

# Der „KubiK-Amp“

## Ein rauscharmer Verstärker mit Trafo Gegenkopplung und hoher Linearität

Diese Notizen beschreiben ein 50  $\Omega$  In/Out HF-Verstärkermodul mit kombinierter Trafo- und Spannungs-Gegenkopplung und aktiver Vorspannungsbildung und zeigen die Ergebnisse der Simulation mit LTSpice.

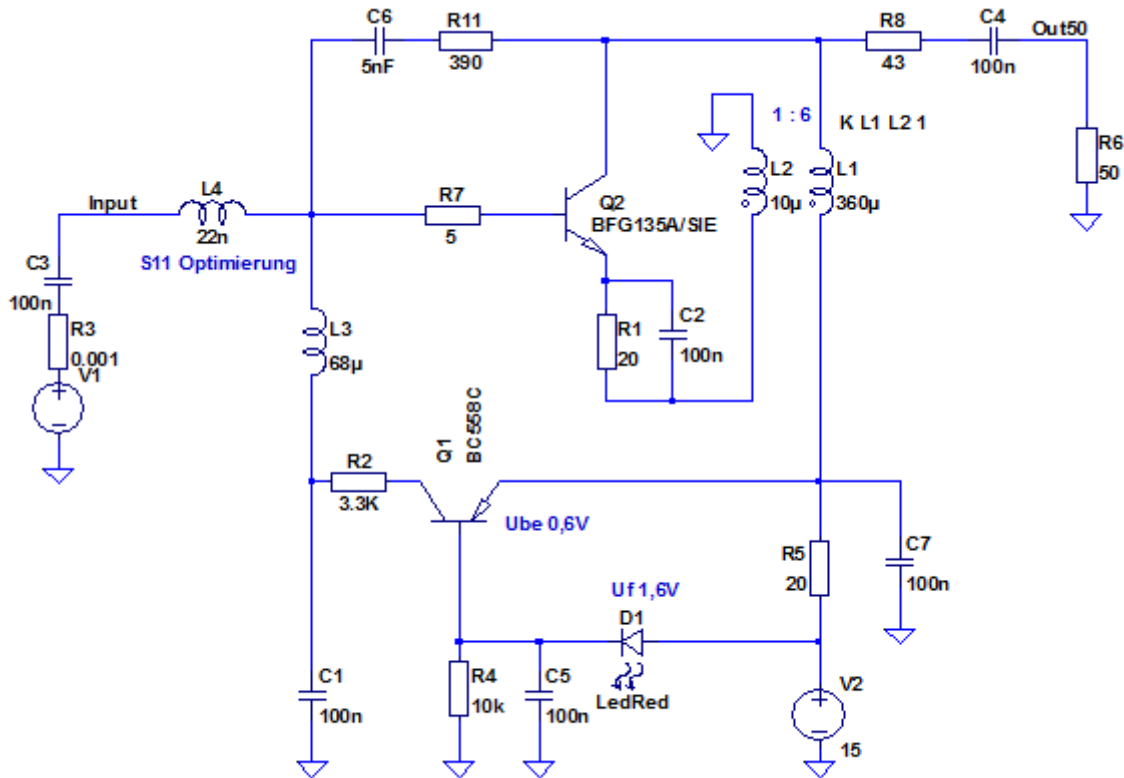


Bild 1 - HF-Verstärker mit Strom-/Spannungsgegenkopplung und aktiver Vorspannungserzeugung

### Das Verstärker Konzept

Die Besonderheit dieses Verstärkerkonzepts ist eine Variation der von David Norton 1975 publizierten „noiseless feedback“ Topologie [3][4]. Beim ursprünglichen Norton Verstärker wird die Gegenkopplung über einen Transformator (rauschfreier Blindwiderstand) zwischen Kollektor und Emitter bewirkt. Der Norton Verstärker in Gate-Basis Schaltung vereint geringes Rauschen mit hoher Intermodulationsfestigkeit, hat jedoch den Nachteil, dass der Gegenkopplungs-Übertrager direkt vom Ausgang auf den Eingang koppelt und der Verstärker daher eine schlechte Isolation zwischen Ein- und Ausgang aufweist.

