Einige Ergebnisse zur Klausur HF2 SS 2007

Vorbemerkung:

Eine „von-Hand-Rechnung“ mit handelsüblichem Taschenrechner ist wegen der Komplexität einer professionellen Analyse analoger elektronischer Schaltungen auf Basis gemessener s-Parameter und gemessener Rauschparameter völlig unmöglich. Daher hier in der Klausur: Es wird das Programm **TWOP** [Prof. Timmermann] für den Rechner hp50 verwendet (obligatorisch). In TWOP sind die zahllosen, für die Analyse analoger elektronischer Schaltungen zwingend notwendigen Gleichungen der Vorlesung HF1 und HF2 programmiert, unmittelbar einsehbar und können komfortabel ausgewertet werden. Alle industriellen Systeme wie z.B. ADS / Serenade beinhalten genau dieselbe Theorie für die Signal- und Rauschanalyse wie diese in TWOP programmierten Glgn. der Vorlesungen. Sie liefern daher auch dieselbe Lösung. Die industriellen Systeme werden aber erst in HFC verwendet, nicht in HF1und HF2. Anmerkung zu SPICE am Ende. *)

Aufg. 1

a) optimales Z_G für Rauschanpassung (T2 sei rauschfrei): $Z'_{Gopt} = (17{,}64 - j\,3{,}063)\ \Omega$

b) Stab.-faktor K = 1,168 ; $Z_L = Z^*_{out1} = (19{,}95 + j\,3{,}733)\ \Omega$ setzen;
dann verallgemeinerte Streuparameter berechnen; das ergibt u.a. erwartungsgemäß $s_{22G} = 0$
und den verfügbaren Gewinn des 1. Transistors $|s_{21G}|^2 \underset{\text{anpassung}}{\overset{\text{Ausgangs-}}{=}} G_{a1} = 14{,}25$

c) für T2: $Z_G = Z_{out1}$ setzen; Rauschvierpol für T2 vorgeben; das ergibt Rauschzahl $F_2 = 1{,}147$

d) Kettenschaltung von T1 mit T2 durchführen;
$Z_G = Z'_{Gopt}$ nach a) setzen ; dann bestimmen: $Z_L = Z^*_{out} = (22{,}68 - j\,3{,}269)\ \Omega$;
Kettenschaltung hat dann K = 2,834 ; wieder verallgem. Streuparameter; und analog zu Frage b) folgt der verfügbare Gewinn der Gesamtschaltung zu $G_a = 169{,}6$

e) *triviale Sozialaufgabe*: mit den Methoden der Vorlesung HF1 ergibt sich (Kettenschaltg.)
$|\underline{U}_2/\underline{U}_G| = 7{,}459$; d.h. $|\underline{U}_2| = 223{,}8\ \mu V$; Phase wurde nicht abgelesen [obwohl wichtig]

f) $(S/N)_{\text{ohne Vierpolrauschen}} = 63{,}7$; $(S/N)_{\text{mit Vierpolrauschen}} = 55{,}63$

Aufg. 2

a) nach Glg. (R.5) aus Hochfrequenzelektronik mit CAD Bd. 2, S.151 folgt aus den Trafo-Z_{ij}:
UR = $\sqrt{d|\underline{U}_r|^2/df} = 0{,}1023\ \text{nV}/\sqrt{Hz}$; dazu unkorreliert dann >>
IR = $\sqrt{d|\underline{I}'_r|^2/df} = 0{,}3448\ \text{pA}/\sqrt{Hz}$; Korrelationsleitwert $Y_k = 7{,}42\ \mu S - j\,1{,}865\ mS$

b) Rauschvierpol des Trafos:
$\Gamma_{Gopt}' = 0{,}7137\ /\ -10{,}96\ °$ = optimaler Generatorreflexionsfaktor für minimale Rauschzahl
$F_{min} = 1{,}0044$ = minimale Rauschzahl des Trafos
$Rn/50\ \Omega = 1{,}306\ E{-}2$ = normierter Rauschwiderstand des Trafos

c) Stabilitätsfaktor K bzw K-1 = 9,691 E-6 > 0; also beidseitige Leistungsanpassung möglich; für diesen Fall beidseitiger Leistungsanpassung ergibt sich der max. Gewinn $G_m = 0{,}99561$ und somit [Trafo = pass. thermisch rauschen] $F_{min} = 1/G_m = 1{,}00441$, s.o.; hier fallen Rauschanpassung und Leistungsanpassung bei $\Gamma_{Gopt}' = \Gamma_{Gopt}$ nach b) zusammen

d) $Z_G = (3 + j\,8)\ \Omega$ setzen; dies ergibt mit den Z_{ij} des Trafos dann für die Bestimmung des *verfügbaren* Gewinns des Trafos zunächst die dafür fiktive Trafolast
$Z_L = Z^*_{out} = (31{,}802 - j\,99{,}415)\ \Omega$;
Damit errechnet sich analog zu Aufg. 1b) mit Hilfe der verallgem. Streuparameter der verfügbare Gewinn des Trafos zu
$|s_{21G}|^2 \underset{\text{anpassung}}{\overset{\text{Ausgangs-}}{=}} G_{a1} = 0{,}8167$ und seine
Rauschzahl $F_1 = 1/G_{a1} = 1{,}2244$ (Glg. gilt, weil Trafo passiv thermisch rauschend ist)

