

# Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis.....	1
1. Gegenkopplung bei HF-Verstärkern.....	1
1.1 Was ist Gegenkopplung und warum wird sie angewendet?.....	2
1.2 Varianten der Gegenkopplung .....	3
1.3 Wie Gegenkopplung linearisiert.....	4
1.4 Eine Stabilitätsbetrachtung.....	6

## 1. Gegenkopplung bei HF-Verstärkern

Nach einer Aufstellung der möglichen Gegenkopplungsvarianten bei Verstärkern, werden in dieser Einführung die zwei in der Hochfrequenzschaltungspraxis bisher am häufigsten verwendeten Architekturen gegengekoppelter Verstärker vorgestellt. Den Abschluss bildet eine Stabilitätsbetrachtung. Sie soll zeigen, was passieren kann, wenn Gegenkopplung ungewollt zur Mitkopplung wird und wie letzteres durch eine vorherige Schaltungsanalyse vermieden wird.

## 1.1 Was ist Gegenkopplung und warum wird sie angewendet?

Ein Teil des Ausgangssignals des Verstärkers wird durch ein Rückkoppelnetzwerk an den Eingang in der Art zurückgeführt, dass seine Phasenlage um  $180^\circ$  gedreht zum dort anliegenden Eingangssignal der Quelle zu liegen kommt. Damit hat das vom Ausgang kommende eingekoppelte Signal das entgegengesetzte Vorzeichen wie das Eingangssignal, welches aus der Quelle kommt. Dadurch subtrahieren sich beide Signale jetzt genau hier am Eingang. Es entsteht ein Regelkreis. Das bereits angesprochene Rückkoppelnetzwerk besteht im einfachsten Fall nur aus einem Widerstand. Es kann jedoch auch als passives Reaktanznetzwerk ausgelegt werden, welches bewusst mit einer Filterfunktion versehen ist. Je nachdem ob das Netzwerk jetzt als Tief- oder Hochpass arbeitet, kann die Gegenkopplung stärker für tiefere oder für höhere Frequenzen erfolgen. Zum Beispiel funktioniert die Höhen- und Tiefeneinstellung bei vielen Audioverstärkern mit Hilfe solch einer Gegenkopplung. In der Hochfrequenztechnik arbeitet man gerne mit einem Tiefpass als Rückkoppelnetzwerk. Das führt dazu, dass der HF-Verstärker bei niedrigen Frequenzen, wo er noch eine hohe Verstärkung aufweist mit durch Gegenkopplung reduzierter Verstärkung arbeitet. Zu hohen Frequenzen hin nimmt die Verstärkung des HF-Transistors allmählich immer mehr ab. Jedoch auch die Gegenkopplung reduziert sich und hört letztlich ganz auf, da die Tiefpasscharakteristik verhindert, dass Signale mit hohen Frequenzen an den Eingang zurückgeführt werden. Dadurch hat die rückgekoppelte Anordnung einen Verstärkungsfrequenzgang, der über einen viel weiteren Frequenzbereich gleichmäßig verläuft. Die vorher maximal mögliche Verstärkung wird jetzt zwar nicht mehr erreicht, jedoch hat sich die Bandbreite des Verstärkers vergrößert.

