



Gunthard Kraus, DG 8 GB

Rauschuntersuchungen mit LTspice

Dieser Artikel entstand aus einem Projekt im Nachrichtentechnik-Labor der Dualen Hochschule Baden Württemberg in Friedrichshafen. Er soll zeigen, wie sich mit dem modernen Werkzeug der LTspice-Schaltungssimulation auch weit außerhalb des ursprünglich vorgesehenen Einsatzgebietes dieses Programmes (= Simulation von Schaltkreisen) ganz spezielle Probleme der Nachrichtentechnik sehr gründlich, sehr anschaulich und sehr erfolgreich untersuchen lassen.

1. Einige Bemerkungen zum Programm selbst

In den Artikeln der UKW-Berichte wurde schon oft das SPICE-Simulationsprogramm „LTspice“ eingesetzt, das sich weltweit immer weiter steigender Beliebtheit erfreut. Dank seiner leichten Bedienung, seiner ausgefeilten Exaktheit, der kostenlosen Beschaffung, dem Feh-

len jeglicher Begrenzung oder Beschneidung und seinen geradezu unglaublichen Anwendungsmöglichkeiten hat es sich zum großen Renner entwickelt.

Die Beschaffung der Software über die Homepage der Firma LINEAR Technologies (www.linear.com) ist überhaupt kein Problem und sowohl für den Einsteiger wie auch für den Profi steht auf der Homepage des Autors (www.gunthardkraus.de) ein zweibändiges Einsteiger-Tutorial in deutscher oder englischer Sprache kostenlos zur Verfügung.

Mit einem Umfang von inzwischen über 200 Seiten ermöglicht der Band 1 den stressfreien Einstieg; er behandelt in vielen verschiedenen Projekten die meisten Gebiete der Elektronik. Darüber hinaus ist Band 2 des Tutorials etwas für die „HF-Freaks“, denn hier wird an Hand eines 137 MHz-Wettersatelliten-Empfangskonverters alles im Detail untersucht, was es überhaupt zu untersuchen gibt ...bis hin zum Rauschen und zum IP3-Punkt.

2. Rauschen - eine kurze Wiederholung

Empfängt man eine Nachricht ohne jegliche Information, so ist darin alles zufällig, ungeordnet und ergibt keinen Sinn oder ermöglicht keine Voraussagen. Jeder kennt das als „Rauschen“ und das klingt wirklich wie das Rauschen eines Wasserfalls oder einer Wasserleitung. Jede Antenne empfängt ein solches Signal aus der Atmosphäre oder aus dem Weltraum. Jeder elektrische Widerstand oder Leiter erzeugt von sich aus eine solche Spannung durch die „Wärmebewegung der Leitungselektronen“, sofern man nicht bis zum absoluten Nullpunkt abkühlt.

Man drehe beispielsweise einfach mal sein UKW-Radio oder sein TV-Gerät auf einen Leerkanal zwischen zwei Stationen, dann weiß man, was gemeint ist. Aber Vorsicht: bei verschlüsselten Sendungen klingt das oft genau so wie Rauschen ...und doch steckt Information darin. Das ist allerdings Absicht, um eventuelle Mithörer zu täuschen! Auch „künstlich erzeugtes Rauschen“ (= pseudo random noise) ist oft nie ganz perfekt.

Für „Wärmerauschen = Ideales Rauschen“ = „Weißes Rauschen = Johnson Noise“ gilt aber:

Seine spektrale Leistungsdichte ist für jedes Hertz an Bandbreite über der Frequenz konstant und das ist typisch für die in Ohmschen Widerständen entstehenden Wärme-Rauschspannungen.

(Ein Tipp: sobald man diesen Leistungsdichte-Verlauf z.B. durch Filter verändert, spricht man von „Rosa Rauschen“). Doch

nun zur Frage:

„Wärmerauschen“ - woher kommt das?

Das lässt sich schnell und präzise beantworten: in jedem elektrischen Widerstand werden Elektronen bewegt, wenn Strom fließt. Sobald jedoch Wärme mit im Spiel ist (...und das ist automatisch oberhalb des absoluten Nullpunktes stets der Fall...), werden diese Teilchen immer unruhiger und nehmen nicht den geraden Weg von Minus nach Plus. Sie stoßen zusammen, prallen zurück, werden nach vorne oder zur Seite geschleudert... der Strom schwankt also durch den Wärme-Einfluss dauernd und völlig unregelmäßig um kleinere und größere, aber winzige Beträge. Selbst wenn gar keine äußere Spannung angelegt ist, merkt man dieses Gerangel unter den Ladungsträgern und misst an den Anschlüssen des Bauteils eine kleine „Rausch-Leerlaufspannung U_{NOISE} “. Sie lässt sich folgendermaßen berechnen:

$$U_{NOISE} = \sqrt{\frac{4 \cdot h \cdot f \cdot B \cdot R}{e^{\frac{hf}{kT}} - 1}} \quad (1)$$

mit

h = Planck'sches Wirkungsquantum

k = Boltzmann - Konstante =

$1,38 \times 10^{-23} \text{ J / Kelvin}$

T = absolute Temperatur in Kelvin

B = betrachtete Bandbreite in Hz

f = Mittenfrequenz der betrachteten Bandbreite in Hz

R = Widerstandswert in Ω

Das sieht nun entsetzlich kompliziert und praxisfremd aus, aber man kann bis mindestens 100 GHz und Temperaturen



bis hinunter zu 100 K problemlos die einfache (und bekannte) Näherungsformel verwenden:

$$U_{\text{NOISE}} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot B \cdot R} \quad (2)$$

Stellt man diese Formel etwas um, sieht man sofort, was los ist:

$$\frac{\left(\frac{U_{\text{NOISE}}}{2}\right)^2}{R} = k \cdot T \cdot B \quad (3)$$

a. Das ist schlicht und einfach eine Leistungsangabe! Also wird in jedem Widerstand - unabhängig von seinem Widerstandswert! - durch den Einfluss der Wärme die gleiche Rausch-LEISTUNG entstehen. Sie ergibt die in Formel (2) angegebene Leerlaufspannung U_{NOISE} .

b. Sobald man also diesen Widerstand als Spannungsquelle mit Ursprung U_{NOISE} und (rauschfreiem) Innenwiderstand R auffasst, muss man an diese Quelle einen (rauschfreien) Lastwiderstand mit dem gleichen Wert R anschließen, um Leistungsanpassung zu erhalten. Am Lastwiderstand liegt dann die halbe Ursprung aus Formel (2) und an den vorher rauschfreien Lastwiderstand wird die verfügbare Rauschleistung „ $k \cdot T \cdot B$ “ abgegeben.

c. Die Rauschleistung steigt linear mit der absoluten Temperatur des Bauteils und der zur Verfügung gestellten Bandbreite (...die Spannung folgt dann natürlich mit der Wurzel aus der Leistung). Sie ist normalerweise unabhängig von der Frequenz und trägt in einem solchen Fall den Namen „Weißes Rauschen“.

