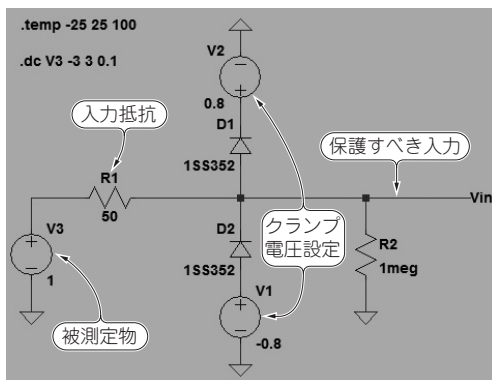
● クランプ回路

ある被測定物の出力電圧 $\pm 1V$ の範囲で正確に測

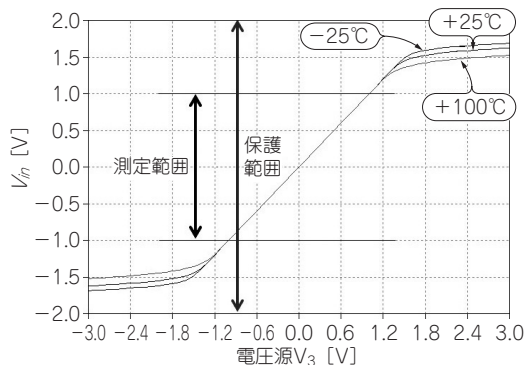
定する必要があります。しかし測定回路の入力アンプは特殊なので耐圧が $\pm 2V$ の範囲しか受けられません。

こういった場合には図A(a)に示すダイオード・クランプ回路を使います。ダイオードの V_F は温度によって大きく変動します。

クランプ回路はダイオードの V_F 特性をアテにしているため、温度によってマージンがなくなっては困ります。そこで温度パラメータがきちんと設定されたSPICEモデルが重要になります。



(a) ダイオード・クランプ回路



(b) (a)の解析結果

図A ダイオードの温度特性シミュレーション例… $T_A = -25 \sim +100^\circ\text{C}$ で $\pm 2V$ を十分に確保し、測定範囲の $\pm 1V$ では直線性を満たしている

これを式(6)の I_S に代入する

X_{TI} が温度特性を決定する。通常は $X_{TI}=3$

E_G はシリコンの場合 1.11 eV

$$I_S(T) = I_S(T_0) \left(\frac{T}{T_0} \right)^{\frac{X_{TI}}{N_F}} e^{-\frac{qE_G}{N_FKT} \left(1 - \frac{T}{T_0} \right)} \dots\dots\dots (7)$$

温度 T_0 (25°C) のときの I_S

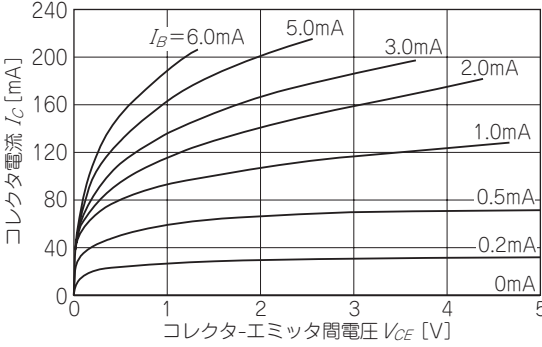


図7 本稿の例題バイポーラ・トランジスタ2SC2712(東芝)の $V_{CE}-I_C$ 特性
本データを利用してトランジスタのSPICEモデルを作成するためのパラメータを抽出する

ここで得られた $I_S(T)$ を式(5), 式(6)の I_S に代入すれば正確な $V_{BE}-I_B$ の温度特性を得ることができます。

式(7)の N_F は約1の補正係数で, E_G はシリコンの場合 1.11 eV と決まっています。温度特性を決定するパラメータはほぼ X_{TI} だけです。