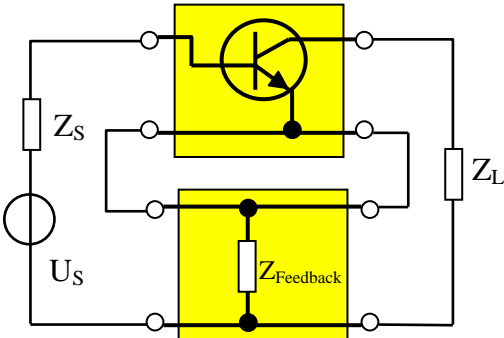
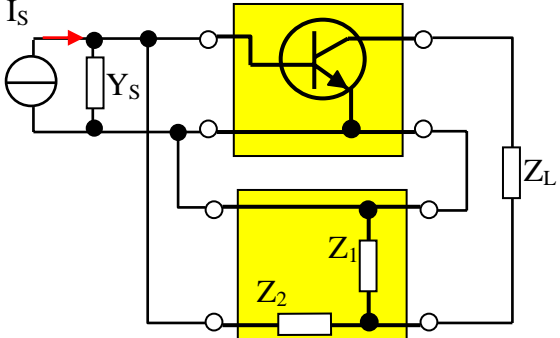
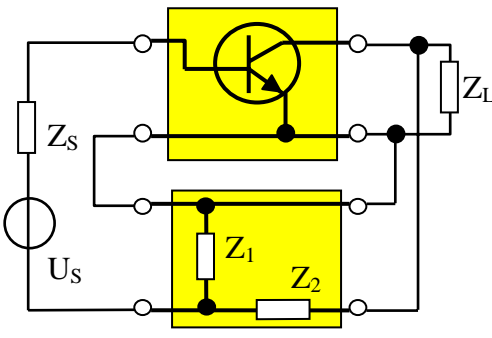
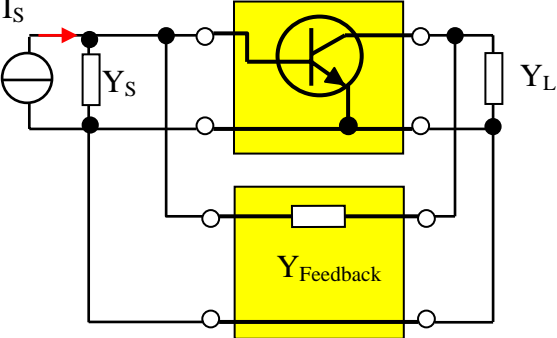
Die folgende Auflistung zeigt einige Möglichkeiten der Schaltungsgestaltung durch Einführung einer Gegenkopplung:

- Gezielte Impedanzänderung an Ein- oder Ausgang des Verstärkers.
- Gestaltung des Frequenzganges der Verstärkung.
- Linearisierung des Verstärkerverhaltens.
- Stabilisierung des Verstärkers.

Wichtig ist, dass die Betrachtungen der Netzwerke zur geplanten Gegenkopplung über den gesamten möglichen Betriebsfrequenzbereich des Verstärkers erfolgen. Den überall wo der Verstärker verstärken kann, kann es auch zur unerwünschten Oszillation kommen. Diese tritt dann auf, wenn die Gegenkopplung an bestimmten Frequenzen ungeplant zur Mitkopplung wird. Mitkopplung liegt vor, wenn das rückgekoppelte Signal in gleicher Phasenlage zum Quelleingangssignal aufaddiert wird. Erlangt der rückgekoppelte Anteil die Größe des Quellsignals, so lässt sich dieses abschalten und das System erhält sich selbst. Es oszilliert.

