

## 4 Linearverstärker

Eine grundlegende Schaltkreisfunktion in der Analogtechnik ist der Linearverstärker. Mit ihm werden schwache Signale verzerrungsfrei verstärkt und aus dem Rauschen herausgehoben. Zunächst erfolgt eine grundlegende Einführung in die Eigenschaften von Linearverstärkern. Im Weiteren wird in rückgekoppelte Verstärkerschaltungen eingeführt. Die Rückkopplung spielt in nahezu allen Funktionsschaltkreisen gewollt oder nicht gewollt durch parasitäre Einflüsse eine tragende Rolle. Mit geeigneten Rückkopplungsmaßnahmen lassen sich die Eigenschaften von Verstärkerschaltungen beeinflussen. Der Operationsverstärker gilt als einer der wichtigsten Vertreter von Standard-Linearverstärkern.

### 4.1 Eigenschaften von Linearverstärkern und Makromodelle

Linearverstärker lassen sich durch Makromodelle auf der Basis gesteuerter Quellen beschreiben. Je nachdem welche Eigenschaften in einer Anwendung berücksichtigt werden sollen, muss ein dafür geeignetes Modell zugrundegelegt werden.

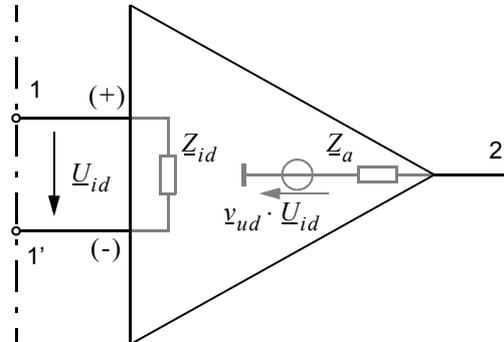
#### 4.1.1 Grundmodell eines Linearverstärkers

Eingeführt wird ein Grundmodell für einen Linearverstärker. Das Grundmodell beschreibt das Schnittstellenverhalten und das frequenzabhängige Übertragungsverhalten. Das Übertragungsverhalten wird durch eine spannungsgesteuerte Spannungsquelle oder durch eine spannungsgesteuerte Stromquelle dargestellt. Die Schaltkreisfunktion "Linearverstärker" wird durch ein Symbol in der symbolischen Beschreibungssprache eines Elektroniksystems - Schematic Entry - repräsentiert. Um das elektrische Verhalten zu charakterisieren, muss "hinter" das Symbol ein Modell gelegt werden. Die Referenzierung geschieht meist über ein Attribut (in PSpice: "Implementation"-Attribute) am Symbol. Das hier verwendete Ersatzschaltbild-Modell (Schematic-View) ist ein Makromodell auf Basis gesteuerter Quellen. Das Makromodell (Bild 4.1-1) legt das Schnittstellenverhalten und das Übertragungsverhalten fest. Dabei ist:

$Z_{id}$ : Eingangswiderstand; typ.  $1M\Omega$ , parallel dazu ca.  $1pF$ ;

$Z_a$ : Ausgangswiderstand; typ.  $100\Omega$ ;

$v_{ud}$ : Verstärkung mit  $v_{ud} = v_{ud0} / (1 + j(f/f_1))$ ;  $v_{ud0}$  typ.  $10^5$ .



**Bild 4.1-1:** Symbol, Modell und Modellparameter des Linearverstärkers

Allgemein ist der Verstärkungsfrequenzgang des Linearverstärkers anwendungsspezifisch zu modellieren. Man unterscheidet grundsätzlich DC-gekoppelte Verstärker ohne untere Eckfrequenz und AC-gekoppelte Verstärker mit unterer Eckfrequenz. AC-gekoppelte Stufen sind wesentlich einfacher zu realisieren. Offsetprobleme (Gleichspannungsverschiebungen) sind dabei leichter zu beherrschen. Dort wo es die Signalbandbreite zulässt, wird die AC-Kopplung verwendet. Die Modellierung erfolgt u.a. durch eine geeignete Ersatzschaltung auf der Basis eines Makromodells mit gesteuerten Quellen und Elementen zur Nachbildung des Frequenzgangs. Ein typischer Frequenzgangverlauf eines Verstärkers weist ein Tiefpassverhalten erster Ordnung auf.

$$v_{ud} = \frac{v_{ud0}}{1 + j(f/f_1)} \quad (4.1-1)$$

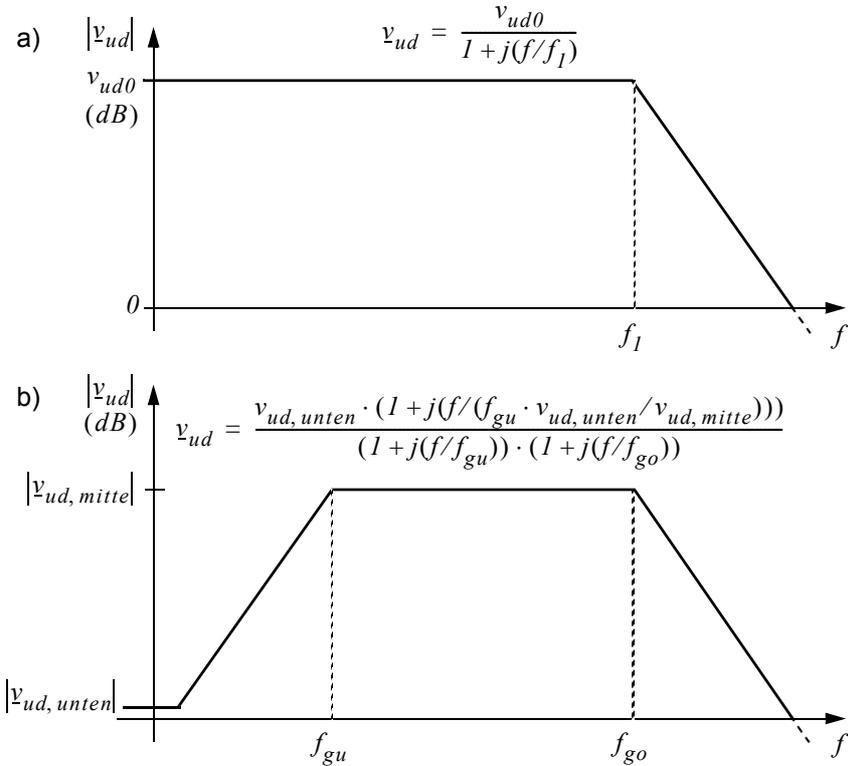
Bei tiefen Frequenzen beträgt die Verstärkung  $v_{ud0}$ . Ab der Eckfrequenz  $f_1$  ergibt sich ein Verstärkungsabfall um  $20\text{dB}$  pro Dekade. Ein Verstärkungsfrequenzgang mit zwei Eckfrequenzen wird beschrieben durch:

$$v_{ud} = \frac{v_{ud0}}{(1 + j(f/f_1)) \cdot (1 + j(f/f_2))} \quad (4.1-2)$$

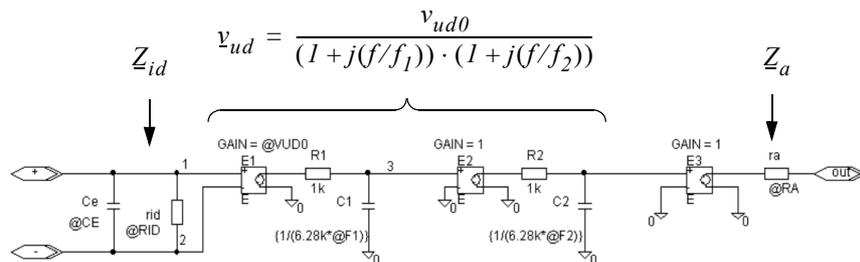
Komplexere Verstärkungsfrequenzgänge haben eine untere Eckfrequenz und obere Eckfrequenzen. Sie weisen damit eine Bandpasscharakteristik auf.

$$v_{ud} = \frac{v_{ud, \text{unten}} \cdot (1 + j(f/f_{gu} \cdot v_{ud, \text{unten}}/v_{ud, \text{mitte}}))}{(1 + j(f/f_{gu})) \cdot (1 + j(f/f_{go}))} \quad (4.1-3)$$

Bild 4.1-2 zeigt beispielhaft einige typische Verstärkungsfrequenzgänge ohne und mit unterer Eckfrequenz. Grundsätzlich weisen Verstärker mindestens eine obere Eckfrequenz und damit immer eine endliche Bandbreite auf.



**Bild 4.1-2:** Frequenzgang eines Linear - Verstärkers; a) DC - gekoppelt mit einer oberen Eckfrequenz; b) AC - gekoppelt mit einer unteren und einer oberen Eckfrequenz



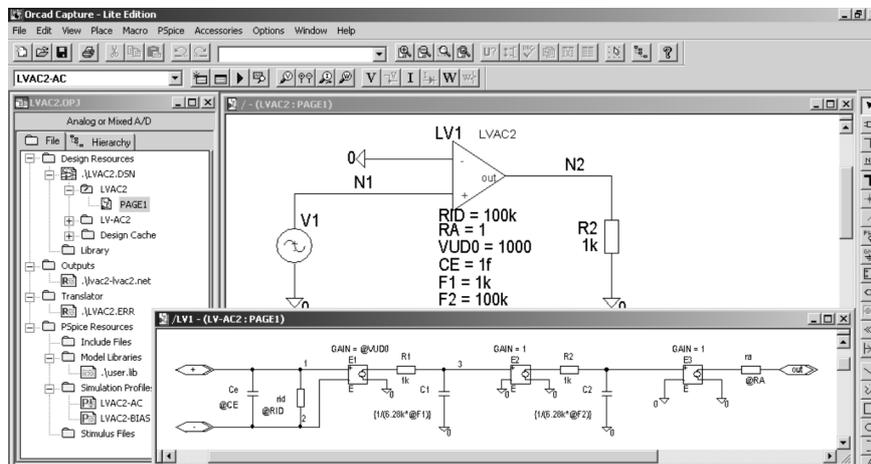
**Bild 4.1-3:** Parametrisierbares Makromodell eines Linearverstärkers

Um ein für die DC-, AC- und TR-Analyse geeignetes Modell einzuführen, ist der Verstärkungsfrequenzgang u.a. durch ein Ersatzschaltbildmodell nachzubilden. Bild 4.1-3 zeigt ein PSpice-Makromodell für einen Linearverstärker mit endlicher Spannungsverstärkung  $v_{ud0}$ , mit Eckfrequenz  $f_l$  und  $f_2$ , mit endlichem Eingangswi-

derstand  $Z_{id}$  und mit endlichem Ausgangswiderstand  $Z_q$ . Kern des Makromodells ist eine spannungsgesteuerte Spannungsquelle ( $E1$ ). Die Trennverstärker  $E2$ ,  $E3$  sind erforderlich, um die Eckfrequenzen und den Ausgangswiderstand unabhängig voneinander einstellen zu können.

