



*Gunthard Kraus, DG 8 GB*

## Harmonic Balance-Simulation mit qucsStudio

**Diese Art der Simulation macht immer mehr von sich reden. Deshalb soll nachfolgend beschrieben werden, was das ist und was hinter dem Ruf steckt, der dieser Sache vorseilt. Dazu kommt, dass diese Art der Simulation bisher nur in teuren Simulationsprogrammen zur Verfügung stand. Jetzt gibt es das auch kostenlos in der freien Software „qucsStudio“**

### 1. Harmonic Balance: wozu?

Simulationen im Zeitbereich (= Time Domain) liefern nicht nur Informationen über den zeitlichen Verlauf aller beteiligten Spannungen und Ströme, sondern zeigen über eine nachfolgende FFT (= Fast Fourier Transformation) auch die durch Nichtlinearitäten entstehenden neuen Frequenzen. Aber immer nur für die vorgegebenen und konstanten Frequenzen der gerade verwendeten Eingangssignale.

Ein „AC-Sweep“ ignoriert dagegen alle Nichtlinearitäten und liefert den „Frequenzgang der Übertragungsfunktion“ für das sinusförmige und „gesweeppte“ Ansteuersignal über einen Frequenzbereich (= Frequency Domain). Jedoch immer nur für eine konstante Amplitude der Eingangsspannung und ohne Berücksichtigung der erzeugten Oberwellen.

Die dadurch noch vorhandene Lücke (= die zusätzliche Simulation der Nichtlinearitäten bei sich ändernder Speisefrequenz und verschiedenen Amplituden des Eingangssignals) schließt „Harmonic Balance“.

Wichtig: Dieses Programm simuliert NUR in der „Frequency Domain“!

### 2. Wie funktioniert das?

Das ist eine raffinierte und deshalb auch patentierte Idee, denn wenn in einer Schaltung lineare Bauteile (z.B. Widerstände, Spulen, Kondensatoren...) und nichtlineare Bauteile (z.B. Dioden,

As the non-linear elements are still modeled in time domain, the circuit first must be separated into a linear and a non-linear part. The internal impedances  $Z_i$  of the voltage sources are put into the linear part as well. Figure 7.1 illustrates the concept.

Let us define the following symbols:

- M = number of (independent) voltage sources
- N = number of connections between linear and non-linear subcircuit
- K = number of calculated harmonics
- L = number of nodes in linear subcircuit

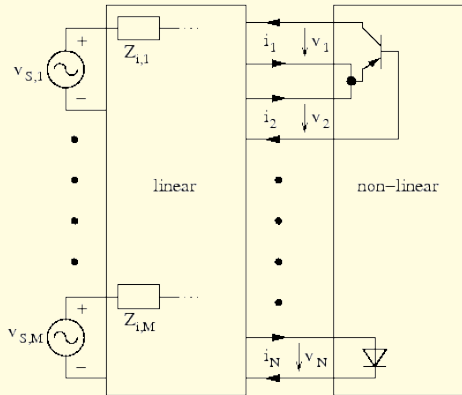


Figure 7.1: circuit partitioning in harmonic balance

**Bild 1: Das ist schon ein raffinierter Trick: Lineare bzw. nichtlineare Bauteile sind jeweils in getrennten Blöcken zusammengefasst**

Transistoren, FETs...) zusammen eingesetzt werden, geht das Programm folgendermaßen vor:

- a. Lineare Bauteile fasst es samt ihren Verbindungsleitungen und Schaltungsknoten komplett in einem „linearen Block“ (= linear subcircuit) zusammen.
- b. Alle nichtlinearen Bauteile samt ihren Verbindungsleitungen und Schaltungsknoten kommen in eine zweite Kiste mit dem Namen „nichtlinearer Block“ (non-linear subcircuit).
- c. Dann werden beide Blöcke miteinander über deutlich erkennbare (und exakt benannte) zusätzliche Leitungen (= connections) miteinander verbunden – damit ist die ursprüngliche Startschaltung wieder korrekt hergestellt. Nicht vergessen darf

man natürlich, noch die gewünschten Eingangssignale anzulegen.

Sehr schön ist das in **Bild 1** aus [1] zu erkennen.

Wer nun die Frage „Und jetzt?“ stellt, bekommt eine verblüffende Antwort: Alles im linearen Block kann direkt (über die Bauteilmodelle) in der „Frequency Domain“ berechnet werden.

Alle Berechnungen und Simulationen im nichtlinearen Block werden dagegen (nach der Übergabe der Einzelsignale aus dem linearen Block über die „connections“) nach einer Fourier-Transformation im Zeitbereich durchgeführt. Dadurch erhält man die „durch Nichtlinearitäten verzerrten Stromverläufe“ - und nach der Rücktransformation jedes Stromes



können die Ergebnisse wieder in Form der Grundwelle und aller entstandenen Oberwellen an den linearen Block im Frequenzbereich zurückgegeben werden.

Man ahnt, dass der erforderliche Rechenaufwand enorm ist. Es muss nämlich erst mal vom Anwender vor Beginn angegeben werden, welcher höchste Oberwellengrad berücksichtigt werden soll. Damit werden in Form von „mehrdimensionalen Matrizen“ die „Spektren für alle Verbindungen zwischen linearem und nichtlinearem Block“ berechnet. Das ginge ja noch, aber:

Bei jeder Verbindungsleitung (connection) muss folgende Bedingung erfüllt werden:

**Was hineingeht, muss auch wieder herauskommen!**

Das bedeutet im Klartext:

Was der lineare Teil (z.B. als Leistung) in Form eines Stroms über eine Verbindungsleitung zum nichtlinearen Teil schickt, muss genau so groß sein wie das vom nichtlinearen Teil nach der Fourier-Transformation in dieser Leitung zurückgegebene Spektrum (= Summe der Leistungen von Grundwelle und zugelassenen Oberwellen).

Das funktioniert leider nicht beim ersten Anlauf, denn das Programm startet mit (ungefähren) Vorgabewerten aus dem linearen Teil, die dem nichtlinearen Teil angeboten werden. Dort wird im Zeitbereich gerechnet, es werden die nötigen Fourier-Transformationen durchgeführt und hinterher die Leistungsbilanzen aller Verbindungsleitungen erstellt. Geht die Rechnung nicht auf (= die vom linearen Teil hineingeschickte Leistung stimmt noch nicht mit der vom nichtlinearen

Teil als Spektrum dargestellten Leistung überein), wiederholt das Programm mit geänderten Werten die ganze Prozedur. Diese „Iteration“ wird so lange ausgeführt, bis das Gleichgewicht (= also die „Harmonic Balance“) erreicht und der Fehler minimiert ist. Und das kann dauern, denn linearer und nichtlinearer Teil beeinflussen sich gegenseitig - schließlich handelt es sich ja um EINE zusammengehörige Schaltung - man ahnt: die Theorie und der mathematische Hintergrund sind recht kompliziert.

Die sich ergebenden Möglichkeiten einer erfolgreichen „Harmonic Balance-Simulation“ sind jedoch faszinierend. Wenn man zusätzlich mit einem „Parameter-Sweep“ arbeitet, hat man anschließend einen riesigen und kompletten Ergebnis-Datensatz für die Ansteuerung mit Signalamplituden von „sehr klein“ bis „jetzt reicht es aber..“ zur Verfügung. Damit kann man z.B. den Frequenzgang der Verstärkung bei kleiner und bei großer Eingangsspannung vergleichen, kann den 1 dB-Kompressionspunkt ermitteln, kann den IP3-Punkt errechnen lassen, kann sich Oberwellen-Spektren über der Frequenz ansehen...usw.

