



Gunthard Kraus, DG 8 GB

Bestimmung der S-Parameter bei PSPICE-Simulationen

In den UKW-Berichten [1] wurde zuletzt ausführlich der Einstieg in PSPICE sowie das Für und Wider von Simulationen im Zeitbereich dargestellt. Trotz der zum Teil faszinierenden Möglichkeiten dieser Simulationsmethode wird sich ein richtiger HF- und Mikrowellenenthusiast in seinem Innern wohl immer wieder nach der vertrauten Welt der S-Parameter sehnen. Darum soll es in nachfolgendem Artikel gehen.

1. Einführung

Eine Simulation mit PSPICE liefert bekanntlich den zeitlichen Verlauf aller Spannungen und Ströme in einer Schaltung, also das, was man locker mit dem Begriff der "Oszillogramme" beschreibt. Üblicherweise wird aber noch eine weitere Option bei diesem Programm angeboten: man nimmt dazu das Verhalten der Schaltung im gewählten Arbeitspunkt als linear an und untersucht für diesen Sonderfall die Frequenzabhängigkeit

der interessierenden Signale. Diese Betriebsart trägt den Namen "AC-Sweep" und sie ist der Schlüssel zur Ermittlung der S-Parameter: bei ihnen geht es nämlich um die Bestimmung von Spannungs-Verhältnissen und ihrer Frequenzabhängigkeit. Folglich lassen sich mit einigen Tricks bei einem "Zweitor" (Twoport) alle vier S-Parameter (S_{11} / S_{21} / S_{12} / S_{22}) erzeugen und problemlos in gewohnter Weise im "Rectangular Plot" über der Frequenz mit der Maßeinheit "dB" darstellen (Siehe dazu auch [2] und [3]).

2. Bestimmung von S_{11}

Zunächst sollen hier die Grundlagen betrachtet werden und **Bild 1** zeigt die dazu erforderlichen Informationen. Ein Impulsgenerator mit einem Innenwiderstand von 50Ω speist eine Last Z_1 über ein Koaxialkabel, das ebenfalls den Wellenwiderstand $Z = 50 \Omega$, aber eine beträchtliche Länge aufweist. Für den Impuls stellt dieses Kabel zunächst nur

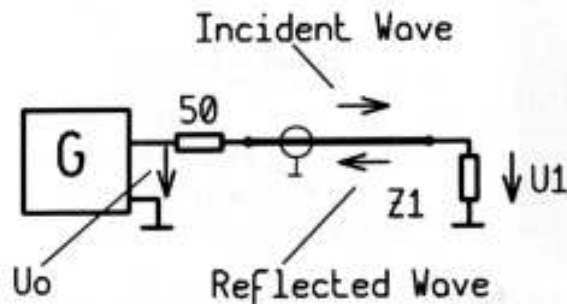


Bild 1: Dieses Bild zeigt die grundsätzlichen Vorgängen auf HF-Leitungen

einen reellen Widerstand von 50 Ohm dar und man hat deshalb am Kabeleingang in diesem Moment einen schlichten Spannungsteiler aus zwei 50 Ω -Widerständen. Deshalb misst man dort in diesem Augenblick eine Spannungsamplitude von

$$U_m = \frac{U_0}{2}$$

Die dazu gehörende Leistung

$$P_{inc} = \frac{\left(\frac{U_0}{2}\right)^2}{50\ \Omega} = \frac{U_0^2}{4 \cdot 50\ \Omega}$$

stellt eine "Hinlaufende Welle" (= Incident Wave) dar, denn sie tritt in das Kabel ein und bewegt sich darauf mit der so genannten "Kabelgeschwindigkeit" in Richtung des Verbrauchers Z_1 . Sie stellt damit die größte Leistung dar, die der Generator überhaupt an eine Last abgeben kann (= Leistungsanpassung). Erreicht diese "hinlaufende Welle" den Lastwiderstand Z_1 , kann sie dort nur vollständig abgenommen werden, wenn wieder die Bedingung der Leistungsanpassung erfüllt ist, also Z_1 den Wert

$$Z_1 = R_l = Z = 50\ \Omega$$

aufweist.

Ist das nicht der Fall, macht sich der "überschüssige Rest" in Form eines Echos (= Rücklaufende Welle = "Reflected Wave") wieder auf den Rückweg - dorthin, wo die Leistung herkam, also auf dem Kabel zurück in Richtung Generator. Dieser Sachverhalt wird durch den "Reflektionsfaktor" ausgedrückt, denn bei korrekter Anpassung ist er Null (.es muss nichts zurückgeschickt werden) und bei kompletter Fehlanpassung (= Leerlauf oder Kurzschluss) wird nichts abgenommen und alles muss wieder zurück zum Generator. In diesem Fall steigt der Reflektionsfaktor auf 100%.

Für die praktische Arbeit vereinfacht man den Sachverhalt und betrachtet nur die Spannungen, die zu diesen wandernden Leistungen gehören. Zur Leistung kommt man jeder Zeit leicht wieder über die Leistungsformeln, in denen - Siehe oben! - die Spannungen immer im Quadrat vorkommen. Also zieht man aus der Leistung die Quadratwurzel und gelangt zu folgender Darstellung:

Hinlaufende Welle:

$$a_1 = \sqrt{P_{incident}} = \sqrt{\frac{(U_0)^2}{4 \cdot Z}} = \left(\frac{U_0}{2}\right) \cdot \frac{1}{\sqrt{Z}} = U_{incident} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{Z}}\right)$$

An dieser Formel erkennt man nun die übliche und gängige Formulierung: "die hinlaufende Welle stellt die halbe Ursprungspannung dar".

Rücklaufende Welle:

$$b_1 = \sqrt{P_{reflected}} = \sqrt{\frac{(U_{reflected})^2}{Z}} = (U_{reflected}) \cdot \frac{1}{\sqrt{Z}}$$

Der Reflektionsfaktor "r" ist einfach das Verhältnis von Rücklaufender Welle zu Hinlaufender Welle:

$$r = \frac{\sqrt{P_{reflected}}}{\sqrt{P_{incident}}} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{U_{reflected}}{U_{incident}}$$

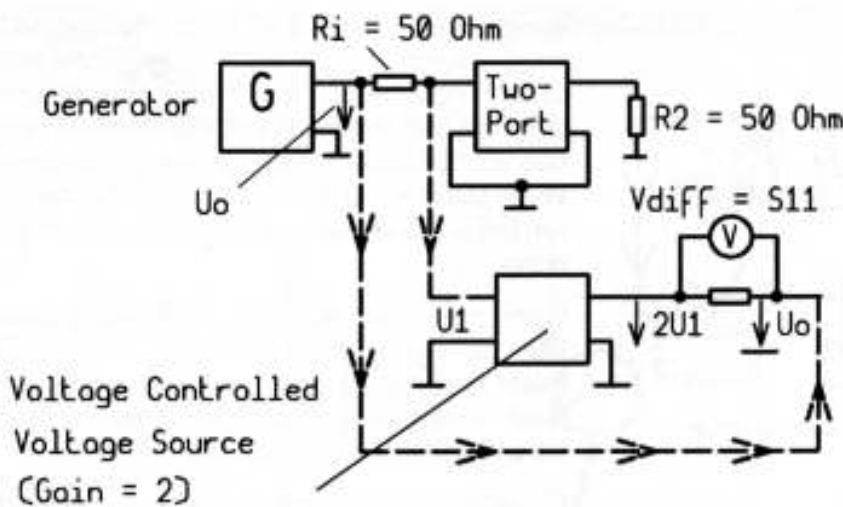


Bild 2:
So muss die Eingangsseite eines Twoports zur Bestimmung der Reflexion mit PSPICE beschaltet werden. Das „Differential Voltmeter“ zeigt dann direkt S11

und er entspricht exakt dem S-Parameter S11, wenn man den Eingang eines Twoports als Last R₁ an das Kabel anschließt.