Die in Bild 1 gezeigte Schaltung vermeidet diesen Nachteil, indem konventionelle Spannungsgegenkopplung mit rauschfreier Trafo-Gegenkopplung kombiniert wird [6]. Die Stufe arbeitet in Emitter-Schaltung, ein Gegenkopplungs-Übertrager koppelt vom Kollektorkreis rauschfrei auf den Emitter. Der Eingangswiderstand eines Transistors in Emitterschaltung ist hochohmig. Um die Eingangsimpedanz des Verstärkers auf 50  $\Omega$  zu bringen, wird eine Spannungsgegenkopplung zwischen Kollektor und Basis eingefügt. Der

DC-Arbeitspunkt wird durch einen Regelkreis mit einer Konstantstromquelle aus LED und einem PNP Transistor eingestellt und stabilisiert [5].

Mit dieser Schaltung sind je nach Ausgestaltung hervorragende IPO3 Werte (auf den Ausgang bezogener Interceptpunkt 3. Ordnung) 35dBm und höher zu erreichen. Mit einem Rauschmaß von ca 3,5 dB, sowie Werten von besser als 20 dB für die Eingangs- und Ausgangsanpassung (S11/S22) und über 40dB Rückwärts-Isolation eignet sich diese Verstärkerschaltung besonders, wenn hohe Dynamik bei geringem Rauschen und guter Anpassung an beiden Ports sowie gute Isolation gefordert sind - und es nicht auf besonders geringen Stromverbrauch ankommt. Ideal als rückwirkungsarme ZF- oder Puffer-Stufe, als HF-Vorverstärker oder als Pre- / Post-Mixer Verstärker. Die Simulationen wurden mit idealem Trafo ohne Streuverluste durchgeführt.

### Simulationsergebnisse der Schaltung nach Bild 1

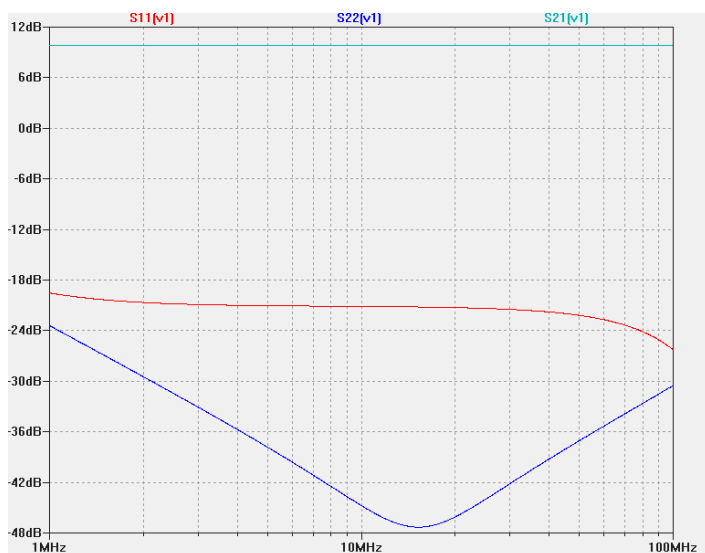


Bild 2 - Eingangsreflexion (S11), Ausgangsreflexion (S22), Verstärkung (S21)

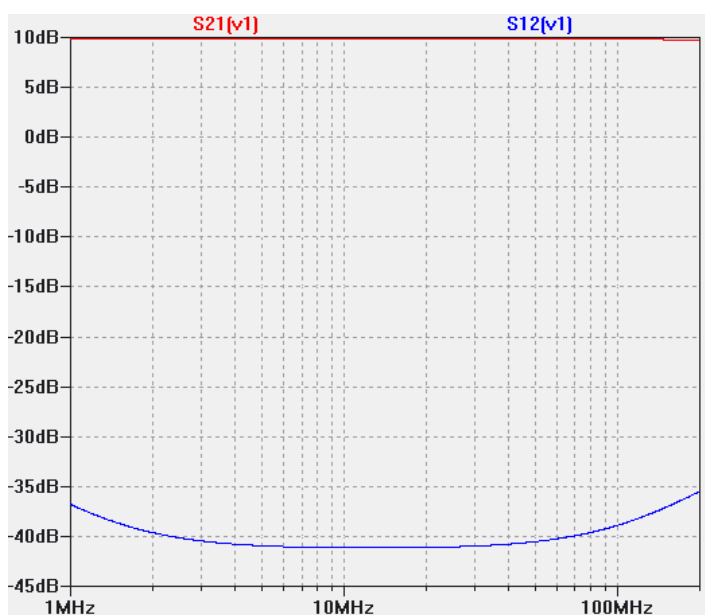


Bild 3 - Die Isolation/Rückwirkungsfreiheit (S12 – S21) erreicht mit >45dB hervorragende Werte.