ダイオードと同じくトランジスタのSPICEパラメータで重要なのは I_S と X_{TI} , 場合によって N_F という

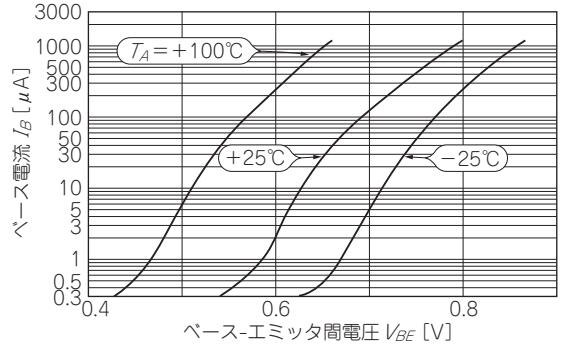


図8 2SC2712の $V_{BE}-I_B$ 特性

解析結果を図A(b)に示します。-25~+100°Cの範囲で保護すべき $\pm 2V$ は十分に確保でき、測定範囲の $\pm 1V$ では直線性が確保できています。

この解析はばらつきを検証していませんが、温度に限ってはマージンを持った安全な回路です。

● リプル・フィルタ

バイポーラ・トランジスタ1個だけで現在使える回路として図B(a)に示すリプル・フィルタがあります。

この回路は電源にのっているリプルなどのノイズ

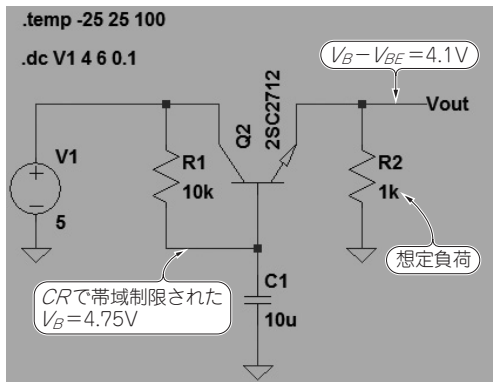
を大きく取り除く回路で、低ジッタ、高C/Nが要求されるPLLシンセサイザのVCO電源に使われます。

この回路は V_{BE} の温度変動の影響をまともに受けるため温度特性がよくないです。許容される出力電圧範囲になるよう温度パラメータがきちんと設定されたSPICEモデルで解析します。

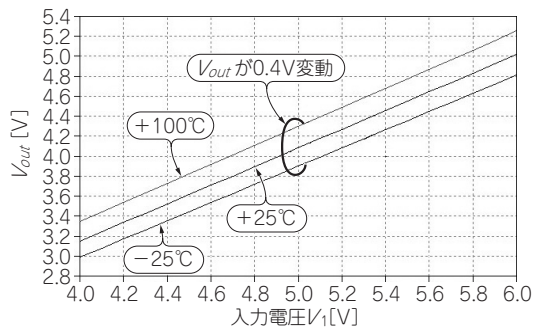
図B(b)はLTspiceで解析した入力電圧対出力電圧の結果です。入力5Vの点に注目すると-25~+100°Cで0.4Vの変動が確認できます。

接続されるVCOがこの電圧変動3.9~4.3Vでマージンも含めて問題なければ使えると判断できます。

(加藤 隆志)



(a) リプル・フィルタ



(b) (a)の解析結果

図B バイポーラ・トランジスタの温度特性シミュレーション例… $T_A = -25 \sim +100^\circ\text{C}$ で0.4V変化するため、接続される回路(VCO)がマージンも含めてこの電圧変動を許容できれば使えると判断できる

ことになります。

● $V_{CE}-I_C$ 特性

理想的なトランジスタは、 V_{CE} が変化しても I_B が一定なら I_C は一定の値になります。理想モデルの場合、負荷の状態に影響を受けずに入力 I_B を正確に β 倍した出力 I_C が得られます。本動作は負荷によらず一定の電流を供給できる定電流源になります。

実際は図7に示すように I_C が大きくなるほど、 V_{CE} の影響を強く受けます。

V_{CE} による I_C の変動を式で表すと、次のようになります。

$$I_C = I_B B_F \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_{AF}} \right) \dots\dots\dots (8)$$