(Natürlich muss man den Ausgang des Twoports exakt mit dem Systemwiderstand abschließen, damit aus dieser Richtung kein Echo in den Twoport-Ausgang zurückkommt. Davon würde man wegen der Rückwirkungen im Twoport sofort auch etwas am Eingang merken).

Am Abschlusswiderstand R₁ erhält man nun logischerweise die Summe der beteiligten Spannungen:

$$U_{R1} = U_{incident} + U_{reflected}$$

und damit misst man bei Anpassung (wenn R₁ = Z) wieder genau die halbe Ursprungspannung in Form von U_{incident}, weil keine Reflexion auftritt und U_{reflected} deshalb Null ist.

Ist R₁ größer als Z, muss an ihm eine Gesamtspannung zu messen sein, die größer ist als U_{incident} - folglich ist das Echo gleichphasig mit der hinlaufenden Welle.

Bei kleineren Widerständen als der Systemwiderstand Z muss die Spannung an ihnen kleiner als die hinlaufende Welle werden - deshalb ist das Echo plötzlich gegenphasig zur hinlaufenden Welle.

Doch nun zurück zu PSPICE. Die Bestimmung des Parameters S11 ist plötzlich ein Kinderspiel, wenn man diese letzte Formel richtig deutet, passend umstellt und eine kleine Zusatzschaltung in die Simulation einbaut. Anschließend kann man sogar zwischen zwei Angeboten wählen:

a) Man verwendet den AC-Sweep und erhält damit den gewohnten Verlauf von S11 in dB in Abhängigkeit von der Frequenz, wie man es von jedem Mikrowellen-CAD-Programm oder von den Messungen mit dem Netzwerkanalysator her kennt.

b) Man arbeitet im Zeitbereich und betrachtet das Aussehen des vom Eingang der Schaltung reflektierten Signals bei einer bestimmten Frequenz, aber unterschiedlichen Aussteuerungen oder unterschiedlichen Arbeitspunkten an. So kann man erkennen, ob und wie sich das Echo (und damit S11) dabei verändert.

Man stellt also die Formel etwas um:

$$U_{reflected} = U_1 - U_{incident} = \\ = U_1 - \frac{U_0}{2} = \frac{1}{2} \cdot (2 \cdot U_1 - U_0)$$

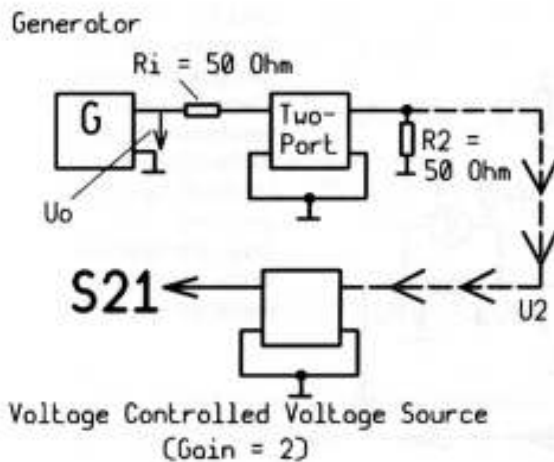


Bild 3: Das Voltmeter zeigt nun direkt den Parameter S21, wenn der Ausgang korrekt abgeschlossen wird

Setzt man das Ergebnis in die Beziehung für S11 (bei korrektem Abschluss an Port 2) ein, so erhält man:

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= \frac{b_1}{a_1} = \frac{U_{\text{reflected}}}{U_{\text{incident}}} = \\
 &= \frac{\left[\frac{1}{2} \cdot (2 \cdot U_1 - U_0) \right]}{\left(\frac{U_0}{2} \right)} = \frac{2 \cdot U_1 - U_0}{U_0}
 \end{aligned}$$

Für die Arbeit in PSPICE bedeutet das:

Man nehme

- die Spannung U_1 direkt am Eingang des Twoports und verdopple sie.
- Dann subtrahiere man davon (z. B. mit einem "Differential Marker") die Ursprungsspannung U_0
- Die Darstellung dieses Ergebnisses in dB wird direkt den gesuchten Parameter S11 ergeben, da PSPICE automatisch bei der "dB"-Berechnung das Verhältnis von U_1 zur Ursprungsspannung U_0 bildet.

Die praktische Umsetzung in die PSPICE-Simulation zeigt **Bild 2**. Darin wird die Ein-

gangsspannung U_1 des Twoports abgenommen, durch eine "spannungsgesteuerte Spannungsquelle" (Voltage Controlled Voltage Source) um den Faktor 2 verstärkt und das verstärkte Signal an das linke Ende eines Widerstandes mit $Z = 50 \Omega$ gelegt. Am anderen Ende des Widerstandes wirkt die Ursprungsspannung U_0 .

Wenn man nun mit einem "Differential Marker" die Spannung über dem Widerstand misst und das Ergebnis in "dB" ausgeben lässt, erhält man exakt den gewünschten Verlauf von S11 im passenden Diagramm.

Für eine genaue Betrachtung soll später ein Beispiel folgen.

3.

Bestimmung von S21

Das ist eine Kleinigkeit, denn bei korrektem Abschluss berechnet PSPICE, wenn man sich U_2 in dB ausdrücken lässt, zuerst das Verhältnis

$$\frac{U_2}{U_0} = V_U$$

und bildet anschließend davon den Logarithmus.

Der S-Parameter S21 verwendet dagegen bekanntlich die "halbe Ursprungsspannung" als Eingangssignal und damit fehlt der Faktor 2 (bzw. 6 dB) beim Ergebnis. Folglich reicht wieder eine spannungsgesteuerte Spannungsquelle (Voltage Controlled Voltage Source) mit der Verstärkung 2 aus, um S21 korrekt darzustellen, denn man braucht nur U_2 um den fehlenden Faktor 2 zu verstärken. Die dazugehörige praktische Umsetzung in die PSPICE-Simulation zeigt **Bild 3**.

Übrigens:

Die Bestimmung von S21 kombiniert man natürlich mit der Ermittlung von S11 in einem einzigen Simulationsgang und baut die beiden Zusatzschaltungen gleichzeitig ein.