## 1.2 Varianten der Gegenkopplung

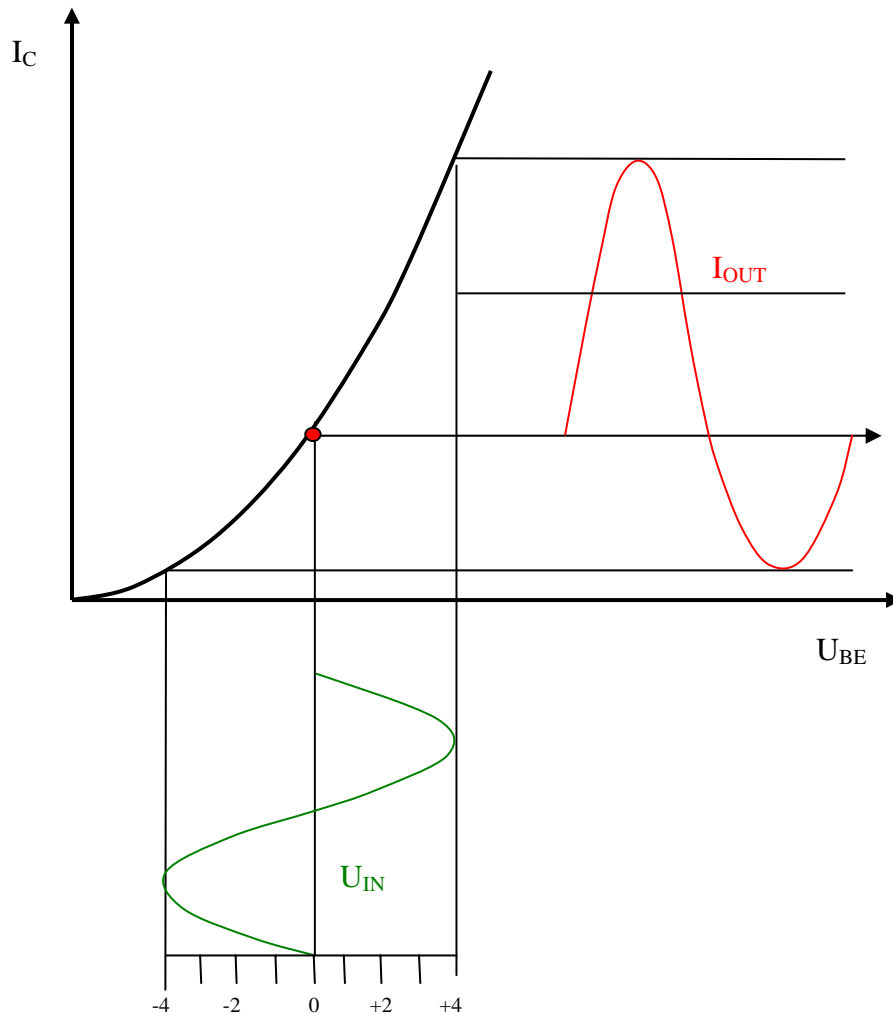
Je nachdem, ob ein Strom oder eine Spannung auf den Eingang zurückgekoppelt werden unterscheidet man zwischen Stromgegenkopplung und Spannungsgegenkopplung. In Abhängigkeit davon, welche physikalische Größe den Betrag der gegengekoppelten Größe steuert wird unterschieden zwischen spannungsgesteuert und stromgesteuert.

	Spannungsgegenkopplung	Stromgegenkopplung
stromgesteuert	 <p>Die Eingangs- und die Ausgangsimpedanz des Verstärkers erhöhen sich durch diese Form der Gegenkopplung. Bei manchen rauscharmen Vorverstärkern ermöglicht diese Netzwerkarchitektur die Rauschanpassung des Transistoreinganges. Bei HF-Leistungsendstufen hingegen ist diese Form der Gegenkopplung unerwünscht. Sie entsteht durch schlechte Masseanbindung des Emitters und muss auf ein Minimum reduziert werden.</p>	 <p>Die Eingangsimpedanz verringert sich und die Ausgangsimpedanz erhöht sich durch diese Form der Gegenkopplung. Quelle und Last weisen kein gemeinsames Bezugspotential (Masse) auf. Das kann die Anwendung in der HF-Technik erschweren oder sogar verhindern. Denkbar wäre jedoch zum Beispiel eine Antenne als Quelle.</p>
spannungsgesteuert	 <p>Die Eingangsimpedanz vergrößert sich und die Ausgangsimpedanz verkleinert sich durch diese Form der Gegenkopplung. Auch hier weisen Quelle und Last kein gemeinsames Bezugspotential (Masse) auf. Das kann die Anwendung in der HF-Technik erschweren oder sogar verhindern.</p>	 <p>Die Eingangs- und die Ausgangsimpedanz des Verstärkers verringern sich durch diese Form der Gegenkopplung. Quelle und Last haben ein gemeinsames Potential. Diese Form der Gegenkopplung wird in der HF-Schaltungspraxis gern angewendet. Auch die Neutralisation der Transistorrückwirkung kann schmalbandig mit dieser Netzwerkarchitektur realisiert werden.</p>

Die Anwendung einer Kombination bestehend aus 2 dieser 4 Grundarten ist auch möglich. Der Transistor kann einen  $Z_{\text{Feedback}}$  und zugleich ein  $Y_{\text{Feedback}}$  als zusätzliches Netzwerk erhalten. Dadurch lässt sich mit jedem Netzwerk ein eigener Frequenzbereich abdecken.