Ganz wichtig ist nun folgende Sache:

Fast immer arbeitet man bei Empfängern und Systemen mit „Pegeln“ anstelle von

Spannungswerten. Das ist ein logarithmisches Maß und damit kann man das Multiplizieren (wenn z.B. Stufen in Reihe geschaltet sind und ihre Verstärkungen multipliziert werden müssen...) durch eine Addition ersetzen. Am bekanntesten dürfte hier die Einheit „dBm“ sein. Dazu wird jeder vorkommende Leistungswert ins Verhältnis zum Bezugswert

$P_0 = 1$ Milliwatt am Systemwiderstand gesetzt. Das ergibt den

$$\begin{aligned} \text{Leistungspegel} &= \\ &= 10 \cdot \log\left(\frac{\text{Leistungswert}}{1\text{mW}}\right) \text{ in dBm} \quad (4) \end{aligned}$$

Betrachtet man die obige Sache mit der Rauschleistung „ $k \cdot T \cdot B$ “ etwas genauer, lässt sich eine interessante Vereinfachung einführen:

$$\begin{aligned} k \cdot T \cdot B &= (k \cdot T) \cdot B = \\ &= (\text{Rauschleistungsdichte}) \cdot (\text{Bandbreite}) \end{aligned}$$

Die Rauschleistungsdichte „ $k \cdot T$ “ stellt die Leistung in jedem „Hertz an Bandbreite“ dar und man muss sie mit der geltenden Bandbreite multiplizieren, um die gesamte produzierte Rauschleistung zu erhalten.

Geht man nun auf die Pegelrechnung über, sollte man folgendes wissen und gut abspeichern: Jeder Widerstand produziert damit bei Raumtemperatur ($T_0 = 300$ K) einen internen Rauschpegel und damit eine interne Rauschleistungsdichte von etwa

$$-168 \text{ dBm pro Hz Bandbreite.}$$

Dadurch kann er an einen rauschfreien Lastwiderstand bei Leistungsanpassung einen um 6 dB niedrigeren Leistungspegel von

$$-174 \text{ dBm pro Hertz abgeben.}$$

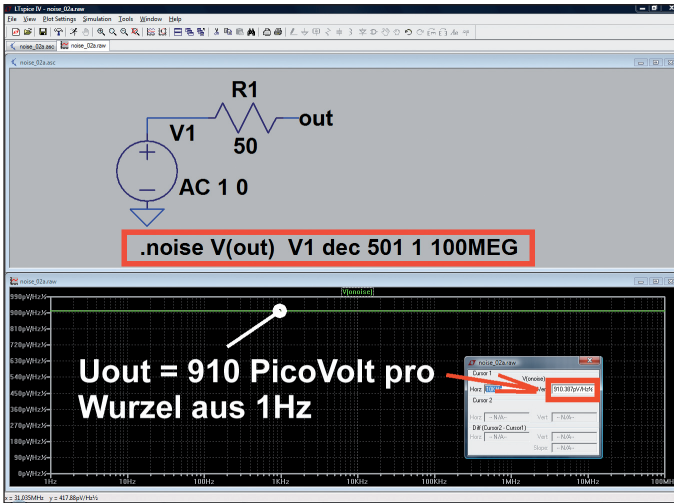


Bild 1:
Die Bestimmung der Rausch-Urspannung eines Widerstandes ist natürlich eine recht einfache Übung für LTspice

Bei größeren Bandbreiten als 1 Hz ist somit der Rest ganz einfach:

$$\begin{aligned} & \text{Tatsächlicher maximal abgebarbarer} \\ & \text{Rauschpegel in dBm} = \\ & = -174 \text{ dBm} + 10_{\log}(\text{Bandbreite in Hz}) \end{aligned}$$

Nachfolgend sollen die Zusammenhänge an mehreren Simulationsbeispielen genauer betrachtet werden.

Beispiel-Aufgabe 1:

a. Wie groß sind IM LEERLAUF der Rauschpegel und die Rauschspannung an einem Widerstand von 50 Ohm und 300 Kelvin, wenn mit einer Bandbreite von 1 Hz gearbeitet wird? Bestätigen Sie diese Ergebnisse durch eine LTspice-Simulation.

Lösung:

Dem Rauschpegel = -168 dBm (siehe oben) entspricht eine Leistung von

$$\begin{aligned} P &= 1 \text{ mW} \cdot 10^{\frac{-168}{10}} = 1 \text{ mW} \cdot 10^{-16,8} = \\ &= 1,6 \cdot 10^{-20} \text{ W} \end{aligned}$$

Daraus wird schließlich mit einem „Quellwiderstand von 50 Ohm“ eine Leerlaufspannung von

$$\begin{aligned} U_{NOISE} &= \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{50 \Omega \cdot 1,6 \cdot 10^{-20} \text{ W}} = \\ &= 910 \text{ pV} \end{aligned}$$

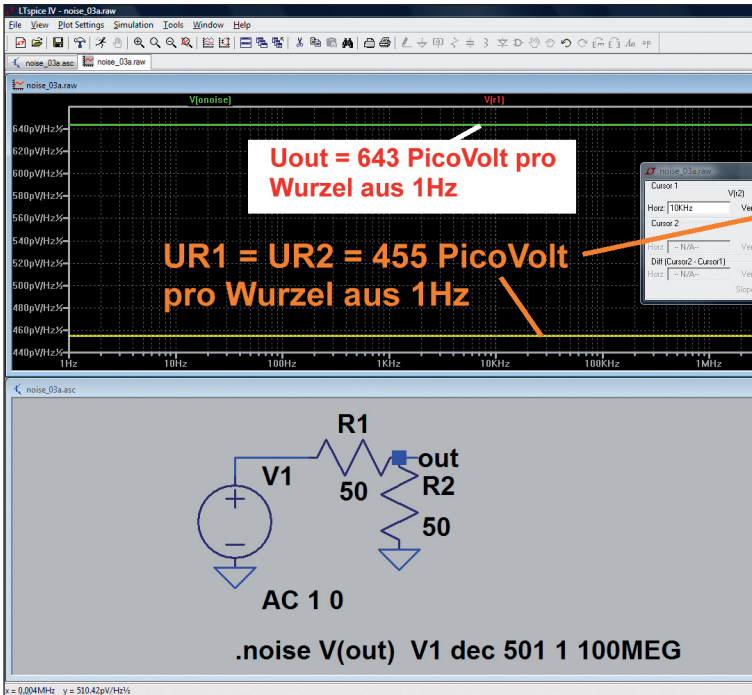
Die LTspice-Simulation ist in (**Bild 1**) zu sehen:

Man braucht dazu eine normale Spannungsquelle im „AC-Sweep-Betrieb“ (= Einstellung „AC 1 0“ bei der Small Signal AC Analysis) und einen 50 Ω-Widerstand.

Mit dem SPICE Kommando

```
.noise V(out) V1 dec 501 1 100MEG
```

programmiert man eine Rauschanalyse beim Label „out“. Bezugswert ist dabei eine Rauschspannung, die in Reihe zur Spannungsquelle V1 zu denken ist und vom Widerstand R1 erzeugt wird (...R1 selbst wird dabei als rauschfrei angenommen).