**Experiment 4.1-1:** LVAC2 - Makromodell eines Linearverstärkers mit gesteuerter Spannungsquelle.

Dieses Experiment beschreibt einen parametrisierbaren Linearverstärker mit Schematic Model (Bild 4.1-4). Die Parameter für den Eingangswiderstand, den Ausgangswiderstand und die Verstärkung können am Symbol der Instanz anwendungsspezifisch festgelegt werden. Bei einem Verstärker mit Tiefpassverhalten erster Ordnung ist einfach die zweite Eckfrequenz genügend hoch zu setzen, so dass sie im betrachteten Frequenzbereich nicht zur Wirkung kommt.



**Bild 4.1-4:** Linearverstärker in PSpice modelliert durch ein parametrisierbares Schematic Modell mit spannungsgesteuerter Spannungsquelle

Den Verstärkungsfrequenzgang zeigt Bild 4.1-7. Bei tiefen Frequenzen beträgt die Verstärkung im Beispiel  $1000$ . Die erste Eckfrequenz des Verstärkungsfrequenzgangs liegt bei  $1kHz$ , die zweite Eckfrequenz bei  $100kHz$ . Da der Verstärker am (+) Eingang angesteuert wird, ist die Phasendrehung der Verstärkung bei tiefen Frequenzen  $0^\circ$ . Oberhalb der ersten Eckfrequenz dreht die Ausgangsspannung gegenüber der Eingangsspannung die Phase um  $-90^\circ$ ; oberhalb der zweiten Eckfrequenz um  $180^\circ$ .

In VHDL-AMS lässt sich für den Linearverstärker ebenfalls ein Makromodell bilden. Bild 4.1-5 zeigt die Modellbeschreibung eines Linearverstärkers mit Eingangsimpedanz ( $r_{id}$ ,  $C_{id}$ ), mit Ausgangsimpedanz ( $r_a$ ), mit einem frequenzabhängigen Verstärkungsfaktor ( $vud0$ ,  $f1$ ,  $f2$ ).

```

library ieee, disciplines;
use ieee.math_real.all;
use disciplines.electromagnetic_system.all;
entity OpAmp is
  generic (
    rid      : real := 0.0;      -- input resistance
    cid      : real := 0.0;      -- input capacitance
    vud0     : real := 0.0;      -- low frequency gain
    ra       : real := 0.0;      -- output resistance
    f1       : real := 0.0;      -- f1 of gain
    f2       : real := 0.0;      -- f2 of gain
  )
  port (terminal plus, minus, output : electrical);
end OpAmp;

-----
architecture Level0 of OpAmp is
-- inner terminals
  terminal n1 : electrical;
-- branch quantities
  quantity vin across icid, irid through minus to plus;
  quantity vra across ira through n1 to output;
  quantity vint across iint through electrical_ground to n1;
  quantity voutput across output to electrical_ground;
-- free quantities
  quantity vx : real;
-- constants
  constant w1 : real := f1 * math_2_pi;
  constant w2 : real := f2 * math_2_pi;
  constant num : real_vector := (0 => w1 * w2 * vud0);
  constant den : real_vector := (w1*w2, w1+w2, 1.0);
begin
  icid == cid * vin'dot;
  irid == vin/rid;
  -- vx = vin'ltf(vud0*w1*w2/(w1*w2+(w1+w2)*s+s*s))
  vx == vin'ltf(num, den);
  vint == vx;
  vra == ira * ra;
end Level0;

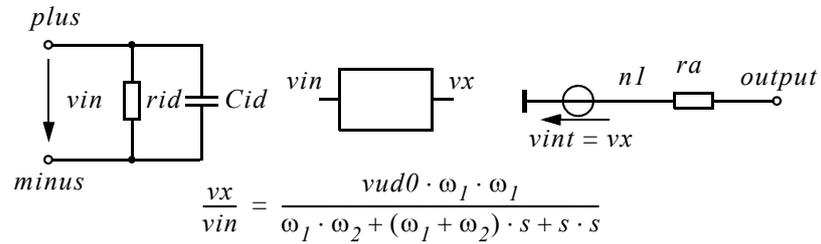
```

**Bild 4.1-5:** Modellbeschreibung eines Linearverstärkers (Level0) in VHDL-AMS

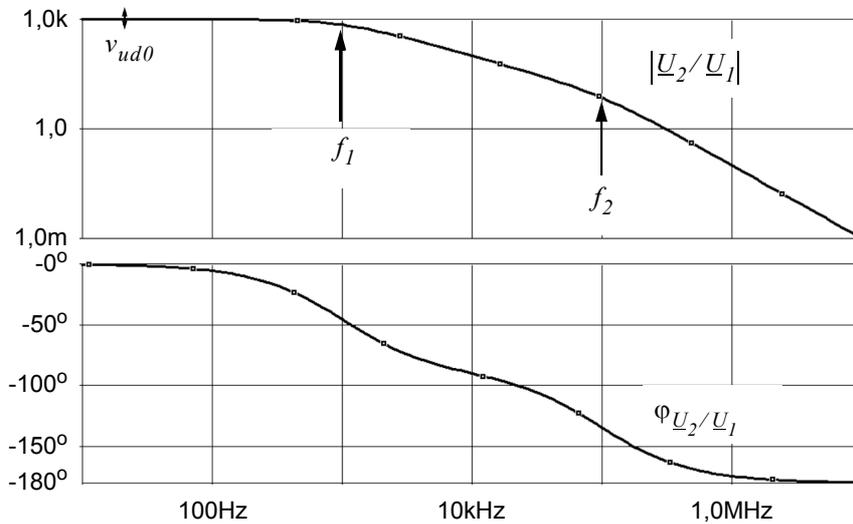
Der Frequenzgang des Verstärkungsfaktors wird durch

$$vx == vin'ltf(num, den);$$

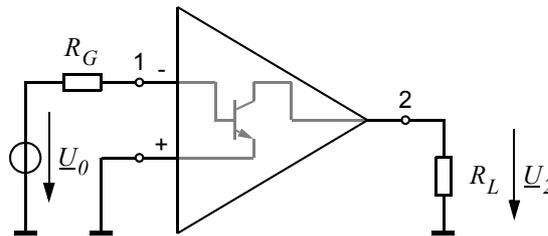
dargestellt. Dabei ist  $vin'ltf(num, den)$  die Laplace-Transformation von  $vin$  mit einem normierten Ausdruck bestehend aus Zähler ( $num$ ) und Nennerausdruck ( $den$ ). Die Parameter des normierten Zählerausdrucks und Nennerausdrucks werden durch Konstanten deklariert. Diese Modellbeschreibung erlaubt die Verwendung für die DC-Analyse, für die Frequenzbereichsanalyse und auch für die Zeitbereichsanalyse. Bild 4.1-6 erläutert die in Bild 4.1-5 dargestellte Modellbeschreibung eines Linearverstärkers.



**Bild 4.1-6:** Erläuterung zur VHDL-AMS Modellbeschreibung des Linearverstärkers



**Bild 4.1-7:** Verstärkungsfrequenzgang des parametrisierbaren Linearverstärkers mit spannungsgesteuerter Spannungsquelle (siehe Bild 4.1-3) mit Parametern gemäß Bild 4.1-4;

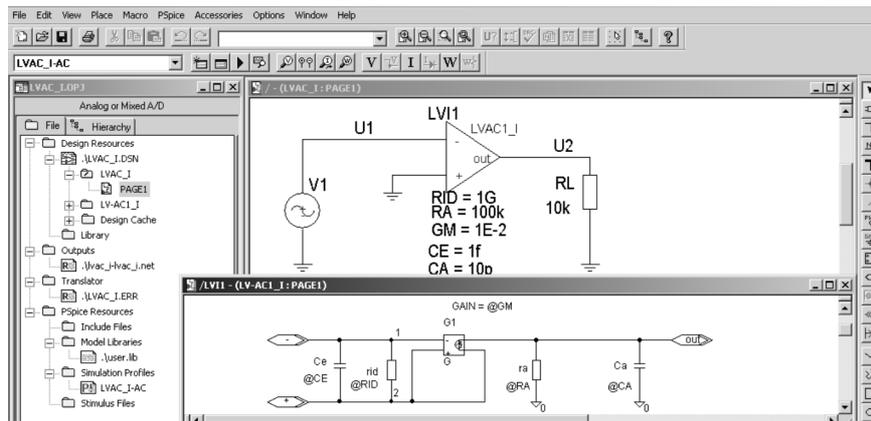


**Bild 4.1-8:** Verstärker mit spannungsgesteuerter Stromquelle

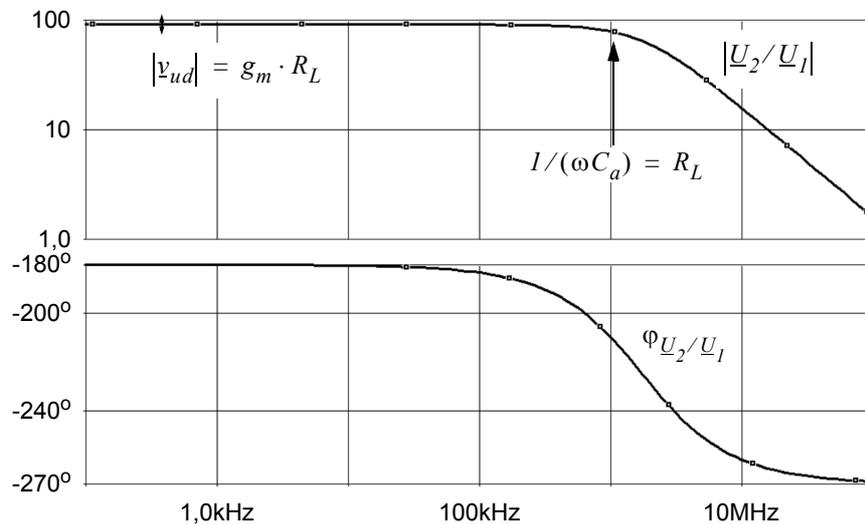
Neben einem Makromodell auf der Basis einer spannungsgesteuerten Spannungsquelle gibt es Makromodelle auf Basis einer spannungsgesteuerten Strom-

quelle (Bild 4.1-8). Dieser so beschriebene Linearverstärker ist am Ausgang hochohmig. Ein Transistor (Bipolartransistor oder Feldeffekttransistor) stellt im Normalbetrieb eine spannungsgesteuerte Stromquelle mit der Steilheit  $g_m$  als Strom-Übertragungsfaktor dar.