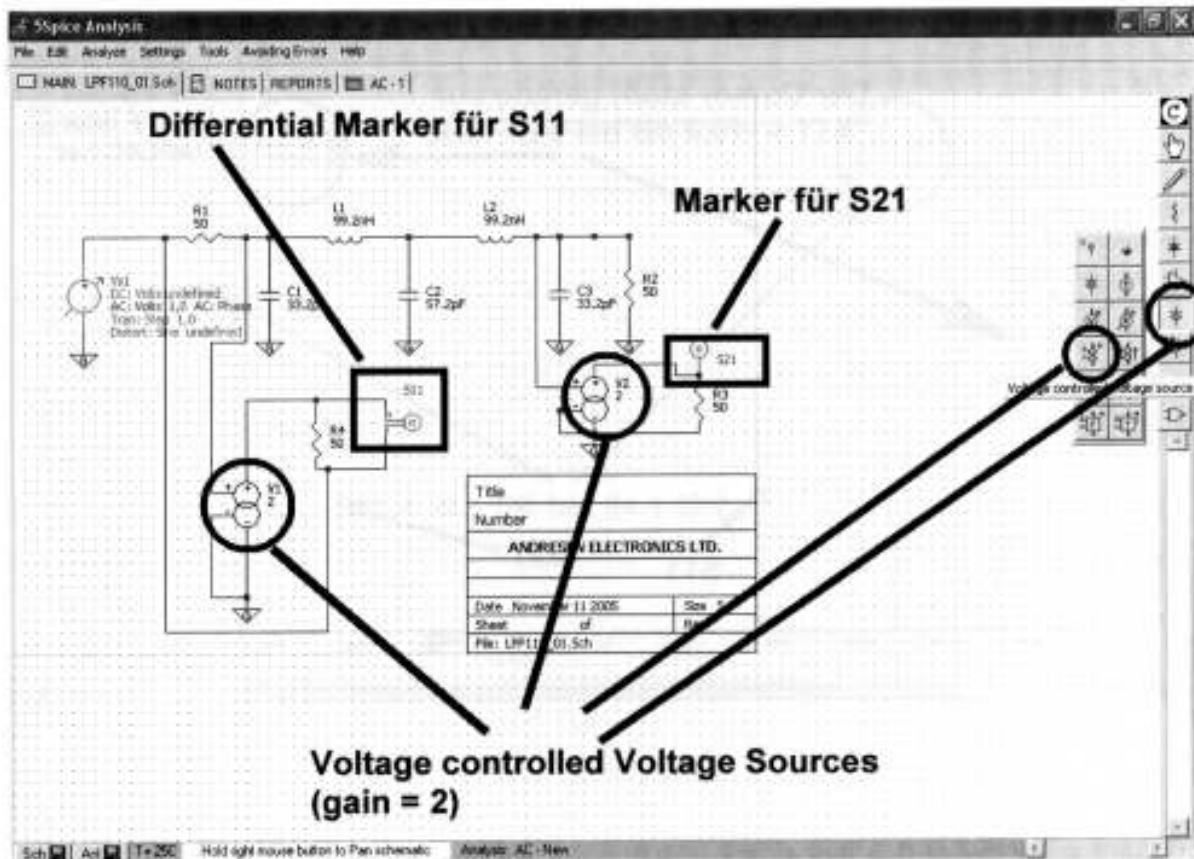


Bild 4: Vollständige PSPICE-Eingabe des 110 MHz-Tiefpasses mit den Messeinrichtungen für S11 und S21

4.

Bestimmung von S12 und S22

Die Sache wird ab jetzt immer einfacher, denn wie bei einem echten Netzwerk-Analysator vertauscht man einfach nur Ausgang mit Eingang für diese Messung. Dazu schließt man den Signalgenerator jetzt an den Ausgang (Port 2) des Twoports an und misst dort die Reflektion mit der Zusatzschaltung; das ergibt S22.

Behandelt man Port 1 so, als wäre er jetzt der Ausgang, liefert die Messung mit der zweiten "Voltage Controlled Voltage Source" am Port 1 nach Kapitel 3 den letzten fehlenden Parameter S12.

Nun folgt ein praktisches Beispiel:

5.

Erstes Praxisbeispiel: 110 MHz-Tiefpass

An einer bereits bekannten Schaltung sollen die eben besprochenen Messungen bestätigt werden. Es handelt sich um den Tscheybschef-Tiefpass, der schon oft in früheren Artikeln verwendet wurde. Er weist folgende Daten auf:

"Ripple"-Grenzfrequenz $f_g = 110$ MHz
Spulenarme Ausführung

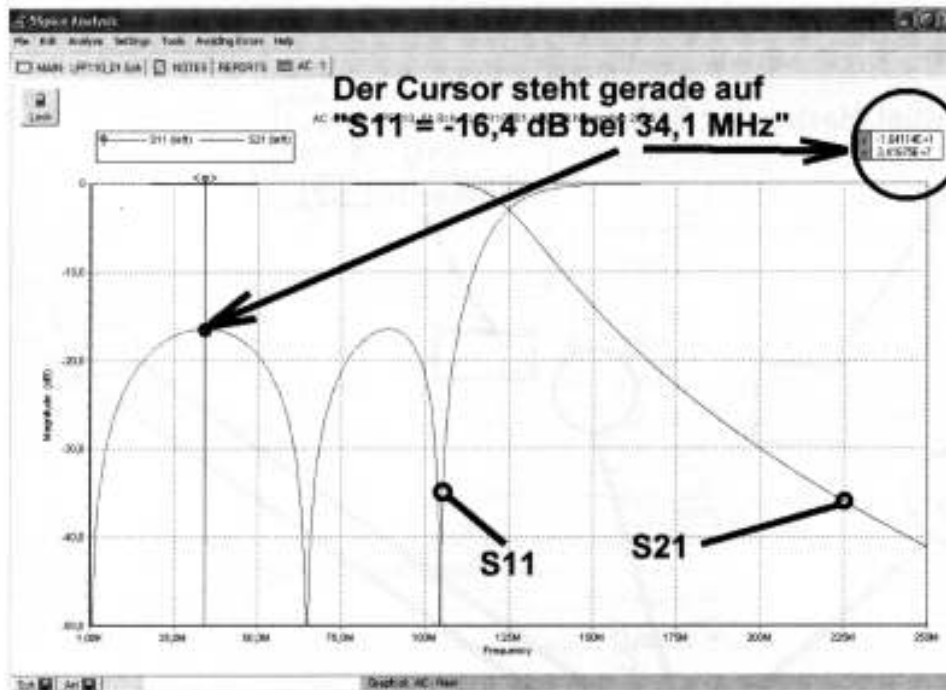


Bild 5:
Diesen Anblick
kennt man von
PUFF oder
APLAC her

Filtergrad $n = 5$

Systemwiderstand $Z = 50 \Omega$

"Ripple" = 0,1 dB

(= Welligkeit der Dämpfung im Durchlassbereich).

(Zu diesem Ripple-Wert gehört ein Maximalwert von $S_{11} = -16,4$ dB)

Das altbewährte DOS-Programm "fds.zip" liefert dafür die Bauteilwerte:

$$C1 = C3 = 33,2 \text{ pF}$$

$$C2 = 57,2 \text{ pF}$$

$$L1 = L2 = 99,2 \text{ nH}$$

Der "komplette Versuchsaufbau" ist in **Bild 4** zu sehen, wie er für eine Eingabe im Programm "5Spice" erforderlich ist. Das sollte ohne große Mühe möglich sein, denn in [1] wurde das ausgiebig geübt. Außerdem ist genau gekennzeichnet, wo die beiden "Voltage Controlled Voltage Sources" zu finden sind.

Das Simulationsergebnis aus **Bild 5** erhält man, wenn nach dem Drücken der Setup-Taste (F8) ein "Linearer AC-Sweep von 1 kHz

bis 250 MHz mit 1000 Punkten" und bei der Ausgabe-Einstellung (Graph/Table) die "Ausgabe der Magnitude-Amplitude in dB" vorgesehen wurde.