*Bild 2:
 Bei zwei rauschenden Widerständen in der Schaltung wird die Sache schon raffinierter*

Der Rest ist einfach: erzeugt wird ein dekadischer Sweep mit 501 Werten pro Dekade im Frequenzbereich von 1 Hertz bis 100 MHz.

Wie vorhergesagt, erhält man eine Leerlaufspannung von 0,91 nV pro Wurzel aus 1 Hz.

Beispiel-Aufgabe 2:

Wie groß werden der Rauschpegel und die Rauschspannung am Ausgang, wenn diese Quelle mit einem rauschfreien Widerstand von 50 Ohm abgeschlossen wird?

Das ist eine sehr einfache Übung und dazu gibt es kein Bild. Man hat lediglich einen einfachen Spannungsteiler, bestehend aus zwei rauschfreien 50Ω-Widerständen,

vor sich. Dieser Spannungsteiler wird von einer Ursprungspannung mit 0,91 NanoVolt gespeist. Also ergibt sich am Ausgang die halbe Ursprungspannung (= 0,455 NanoVolt) und ein Pegel von -174 dBm pro 1 Hz.

Beispiel-Aufgabe 3:

Wie groß werden der Rauschpegel und die Rauschspannung am Ausgang, wenn diese Quelle mit einem normalen, also rauschenden Widerstand von 50 Ohm abgeschlossen wird?

Dazu wirft man einen Blick auf die zugehörige Simulation in **Bild 2**. Darin klickt man auf „out“, gefolgt von einem Klick auf das Schaltzeichen von R1 bzw. R2.

Das Ergebnis ist eine Überraschung, die

aber beim näheren Hinsehen keine ist, denn das Programm geht dabei so vor:

Es betrachtet zunächst den rauschenden Widerstand R1 als eine Quelle mit der Rausch-Urspannung von 910 pV und dem rauschfreien Innenwiderstand R1. Diese Quelle wird mit dem rauschfreien Widerstand R2 = 50 Ω belastet und das ergibt 0,455 nV = 455 pV pro Wurzel aus 1 Hz beim Punkt „out“.

Nun wiederholt es diese Rechnung für den Widerstand R2 als Rauschquelle und das führt ebenfalls zu 455 pV pro Wurzel aus 1 Hz bei „out“. Am Ende werden diese beiden Teilsignale nach dem „Überlagerungssatz“ addiert:

Allerdings hat man es dabei mit „nicht korrelierten Signalen“ zu tun und darf deshalb nur die Effektivwerte addieren:

$$U_{gesamt} = \sqrt{(U_1)^2 + (U_2)^2} = \\ = \sqrt{(455 \text{ pV})^2 + (455 \text{ pV})^2} = 643 \text{ pV}$$

Genau das zeigt uns die Simulation...

3. Weitere Rauschquellen

In jedem aktiven Bauteil (wie Röhre, Bipolar-Transistor, Sperrschicht-FET, MOSFET, HEMT usw.) hat man es außer mit dem thermischen Rauschen noch mit zwei zusätzlichen Rauscharten zu tun:

a. Shot-Noise (= Schrot-Rauschen) tritt bei Vakuumdioden und P-N-Übergängen durch Ungleichförmigkeiten des Stromflusses beim Durchqueren der Potential-Unterschiede auf. Es handelt sich hierbei um breitbandiges, weißes Rauschen.

b. Flicker-Noise = Jitter Noise oder „1 / f - Noise“ (= Funkel-Rauschen) entsteht durch Verunreinigungen oder Defekten im Kristallaufbau. Sie führen zu kurzen impulsförmigen Schwankungen beim Stromfluss - und zu einem Impuls gehört eben ein Spektrum, dessen Leistungsdichte mit steigender Frequenz abnimmt. Man definiert hier, wie bei einem Tiefpass eine „Corner Frequency“ (= Grenzfrequenz) und es ist interessant zu sehen, wie sich die aktiven Bauteile grundsätzlich voneinander unterscheiden.

Einen guten Eindruck hierzu gibt **Bild 3**. Die dazu gehörige Quelle [1] sollte man sich unbedingt aus dem Internet holen, denn sie stellt eine sehr präzise, aber kompakte und gleichzeitig gut verständliche Rausch-Einführung dar.

Hinweis:

Vor der „Halbleiterzeit“ arbeitete man viele Jahre lang mit Gasentladungsröhren als Rauschquellen, die ein sehr breitbandiges „Plasma-Noise“ erzeugten.

4. Weisses Rauschen zur Messung einer Übertragungsfunktion

4.1. Zur Erinnerung: die S-Parameter

In der Übertragungstechnik werden dauernd Filter, Verstärker, Weichen, Koppler usw. benötigt, entwickelt und produziert. Schließlich möchte man doch stets wissen, was hinten herauskommt, wenn man vorne etwas rein-schickt.

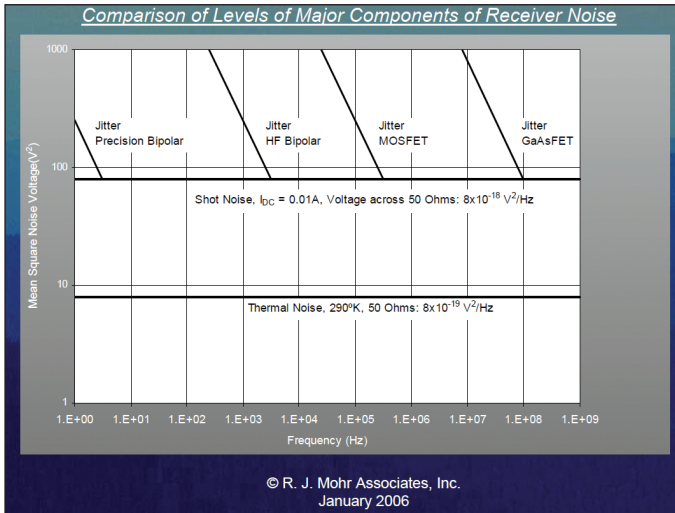


Bild 3:
Das ist eine hervorragende Übersicht der Firma Mohr über die in der Praxis vorkommenden Rausch-Ursachen (Quelle: Internet)

Nimmt man als Beispiel einen Tiefpass mit der Grenzfrequenz von 11 MHz (... denn den benötigt man, um Signale oberhalb der oft bei HF-Empfängern benutzten „Zwischenfrequenz“ von 10,7 MHz zu unterdrücken). Bei allen diesen Bausteinen der Übertragungstechnik arbeitet man am Eingang und Ausgang mit demselben Systemwiderstand (meist: 50 Ω) und beschreibt die Eigenschaften durch die „S-Parameter“ (= Streuparameter = scattering parameters). Man versucht also stets, den Idealfall der Leistungsanpassung zu erreichen und die S-Parameter zeigen, wie gut das glückt.