**Experiment 4.1-2:** LVAC\_I - Makromodell eines Linearverstärkers mit spannungsgesteuerter Stromquelle.



**Bild 4.1-9:** Linearverstärker in PSpice modelliert durch ein parametrisierbares Schematic Modell mit spannungsgesteuerter Stromquelle mit der Steilheit  $g_m$



**Bild 4.1-10:** Verstärkungsfrequenzgang des parametrisierbaren Linearverstärkers mit spannungsgesteuerter Stromquelle

Das Beispiel-Experiment eines Linearverstärkers mit spannungsgesteuerter Stromquelle zeigt, dass ohne Berücksichtigung der Kapazität  $C_a$  hier die Verstärkung

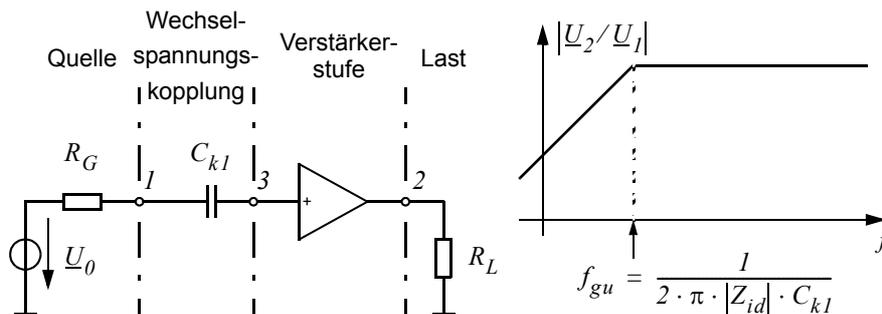
$$v_{ud} = g_m \cdot R_L \parallel r_a \quad (4.1-4)$$

ist. Die Steilheit der spannungsgesteuerten Stromquelle beträgt im Beispiel  $g_m = 1/(100\Omega)$ . Bei einem Lastwiderstand von  $10k\Omega$  ergibt sich eine Verstärkung von  $100$ . Die Kapazität  $C_a$  bildet mit dem Lastwiderstand ein Tiefpassverhalten erster Ordnung. Bei den gegebenen Werten liegt die daraus resultierende Eckfrequenz bei ca.  $1,6MHz$ . Diese Abschätzwerte werden durch das Simulationsergebnis in Bild 4.1-10 bestätigt.

**Zusammenfassung:** Die Eigenschaften eines Linearverstärkers lassen sich durch ein Makromodell beschreiben. Dies beinhaltet Eigenschaften für das Übertragungsverhalten und für das Schnittstellenverhalten am Eingang und Ausgang. Das Übertragungsverhalten kann durch ein Netzwerk aus gesteuerten Quellen und Tiefpasselementen nachgebildet werden. Grundsätzlich weist ein Verstärker immer mindestens ein Tiefpassverhalten erster Ordnung auf.

#### 4.1.2 Schnittstellenverhalten

Um die Auswirkungen des Schnittstellenverhaltens eines Linearverstärkers zu betrachten, wird der Verstärker in einer konkreten Anwendung mit Signalquelle am Eingang und Lastwiderstand am Ausgang betrieben (Bild 4.1-11). Zur Verdeutlichung der Schnittstelle am Eingang wird eine Verstärkerschaltung mit AC-Kopplung zwischen Signalquelle und Verstärker eingeführt. Mit einem in Reihe eingefügten Serien-C können Funktionsschaltkreise voneinander unabhängige Gleichspannungspotenziale (z. B.:  $V_1 \neq V_3$ ) führen. Das Serien-C bringt ein Hochpassverhalten, welches zusätzlich durch den Eingangswiderstand  $Z_{id}$  einer Verstärkerstufe beeinflusst wird.



**Bild 4.1-11:** Verstärkerstufe mit vorgeschalteter Koppelkapazität

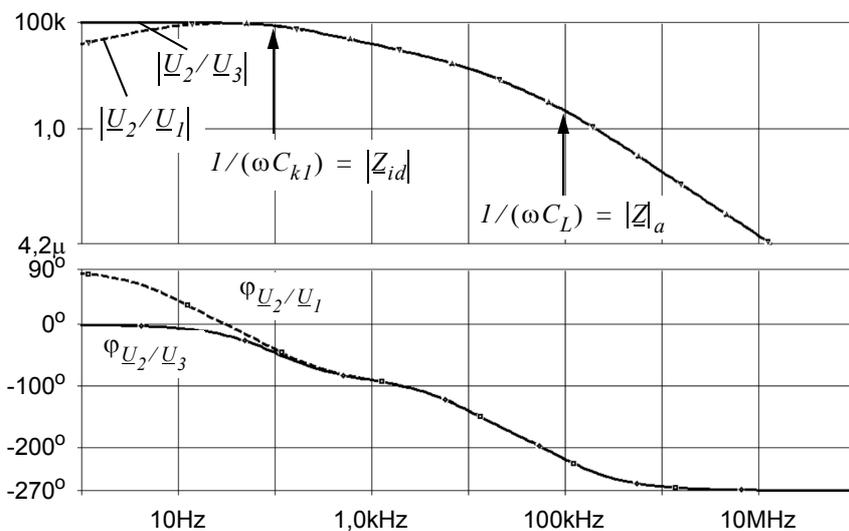
Die untere Eckfrequenz ergibt sich aus folgender Bedingung:

$$\omega \cdot C_{kl} = \frac{1}{|Z_{id}|} \quad (4.1-5)$$

Aufgrund der Hochpasswirkung der Koppelkapazität  $C_{k1}$  im Zusammenhang mit  $Z_{id}$  werden tiefe Frequenzanteile des Eingangssignals unterdrückt. Für eine untere Eckfrequenz von  $100\text{Hz}$  reicht eine Koppelkapazität  $C_{k1}$  von  $1,6\text{nF}$  bei einem Eingangswiderstand von  $1\text{M}\Omega$ . Wäre der Eingangswiderstand nur  $1\text{k}\Omega$ , so müßte für dieselbe Eckfrequenz eine Koppelkapazität von  $1,6\mu\text{F}$  gewählt werden. Diese hohe Koppelkapazität ist vom Bauvolumen her deutlich größer. Zudem weist sie eine tiefere Eigen-Resonanzfrequenz auf. Oberhalb der Eigen-Resonanzfrequenz wird die Koppelkapazität induktiv, sie stellt dann keinen "Kurzschluss" mehr dar. Insgesamt lässt sich feststellen: Je hochohmiger die Schnittstelle am Eingang des Linearverstärkers ist, desto kleiner kann die Koppelkapazität für AC-Kopplung für eine gegebene untere Eckfrequenz gewählt werden.

**Experiment 4.1-3:** LVCK - Linearverstärker mit AC-Kopplung am Eingang.

Das Ergebnis des Experiments in Bild 4.1-12 bestätigt, dass sich bei einem Eingangswiderstand von  $1000\text{k}\Omega$  und einer Koppelkapazität von  $1,6\text{nF}$  eine untere Eckfrequenz von  $100\text{Hz}$  ergibt. Bei tiefen Frequenzen liegt mit Berücksichtigung der Koppelkapazität eine Phasendrehung von  $+90^\circ$  vor. Wegen der zwei Eckfrequenzen des Verstärkers und der zusätzlichen Eckfrequenz verursacht durch die Lastkapazität  $CL$  (im Experiment parallel zu  $RL$ ) ergibt sich bei hohen Frequenzen eine Phasendrehung von  $-270^\circ$ .



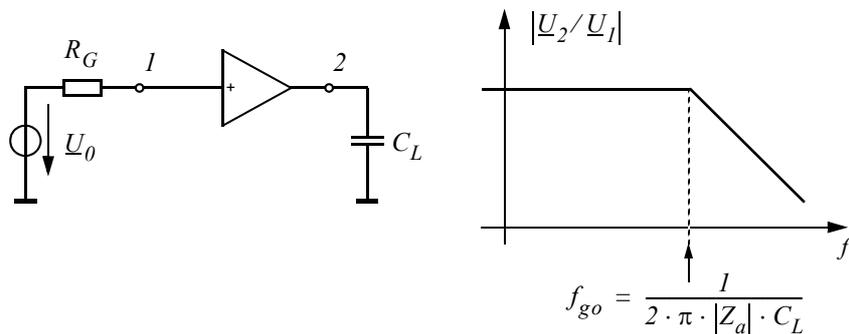
**Bild 4.1-12:** Ergebnis der AC-Analyse der Verstärkerstufe nach Experiment 4.1-3

Allgemein ergibt sich ein Übertragungsverhalten für die Verstärkeranordnung:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{U_3}{U_1} \cdot v_{ud} \quad (4.1-6)$$

Das bisherige Übertragungsverhalten bestimmt sich aus dem Schnittstellenverhalten am Eingang multipliziert mit dem Übertragungsverhalten des Linearverstärkers (ohne Berücksichtigung der Lastkapazität). Eine immer vorhandene Lastkapazität am Ausgang verursacht zusammen mit dem Innenwiderstand am Ausgang  $Z_a$  des Verstärkers ein zusätzliches Tiefpassverhalten. Die obere Eckfrequenz ergibt sich aus der Bedingung:

$$\omega \cdot C_L = \frac{1}{|Z_a|} \quad (4.1-7)$$



**Bild 4.1-13:** Zusätzliche obere Grenzfrequenz von Verstärkern mit kapazitiver Last

Für das Gesamtübertragungsverhalten des Verstärkers erhält man (vgl. auch Bild 4.1-11):

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_0} = \frac{\underline{U}_3}{\underline{U}_1} \cdot v_{ud} \cdot \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_{2,innen}}; \quad (4.1-8)$$

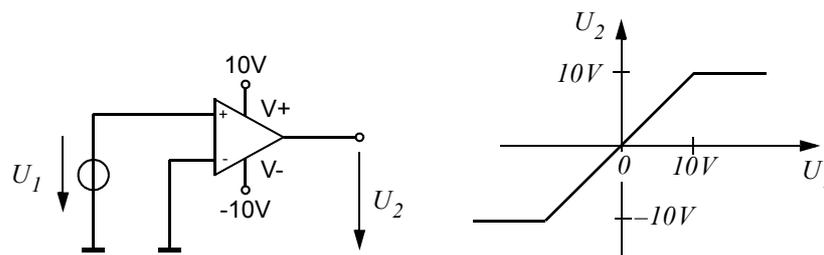
Im Beispiel ergibt eine Lastkapazität von  $16nF$  mit einem Innenwiderstand am Ausgang  $Z_a$  des Verstärkers in Höhe von  $100\Omega$  eine zusätzliche obere Eckfrequenz von  $100kHz$ . Die Eckfrequenzen  $f_1$  und  $f_2$  des Verstärkers bleiben davon unberührt. Je niederohmiger die Schnittstelle am Ausgang des Linearverstärkers ist, desto höher liegt die Eckfrequenz verursacht durch eine gegebene Lastkapazität.