## 3. Harmonic Balance-Simulation im Beispiel

### 3.1. Vorbemerkung

Reden wir nicht darum herum: Eine Harmonic Balance-Simulation ist etwas anderes, als die Untersuchung eines einfachen RC-Gliedes an einer Rechteckspannung. Deshalb sollte man folgendes

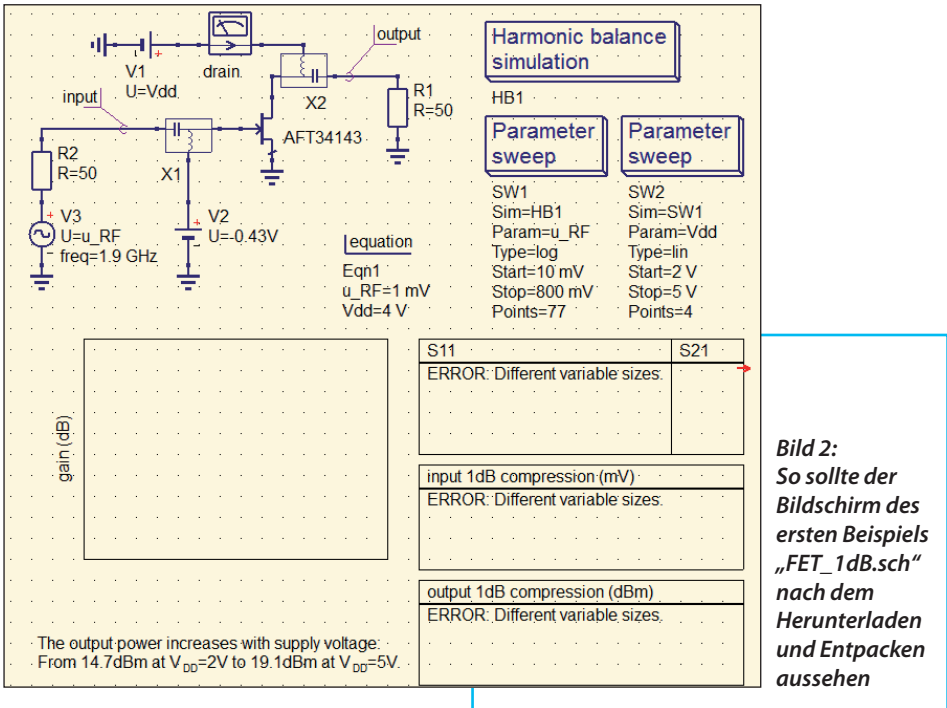


Bild 2: So sollte der Bildschirm des ersten Beispiels „FET\_1dB.sch“ nach dem Herunterladen und Entpacken aussehen

wissen, um Freude an diesem Thema zu haben:

a. Man arbeitet hier mit „qucsStudio“ und man sollte schon vorher einigermaßen im Umgang mit diesem Programm vertraut sein. Das ist mit meinem 200 Seiten starken Einsteiger-Tutorial [2] kein Problem - nur Arbeit.

b. Zur wirklich gründlichen Einarbeitung in die Harmonic Balance-Simulation unter „qucsStudio“ findet sich an gleicher Stelle [3] ein weiteres Tutorial mit vier praktischen Anwendungsfällen: Neben zwei unterschiedlichen Verstärkerschaltungen werden ein „Half Complex Mixer“ und ein „Double Balanced Mixer“ ausführlich untersucht.

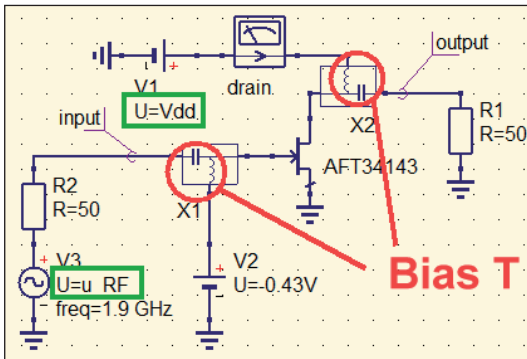
Deshalb soll in diesem Artikel an einigen

Simulationen aus dem ersten Tutorial-Beispiel gezeigt werden, wie sich „Harmonic Balance“ so „anföhlt“, welcher Aufwand betrieben werden muss und wie man zu brauchbaren und interessanten Ergebnissen kommt. Wer dann Lust zum Weitermachen bekommt, kann anschließend ins Tutorial, Teil 2 einsteigen.

## 3.2. Ein einstufiger Verstärker mit einem FET

### 3.2.1. Die verwendete Schaltung

Diese findet man auf der „qucsStudio“-Homepage als „FET\_P1dB.sch“ in



**Bild 3:** Das ist die zu untersuchende Schaltung; weitere Details - siehe Text

einer gepackten Sammlung, die über „Beispiele“, gefolgt von „HB-Analyse“ als SimulationHarmonicBalance.qucs heruntergeladen und im „qucsStudio“-Arbeitsverzeichnis (= meist „qucs“ in „Benutzer / admin“) abgelegt werden muss. Über „Project / Extract package“ wird entpackt und man hat anschließend Zugang zu allen Beispielen der Sammlung. Jetzt kann man über „Projects“ und „Simulation-Harmonic Balance“ das gewünschte Beispiel (= FET\_P1dB.sch) auswählen und öffnen. Diesen Anblick (**Bild 2**) sollte man entsprechend vor sich haben und dieser soll etwas genauer betrachtet werden (**Bild 3**):

Der FET erhält über ein „Bias T“ eine konstante Gate-Vorspannung von -0,43 V.

Die Betriebsspannung wird als Variable „ $V_{dd}$ “ angegeben, damit ein „Parameter Sweep“ (SW2) vorgenommen werden kann.

Als Ansteuersignal dient die Spannungsquelle  $V_3$  mit der Frequenz  $f = 1,9$  GHz. Die Urspannung der Quelle ist erneut eine Variable „ $u_{RF}$ “ für einen weiteren „Parameter-Sweep“ SW1.

Am Drain-Anschluss befindet sich ein weiteres „Bias T“ für die Speisung des Drain-Anschlusses mit der Versorgungsspannung und zur Auskopplung des verstärkten Signals an  $R1$ .

### 3.2.2. Der Arbeitspunkt

Wenn man sich dafür interessiert, klickt man oben rechts in der Menüleiste auf das „Zahnrad mit dem roten DC-Aufdruck“. Das ergibt **Bild 4** und die nun in der Schaltung zu findenden Werte gelten für die in den beiden „Parameter-Sweeps“ eingegebenen Startwerte.

Das ist eine Eingangsspannung „ $u_{RF}$ “ = 10 mV als Startwert in Sweep SW1 und eine Betriebsspannung  $V_{dd} = 2$  V als Startwert in Sweep SW2.

Das Simulationsergebnis lautet: Es fließt ein Drain-Ruhestrom von 52,5 mA bei einer Gate-Vorspannung von -0,43 V und einer Drain-Spannung von +2 V.

### 3.2.3. Harmonic Balance-Simulation und „Parameter-Sweep“

Diese beiden Themen gehören zusammen, denn erst damit schöpft man so richtig die angebotenen Möglichkeiten aus. Deshalb lohnt es sich, einen Blick auf die im Schaltbild versteckte logische Reihenfolge der Simulationen zu werfen (**Bild 5**):

1. Alles beginnt mit der Freigabe einer Harmonic Balance-Simulation. Klickt man

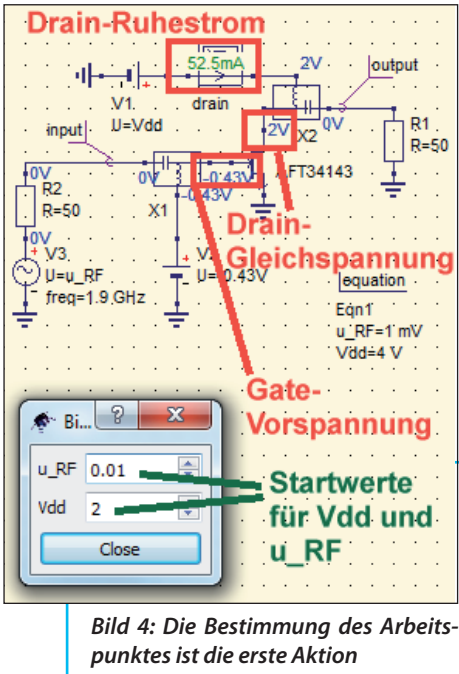


Bild 4: Die Bestimmung des Arbeitspunktes ist die erste Aktion

mit der rechten Maustaste auf dieses Feld, so öffnet sich nach „Edit Properties“ ihr Einstell-Menü (Bild 6). Darin sieht man die bereits in der Einführung erwähnten Einstellmöglichkeiten für die Anzahl der zugelassenen Oberwellen bei der Simulation, wobei die „Default-Einstellung“ mit maximal N = 8 arbeitet.