Das Prinzip ist ganz einfach:

Man schickt auf einem 50 Ω -Kabel das Ausgangssignal eines Generators mit 50 Ω Innenwiderstand zum Prüfling. Es hat die Amplitude „Halbe Ursprung“ (wegen $R_i = R_a$) und löst bei der Ankunft am Prüfling zwei Reaktionen aus:

- a. Weicht der Eingangswiderstand von 50 Ω ab, gibt es ein Echo und diese „nicht abgebbare Energie“ läuft auf dem Kabel zum Generator zurück (= Input Reflection); sie wird durch S11 ausgedrückt.
- b. Der Rest der ankommenden Energie tritt in den Baustein ein und erzeugt dort ein Ausgangssignal, das größer oder kleiner sein kann. Diese Reaktion beschreibt die „Forward Transmission S21“ und sie ist die übliche Methode zur Angabe einer Übertragungsfunktion in der Nachrichtentechnik.

Das Ganze wird dann auf der Ausgangsseite wiederholt und liefert die beiden restlichen Parameter S22 und S12 bei einem „Twoport“.

Die mit dem LTspice-Schaltungseditor erstellte Schaltung des Tiefpasses zeigt **Bild 4**, wie sie für die S-Parameter-Simulation vorbereitet wurde. In **Bild 5** ist das

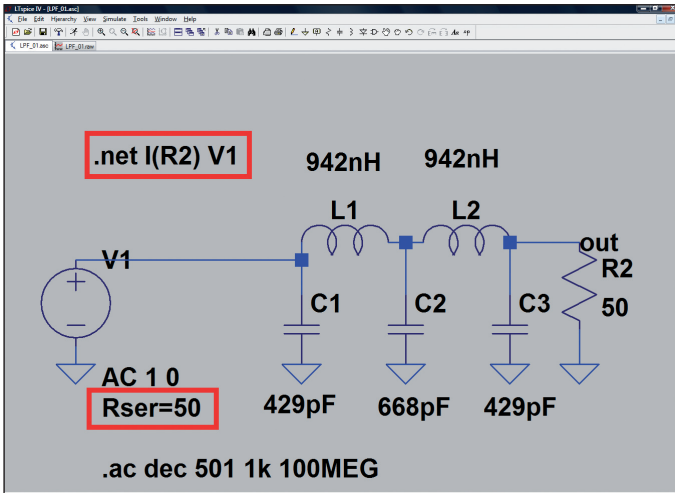


Bild 4:
Für diesen Tschebyschew-Tiefpass mit einer Grenzfrequenz von 11 MHz soll die S-Parameter-Simulation durchgeführt werden

Simulationsergebnis von S11 und S21 im Frequenzbereich von 1 kHz bis 100 MHz zu sehen. Die gezoomten „Tschebyschew-Wellen von S21“ demonstriert dagegen **Bild 6**.

Doch nun zur Frage:
Wie bestimmt man in der Praxis den Parameter S21 als „Forward Transmission“?
Da stehen prinzipiell drei Möglichkeiten zur Verfügung:

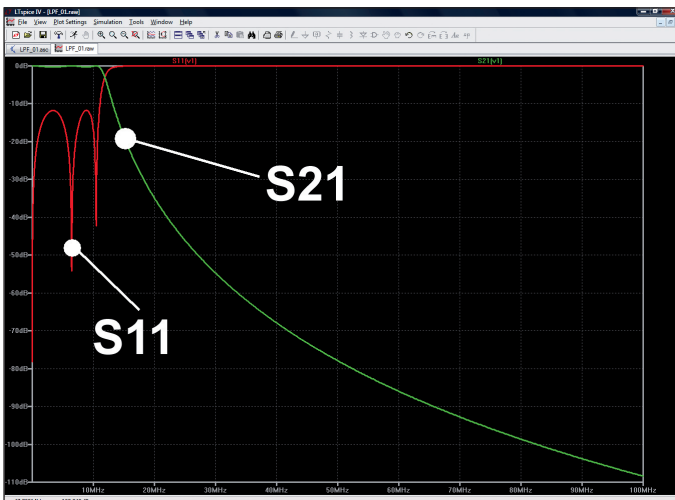
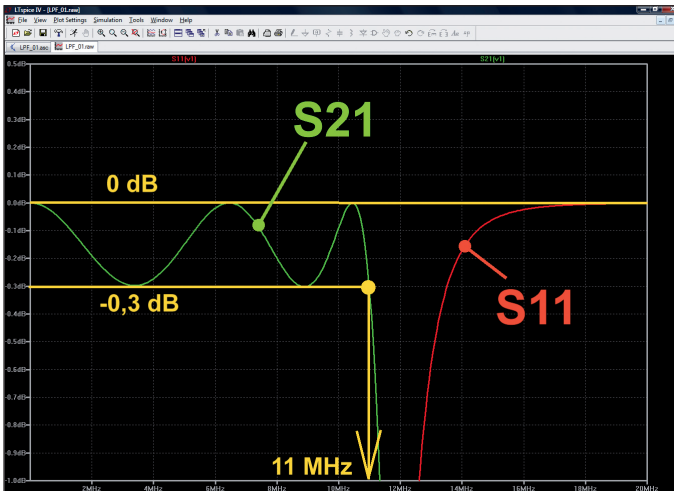


Bild 5:
Hier ist S11 und S21 im Bereich bis 100 MHz zu sehen



*Bild 6:
Zoomt man etwas
hinein, so tauchen
auch die Tschebyscheff-
Wellen (= „ripple“ von
S21 im Durchlass-
Bereich auf*

a. Mit der S-Parameter-Simulation bzw. mit dem Vektoriellen Network Analyzer, bei dem die Frequenz des speisenden Generators von der tiefsten bis zur höchsten Frequenz langsam „gesweept“ wird. Das entspricht unserem simulierten Beispiel.

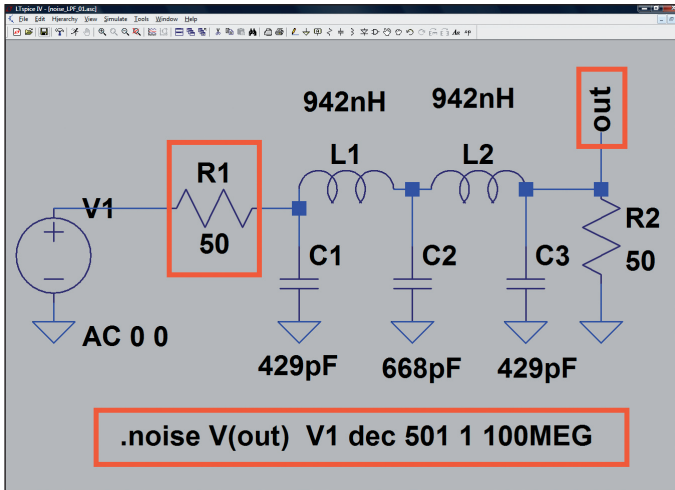
b. Mit einem „Dirac-Impuls“ am Eingang, der bekanntlich kein Linienspektrum besitzt, sondern den vollständigen Frequenzbereich lückenlos mit Energie belegt (...folglich ist die Spektrale Leistungsdichte über der Frequenz konstant). Die praktische Umsetzung ist allerdings sehr aufwendig. Nicht nur wegen der hohen Anforderungen an die nötigen speziellen Messgeneratoren und den Messaufbau, sondern auch wegen der Messung und Auswertung der „Impulsantwort“ in der Time Domain. Aus ihr muss nämlich anschließend über die Fast Fourier Transformation (FFT) der Frequenzgang der Über-

tragungsfunktion berechnet werden.

c. Da Weißes Rauschen (ähnlich wie der Dirac-Impuls) ebenfalls ein Spektrum mit konstanter Leistungsdichte aufweist, bietet sich diese Methode an, wenn der Eingang einer Schaltung durch eine zu hohe Dirac-Impuls-Amplitude gefährdet ist. Am Ausgang des Messobjektes muss dann mit einem Spektrum-Analysator die Spektrale Leistungsdichte des Rauschsignal-Outputs an jeder Stelle des vorgesehenen Frequenzbereiches gemessen werden.