**Zusammenfassung:** Das Gesamtübertragungsverhalten eines Verstärkers wird bestimmt durch die Art der Ankopplung am Eingang in Verbindung mit der Eingangsimpedanz des Verstärkers, durch die Übertragungseigenschaften des Verstärkers und durch das Lastverhalten am Ausgang in Verbindung mit der Ausgangsimpedanz des Verstärkers.

### 4.1.3 Aussteuergrenzen eines Linearverstärkers

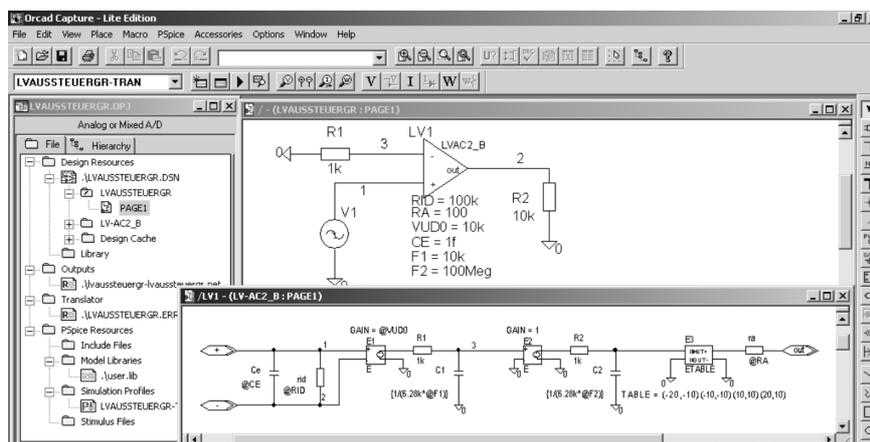
Jede Schaltungsfunktion ist nur eingeschränkt gültig. Ein Verstärker weist eine endliche Ausgangsaussteuerbarkeit auf, sie ist im allgemeinen durch die Versorgungsspannungen des Verstärkers und durch die Auslegung der Treiberstufe am Ausgang gegeben. Zur Berücksichtigung der endlichen Aussteuerbarkeit muss das Makromodell durch einen Ausgangs-Limiter ergänzt werden.

Für die im allgemeinen gegebene größtmögliche Aussteuerbarkeit bis maximal zu den Versorgungsspannungen (Bild 4.1-14) gibt es Ausnahmen bei Schaltungen mit Speicherelementen im Lastkreis (z.B. induktive Last, Übertrager als Lastkreis). Oft wird die Versorgungsspannung als Aussteuergrenze nicht erreicht. Dies hängt von der Ausgangsstufe ab. Verstärker, die bis zu den durch die Versorgungsspannungen gegebenen Grenzen aussteuerbar sind, nennt man "Rail-to-Rail" Verstärker. Nachstehend wird angenommen, dass die Versorgungsspannung als Aussteuergrenze erreicht wird.



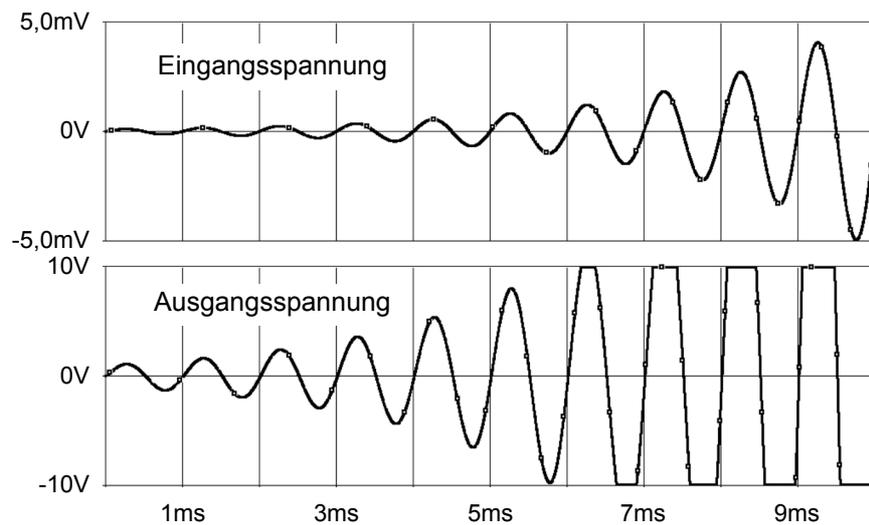
**Bild 4.1-14:** Begrenzungswirkung eines Linearverstärkers bei Übersteuerung

Um die Aussteuer Grenzen des Linearverstärkers zu berücksichtigen, muss das Makromodell um einen Begrenzelement (hier auf  $\pm 10V$ ) erweitert werden. Das neu einzuführende Begrenzelement  $E3$  im Makromodell berücksichtigt die Aussteuer Grenzen, gegeben durch die Versorgungsspannungen. Die Übertragungsfunktion des Begrenzelements wird durch Tabellenwerte definiert. Sie ist im Beispiel so eingestellt, dass im Bereich  $\pm 10V$  die Verstärkung  $1$  beträgt und darüber hinaus die Begrenzung wirkt. Bild 4.1-16 zeigt das Ergebnis des Experiments nach Bild 4.1-15.



**Bild 4.1-15:** Experiment zur Darstellung der Aussteuer Grenzen: Linearverstärker mit Makromodell das mittels eines Begrenzelements  $E3$  die Aussteuer Grenzen berücksichtigt

**Experiment 4.1-4:** LVAussteuergrenzen - Linearverstärker mit Begrenzungseigenschaft; der Aussteuerbereich des Ausgangssignals ist auf  $\pm 10V$  eingestellt.



**Bild 4.1-16:** Ergebnis eines Verstärkers mit Berücksichtigung der Aussteuergrenzen

Wie bereits erwähnt, werden die maximalen Aussteuergrenzen eines Verstärkers wesentlich bestimmt durch die am Verstärker anliegenden Versorgungsspannungen und die Auslegung der Ausgangsstufe (Treiberstufe) unter Berücksichtigung der Lastverhältnisse. Die Begrenzeigenschaften eines Verstärkers lassen ihn auch als Komparator verwenden. Ein Komparator wird so angesteuert, dass der Verstärker entweder in positiver oder negativer Begrenzung am Ausgang betrieben wird. Im Prinzip stellt der Komparator einen 1Bit-Analog/Digital-Wandler dar. Soll der Verstärker als Linearverstärker mit gegebener Verstärkung arbeiten, so ist der Aussteuerbereich des Eingangssignals so zu wählen, dass der lineare Bereich nicht verlassen wird. Ansonsten ergeben sich Verzerrungen (Klirrfaktor). Wechselt der Aussteuerbereich der Signalquelle (z.B. am Fußpunkt einer Antenne), so ist die Verstärkung so anzupassen, dass die Aussteuergrenzen nicht überschritten werden (Regelverstärker).

Die bisher betrachteten Eigenschaften eines Linearverstärkers sollen inclusive der Begrenzungseigenschaften durch eine Modellbeschreibung in der Hardwarebeschreibungssprache VHDL-AMS verwirklicht werden. Bild 4.1-17 zeigt eine Modellbeschreibung mit Begrenzung der Ausgangsaussteuerbarkeit. Dazu müssen zusätzlich die Parameter für die Aussteuergrenzen  $v_{max_p}$  und  $v_{max_n}$  eingeführt werden. Die Modellbeschreibung ist auch ein Beispiel für bereichsabhängige "Simultaneous Statements".

```

library ieee, disciplines;
use ieee.math_real.all;
use disciplines.electromagnetic_system.all;
entity OpAmp is
  generic (
    rid      : real := 0.0;      -- input resistance
    cid      : real := 0.0;      -- input capacitance
    vud0     : real := 0.0;      -- low frequency gain
    ra       : real := 0.0;      -- output resistance
    f1       : real := 0.0;      -- f1 of gain
    f2       : real := 0.0;      -- f2 of gain
    v_max_p  : real := 5.0;      -- max pos. output voltage
    v_max_n  : real := -5.0;     -- max neg. output voltage
  )
  port (terminal plus, minus, output : electrical);
end OpAmp;

-----
architecture Level1 of OpAmp is
-- inner terminals
  terminal n1 : electrical;
-- branch quantities
  quantity vin across icid, irid through minus to plus;
  quantity vra across ira through n1 to output;
  quantity vint across iint through electrical_ground to n1;
  quantity voutput across output to electrical_ground;
-- free quantities
  quantity vx : real;
-- constants
  constant w1 : real := f1 * math_2_pi;
  constant w2 : real := f2 * math_2_pi;
  constant num : real_vector := (0 => w1 * w2 * vud0);
  constant den : real_vector := (w1*w2, w1+w2, 1.0);
begin
  icid == cid * vin'dot;
  irid == vin/rid;
  vx == vin'ltf(num, den);
  -- limitation of the output voltage
  if vx'above(v_max_p) use          vint == v_max_p;
    elsif not vx'above(v_max_n) use vint == v_max_n;
    else vint == vx;
  end use;
  vra == ira * ra;
end Level1;

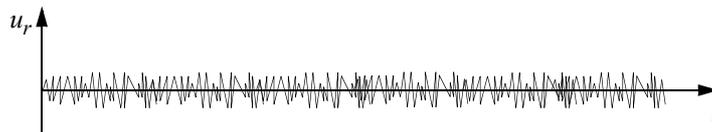
```

Bild 4.1-17: Modellbeschreibung eines Linearverstärkers (level1) in VHDL-AMS

#### 4.1.4 Rauschen

Jeder Verstärker weist innere Rauschquellen auf, die das wirksame Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis am Ausgang verschlechtern. Nachstehend erfolgt eine kurze Einführung in die Theorie des Rauschens, um die wesentlichen Grundlagen des Rauschverhaltens von Verstärkern zu erläutern.

**Grundlagen zum Rauschen:** Die Kurzdarstellung zum Rauschverhalten eines Linearverstärkers soll die Grundproblematik des Rauschens von Verstärkern aufzeigen. Im allgemeinen bringen elektronische Bauteile im Inneren eines Verstärkers Rauschquellen ein. Ein typisches Rauschsignal ist in Bild 4.1-18 dargestellt. Bei der Rauschanalyse ist die komplexe Rechnung, die harmonische Signale voraussetzt, nicht anwendbar. Rauschgrößen weisen statistisch verteilte Amplituden (Amplitudenrauschen) und Phasen (Phasenrauschen) auf; sie werden durch ihre Rauschleistung beschrieben. Die spektrale Rauschleistungsdichte ist der Rauschleistungsbeitrag  $\Delta P_r$  in einem kleinen Frequenzbereich  $\Delta f$  bezogen auf den betrachteten Frequenzbereich. Rauschgrößen werden mit  $\bar{U}_r/\sqrt{\text{Hz}}$  beschrieben. Dies stellt eine spektrale Rauschspannung dar, wobei  $\bar{U}_r$  der quadratische Mittelwert (entsprechend dem Effektivwert) ist. Den zeitlichen Momentanwert einer Rauschgröße zeigt beispielhaft Bild 4.1-18. Die Amplitude und Phase der Rauschgröße ist statistisch verteilt, wobei oft eine Gauß-Verteilung für die Amplitude angenommen wird.



