

Transistor- Verstärkerschaltungen

Ein idealer Verstärker verstärkt ein Signal unverfälscht, also linear: Die Amplitude wird vergrößert und die Kurvenform bleibt erhalten.

Dieses Skript beschreibt, wie Randbedingungen und Exemplarstreuung der Transistoren berücksichtigt werden müssen, welche Schaltungen für Verstärker eingesetzt und wie sie dimensioniert werden müssen.

Es werden ausschliesslich lineare Signal-Verstärker mit Transistoren behandelt.

Gleichspannungs- und Leistungsverstärker sowie die Digitaltechnik werden nicht abgedeckt.

Es wird vorausgesetzt, dass Aufbau, Funktionsweise, verschiedene Typen und Symbole von Bipolar-Transistoren (BJT) und Sperrschicht-Feldeffekt-Transistoren (JFET) bekannt sind. Empfehlenswert für eine kurze Repetition sind: <http://de.wikipedia.org/wiki/BJT> und <http://de.wikipedia.org/wiki/JFET>

Anstelle eines Vorworts ein Zitat aus „Taschenbuch der Elektrotechnik“, Kories, Schmidt-Walter, Harri Deutsch Verlag, 2000, Seite 273:

„Berechnungen in der analogen Schaltungstechnik sollen die wesentlichen Zusammenhänge klären und die Bauteile ergeben. Die Berechnung ist nur unter vielen vereinfachenden Annahmen sinnvoll möglich. Die daher stark vereinfachten Ersatzschaltbilder geben nur die für die Funktion wesentlichen Merkmale wieder. Die Schaltungsberechnung beschreibt die wahren Schaltungszustände mit ca. 10...20% Genauigkeit. In Hinblick darauf, dass Halbleiterparameter durchaus um den Faktor 2 streuen, Widerstände und Kondensatoren um 5...20%, gilt es in der analogen Schaltungstechnik, Schaltungen zu entwerfen, die unabhängig von der Toleranz der Bauteilwerte sind. Dies gelingt mit regelungstechnischen Massnahmen, insbesondere der Gegenkopplung.“

Zu den besprochenen Schaltungen finden sie die Simulationsdateien für **LTspice** (Dateiendung **.asc** , Voreinstellung für Diagramme **.plt**) und **TINA** (Dateiendung **.tsc**) in diesem Ordner <http://www.zhaw.ch/~hhrt/EK2/TransistorVerstaerker/>

Original-URL: <http://www.zhaw.ch/~hhrt/EK2/TransistorVerstaerker/TransistorVerstaerker.pdf>

© Hanspeter Hochreutener, hhrt@zhaw.ch , 21. Oktober 2014

Zentrum für Signalverarbeitung und Nachrichtentechnik, <http://zsn.zhaw.ch>

School of Engineering <http://www.engineering.zhaw.ch>

Zürcher Hochschule für angewandte Wissenschaften <http://www.zhaw.ch>

Inhaltsverzeichnis

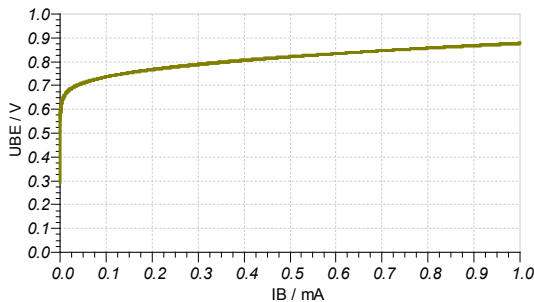
1. Transistor-Kennlinien und Ersatzschaltungen.....	3
1.1. Eingangs-Kennlinien	3
1.2. Übertragungs-Kennlinien.....	3
1.3. Ausgangs-Kennlinienfelder.....	4
1.4. Transitfrequenz	4
1.5. Miller-Kapazität	4
1.6. DC-Ersatzschaltbilder.....	5
1.7. AC-Ersatzschaltbilder	7
2. Berücksichtigen nicht-idealer Eigenschaften	8
2.1. Exemplar-Streuung und Temperatur-Einflüsse.....	8
2.2. Arbeitspunkt stabilisieren mit Strom-Gegenkopplung	9
2.3. Signalverstärkung einstellen, Klirrfaktor, Koppel-C.....	15
3. Transistor-Grundsaltungen	20
3.1. Emitterschaltung (common emitter).....	20
3.2. Sourceschaltung (common source).....	20
3.3. Emitterschaltung dimensionieren.....	21
3.4. Sourceschaltung dimensionieren.....	21
3.5. Collectorschaltung = Emitterfolger = (common collector = emitter follower).....	22
3.6. Drainschaltung = Sourcefolger (common drain = source follower).....	22
3.7. Basisschaltung (common base).....	23
3.8. Gateschaltung (common gate)	23
4. Tipps für die Praxis.....	24
4.1. Auswahl des Transistors	24
4.2. Sternpunkt förmige Verdrahtung oder Ground-Plate?.....	24
4.3. Schutz vor elektrostatischen Überspannungen.....	25
4.4. Rauschen.....	26
4.5. Fehlersuche in Verstärkerschaltungen	27
5. Lernziele, Übungsaufgaben, Literatur und Links.....	28
5.1. Lernziele	28
5.2. Übungsaufgaben.....	29
5.3. Literaturhinweise, Links und Software	39

1. Transistor-Kennlinien und Ersatzschaltungen

Für die Herleitung der Schaltungen und Formeln wird einleitend das Verhalten der Transistoren anhand der Kennlinien besprochen.