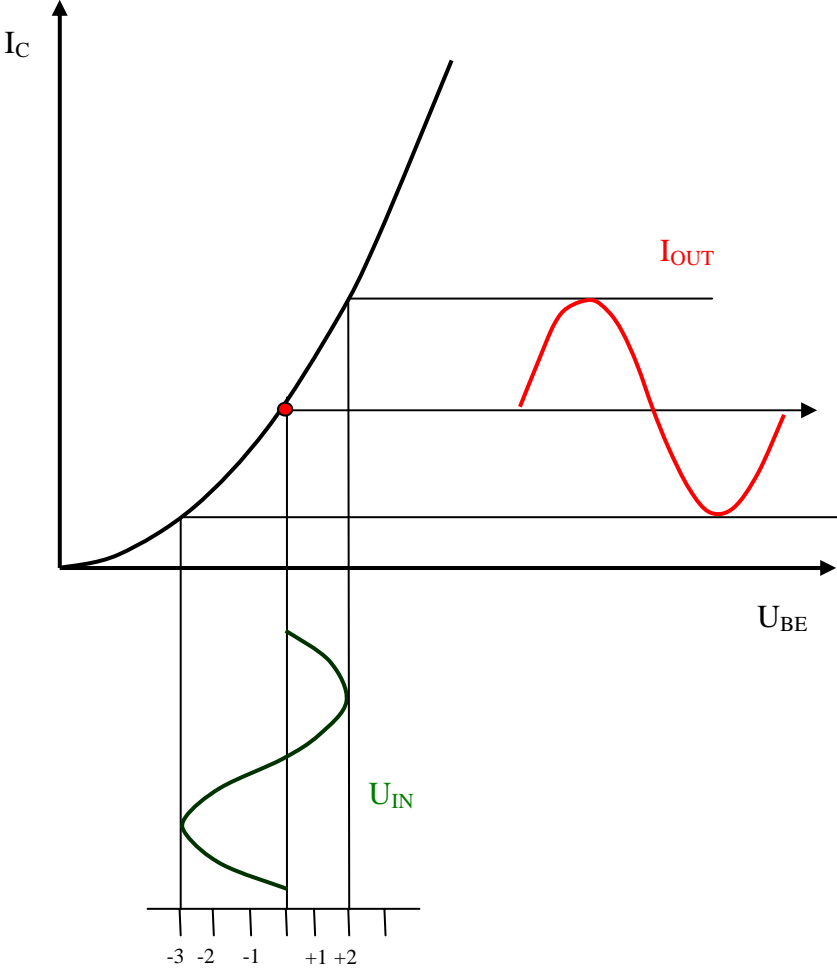
### 1.3 Wie Gegenkopplung linearisiert

Die Transistorsteuerkennlinie  $I_{out} = f(U_{IN})$  verursacht durch ihre Krümmung einen verzerrten Kollektorstromverlauf. Einen beispielhaften Verlauf für einen Verstärker im Großsignalbetrieb ohne Gegenkopplung zeigt die folgende Grafik:



