

7.5 Praktische Modellierungshinweise zum Bipolartransistor

In diesem Abschnitt sollen beispielhaft einige Teilüberlegungen zur Modellierung eines Bipolartransistors wiedergegeben werden.

Eine Modellierung ist im GHz-Bereich ausgeschlossen, wenn nicht die Zuleitungsinduktivitäten und bei verpackten Transistoren auch die Gehäusekapazitäten modelliert werden. Im inneren Transistor ist die wesentlichste Arbeitspunktabhängigkeit durch den Kollektorstrom I_c gegeben, denn dadurch verändert sich die Steilheit g_m . Der Einfluß der Arbeitspunktspannung U_{ce} ist im aktiven Bereich nicht so stark ausgeprägt. Diese Spannung bestimmt im wesentlichen nur die Abhängigkeit der Kapazität $C_{b'c}$ von der Sperrspannung. Nach dem Millereffekt ist $C_{b'c}$ am Eingang oft stärker wirksam als $C_{b'e}$. Wichtig ist nun, daß in (B.17) der Kapazitätswert CJC bei 0V gut bestimmt wird. Nach (B.17) und Bild B.8 ist die Spannungsabhängigkeit nicht sonderlich stark. Oft reicht schon die grundsätzliche Abhängigkeit nach (B.17) mit den Ersatzwerten $VJC=0,75$ V und $MJC=1/3$, um die Kapazität $C_{b'c}$ für andere Vorspannungen zu errechnen. Die Gleichung (2.28) liefert für CJC zunächst eine gute Näherung. Für genauere Modellierungen kann der Verlauf $C_{b'c}(U)$ aber dadurch besser beschrieben werden, indem man aus zwei weiteren y_{12} -Werten zusätzlich verbesserte Werte für VJC und MJC bestimmt.

Damit die Steilheit richtig mit dem Kollektorstrom steigt, kann zunächst NF nach (2.28) ermittelt werden. Dann wird mit dem Kniestrom IKF als Zusatzparameter gearbeitet. IS sollte nur verwendet werden, damit nach (2.28) U_{be} etwa stimmt. Die Diffusionskapazität $C_{b'e} = C_{DE}$ hängt nach (B.21) in komplexer Weise vom Strom ab und bestimmt in Verbindung mit der Sperrschichtkapazität $C_{b'c}$ nach Bild B.12 die Stromabhängigkeit der Transitfrequenz. Die Transitflugzeit TF spielt hierbei auch eine wichtige Rolle. Diese hier genannten Parameter lassen sich aus (2.28) oder mit TWOP automatisch bestimmen, um somit Startwerte für die Modellierung zu gewinnen.

Bei der Optimierung kann man sich von solchen Startwerten dann sehr weit entfernen. Es kommt nur darauf an, daß das Modell das gesteckte Ziel erreicht. Es kommt nicht darauf an, ob ein SPICE-Parameter am Ende möglichst nahe bei einem theoretischen Ersatzwert liegt. Alle Modelle haben für jeden Parameter einen solchen Ersatzwert, der ohne Modellierung des Parameters automatisch aktiviert wird. Oft ist es leider so, daß ein großes Modell mit vielen Parametern vorliegt, und bei genauerem Hinsehen stellt man fest, daß es weitgehend nur aus Ersatzwerten besteht. Die Modellierung ist dann nicht so aufwendig gewesen wie es zunächst erschien. Tab. 2.5, Bd. 1 beinhaltet ein Beispiel mit 6 wirklich relevanten SPICE-Parametern.

7.6 Nichtlineares Modellierungsbeispiel für einen Bipolartransistor im GHz-Bereich

Tabelle 7.2 zeigt eine Modellierung des Transistors 2N6679 für Harmonica. Die Modellierung erfolgte mit Unterstützung des Programmes SCOUT (COMPACT Software, jetzt Ansoft) auf der Basis von 270 s-Parametersätzen (30 Arbeitspunkte mit 9 s-Parametersätzen).