1.1. Eingangs-Kennlinien

1.1.1. Bipolar-Transistor



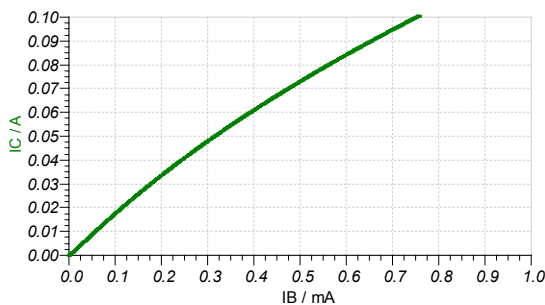
Die Eingangs-Kennlinie $U_{BE} = f(I_B)$ eines BJTs entspricht einer **Diode-Kennlinie** und hat einen exponentiellen Verlauf: $I_B \sim e^{U_{BE}}$

1.1.2. Feldeffekt-Transistor

Da beim JFET der Eingangsstrom $I_G = 0$ ist, gibt es keine Eingangs-Kennlinie.

1.2. Übertragungs-Kennlinien

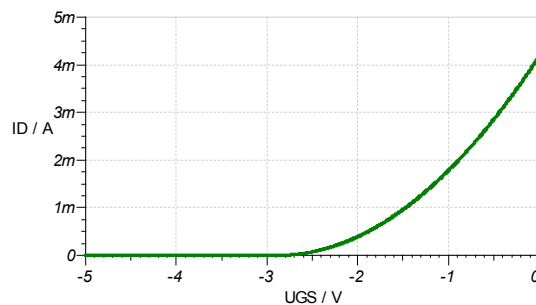
1.2.1. Bipolar-Transistor



Die **Stromverstärkung** $\beta = \Delta I_C / \Delta I_B$ (Zusammenhang zwischen Collector- und Basisstrom) ist über den ganzen Bereich nahezu **konstant**. Typischer Wert für **Standard-Transistoren**: $\beta = 100$.

Der exponentielle Verlauf der Eingangs-Kennlinie überträgt sich auf die Steuer-Kennlinie $I_C \sim I_B \sim e^{U_{BE}}$. Nur für kleine Signale $\Delta U_{BE} < 1\text{mV}$ kann die Exponentialkurve genügend genau durch die Tangente im Arbeitspunkt ($S = \Delta I_C / \Delta U_{BE}$) angenähert und der Verstärker als linear betrachtet werden.

1.2.2. Feldeffekt-Transistor



Die **Steilheit** $S = \Delta I_D / \Delta U_{GS}$ (Einheit Siemens) beschreibt den Zusammenhang zwischen Drainstrom und Gate-Source-Spannung.

Aus der Grafik ist der quadratische Verlauf $I_D \sim (U_{GS} - U_p)^2$ ersichtlich. Nur für kleine Signale ΔU_{GS} kann die Parabel genügend genau durch die Tangente im Arbeitspunkt (mit der Steigung $S = \Delta I_D / \Delta U_{GS}$) angenähert und der Verstärker als linear betrachtet werden.

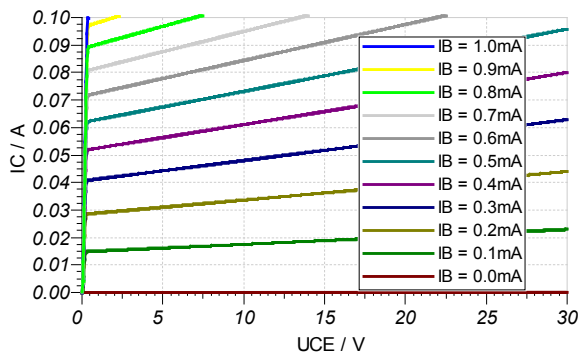
Wenn $U_{GS} < U_p$ wird, sperrt der JFET vollständig. Die Abschnürspannung U_p heisst pinchoff oder cutoff voltage.

Das einfachste Modell für einen BJT ist die stromgesteuerte Stromquelle.

Das einfachste Modell für einen JFET ist die spannungsgesteuerte Stromquelle.

1.3. Ausgangs-Kennlinienfelder

1.3.1. Bipolar-Transistor



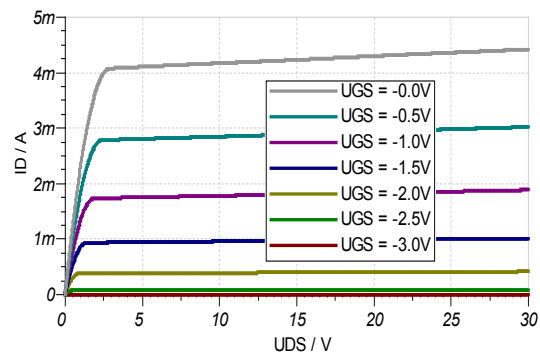
Die Kennlinienschar zeigt $I_C = f(U_{CE})$ für verschiedene Basisströme I_B als Parameter.

Die Ausgangsspannung U_{CE} hat keinen grossen Einfluss auf den Collectorstrom I_C .

Die Stromverstärkung $I_C = \beta \cdot I_B$ ist klar erkennbar (vertikale Abstände zwischen den Kurven).

Die **Rückwirkung** vom Ausgang zum Eingang ist **vernachlässigbar**, ausser bei hohen Frequenzen => siehe Miller-Kapazität.

1.3.2. Feldeffekt-Transistor



Gezeigt wird $I_D = f(U_{DS})$ für verschiedene Gate-Source-Spannungen U_{GS} als Parameter.

Die Ausgangsspannung U_{DS} hat nur wenig Einfluss auf den Drainstrom I_D .

Man sieht die Verstärkung durch die spannungsgesteuerte Stromquelle $I_D = f(U_{GS})$.

Die **Rückwirkung** vom Ausgang zum Eingang ist **vernachlässigbar**, ausser bei hohen Frequenzen => siehe Miller-Kapazität.

