Vorlesung 3

Gegenkopplung (2)

Folie 4 Zusammenfassung

Für die Verstärkung eines Systems mit Rückkopplung gilt die folgende Formel:

$$A_{fb} = A_{in} A_{ol} + FF / (1 - \beta A_{ol}) \quad (1)$$

A_{in} ist die Verstärkung im Eingangsnetz, A_{ol} ist die Leerlaufverstärkung, FF ist die Feed-Forward (Vorwärtsverstärkung), β ist die Rückkopplung.

Alternativ kann man $\beta \cdot A_{ol}$ als die Schleifenverstärkung βA definieren.

Es gilt folgendes: $\beta \cdot A_{ol} = \beta A$

Folie 5 Verstärkung mit Rückkopplung

Die Terme A_{in} , A_{ol} , β und βA kann man mit Hilfe von Testschaltungen aus der Folie 5 berechnen.

Die Formel ist exakt und kann relativ einfach bewiesen/hergeleitet werden. *(Die Herleitung werde ich getrennt hochladen.)* Um die Testschaltungen herzuleiten, muss die Rückkopplung an einer passenden Stelle unterbrochen werden - normalerweise am Eingang der gesteuerten Quelle. *Beachten wir, dass eine Seite des Schnittpunktes unendliche Impedanz haben muss ($I=0$).* (Diese Bedingung folgt aus dem Beweis.)

Folie 5 Impedanzen mit RK (Rückkopplung)

Ähnliche Formel gilt für die Eingangs- bzw. Ausgangsimpedanz eines Rückgekoppelten Verstärkers:

$$R = R_0 (1 - \beta A_{SC}) / (1 - \beta A_{OL}) \quad (2)$$

Auch hier muss die Rückkopplung unterbrochen werden. R_0 ist die Impedanz ohne Verstärkung, also beim kurzgeschlossenen Eingang des Verstärkers.

Annahme ist ein spannungsgesteuerter Verstärker. $\beta_{A_SC/OL}$ sind die Schleifenverstärkungen wenn die Knoten, zwischen den R gemessen wird, kurzgeschlossen bzw. offen sind.

Folie 6 und 7 Thevenin Theorem

Wofür werden die Ausgangsimpedanzen gebraucht? Man kann jede Schaltung durch eine reale Spannungsquelle darstellen (Thevenin Theorem).

Wenn wir A_{fb} (Verstärkung mit RK) rechnen, bestimmen wir nur die Leerlaufspannung der Thevenin-Quelle (die Spannung ohne Last am Ausgang). Neben A_{fb} brauchen wir auch die Innenimpedanz der Quelle, bzw. die Ausgangsimpedanz des Systems mit RK. Nach der Thevenin Theorem, müssen wir bei der Berechnung von Z_{out} (R_{out}) alle Quellen (außer der gesteuerten Quelle) in der Schaltung ausschalten. Die Spannungsquellen werden kurzgeschlossen, die Stromquellen entfernt.

Folie 9 Noninverting amplifier

Berechnen wir als Beispiel die Verstärkung des nichtinvertierenden Verstärkers. Beachten wir dass für den Bau dieses Verstärkers ein Differenzverstärker gebraucht wird.

Folie 10 Rückkopplung - Berechnung (Noninverting amplifier - Feedback)

Wir werden gleich am Anfang den Term β rechnen: β wird als v_{in} / v_{out} definiert. Die Spannung am minus Pol ist durch die Formel für Spannungsteiler gegeben: $V_- = v_{out} R_1 / (R_1 + R_2)$. (In den Folien verwenden wir teilweise andere Bezeichnungen $v_{out} = v_o$, $v_{in} = v_i$, $v_{signal} = v_s$.) Der Plus Pol-Spannung ist null. Die Spannung v_{in} / v_{out} (Differenz zwischen den Pins)/ v_{out} ist dann $-R_1 / (R_1 + R_2)$.