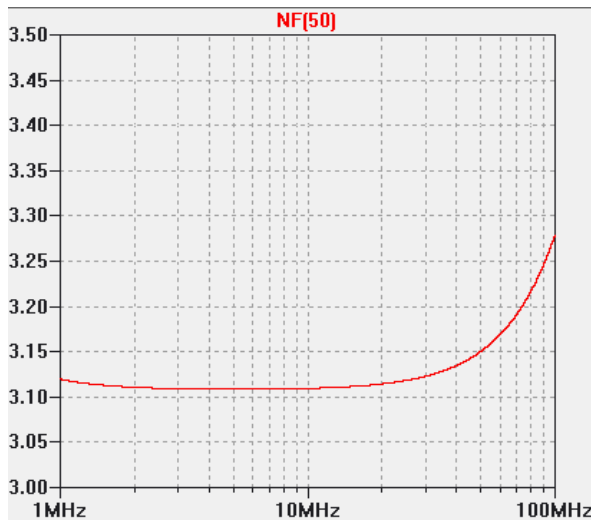


Bild 4 Rauschzahl in dB an 50 Ohm

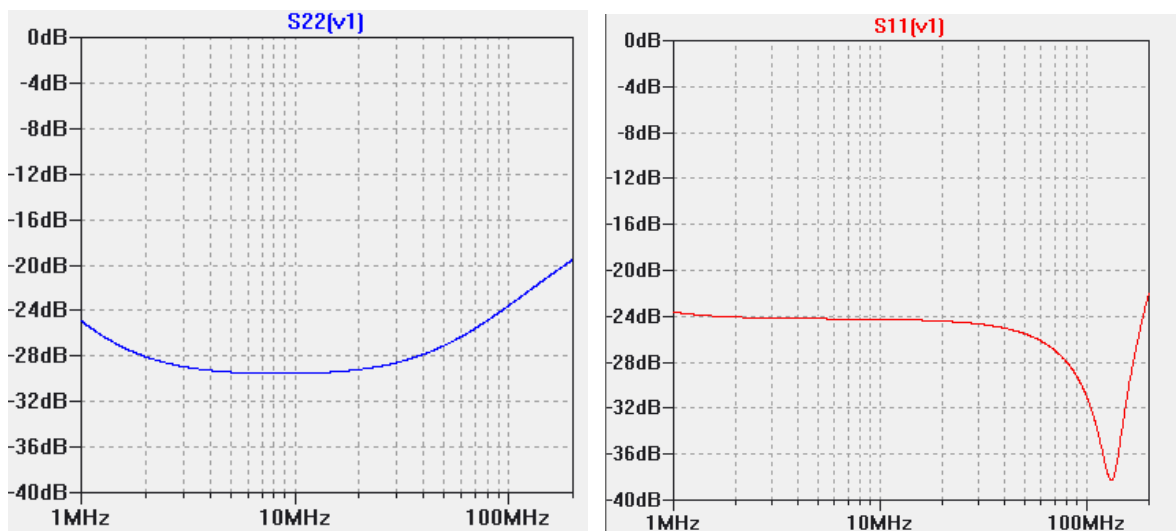


Bild 5 Reflexionsdämpfung Ausgang (S22) und Eingang (S11) bei offenem Gegenport

Die beiden Simulationsplots zeigen Ausgangsanpassung S22 und Eingangsanpassung S11 bei jeweils offen gelassenem gegenüberliegenden Port . Man erkennt: auch bei 100% Fehlanpassung des gegenüberliegenden Anschlusses verschlechtern sich Ein- noch Ausgangsanpassung nahezu nicht und bestätigen die hervorragende Isolation, die man diesem Verstärkerkonzept nachsagt.

