

Symbolische Analyse und Optimierung nichtlinearer Verzerrungen in rückgekoppelten Transistorschaltungen

Guntram Jummel

Technische Universität Dresden, Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Elektronik, D-01062 Dresden

E-mail: jummel@iee.et.tu-dresden.de

Kurzfassung

Nichtlineare Verzerrungen sind unerwünschte Nebeneffekte bei der Realisierung von HF-Frontends, die das Übertragungsverhalten von Empfängern wesentlich beeinträchtigen. Gegenstand dieses Beitrages ist die Vorstellung eines symbolischen rekursiven Analyseverfahrens, mit Hilfe dessen nichtlineare Verzerrungen auch in rückgekoppelten Schaltungen berechnet werden können, um daraus Rückschlüsse für eine gezielte Optimierung der Linearität zu ziehen. Das Verfahren wird anhand einer Eingangsverstärkerstufe demonstriert.

1 Einführung

Durch die immer stärkere Verbreitung mobiler Kommunikationstechnik und durch ständige Fortschritte in der Anwendung moderner Halbleitertechnologien auf diesem Gebiet ist die Untersuchung und Modellierung des nichtlinearen Verhaltens von Empfängern wieder in verstärktem Maße in den Mittelpunkt des Interesses von System- und Schaltungsentwicklern gerückt. Bei einer Realisierung von Funktionsblöcken eines HF-Empfängers, wie z.B. von Verstärker- und Filterstufen, treten wegen der nichtlinearen Charakteristik verwendeter physikalischer integrierter Bauelemente abweichend vom geplanten linearen Übertragungsverhalten dieser Blöcke folgende unerwünschte Nebeneffekte auf:

- Harmonische Verzerrungen
- Intermodulationsverzerrungen
- Kreuzmodulationsverzerrungen

Die Rekonstruktion des gesendeten Signals wird dadurch beeinträchtigt bzw. völlig unmöglich gemacht. In Verhaltensmodellen auf der Funktionsbeschreibungsebene, die einer ersten groben Pegelplanung eines Empfängers [3] [10] dienen, werden Polynomapproximationen schwach nichtlinearer Kennlinien (Taylorreihenentwicklung meist bis zur maximalen Ordnung $N = 3$) verwendet. Durch diese Art der Modellierung ist ein expliziter Zusammenhang zwischen einer Eingangsvariablen x und einer Ausgangsvariablen $y(x)$ in der Umgebung eines Arbeitspunktes ($x = x_0, y_0 = y(x_0)$) gegeben.

*Diese Arbeit ist im Rahmen des BMBF-Projektes „HF-Frontends“, Förderkennzeichen 01M3040A, entstanden.

$$\begin{aligned} y(x) &= \sum_{n=0}^N a_n (x - x_0)^n \\ &= \sum_{n=0}^N \frac{1}{n!} \left. \frac{\partial^n}{\partial x^n} y(x) \right|_{x=x_0} (x - x_0)^n \quad (1) \end{aligned}$$

Bei einer periodischen Anregung eines statischen Systems mit $x(t) = x(t + T)$ ist das Ausgangssignal $y(t)$ ebenfalls periodisch. Eingangs- und Ausgangssignal sind näherungsweise als endliche Fourierreihen mit K harmonischen Frequenzanteilen darstellbar.

$$x(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{k=1}^K A_k \cos(k\omega t) + \sum_{k=1}^K B_k \sin(k\omega t) \quad (2)$$

Der Zusammenhang zwischen den Signalen ergibt sich durch Einsetzen von Gl. (2) in Gl. (1), die Anwendung trigonometrischer Beziehungen und einen anschließenden Koeffizientenvergleich für die einzelnen spektralen Anteile der Fourierreihe des Ausgangssignals. Aus den so gewonnenen Zusammenhängen werden nachfolgend systemcharakteristische Parameter abgeleitet. So beträgt z.B. die Eingangsamplitude, bei der sich theoretisch unter Vernachlässigung von Termen höherer Ordnungen die Amplituden der dritten Harmonischen und der Grundwelle des Ausgangssignals schneiden (Intercept-Punkt dritter Ordnung für harmonische Verzerrungen III_{HD3})

$$III_{HD3} = 2\sqrt{\frac{a_1}{a_3}} \quad (3)$$

Bei einer quasiperiodischen Anregung mit mehreren verschiedenen nicht ganzzahlig vielfachen Frequen-

lyse, wird die Signalbeschreibung auf mehrdimensionale Fourierreihen erweitert.