Zur Abrundung der Sache wurde noch der vertikale Anzeigebereich auf "Null bis -0,5 dB" gedehnt, um die Tschebyschef-Wellen sichtbar zu machen. Wie **Bild 6** zeigt, braucht man sich damit nicht vor S-Parameter-Programmen (wie z.B. PUFF) zu verstecken.

Da die Schaltung streng symmetrisch ist, gilt $S_{22} = S_{11}$ und $S_{21} = S_{12}$ und man kann auf die Wiederholung der Analyse bei vertauschtem Eingang und Ausgang verzichten.

6.

Zweites Praxisbeispiel: Gainblock mit zwei Transistoren

Es handelt sich um eine diskret aufgebaute Verstärkerschaltung mit einem NPN- und ei-

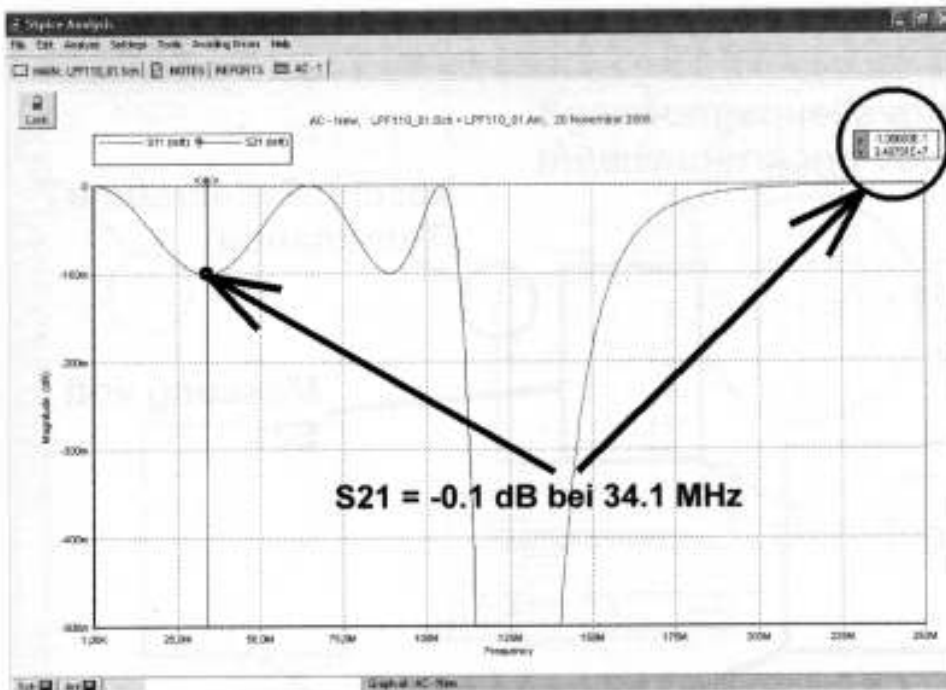


Bild 6: Das ist ein Anblick, wie man ihn sich wünscht; auch die Tschebyschef-Wellen werden absolut korrekt wiedergegeben

nem PNP-Transistor. Beide sind gleichspannungsgekoppelt und vom Ausgang führt ein 470Ω -Widerstand als Gegenkopplung zurück zur ersten Stufe. Ein- und Ausgangswiderstand sollen jeweils 50Ω betragen (Siehe Bild 7).

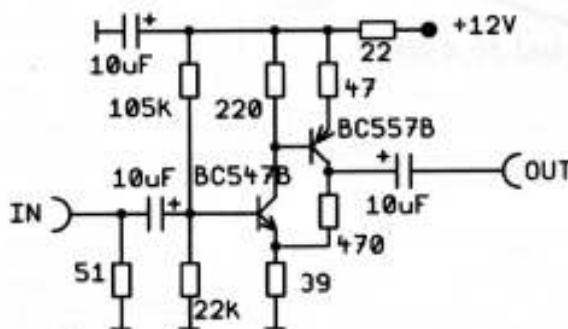


Bild 7: An diesem Gainblock für $Z = 50$ sollen unsere Zusatzschaltungen getestet werden

Diese Schaltung stellt man mit "5Spice" zusammen und ergänzt sie:

- a) um eine Spannungsquelle samt externem 50Ω -Innenwiderstand zur Ansteuerung des Eingangs;
- b) um einen 50Ω -Abschlusswiderstand am Ausgang;
- c) um die S11-Messschaltung am Eingang, wobei der "Differential Voltage Marker" gleich mit "S11" bezeichnet wird;
- d) Am Ausgang folgt die S21-Messschaltung mit dem entsprechend benannten "S21"-Marker.

In Bild 8 ist das alles gut zu erkennen. Die SPICE-Modelle stammen aus dem Internet, dort fand sich eine passende "Philips-SPICE-Library" zum Download.

(...beim Autor gibt es aber auch auf Wunsch eine CD mit mehr als 200 Megabyte an persönlich gesammelten SPICE- und S-Parameter-Libraries...). Sie wurde über "Tools / Rebuild Spice Library" korrekt eingebunden und jedem Transistor die passende Datei