4.2. Ermittlung von S21 mit weißem Rauschen in der Simulation

Wir wollen uns nun mit der Methode „c.“ etwas ausführlicher beschäftigen, denn auch sie eignet sich hervorragend dafür. Man verwendet dazu die vorige



*Bild 7:
Für die Rauschsimulation ist ein kleiner Bühnenwechsel beim Schaltbild erforderlich*

Simulationsschaltung und wandelt sie folgendermaßen ab (**Bild 7**):

- Am Ausgang bringt man das Label „out“ an.
- Der Innenwiderstand der Spannungsquelle mit 50 Ω wird aus dem Schaltzeichen der Quelle herausgenommen und als diskretes Bauteil „R1“ in die Schaltung eingebaut.
- Für die Rauschsimulation selbst benötigt man folgendes SPICE-Kommando:
`.noise V(out) V1 dec 501 1 100MEG`

Das ist nicht schwer zu verstehen und liest sich so:

Simuliere die Rauschspannung am Punkt „out“ und benutze dabei die Quelle V1 mit ihrem Innenwiderstand R1 als Ausgangspunkt des Rauschens. Führe einen dekadischen Sweep mit 501 Punkten pro Dekade von 1 Hertz bis 100 MHz durch.

Bei der Ergebnisausgabe muss man allerdings sehr vorsichtig sein, denn SPICE betrachtet den Widerstand R2 ebenfalls als Rauschquelle, berechnet seinen Rauschanteil beim Ausgang und ermittelt schließlich die Ausgangsspannung als „Summe aller Effektivwerte“.

Also darf man NUR auf R1 klicken und damit seinen Rauschanteil beim Ausgang darstellen! Und wenn der die Filterschaltung durchlaufen hat, sollte man bei der Ausgangsspannung die „Forward Transmission“ erkennen können.

Der Ausgangs-Spannungsverlauf in **Bild 8** mit dem Namen V(r1) ist natürlich nichts anderes als die Quadratwurzel aus dem Leistungsdichte-Verlauf pro 1 Hz (...daher die „Wurzel pro 1 Hz“...). Aber er zeigt sehr schön das prinzipielle Übertragungsverhalten des Filters. Und - völlig logisch! - man findet im Durchlass-Bereich des Filters als Ausgangsspannung den zum Rauschen des Innenwiderstandes R1 ge-

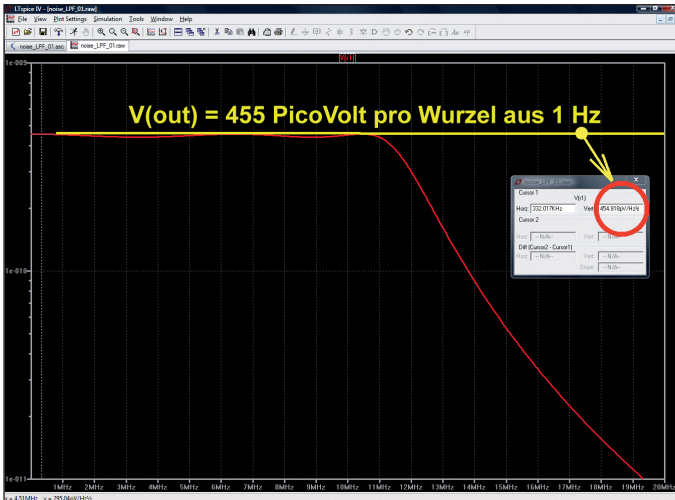


Bild 8:
 Die Simulation des Rauschteils von Widerstand R1 beim Ausgangssignal liefert den Verlauf der Übertragungsfunktion (weitere Informationen: siehe Text)

hörenden Spannungswert von „455 Pico-Volt pro Wurzel aus 1 Hz“, wie es sich für einen Spannungsteiler aus zwei rauschfreien 50 Ω-Widerständen gehört. Siehe dazu Aufgabe 2 in Kapitel 2...

4.3. Ausgabe von S21 in dB

Zur Darstellung von S21 in dB ist eine etwas aufwendige Prozedur in LTspice erforderlich (...leider steht sie nirgends in der Hilfe oder im Handbuch).

Zuerst betrachtet man den physikalischen Hintergrund für die „dB“-Ausgabe von S21:

$$\begin{aligned}
 S21 &= 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{V(r1)}{V_{\text{incident}}} \right) = \\
 &= 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{V(r1)}{\sqrt{k \cdot T \cdot R}} \right) = \\
 &= 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{V(r1)}{\sqrt{k \cdot 300 \cdot 50}} \right)
 \end{aligned}$$

S21 ist das Verhältnis von tatsächlich am Ausgangswiderstand (mit 50 Ω) ankommender Leistung (= $V(r1)^2 / 50 \Omega$) zur maximal abgebbaren Rauschleistung = „ $k \cdot T \cdot B$ “ als „Hinlaufender Welle = incident power“. Die Bandbreite „ B “ wählt man zu 1 Hz und braucht sie dann nicht mehr in der Formel zu berücksichtigen. Die absolute Temperatur sei 300 Kelvin. Um auf ein Spannungsverhältnis zu kommen, wird die Wurzel gezogen und mit der Zusatzoperation „ $20 \times \log_{10}(\dots)$ “ erhält man die gesuchten „dBs“.

Bei LTspice gibt es hier leider eine hübsche kleine Falle, weshalb man das Problem unbedingt in zwei Schritte teilen muss - sonst ist das Ergebnis kompletter Unsinn!