Der für eine Anregung mit einem Zweiton-Eingangssignal gleicher Amplituden definierte Intermodulations-Intercept-Punkt dritter Ordnung IIP_{IM3} (häufig nur mit IP_3 bezeichnet) ist meist von größerer praktischer Bedeutung, da die durch Intermodulation an der nichtlinearen Kennlinie entstehenden Frequenzanteile des Ausgangssignals bei $|2\omega_1 - \omega_2|$ und $|2\omega_2 - \omega_1|$ für dicht nebeneinanderliegende Frequenzen ω_1 und ω_2 in das Frequenzband des verstärkten Eingangssignals fallen und damit im Gegensatz zur dritten Harmonischen nicht ausgefiltert werden können.

$$IIP_{IM3} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{\frac{a_1}{a_3}} \quad (4)$$

Für statische nichtlineare Kennlinien gilt der feste Zusammenhang $\sqrt{3} IIP_{IM3} = IIP_{HD3}$, d.h., im logarithmischen Maßstab liegt der Intercept-Punkt 3. Ordnung für Intermodulationsverzerrungen um 4.77dB unter dem Wert für harmonische Verzerrungen.

Einzelheiten zur Berechnung und Definition von Parametern findet man in der Literatur [11] [12] [6] [9].

Derartige Verhaltensmodelle nach Gl. (1) sind auf Schaltungsblöcke nur in folgenden Fällen anwendbar:

- Es wird die explizit vorliegende Kennlinie eines nichtlinearen Zweipols bei einer reinen Spannungs- bzw. Stromsteuerung untersucht.
- Es werden nur zwei Variablen (Ströme bzw. Spannungen) unter sonst unveränderten Randbedingungen der äußeren Beschaltung des Funktionsblocks betrachtet.

Eine Erweiterung der Modellierung ist erforderlich, wenn Signalgeneratoren mit endlichem Innenwiderstand, wie in der HF-Technik üblich, verwendet werden und wenn Schaltungsblöcke, die als nichtlineare Vierpole aufzufassen sind, in ein umgebendes System aus Generator und Abschlußlast (**Bild 1**) eingebettet werden [4]. Dabei handelt es sich um rückgekoppelte Systeme und die gesuchten Signalgrößen sind nur implizit gegeben und von der äußeren Beschaltung abhängig. Die Rückkopplungen durch den Generatorinnenwiderstand R_1 und den Lastwiderstand R_2 sind aus einer Signalflußdarstellung des Systems (**Bild 2**) ersichtlich.

Zur Bestimmung von Systemparametern, wie z.B. Intermodulationsverzerrungen, muß das implizite Systemmodell (Gleichungssystem, rückgekoppelte Signalflußdarstellung) in eine äquivalente explizite Form (Lösung des Gleichungssystems, rückkopplungsfreie Signalflußdarstellung) gebracht werden, was meist

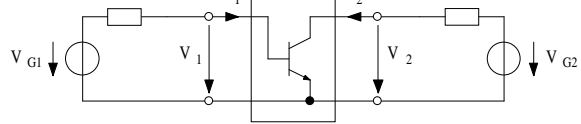


Bild 1: In Testsystem eingebetteter nichtlinearer Vierpol (z.B. Transistor)

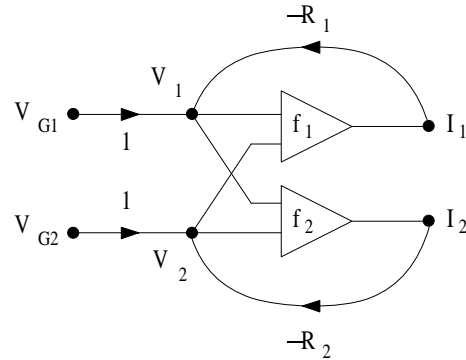


Bild 2: Signalflußgraph des Testsystems in Bild 1 mit den nichtlinearen Funktionen $I_1 = f_1(V_1, V_2)$ und $I_2 = f_2(V_1, V_2)$

nicht geschlossen analytisch möglich ist. Ein Beispiel dafür ist die einfache Reihenschaltung eines Widerstandes und einer Diode, für die keine geschlossene explizite Kennliniengleichung existiert.