Zusätzlich kann man noch individuell bei jeder einzelnen in der Schaltung vorkommenden Spannungsquelle diesen Grad der maximal verwendeten Oberwelle vorgeben. Hier

ist es nur eine Quelle und dafür wurde ebenfalls N = 8 vorgesehen.

2. Dann folgt der Sweep „SW1“. Er beginnt natürlich mit der Aufforderung, die Harmonic Balance-Simulation HB1 einzusetzen. Hinterher folgen die genauen Anweisungen:

Verwende „u\_RF“ als Parameter und führe einen logarithmischen Sweep mit 77 Punkten durch. Starte mit einer Amplitude von 10 mV und höre bei 800 mV auf.

3. Jetzt wird es spannend, denn der Sweep „SW2“ wiederholt nacheinander vier Mal die komplette Simulation „SW1“, und zwar für die Werte „2 / 3 / 4 / 5 Volt“ bei der Betriebsspannung V<sub>dd</sub> (= linearer Sweep von 2 V bis 5 V mit 4 Punkten).

Das Ergebnis ist ein riesiges Datenfeld, aus dem man alles herausholen und darstellen kann, was man will. Dabei muss man aber wissen, dass

a. man die Darstellung eines gesuchten Ergebnisses selbst vorbereiten muss,

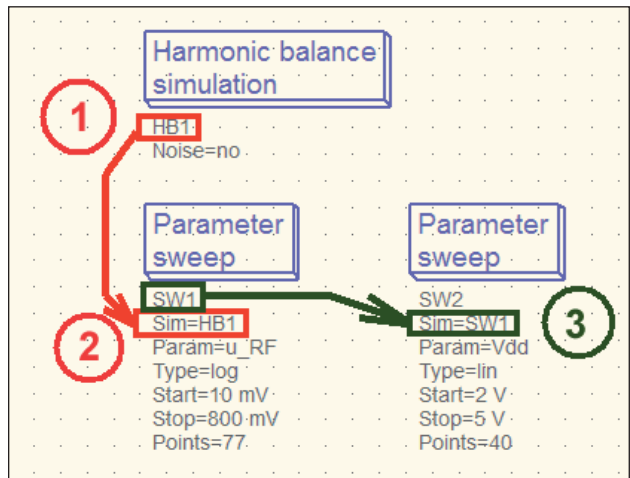
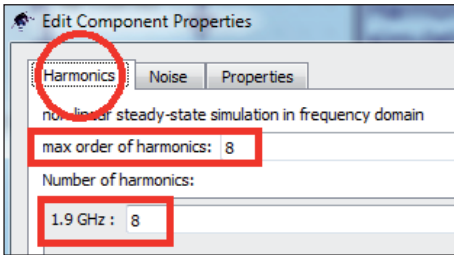


Bild 5: Bei drei Sweeps sollte man wissen, wie sie ineinander verschachtelt sind (siehe Text)



**Bild 6: Ein Blick hinter die Kulissen der Harmonic Balance-Simulation: Es werden Oberwellen bis  $N = 8$  berücksichtigt**

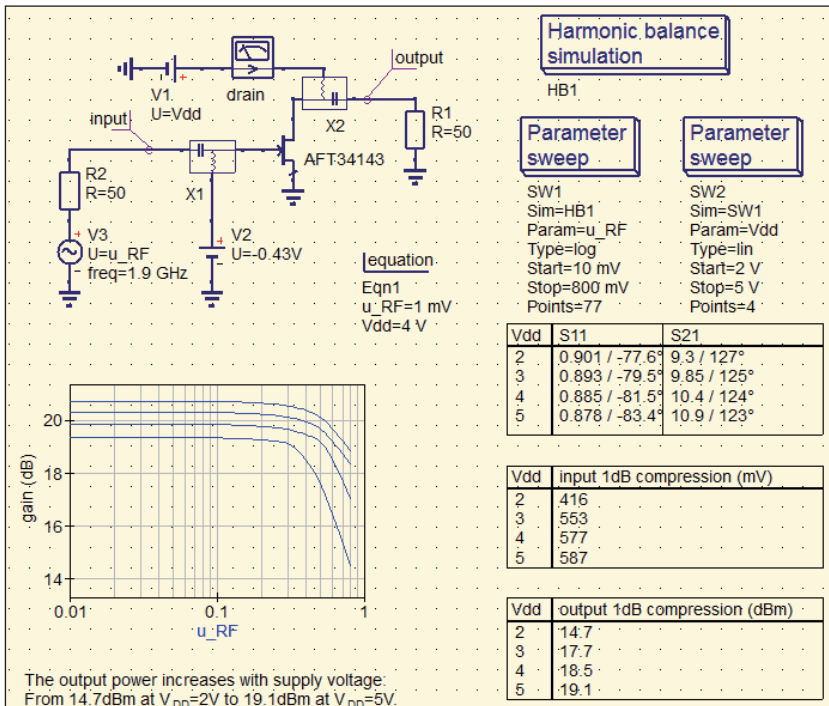
- b. dass viele Ergebnisse über fertige Variablen zugänglich sind (z.B. S-Parameter usw.),
- c. dass man aber bei ebenso vielen anderen Dingen die dazugehörige mathemati-

sche Gleichung erst in eine Sprache übersetzen muss, die „qucsStudio“ versteht und anschließend das Ergebnis als Diagramm ausgeben kann. Das geht leider nicht immer ohne „ERROR“-Meldung ab...

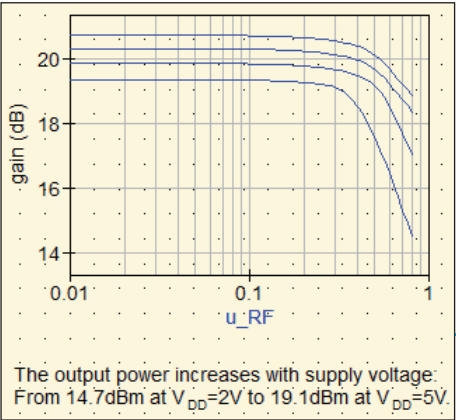
Den Bildschirm nach der Simulation zeigt **Bild 7**. Nun sind das Diagramm und die Tabellen ausgefüllt und man kann einen Blick darauf werfen.

### 3.2.4. Die Verstärkung der Stufe als Parameter-Sweep

Wir haben ja bereits auf unserem



**Bild 7: Das ist der Ergebnis-Bildschirm - aber es stehen außerdem noch weitere Informationen zur Verfügung**



**Bild 8:** Das ist Verstärkung in Abhängigkeit von der Betriebsspannung UND der Eingangsspannung; nähere Erläuterungen, siehe Text

Bildschirm in **Bild 8** ein Diagramm mit Kurven, aber die Sache ist nicht ganz so einfach:

Die Angabe „gain(dB)“ an der senkrechten Achse ist nur ein von Hand (über „Edit Properties“) eingegebener und leichter verständlicher Label für den Betrachter. „qucsStudio“ fängt damit nichts an und gibt deshalb „ERROR“ aus, wenn man das in die „Graph Properties“ eintragen würde! Wirft man nämlich nach einem Rechtsklick auf das Diagramm einen Blick auf die „Graph Properties“ so findet man dort folgende Zeile:

$$\text{dB}(2*\text{yvalue}(\text{output.Vb}, 1.9\text{e}9) / \text{u\_RF})$$

Die muss man etwas auseinander pflücken und sieht dann, dass diese Formel mit der Umrechnung in „dB“ losgeht:

$$\text{dB}(2*\text{yvalue}(\text{output.Vb}, 1.9\text{e}9) / \text{u\_RF})$$

Der Klammerinhalt

$$\text{dB}(2*\text{yvalue}(\text{output.Vb}, 1.9\text{e}9) / \text{u\_RF})$$

stellt nichts anderes dar, als die bekann-

te Formel zur Bestimmung der „Forward Transmission“ S21. Verständlich formuliert klingt das so:

„Ermittle S21 bei  $f = 1,9 \text{ GHz}$ , indem Du die dort von der Harmonic Balance-Simulation bestimmte Ausgangsspannung

$$\text{value}(\text{output.Vb}, 1.9\text{e}9)$$

durch die Amplitude der hinlaufenden Welle (Incident Wave) =  $\text{u\_RF} / 2$  dividierst“.