Falls $\beta A_{ol} \gg 1$, die Verstärkung mit Rückkopplung ist:

$$A_{fb} = -A_{in} / \beta$$

Für große Schleifenverstärkungen, A_{fb} ist nur durch die Stärke der Rückkopplung und durch A_{in} bestimmt. A_{in} ist oft 1, und hängt fast immer nur von passiven Bauteilen (R, C).

Folie 11 Input network gain A_{in} - Berechnung

Folie 11 zeigt die Testschaltung für A_{in} . Beachten wir zuerst, dass der Hauptausgang (V_o) kurzgeschlossen wird (diese „Bedingung“ folgt aus der Herleitung der Formel (1)). Es fließt kein Strom durch R_1 und R_2 und der minus Pol des Verstärkers ist 0. Plus Pol ist v_{signal} (V_s). Die Spannung zwischen den Elektroden ist gleich v_{signal} (V_s). A_{in} wird als Verstärkung v_{in}/v_{signal} definiert und ist gleich 1.

Folie 12 A_{FB}

Aus den vorherigen Ergebnissen folgt:

$$A_{fb} = -A_{in}/\beta = (R_1+R_2)/R_1$$

Wir könnten hier die Berechnung beenden. Wenn es unsicher ist, ob die Annahme $\beta A \gg 1$ stimmt, müssen die restlichen Terme hergeleitet werden. Das wird in den nächsten Folien gezeigt. Wir verwenden zwei weitere vereinfachte Schaltpläne.

Folie 13 Open loop gain Leerlaufverstärkung - Berechnung

Rechnen wir A_{ol} . A_{ol} wird als v_{out} / v_{in}^* definiert. Zwischen v_{in}^* und v_{out} befindet sich der Verstärker mit dem Spannungsteiler am Ausgang.

Unter Annahme $R_{out} = 0$, gilt $A_{ol} = -G$. Sonst es ist $A_{ol} = -G (R_1+R_2) / (R_1 + R_2 + R_{out})$. (Beachten wir, dass die Spannungsverstärkung als G bezeichnet wurde – in der Vorlesung 2 war es A .)

Folie 14 Feed-forward - Berechnung

Rechnen wir FF (v_{out}/v_{sig}). Für diese Berechnung wird der Verstärker ausgeschaltet. Das erreichen wir indem wir die Eingangsspannung v_{in}^* (v_i^*) kurzschließen. Es gibt dann keinen Signalpfad vom Eingang bis zum Ausgang, deshalb $FF = 0$.

Folie 15 Verstärkung mit Rückkopplung Gain with feedback

Die Verstärkung mit Rückkopplung ist unter Annahme $R_{out} = 0$:

$$A_{fb} = -G / (1 + G R_2 / (R_1 + R_2))$$

Folie 17 Impedanzen mit RK

In der Vorlesung 2 wurde erwähnt, dass die Gegenkopplung des *invertierenden* Verstärkers die Ausgangsspannung abgreift und mit dem Eingangsstrom kombiniert, bzw. die Ströme subtrahiert.

Die Rückkopplung des *nichtinvertierenden* Verstärkers ist eine Spannung-Spannung Rückkopplung. Warum? Der Eingang des Verstärkers ist die Summe von zwei Spannungen: der Signal-Spannung und der Spannung aus dem Gegenkopplungsnetz. Die Ausgangsspannung wird also abgegriffen, im RK-Netz verändert und mit der Eingangsspannung kombiniert.

Eine Rückkopplung verändert die Impedanzen zwischen den Knoten. Eine Spannung-Spannung Rückkopplung erhöht sowohl die Eingangs- als auch die Ausgangsimpedanz.

Bevor wir die Formeln verwenden, versuchen wir die Änderung von Impedanzen intuitiv zu verstehen.

Folie 18 R_{out} mit RK

Ohne Gegenkopplung hätten die Ausgangswiderstand gleich R_{out} ; s. die Folie.