**Bild 4.1-18:** Rauschgröße im Zeitbereich betrachtet

Man kann sich die Rauschgröße aus einem komplexen Zeiger entstanden denken, dessen Amplitude und Phase sich statistisch verändert. Ein verrauschtes sinusförmiges Signal würde sich in der komplexen Ebene durch Überlagerung eines komplexen Zeigers für die Sinusgröße und einer statistisch veränderlichen Störgröße darstellen (Bild 4.1-19). Der zeitliche Momentanwert ist im Sinne der komplexen Darstellung die Projektion auf die reelle Achse bzw. Imaginärachse.



**Bild 4.1-19:** Signal  $\underline{U}_s$  und überlagerte Rauschgröße in der komplexen Ebene betrachtet

Widerstände weisen ein thermisches Rauschen auf. Die spektrale verfügbare Rauschleistungsdichte bei thermischem Rauschen beträgt:

$$dP_r/df = kT; \quad (4.1-9)$$

sie ist frequenzunabhängig, aber direkt proportional zur absoluten Temperatur  $T$  in Kelvin;  $k$  ist die Boltzmannkonstante ( $k = 1,38E-23 \text{Ws/K}$ ). Das verfügbare spek-

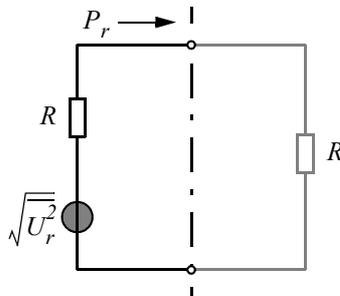
trale Rauschspannungsquadrat an einem Widerstand  $R$  beträgt damit (bei maximal abgegebener Leistung):

$$\left(\overline{U_r/2}\right)^2/df = kTR; \quad \overline{U_r^2}/df = 4kTR; \quad (4.1-10)$$

Das absolute Rauschspannungsquadrat ergibt sich durch Integration über die Bandbreite  $B$ :

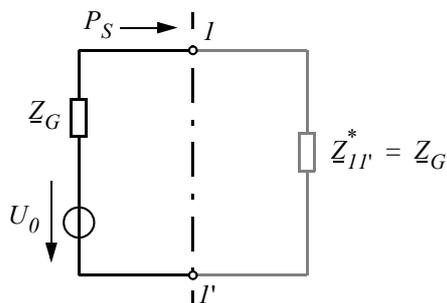
$$\int_B (\overline{U_r^2}/df) df = 4kTRB = \overline{U_r^2}; \quad (4.1-11)$$

Da jedes Übertragungssystem eine endliche Bandbreite aufweist, erhält man immer eine frequenzabhängige Bewertung einer Rauschgröße und damit einen endlichen Beitrag zur Bildung des mittleren Rauschspannungsquadrats nach Gl. 4.1-11. Bild 4.1-20 zeigt einen ohmschen Widerstand mit "innerer" Rauschquelle. Bei Beschaltung wird an einen Verbraucher eine Rauschleistung abgegeben.



**Bild 4.1-20:** Widerstand mit Rauschgröße so beschaltet, dass maximale Rauschleistung abgegeben wird

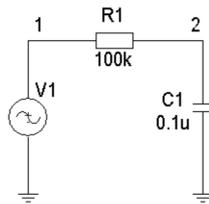
Allgemein wird an einer Schnittstelle größtmögliche Wirkleistung bei Leistungsanpassung übertragen. Der Leistungsfluss ist dann optimal, wenn der Quellwiderstand  $Z_G$  gleich dem konjugiert komplexen Schnittstellenwiderstand ist:  $Z_G = Z_{II}^*$ .



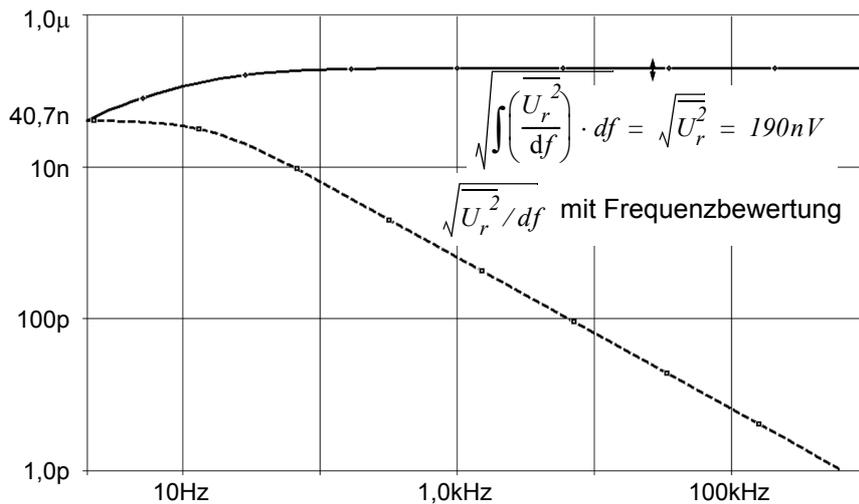
**Bild 4.1-21:** Schnittstelle mit optimalem Leistungsfluss ( $P_S$ : Signalleistung) bei gegebener Leistungsanpassung

Als erstes Experiment-Beispiel zum Thema Rauschen wird die Schaltung in Bild 4.1-22 betrachtet. Der Widerstand  $R1$  weist thermisches Rauschverhalten auf. Die frequenzabhängige Bewertung der Rauschgröße erfolgt durch den nachgeschalteten Kondensator. Das Ergebnis des Experiments zeigt Bild 4.1-23.

**Experiment 4.1-5:** RNoise - Schaltung mit rauschendem Widerstand und frequenzabhängiger Bewertung.



**Bild 4.1-22:** Beispiel des Experiments "RNoise" mit rauschendem Widerstand



**Bild 4.1-23:**  $V(ONoise)$ : Spektrale Rauschspannung an Knoten 2 in  $V/(\sqrt{Hz})$ ;  $SQRT(s(V(ONoise)^2))$  ist das Ergebnis der Integration am Summenpunkt 2

Im Beispiel beträgt die spektrale Rauschspannung des Widerstandes mit dem Wert  $100k\Omega$ :

$$\sqrt{U_r^2/df} = 40,7nV/\sqrt{Hz}; \quad (4.1-12)$$

Die Kapazität bewertet die verfügbare spektrale Rauschspannung des Widerstands frequenzabhängig. Aufintegriert über die Frequenz ergibt sich eine absolute Rauschspannung am Ausgang ( $SQRT(s(V(ONoise)*V(ONoise)))$ ) in Höhe von ca.  $190nV$ .

Neben dem thermischen Rauschen weisen Halbleiterbauelemente Schrotrauschen und Funkelrauschen auf. Das Schrotrauschen und Funkelrauschen aufgrund des Basisstroms eines Bipolartransistors beträgt beispielsweise:

$$\overline{I_r^2}/df = 2qI_B \cdot (1 + K_I/f); \quad (4.1-13)$$

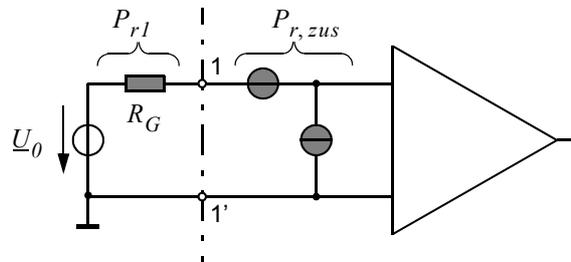
Das Funkelrauschen ist proportional  $1/f$ ;  $K_I$  ist eine Prozesskonstante;  $I_B$  ist der Basisstrom;  $q$  die Elementarladung ( $1,6E-19As$ ). Allgemein erhält man die Rauschleistung durch Integration über die Bandbreite  $B$  aus der spektralen Rauschleistungsichte:

$$\int_B (dP_r/df)df; \quad (4.1-14)$$

Grundsätzlich weist ein Verstärker viele "innere" Rauschquellen auf. Jeder Widerstand, jeder Transistor, jede Diode bringt Rauschquellen ein. Am Ausgang sind die Rauschbeiträge der einzelnen Rauschquellen aufzusummieren, wobei jede Rauschquelle durch die frequenzabhängige Beschaltung eine frequenzabhängige Bewertung erfährt. Die Rauschquadrate der einzelnen Rauschbeiträge sind am Ausgangssummenpunkt quadratisch aufzusummieren.

$$\overline{U_r} = \sqrt{\sum U_{ri}^2} \quad (4.1-15)$$

Die "inneren" Rauschquellen lassen sich zu einer äquivalenten Rauschspannungsquelle und einer Rauschstromquelle zusammenfassen, die am Eingang wirken. Diese Rauschquellen des Verstärkers beschreiben das Zusatzrauschen  $P_{r,zus}$  aufgrund der Verstärkereigenschaften. Bild 4.1-24 zeigt eine Ersatzanordnung für einen idealen rauschfreien Verstärker mit vorgeschalteten Rauschquellen.



**Bild 4.1-24:** Äquivalente Rauschquellen des Verstärkers am Eingang beschreiben das Zusatzrauschen

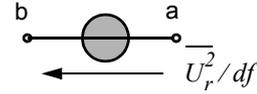
Wie bereits erwähnt, sind die Rauschquellen des Verstärkers im allgemeinen frequenzabhängig (z.B.  $1/f$  Rauschen). Eine frequenzabhängige Rauschspannungsquelle lässt sich ebenfalls durch ein Makromodell in PSpice darstellen. Basis der Rauschquelle ist ein rauschender Widerstand  $RNI$ . Der Rauschbeitrag von  $RNI$  wird durch ein geeignetes Netzwerk frequenzabhängig bewertet. Das Subcircuit-Modell hierzu ist in Bild 4.1-25 angegeben.