(Wenn man es mal weiß, ist ja alles ganz einfach...)

### 3.2.5. 1 dB-Kompressionspunkt für Ein- und Ausgang

Beide Simulationsergebnisse stehen in Form von zwei kleinen Tabellen für die vier untersuchten Betriebsspannungen auf dem Bildschirm zur Verfügung. Wenn man auf eine solche Tabelle mit der rechten Maustaste klickt, findet man sofort die korrekte Gleichung zur Ermittlung der dargestellten Größe:

Sie lautet für den Eingangs 1 dB-Kompressionspunkt (Input 1 dB Compression Point):

$$1\text{e}3*\text{IP1dB}(\text{output.Vb})$$

(Der Faktor  $1\text{e}3 = 1000$  am Anfang sorgt für eine Kalibrierung der Anzeige in Millivolt)

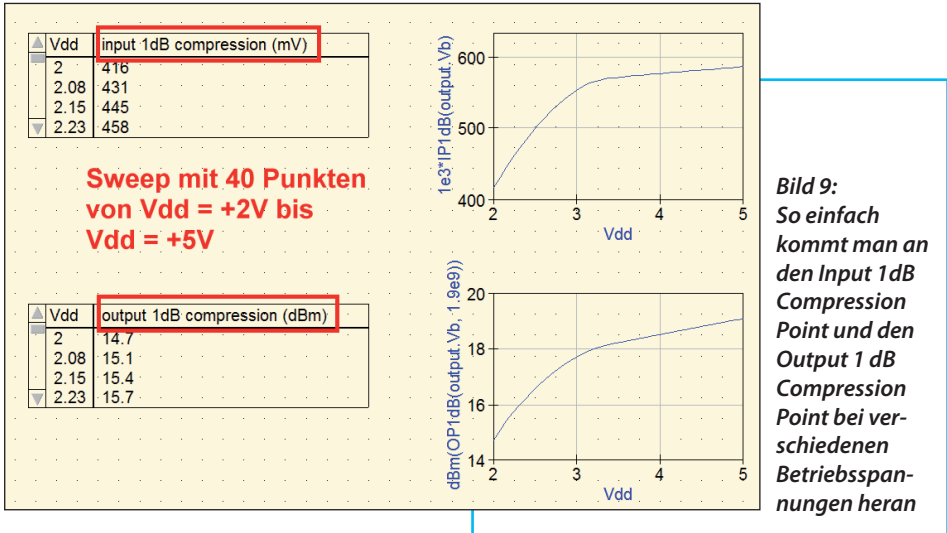
Ebenso gilt für die Bestimmung des Output 1 dB Compression Points:

$$\text{dBm}(\text{OP1dB}(\text{output.Vb}, 1.9\text{e}9))$$

Er wird mit dieser Formel in „dBm“ ausgegeben.

Wer Freude daran hat, kann auch die Ausgabe der beiden Simulationen in kartesischen Diagrammen vornehmen lassen (... dieses Diagramm befindet sich am linken





Bildrand unter „Components / Diagrams“. Leider wirkt die Darstellung wegen der geringen Punktezahl sehr „eckig“, aber eine Erhöhung der Anzahl an Simulationspunkten von 4 auf 40 (im Parameter-Sweep SW2) und eine Wiederholung der Simulation löst das Problem (**Bild 9**).

### 3.2.6. Simulation der S-Parameter S11 und S21

Dazu lässt man am besten weiterhin 40 Simulationspunkte im Parameter-Sweep „SW2“ zu und stellt anschließend die beiden Parameter S11 und S21 in getrennten kartesischen Diagrammen dar.

Die erforderlichen Graphengleichungen für die beiden Größen holt man sich über einen Rechtsklick auf die letzte verbleibende Tabelle (mit S11 und S21) und „Edit Properties“. Dort findet man

a. für S11:

$$2 * yvalue(yvalue(input.Vb, 1.9e9) / u_{RF,0.01}) - 1$$

b. für S21:

$$yvalue(2 * yvalue(output.Vb, 1.9e9) / u_{RF,0.01})$$

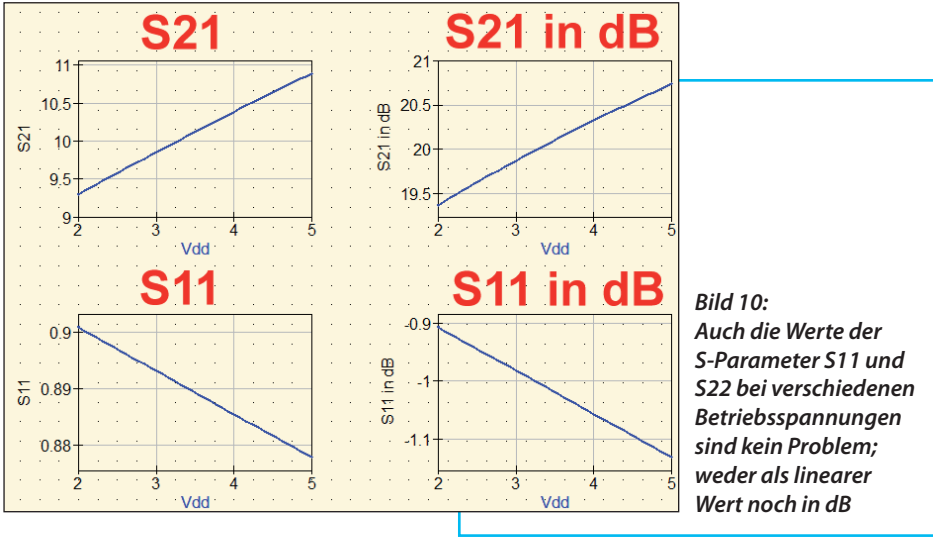
Beide Formeln findet man - natürlich mathematisch korrekt formuliert - in den passenden Lehrbüchern für Nachrichten-Übertragung und sie lauten:

a. S11 = (Eingangsspannung bei 1,9 GHz / Hinlaufende Welle mit 10 / 2 mV) - 1

b. S21 = Ausgangsspannung bei 1,9 GHz / Hinlaufende Welle mit 10 / 2 mV.

Das gibt natürlich sehr lange Bezeichnungen an den senkrechten Diagramm-Achsen und man sollte sich das Leben durch die Verwendung von „S11“ bzw. „S21“ als Achsbeschriftung leichter machen.

Und ganz rund wird die Sache schließlich, wenn man noch zwei weitere Diagramme mit den in „dB“ umgerechneten



Parametern hinzufügt. Die brauchen folgende „Graph Properties“:

a. für S11:

$$\text{dB}(2 * \text{yvalue}(\text{yvalue}(\text{input.Vb}, 1.9\text{e}9) / \text{u\_RF}, 0.01) - 1)$$

b. für S21:

$$\text{dB}(\text{yvalue}(2 * \text{yvalue}(\text{output.Vb}, 1.9\text{e}9) / \text{u\_RF}, 0.01))$$

Das Gesamtergebnis zeigt **Bild 10**.

## 4. Zusätzliche Simulationen beim FET-Verstärker-Beispiel

Nachdem nun das mit „qucsStudio“ gelieferte Beispiel gründlich untersucht wurde, sollen noch einige interessante Sachen zusätzlich untersucht und dargestellt werden. Der riesige Datensatz

des Simulationsergebnisses beim Parameter-Sweep reizt einfach dazu...