1.4. Transitfrequenz

Die **Transitfrequenz** f_t ist definiert als Frequenz bei der keine Verstärkung mehr stattfindet.

Bezogen auf den Bipolar-Transistor ist es jene Frequenz bei der I_C gleich gross ist wie I_B , resp. wo β auf 1 gesunken ist. Die Transitfrequenz ist jeweils im Datenblatt angegeben.

Die **Grenzfrequenz** f_c (**cutoff frequency**) ist definiert als jene Frequenz bei der die Ausgangsleistung auf die Hälfte der Eingangsleistung abgesunken ist.

Die Grenzfrequenz hängt stark von der verwendeten Schaltung und vom gewählten Arbeitspunkt ab und ist immer tiefer als die Transitfrequenz-Angabe im Datenblatt.

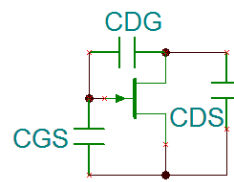
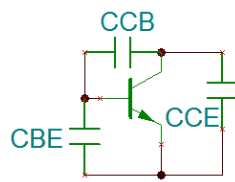
1.5. Miller-Kapazität

Transistoren bestehen aus verschieden dotierten Schichten auf einem Halbleiter.

Jeweils zwei Schichten zusammen bilden eine Kapazität. Zudem kann in den Schichten selbst Ladung gespeichert werden. Diese **parasitären Kapazitäten** verlangsamen das Umschalten, weil bei Spannungsänderung ein bedeutender Strom nötig ist, um die Ladungen ab-/aufzubauen. Dadurch reduziert sich die Verstärkung bei hohen Frequenzen.

Die Anschlussdrähte zwischen Gehäuse und Halbleiter und die Leiterbahnen sind Induktivitäten. Diese **parasitären Induktivitäten** verlangsamen das Umschalten, weil bei Stromänderung eine gegensinnige Spannung induziert wird. Das ist vor allem bei der Anwendung von Transistoren als Schalter ein Thema, bei linearen Verstärkern können sie vernachlässigt werden.

Für BJTs und JFETs in der Verstärkertechnik ergibt sich somit:

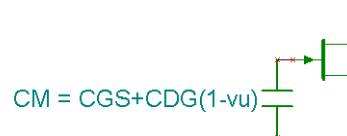
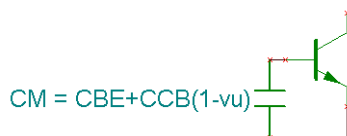


Wie sich die Kapazitäten auf den Frequenzgang auswirken, hängt enorm von der Schaltung und der Impedanz (Innenwiderstand) der Signalquelle ab.

Die Kapazitäten C_{CE} und C_{DS} am Ausgang sind in der Regel vernachlässigbar (parallel zu R_{Last}).

Wenn der Transistor in **Emitter-** resp. **Sourceschaltung** als invertierender Verstärker arbeitet, entsteht via C_{CB} resp. C_{DG} eine Gegenkopplung vom Ausgang zum Eingang, was bei hohen Frequenzen die Verstärkung drastisch vermindert. Diese Kapazität wirkt sich auf den Eingang aus, wie eine stark vergrösserte Kapazität und auf den Ausgang, wie eine frequenzabhängige Stromquelle (welche meist vernachlässigt werden kann).

Die am Eingang wirksame Kapazität wird **Miller-Kapazität** genannt und berechnet sich zu $C_M = C(1-v_u)$, wobei die **Spannungsverstärkung** v_u bei invertierenden Verstärkern negativ ist.



Der Frequenzgang hängt damit nicht nur vom Transistor und von der Schaltung ab, sondern wesentlich von der Quellenimpedanz des Eingangssignals.

Bei der **Collector-** resp. **Drainschaltung** bleibt im Wesentlichen nur C_{CB} resp. C_{DG} übrig, da die Spannung an C_{BE} resp. C_{GS} (fast) konstant ist.

Bei der **Basis-** resp. **Gateschaltung** liegt am hochohmigen Steuereingang (Basis resp. Gate) kein Signal an; er ist wechsellspannungsmässig geerdet. Es gibt darum keinen Miller-Effekt, womit die Schaltung für Hochfrequenz geeignet ist.

In den Hersteller-Datenblättern werden die parasitären Kapazitäten nicht einheitlich bezeichnet, aber deren Bedeutung wird jeweils beschrieben und kann so zugeordnet werden.

Der Miller-Effekt ist nicht nur negativ. Er wird gezielt eingesetzt zur **Simulation grosser Kapazitäten** oder zur Verbesserung der **Impulsantwort und Stabilität** (pole splitting).

Eine detaillierte Erklärung findet sich bei http://en.wikipedia.org/wiki/Miller_effect.

1.6. DC-Ersatzschaltbilder

Um den Rechenaufwand zu reduzieren werden Arbeitspunkt und Signalverstärkung getrennt betrachtet.

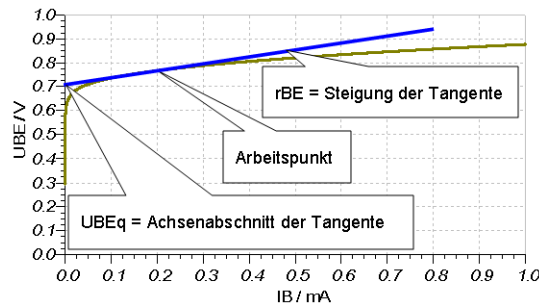
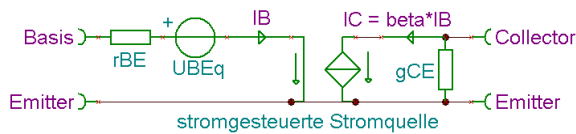
Das Gleichstrom-Ersatzschaltbild dient zur Berechnung des Arbeitspunktes.