**Experiment 4.1-6:** VNoise - Testschaltung mit rauschender Spannungsquelle mit  $1/f$  Anteil.

```

**** Rauschspannungsquelle
.SUBCKT VNOISE1 a b
+ PARAMS: VVal=10nV F0=1kHz
**** Basis-Rauschquelle
RN0 1 0 {4*1.38E-23*300/(VVal*VVal)}; Rauschender Widerstand
VN0 1 0 DC 0 ; Sensor-Spannungsquelle für den Rauschstrom von R
FN0 4 0 VN0 1 ; Stromgesteuerte Stromquelle mit Gain=1
**** 1/f Anteil
RN1 2 0 {4*1.38E-23*300/(VVal*VVal)}; Rauschender Widerstand
VN1 2 0 DC 0 ; Sensor-Spannungsquelle für den Rauschstrom von R
FN1 3 0 VN1 1 ; Stromgesteuerte Stromquelle mit Gain=1
CN1 3 0 {1/(6.28*F0)} ; Kapazität für Eckfrequenz F0
RX1 3 0 1G ; Hilfswiderstand (ohne Einfluss)
GN1 4 0 3 0 1 ; Spannungsgesteuerte Stromquelle mit Gain=1(1/Ohm)
**** Umwandlung in eine Rauschspannungsquelle
VSense 4 0 DC 0 ; Sensor-Spannungsquelle für den Gesamt rauschstrom
HN a b VSense 1 ; Stromgesteuerte Spannungsquelle mit Gain=1(Ohm)
.ENDS

```



**Bild 4.1-25:** Makromodell einer parametrisierbaren  $1/f$ -Rauschspannungsquelle

Das spektrale Rauschstromquadrat eines Widerstands bestimmt sich aus:

$$\overline{I_r^2}/df = 4kT/R; \quad (4.1-16)$$

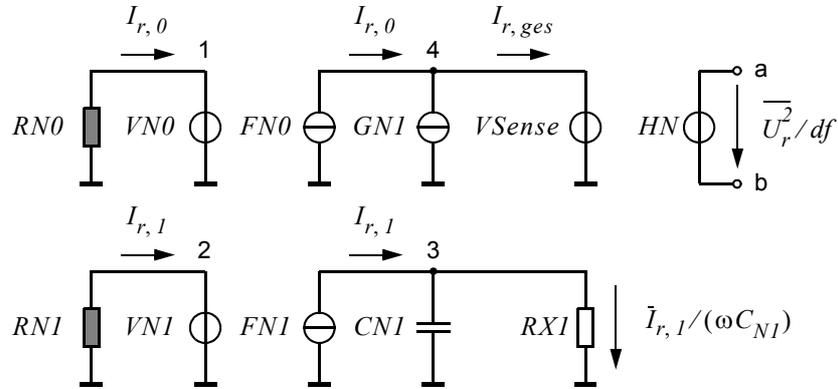
Bei gegebenem spektralem Rauschstromquadrat erhält man für den Wert des Widerstandes:

$$R = 4kT/[\overline{I_r^2}/df]; \quad (4.1-17)$$

Im Makromodell für eine Rauschspannungsquelle mit  $1/f$  Anteil müssen zwei Stromkomponenten aufaddiert werden. Die eine Stromkomponente  $\dot{I}_{r,0}$  - repräsentiert durch  $RN0$  - stellt den frequenzunabhängigen Rauschstrombeitrag dar, die zweite Stromkomponente  $\dot{I}_{r,1}$  - repräsentiert durch  $RN1$  - den frequenzabhängigen Beitrag. Beide Rauschströme werden über die stromgesteuerte Stromquelle  $FN0$  und die spannungsgesteuerte Stromquelle  $GN1$  am Summenknoten 4 aufaddiert.

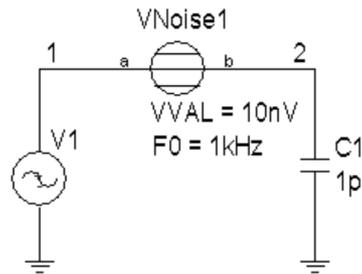
$$\dot{I}_{r,ges} = \dot{I}_{r,0} + \dot{I}_{r,1}/\omega C_{N1} \cdot I\Omega; \quad (4.1-18)$$

Die Spannungsquellen  $VN0$ ,  $VN1$  und  $VSense$  dienen lediglich zum "Messen" der Ströme für die Stromsteuerung der stromgesteuerten Quellen  $FN0$ ,  $FN1$  und  $HN$ . Die stromgesteuerte Spannungsquelle  $HN$  macht aus dem Gesamt rauschstrom eine Rauschspannung an den äußeren Klemmen der Rauschspannungsquelle. Deren Steilheit ist  $g_m = 1/\Omega$ . Damit wird aus dem Rauschstrom eine Rauschspannung. Für eine gegebene Eckfrequenz  $f_0$  des frequenzabhängigen Rauschanteils muss die Kapazität so bestimmt werden, dass bei der Eckfrequenz  $1/(\omega C_{N1}) = I\Omega$  wird (siehe Gl. 4.1-18). Bild 4.1-26 veranschaulicht das Makromodell der Rauschspannungsquelle mit  $1/f$  Anteil.



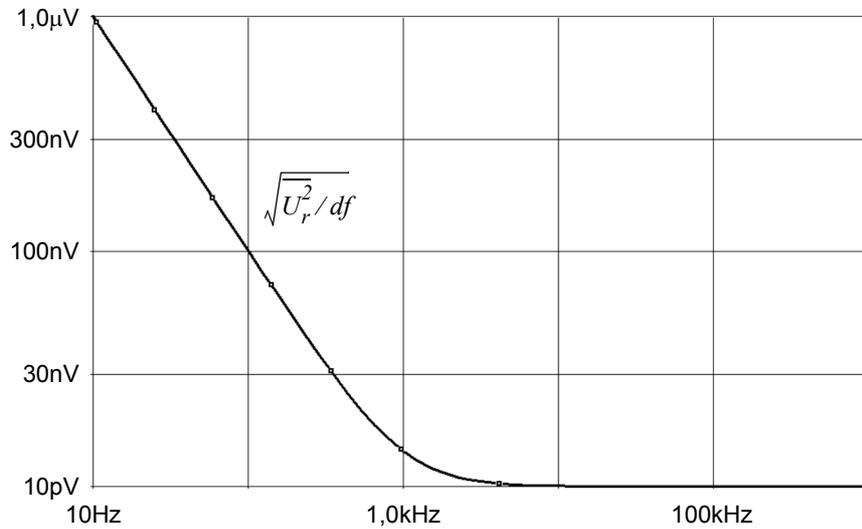
**Bild 4.1-26:** Veranschaulichung des Makromodells einer Rauschspannungsquelle mit  $1/f$  Anteil

Eine Testschaltung für die frequenzabhängige Rauschspannungsquelle zeigt Bild 4.1-27; VNoise1 referenziert auf das Subcircuit-Modell in Bild 4.1-25.



**Bild 4.1-27:** Testschaltung für VNoise

Die der Testschaltung zugrundeliegende Rauschspannungsquelle weist ein Grundrauschen von  $10\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  auf. Unterhalb  $1\text{kHz}$  zeigt sich  $1/f$  Verhalten. Mit der Testschaltung erzielt man das in Bild 4.1-28 dargestellte Ergebnis. In ähnlicher Weise kann man eine frequenzabhängige Rauschstromquelle durch ein Subcircuit-Modell in PSpice darstellen. Bild 4.1-29 zeigt das Subcircuit-Modell. Die stromgesteuerte Spannungsquelle  $HN$  entfällt, da die Umwandlung von einem Rauschstrom zu einer Rauschspannung hier nicht erforderlich ist. Um die Rauschstromquelle durch einen rauschfreien Innenwiderstand zu ergänzen ist die stromgesteuerte Stromquelle  $GRid$  eingefügt, sie stellt einen Innenwiderstand von  $100\text{k}\Omega$  dar (siehe Subcircuit-Modell in Bild 4.1-29).

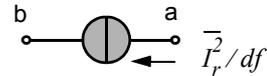


**Bild 4.1-28:** Spektrale Rauschspannung an Knoten 2 in  $V/\sqrt{Hz}$  als Ergebnis der Testschaltung

```

**** Rauschstromquelle
.SUBCKT INOISE1 a b
+ PARAMS: IVal=0.1pA F0=1kHz Ri=1E5
**** Basis-Rauschquelle
RN1 1 0 {4*1.38E-23*300/(IVal*IVal)}; Rauschender Widerstand
VN0 1 0 DC 0 ; Sensor-Spannungsquelle für den Rauschstrom von R
FN0 a b VN0 1 ; Stromgesteuerte Stromquelle mit Gain=1
GRid a b a b 10u ; Rauschfreier Innenwiderstand
RX0 a b 1G ; Hilfswiderstand
**** 1/f Anteil
RN1 2 0 {4*1.38E-23*300/(IVal*IVal)}; Rauschender Widerstand
VN1 2 0 DC 0 ; Sensor-Spannungsquelle für den Rauschstrom von R
FN1 3 0 VN1 1 ; Stromgesteuerte Stromquelle mit Gain=1
CN1 3 0 {1/(6.28*F0)} ; Kapazität für Eckfrequenz F0
RX1 3 0 1G ; Hilfswiderstand (ohne Einfluss)
GN1 a b 3 0 1 ; Spannungsgesteuerte Stromquelle
.ENDS

```

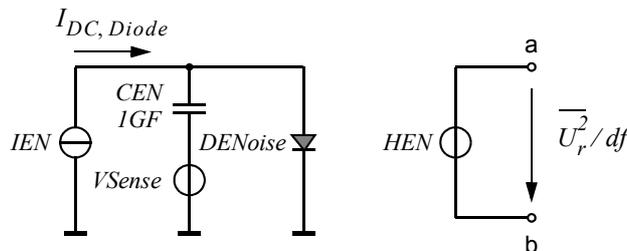


**Bild 4.1-29:** Makromodell einer parametrisierbaren  $1/f$ -Rauschstromquelle

Eine frequenzabhängige Rauschquelle mit  $1/f$  Anteil lässt sich auch durch eine Diode beschreiben, die in Flussrichtung betrieben wird. Das spektrale Rauschstromquadrat einer Diode ergibt sich aus:

$$\overline{I_{r, Diode}^2} / df = 2qI_{DC, Diode} + KF \cdot I_{DC, Diode}^{(AF)} / f; \quad (4.1-19)$$

Dabei ist  $KF$  ein Koeffizient für Schrotrauschen bzw. Funkelrauschen und  $AF$  ein Exponent zur Modellierung des  $1/f$  Anteils;  $q$  ist die Elementarladung und  $I_{DC,Diode}$  der Strom der Diode im Arbeitspunkt. Das Makromodell veranschaulicht Bild 4.1-30 bzw. das Subcircuit-Modell in Bild 4.1-31.