Für nichtlineare Vierpole als Modelle für Verstärker oder einzelne Transistoren ergibt sich außerdem die Notwendigkeit des Übergangs auf zweidimensionale Kennlinienapproximationen [4].

2 Modellierungsmethodik für statische nichtlineare Systeme

In der Umgebung eines Arbeitspunktes sei das implizite System durch eine Taylorreihenapproximation darstellbar. Diese Voraussetzung ist bei schwach nichtlinearen Systemen wie Verstärkern in den meisten Fällen erfüllt.

In den folgenden Abschnitten wird eine rekursive Methode zur Berechnung der Polynomkoeffizienten der äquivalenten expliziten Systembeschreibung vorgestellt, die ohne die vorherige Kenntnis der exakten nichtlinearen Charakteristik des gesuchten Systems auskommt.

2.1 Dimensionale Kettenentwicklung impliziter Funktionen

Der einfachste Fall mit nur einem Eingangs- und einem Ausgangssignal ergibt sich für die Strom-Spannungs-Beziehung eines nichtlinearen Zweipols oder die nichtlineare Eingangs- Ausgangsspannungskennlinie einer idealen spannungsgesteuerten Spannungsquelle mit unendlich großem Eingangswiderstand und einem Ausgangswiderstand von Null. Die in der eindimensionalen Taylorreihenentwicklung der unbekannt expliziten Funktion $y = f(x)$ entsprechend Gl. (1) vorkommenden Ableitungen werden direkt aus deren gegebener impliziter Darstellung der Form

$$F(x, y) = 0 \quad (5)$$

durch das folgende rekursive Verfahren berechnet. Durch partielle Differentiation beider Seiten von Gl. (5) nach der Eingangsgröße x und unter Anwendung der Kettenregel erhält man die Gleichung

$$\frac{\partial F(x, y)}{\partial x} + \frac{\partial F(x, y)}{\partial y} \cdot \frac{\partial y}{\partial x} = 0 \quad (6)$$

Durch Substitution der in Gl. (6) entstandenen Ableitungen durch die allgemeinen Funktionen

$$\frac{\partial F(x, y)}{\partial x} = D_1(F)(x, y) \quad (7)$$

$$\frac{\partial F(x, y)}{\partial y} = D_2(F)(x, y) \quad (8)$$

$$\frac{\partial f(x)}{\partial x} = u_1(x) \quad (9)$$

erhält man die zu Gl. (6) äquivalente Darstellung

$$D_1(F)(x, y) + D_2(F)(x, y) \cdot u_1(x) = 0 \quad (10)$$

Differenziert man beide Seiten von Gl. (10) erneut partiell nach x , erhält man

$$\begin{aligned} & \frac{\partial D_1(F)(x, y)}{\partial x} + \frac{\partial D_1(F)(x, y)}{\partial y} \cdot u_1(x) \\ & + \left(\frac{\partial D_1(F)(x, y)}{\partial y} + \frac{\partial D_2(F)(x, y)}{\partial y} \cdot u_1(x)^2 \right. \\ & \left. + D_2(F)(x, y) \right) \cdot \frac{\partial u_1}{\partial x} = 0 \quad (11) \end{aligned}$$