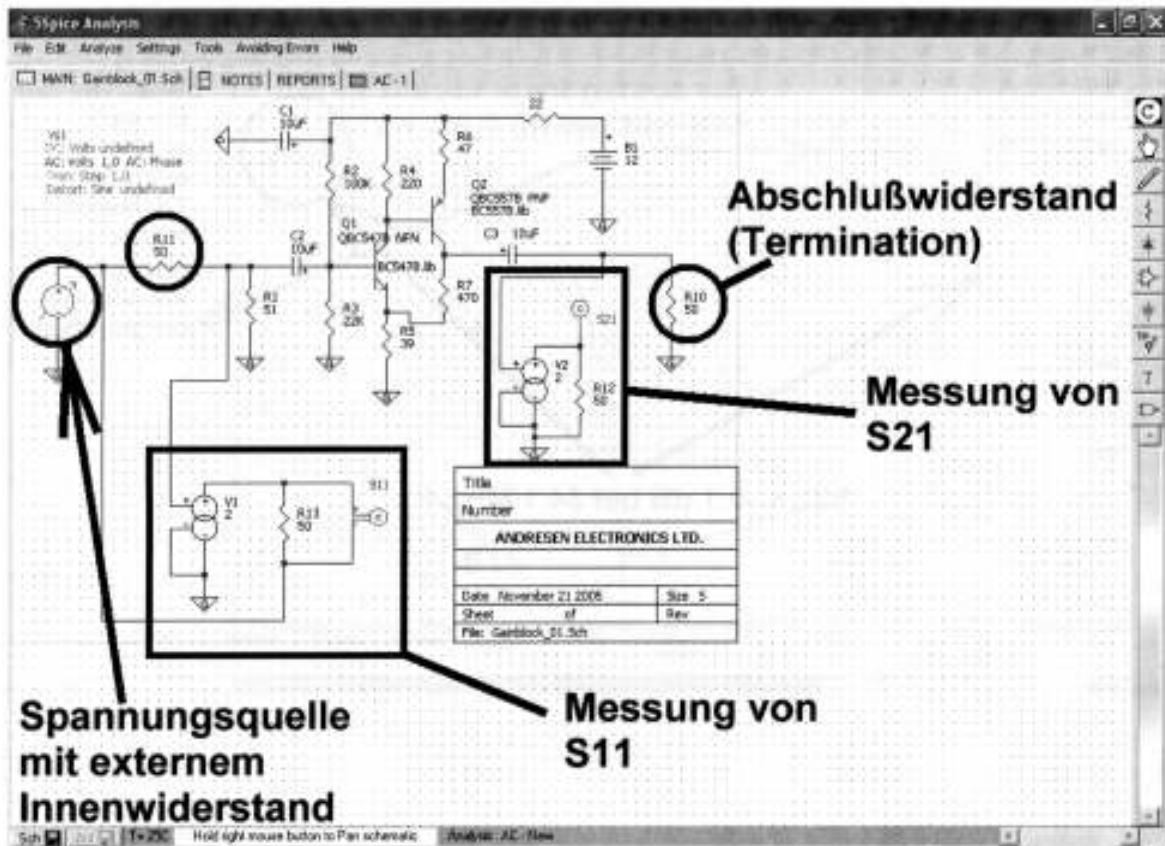


Bild 8: Um die etwas aufwendige Eingabe der Schaltung im „5Spice“-Editor kommt man natürlich nicht herum

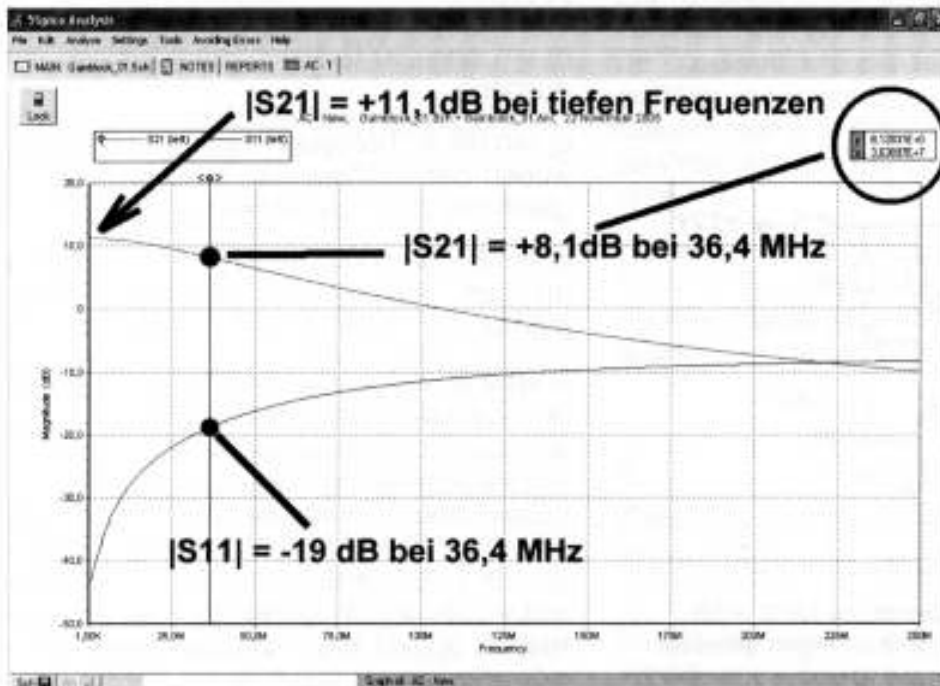


Bild 9: Genau das Verhalten von S11 und S21 zwischen Null und 250 MHz war gesucht!

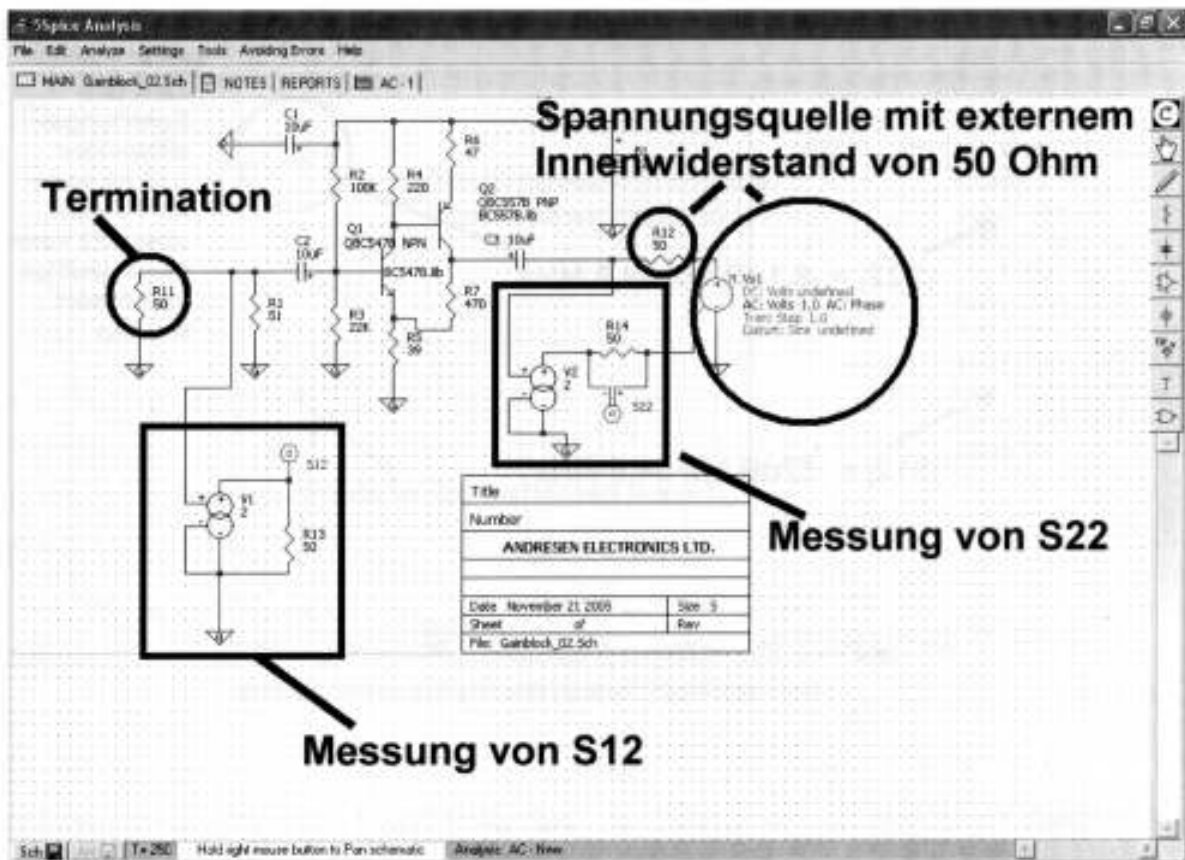


Bild 10: Nach dem Sichern der Schaltung gilt: auf ein Neues und alles für die S12 und S22-Messung umgebaut!

(nach einem Klick auf das Schaltzeichen) zugeordnet. Auch die Einbaurichtung sowie die Verdrahtung jeder "Voltage Controlled Voltage Source" ist gut zu erkennen. Diese findet man hinter dem Button für die Quellen und man darf lediglich nach der Platzierung nicht vergessen, eine Verstärkung von 2 (nach einem Doppelklick auf das Schaltzeichen) einzustellen.