Kapazitäten (= Unterbruch) und Induktivitäten (= Kurzschluss) werden hier nicht berücksichtigt.

Obwohl die Kennlinien der Transistoren nichtlinear (BJT: exponentiell und JFET: quadratisch) sind, werden lineare Ersatzschaltbilder verwendet. Das heisst, die Kennlinien werden in der Nähe des tatsächlichen **Arbeitspunktes durch Tangenten linearisiert** und so angenähert. Eine Tangente lässt sich als lineare Spannungs- oder Stromquelle darstellen und die Verstärkung durch gesteuerte Quellen. Bevor die Zahlenwerte für ein lineares Modell ermittelt werden können, muss also zwingend der Arbeitspunkt abgeschätzt werden.

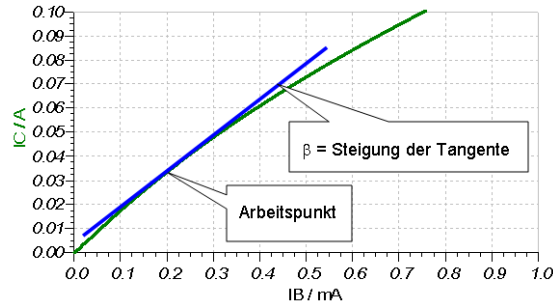
Die Rechenresultate, die mit einem linearisierten Modell ermittelt wurden, müssen auf **Plausibilität überprüft** werden. Wenn der neu berechnete Arbeitspunkt vom vorher angenommenen Arbeitspunkt stark abweicht, muss nochmals von vorne begonnen werden.

1.6.1. Bipolar-Transistor



Der **Widerstand** $r_{BE} = \Delta U_{BE} / \Delta I_B \approx m \cdot U_T / I_B$ (**input impedance**) ist die Steigung der Tangente an die Eingangskennlinie im Arbeitspunkt ($m = \text{ca. } 1.6 = \text{Korrekturfaktor f\"ur unscharfen p-n-\"Ubergang}$, $U_T = 25\text{mV @ } 25^\circ\text{C} = \text{Temperaturspannung}$).

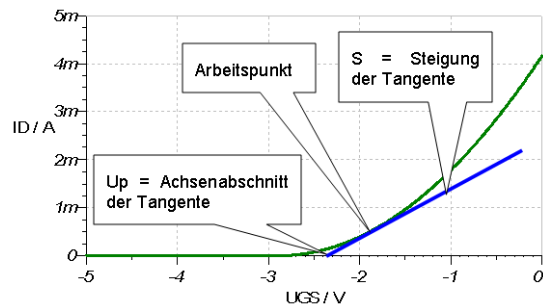
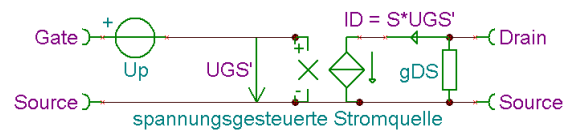
Die **Spannungsquelle** U_{BEq} ist der Achsenabschnitt dieser Tangente und betr\"agt f\"ur Silizium-BJT's etwa **0.6V**. Die Temperaturabh\"angigkeit betr\"agt $\Delta U_{BE} / \Delta T = -2\text{mV}/^\circ\text{C}$.



Die **Stromverst\"arkung** $\beta = \Delta I_C / \Delta I_B$ (**current gain**) der gesteuerten Quelle entspricht der Steigung der Tangente im Arbeitspunkt in der \"Ubertragungskennlinie.

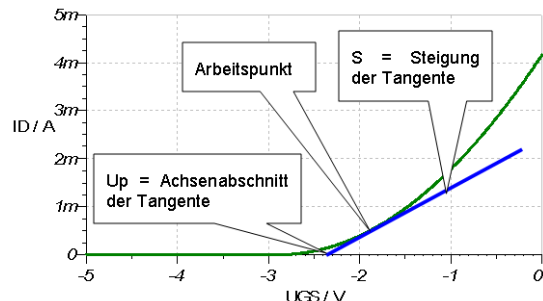
Der Verlauf der Steilheit $S = \Delta I_C / \Delta U_{BE} = \Delta I_B \cdot \beta / (\Delta I_B \cdot r_{BE}) = \beta / r_{BE} \approx I_C / (m \cdot U_T)$ ist (entsprechend der BE-Dioden-Kennlinie) nicht-linear. Es gilt $I_C = I_S \cdot e^{(U_{BE} / (m \cdot U_T))}$ mit $I_S = \text{S\"attigungssperrstrom} = I_C @ I_B = 0$, $m = \text{ca. } 1.6 = \text{Korrekturfaktor (nicht-idealer p-n-\"Ubergang)}$, $U_T = 25\text{mV @ } 25^\circ\text{C} = \text{Temperaturspannung}$. F\"ur $\Delta U_{BE} = 60\text{mV}$ verzehnfacht sich I_C (bei Raumtemperatur).

1.6.2. Feldeffekt-Transistor



Die **Spannungsquelle** U_p (**pinchoff** oder **cutoff voltage**) entspricht der Gate-Source-Spannung bei welcher der JFET gerade vollst\"andig sperrt. U_p unterliegt einer **grossen Exemplantreuung**.

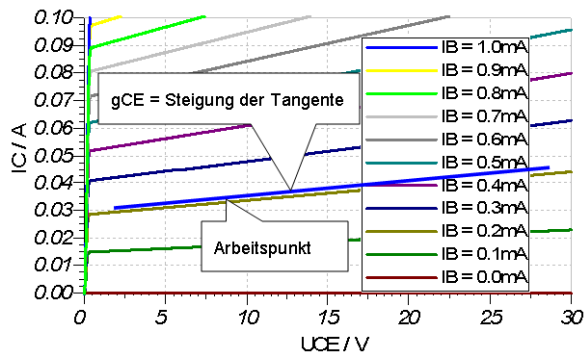
Oft wird auch (wie oben gezeigt) der Achsenabschnitt der Tangente mit U_p bezeichnet.