Mit den Substitutionen

$$\frac{\partial D_1(F)(x, y)}{\partial x} = \frac{\partial^2 F(x, y)}{\partial x^2} = D_{1,1}(F)(x, y) \quad (12)$$

$$\frac{\partial D_1(F)(x, y)}{\partial y} = \frac{\partial^2 F(x, y)}{\partial x \partial y} = D_{1,2}(F)(x, y) \quad (13)$$

$$\frac{\partial D_2(F)(x, y)}{\partial y} = \frac{\partial^2 F(x, y)}{\partial y^2} = D_{2,2}(F)(x, y) \quad (14)$$

$$\frac{\partial u_1(x)}{\partial x} = \frac{\partial^2 f(x)}{\partial x} = u_2(x) \quad (15)$$

erhält man die entsprechende Gleichung zur Bestimmung der zweiten Ableitung

$$\begin{aligned} & D_{1,1}(F)(x, y) + D_{1,2}(F)(x, y) \cdot u_1(x) \\ & + \left(D_{1,2}(F)(x, y) + D_{2,2}(F)(x, y) \cdot u_1(x)^2 \right. \\ & \left. + D_2(F)(x, y) \right) \cdot u_2(x) = 0. \quad (16) \end{aligned}$$

Durch Auflösen von Gl. (10) nach der gesuchten ersten Ableitung erhält man

$$u_1(x, y) = -\frac{D_1(F)(x, y)}{D_2(F)(x, y)} \quad (17)$$

und durch Auflösen von Gl. (16) nach der gesuchten zweiten Ableitung

$$u_2(x, y) = -\frac{\left(\begin{array}{l} D_{1,1}(F)(x, y) \\ + 2D_{1,2}(F)(x, y) \cdot u_1(x) \\ + D_{2,2}(F)(x, y) \cdot u_1(x)^2 \end{array} \right)}{D_2(F)(x, y)} \quad (18)$$

Höhere Ableitungen werden nach dem gleichen Verfahren durch Substitution, Differentiation der Gleichung und Auflösen nach der gesuchten Ableitung berechnet. Das Ergebnis für die dritte Ableitung lautet

$$u_3(x, y) = -\frac{\left(\begin{array}{l} D_{1,1,1}(F)(x, y) \\ + 3D_{1,1,2}(F)(x, y) \cdot u_1(x) \\ + 3D_{1,2,2}(F)(x, y) \cdot u_1(x)^2 \\ + D_{2,2,2}(F)(x, y) \cdot u_1(x)^3 \\ + 3D_{1,2}(F)(x, y) \cdot u_2(x) \\ + D_{2,2}(F)(x, y) \cdot u_1(x) \cdot u_2(x) \end{array} \right)}{D_2(F)(x, y)} \quad (19)$$

Das Ergebnis der Berechnungsmethode ist eine rekursive Darstellung der n -ten Ableitung $u_n(x, y)$ von $f(x)$ nach x , basierend auf allen zuvor berechneten Ableitungen bis zur Ordnung $(n - 1)$. Die Taylorreihe der Funktion $y = f(x)$ in der Umgebung des Arbeitspunktes (x_0, y_0) lautet dann mit $\Delta x = x - x_0$ und $\Delta y = y - y_0$

$$\Delta y = \sum_{n=1}^N \frac{1}{n!} \cdot u_n(x_0, y_0) \cdot \Delta x^n \quad (20)$$

Um den Wert der Ableitungen im Arbeitspunkt $(x = x_0, y = y_0)$ zu ermitteln, muß allerdings die Lösung y_0 der impliziten Gleichung

$$F(x_0, y_0) = 0 \quad (21)$$

explizit bekannt sein. Die Berechnung dieses Arbeitspunktes ist meist nur numerisch mit iterativen Lösungsverfahren möglich. Die Ableitungen $u_n(x, y)$ liegen dagegen explizit als Funktionen des Arbeitspunktes in

symbolischer Form vor. Durch die vorgestellte Berechnungsmethode wird eine symbolische Analyse und eine systematische Modellgenerierung schwach nichtlinearer Systeme (z.B. LNA) realisiert. Der Algorithmus wurde mit Hilfe des Computer-Algebraprogramms *MapleV* [5] implementiert.