V_{AF} がこの特性を決定するパラメータです。これをアーリー電圧と呼びます。

アーリー電圧 V_{AF} はPNPで小さく、NPNで大きい傾向があります。つまり、NPNの方が V_{CE} による I_C 変動は少ない傾向にあります。

■ 実際につってみる

● 例題

ここでは例題として秋葉原店舗や電子部品通販サイトで入手できる表面実装タイプの2SC2712(東芝)を使って確認してみます。このトランジスタはかつて自作派に幅広く愛用された2SC1815の表面実装版です。

Excelで計算させたシートを図9に示します。図10

にその計算結果を示します。図10はデータシートの図8に示す $V_{BE}-I_B$ 特性とほぼ一致しています。

アーリー電圧については、図11に示すように式(8)を利用してExcelで計算できます。図12にその計算結果を示します。図12と図7に示すデータシートの $V_{CE}-I_C$ 特性と比較すると、 $V_{CE} > 2V$ の範囲ではほぼ一致しています。

Excelシートでは半導体メーカが提供するSPICEパラメータを設定しています。自分でパラメータを得る場合はデータシートと一致するようにExcelのパラメータを調整します。

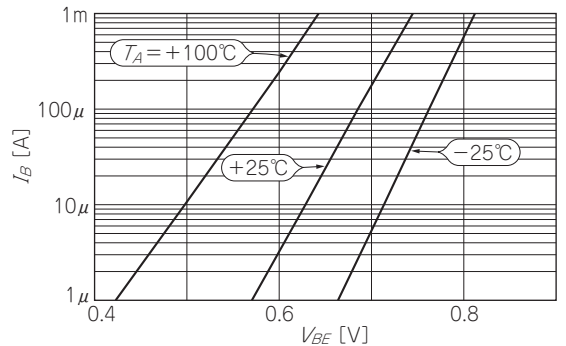


図10 図9のExcelシートで算出された値を利用して $V_{BE}-I_B$ 特性をグラフ化する
特性データは図8とカーブ・データと一致する

B	C	D	E	F	G	
		-25°C	25°C	100°C		
	K	1.38E-23	1.38E-23	1.38E-23	← ボルツマン定数[Jk ⁻¹]	
	T	248	298	373	← 環境温度[K]	
VT	T ₀	298	298	298	← パラメータ取得時の環境温度[K]	
式(1)	q	1.60E-19	1.60E-19	1.60E-19	← 電子ボルト[J]	
	VT	0.0214	0.0257	0.0321	← F2*F3/F5	
	XTI	1.5	1.5	1.5	← SPICEパラメータ	
	1-T/T ₀	0.167785	0.000000	-0.251678	← 1-F3/F4	
	-qEg/NKT	-51.93927	-43.22463	-34.53335	← -1.11*F5/(F11*F2*F3)	
Is(T)	e ^{qEg/NKT}	0.000	1.000	5950.791	← EXP(F8*F9)	
式(7)	NF	1	1	1	← SPICEパラメータ	
	Is(T ₀)	4.00E-14	4.00E-14	4.00E-14	← SPICEパラメータ	
	Is(T)	4.99E-18	4.00E-14	3.33E-10	← F12*((F3/F4)^(F7/F11))*F10	
	BF	160	160	160	← SPICEパラメータ	
	VBE	-25°C	25°C	100°C		
		0.05	2.92E-19	1.50E-15	7.79E-12	← (F13/F14)*(EXP(\$C17/(F11*F5))-1)
		0.1	3.32E-18	1.20E-14	4.47E-11	式(6)

図9 $V_{BE}-I_B$ 特性を計算するためのExcelシート
表計算を利用すると $V_{BE}-I_B$ 特性を実測と比較したり、温度特性に効くパラメータを調整したりできる。SPICEパラメータの動作の理解にも利用できる

C	D	E	F	G	H	I	J	K
	0.2mA	0.5mA	1mA					
VAF	30	30	30	← SPICEパラメータ				
β F	140	125	108	← SPICEパラメータ IKFで電流による β の低下を設定				
IB	0.0002	0.0005	0.001	← ベース電流[A]				
VCE	0.2mA	0.5mA	1mA					
	0	0.02800	0.06250	0.10800	← F\$90*F\$89*(1+\$C93/F\$88)			
	0.5	0.02847	0.06354	0.10980				