**Bild 4.1-30:** Makromodell einer Rauschspannungsquelle mit  $1/f$  Anteil dargestellt durch das Rauschverhalten einer Diode

Der Kondensator  $CEN$  ist erforderlich, um den DC-Pfad der Diode von der Sensor-Spannungsquelle  $VSense$  zu trennen. Durch  $VSense$  fließt der Rauschstrom der Diode, der die stromgesteuerte Spannungsquelle  $HEN$  steuert und damit die Rauschspannungsquelle am Ausgang bildet. Soll die Diode eine Rauschstromquelle darstellen, so ist die stromgesteuerte Spannungsquelle  $HEN$  durch die stromgesteuerte Stromquelle  $FIN$  zu ersetzen.

```

**** Rauschspannungsquelle
.SUBCKT VNOISE2 a b
+ PARAMS: VVal=10nV F0=1kHz
**** Basis-Rauschquelle
IEN 0 100 {(VVal*VVal)/(2*1.602E-19)} ; DC-Strom der Diode
CEN 100 101 1GF ; Block-Kapazität
VESense 101 0 DC 0 ; Sensor-Spannungsquelle für den Rauschstrom der Diode
DENoise 100 0 DENoise ; Rauschende Diode
.MODEL DENoise D (KF={3.204E-19*F0}, AF=1) ; Modell der Diode
HEN a b VESense 1 ; Stromgesteuerte Spannungsquelle mit Gain=1
.ENDS

```

**Bild 4.1-31:** Makromodell einer Rauschspannungsquelle mit  $1/f$  Anteil dargestellt durch eine rauschende Diode

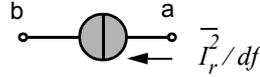
Die Rauschstromquelle (Bild 4.1-32) ist noch ergänzt um einen rauschfreien Innenwiderstand, der durch  $GRid$  realisiert wird. In beiden Fällen ergibt sich die Eckfrequenz für den  $1/f$  Anteil dadurch, dass beide Rauschstromkomponenten gleich groß sind.

**Experiment 4.1-7:**  $VNoise\_D$  - Testschaltung für eine Rauschspannungsquelle deren  $1/f$  Anteil durch eine rauschende Diode modelliert wird.

```

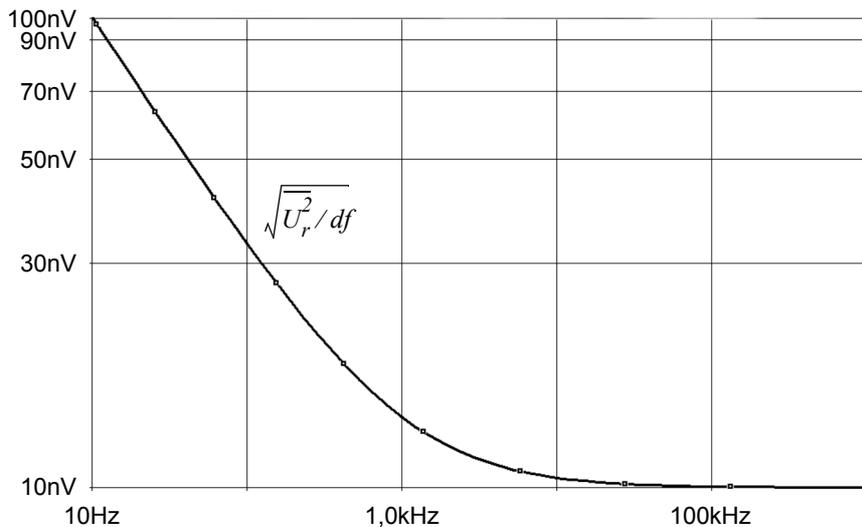
**** Rauschstromquelle
.SUBCKT INOISE2 a b
+ PARAMS: IVal=0.1pA F0=1kHz Ri=1E5
**** Basis-Rauschquelle
IIN 0 100 {(IVal*IVal)/(2*1.602E-19)} ; DC-Strom der Diode
CIN 100 101 1GF ; Block-Kapazität
VISense 101 0 DC 0 ; Sensor-Spannungsquelle für den Rauschstrom der Diode
DINoise 100 0 DINoise ; Rauschende Diode
.MODEL DINoise D (KF={3.204E-19*F0}, AF=1) ; Modell der Diode
FIN a b VISense 1 ; Stromgesteuerte Stromquelle mit Gain=1
GRID a b a b 10u ; Rauschfreier Innenwiderstand
RXN a b 1G ; Hilfswiderstand
.ENDS

```



**Bild 4.1-32:** Makromodell einer Rauschstromquelle mit  $1/f$  Anteil dargestellt durch eine rauschende Diode

Die Testschaltung für die frequenzabhängige Rauschspannungsquelle mit  $1/f$  Anteil dargestellt durch eine rauschende Diode ist dieselbe wie in Bild 4.1-27;  $VNoise1$  referenziert allerdings hier auf das Subcircuit-Modell in Bild 4.1-31. Mit der Testschaltung erzielt man das in Bild 4.1-33 veranschaulichte Ergebnis.

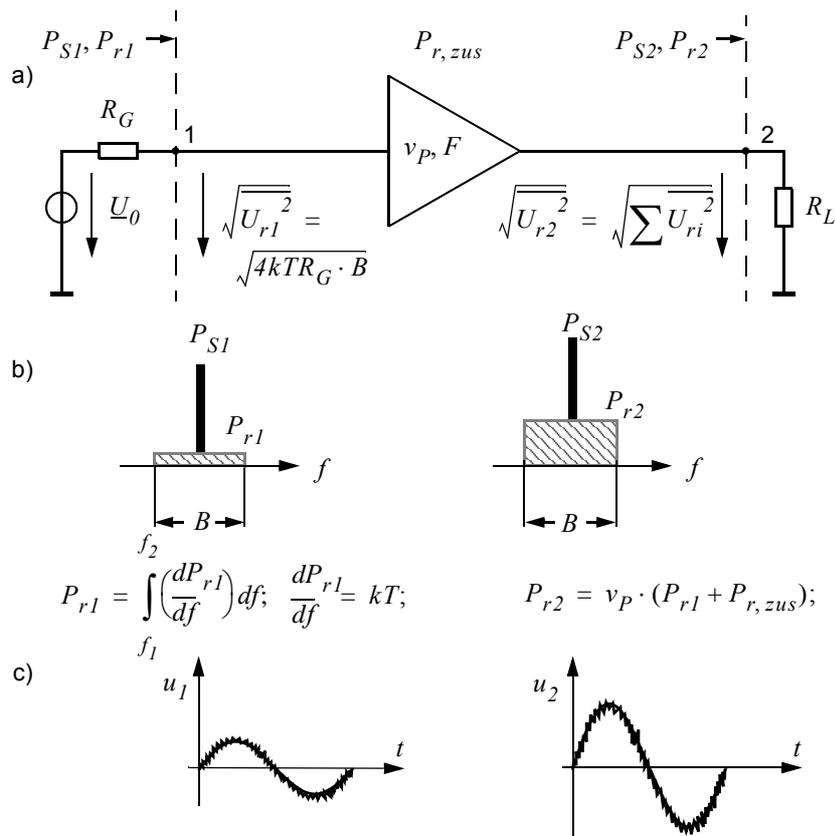


**Bild 4.1-33:** Ergebnis der Testschaltung mit Rauschquelle dargestellt durch eine rauschende Diode: Spektrale Rauschspannung an Knoten 2 in  $V/\sqrt{Hz}$

Die der Testschaltung zugrundeliegende Rauschspannungsquelle weist ein Grundrauschen von  $10nV/\sqrt{Hz}$  auf. Allerdings ist der  $1/f$  Anstieg mit der Diode als Rauschquelle unterhalb  $1kHz$  weniger stark ausgeprägt als bei dem Modell gemäß Bild 4.1-25. Die Beispiele für frequenzabhängige Rauschspannungsquellen

und Rauschstromquellen sollen prinzipiell Möglichkeiten zur Modelldarstellung von Rauschquellen mit  $1/f$  Anteil in PSpice aufzeigen.

**Rauschzahl:** Nach Einführung von Rauschquellen mit  $1/f$  Verhalten ist nunmehr das Makromodell eines Linearverstärkers um Rauschquellen so zu erweitern, dass ein reales Rauschverhalten eines Verstärkers berücksichtigt werden kann. Bild 4.1-34 veranschaulicht das Systemverhalten eines Linearverstärkers. Das Rauschverhalten des Verstärkers wird charakterisiert durch seine Rauschzahl  $F$ .



**Bild 4.1-34:** Rauschverhalten eines Verstärkers zur Erläuterung der Rauschzahl; a) Verstärkeranordnung mit äußeren Rauschgrößen, b) Signal- und Rauschleistung am Eingang und Ausgang im Frequenzbereich und im Zeitbereich (c)

Das Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis bestimmt die Signalqualität; es ist am Eingang und Ausgang definiert durch:

$$(S/N)_1 = P_{S1}/P_{r1}; \quad (4.1-20)$$

$$(S/N)_2 = P_{S2}/P_{r2};$$

Die Leistung  $P_{r1} = kTB$  stellt die Rauschleistung des Generators dar,  $P_{S1}$  dessen

Signalleistung. Die für das Rauschen wirksame äquivalente Rauschbandbreite des Übertragungssystems sei mit  $B$  gegeben. Die Signalleistung und die Rauschleistung des Generators wird durch den Verstärker um die Leistungsverstärkung  $v_P$  verstärkt. Der Verstärker verursacht eine Zusatzrauschleistung. Die Rauschzahl gibt an, um wieviel das Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis sich verschlechtert aufgrund der Rauschbeiträge des Verstärkers:

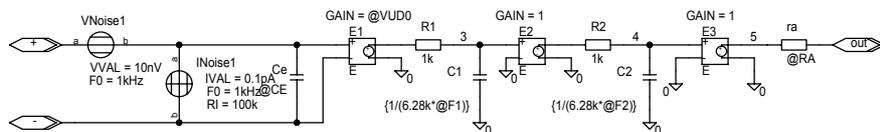
$$F = \frac{P_{S1}/P_{r1}}{P_{S2}/P_{r2}} = 1 + \frac{P_{r,zus}}{P_{r1}}; \quad (4.1-21)$$

Ist die Rauschzahl gleich 1 oder 0dB, so liegt kein Zusatzrauschen des Verstärkers vor. Das Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis am Eingang und Ausgang ist dann gleich groß. Anders ausgedrückt ist die Rauschzahl bei bekannter Systembandbreite:

$$F = \frac{P_{r2}/v_P}{P_{r1}} = \frac{P_{r2}/v_P}{k \cdot T \cdot B}; \quad (4.1-22)$$

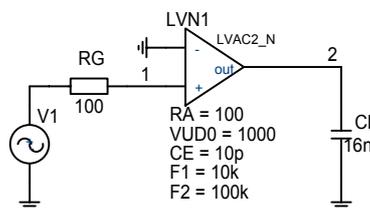
Zur Verdeutlichung soll ein Verstärker mit Rauscheigenschaften untersucht werden. Dazu ist das Makromodell des Verstärkers um eine Rauschspannungsquelle und eine Rauschstromstromquelle zu ergänzen, wie sie bereits eingeführt wurden.