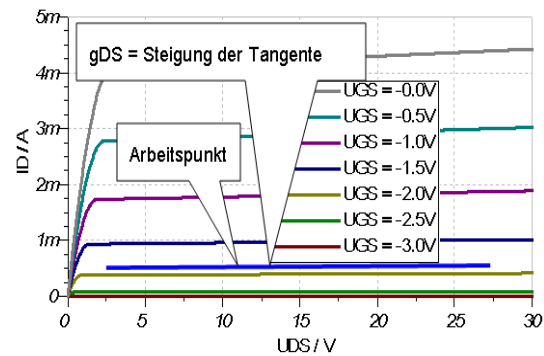
Die **Steilheit** $S = \Delta I_D / \Delta U_{GS}$ (**forward transfer conductance**) (Angabe in Siemens) der gesteuerten Quelle entspricht der Steigung der Tangente im Arbeitspunkt in der \"Ubertragungskennlinie (das ist die gleiche Grafik wie oben).

Der Verlauf der Steilheit S ist eine Parabel und somit nicht-linear.

Die Steilheit von FETs ist um eine Gr\"ossenordnung geringer als jene von BJT's. Das muss bei der Transistorwahl gegen\"uber der sehr hohen Eingangsimpedanz von FETs abgewogen werden.



Der **Ausgangsleitwert** $g_{CE} = \Delta I_C / \Delta U_{CE}$ (**output admittance** oder **output conductance**) (Angabe in Siemens) ist die Steigung der Tangente im Arbeitspunkt in der Ausgangskennlinie. g_{CE} ist gegenüber den anderen Widerständen in der Schaltung meist vernachlässigbar.



Der **Ausgangsleitwert** $g_{DS} = \Delta I_D / \Delta U_{DS}$ (**output admittance** oder **output conductance**) (Angabe in Siemens) ist die Steigung der Tangente im Arbeitspunkt in der Ausgangskennlinie. g_{DS} ist meist vernachlässigbar.

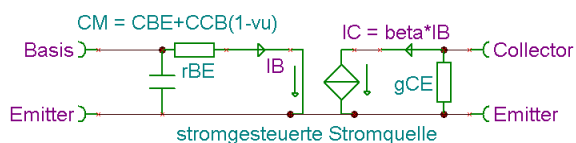
1.7. AC-Ersatzschaltbilder

Das Wechselstrom-Ersatzschaltbild dient zur Berechnung der Signalverstärkung und wird auch **Kleinsignal-Ersatzschaltbild** genannt.

„Kleinsignal“ sagt aus, dass die Werte der Ersatzschaltung differenzielle Größen (**Steigung der Tangenten an Kennlinien im Arbeitspunkt**) sind und nur gültig sind für kleine Amplituden.

Die Gleichstrompegel interessieren nicht; die konstanten Spannungsquellen werden durch einen Kurzschluss und die Stromquellen durch einen Unterbruch ersetzt. Die gesteuerten Quellen dürfen natürlich nicht eliminiert werden, da sie die eigentliche Verstärkung ausüben.

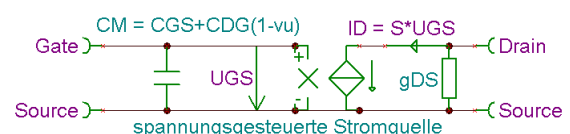
1.7.1. Bipolar-Transistor



Die Miller-Kapazität C_M muss nur in der Emitterschaltung (Basis = Eingang, Collector = Ausgang) bei hohen Frequenzen berücksichtigt werden.

v_u ist die Spannungsverstärkung, bei der invertierenden Emitterschaltung also eine negative Zahl.

1.7.2. Feldeffekt-Transistor



Die Miller-Kapazität C_M muss nur in der Sourceschaltung (Gate = Eingang, Drain = Ausgang) bei hohen Frequenzen berücksichtigt werden.

v_u ist die Spannungsverstärkung, bei der invertierenden Sourceschaltung also eine negative Zahl.

2. Berücksichtigen nicht-idealer Eigenschaften

Im Datenblatt werden meist nur Werte für bestimmte Arbeitspunkte angegeben und manchmal der Verlauf grafisch dargestellt. Für den eigenen Schaltungsentwurf man muss zuerst den Arbeitspunkt abschätzen und daraus oft die zutreffenden Werte durch Interpolation bestimmen.

2.1. Exemplar-Streuung und Temperatur-Einflüsse

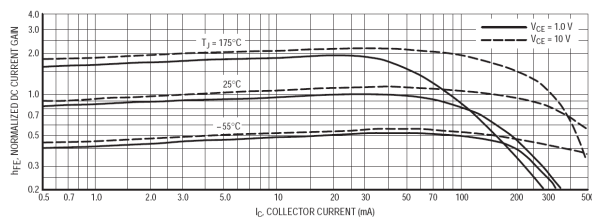
Der Herstellungsprozess eines Transistors umfasst viele Schritte. Jeder Prozess weist gewisse Fertigungstoleranzen auf, die sich schlussendlich auf die Kennlinie des Transistors auswirken.

Gesucht werden Schaltungen, welche tolerant sind auf Exemplarstreuung und Temperatur, damit individueller Abgleich sowie Abgleichelemente eingespart werden können.

2.1.1. Bipolar-Transistor

Die **Stromverstärkung β (current gain)** ist wichtig beim BJT als Verstärker.

Leider unterliegen die β -Werte einer enormen Exemplarstreuung. Z.B. ist für den BJT 2N2219 $\beta = 50..300$ @ $I_C = 1\text{mA}$ und bei 25°C .