2.2 Zweidimensionale Reihenentwicklung impliziter Funktionen

Für die Berechnung von Verstärkerschaltungen (Bild 1) wird die Methode auf Gleichungssysteme mit zwei Eingangsvariablen (x_1, x_2) und zwei Ausgangsvariablen (y_1, y_2) erweitert. Mit den Systemeingangsvariablen $(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2)$ und dem Modell des Vierpols

$$\begin{aligned} y_1 &= f_1(x_1, x_2) \\ y_2 &= f_2(x_1, x_2) \end{aligned} \quad (22)$$

sowie aus der impliziten Systemdarstellung der Form

$$\begin{aligned} F_1(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2, y_1, y_2) &= 0 \\ F_2(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2, y_1, y_2) &= 0 \end{aligned} \quad (23)$$

sind die gesuchten expliziten Zusammenhänge

$$\begin{aligned} x_1 &= \tilde{f}_1(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2) \\ x_2 &= \tilde{f}_2(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2) \end{aligned} \quad (24)$$

zu ermitteln. In der Umgebung des Arbeitspunktes $(x_{10}, x_{20}, y_{10}, y_{20})$ wird das Kennlinienfeld des Vierpols in Gl. (22) durch die beiden zweidimensionalen Taylorreihen

$$\begin{aligned} \Delta y_1 &= \sum_{n=1}^N \frac{1}{n!} \left(\Delta x_1 \frac{\partial}{\partial x_1} + \Delta x_2 \frac{\partial}{\partial x_2} \right)^n f_1 \Big|_{\substack{x_{10} \\ x_{20}}} \\ \Delta y_2 &= \sum_{n=1}^N \frac{1}{n!} \left(\Delta x_1 \frac{\partial}{\partial x_1} + \Delta x_2 \frac{\partial}{\partial x_2} \right)^n f_2 \Big|_{\substack{x_{10} \\ x_{20}}} \end{aligned} \quad (25)$$

approximiert. Gleichermaßen erfolgt eine zweidimensionale Taylorreihenentwicklung der gesuchten Übertragungsfunktionen in Gl. (24).

Für die Schaltung in Bild 1 lautet das Vierpolmodell

$$\begin{aligned} I_1 &= I_1(V_1, V_2) \\ I_2 &= I_2(V_1, V_2). \end{aligned} \quad (26)$$

Das implizite Gleichungssystem wird durch das Aufstellen der Maschengleichungen

$$\begin{aligned} -V_{G1} + R_1 I_1(V_1, V_2) + V_1 &= 0 \\ -V_{G2} + R_2 I_2(V_1, V_2) + V_2 &= 0 \end{aligned} \quad (27)$$

formuliert. Die Systemeingangsgrößen sind hier V_{G1} und V_{G2} . Gesucht sind die expliziten Spannungsübertragungsfunktionen

$$\begin{aligned} V_1 &= V_1(V_{G1}, V_{G2}) \\ V_2 &= V_2(V_{G1}, V_{G2}) \end{aligned} \quad (28)$$

Bei einem Verstärker ist die Versorgungsspannung V_{G2} idealerweise konstant, so daß sich die Analyse der Spannungsübertragungsfunktionen $V_1(V_{G1})$ und $V_2(V_{G1})$ auf den Spezialfall zweier eindimensionaler Taylorreihen vereinfacht. Bei Versorgungsspannungsschwankungen werden durch die beiden vollständigen zweidimensionalen Taylorreihen der Funktionen in Gl. (28) zusätzlich entstehende Mischprodukte an den Systemausgängen (V_1 bzw. V_2) berücksichtigt.

Nach dem ersten Berechnungsschritt erhält man unter der Annahme $V_{G2} = \text{konstant}$ das linearisierte Systemmodell, das durch die Spannungsverstärkungen

$$\begin{aligned} \frac{\partial V_1}{\partial V_{G1}} &= \frac{1 + y_{22} R_2}{1 + y_{22} R_2 + (\det \mathbf{y} \cdot R_2 + y_{11}) \cdot R_1} \\ \frac{\partial V_2}{\partial V_{G1}} &= \frac{-y_{21} R_2}{1 + y_{22} R_2 + (\det \mathbf{y} \cdot R_2 + y_{11}) \cdot R_1} \end{aligned} \quad (29)$$

mit $\det \mathbf{y} = y_{11} y_{22} - y_{12} y_{21}$ charakterisiert ist. Daraus werden die Spannungsverstärkung des Vierpols innerhalb des umgebenden Testsystems abgeleitet.

$$G_v = \frac{\partial V_2}{\partial V_1} = -\frac{y_{21} R_2}{1 + y_{22} R_2} \quad (30)$$

Dieser Systemparameter ist von den Blockparametern y_{21} und y_{22} des Vierpols sowie vom Lastwiderstand R_2 abhängig.