* nichtlin. 2N6679-Modell von DC-6.2 GHz : SCOUT\BIP1\2N6679d.HAR >>>

IS = .1600E-13	BF = .1406E+03	NF = .1158E+01	VA = .2089E+02
IKF = .1000E+01	ISE = .1038E-13	NE = .1420E+01	BR = .1000E+01
NR = .1000E+01	VB = .1000E+04	IKR = .1000E+04	ISC = .1000E-14
NC = .2000E+01	RBM = .3681E+00	RB = .1273E+01	IRB = .1583E-03
CJE = .6000E-12	VJE = .7500E+00	MJE = .3300E+00	CJC = .7107E-12
VJC = .7500E+00	MJC = .3999E+00	XCJC = .5000E+00	FC = .5000E+00
TF = .3094E-10	XTF = .0000E+00	VTF = .1000E+04	PTF = .0000E+00
ITF = .1000E+04	TR = .0000E+00	XTB = .0000E+00	
XTI = .3000E+01	RE1 = .2117E+00	RC2 = .1000E+01	LB = .7000E-09
LE = .3500E-09	LC = .5000E-09	CBGD = .0000E+00	RB2 = .1000E+01
CBEP = .0000E+00	CBCEP = .1000E-13	CCEP = .6522E-12	ZBT = .0000E+00
LBT = .0000E+00	ZCT = .0000E+00	LCT = .0000E+00	ZET = .0000E+00
LET = .0000E+00	IBMX = 0.3E-3	IBMN = 50E-6	;

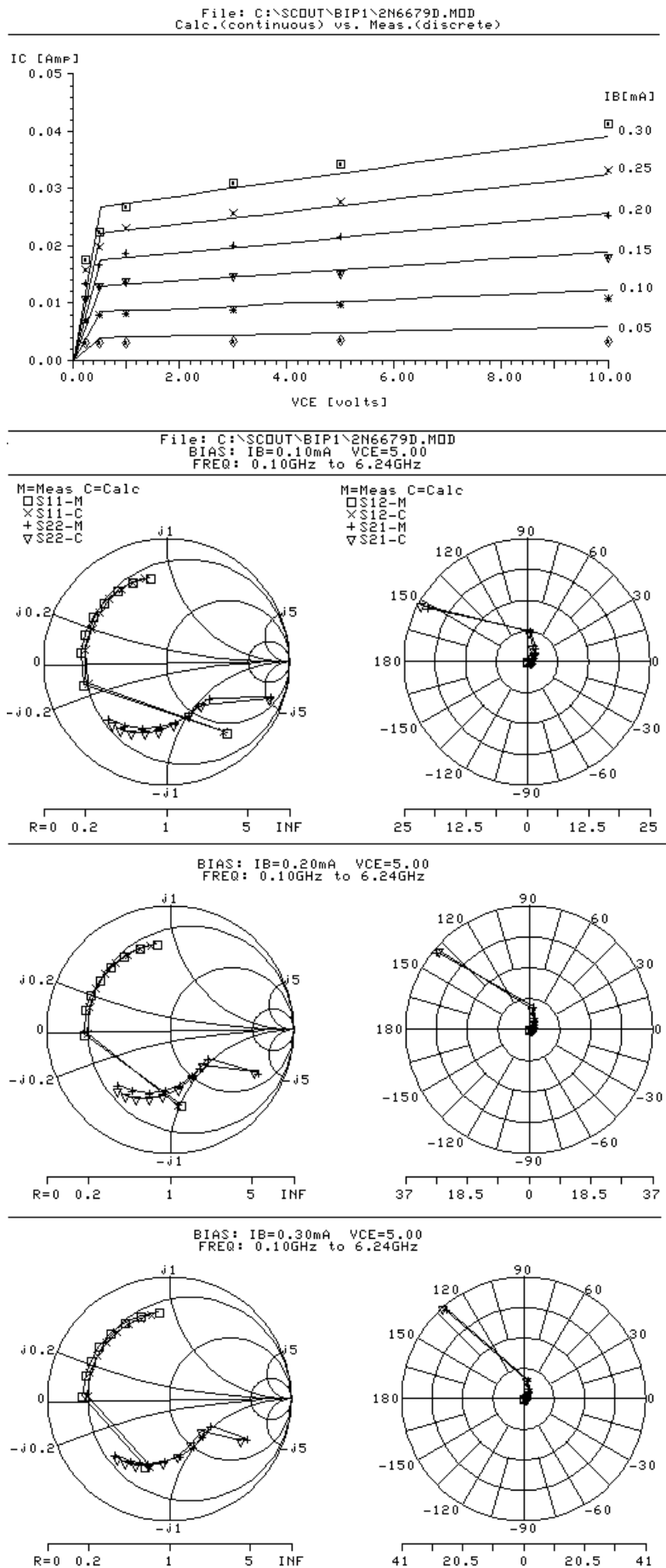
Tab. 7.2 Modell des 2N6679: **Fettdruck = Modellierung** (Quelle: FH Mannheim); **Dünndruck = Ersatzwerte**