1. Schritt:
 Man ruft eine neue Plot Plane auf, startet „Add Trace“ und gibt in der Zeile „Expression(s) to add“ nur die Berechnung des Quotienten in der obigen

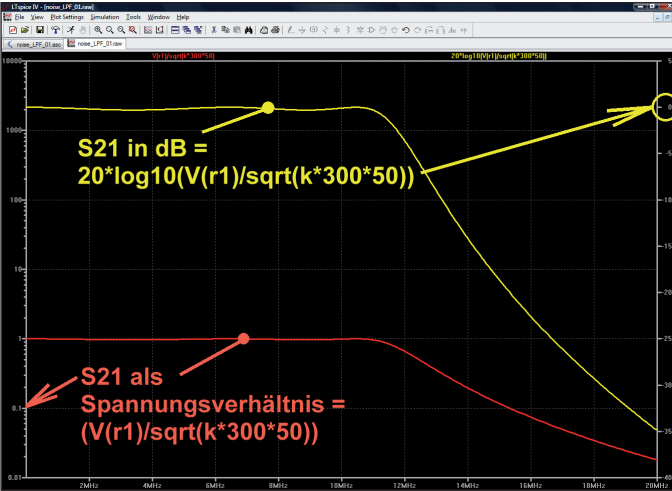


Bild 9:
Das ist der Lohn der Mühe: die Darstellung von S21 sowohl in dB wie auch als Spannungsverhältnis

Klammer ein:

$$V(r1) / \sqrt{k \cdot 300 \cdot 50}$$

Das Ergebnis dazu liefert Bild 8 - das ist aber nichts anderes als S21 als reines Spannungsverhältnis.

2. Schritt:

Erst jetzt wandelt man das Spannungsverhältnis in dB um und tippt (für das gleiche Diagramm) nochmals unter „Add Trace“ die nötige Beziehung

$$20 \cdot \log_{10} (V(r1) / \sqrt{k \cdot 300 \cdot 50})$$

für die dB-Ausgabe ein. Führt man beides nacheinander korrekt aus, dann zeigt **Bild 9**, was man sehen möchte. Aber in **Bild 10** kann man nach dem Zoomen sehen, dass auch die Tschebyschef-Wellen (S21-Ripple=0,3 dB) im Durchlass-Bereich völlig korrekt wiedergegeben werden.

Warnung:

Bitte nicht am Ende versuchen, nun die erste Kurve mit dem reinen S21-Spannungsverhältnis zu löschen, um die Dar-

stellung zu verschönern. Es verschwinden somit nämlich sofort **BEIDE** Kurven vom Schirm...

Praxis-Hinweis:

Bei der praktischen Anwendung muss man den vom Widerstand R1 erzeugten Rauschpegel sehr stark erhöhen, damit am Ausgang der dazu kommende Anteil des Rauschens vom Abschlusswiderstand R2 vernachlässigt werden kann. Deshalb wird als Spannungsquelle V1 stets ein Rauschgenerator mit nachfolgender kräftiger Verstärkung eingesetzt. Den Verlauf der Rauschleistungsdichte an R2 (und damit S21) bestimmt dann ein durchstimmbarer Spektrum-Analysator.

5. Erzeugung eines Rauschsignals im Zeitbereich mit LTspice

Das interessiert direkt den Schal-



Bild 10:
Auch die Darstellung des S21-Ripples im Durchlass-Bereich (= Tschebyscheff-Wellen) zeigt exakt denselben Verlauf wie die vorher durchgeführte S-Parameter-Simulation mit der „Network-Analysis“

tungsentwickler, denn so ein Spannungsverlauf ist oft sehr nützlich. Man kann dadurch z.B. unregelmäßige Schwankungen einer Versorgungsspannung nachbilden, bei AD-Wandlern die Linearität verbessern, die „Bit-Error-Rate“ eines Systems untersuchen usw.

Hierzu stellt LTspice (siehe **Bild 11**) eine Funktion „white(x)“ bereit, die eine Folge von Zufallszahlen im Amplitudenbereich von -0,5 bis +0,5 erzeugt und diese Werte durch eine „geglättete Linie“ verbindet (...um extrem scharfe Übergänge = einen Zick-Zack-Verlauf) zwischen den Werten zu vermeiden). Damit und einer „bv“-Spannungsquelle ist man schon am Ziel. Allerdings ist noch eine Erläuterung zur Eingabe bei der bv-Quelle nötig.

$$V = (\text{white}(1e6 * \text{time}) / 10)$$

bedeutet:

Wähle eine „Zufalls-Zahlendichte“ von $1e6 = 1$ Million Werten pro Sekunde.

Multipliziere diese Zahlendichte mit der vorgesehenen maximalen Simulationszeit von 10 Millisekunden und man bekommt in diesen 10 Millisekunden eine Folge von (1 000 000 Werten pro Sekunde) x (10 Millisekunden) = 10 000 Werte geliefert.

Die Division durch die Zahl 10 vermindert die Maximalamplitude von +0,5V auf einen praxisgerechteren Spitzenwert von 50 Millivolt und liefert für die gewählte Sweep-Einstellung ein Ergebnis nach **Bild 12**.

Das kann man in **Bild 13** noch genauer ansehen, denn bei einem Ausschnitt für eine Zeit von 100 Mikrosekunden sind die zusätzlich eingebauten, „weichgespülten“ Übergänge zwischen den von der „white“-Funktion angelieferten Einzelwerten gut zu erkennen.

Noch ein Tipp:
Wer für andere Zwecke die komplette Fol-

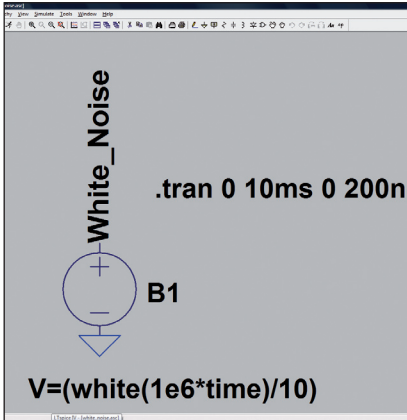


Bild 11: Diese SPICE-Simulations-schaltung benötigt man zur Erzeugung eines „White Noise“ Signals

ge der simulierten Werte als Textfile benötigt (Beispiel: Verwendung in „MatLab), der gehe so vor:

- a. Zuerst klickt man im Menü „File“ auf „Export“

- b. Dann wählt man im auftauchenden Menü „V(white_noise)“ aus und klickt auf OK
- c. Jetzt findet man das Textfile mit den Datengenau in dem Ordner, in dem auch die simulierte Schaltung gespeichert ist.

Den Start der Wertefolge für das Textfile unseres Beispiels als Muster zeigt **Bild 14**.

Übrigens: Bei der praktischen Anwendung in einer Schaltungssimulation kann man nun diese bv-Quelle z.B. einer Betriebsspannung oder einem ansteuernden Eingangssignal in Reihe schalten.

6. Die Rauschzahl (Noise Figure NF) in dB bei Verstärkern

Da ist zuerst eine kleine Erläuterung erforderlich:

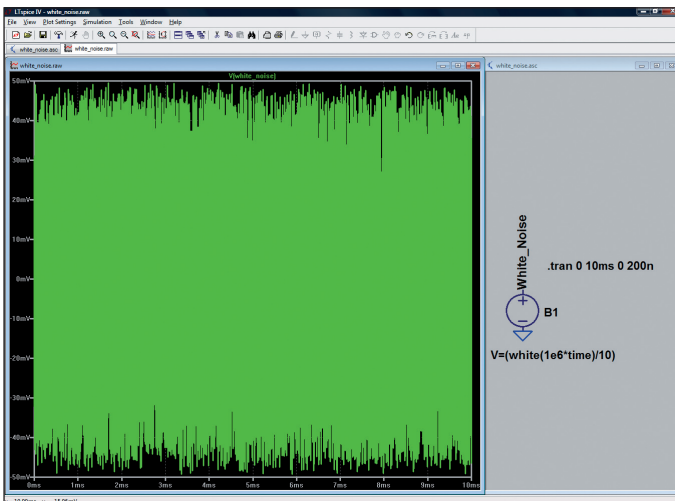


Bild 12: Der simulierte Spannungsverlauf sieht gar nicht schlecht aus ...