図11 $V_{CE}-I_C$ 特性を計算するためのExcelシート
この特性はアーリー電圧 V_{AF} でほぼ決定される

【セミナー案内】直伝! 最新FPGAを使ったビデオ・システムの開発・プラットフォーム構築編(MPSoC対応版)——'あの最近話題の'激アツ'FPGAも恐れるに足らず!?'実事例でそのツボを'即'キャッチアップ
【講師】早乙女 勝昭氏, 8/25(金) 26,000円(税込み) <http://seminar.cqpub.co.jp/>

● 逆方向特性

順方向 h_{FE} の B_F に対して、逆方向 h_{FE} の B_R というパラメータがあります。NPNトランジスタの場合、電流がベースからエミッタに流れる通常の状態の h_{FE} が B_F です。ベースからコレクタに逆流する状態での h_{FE} が B_R です。

バイポーラ・トランジスタは極性を逆にしても性能の悪いトランジスタとして一応動作します。この状態を定義する理由は飽和動作など逆電位が加えられる状況をシミュレーションするためです。他にも V_{AF} に対する V_{AR} 、 N_F に対する N_R などいくつかありますが、

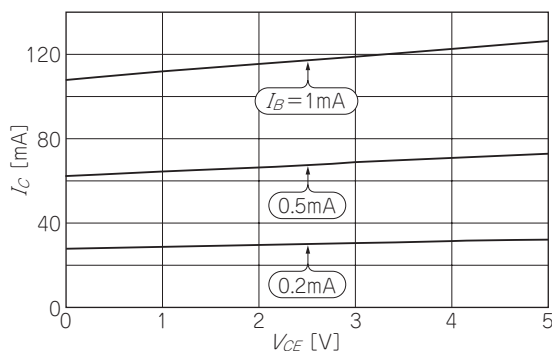


図12 図7で算出された値を利用して I_C - V_{CE} 特性をグラフ化する
 $V_{CE} > 0.2V$ では図7のカーブ・データと一致する

リニア領域でしか使わないときは逆方向のパラメータはデフォルトのまま構いません。

● 応答特性

応答特性に影響するパラメータとしては C_{JC} と C_{JE} が代表的です。応答特性を重視する場合はデフォルトの0のままで使用しないようにします。

図13にSPICEモデルの等価回路を示します。ベース抵抗 R_B と C_{JC} 、 C_{JE} によってRCフィルタとして動

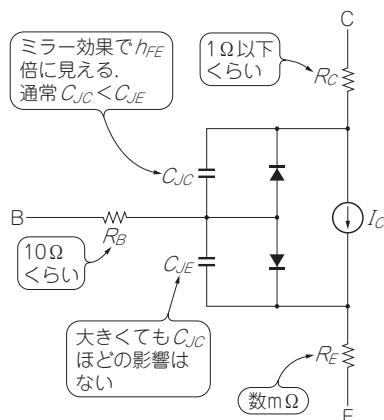


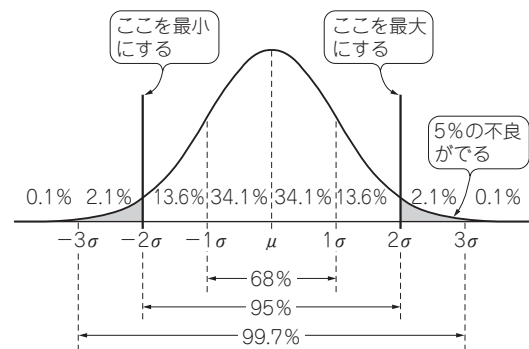
図13 バイポーラ・トランジスタの等価回路
 R_B と C_{JC} は周波数特性を制限する重要なパラメータであるため慎重に設定する

半導体デバイスの評価項目のばらつきを予測するには経験を磨こう

● 標準値しか公表されていない評価項目がある

LTspiceにはモンテカルロ解析機能があります。部品の定数部分に {mc(1k, 0.01)} と入力すると1kΩを±1%の範囲で値をランダムに振って解析してくれます。しかし半導体デバイスは、パラメータの種類が多く、その中にはばらつき範囲が明記されない項目があります。