Jetzt wird es ernst. Der Druck auf die Taste F8 ruft das Analysis-Setup-Menü auf und man übernimmt einfach die Einstellungen der Tiefpass-Simulation aus dem letzten Kapitel (Linearer AC-Sweep von 1 kHz bis 250 MHz mit 1000 Punkten). Bei der Ergebnisausgabe auf der Karteikarte "Graph/Table" wählt man "Autoscale" und "Magnitude in dB", wenn

man die beiden Marker S11 und S21 der linken senkrechten Achse des Ausgabe-Diagramms zugeordnet hat. Die Simulation liefert dann **Bild 9** und man sollte sich den Cursor mal bei S21 auf die 3 dB-Grenzfrequenz von 34,8 MHz stellen. Da S21 bei tiefen Frequenzen bei 11 dB liegt (.bitte nachprüfen!), braucht man nur den Cursor mit der Maus zu packen und soweit zu verschieben, bis diese Daten im Wertefenster erscheinen.

Hat das alles geklappt, speichert man das Projekt unter einem neuen Namen und baut die Schaltung komplett um. Die Spannungsquelle samt externem Innenwiderstand wandert an den Ausgang, ebenso die Messeinrichtung für die Reflektion. Allerdings sollte man den Differential Voltage Marker gleich in

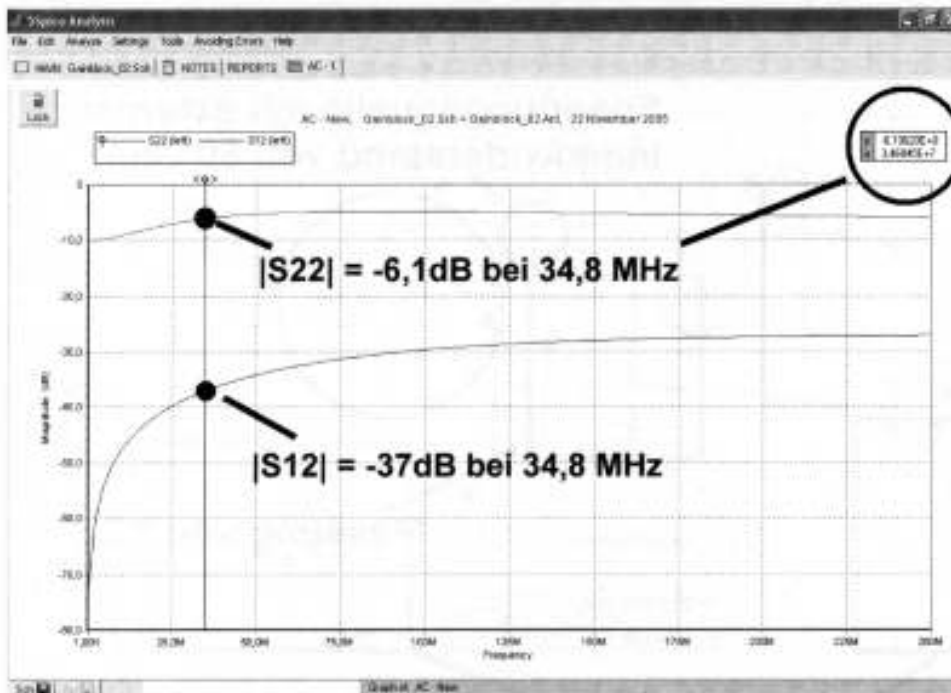


Bild 11:
Das interessiert den Schaltungsentwickler: S12 ist angenehm klein, aber S22 kann noch deutlich verbessert werden

"S22" umbenennen. Ebenso platziert man die Transfer-Messmaschine nun am Schaltungseingang, der mit 50Ω korrekt abgeschlossen wird. Bitte nicht vergessen, dort dem Marker seinen neuen Namen "S12" zu geben!

Zur Eingabekontrolle dient **Bild 10**, in dem der Umbau gut zu erkennen ist. Die Simulation ergibt **Bild 11** und damit erhält man alle Informationen, die z.B. das Programm PUFF ebenfalls liefern würde. Allerdings darf man nicht vergessen, dass es sich um "Kleinsignal-Werte" handelt, bei denen alle beteiligten Bauteile und Größen im Arbeitspunkt als linear angenommen wurden - so wie es eben die echten S-Parameter-CAD-Programme auch machen.

Deshalb soll noch ein kurzer Blick auf die praktischen Informationen geworfen werden, die man mit den Zusatzschaltungen für verschiedene Aussteuerungen gewinnen kann. Dazu sollte man sich das Projekt nochmals

unter einem anderen Namen abspeichern, um gefahrlos daran arbeiten zu können.

7. Simulationen im Zeitbereich

Die Verstärkerschaltung ist in Bild 11 zu sehen, wie sie zur Ermittlung des Ausgangsspannungsverlaufs verändert wurde:

a) Die Messmaschine für S21 am Ausgang wurde entfernt und dafür ein schlichter Marker "U_{out}" für die Spannung am 50Ω -Abschlusswiderstand verwendet.

b) Die Eingangsspannungsquelle muss nun eine Sinusspannung abgeben - im Augenblick weist diese einen Spitzenwert von 0,2 Volt bei der Frequenz $f = 10 \text{ MHz}$ auf.

c) Die Reflektions-Messmaschine für S11 wird nicht angetastet, sie bleibt weiterhin im Eingangsteil.

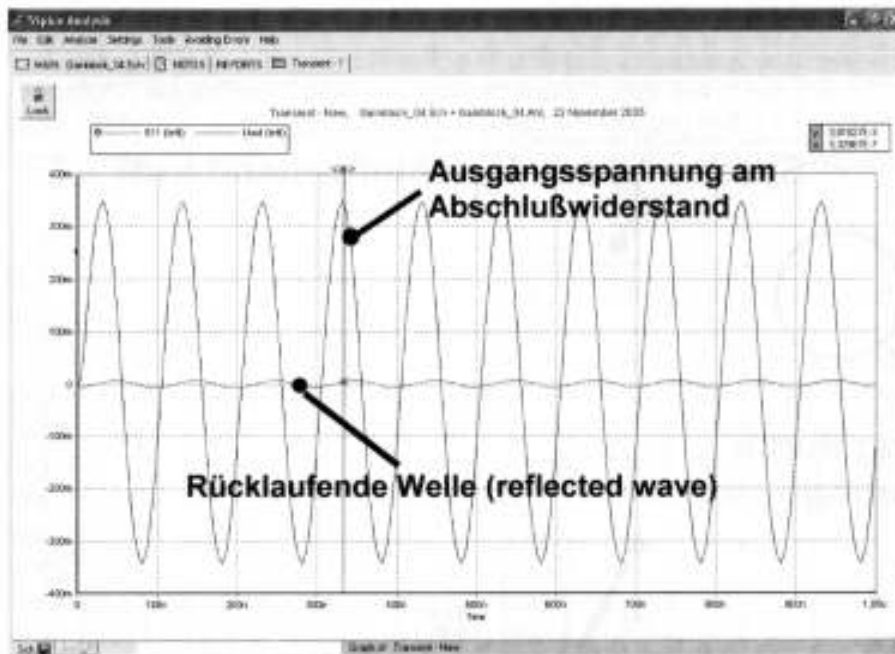


Bild 12: Bei der Ansteuerung mit einem Spitzenwert von 0,2 V am Eingang ist alles noch schön linear. Für diese Frequenz (10 MHz) dürfte man also die S-Parameter-Werte aus Bild 9 und Bild 11 ohne Bedenken übernehmen

d) Natürlich muss man nun Taste F8 drücken und die Simulationsvorgaben auf "Transient New / T = 0...10 μ s / Timestep = 0.005 us" umstellen.