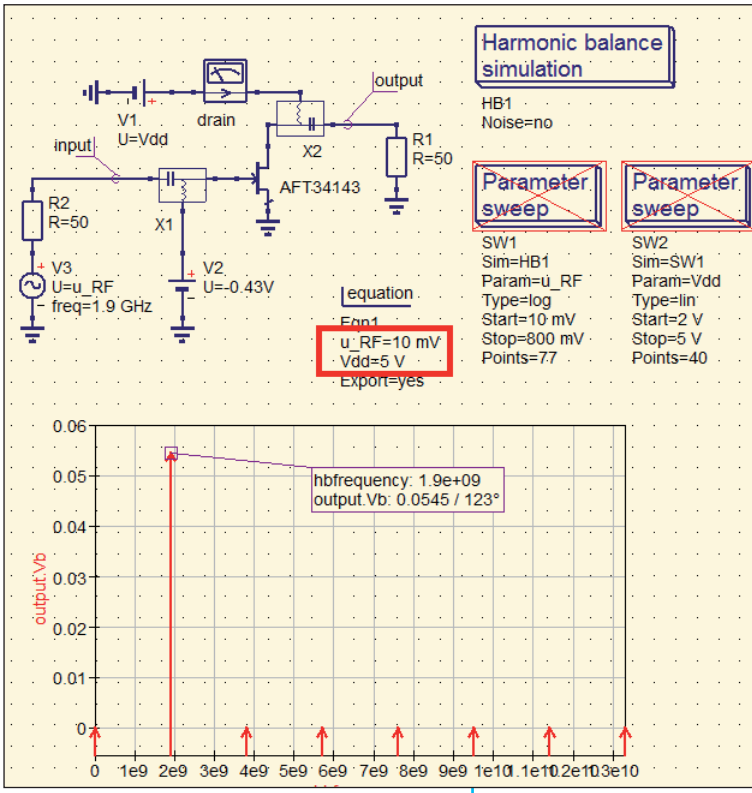
### 4.1. Die Sache mit den Oberwellen

Ohne Verzerrungen geht es bei Verstärkern nie ab und deshalb kann man hierzu viele Fragen stellen. Zum Beispiel:

a. Wie sieht das Oberwellen-Spektrum für eine bestimmte zugeführte Frequenz aus, wenn man die Eingangsspannung erhöht und die Betriebsspannung konstant hält?

b. Wie sieht das Oberwellen-Spektrum für eine bestimmte zugeführte Frequenz aus, wenn man die Eingangsspannung erhöht und zusätzlich die Betriebsspannung variiert?

c. Wie sieht das Oberwellen-Spektrum aus, wenn man die Eingangsfrequenz in einem bestimmten Bereich sweepst? Und



**Bild 11:**  
Zur Darstellung des Oberwellenspektrums werden beide Parameter-Sweeps abgeschaltet; so sieht man, was bei 1,9 GHz und 10 mV am Eingang los ist...

wie ändert sich dieses Spektrum mit der Eingangsspannungs-Amplitude bzw. der Betriebsspannung bzw. dem Ruhestrom? usw...usw...

Das erforderliche grundsätzliche Vorgehen soll nun für die Frage a) und eine konstante Betriebsspannung mit  $V_{dd} = +5V$  näher betrachtet werden. Dazu setzt man den Parameter-Sweep SW2 nach dem Anklicken von „Deactivate“ im Menü „Edit“ außer Betrieb. Außerdem braucht man nun einen Startwert in „equations“ von  $V_{dd} = +5V$ .

Fall 1:

Die Schaltung wird nur mit einem Signal

von 1,9 GHz angesteuert, das eine konstante Amplitude von  $u_{RF} = 10\text{ mV}$  aufweist. Dazu wird auch der Parameter-Sweep SW1 (wieder mit „Deactivate“) abgeschaltet und dieser Startwert von 10 mV für  $u_{RF}$  unter „equations“ eingetragen. Anschließend kann simuliert werden.

Das Ergebnis ist in **Bild 11** zu sehen, nachdem ein kartesisches Diagramm aufgerufen und dafür als „Graph Properties“ „output.Vb“

verwendet wurde. Mit einem zusätzlichen Marker ist die Grundfrequenz von 1,9 GHz gekennzeichnet und die Ausgangs-Amplitude beträgt 54,5 mV.

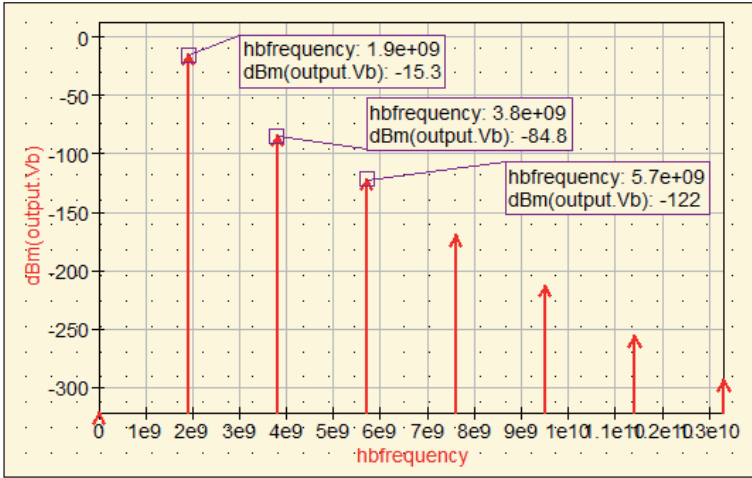


Bild 12:  
... so richtig erkennen kann man alles erst in der „dBm-Darstellung“

Natürlich sieht man in dieser linearen Darstellung die entstandenen Oberwellen nicht, denn dazu sind sie zu klein. Also stellt man auf „dBm“-Anzeige um, klickt dazu rechts auf das Diagramm, öffnet „Edit Properties“ und trägt als „Graph Properties“ **dBm(output.Vb)** ein.

Dazu gleich eine Warnung: Diese Reihenfolge (= erst lineare Darstellung, dann Umstellung auf dBm) sollte man strikt einhalten - wer gleich auf „dBm“ losgeht, erhält manchmal eine sehr hässliche und unbefriedigende Darstellung!

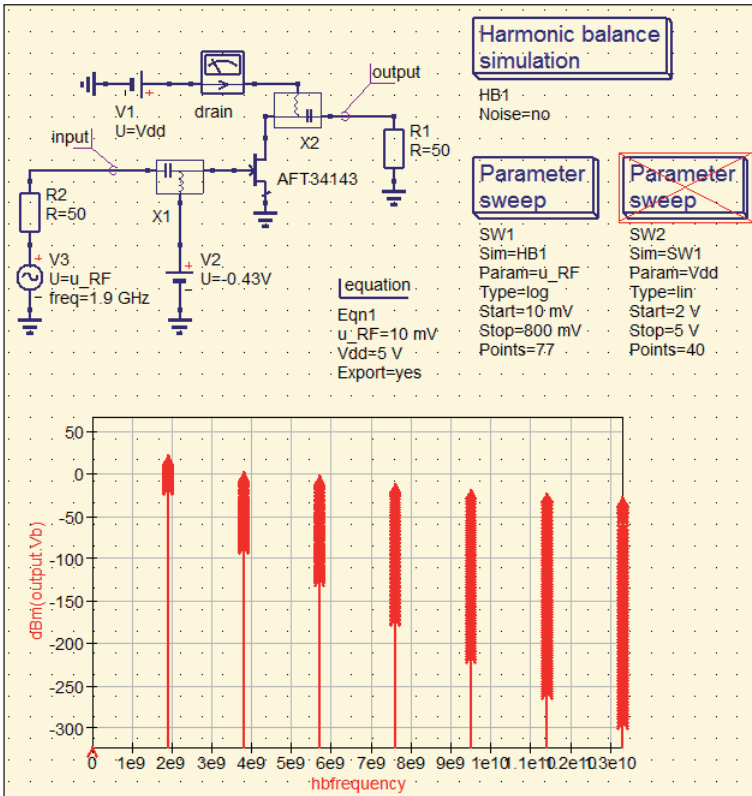
Zum Trost werfen wir nun einen Blick auf **Bild 12** und da ist die Welt in Ordnung. Durch den Einsatz weiterer Marker lassen sich jetzt sehr einfach die Dämpfungen der einzelnen Harmonischen bestimmen.