データシートに最小値と最大値が書かれている評



図C ばらつきの正規分布

価項目は問題ないのですが、標準値しか表記されていない項目が必ずあります。

これは代表値から大きく異なっていても保証しないということです。それでも標準値の項目が設計で重要なパラメータである場合は、ばらつき範囲を予想してシミュレーションします。

● 最小値と最大値の決め方

部品メーカーは最小値、最大値を超えないことを保証しています。そのため図Cに示すようなばらつきの正規分布を調べて、確率的に起こり得ない範囲を決めます。それを最小、最大とする、または全数検査で最小、最大内の製品だけ選別するかのいずれかだと思われます。標準値しかない項目は、より大きくばらつくものだと考える方が自然です。

歩留りが予測できる「正規分布データ」を部品メーカーに要求しても出してもらえないことはほぼありません。そのためセット・メーカーによっては自分たちで測定して分布状況を確認することもあります。

設計者の経験と勘で、リスクを取りながら最小、最大と仮定することもあるでしょう。 (加藤 隆志)

表2 バイポーラ・トランジスタのSPICEパラメータ一覧

今回解説したキー・パラメータだけでも自分で設定できると解析結果に差がでる

パラメータ	2SC2712	デフォルト	分類	説明・設定方法
B_F	160	100	順方向DC特性	順方向増幅率いわゆる「 h_{FE} 」
B_R	5	1	逆方向DC特性	逆方向 h_{FE} 。飽和時の解析が必要な場合に設定
C_{JC}	5.0×10^{-12}	0	AC特性	ゼロ・バイアス時のBC間接合容量
C_{JE}	1.0×10^{-11}	0		ゼロ・バイアス時のBE間接合容量
E_G	1.11	1.11	DC特性	バンドギャップ電圧Siは1.11 eV, Geは0.67 eV
F_C	0.5	0.5	AC特性	順バイアス容量係数。通常は0.5
I_{KF}	0.3	∞	順方向DC特性	順方向高電流。ロールオフ・ポイント大電流で B_F の低下する電流を設定
I_{KR}	0.001	∞	逆方向DC特性	逆方向高電流。ロールオフ・ポイント飽和時の解析が必要な場合に設定
I_S	4.0×10^{-14}	1.0×10^{-16}	DC特性	伝達飽和電流。 V_{BE} 特性から求める。 $I_C = I_S e^{(qV_{BE}/N_F K T)}$
I_{SC}	1.0×10^{-16}	0	逆方向DC特性	BC間漏れ電流。飽和飽和時の解析が必要な場合に設定
I_{SE}	5.0×10^{-14}	0	順方向DC特性	BE間漏れ電流。飽和微小電流の h_{FE} 低下を設定
I_{TF}	0.2	0	AC特性	通過時間。 I_C 依存性大電流での f_T 低下を設定する
M_{JC}	0.33	0.33		BC間PN接合勾配係数。通常は1/3 ~ 1/2の範囲を取る
M_{JE}	0.33	0.33		BE間PN接合勾配係数。通常は1/3 ~ 1/2の範囲を取る
N_C	1	2	逆方向DC特性	BC間漏電流エミッション係数。飽和時の解析が必要な場合に設定
N_E	1.5	1.5	順方向DC特性	BE間漏電流エミッション係数。 I_{KF} の効果を設定する
N_F	1	1		順方向電流エミッション係数。 V_{BE} 特性から求める $I_C = I_S e^{(qV_{BE}/N_F K T)}$
N_K	0.5	0.5	DC特性	高電流ロールオフ係数。 I_{KF} の効果を設定する
N_R	1	1	逆方向DC特性	逆方向電流エミッション係数。飽和時の解析が必要な場合に設定
P_{TF}	0	0	AC特性	余剰位相。通常は0
R_B	10	0	DC特性	ベース直列抵抗。通常は10Ω前後
R_C	0.3	0		コレクタ直列抵抗。 $V_{CE(sat)}/I_C$ から計算できる
R_E	0.001	0		エミッタ直列抵抗。通常は1m ~ 30mΩの範囲
T_F	2.5×10^{-10}	0	AC特性	順方向通過時間。 f_T から求められる $T_F = 1/2 \pi f_T$
T_R	4.0×10^{-8}	0		逆方向通過時間。通常は T_F の100倍以上にする
V_{AF}	30	∞	順方向DC特性	順方向アークリー電圧。 V_{CE} 変化による I_C 変動率を決定する。30 ~ 100
V_{AR}	1000	∞	逆方向DC特性	逆方向アークリー電圧。飽和時の解析が必要な場合に設定
V_{JC}	0.75	0.75	AC特性	BC間ビルトイン電圧。通常は0.75
V_{JE}	0.75	0.75		BE間ビルトイン電圧。通常は0.75
V_{TF}	2	∞		通過時間。 V_{BC} 依存性低電圧での f_T 低下を設定する
X_{TB}	2	0	温度特性	B_F, B_R 温度係数。 h_{FE} の温度係数
X_{TF}	30	0	AC特性	通過時間バイアス係数。 I_{TF}, V_{TF} の効果の強さを設定する
X_{TI}	1.5	3	温度特性	I_S べき乗温度係数。 I_S の温度特性を設定する