Mit Rückkopplung gilt das Folgende: Die Ausgangsspannung und der minus Pol des Verstärkers sind gekoppelt. Plus Pol ist null weil die Eingangsquelle aus ist ($v_s = 0$). Wir haben eine virtuelle Masse (bzw. Kurzschluss) zwischen den + und -

Eingängen. Also, die Ausgangsspannung ist auch null. (Die Gegenkopplung versucht solchen Zustand herzustellen.) Wenn wir ein Ohmmeter an Ausgang anschließen würden, würde es die Spannung und den Widerstand null messen. Daraus folgt, dass die Gegenkopplung den Widerstand am Ausgang von R_{out} auf praktisch 0 verringert.

Folie 19 Z_{in} mit RK

Was passiert mit der Eingangsimpedanz nachdem RK geschlossen wird? Wir werden im Gegenteil zur vorherigen Analyse annehmen, dass es eine Z_{in} Impedanz zwischen den Eingangspins des Verstärkers gibt. (Sonst wäre $Z_{in} = \infty$ sowohl ohne- als auch mit RK.) Da wir mit RK eine virtuelle Masse (virtuelle Null-Spannung) zwischen den Eingangspins haben, kann kein Strom durch Z_{in} fließen. Wenn wir ein Ohmmeter an Eingang anschließen, messen wir keinen Strom und dementsprechend eine unendliche Impedanz. Spannungsgleichung Gegenkopplung erhöht dementsprechend die Eingangsimpedanz.

Folie 20 Impedanzanpassung

Der nichtinvertierende Verstärker kann als der Bauteil für Impedanz-Anpassung verwendet werden. Wir können den Verstärker zwischen einer schwachen Quelle (R_{out} hoch) und einer größeren Last (R_{last} niedrig, oder C_{last} hoch) einsetzen.

Berechnen wir jetzt die Ausgangs- und Eingangsimpedanzen mithilfe von Formel (2).

Folie 21 R_{OUT} without amplifier Ausgangswiderstand ohne Verstärkung:

Schalten wir den Verstärker und die Signalquelle aus, berechnen wir R_0 am Ausgang. Es gilt: $R_0 = R_{out} || R_1 + R_2$. Symbol $a || b$ bedeutet $a \cdot b / (a + b)$.

Folie 22 β_{A_SC} Short-circuit loop gain

Um β_{A_SC} zu rechnen, müssen wir die Knoten zwischen denen R gemessen wird kurzschließen – der Ausgang wird kurzgeschlossen und β_A berechnet. Wenn der Ausgang kurzgeschlossen wird, wird auch die Rückkopplung verhindert. β_{A_SC} ist daher null.

Folie 23 β_{A_OL} Open-circuit loop gain

Bei der Berechnung lassen wir den Ausgang offen. Man kann relativ einfach herleiten:

$$\beta_{A_OL} = -G R_1 / (R_1 + R_2 + R_{out})$$

Folie 24 R_{OUT} with feedback

Der Ausgangswiderstand mit RK ist:

$$R_{fb} = (R_{out} || R_1 + R_2) / (1 + G R_1 / (R_1 + R_2 + R_{out})).$$

Diskussion:

Man kann normalerweise $R_{out} \ll R_1 + R_2$ annehmen. Daraus folgt: $R_{fb} = R_{out} / (1 + \beta_A) \ll R_{out}$. Wie erwartet ist der Ausgangswiderstand kleiner mit RK als ohne.

Im Fall $\beta_A = \beta_{A_ol} \gg 1$, ist die Verstärkung mit RK näherungsweise A_{in}/β_A . In der Vorlesung 2 haben wir gesehen, dass A_{ol} um mindestens Faktor 10, 100, usw. höher als $1/\beta_A$ sein muss um eine „Genauigkeit“, bzw. eine geringe Abweichung der Verstärkung vom Wert A_{in}/β_A zu erreichen. Genau um demselben Faktor β_{A_ol} (10, 100...) wird R_{out} niedriger, wenn wir die RK schließen. (Im Fall vom nichtinvertierendem Verstärker gilt $A_{ol} \sim -G$ und $A_{fb} = (R_1 + R_2)/R_1$, $A_{in} = 1$.)