3 Anwendungsbeispiel: Emitterstufe mit Stromgegenkopplung

3.1 Symbolische Verzerrungsanalyse

In diesem Abschnitt wird die nichtlineare Übertragungscharakteristik einer Emitterstufe mit einem Gegenkopplungswiderstand R_E (**Bild 3**) untersucht. Im aktiv normalen Betrieb wird der Transistor durch die nichtlineare Eingangskennlinie der Basis-Emitter-Diode und eine lineare stromgesteuerte Stromquelle modelliert. Damit ergibt sich für die Ausgangsspannung V_O die implizite Gleichung

$$\begin{aligned} F(V_G, V_O) &= -V_G + \frac{R_G}{B} \left(\frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{V_O}{R_C \parallel R_L} \right) \\ &\quad + V_T \ln \left(\left(\frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{V_O}{R_C \parallel R_L} \right) / I_S \right) \\ &\quad + R_E \left(\frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{V_O}{R_C \parallel R_L} \right) \left(1 + \frac{1}{B} \right) = 0 \end{aligned} \quad (31)$$

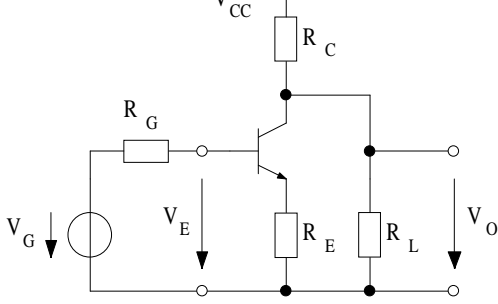


Bild 3: Emitterschaltung mit Gegenkopplungswiderstand R_E

Der Ausgangswiderstand wird dabei als linear und vernachlässigbar groß gegenüber dem Lastwiderstand angenommen. Da die Ausgangsspannung V_O sowohl als linearer Term als auch im Argument der natürlichen Logarithmusfunktion auftritt, ist die geschlossene analytische Lösung der Gl. (31) nicht möglich. Durch Anwendung des Verfahrens der impliziten Differentiation kann jedoch eine Taylorreihenapproximation für die Ausgangsspannung in der Umgebung des Arbeitspunktes gewonnen werden. Diese Reihenentwicklung entspricht einem expliziten nichtlinearen Kleinsignalmodell des Verstärkers und gestattet somit eine direkte Verzerrungsanalyse des Ausgangssignalspektrums bei einer Anregung mit einem periodischen bzw. quasiperiodischen Eingangssignal mit hinreichend kleiner Amplitude, so daß die Konvergenz der Reihe gewährleistet ist. Die Spannungsverstärkungskoeffizienten der Taylorreihe der Funktion $V_O(V_G)$ lauten bis zur dritten Ordnung

$$G_{vT_1} = G_{v0} \cdot \frac{r_\pi}{r_{in} + R_G} \quad (32)$$

$$G_{vT_2} = \frac{G_{v0}}{2V_T} \cdot \left(\frac{r_\pi}{r_{in} + R_G} \right)^3 \quad (33)$$

$$G_{vT_3} = \frac{G_{v0}}{6V_T^2} \cdot \frac{(3r_\pi - 2(r_{in} + R_G))r_\pi^4}{(r_{in} + R_G)^5} \quad (34)$$

mit der Leerlaufspannungsverstärkung des nichtrückgekoppelten Verstärkers ($R_G = R_E = 0$)

$$G_{v0} = -g_m \cdot (R_C \parallel R_L) \quad (35)$$

und dem linearen Kleinsignaleingangswiderstand des Transistors mit Emitterdegeneration

$$r_{in} = r_\pi + (B + 1) \cdot R_E. \quad (36)$$

Ein Optimierungskriterium zur Reduzierung nichtlinearer Verzerrungen dritter Ordnung wird aus Gl. (34) abgeleitet, indem G_{vT_3} zu Null gesetzt wird.