作するため周波数特性を持ちます。エミッタ共通ではミラー効果によって C_{JC} は見かけ上、 h_{FE} 倍されるため影響が大きくなります。

データシートに記載される容量に関するパラメータはコレクタ出力容量(C_{OB})です。これは $V_{CB} = 10V$ で記載されることが多いため、そのまま C_{JC} や C_{JE} を求めることはできません。 C_{JC} や C_{JE} はゼロ・バイアス時の接合容量です。目安は次のとおりです。

$$C_{JC} : C_{OB} \text{の} 1.2 \sim 2.4 \text{倍}$$

$$C_{JE} : C_{JC} \text{の} 1.5 \sim 2 \text{倍}$$

もう1つ重要な応答特性パラメータとして T_F, T_R があります。 T_F は順方向通過時間で、 T_R は逆方向通過時間です。データシートのトランジション周波数 f_T から求めるには次式のようにします。

$$T_F = 1/2 \pi f_T$$

$$T_R = T_F \times 10 \sim 100$$

2SC2712は $f_T(\min) = 80 \text{ MHz}$ なので実力値を500 MHzにすると計算結果がそれらしくなります。

ベース抵抗 R_B も重要なパラメータです。2SC2712のような小信号低雑音では通常 $R_B = 10 \Omega$ 前後になります。

R_E はmΩオーダーで R_C は1Ω以下になります。 R_C は $V_{CE} - I_C$ のグラフから求めることができます。

ダイオード・モデルと同様に100 MHzを超えるような高周波信号の伝達特性解析を行う場合はSPICEではなくSパラメータを使った方が精度が取れます。

● SPICEモデルを入手する

次のWebサイトでPSpice用のモデルをダウンロードできます。

<https://toshiba.semicon-storage.com/jp/design-support/simulation/agree-pspice-download.html>

本モデルはLTspiceでも使えます。

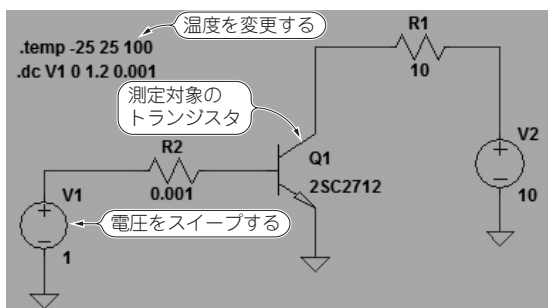


図14 $V_{BE}-I_B$ 特性を測定するための回路(LTspiceで作成)
 V_1 が変数、 V_2 が固定値となっている。 $R_1=0\Omega$ 、 $V_2=6V$ でデータシートと同じ条件になる