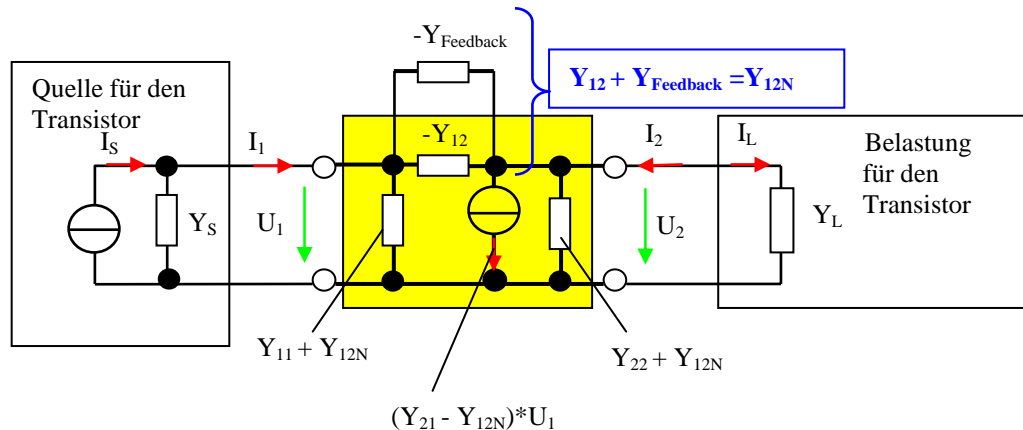
In der positiven Halbwelle ist die Stromamplitude doppelt so groß wie in der darauffolgenden negativen Halbwelle! Was bewirkt jetzt eine Gegenkopplung? Am Beispiel einer stromgesteuerten Spannungsgegenkopplung lässt sich das gut aufzeigen. Die Gegenkopplungsspannung ist dem verzerrten Ausgangsstrom proportional. Sie enthält daher alle Verzerrungen in gleicher Qualität. Am Verstärkereingang wird die Differenz aus der rückgekoppelten verzerrten Gegenkopplungsspannung und dem sinusförmigen Signal  $U_{IN}$  gebildet. Diese Differenz ist das neue Eingangssignal für den Transistor.

Die folgende Grafik zeigt die Verhältnisse am gegengekoppelten Verstärker. Die neue als Resultat der Gegenkopplung verzerrte Eingangsspannung führt in Kombination mit der gekrümmten Kennlinie zu nahezu unverzerrtem Ausgangsstromverlauf:



## 1.4 Eine Stabilitätsbetrachtung

Jeder Einzeltransistor enthält bereits Bestandteile des Rückkoppelnetzwerkes und ist damit für sich allein gesehen schon eine rückgekoppelte Schaltung. Ausgehend vom formalen Kleinsignalersatzschaltbild wird mit der folgenden Berechnung eine Möglichkeit aufgezeigt, die Stabilität eines Verstärkers innerhalb seines gesamten Betriebsfrequenzbereiches zu überprüfen. Das Beispiel stellt eine durch ein  $Y_{\text{Feedback}}$ -Netzwerk realisierte spannungsgesteuerte Stromgegenkopplung an einem Transistor dar:



Die Rückwirkung durch den Transistor wird mit  $y_{12}$  beschrieben. Die gesamte resultierende Rückwirkung besteht aus der Parallelschaltung von  $y_{12}$  und  $y_{\text{Feedback}}$  und damit aus deren Addition, welche mit  $y_{12N}$  definiert sei. Dadurch liegen folgende Beziehungen vor:

Die Vierpolgleichungen:

$$\begin{aligned} \text{(I)} \quad & I_1 = y_{11} \cdot U_1 + y_{12N} \cdot U_2 & \text{und} \\ \text{(II)} \quad & I_2 = y_{21} \cdot U_1 + y_{22} \cdot U_2 \end{aligned}$$

Weiterhin können Beziehungen für die Quelle und die Belastung aufgestellt werden:

$$\begin{aligned} \text{(III)} \quad & I_1 = I_S - Y_S \cdot U_1 & \text{und} \\ \text{(IV)} \quad & I_2 = -I_L = -U_2 \cdot Y_L \end{aligned}$$

Einsetzen von Gleichung (III) in (I) liefert:

$$\text{(V)} \quad I_S - Y_S \cdot U_1 = y_{11} \cdot U_1 + y_{12N} \cdot U_2$$

Jetzt wird nach dem Quellstrom umgestellt:

$$\text{(V)} \quad I_S = y_{11} \cdot U_1 + Y_S \cdot U_1 + y_{12N} \cdot U_2$$

$$\text{(V)} \quad I_S = (y_{11} + Y_S) \cdot U_1 + y_{12N} \cdot U_2$$

Einsetzen von Gleichung (IV) in (II) liefert:

$$\text{(VI)} \quad -U_2 \cdot Y_L = y_{21} \cdot U_1 + y_{22} \cdot U_2$$

Alle Terme mit  $U_2$  werden auf eine Seite gebracht:

$$\text{(VI)} \quad 0 = y_{21} \cdot U_1 + y_{22} \cdot U_2 + Y_L \cdot U_2$$

$$\text{(VI)} \quad 0 = y_{21} \cdot U_1 + (y_{22} + Y_L) \cdot U_2$$

Um Schreibarbeit zu sparen, bieten sich zwei Substitutionen an:

$$(1) \quad Y_1 = Y_S + y_{11} \quad \text{und} \quad (2) \quad Y_2 = Y_L + y_{22}$$

Diese werden zum Ende wieder rückgängig gemacht, vereinfachen aber erst einmal die nun folgenden Ausdrücke:

$$(VI) \quad 0 = y_{21} \cdot U_1 + Y_2 \cdot U_2$$

Der Ausdruck wird nach  $U_1$  umgestellt:

$$(VI) \quad U_1 = \frac{Y_2 \cdot U_2}{-y_{21}}$$

Jetzt kann Gleichung (VI) in Gleichung (V) eingesetzt werden:

$$(V) \quad I_S = \frac{Y_1 \cdot Y_2 \cdot U_2}{-y_{21}} + y_{12N} \cdot U_2 = \left( \frac{Y_1 \cdot Y_2}{-y_{21}} + y_{12N} \right) \cdot U_2$$

Auf beiden Seiten wird mit  $-y_{21}$  multipliziert:

$$(V) \quad -y_{21} \cdot I_S = (Y_1 \cdot Y_2 - y_{21} \cdot y_{12N}) \cdot U_2$$

Die Gleichung wird nach  $U_2$  umgestellt:

$$(V) \quad U_2 = -y_{21} \cdot I_S \cdot \frac{1}{(Y_1 \cdot Y_2 - y_{21} \cdot y_{12N})}$$

Zähler und Nenner der rechten Seite der Gleichung werden mit  $Y_1 \cdot Y_2$  erweitert:

$$(V) \quad U_2 = \frac{-y_{21} \cdot I_S}{Y_1 \cdot Y_2} \cdot \frac{Y_1 \cdot Y_2}{(Y_1 \cdot Y_2 - y_{21} \cdot y_{12N})}$$

Der rechte Faktor der rechten Seite der Gleichung wird jetzt im Zähler und Nenner dividiert durch  $Y_1 \cdot Y_2$ :

$$(V) \quad U_2 = \frac{-y_{21} \cdot I_S}{Y_1 \cdot Y_2} \cdot \frac{1}{\left(1 - \frac{y_{21} \cdot y_{12N}}{Y_1 \cdot Y_2}\right)}$$

Jetzt wird die Substitution rückgängig gemacht und der entstandene Ausdruck erläutert:

$$U_2 = \frac{I_S}{Y_S + y_{11}} \cdot \frac{-y_{21}}{Y_L + y_{22}} \cdot \frac{1}{\left(1 - \frac{y_{12N}}{(Y_S + y_{11})} \cdot \frac{y_{21}}{(Y_L + y_{22})}\right)}$$