Fall 2:  
Nun kann man auch den Parameter-Sweep SW1 freigeben (...geht wieder über „Deactivate / Activate“ unter „Edit“ oder

über die auftauchende Liste nach einem Rechtsklick auf das Feld des Parameter-Sweeps SW1. Auch dort findet sich „Activate / Deactivate“). Damit sweept man die Amplitude der Eingangs-Spannung von 10 mV bis 800 mV mit 77 Punkten. Die dBm-Darstellung wird beibehalten, aber nun sehen die Spektrallinien irgendwie aus wie Schilfgewächse. Das ist aber logisch, denn die Simulationsergebnisse der 77 simulierten Punkte werden alle übereinander geschrieben (**Bild 13**).

Fall 3:  
Nun sollen „Nägel mit Köpfen“ gemacht werden und man lässt sich die Amplituden der Grundwelle sowie der doppelten und der dreifachen Frequenz zusammen in einem Diagramm mit „dB“-Teilung in Abhängigkeit von der Eingangsspannung anzeigen. Damit können direkt die Dämpfungen bei einer bestimmten Amplitude des Eingangs-Signals abgelesen werden.

Diesen Wunsch muss man „qucsStudio“



**Bild 13:**  
 So ändert sich das Spektrum, wenn die Eingangsspannung zwischen 10 mV und 800 mV variiert wird; die Auswertung ist aber so nicht möglich...

allerdings in anderer Form, als in den beiden vorhergehenden Fällen mitteilen. Bisher wurde über die Frequenz „gesweept“ und es reichte die Angabe der gewünschten Größe an der senkrechten Achse, um den gesuchten Frequenzgang darzustellen.

Jetzt geht es aber um die Ergebnisse des Parameter-Sweeps und deshalb nimmt die Formulierung des Aufrufs zur Darstellung eine andere Form an:

a. Jetzt muss man genau definieren, welche Frequenz des Ausgangssignals gemeint ist und

b. die Parameter-Sweep-Auswertung über die Variable „yvalue“ aufrufen.

Das gibt folgende „Graph-Properties“:

Die Grundwelle sieht man mit `yvalue(output.Vb,1.9e9)`

die doppelte Frequenz sieht man mit `yvalue(output.Vb,3.8e9)`

und die dreifache Frequenz mit `yvalue(output.Vb,5.7e9)`.

Dieses Diagramm muss man in dieser Form zuerst darstellen. Anschließend wird „mit rechts“ darauf geklickt und jeder Eintrag bei den „Graph Proper-

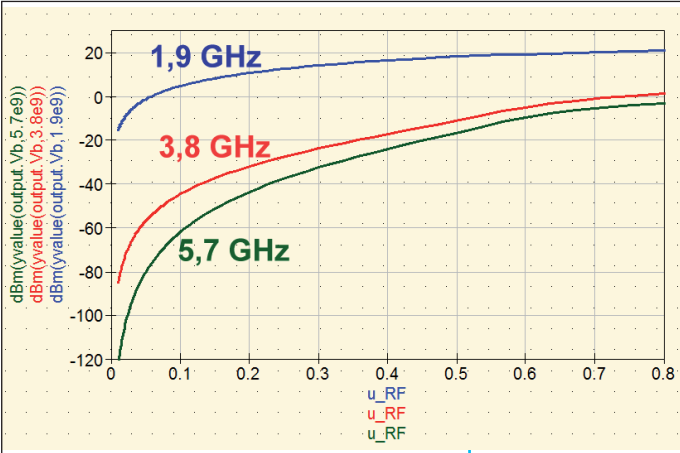


Bild 14:  
...deshalb geht man wieder auf ein Diagramm mit der Eingangsspannung an der waagrechten Achse über

ties“ auf „dBm“ umgestellt. So sieht das schließlich aus:

den Pegel der Grundwelle sieht man mit `dBm(yvalue(output.Vb,1.9e9))`

den Pegel der doppelten Frequenz mit `dBm(yvalue(output.Vb,3.8e9))`

und den Pegel der dreifachen Frequenz mit `dBm(value(output.Vb,5.7e9))`.

Den Erfolg zeigt **Bild 14** und damit kann man schon etwas anfangen. Ausserdem lassen sich jederzeit weitere Oberwellen hinzufügen.

## 5. Bestimmung des IP3-Punktes

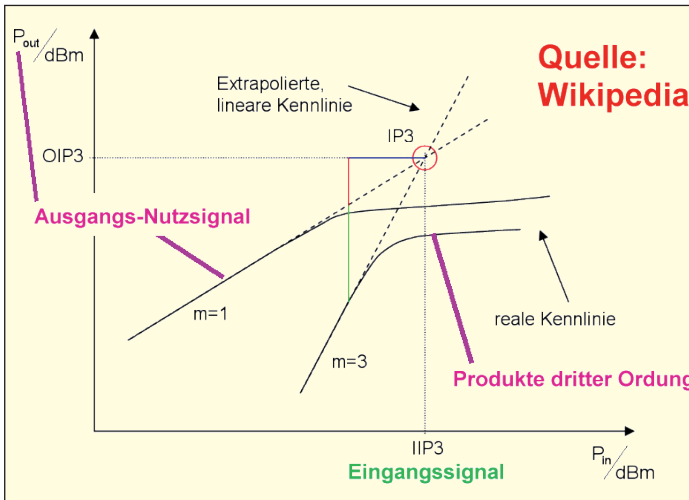
### 5.1. Was steckt hinter dem IP3-Punkt?

Wenn man die Eingangsleistung eines Verstärkers immer weiter erhöht, gerät er schließlich in die Begren-

zung. Man merkt es daran, dass plötzlich die Ausgangsleistung „zurückhängt“, also nicht mehr im gleichen Maß ansteigt und irgendwann konstant bleibt. Hier hat man sich für Datenblatt-Angaben auf einen Wert geeinigt, bei dem „1 dB bei der Ausgangsleistung fehlt“ und bezeichnet diesen Punkt als „1dB-Kompression“. Zum Eingangspegel kommt man immer, indem man vom Ausgangspegel (in dBm) die gerade dort geltende Verstärkung (in dB) abzieht und dabei den Verstärkungsrückgang durch die einsetzende Begrenzung berücksichtigt.

Aber lange, bevor man in die Begrenzung gerät, beginnen die Verzerrungen am Ausgang deutlich anzusteigen. Besonders unangenehm sind dabei die Produkte dritter Ordnung, da sie dreimal schneller steigen als das zugeführte Eingangssignal **und** in der Nähe der zugeführten Speisefrequenz liegen. Dafür gilt:

Wird der Eingangspegel um 10 dB erhöht, nimmt der Abstand des Nutz-Ausgangs-



**Bild 15:**  
Das steckt hinter dem „Output Intercept Point OIP3“ (siehe Text)

signals zu den Störprodukten dritter Ordnung um 20 dB ab!

Bevor sich jedoch die beiden Kennlinien schneiden, setzt die vorhin besprochene Begrenzung ein. Würde man jedoch diese beiden Geraden gedanklich bis zu ihrem Schnittpunkt verlängern, käme man zum „Intermodulation Intercept Point, Third Order“, kurz „IP3“ genannt.

Er kann für die Eingangs- oder die Ausgangsseite angegeben werden, aber man zieht die Ausgangsangabe vor (= OIP3), siehe **Bild 15**.