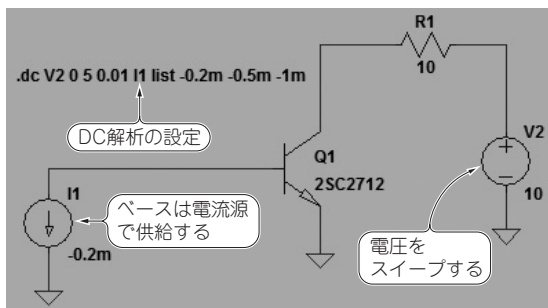


図16 $V_{CE}-I_C$ 特性を測定するための回路(LTspiceで作成)
 V_2 が変数、 I_1 が固定値となっている。 $R_1=0\Omega$ でデータシートと同じ条件になる

表2にLTspiceで使うバイポーラ・トランジスタのSPICEパラメータを示します。2SC2712のSPICEモデルには前述したキー・パラメータである I_S 、 N_F 、 T_F 、 T_R 、 X_{TI} があります。

● LTspice用のライブラリとして登録する

LTspiceのバイポーラ・トランジスタのライブラリはダイオードと同じフォルダにあり、ファイル名は「standard.bjt」です。

このファイルを開くとバイポーラ・トランジスタのモデル「.model 部品名 NPN(パラメータ)」が定義されています。

ここに新たに2SC2712を追加します。一番先頭に置くと部品選択時にリストのトップに出るため便利です。

● LTspiceで確認する

図14の回路を作成後、2SC2712を選択します。温度条件-25℃、+25℃、+100℃でDC解析を実行した $V_{BE}-I_B$ 特性の結果を図15に示します。この結果は、図8に示すデータシートの $V_{BE}-I_B$ 特性とほぼ一致しています。

図16に $V_{CE}-I_C$ 特性の測定回路、図17にその結果を示します。 $V_{CE}-I_C$ 特性は、 $V_{CE}>2V$ ではデータシ

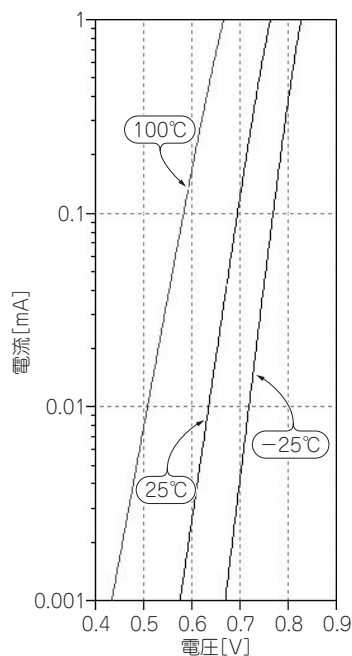


図15 図14の $V_{BE}-I_B$ 特性(LTspiceシミュレーション)
 特性データは図8とカーブと一致する

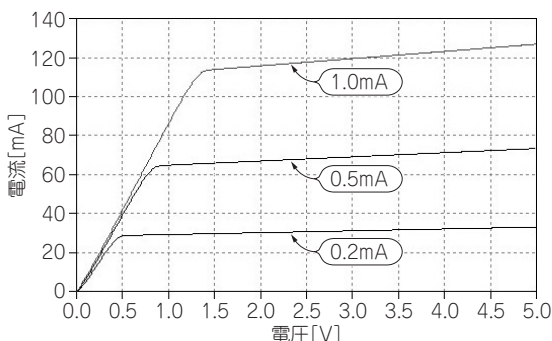


図17 図16の $V_{CE}-I_C$ 特性(LTspiceシミュレーション)
 $V_{CE}>2V$ ではおおむねデータシートと一致するが、 $V_{CE}<2V$ では大きく異なる。これはSPICEでモデル化できない部分である

ートのカーブ・データとよく一致していますが、1V以下はLTspiceの解析結果と異なる形をしています。これはSPICEモデルで、 $V_{CE}<2V$ が表現できていないためです。 V_{CE} を低い領域で使用する場合、 V_{AF} をかなり低めの値に設定して V_{CE} を狭い範囲に限定して対応します。

* *

今回は主にSPICEモデルの直流特性の基本パラメータの求め方を紹介しました。Excelシートを使ってパラメータを計算していますが、簡単な回路設計ならLTspiceを使わなくても表計算ソフトウェアだけでも行えます。デバイスの動作やパラメータの意味をしっかり理解できる力がつくためお勧めです。