Die **Temperatur** beeinflusst die Stromverstärkung: 50% bei -55°C ; 200% bei 175°C .

Die Stromverstärkung hängt zudem stark vom **Collectorstrom** ab. Sie sinkt leicht bei kleinen Strömen und stark bei grossen Strömen.

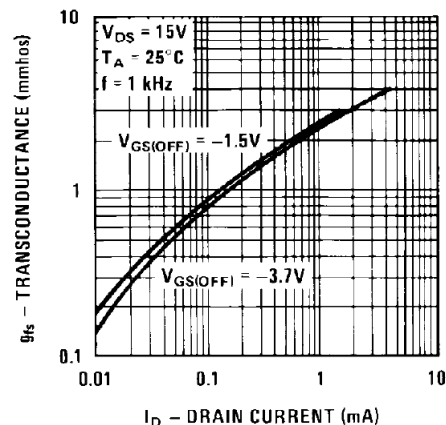
In der Praxis nimmt man für normale BJT als Näherung $\beta_{typ} = 100$ und $\beta_{min} = 20$ an.

Die **Durchlassspannung der Basis-Emitter-Diode** ist temperaturabhängig: -2mV/K .

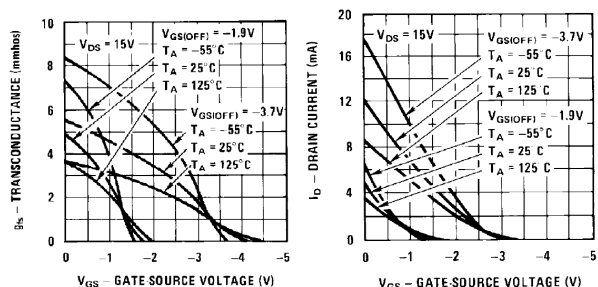
Diese Angabe findet sich nicht im Datenblatt, da sie für alle Silizium-BJTs gleichermassen gilt und als bekannt vorausgesetzt wird.

2.1.2. Feldeffekt-Transistor

Die **Steilheit S (transfer conductance)** ist das wichtigste Kriterium beim Einsatz eines JFETs als Verstärker.

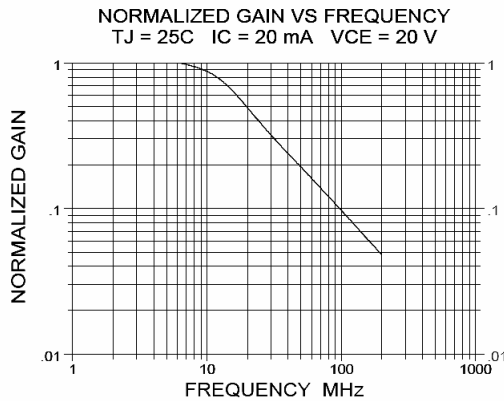


Mit zunehmendem **Drainstroms I_D** steigt die **Steilheit S** , und damit die erreichbare Signal-Verstärkung, enorm an.



Die **Abschnürspannung U_p** ist einer grossen **Exemplarstreuung** unterworfen. Für den JFET 2N5458 z.B. wird ist $U_p = -1..-7\text{V}$ bei 25°C .

Im Beispiel **verschwindet der Temperatur-Einfluss** bei $I_D = 1\text{mA}$ für U_p und bei $I_D = 0.2\text{mA}$ ist die Steilheit konstant $S = 1\text{mS}$.



Die Stromverstärkung ist **frequenzabhängig**.
Die Transistfrequenz ist erreicht, wo die extrapolierte Kurve den Wert $\beta = 1$ erreicht.

Weiteres dazu im Kapitel Miller-Kapazität.

Mit **steigender Frequenz sinkt die Steilheit**, verursacht durch die parasitären Kapazitäten und Speicherladungen.

Weiteres dazu im Kapitel Miller-Kapazität.

2.2. Arbeitspunkt stabilisieren mit Strom-Gegenkopplung

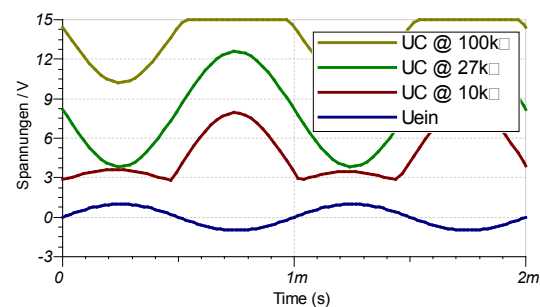
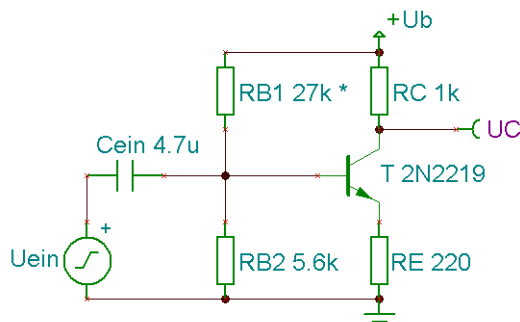
Transistoren arbeiten mit Gleichspannung und Gleichstrom. Sie können ein Wechsignal erst verstärken wenn es mit einem Offset (= Arbeitspunkt) versehen wird.

Ziel der Arbeitspunkt-Stabilisierung ist es den Collectorstrom I_C resp. den Drainstrom I_D unabhängig von Temperatur-Einflüssen und Exemplar-Streuung einstellen und konstant halten zu können.

2.2.1. Wahl des Arbeitspunktes

Für die folgenden Erläuterungen wird die Schaltung links mit einem **BJT** verwendet. Für Schaltungen mit **JFET** gelten die Aussagen analog.