#### Experiment 4.1-8: LV1Noise - Linearverstärker mit Rauschverhalten.



**Bild 4.1-35:** Makromodell eines Linearverstärkers mit Rauschquellen, die  $1/f$  Verhalten aufweisen

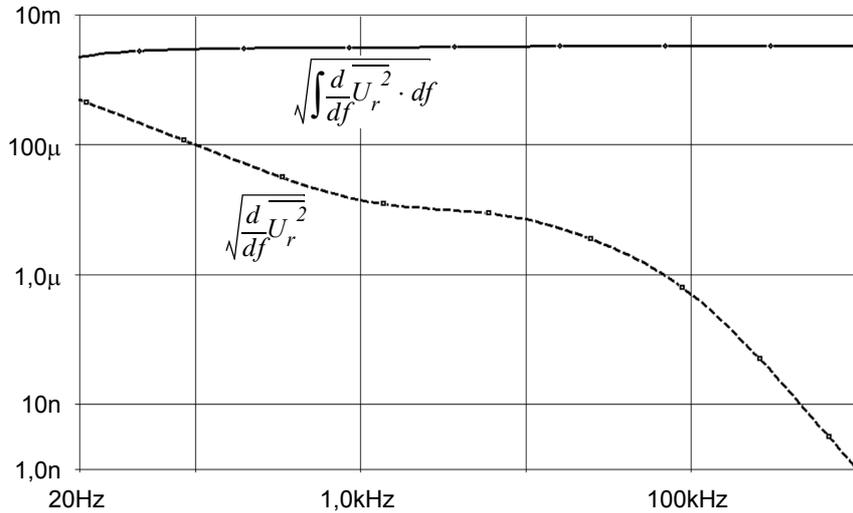
Die Testschaltung für einen Verstärker zeigt nachstehendes Bild 4.1-36; *LVNI* referenziert auf das Makromodell in Bild 4.1-35; *VNoise1* und *INoise1* referenzieren auf ein Subcircuit-Modell gemäß Bild 4.1-25 und Bild 4.1-29.



**Bild 4.1-36:** Testschaltung für einen Verstärker zur Ermittlung der Rauschzahl

Um das Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis bilden zu können, muss die wirksame Rauschspannung am Ausgang des Verstärkers ermittelt werden. Dazu ist das

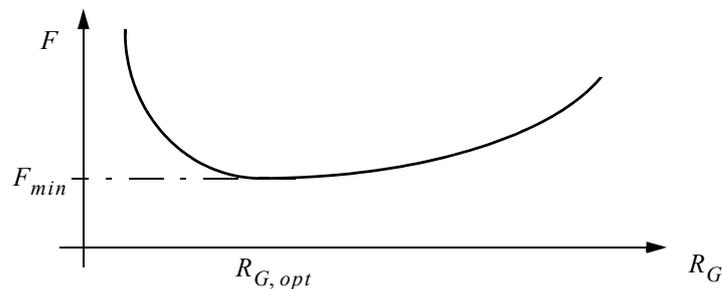
spektrale Rauschspannungsquadrat über die Frequenz zu integrieren. Das nachstehende Bild 4.1-37 zeigt das Ergebnis.



**Bild 4.1-37:**  $V(\text{ONoise})$ : Spektrale Rauschspannung an Knoten 2 in  $V/\sqrt{\text{Hz}}$  der Testschaltung;  $\text{SQRT}(s(V(\text{ONoise})^2))$  ist das Ergebnis der Integration am Summenpunkt 2

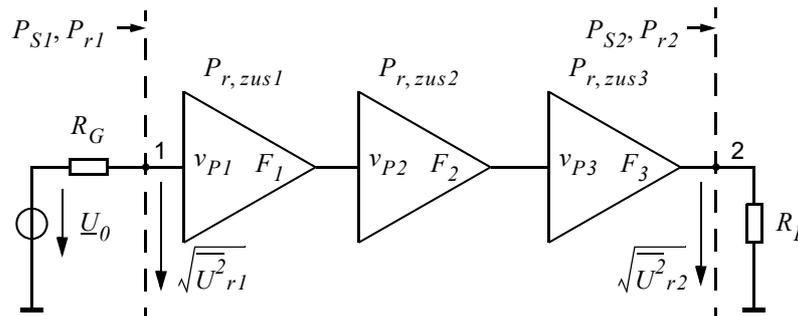
Die wirksame Rauschspannung am Ausgang beträgt im Beispiel ca.  $3\text{mV}$ . Bei bekannter Signalamplitude lässt sich damit das Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis bilden.

**Rauschanpassung:** Weitergehende Untersuchungen zeigen, dass die Rauschzahl abhängig vom Quellwiderstand  $R_G$  der Signalquelle ist. Es gibt einen optimalen Generatorwiderstand  $R_{G,opt}$  für den die Rauschzahl minimal wird. Für diesen Fall ist Rauschanpassung gegeben. Allgemein ist die Bedingung für Rauschanpassung nicht identisch mit der Bedingung für Leistungsanpassung zur Erzielung eines optimalen Leistungsflusses.



**Bild 4.1-38:** Rauschanpassung mit dem optimalen Generatorwiderstand

**Kettenschaltung von Verstärkern:** Besteht ein Verstärker aus mehreren Stufen, so erhält man die Gesamttrauschzahl aus den Beiträgen der einzelnen Stufen. Der Rauschbeitrag der ersten Stufe bestimmt bei hinreichend großer Verstärkung der ersten Stufe ganz wesentlich das Gesamttrauschverhalten. Es ist somit außerordentlich wichtig, die Rauschbeiträge der ersten Stufe zu minimieren, da sie zur Gesamttrauschleistung mehr beiträgt als die nachfolgenden Stufen.



**Bild 4.1-39:** Rauschverhalten einer Verstärkerkette

Die Gesamttrauschzahl einer Verstärkerkette aus 3 Verstärkern ergibt sich bei bekannten Rauschzahlen der Einzelstufen aus:

$$F_{ges} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{v_{P1}} + \frac{F_3 - 1}{v_{P1} \cdot v_{P2}}; \quad (4.1-23)$$

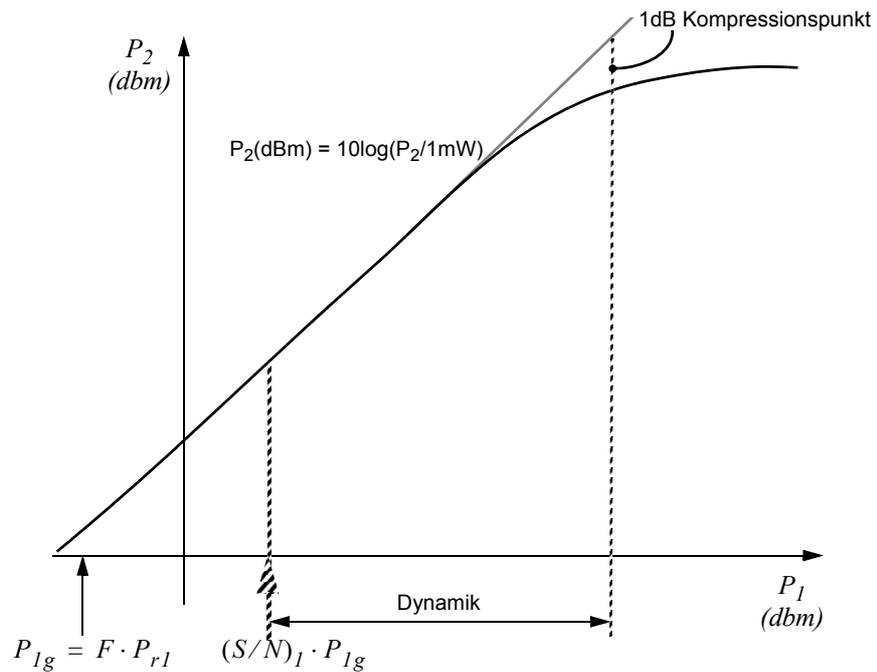
**Zusammenfassung:** Wie bereits erwähnt, wird die Gesamttrauschzahl eines Empfängers ganz wesentlich durch die Rauschzahl des Empfangsverstärkers bestimmt. Die Eingangsstufe (Vorverstärker) ist hinsichtlich des Rauschverhaltens auf minimale Rauschzahl zu optimieren, um die Gesamttrauschzahl gering zu halten; sie legt ganz wesentlich das Rauschverhalten des Gesamtsystems fest. Ein Verstärker weist bei einem bestimmten Quellwiderstand (Innenwiderstand des Generators) minimale Rauschzahl auf. Wird der Generator mit einer geeigneten Schaltung auf diesen optimalen Eingangswiderstand angepasst, so spricht man von Rauschanpassung. Der optimale Eingangswiderstand eines Verstärkers ist im allgemeinen dem Datenblatt eines Verstärkers zu entnehmen.

**Dynamik:** Die Dynamik eines Verstärkers (Bild 4.1-40) beschreibt dessen Aussteuerbarkeit. Nach unten ist die Dynamik begrenzt durch das Rauschen bzw. durch das geforderte Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis. Nach oben ist sie begrenzt durch Abweichungen vom Linearverhalten. Diese Abweichung vom Linearverhalten wird im allgemeinen durch den *IdB*-Kompressionspunkt im Datenblatt eines Verstärkers angegeben.

Die Grenzsingalleistung ergibt sich aus dem Produkt der Rauschleistung des Generators multipliziert mit der Rauschzahl  $F$ . In diesem Falle ist die Signalleistung des Generators  $P_{I_g} = P_{r1} + P_{r,zus}$ ; sie hebt sich nicht hinreichend aus dem

Rauschen heraus. Beispiele für geforderte Signal-zu-Rauschleistungsverhältnisse ( $S/N$ ) zur Sicherstellung einer ausreichenden Signalqualität sind:

z.B.: Tonsignal mittlerer Güte:  $(S/N) > 20\text{dB}$ ;  
Tonsignal mit Studioqualität:  $(S/N) > 40\text{dB}$ .



**Bild 4.1-40:** Dynamik eines Verstärkers

**Zusammenfassung:** Unter Dynamik versteht man die Aussteuerbarkeit eines Verstärkers. Nach unten ist sie begrenzt durch die Grenzsingalleistung multipliziert mit dem geforderten Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis. Die Aussteuergrenze nach oben ist durch Abweichungen vom Linearverhalten des Verstärkers gegeben (Begrenzungseigenschaft).