Folie 26 Z_{IN} with feedback Eingangswiderstand mit RK:

Bei der Berechnung vom Eingangswiderstand setzen wir Z_{in} Impedanz zwischen den Eingangspins. Wir setzen auch $R_{out} = 0$ voraus, um die Herleitung zu vereinfachen.

Folie 27 Z_{IN} without amplifier

Für Z_0 Berechnung wird der Verstärker kurzgeschlossen. Es folgt $Z_0 = Z_{in} + R1 \parallel R2$.

Folie 28 und 29 Open-circuit loop gain und Short-circuit loop gain

β_{A_SC} und β_{A_OL}

Im Gegensatz zum Rout-Fall ist β_{A_OL} null. β_{A_SC} ist ungleich null:

$$\beta_{A_SC} = -G R1 \parallel Z_{in} / (R1 \parallel Z_{in} + R2)$$

Folie 30 Z_{IN} with feedback

Demensprechend wird die Eingangsimpedanz um $1 + \beta_{A_SC}$ erhöht.

$$Z_{fb} = (Z_{in} + R1 \parallel R2) * (1 + G R1 \parallel Z_{in} / (R1 \parallel Z_{in} + R2)).$$

Annahme: Z_{in} ist klein.

$Z_{fb} = R1 \parallel R2 * (1 + G Z_{in} / (R2)) \sim Z_{in} G R1 / (R1 + R2) = Z_{in} \beta_{A_ol}$. Auch hier wird die Impedanz um den Faktor β_{A_ol} „besser“. (Eine große Eingangsimpedanz ist für viele Anwendungen besser als eine kleine.)

Wichtigste Eigenschaften von Rückkopplung zusammengefasst durch einige Analogien

Folie 31 $A_{fb} \sim 1/\beta$

Die Verstärkung mit Gegenkopplung ist nur durch die Stärke der Gegenkopplung bestimmt

Die Widerstände sind als Feder dargestellt. Die Länge der Feder ist zum Widerstand proportional. Höhere Lage im Bild bedeutet ein höheres Potential. Die Spannungsquelle erzeugt einen Impuls. Die Eingangsspannung steigt. Der Verstärker reagiert langsam. Die Ausgangsspannung sinkt bis das

Eingangspotential wieder den DC-Wert erreicht. Die Ausgangsspannung ist nur durch die „Längen“ der Widerstände definiert.

Folie 32 Virtuelle Masse

Der Eingang des Verstärkers befindet sich auf einem konstanten Potential – virtuelle Masse.

„Hebelarm Prinzip“: Die Länge des Hebels proportional zum Widerstand. Die Eingangsspannung steigt, die Ausgangsspannung sinkt. Die Achse ist die virtuelle Masse.

Folie 33 Eingangsimpedanz ohne RK

Die Eingangsimpedanz wird höher wenn RK verwendet wird.

Ein Kondensator wird als ein Glass Wasser bzw. eine Pumpe dargestellt – es dauert bis er aufgeladen wird.

Folie 34 Eingangsimpedanz mit RK

Wenn sich der Kondensator zwischen den + und – Eingängen des Verstärkers befindet und wenn wir eine virtuelle Masse haben, bleibt die Ladung im Kondensator konstant. Der Kondensator muss nicht nachgefüllt/aufgeladen werden und verursacht keine Last für die Eingangsquelle.

Folie 35 Ausgangsimpedanz

Die Ausgangsimpedanz wird mit RK niedriger – der Verstärker kann eine große externe Last-Kapazität schnell aufladen. Impuls am Eingang. Der Ausgang ist zunächst konstant. Die Rückkopplung ist eine Weile schwach und die Ausgangsspannung des Verstärkers steigt überproportional, so dass die externe Lastkapazität schnell aufgeladen werden kann.

Folie 37 RK und Zeitkonstanten

Wir haben in der Vorlesung 2 erwähnt, dass die Gegenkopplung die Zeitkonstanten des Systems ändert.