Simulations-Datei: **BJT_Aussteuerung.?sc**



Im Diagramm rechts sind neben der Signalspannung U_{ein} ($2V_{\text{pp}}$, 1kHz) die Spannungen U_C am Collector aufgezeichnet für drei verschiedene Widerstandswerte für R_{B1} .

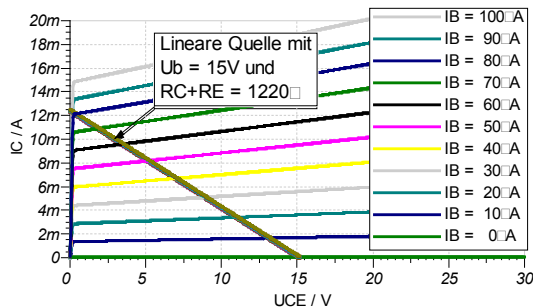
Für $R_{B1} = 27k\Omega$ (mittlere Kurve) erscheint am Ausgang U_C ein schöner Sinus mit $10V_{\text{pp}}$. Es ist ein invertierender Verstärker mit der Spannungsverstärkung $v_U = -5$.

Für $R_{B1} = 100k\Omega$ (obere Kurve) wird am Ausgang U_C die positive Halbwelle auf der Höhe der Speisespannung $U_b = 15V$ abgeschnitten. Der Transistor leitet zuwenig, um die positive Halbwelle vollständig verstärken zu können.

Für $R_{B1} = 10k\Omega$ (untere Kurve) wird am Ausgang U_C die negative Halbwelle abgeschnitten, weil der Transistor hier voll leitet.

Damit ein Transistor ein Wechsignal unverzerrt verstärken kann, muss eine geeignete Gleichspannung (der Arbeitspunkt) addiert werden. Am Ausgang kann der Gleichspannungsanteil mit einem Kondensator wieder eliminiert werden.

Wie ist dieser Arbeitspunkt idealerweise? Das lässt sich leicht beantworten, indem man im Ausgangs-Kennlinienfeld des Transistors die **Arbeitsgerade** = Kennlinie der linearen Quelle, gebildet aus der Betriebsspannung U_b und den Widerständen $R_C + R_E$, einzeichnet.



Damit der Transistor in beide Richtungen gleich weit angesteuert werden kann, muss der **Arbeitspunkt (= ohne Signal) in der Mitte der Arbeitsgeraden** liegen. Das heisst am Transistor sowie an beiden Widerständen $R_C + R_E$ zusammen soll je **die Hälfte der Betriebsspannung U_b** abfallen. Im Beispiel ist der ideale Arbeitspunkt definiert durch $U_{CE} = 7.5V$ und $I_C = I_{RC} = I_{RE} = 6.2mA$. Die Widerstände R_{B1} und R_{B2} müssen jetzt so dimensioniert werden, dass diese Bedingung erfüllt wird.

Um den Rechenaufwand zu reduzieren werden Arbeitspunkt und Signalverstärkung getrennt betrachtet. Das ist möglich weil bei linearen (und linearisierten) Systemen der Überlagerungssatz (Superpositionsprinzip) gilt. Die nicht-linearen Transistor-Kennlinien werden durch Tangenten im Arbeitspunkt beschrieben und so linearisiert.

Die folgenden Ausführungen zeigen Probleme und Entwurfsmöglichkeiten für das Einstellen eines zuverlässigen Arbeitspunktes beim BJT und beim JFET auf.

Anmerkung: Der Vollständigkeit halber sind bei den folgenden Schemata die Signalquellen und Koppelkondensatoren eingezeichnet. Auf den Arbeitspunkt haben sie allerdings keinerlei Einfluss und müssen nicht berücksichtigt werden.

2.2.2. Bipolar-Transistor

Gesucht eine stabile Verstärkerschaltung mit:

- BJT = 2N2219
- $U_b = 15V$
- $U_C = 9V$ (= knapp über $U_b/2$)
- $R_C = 1k\Omega$
- Temperatur-Bereich = $-20..+80^\circ C$

Idee

$U_{BE} = 0.7V$ konstant mit Spannungsteiler R_{B1} , R_{B2} eingestellt

Berechnung

$\beta_{min} \approx 50$ (gemäss Datenblatt $\beta = 50..300$)

Strom durch $R_{Bx} > 3 \cdot I_B$ (für Stabilität)

$I_C = (U_b - U_C) / R_C = 6mA$

$I_{Bmax} = I_C / \beta_{min} = 120\mu A$

$R_{B1} = (U_b - U_{BE}) / (4 \cdot I_{Bmax}) = 30k\Omega \Rightarrow 27k\Omega$

$R_{B2} = U_{BE} / (3 \cdot I_{Bmax}) = 1.9k\Omega \Rightarrow 1.8k\Omega$

2.2.3. Feldeffekt-Transistor

Gesucht eine stabile Verstärkerschaltung mit:

- JFET = 2N5458
- $U_b = 15V$
- $U_D = 10V$ (über $U_b/2$)
- $R_D = 10k\Omega$

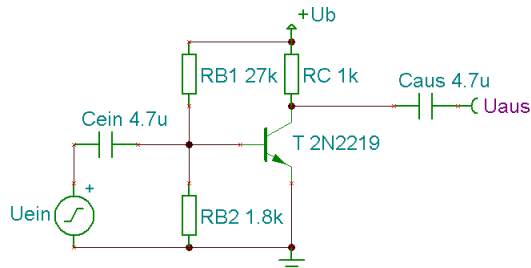
Temperatur-Bereich = $-20..+80^\circ C$

Idee

$U_G = 0$ (Ground-Potential)

Wahl

$R_G = 1M\Omega$ (hochohmig, da $I_G = 0$)



Resultat (simuliert mit TINA)