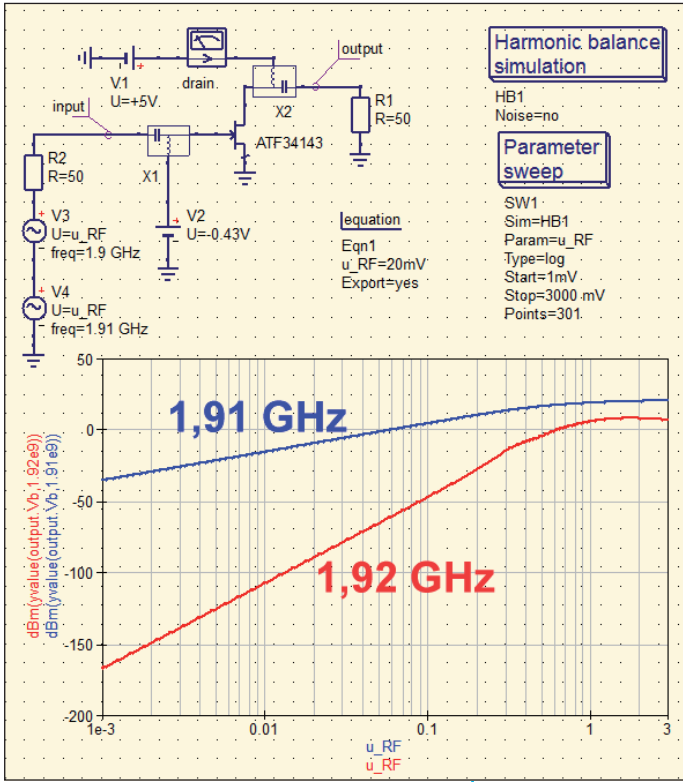
Mit seiner Hilfe kann später der „intermodulationsfreie Dynamikbereich“ sowie für jede beliebige Eingangsspannungs-Amplitude der Abstand zu den entstehenden Produkten dritter Ordnung über einfache Geradengleichungen (rechnerisch oder grafisch) bestimmt werden.

Die Untergrenze für kleine Signale wird hierbei durch das Eigenrauschen der Stu-

fe festgelegt, in dem die Störprodukte versinken. Die Obergrenze des Dynamikbereiches zieht dann z.B. der 1 dB-Kompressionspunkt.

## 5.2. Bestimmung des IP3-Punktes

Zur Bestimmung des IP3-Punktes durch Zweitonmessung oder Simulation steuert man die Stufe mit zwei gleich großen Signalen an, die nur einen geringen Frequenzunterschied aufweisen. Mit zunehmender Amplitude nehmen die „Störprodukte dritter Ordnung“ dreimal schneller zu als die beiden Eingangssignale. Man findet plötzlich am Ausgang im Spektrum direkt neben den gewünschten Nutzsignalen diese unerwünschten Störer! Ihr Frequenzabstand zu den beiden Eingangsspannungen entspricht exakt dem Frequenzunterschied der Ansteuer-signale!



**Bild 16:**  
Die erste Stufe für die Simulation des IP 3: Die Verläufe von Grundwelle und Störprodukt dritter Ordnung werden durch einen Parameter-Sweep ermittelt

### 5.2.1. IP3-Simulation mit „qucsStudio“

Wir bleiben bei unserem Beispiel, schalten aber am Eingang eine weitere Spannungsquelle in Reihe (**Bild 16**). Beide Ansteuersignale sind gleich groß und weisen die Frequenzen 1,9 GHz bzw. 1,91 GHz auf. Ihr Frequenzabstand beträgt also 10 MHz; dann müsst man die „Störprodukte“ bei

$$(1,9 \text{ GHz} - 10 \text{ MHz}) = 1,89 \text{ GHz} \quad \text{und}$$

$$(1,91 \text{ GHz} + 10 \text{ MHz}) = 1,92 \text{ GHz}$$

suchen.

Man verbleibt aktuell beim Parameter-Sweep SW1 und sieht darin einen Amplitudenbereich von 1 mV bis 3 V mit 301 Punkten vor.

Nach der Simulation braucht man ein kartesisches Diagramm und lässt sich mit den beiden Gleichungen:

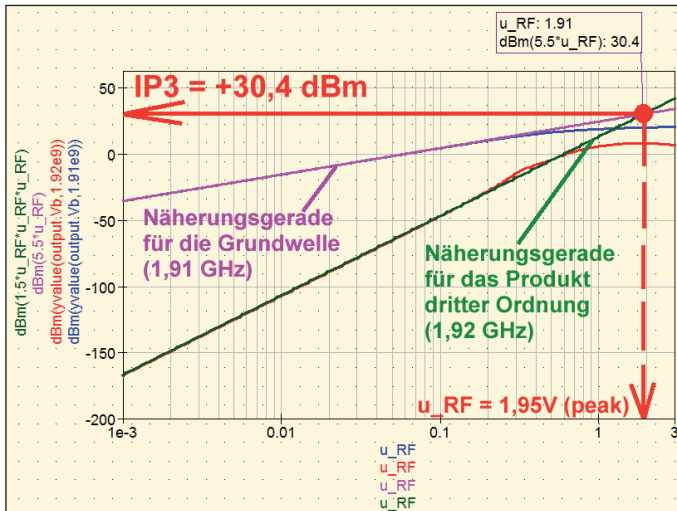
$$\text{dBm}(yvalue(output.Vb,1.91e9))$$

sowie

$$\text{dBm}(yvalue(output.Vb.1.92e9))$$

die Ausgangleistungen in dBm für das „obere Nutzsignal mit 1,91 GHz“ und sein „oberes Störprodukt“ ( $f = 1,92 \text{ GHz}$ ) mit steigender Eingangsamplitude anzeigen.





*Bild 17:  
Mit den zusätzlich  
eingetragenen  
Näherungsgeraden  
findet man sofort den  
gesuchten Schnitt-  
punkt; der nötige  
Aufwand wird im Text  
beschrieben*

(Hinweis: Die Formel für die Bestimmung der Frequenzen für diese betrachteten ersten Störprodukte dritter Ordnung lautet:

$$f_{Stör} = 2*f_1 - f_2$$

Wer nachrechnet, kommt auf 1,89 GHz bzw. 1,92 GHz und es ist dabei egal, ob man das obere oder untere Störsignal betrachtet).

Das ist sehr schön in Bild 16 zu sehen, dieses enthält nicht nur die Schaltung mit den zwei Quellen, sondern auch das Diagramm mit den gewählten Ausgangssignalen. Aber: Entscheidend für die korrekte Darstellung ist dabei eine logarithmisch geteilte x-Achse. Nur damit erhält man im linearen Teil der Kurven auch wirklich Geraden („dBm“ ist eben ein logarithmisches Maß und deshalb benötigt man ein doppelt-logarithmisches Diagramm...).

Nun wird es spannend, denn durch die beiden Kurven muss man Geraden le-

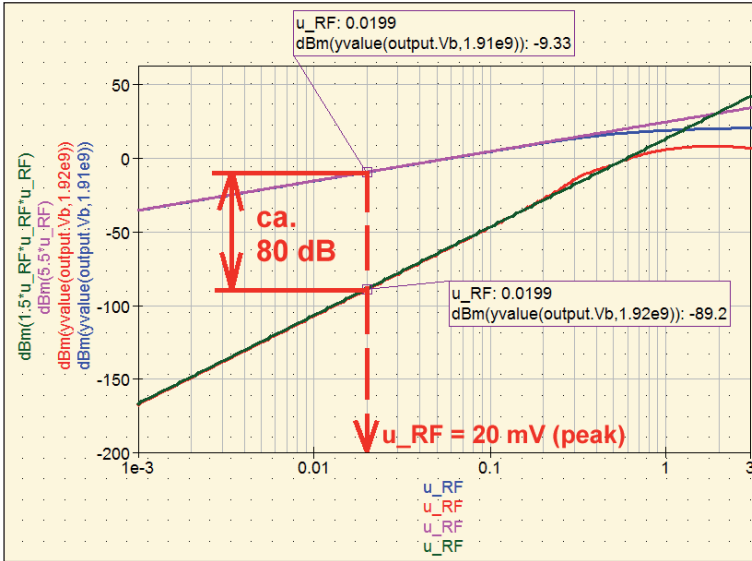
gen und mit ihnen jeweils den linearen Kurventeil annähern. Das ist nicht allzu schwierig und man kann es am Verlauf der „Grundwelle mit 1,91 GHz“ üben. Dafür schreibt man eine weitere Geradengleichung, mit der die verstärkte Eingangsspannung beschrieben wird. Bei dem bereits früher bestimmten Verstärkungswert von ca. 5,5 lautet sie:

$$dBm(5.5*u_{RF})$$

Doch jetzt zum Störprodukt dritter Ordnung“ mit  $f = 1,92$  GHz. Bei ihm steigt die Amplitude mit  $(u_{RF})^3$  an, daher benötigt man eine Graphengleichung, die grundsätzlich so aufgebaut ist:

$$dBm(u_{RF}*u_{RF}*u_{RF})$$

Wenn man diese Gerade in das Diagramm einträgt, so zeigt sich, dass sie noch etwas nach oben geschoben und deshalb mit einem Faktor multipliziert werden muss. Nach einigen Versuchen landet man bei der endgültigen Gleichungsversion



**Bild 18:**  
So sieht die praktische Anwendung des Diagramms für eine Amplitude der Eingangssignale von 20 mV aus

$$dBm(1.4*(u\_RF*u\_RF*u\_RF))$$

und in **Bild 17** ist nun sehr schön der gesuchte Schnittpunkt zu erkennen. Das bedeutet:

Der „Output Intercept Point OIP3“ liegt bei einem Ausgangspegel von +30,4 dBm.