Wir haben die folgende Schaltung betrachtet – einen Verstärker mit der DC Verstärkung $-A$ und einer Zeitkonstante T . Wir haben eine Rückkopplung gemacht. Wichtig: Die Rückkopplung hatte selbst keine Zeitkonstanten, sie war beschrieben durch eine reelle Zahl β . Sowohl die Zeitkonstante des Systems mit RK als auch die Verstärkung sind um $1+\beta A$ kleiner als ohne RK.

Wir werden hier eine ähnliche Schaltung analysieren – es ein System mit der kapazitiven Rückkopplung.

Folie 38: Verstärker ohne RK

Fangen wir zuerst mit einer Schaltung ohne Rückkopplung an.

Im System haben wir zwei Zeitkonstanten: eine $R_{in} C_{in}$ die andere T .

Die Bauteile R_{in} und C_{in} machen einen Tiefpass (RC Glied).

Folie 39: Verstärker mit kapazitiver RK

Erzeugen wir eine Rückkopplung indem wir einen Kondensator C_{fb} zwischen dem Ausgang und dem Eingang des Verstärkers anschließen. Wie verändern sich die Zeitkonstanten? (Der Kreis-Symbol am + Eingang soll nur verdeutlichen, dass die DC Verstärkung von diesem Eingang bis zum Verstärker Ausgang negativ ist.)

Folie 40: Feedback-Analyse

Vernachlässigen wir C_{in} (später wird es diskutiert).

Wie trennen die RK am Eingang des Verstärkers auf und bestimmen die Faktoren A_{in} , βA und A_{ol} .

Die Leerlaufverstärkung A_{ol} ist $A(s)$.

A_{in} wird als v_{in}/v_{signal} definiert - von v_{signal} bis v_{in} haben wir einen Tiefpass.
Es folgt: $A_{in} = 1/(1+sRC)$.

Beta wird als v_{in}/v_{out} definiert. Zwischen diesen zwei Knoten haben wir einen Hochpass: $\beta = sRC/(1+sRC)$.

Folie 41: Feedback-Analyse (2)

Wir können jetzt die Verstärkung mit RK nach Formel (1) berechnen:

$$A_{fb} = A(s) \frac{1/(1+sRC)}{(1 - A(s) sRC/(1+sRC))}.$$

Setzen wir die frequenzabhängige Formel für $A(s)$ ein (s. Folie 41).

$$A_{fb} = [-A/(1+sT) \frac{1/(1+sRC)}{[1 + A/(1+sT) sRC/(1+sRC)]}].$$

Folie 42: Feedback-Analyse (3)

Wir können die Formel wie folgend umschreiben:

$$A_{fb} = -A / (1 + A sRC + sRC + sT + s^2 T RC).$$

Sortieren wir die Faktoren im Nenner nach ihrer Größe und versuchen wir den Ausdruck zu vereinfachen. Term sRC ist viel größer als sRC -> sRC , kann also vernachlässigt werden. Wir nehmen an, dass RC ebenfalls viel größer als T ist. *Sagen wir es so, wir dimensionieren R , C und A dass dies stimmt.* $s^2 TRC$ kann nicht weggelassen werden da für hohe Frequenzen dieser Term dominiert.

Wir vereinfachen A_{fb} wie folgend:

$$A_{fb} = -A / (1 + A sRC + s^2 T RC).$$

Wir können, gezielt, einen kleinen Term sT/A in Nenner hinzufügen - das ändert wenig. Daraus bekommen wir:

$$A_{fb} = -A / (1 + sT/A) (1 + s R A C).$$

Die Zeitkonstante des Verstärkers ist kleiner geworden $T \rightarrow T/A$. Wir bekommen zusätzlich eine große Zeitkonstante $R A C$.