e) Der Transistor sieht eine Generatorimpedanz $Z_G = Z_{out1} = (31{,}802 + j\ 99{,}415)\ \Omega$;
mit dem geg. Rauschvierpol des Transistors folgt seine Rauschzahl $F_2(Z_{out1}) = 1{,}11327$;
damit ist die Gesamtrauschzahl
$F_{ges} = \cancel{F_1}(Z_G) + [F_2(Z_{out1}) - \cancel{1}] / G_{a1}(Z_G)$; *nur* wegen $F_1 = 1/G_{a1}$ (Trafo= passiv therm. r.) >>
$F_{ges} = F_1(Z_G) * F_2\ (Z_{out1}) = 1{,}2244 * 1{,}11327 = 1{,}3631$

f) $(S/N)_{ohne} = 2{,}081$ E3 ; $(S/N)_{mit\ Vierpolrauschen} = 1{,}525$ E3

g) 1) mit $G_{a1} = \dfrac{|\underline{U}_{G2}|^2\ /[4\,\mathrm{Re}(Z_{G2})]}{|\underline{U}_{G}|^2\ /[4\,\mathrm{Re}(Z_{G})]}$ wird $|\underline{U}_{G2}| = 29{,}424\ \mu V$

2) für $Z_G = (3 + j\ 8)\ \Omega$ wird $F_2 = 7{,}5928$ und $(S/N)_{mit\ Vierpolrauschen} = 274{,}1$
Antwort auf die Frage lautet:
„ja, sehr ; S/N ist mit Trafo um den Faktor 5,56 entspr. 7,45 dB besser“

Die industrielle CAD-Systeme wie z.B. Serenade / Supercompact (ältere Bezeichnungen, die in der Fachwelt bekannt und geläufig sind) liefern überall genau dieselben Ergebnisse wie hier TWOP, wobei aber nicht alle hier gestellten Fragen beantwortet werden können, weil dort nicht alle gefragten Größen als Ausgabegrößen verfügbar sind.

***) Schlußbemerkung zu Rauschrechnungen in SPICE**
Die lineare Signalanalyse ist nicht nur möglich in den diversen SPICE-Versionen [.AC-Analyse], sondern auch im nichtlinearen Teil von ADS, Serenade etc., der dann aber *linearisiert* durchgerechnet wird. Für diese **genäherte**, **Kleinsignal-SPICE**-Analyse auf physikalischer Modellierungsbasis benötigt man aber die Modellierungsparameter [SPICE-Parameter], worin die ganze Schwierigkeit besteht. Mit TWOP lassen sich nach HF1 aus Transistor -s- Parametern zumindest 6 SPICE-Parameter automatisch so bestimmen, daß das Kleinsignalverhalten am Arbeitspunkt mit dem exakten Kleinsignalverhalten, das die exakt gemessenen s-Parameter widerspiegeln, zumindest mehr oder weniger gut übereinstimmt. Mit dem SPICE-Modell ist somit die lineare Signalanalyse einigermaßen im Griff, aber noch lange nicht die mit SPICE mögliche Rauschanalyse, denn sie basiert zum einen auf dieser Unsicherheit der Spice-Kleinsignalanalyse [Beispiel: Wärmerauschen vom Basisbahnwiderstand rbb’], fügt aber weitere, zahlreiche Unsicherheiten durch **physikalische** Rauschmodelle hinzu [Beispiel: Korrelation zwischen Schrotrauschen des Basisstroms und Schrotrauschen des Kollektorstroms; Stromverteilungsrauschen etc.]. Daher ist die SPICE- Rauschanalyse noch viel unsicherer als die SPICE- Signalanalyse.

Ebenso wie nun die **exakte** Klein**signal**analyse auf gemessenen **s-Parametern** beruht, so beruht die **exakte Rausch**analyse auf gemessenen **Rauschparametern** $\Gamma_{Gopt}', F_{\min}, R_n$. Dieses Vorgehen ist in ADS, Serenade und ganz genau so in TWOP implementiert, und so sind die Aufgaben hier gestellt. Exakt, zuverlässig und sicher ist die Signalanalyse und Rauschanalyse analoger elektronischer Schaltungen im Kleinsignalbetrieb somit nur auf s-Parameter- und Rauschparameterbasis.

Mit SPICE kann man zwar jederzeit (eine Signal- und) eine Rauschanalyse durchführen, wenn man den (Signal- und) Rauschmodellen glaubt. Die SPICE-Rauschanalyse wird hier in HF2 aber nicht verwendet, weil sie einen Vergleich zur exakten Rauschvierpolanalyse auf Rauschvierpolbasis schon ab einigen MHz sehr oft überhaupt nicht standhält. Gleichwohl trifft man vielfach „von-Hand-Rauschrechnungen“ an, die sogar gegenüber diesen ohnehin unsicheren **SPICE-Rauschmodelle**n noch drastisch vereinfacht sind. Beispiel: einfach unkorreliertes Schrotrauschen von Basisstrom und Kollektorstrom ansetzen, zusätzlich evt. Wärmerauschen eines ohnehin unsicheren Basisbahnwiderstands. Solche Ansätze gehen dann am Ende an der Realität (Messungen) vorbei und können dann bestenfalls grobe, **qualitative Aussagen** liefern. Hier wird für **quantitative Aussagen** (Rechnungen), daher entspr. der Theorie nach HF2 auf **Rauschvierpolbasis** gearbeitet, genau wie dies in den industriellen Systemen wie **ADS, Serenade** oder auch in **TWOP** implementiert ist.