Bild 13:
 ... und nach dem Zoomen bietet sich das bekannte und typische „Gezappel“ einer Rauschspannung

Nahezu alle Bausteine der Kommunikationstechnik verschlechtern den Signal-Rauschabstand von Signalen, die ihnen zur Verarbeitung zugeführt werden, durch ihr Eigenrauschen. Dieser Unter-

schied zwischen den Signal-Rauschabständen beim Eingang und Ausgang in dB (= also die Verschlechterung...) wird als „Rauschzahl“ (= Noise Figure NF) bezeichnet und ebenfalls in dB angegeben.

time	V(white_noise)
0.0000000000000000e+000	0.000000e+000
1.872457135375174e-008	-2.861336e-005
3.744914270750348e-008	-9.785456e-005
5.617371406125522e-008	-2.077236e-004
7.489828541500696e-008	-3.582204e-004
9.362285676875870e-008	-5.493451e-004
1.123474281225104e-007	-7.810976e-004
1.310719994762621e-007	-1.053478e-003
2.621439989525243e-007	-3.519640e-003
4.242143998952524e-007	-8.428296e-003
6.21439989525243e-007	-1.345978e-002
8.21439989525242e-007	-1.702744e-002
1.062143998952524e-006	-1.760613e-002
1.262143998952524e-006	-1.481500e-002
1.462143998952524e-006	-9.793115e-003
1.662143998952524e-006	-4.405038e-003
1.862143998952524e-006	-6.025736e-004
2.062143998952524e-006	-2.771849e-004
2.262143998952525e-006	-4.244299e-003
2.462143998952525e-006	-1.124081e-002
2.662143998952525e-006	-1.874749e-002
2.862143998952525e-006	-2.398349e-002

Bild 14: So sieht die Datei aus, in der alle berechneten Spannungswerte für die vorgesehene Simulationszeit aufgelistet sind

Hierzu gehört **Bild 15**. Es stammt aus einer Agilent-Application Note und demonstriert diese Zusammenhänge sehr anschaulich für einen Verstärker mit NF = 10 dB und einer Verstärkung von 20 dB:

Wie bestimmt LTspice diese „Noise Figure“?

Nun, dazu werden in bekannter Weise nacheinander alle Widerstände oder Halbleiterbauteile der Schaltung als Rauschquellen betrachtet und ihr Anteil am Ausgangsrauschen bestimmt. Teilt man am Ende diese Ausgangsrauschspannung „V(onoise)“ durch die Verstärkung des Bausteines, erhält man die „in Reihe zur ansteuernden Signalquelle zu denkende Eingangs-Rauschspannung V(inoise)“.

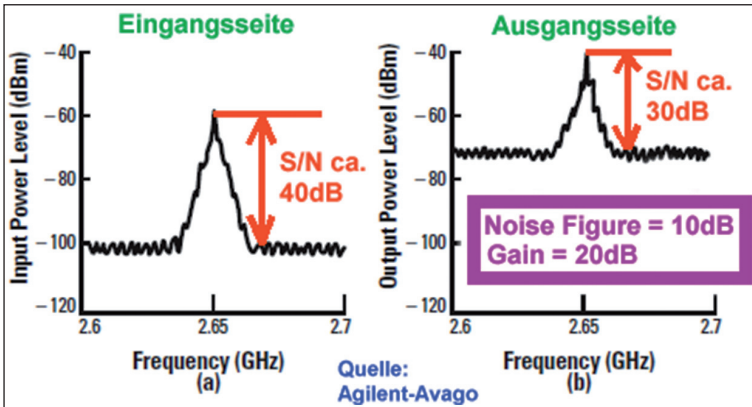


Bild 15: Immer noch gut, einleuchtend und einprägsam: die Erläuterung der Noise Figure „NF“ aus einer AGILENT Application Note

Die zu ihr gehörende theoretische verfügbare Rauschleistung wird anschließend mit derjenigen verglichen, die im Innenwiderstand allein entsteht ($= 4 \cdot k \cdot T \cdot B$) und das Ergebnis in dB ausgedrückt. Das muss dann die „Noise Figure in dB“ sein. Also benötigt man dazu wieder mal eine neue Funktion. Die nötige Beziehung lautet:

$$NF \text{ in dB} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{V(\text{innoise}) \cdot V(\text{innoise})}{R_{\text{source}} \cdot 4 \cdot k \cdot T \cdot B} \right)$$

Für LTspice muss man das allerdings so formulieren (und setzt eine Temperatur von 300 K, einen Innenwiderstand von 50 Ω und eine Bandbreite von 1 Hz voraus):

$$10 \cdot \log_{10} \left(\frac{V(\text{innoise}) \cdot V(\text{innoise})}{50 \cdot 4 \cdot k \cdot 300} \right)$$

Man ahnt allerdings, dass sich LTspice, wie im vorigen Kapitel, wieder recht „eigensinnig gebärdet“ und zwei Schritte verlangt:

1.Schritt:

Man lässt sich in einer neuen Plot Plane mit „Add Trace“ zuerst nur die Noise Figure als reinen Zahlenwert darstellen:

$$\left(\frac{V(\text{innoise}) \cdot V(\text{innoise})}{50 \cdot 4 \cdot k \cdot 300} \right)$$

2.Schritt:

Anschließend führt man die zur dB-Ausgabe erforderliche Logarithmierung aus und gibt dazu

$$10 \cdot \log_{10} \left(\frac{V(\text{innoise}) \cdot V(\text{innoise})}{50 \cdot 4 \cdot k \cdot 300} \right)$$

in der Zeile „Expression(s) to add“ ein..

Als Anwendungsbeispiel nimmt man z.B. den einfachen „Wald- und Wiesen-OP“ vom Typ „LT1001“ aus dem Bauteilvorrat und erstellt damit eine umkehrende Verstärkerschaltung mit einem Eingangswiderstand von 50 Ω, einem Innenwiderstand und Lastwiderstand von je 50 Ω und +12 V als Versorgung. Das ist in **Bild 16** zu sehen. Ein Label „out“ am Lastwiderstand darf man natürlich nicht vergessen!