Folie 43: Bode Diagramm

Zeichnen wir das Bode Diagramm von A_{fb} um die Zeitkonstanten zu verdeutlichen. Die Verstärkung (genauer der Betrag von der negativen Verstärkung) ist für DC-Spannungen hoch: A . Die Verstärkung sinkt nach der Zeitkonstante $R_A C$. Die andere Zeitkonstante T/A tritt erst spät ein. Man kann zeigen, dass die die Antwort des Systems auf ein Eingangssignal – z.B. auf eine Sprungfunktion maßgeblich durch die Zeitkonstante $R_A C$ bestimmt ist. Deshalb nennt man in einem System mit stark unterschiedlichen Zeitkonstanten die langsamste „dominante Zeitkonstante“. (Entsprechend redet man von einer „dominanten Polstelle“.) Die schnelle Zeitkonstante ist für den Signalverlauf am Ausgang nicht wichtig. Allerdings, wenn die ganze Schaltung Teil eines noch größeren Systems mit RK wäre, würde die zweite Zeitkonstante über die Stabilität entscheiden.

Versuchen wir das Ergebnis zu erklären. Eine Gegenkopplung vergrößert die Bandbreite des Verstärkers. Deshalb gilt $T \rightarrow T/A$. Da RK aus Kondensatoren und Widerständen besteht, taucht eine weitere Polstelle auf.

Folie 44: Multiplikation von C_{fb}

Wenn wir einen Kondensator C_{fb} an R_{in} anschließen würden, hätten wir einen Tiefpass mit der Zeitkonstante $T = R_{in} C_{fb}$.

Wenn der Kondensator zwischen dem Eingang und dem Ausgang eines Spannungsverstärkers mit der negativen Verstärkung ($-A$) steht, wird seine Kapazität um $\sim A$ vergrößert. Ein Widerstand angeschlossen an diese Schaltung erzeugt die Zeitkonstante $T = R_{in} A C_{fb}$.

Folie 45 - 47: Millereffekt

Die Folie 45 verdeutlicht warum die Kapazität größer wird. Nehmen wir an - wir lassen einen Strom I in den Kondensator C fließen, und schauen nach einer Zeit T wie viel die Spannung angestiegen ist (U). Die Kapazität ist durch die Formel $I = C U / T$ gegeben. Kleinere Spannungsänderung bedeutet mehr Kapazität.

Nehmen wir jetzt an, dass wir genau den gleichen Strom in die Schaltung mit dem Verstärker und Cfb fließen lassen. Die Spannung zwischen den Kondensator-Elektroden ist nach der Zeit T gleich wie vorher - U. Allerdings, die Spannung am Eingang des Verstärkers hat sich nur um etwa $U/(A+1) \ll U$ verändert, die Spannung am Ausgang um $-U A/A+1 \sim -U$. Die Differenz von beiden ist U. Da wir eine um A+1 kleinere Spannungsänderung messen interpretieren wir es als ob die Kapazität um A+1 größer wird.

Wenn wir einen Widerstand an Eingang des Verstärkers mit Cfb anschließen (Folie 46) verhält sich der Verstärker als ein großer Kondensator mit der Kapazität A+1 Cfb. Entsprechend groß ist die Zeitkonstante. Solche Verstärkung der Kapazität (oder generell Verminderung der Impedanz) nennt man Miller Effekt.

Folie 48: Integrator

Jetzt wird deutlicher warum wir Cin vernachlässigen konnten. Cin und die verstärkte Cfb (1+A) Kapazität sind parallel geschaltet. Für große Verstärkungen A ist Cin viel kleiner als ACfb und kann vernachlässigt werden. (Die Gesamtkapazität ist die Summe von beiden.)

Die Schaltung bestehend aus einem Spannungsverstärker und einer kapazitiven Rückkopplung ist wichtig. Sie ist ein *langsamer* Spannungsverstärker, mit einer hohen DC-Verstärkung und einer langen dominanten Zeitkonstante. Für die Zeitintervalle die deutlich kürzer als die Zeitkonstante sind

(oder für $A \rightarrow \infty$) verhält sich die Schaltung wie ein Integrator. Diese Schaltung wird oft als die zweite Verstärkerstufe verwendet. Die langsame Zeitkonstante verbessert die Stabilität des zweistufigen Verstärkers, wenn er in einem System mit RK verwendet wird.