$$r_{in,opt} = \frac{3}{2} r_\pi - R_G > 0 \quad (37)$$

Ein vergleichbarer Optimierungsansatz wurde in [2] zur Optimierung der Linearität der Transkonduktanz-Eingangsstufe des Mixers eines 900 MHz-ISM-Band-Empfängers verwendet.

Theoretisch würde durch diese Optimierung der Intercept-Punkt dritter Ordnung unendlich groß, praktisch dagegen liefern die Koeffizienten fünfter und höherer Ordnung der Reihe Beiträge zur dritten Harmonischen des Ausgangssignals. In **Bild 4** ist der Intercept-Punkt dritter Ordnung harmonischer Verzerrungen als Funktion des Kollektorstromes I_{CA} im Arbeitspunkt und des Gegenkopplungswiderstandes R_E bei einem vorgegebenen Generatorwiderstand von $R_G = 50\Omega$ dargestellt.

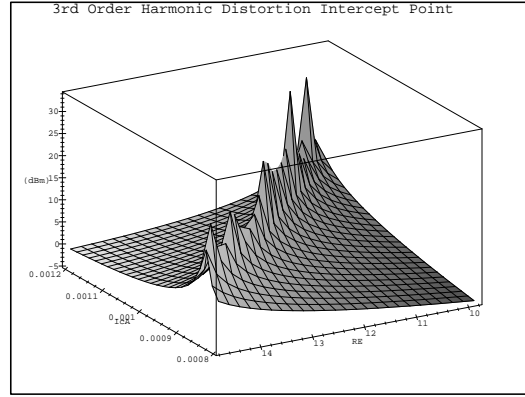


Bild 4: Intercept-Punkt IIP_{HD3} in Abhängigkeit von R_E und I_{CA}

3.2 Simulation

Zur Überprüfung der theoretisch gewonnenen Zusammenhänge wurde die Transistorschaltung in Bild 3 unter Verwendung der Default-Parameter des Gummel-Poon-Transistormodells im Simulator *SpectreRF*TM [1] einer parametrischen periodischen Zeitbereichsanalyse in Abhängigkeit vom Eingangssignalpegel (SPSS-Analyse) unterzogen (**Bild 5**) und der Parameter IIP_{HD3} als Funktion des Gegenkopplungswiderstandes R_E extrahiert. Weiterhin wurde der Transistor in einer vergleichenden Simulation durch ein in der analogen Verhaltensbeschreibungssprache *Verilog-A* [8] formuliertes Verhaltensmodell ersetzt, das die nichtlineare Eingangskennlinie (Exponentialfunktion) durch ein Polynom dritter Ordnung approximiert und den Kollektorstrom durch eine einfache lineare stromgesteuerte Stromquelle modelliert. Die Simulationsergebnisse sind im Vergleich zum theoretischen Verlauf in **Bild 6** dargestellt und zeigen eine sehr gute Übereinstimmung.

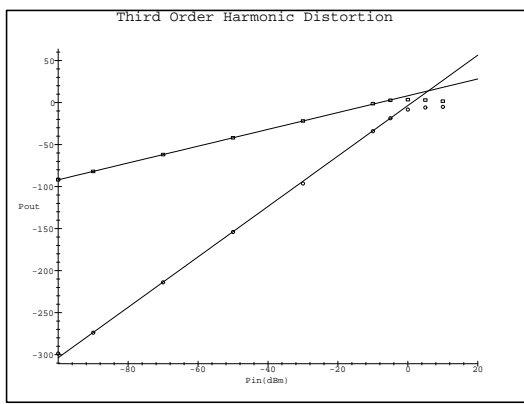


Bild 5: Simulierte Ausgangsleistung der Grundwelle (□) und der dritten Harmonischen (○) als Funktion des verfügbaren Eingangsleistungspegels im Vergleich zum theoretischen Verlauf (—)