U<sub>1</sub> frei von Rückwirkung

V<sub>u</sub>

-k

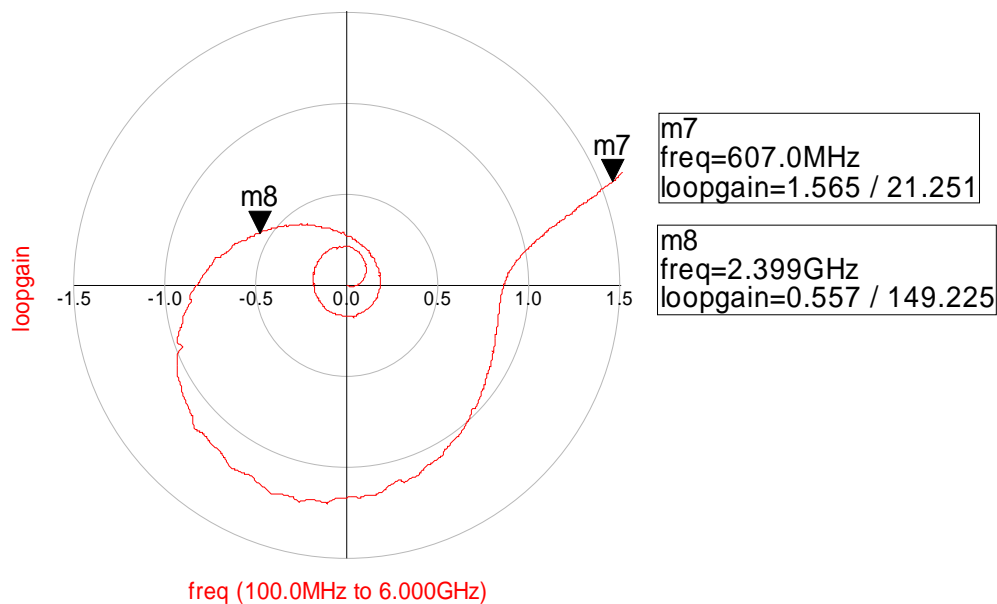
-V<sub>u</sub>

Abschließend ergibt das folgende Gleichung:

$$U_2 = U_1 \cdot v_U \cdot \frac{1}{(1 - k \cdot v_U)}$$

Geht  $k$  gegen 0 und damit  $k \cdot v_U$ , dann geht der letzte Faktor gegen 1 und kann daher entfallen. Es verbleibt der einfache Ausdruck für die Spannungsverstärkung ohne Rückwirkung. Geht jedoch das Produkt  $k \cdot v_U$  gegen +1, dann geht dadurch der Nenner des rechten Faktors gegen 0. Wird die 0 erreicht, dann ist die Schaltung instabil und es beginnt die Oszillation. Der Schaltungsentwickler muss dafür Sorge tragen, dass letzteres unter allen denkbaren Betriebsbedingungen nicht auftritt. Man achte darauf, dass auch der Quellinnenwiderstand und die Belastung des Ausganges in diese Betrachtungen einbezogen werden müssen. Ist zum Beispiel die Quelle eine Antenne, deren Impedanz im Einsatz variieren kann, dann kann es zu sporadischen Oszillationen kommen!

Wichtig ist auch, dass durch die Blindelemente  $k \cdot v_U$  ein Produkt komplexer Zahlen darstellt. Deshalb ist der Betrags- und der Phasenfrequenzgang entscheidend dafür, ob es zu Oszillationen kommt. Wird die Ortskurve von  $k \cdot v_U$  in der polaren Ebene über den gesamten möglichen Betriebsfrequenzgang aufgetragen, dann lässt sich auf einen Blick die Stabilität überschauen. Die Ortskurve darf den Punkt  $1+j0$  nicht umschlingen. Das ist das von Nyquist formulierte Stabilitätskriterium:



Die Grafik zeigt die  $k \cdot v_U$ -Ortskurve von 607 MHz bis 2399MHz für einen Beispieltransistor mit einem Gegenkopplungswiderstand. Das Nyquistkriterium ist für die untersuchte Schaltung inklusive ihrer Abschlussimpedanzen am Ein- und Ausgang erfüllt. Es wird nicht zur Oszillation kommen, da der Punkt  $1+j0$  nicht umschlungen wurde. Auch an den Stellen wo der Betrag die 1 überschreitet wird es nicht zur Selbsterregung kommen, da an diesen Stellen der Phasenwinkel unpassend ist. Werden Abschlussimpedanzen geändert, dann ist die Untersuchung hinfällig und muss neu durchgeführt werden. In der Regelungstechnik wird zur Stabilitätsbetrachtung bei Regelkreisen ebenfalls diese Methode herangezogen. Jedoch wird hier der Punkt  $-1+j0$  betrachtet, da beim Punkt des Soll- Ist-Vergleichs im Regelkreis bereits ein Minuszeichen per Definition vorausgesetzt wird.