Folie 50 Bode Diagramm

Das Bode Diagramm („Plot“) einer Übertragungsfunktion $H(j\omega)$ (z.B. einer beta A Verstärkung) mit einer dominanten Zeitkonstante wird in Folie 50 gezeigt. Y-Achse zeigt $20 \log(|H|)$, x-Achse $\log(\omega)$.

Nehmen wir an es handelt sich um einen Tiefpass: Für die Kreisfrequenz $\omega = 1/T = 1/RC$ haben wir eine Polstelle. Die Linien im Plot sind die Asymptoten. Die Amplitude $|H|$ ist in der ersten Polstelle bereits um $\sqrt{2}$ (=3dB) niedriger als ihr Maximum. Die Steigung nach der Polstelle ist -20dB/Dekade – oder 1-1 (10-mal kleinere $|H|$ für 10 höhere Frequenz als die Polstelle). Die Phase ändert sich von 0 auf -90 Grad im Bereich um 0.1x bis 10x Polstelle (2 Dekaden).

Es gibt eine bestimmte „Phasenverschiebung“.

Folie 51 Stabilität (Nyquistkriterium)

Besonders wichtig ist die Phasenverschiebung von der „DC-Frequenz“ ($\omega \rightarrow 0$) bis zur Frequenzen wo die Amplitude eins ist (Gain-Crossover Frequenz).

Betrachten wir die Formel für die Verstärkung mit Gegenkopplung (Formel (1)). Im Nenner der Formel haben wir $1 - \beta A(s)$. Mathematische Analysis zeigt, dass das Polynom im Nenner das Eigenverhalten des Systems bestimmt. Wenn wir die Kondensatoren aufladen, die externe Quellen ausschalten und das System „frei lassen“, entweder beruhigt sich das System nach einer Weile. Die Oszillationen klingen ab. Es kann auch passieren, dass die Oszillationen zunehmen. Das System ist dann instabil. Man kann zeigen, dass ein System mit Rückkopplung nur dann stabil ist, wenn die Phasenverschiebung wie oben definiert kleiner als 180 Grad ist.

Der Beweis ist kompliziert - es geht darum, dass es einen Zusammenhang zwischen den Polstellen eines komplexen Polynoms und seinem Linienintegral gibt. Es ist ein Ergebnis der komplexen Analysis.

Eine intuitive Erklärung wäre die folgende: Für „DC-Frequenzen“ (Gleichspannungen) haben wir eine negative Rückkopplung. Wenn die Phasenverschiebung 180 Grad beträgt, kommt ein minus dazu. Wir haben eine positive Kopplung. *Es ist schwierig auf diese Weise zu erklären warum wir auch mit einer z.B. 360 Grad Phasenverschiebung instabiles Verhalten haben.*

Die Formeln für die Gegenkopplung und insbesondere die Testschaltung für βA sind nützlich weil wir anhand vom βA Bode Diagramm die Stabilität testen können. Wir können ebenfalls beim Bedarf den Frequenzverlauf

verändern, indem wir Kondensatoren hinzufügen und so die Stabilität verbessern.

Folie 52 - 54

Nehmen wir an, wir haben zwei Zeitkonstanten in der beta A-Übertragungsfunktion. Welche Bedingungen soll die Funktion erfüllen, damit das System stabil ist?

Die Rahmenbedingungen sind: $A_{fb} = 10$. Die Genauigkeit soll 1% betragen ($A_{fb} \sim 99\%$ von $-A_{in}/\beta$). Aus der Formel $A_{fb} = A_{in} A_{ol} / (1 + \beta A_{ol})$ folgt dass wir brauchen βA von 100 brauchen. Um Stabilität zu erreichen soll die dominante Zeitkonstante in dem Fall etwa 100 länger sein als die zweite Zeitkonstante. Dann haben wir die zweite Polestelle etwa bei der Gain-Crossover Frequenz. Die Phasenverschiebung beträgt ungefähr 135 Grad, die Phasenreserve ist 45 Grad.