Das Programm gestattet nun, auf bequeme Art und Weise eine rasche Gegenkontrolle zwischen Modellwerten und Meßwerten durchzuführen und Vorgabewerte nachzuoptimieren.

Im 1. Modellierungsschritt wurden aus den s-Parametern bei 100 MHz und $I_C=3,8$ mA, also für kleinen Strom und kleine Frequenz, mit TWOP\YG\SPICE automatisch die 6 SPICE-Parameter BF, NF, TF, IS, RB und CJC ermittelt (vergl. Bd. 1).

Dann wurden in einem mühsamen und sehr zeitraubenden Prozeß stückweise weitere Parameter von Hand hinzugefügt und danach anhand der Ortskurven systematisch geprüft, welchen Einfluß die jeweiligen Parameter auf die jeweilige Form und Lage ausüben. Bild 7.1 zeigt die s-Parameter-Ortskurven für Frequenzen von 0,1 bis 6,2 GHz bei drei verschiedenen Arbeitspunkten. Die Kurven von Modell und Messung sind weitgehend deckungsgleich. Die DC-Werte des Modells (durchgezogen) und die der Messung (diskret) stimmen im DC-Kennlinienfeld am Optimierungspunkt bei $U_{ce} = 5$ V und $I_C = 20$ mA am besten überein. Unterhalb von $U_{ce} = 0,5$ V bis 1 V wurde keinerlei Wert auf ein richtiges Modell gelegt.

Bild 7.1 DC-Kennlinien und s-Parameter des SPICE-Modells vom 2N6679 nach Tab. 7.2 für $f = 0,1$ bis 6,2 GHz bei $I_b = 0,1 / 0,2 / 0,3$ mA und $U_{ce} = 5$ V im Vergleich mit der Messung



f / MHz		S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂	
100	Modell	0.615	-84.3°	35.9	138.8°	0.013	57.1°	0.764	-26.8°
	Messg.	0.616	-81.2°	36.0	139.9°	0.012	57.5°	0.794	-26.3°
868	Modell	0.671	-178.0°	6.42	81.2°	0.030	49.0°	0.390	-46.8°
	Messg.	0.700	-177.0°	6.95	79.0°	0.028	45.8°	0.387	-37.7°
1636	Modell	0.676	163.8°	3.35	63.1°	0.047	55.4°	0.430	-65.4°
	Messg.	0.700	166.5°	3.72	59.1°	0.043	52.4°	0.390	-51.1°
2402	Modell	0.682	150.4°	2.212	48.3°	0.066	55.2°	0.482	-82.1°
	Messg.	0.698	156.0°	2.578	44.0°	0.059	53.8°	0.417	-64.8°

Tab. 7.3 Vergleich zwischen SPICE-Modell nach Tab. 7.2 und Datenbank-Meßwerten für $I_b = 0,2 \text{ mA}$, $U_{ce} = 5 \text{ V}$ und $U_{be} = 0,791 \text{ V}$, $I_c = -21.8 \text{ mA}$

Noch genaueren Aufschluß zum Modell gibt der Zahlenvergleich nach Tabelle 7.3. Er zeigt, daß die s-Parameter von Modell und Messung bis 2,4 GHz recht gut miteinander übereinstimmen. Diese Prüfung wäre für alle in Betracht kommenden Arbeitspunkte durchzuführen. Nachfolgend wird nun mit diesem Modell eine nichtlineare Schaltung berechnet.