e) Ebenso ist eine Programmierung der Ergebnisdarstellung nötig: Man sorgt dafür, dass "S11" sowie "U_{out}" ausgegeben werden

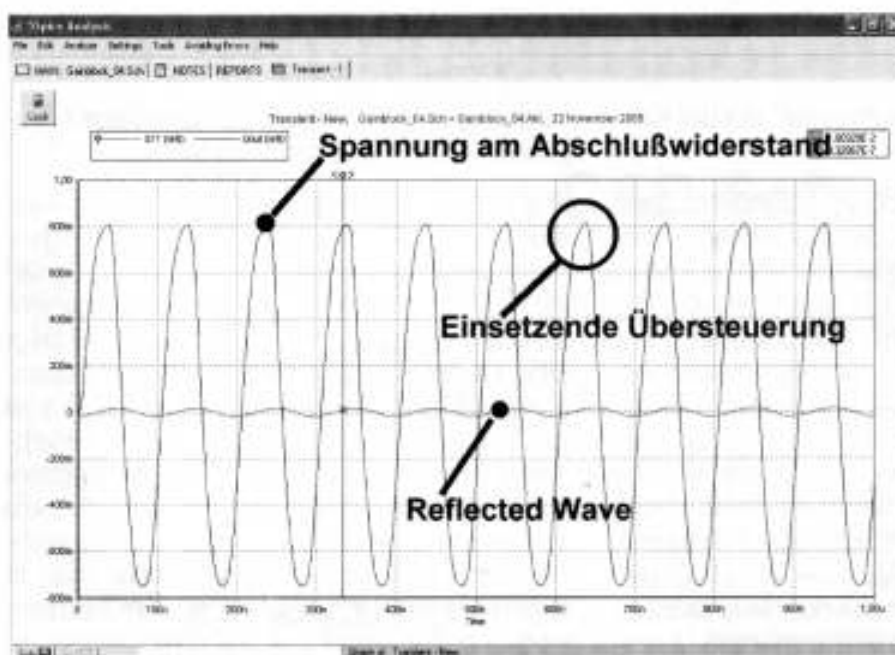


Bild 13: Bei einem Spitzenwert von 0,5 V am Eingang kommt man langsam in die Begrenzung und damit ist das Signal nicht mehr linear. Folglich werden nun die „Grosssignal-S-Parameter“ immer mehr von den Kleinsignal-Ergebnissen nach Bild 9 und 11 abweichen

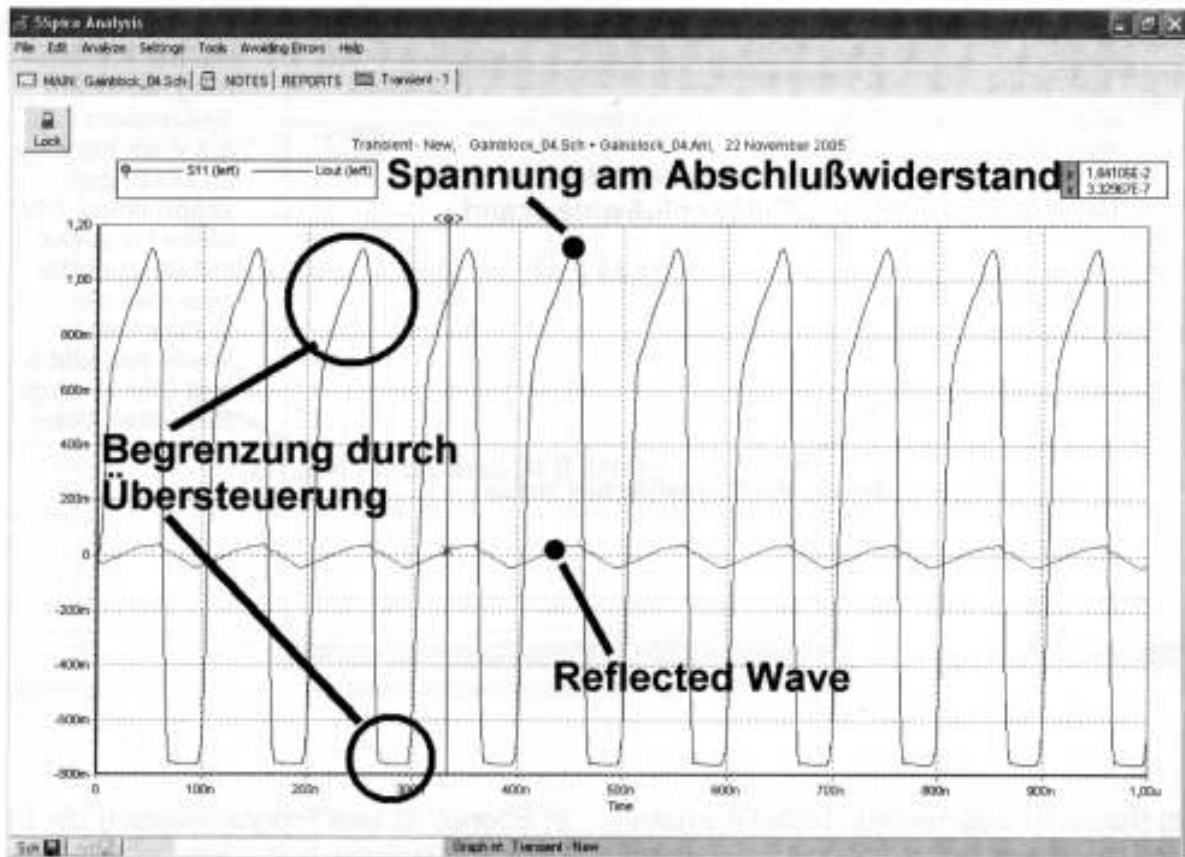


Bild 14: Bei einer so massiven Übersteuerung kann man die „Kleinsignal-Parameter“ der linearen AC-Sweep-Simulation vergessen. Wer trotzdem die Grosssignal-Werte benötigt: Siehe Text für das grundsätzliche weitere Vorgehen in einem solchen Fall!

und wählt die Option "Autoscale" auf der Karteikarte "Graph / Autoscale".

Das Simulationsergebnis zeigt **Bild 12**. Sehr schön lässt sich nun die Kurvenform des Ausgangssignals analysieren und auf Verzerrungen bzw. Übersteuerung hin kontrollieren. Sind keine Verzerrungen zu erkennen, reicht die Linearität der Schaltung aus und man erhält dieselben S-Parameter-Simulationsergebnisse - sowohl für den "AC-Sweep im Frequenzbereich" wie hier für die Simulation der Spannungsverläufe im Zeitbereich, natürlich nur bei einer einzigen Frequenz! Dazu dehnt sich der Anzeigebereich genügend weit auf, um auch bei der "Rücklaufenden Welle" am Eingang eine genauere Unter-

suchung (= Kurvenform / Phasenlage / Amplitude) durchführen zu können.