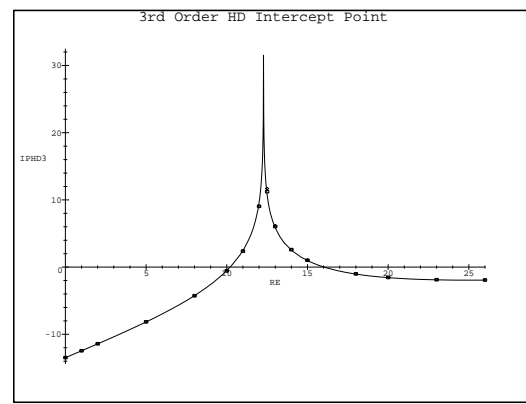


Bild 6: IIP_{HD3} in Abhängigkeit von R_E bei $I_{CA} = 1\text{mA}$: — Symbolische Berechnung, ◇ Simulation mit vereinfachtem Verilog-A-Transistormodell, □ Simulation mit Default-Transistormodell

4 Zusammenfassung

Es wurde ein symbolisches Verfahren zur Berechnung und Optimierung nichtlinearer Verzerrungen in rückgekoppelten Verstärkerschaltungen vorgestellt und am Beispiel einer durch Emittterdegeneration linearisierten Transistorstufe demonstriert. Während sich durch Handrechnungen meist nur Reihenentwicklungen bis zur dritten Ordnung überschaubar durchführen lassen, liefert der Algorithmus bequem fehlerfreie Ergebnisse auch für Reihenglieder z.B. bis zur 7. Ordnung. Die mit Hilfe dieses Verfahrens theoretisch ermittelten Ergebnisse wurden durch vergleichende Simulationen validiert. Weiterführende Untersuchungen sind auf die Erweiterung des Verfahrens bezüglich dynamischer Systemeigenschaften gerichtet.

Literatur

- [1] CADENCE Design Systems, Inc., San José, CA. *Spectre User Guide, IC 4.4.3.*
- [2] Jeff Durec. An integrated silicon bipolar receiver subsystem for 900-MHz ISM band applications. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 33(9):1352–1372, September 1998.
- [3] T. Fahlbusch, U. Seeling, U. Knöchel, P. Schwarz, P. Trappe, and G. Schäfer. Durchgängige Systemsimulation von HF-Schaltungen. In *5.ITG/GMM-Diskussionsitzung, Analog '99*, München, Februar 1999.

- [4] G. Jummel. Modellschablonen, Teil 2. Milestone-Report M30-3.1, BMBF-Projekt HF-Frontends, TU Dresden, Februar 2000.
- [5] Michael Kofler. *Maple V Release 4, Einführung und Leitfaden für den Praktiker*. Addison-Wesley, 1996.
- [6] Robert G. Meyer and Alvin K. Wong. Blocking and desensitization in RF amplifiers. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 30(8):944–946, August 1995.
- [7] S. Narayanan. Application of volterra series to intermodulation distortion analysis of transistor feedback amplifiers. *IEEE Transactions on Circuit Theory*, CT-17(4):518–527, 1970.
- [8] Open Verilog International, Los Gatos, CA. *Verilog-A Language Reference Manual, Version 1.0 DRAFT*, May 1996.
- [9] G. Palumbo and S. Pennisi. Harmonic distortion in non-linear amplifier with non-linear feedback. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 26:293–299, 1998.
- [10] Peter Vizmuller. *RF Design Guide: Systems, Circuits and Equations*. Artech House, 1995.
- [11] Piet Wambacq and Willy Sansen. *Distortion Analysis of Analog Integrated Circuits*. Kluwer Academic Publishers, 1998.
- [12] Donald D. Weiner and John F. Spina. *Sinusoidal Analysis and Modeling of Weakly Nonlinear Circuits*. Van Nostrand Reinhold, 1980.