7.7 Harmonic-Balance-Analyse eines 2,4 GHz-Sendeverstärkers mit Antenne

In diesem Kapitel soll nun eine nichtlineare Mikrowellenschaltung in einer Vorüberlegung *zuerst linear*, und danach nach der Harmonic-Balance-Methode *nichtlinear* analysiert werden. Dieses in Tab. 7.1 aufgeführte Verfahren berechnet von einer nichtlinearen Schaltung nur die (partikuläre) Lösung im eingeschwungenen Zustand. Wie in SPICE muß nun die Arbeitspunkteinstellung für die nichtlinearen Elemente mitprogrammiert werden.

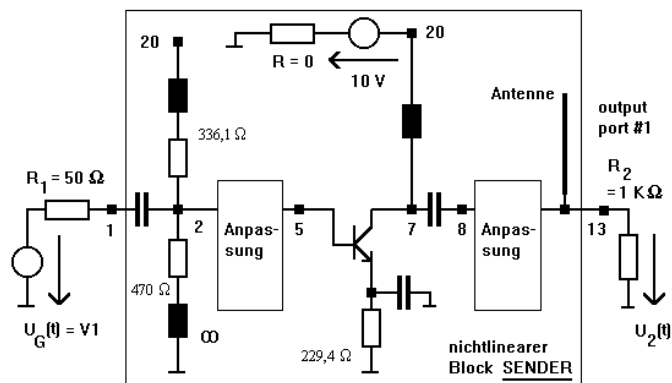


Bild 7.2 2,4 GHz- Sendeverstärker mit Antenne

Nach Kap. 7.3 kann das CAD-System nur sinnvoll eingesetzt werden, wenn geeignete Modelle für die linearen und nichtlinearen Komponenten vorhanden sind. Wir gehen daher als Beispiel von dem geprüften Modell des 2N6679 nach Tab. 7.2 aus und berechnen eine 2,4 GHz-Sendetreiberstufe nach Bild 7.2. Die Antenne wurde zuvor mit dem Antennenprogramm NEC2 nach Kap. 6.7.2 analysiert. Wir fragen, welche Leistung die Antenne bei der 2,4 GHz und bei den Harmonischen 4,8 und 7,2 GHz abstrahlt. Zur Lösung kommen nacheinander folgende Systeme zum Einsatz:

1) NEC2 2) TWOP 3) SUPERCOMPACT 4) SCOPE/SERENADE (Teil Harmonica).

1. Schritt: mit NEC2 analog zu Kap. 6.7.2 die Fußpunktimpedanz über ω bestimmen

2. Schritt: TWOP (hp48): man berechnet bei 2,4 GHz mit den s_{ij} des Modells nach Tab. 7.3: $K = 1,21$; $G_m = 17,657$; $Z_{Gopt} = (4,473 - j 11,278) \Omega$; $Z_{Lopt} = (19,600 + j 64,387) \Omega$

3. Schritt: Anpassungen mit $\lambda/4$ - $\lambda/8$ -Transformationen von Hand entwerfen, und zwar von 50Ω auf Z_{Gopt} und von $Z_{Antenne}(2,4 \text{ GHz})$ auf Z_{Lopt} ; Geometrie der Transformationsleitungen bestimmen: z.B. mit TWOP\TRL

4. Schritt: SUPERCOMPACT-Programm schreiben für die Kette „Eing.-Anpaßnetzwerk- s_{ij} -Vierpol des Transistors - Ausg.-Anpaßnetzwerk - Antenne“; dabei Breiten-sprünge durch Element STEP berücksichtigen; Geometrie optimieren für maximales $G = |s_{21G}|^2$; **Ergebnis:** $G = 17,1$ (statt 17,657); $|s_{11G}| = 0,024$ (statt 0); Bei $U_G = 0,15 \text{ V}$ ergibt dies nach Glg. (2.47) $|U_2| = 335 \text{ mV}$ (statt 343 mV).