Richtig interessant wird es bei größeren Aussteuerungen oder sogar Übersteuerungen, denn dann gelten die "Linearen Simulationen im Frequenzbereich" aus den vorhergehenden Kapiteln nicht mehr. Für diesen Fall zeigt **Bild 13** das Ergebnis für eine Eingangsspannung mit dem Spitzenwert von 0,5 V. Es ist gut zu erkennen, dass bei der positiven Halbwelle der Ausgangsspannung die Begrenzung eingesetzt hat, während das Echo am Eingang gerade noch einigermaßen brauchbar aussieht. Und schließlich sieht man in **Bild 14** eine Ansteuerung mit dem Spitzenwert von 1 V. Nicht nur die Ausgangsspan-



nung ist jetzt stark begrenzt, sondern auch das reflektierte Echo weicht deutlich von der Sinusform ab. In einem solchen Fall darf man nicht mehr auf die linearen Kleinsignalparameter zurückgreifen.

8. Abschließende Bemerkungen

Mit relativ einfachen Mitteln, aber etwas mehr Bedieneraufwand durch den Benutzer ist es möglich, alle S-Parameter von N-Ports durch den "AC-Sweep" von PSPICE zu erzeugen. Bestimmte Programmversionen (z.B. Electronic Workbench) liefern diese Option gleich mit - schließlich ist der dazugehörige Hintergrund nicht allzu kompliziert und die größere Arbeit steckt in der Programmierung der dort angebotenen Ausgabe im Smith-Chart.

Die PSPICE-Simulation im Zeitbereich ist dagegen vor allem für Entwickler von Leistungsstufen äußerst hilfreich, da es hier um die Ermittlung von Verzerrungen und Oberwellen und Sättigungseffekten geht. Damit bekommt man gleich einen Hinweis, wie sich die neueste Entwicklung in der Praxis verhalten wird.

Aber auch für diese exotischen und nichtlinearen Fälle (siehe nochmals Bild 14) gibt es

die Möglichkeit der S-Parameter-Ermittlung (und sie macht sowohl bei der Transmission, als auch bei der Reflektion Sinn). Der Aufwand dafür ist allerdings beträchtlich größer, denn man muss dazu mit Hilfe der Fourier-Zerlegung die entstehenden Spektren der beteiligten Signale bestimmen und kann anschließend nur für die Grundwellenanteile in bekannter Weise die S-Parameter definieren. Das wird dann für verschiedene Aussteuergrade wiederholt und man weiß anschließend genau, was "Sache" ist. Allerdings ist das von "5Spice" zu viel verlangt; aber genau so arbeiten bestimmte Programme, die mit dieser Option werben.

9. Literatur

- [1] "Das interessante Programm. Heute: Schaltungssimulation mit PSPICE" von Gunthard Kraus. UKW-Berichte 2 / 2005, Seite 93-108
- [2] Microsim-Application-Note: "Obtain S-Parameters from Probe"
- [3] Microsim-Application-Note: "Create S-Parameter-Subcircuits for Microwave and RF Applications"

ANZEIGE

Mikrowellen-CAD-Software

PUFF Version 2.1

- wieder lieferbar -

DOS-Software auf Diskette
engl. Original-Handbuch

Art.Nr. 03407 € 22,-



 **UKW**Berichte
Telecommunications

Fachversand für Funkzubehör
Jahnstr. 7, D-91083 Baiersdorf
Tel. 09133-77980, Fax 09133-779833
Email: info@ukwberichte.com
www.ukw-berichte.de

Hinweise und Verbesserungen...

...zum Artikel:

Bestimmung der S-Parameter bei PSPICE-Simulationen

in Ausgabe 4/2005, Seite 223

Im genannten Artikel ist leider im Text auf Seite 232 das Bild 11 doppelt genannt worden und somit das Schaltbild verloren gegangen.

Es gehört in das Kapitel 7 „Simulationen im Zeitbereich“. Es muss deshalb nach der Kor-

rektur mit „Bild 12“ bezeichnet werden. Folglich müssen die darauffolgenden Simulationsergebnisse in den Bildern 12, 13 und 14 in **Bilder 13,14 und 15** jeweils im Text und bei den Bildunterschriften geändert werden.

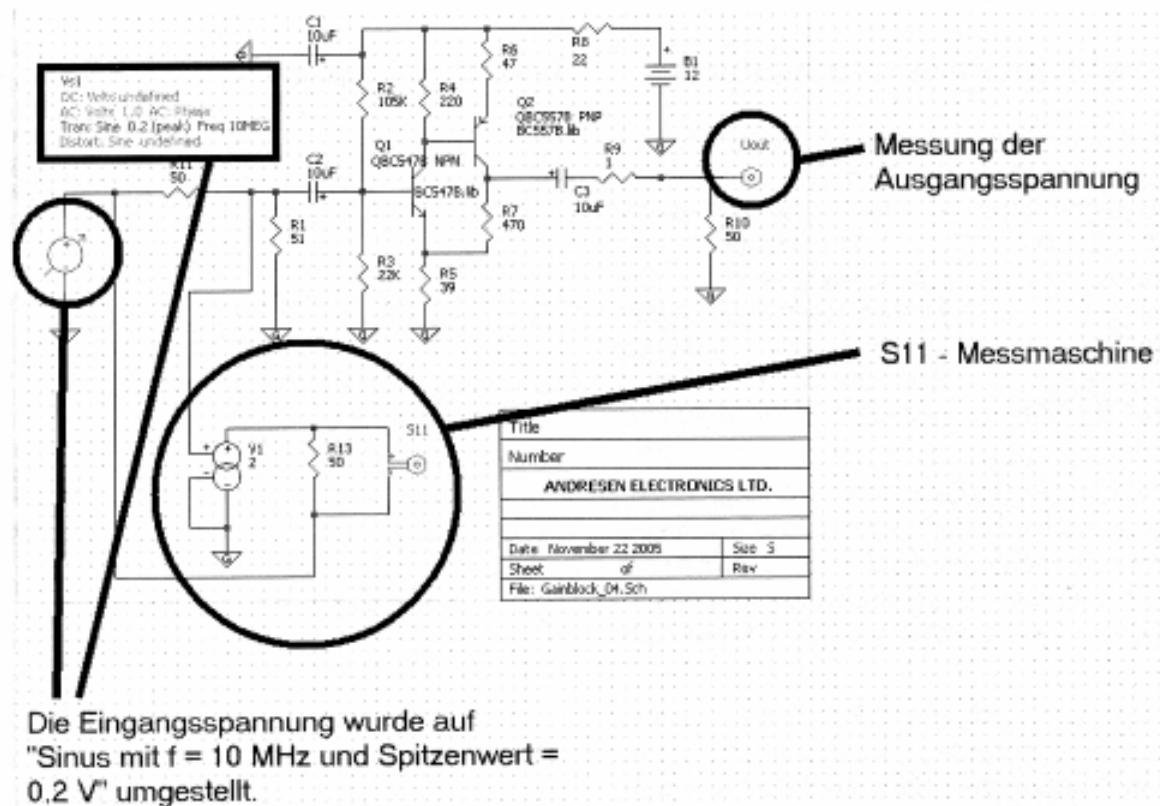


Bild 12: So sieht die für eine Grosssignal-Untersuchung mit einer Sinusspannung ($0,2 \text{ V} / 10 \text{ MHz}$) umgestellte Schaltung aus. Die S11-Messmaschine bleibt, aber die S21-Messeinrichtung wurde durch einen simplen Marker für die Ausgangsspannung ersetzt