Der Spitzenwert der dazugehörigen Eingangsspannung beträgt (siehe die waagrechte Achse...)  $u_{RF} = 1,91 \text{ V}$  und das entspricht einem Effektivwert von  $1,91 \text{ V} / \sqrt{2} = 1,35 \text{ V}$  bzw. einem Pegel von  $20 \cdot \log_{10}(1,38 / 0,224 \text{ V}) \text{ dBm} = +15,6 \text{ dBm}$ .

Das ist der dazugehörige „Input Intercept Point IIP3“ mit +15,6 dBm.

### 5.2.2. Eine praktische Anwendung

An die Stufe werden beide Signale (1,9 und 1,91 GHz) mit einer Amplitude

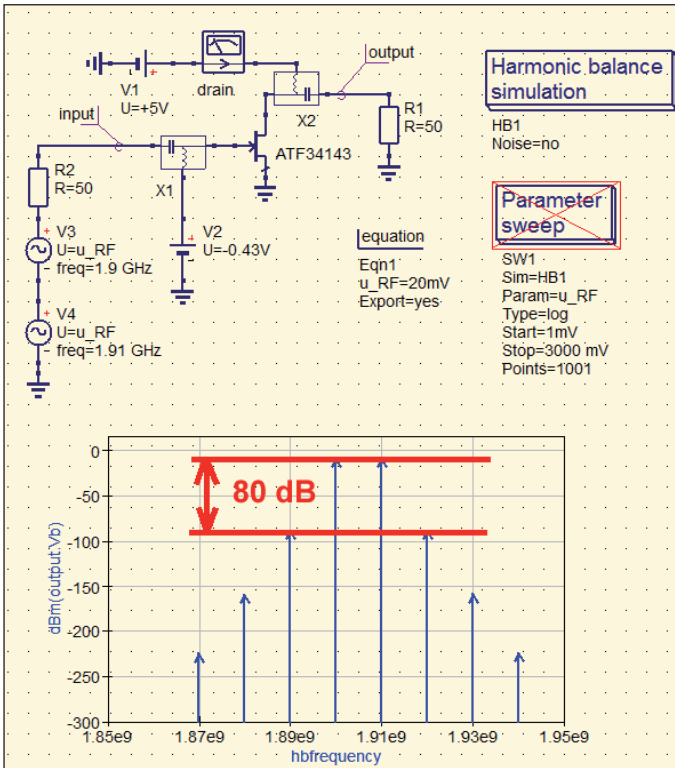
von je  $u_{RF} = 0,02 \text{ V}$  (= Spitzenwert, der Effektivwert beträgt dann 14,1 mV, der Pegel = -24 dBm) angelegt. Um wieviel dB liegen nun die Störprodukte dritter Ordnung unter diesem Wert?

Lösung 1: Trägt man in das obige Diagramm eine senkrechte Gerade bei  $u_{RF} = 0,02 \text{ V}$  (peak) ein (**Bild 18**), so schneidet diese die beiden Näherungsgeraden. Der Pegelunterschied der beiden Schnittpunkte wird über zwei Cursors ermittelt und beträgt 80 dB.

(Zusatzaufgabe:

Die Theorie sagt, dass sich der Pegelunterschied um 20 dB verschlechtert, wenn der Eingangspegel um 10 dB ansteigt. Prüfen Sie diese Behauptung am obigen Diagramm nach).

Lösung 2: Bestimmung des IP3-Punktes über das Spektrum:



**Bild 19:**  
Eine Simulation  
des Spektrums  
bestätigt exakt  
das Ergebnis  
von Bild 18

Zuerst schaltet man den Parameter-Sweep ab und kontrolliert, ob unter „equations“ ein Spitzenwert von 20 mV für beide Eingangssignale eingetragen ist.

Als Simulationsergebnis möchte man „dBm(output.Vb)“

sehen. Man lässt sich hier nur den Frequenzbereich zwischen 1,85 und 1,95 GHz anzeigen.

Das Ergebnis in **Bild 19** sollte uns doch sehr bekannt vorkommen! Man sieht die beiden Eingangssignale mit 1,9 GHz und 1,91 GHz, dazu die im letzten Kapitel erwähnten beiden „Störprodukte dritter

Ordnung“ mit 1,89 GHz und 1,92 GHz. Der Pegelabstand zwischen Nutz- und Störsignalen beträgt 80 dB - und exakt das war das Ergebnis von Lösung 1.

Aber wegen des großen dargestellten Pegelbereiches tauchen jetzt weitere Störprodukte auf. Sie haben eine noch höhere Ordnung und steigen bei Erhöhung des Eingangspegels noch schneller an. Bei den nächsten Produkten hat man bereits den Grad  $N = 5$  und deshalb die fünffache Steigung gegenüber den Eingangssignalen. Wenn man das Eingangssignal weiter erhöht ergeben sich also gleich deutlich mehr „Störprodukte“!

## 6. Abschließende Bemerkungen

Das sollte als Einstieg und Information über die Möglichkeiten und die Bedienung von „Harmonic Balance“ reichen. Wer weitermachen möchte, der greife zum erwähnten Tutorial [3] und arbeite die anderen Beispiele (Half Complex Mixer, Double Balanced Mixer usw) durch. Auch ein weiteres Verstärker-Beispiel wartet auf ihn und darin z.B. Rauschsimulationen. Also dürfte keine Langeweile aufkommen und die meisten Fragen beantwortet werden.

## 7. Literatur:

[1] Link: <http://qucs.sourceforge.net/tech/node31.html>

[2] Gunthard Kraus: „Tutorial Teil 1 / Einstieg in qucsStudio“. Zu finden unter : [www.gunthard-kraus.de](http://www.gunthard-kraus.de)

[3] Gunthard Kraus: „Tutorial Teil 2 / Harmonic Balance-Simulation mit qucsStudio in Beispielen“. Zu finden unter: [www.gunthard-kraus.de](http://www.gunthard-kraus.de)

ANZEIGE

## LOGARITHMISCH-PERIODISCHE ANTENNEN



CLP 5130-3

- 3 Bereiche zur Auswahl
- solide mechanisch gearbeitet
- gute HF-Eigenschaften
- rostfreie Materialien
- N-Buchse / 50 Ω
- horizontal polarisiert



CLP 5130-2

Technische Daten:	CLP-5130-1V2A	CLP-5130-2V2A	CLP-5130-3V2A
Frequenzbereich	50 - 1300 MHz	105 - 1300 MHz	90 - 220 MHz
Gewinn	10 - 12 dBi	11 - 13 dBi	12 - 13 dBi
Vor/Rückverhältnis	15 dB	15 dB	15 dB
Impedanz	50 Ω	50 Ω	50 Ω
VSWR	< 2:1 typ 1,5 :1	< 2:1 typ 1,5:1	< 2:1 typ 1,5:1
Sendeleistung max.	500 W PEP	500 W PEP	500 W PEP
Anschlussnorm	N-Buchse	N-Buchse	N-Buchse
Polarisation	horizontal	horizontal	horizontal
Elemente	25	20	12
Länge	2,00 m	1,40 m	1,70 m
Breite	3,00 m	1,40 m	1,60 m
Gewicht	5,1 kg	3,1 kg	3,55 kg
Windlast	264 N bei 140 km/h		
Mastdurchmesser	38 - 50 mm	38 - 50 mm	38 - 50 mm
<b>Art.Nr.:</b>	<b>90101</b>	<b>90102</b>	<b>90103</b>