### Schaltungsbeschreibung

Die Dimensionierung des Verstärkers in Bild 6 stammt von Reinhold Kubik. Die Verstärker werden mit einem oder zwei parallelen HF-Transistoren (+3dB IPO3) und aktiv geregelterm DC Arbeitspunkt betrieben. Als HF-Transistoren eignen sich rauscharme, lineare medium-Power CATV Class“ A“ Typen mit hoher Transitfrequenz wie BFG135A, BFG591, NE46134, NE461M02 oder mit Abstrichen beim Rauschen: 2N5109. Die Schaltung vereint Spannungsgegenkopplung über R11/C6 und eine rauschfreie Gegenkopplung über einen HF Trafo, der das Ausgangssignal gegenphasig auf die Emitter koppelt (Emitter degeneration).

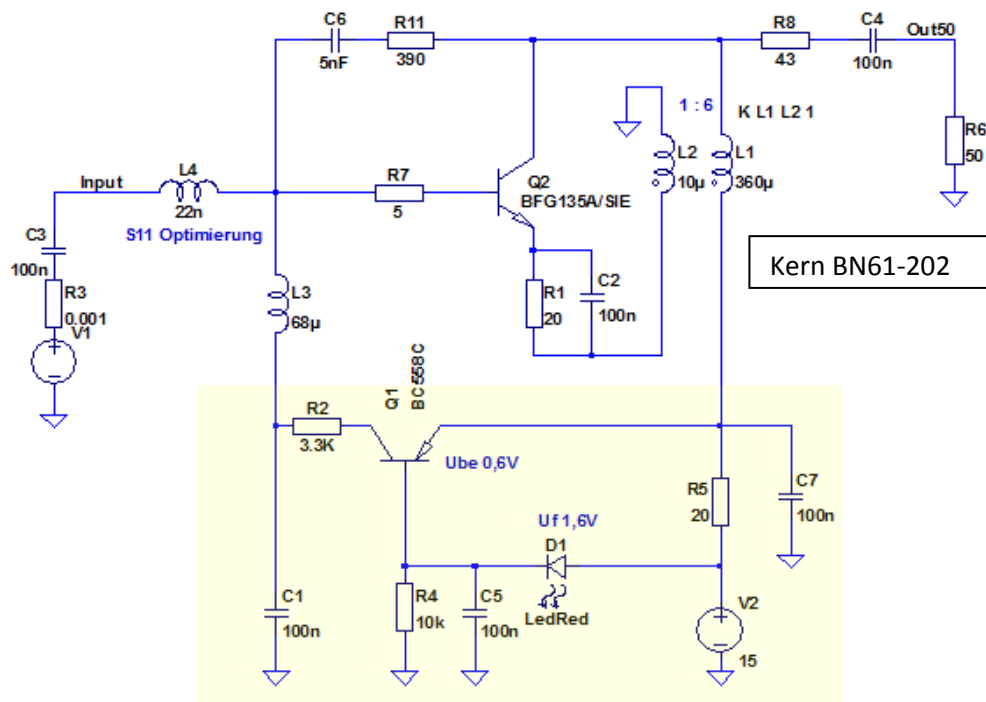


Bild 6: Schaltung mit BFG135A und geregelter Ruhestrom Konstantregelung (gelb hinterlegt)

Ohne die Spannungsgegenkopplung über R11 bestimmt allein das Windungsverhältnis des Gegenkopplungs-Übertragers die Verstärkung. Die Spannungsgegenkopplung über R11 reduziert die Verstärkung zusätzlich um einige dB, sorgt dabei aber für eine gute Anpassung des Eingangs an 50Ω. Durch Variation des Feedback-Widerstandes R 11 kann der Verstärker auf von 50 Ohm abweichende Eingangsimpedanzen ausgelegt werden.

Mit einem 1:6 GK-Trafo erreicht man eine Verstärkung (S21) von ca. 10dB, S11/S22 besser 20 dB und Isolation (S12) >40dB. Die Lastimpedanz (R6) wird über den Trafo als Gegenkopplungsimpedanz in die Emitterleitung transformiert. Die Auswirkung der Spannungsgegenkopplung R11/C1 hat weniger Einfluss auf die Verstärkung als der Übertrager, beeinflusst aber wesentlich die Eingangsimpedanz der Stufe und damit die Eingangsanpassung (S11) . Konstruktion und Dimensionierung des Gegenkopplungs-Übertragers haben einen maßgeblichen Einfluss auf die Bandbreite und den maximal erreichbaren IPO3. Es soll ein Leitungs-Übertrager mit minimaler Streuinduktivität sein.