Nach der Simulation öffnet man eine neue „Plot Plane“, gefolgt von „Add Trace“. Wenn man nun sowohl (entsprechend

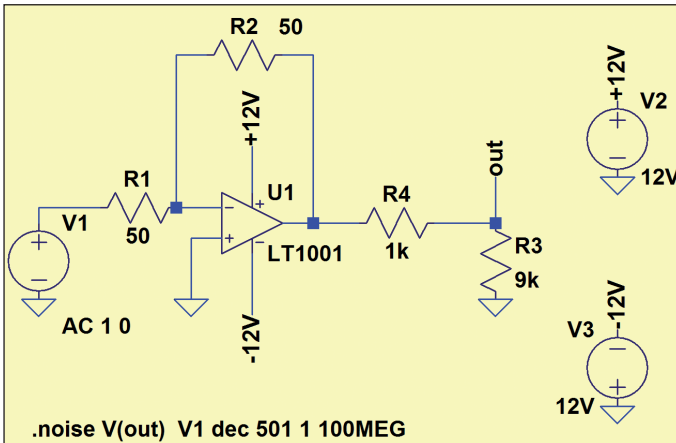


Bild 16:
Diesem Verstärker
mit dem OP „LT1001“
soll bezüglich seiner
Rauscheigenschaften
auf den Zahn gefühlt
werden

den obigen Formeln) die Noise Figure zu-
erst als Leistungsverhältnis und anschlie-
ßend in dB darstellen lässt, sollte man
Bild 17 vor sich haben.

7. Die Bestimmung der „Rauschzahl (= Noise Figure NF) in dB“ in der Praxis

Dieses Kapitel beginnt mit der
Empfehlung, sich folgende zwei Appli-
cation Notes der Firma AGILENT AVAGO
aus dem Internet zu holen. Darin finden
sich nicht nur die erforderlichen Rausch-
Grundlagen in gut verständlicher Form,
sondern auch eine ausführliche Beschrei-
bung der „Y-Methode“ - die das häufigste
Messverfahren bei Rausch-Messplätzen ist.

Application Note 57-1:
Fundamentals of RF and Microwave Noi-
se Figure Measurements

Application Note 57-2:

Noise Figure Measurement Accuracy –
The Y-Factor Method

Die Y- Methode läuft so ab:

- a. Man verwendet meist eine Rausch-
diode im Avalanche-Betrieb, die durch
ein Rechteck-Signal als Versorgungs-
spannung periodisch ein- und ausge-
schaltet wird. Sie speist den Eingang
des Prüflings.
- b. Im ausgeschalteten Zustand gibt sie
an den Eingang nur die zu ihrem 50 Ω -
Innenwiderstand gehörende Rausch-
leistung ab. Diese wird am Ausgang
des Prüflings gemessen.
- c. In eingeschaltetem Zustand produ-
ziert sie dagegen eine starke Rausch-
leistung, die durch die Angabe des „Ex-
cess Noise Ratio ENR“ charakterisiert
wird. Letztlich ist das der Wert, um den
nun die abgegebene Rauschleistung
höher ist, als das Eigenrauschen des In-
nenwiderstandes im „kalten“ Zustand
(in der Praxis liegen die möglichen und
erhältlichen ENR-Werte zwischen 4 dB

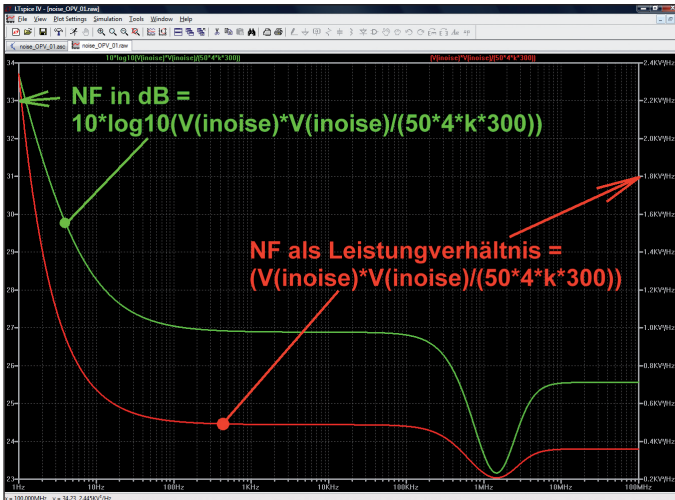


Bild 17:
Hier sieht man den Verlauf der "Noise Figure NF": einmal als Leistungsverhältnis und einmal in dB

und 16 dB). Wieder wird die am Ausgang des Prüflings auftretende Rauschleistung gemessen und diese steigt natürlich durch das Eigenrauschen des Prüflings zusätzlich an.

d. Das Verhältnis dieser beiden gemessenen Rauschleistungen wird als „Y-Faktor“ berechnet und weiterverarbeitet (z.B. mit dem im Rauschmessplatz enthaltenen Mikroprozessor). Das geht so:

$$\text{Rauschfaktor} = \frac{\text{ENR}}{Y-1}$$

Die Noise Figure in dB ist hinterher für den Prozessor ein Kinderspiel, denn es gilt

$$\text{NF in dB} = 10 \times \log(\text{Rauschfaktor})$$

Natürlich wartet da manche Tücke auf den Anwender und man muss etliches beachten, um Fehler zu vermeiden. Aber das kann man speziell in der zweiten Agilent Application Note entspannt nachlesen.

Wieder etwas aus der Praxis:

Die **Bilder 18** und **19** zeigen, wie eine solche professionelle Rauschquelle mit Avalanche-Diode als Bauteil aussieht. Der N-Stecker ist natürlich der Ausgang für das Rauschsignal, während am anderen Ende eine BNC-Buchse zur Speisung mit dem 28 V-Rechtecksignal angebracht ist. Auf dem Gehäuse selbst findet man die Informationen über das ENR sowie den Frequenzgang im vorgesehenen Anwendungsbereich.

8. Literatur:

[1] Tutorial "Mohr on Receiver Noise, Characterization, Insights & Surprises" by Richard J. Mohr, PE, President, R.J. Mohr Associates, Inc. ... zu finden im Internet

Dazu als Empfehlung die beiden Application Notes der Firma Agilent:

Application Note 57-1:
Fundamentals of RF and Microwave Noi-



Bild 18: Ein genauer Blick auf die (zwar kleine, aber doch sehr teure) Rauschquelle mit Avalanche-Diode; hier die Seite mit der Angabe des ENRs...



Bild 19:... und hier die nicht weniger wichtige Angabe des nutzbaren Frequenzbereichs

se Figure Measurements

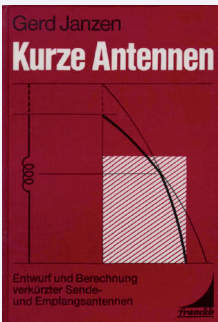
Application Note 57-2: Noise Figure Measurement Accuracy - The Y-Factor Method

Und für den erfolgreichen Einsatz von

LTspice den ersten Band des Tutorials von Ihrem Autor: „SPICE-Schaltungssimulation mit LTspice IV“ zu finden auf der Homepage www.gunthard-kraus.de

ANZEIGE

... bei uns erhältlich:



Kurze Antennen

von Gerd Janzen
408 Seiten, gebunden
Art.Nr.: 08129

€ 28,90 inkl. MwSt.
zuzügl. Versand

**Monopolantennen
und Vertikalantennen**

von Gerd Janzen
471 Seiten, broschur
Art.Nr.: 08160

€ 39,90 inkl. MwSt.
zuzügl. Versand