Durch die straffe Emitter-Gegenkopplung über den Trafo beträgt der Ausgangswiderstand an der Sekundärwicklung nur wenige Ohm. Legt man auf eine 50Ω Anpassung des Ausgangs Wert, ist ein Serienwiderstand (R8) erforderlich, der die Ausgangsimpedanz auf 50Ω ergänzt, die damit verbundene Verstärkungseinbuße von fast 6dB nimmt man in Kauf. Mit der Induktivität L4 kann die kapazitive Komponente der Eingangsimpedanz kompensiert werden, die Spule verbessert den Eingangsreflexionsfaktor S11.

Bei einem Windungsverhältnis des Übertragers von 1:6 ( 1Wdg primär, 6 Wdg sekundär) und der Dimensionierung der Spannungsgegenkopplung wie in Bild 6 beträgt die Verstärkung ca 9,5dB an 50Ω.

#### Arbeitspunktstabilisierung mit geregelter Konstantstromquelle für den Ruhestrom

Ein PNP Transistor vergleicht an seinem Emitter den Spannungsabfall an R10, der den Ruhestrom durch den HF-Transistor repräsentiert, mit der Referenzspannung an seiner Basis. Der Regler speist

über R7 den Stromfluss in die Basis der HF-Transistoren und steuert - multipliziert um die Gleichstromverstärkung  $h_{fe}$  der HF-Verstärkertransistoren - deren Ruhestrom und hält ihn konstant. Eine rote LED mit 1,65V Flussspannung dient als Spannungsreferenz für die Konstantstromquelle und sorgt durch ihren negativen TK zudem für eine gewisse Temperaturkompensation der Stromquelle. Für den PNP Transistor wählt man am besten einen rauscharmen Kleinsignaltransistor. Eine Tiefpassfilterung aus R2, C1 und L3 filtert die hochfrequenten Rauschanteile, damit sie nicht auf die Basis des HF-Verstärkertransistors gelangen. Die pfiffige Schaltung wirkt als Strom-Regelkreis dessen Regel-Zeitkonstante durch R7/C1 bestimmt wird.

Der Ruhestrom der HF-Verstärkerstufe wird mit R10 eingestellt:

$$I_{Ruhe} = \frac{U_f(D1) - U_{be}(Q3)}{R10}$$

In Bild 6 mit  $R10=20\Omega$ ,  $U_f = 1,65V$  und  $U_{be} = 0,6V$  ergibt sich:  $I_{Ruhe} = (1,65V - 0,6V) / 20\Omega = 53mA$

### Variante mit zwei parallelen Verstärkertransistoren

Zwei parallele Transistoren ergeben theoretisch einen um 3db höheren IPO3, die Rauschzahl wird durch den Rauschbeitrag des zweiten Transistors geringfügig schlechter. Die Verstärkung bleibt unverändert. In [1] wurden mit der Schaltung wie in Bild 7 IPO3 Werte von über 40dBm gemessen.

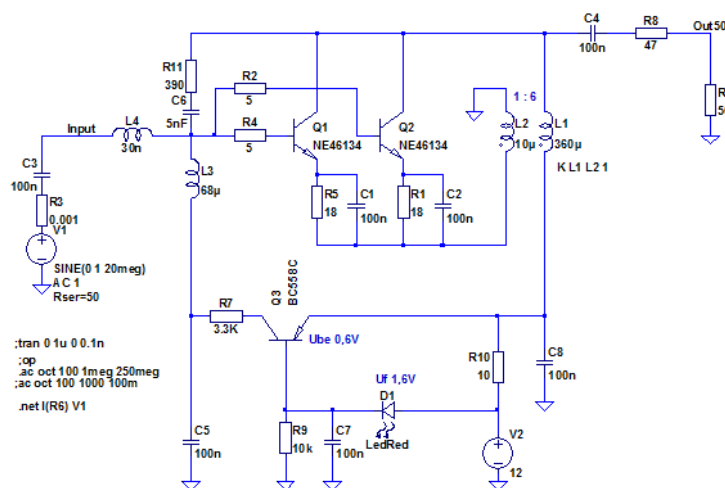


Bild 7: Variante mit zwei parallel geschalteten NE46134 und höherem IPO3

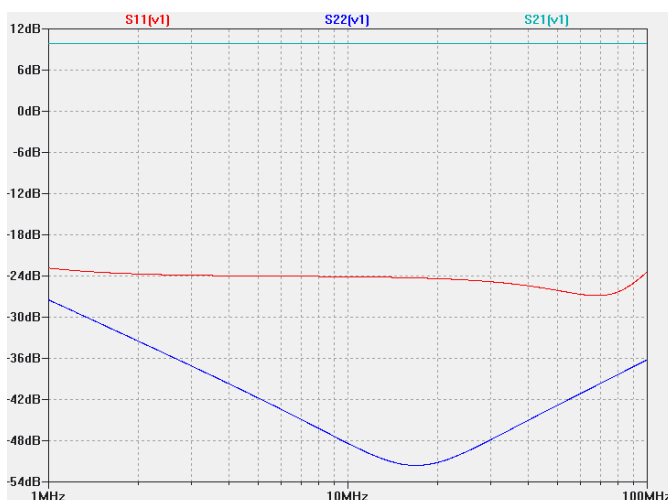


Bild 8: Auch die Version aus Bild 7 mit 2 parallelen NE46134 zeigt hervorragende Anpassungsdaten

### Umschaltung der Verstärkung durch Anzapfung des Ausgangsübertragers

Versieht man die Ausgangswicklung (L1) des Gegenkopplungsübertragers mit einer Anzapfung, kann man damit die Verstärkung der Stufe durch Umschalten auf den Anzapf verringern, ohne dass dadurch die sonstigen Eigenschaften maßgeblich beeinträchtigt werden. In [1] wurde L1 statt mit 6 Windungen als bifilare Wicklung 3+3 Windungen ausgestaltet. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, die Auskopplung über eine separate dritte Wicklung auf dem Übertrager vorzunehmen.

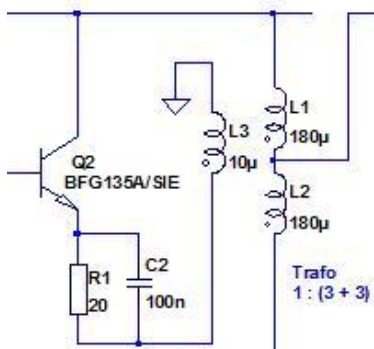


Bild 9 Auskopplung über Anzapfung

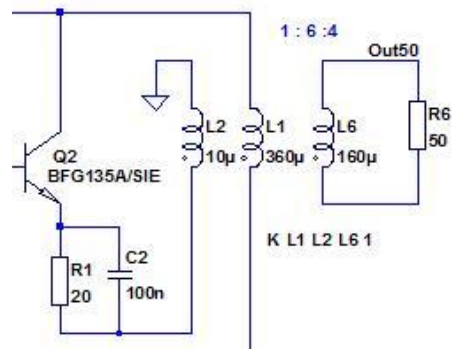


Bild 10 Auskopplung über separate Wicklung

### Praktische Umsetzung

Umfangreiche Details zur Konstruktion und Messungen diverser Varianten dieses Verstärkerkonzeptes finden sich in Band 1, Kapitel 3.8 und Band 2, Kapitel 3 des Basteltagebuchs „Selbstbau TRX 2012“ von Jörn Bartels, DK7JB

[1] <http://www.bartelsos.de/dk7jb.php/selbstbau-trx-2012>

OE3HBW, Chris Hirth hat bei seinem Selbstbau RX „HGCR2010“, diesen Verstärker als IF-Amplifier eingesetzt.

[2] <http://www.gth.at/oe3hbw/Projects/HGCR2010/HGCR2010.htm>

### Referenzen

[3] Lankford, Dallas: "[Common Base Transformer Feedback Norton Amplifiers](#)"

[4] Trask, Chris: "[Transformer Feedback Amplifiers, Variations of a Theme](#)"

[5] Hayward, Wes: EMRFD - PNP wrap around bias <http://www.grp.pops.net/rf-topics%202011-supplement.asp>

[6] KO4BB: "[Transformer feedback buffer Amplifier](#)"