$U_C = 4.2V$ (unbrauchbar)

Problem

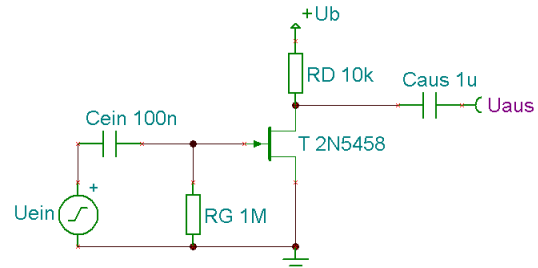
Temperatur-Einfluss auf $\Delta U_{BE} = -2mV/K$

$U_C @ -20^\circ C = 7.8V$ (ok)

$U_C @ +80^\circ C = 0.2V$ (unbrauchbar)

Folgerung

Schaltung unbrauchbar, da Temperatur-Einfluss auf den Arbeitspunkt zu gross.



Resultat (simuliert mit TINA)

$U_D = 0.6V$ (unbrauchbar, JFET leitet voll)

Folgerung

Schaltung unbrauchbar,

Ein JFET benötigt eine negative Gate-Source-Vorspannung.

Idee

$I_B = I_C/\beta$ konstant

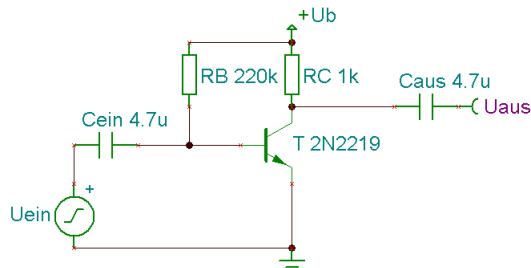
Berechnung

$\beta \approx 100$ (gemäss Datenblatt $\beta = 50..300$)

$I_C = (U_b - U_C)/R_C = 6mA$

$I_B = I_C/\beta = 60\mu A$

$R_B = (U_b - U_{BE})/I_B = 238k\Omega \Rightarrow 220k\Omega$



Resultat (simuliert mit TINA)

$U_C = 9.0V$ (gut)

Kontrolle

Temperatur-Einfluss auf $\Delta U_{BE} = -2mV/K$ und

Temperatur-Einfluss auf $\beta = ca. 0.5\%/K$

$U_C @ -20^\circ C = 9.8V$ (gut)

$U_C @ +80^\circ C = 8.2V$ (gut)

Problem

Exemplarstreuung von $\beta = 50..300$

$U_C @ \beta 50 = 11.6V$ (schlecht)

$U_C @ \beta 300 = 2.2V$ (unbrauchbar)

Folgerung

Schaltung unbrauchbar, wegen Exemplarstreuung von β .

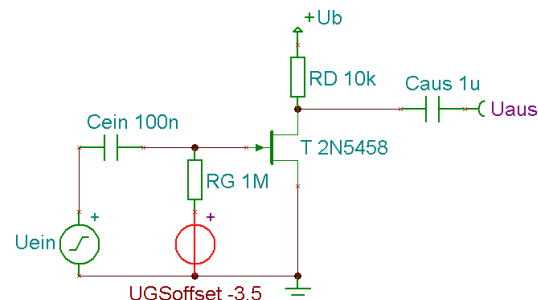
Idee

Negative Gate-Source-Vorspannung, so dass U_D stimmt.

Berechnung

$I_D = (U_b - U_D)/R_D = 0.5mA$

$U_{GS} @ 0.5mA \approx -3.5V$ (Typ. gem. Datenblatt)



Resultat (simuliert mit TINA)

$U_{GSoffset} = -3.5V$

$U_D = 15V$ (unbrauchbar, JFET leitet nicht)

Kontrolle

Typenstreuung von $U_p = -1.0V..-7.0V$

$U_p = -1.0V$ (Minimum gem. Datenblatt)

$U_D = 15V$ (unbrauchbar, JFET leitet nicht)

$U_p = -7.0V$ (Minimum gem. Datenblatt)

$U_D = 0.3V$ (unbrauchbar, JFET leitet voll)

$U_{GSoffset} = -2.0V$ (durch ausprobieren)

$U_D = 11V$ (gut, für dieses Einzelstück bei $25^\circ C$)

Folgerung

Schaltung unbrauchbar,

Es ist nicht möglich mit einer fixen Gate-Source-Vorspannung einen stabilen Arbeitspunkt einzustellen.

Idee

$U_B = 2V$ konstant mit R_{B1} , R_{B2} , sowie
Emitterstrom-Gegenkopplung mit R_E

Berechnung

$\beta_{\min} \approx 50$ (gemäss Datenblatt $\beta = 50..300$)

$$I_C = (U_B - U_C)/R_C = 6mA$$

$$I_{B_{\max}} = I_C/\beta_{\min} = 120\mu A$$

Spannungsteiler R_{B1} , R_{B2} mit I_B belastet

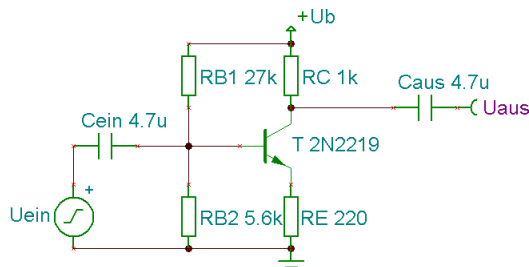
$\Rightarrow I_{RBx} > 3 \cdot I_{B_{\max}}$ (Querstrom \gg Laststrom)

$$R_{B1} = (U_B - U_B)/(4 \cdot I_{B_{\max}}) \approx 27k\Omega \Rightarrow 27k\Omega$$

$$R_{B2} = U_B/(3 \cdot I_{B_{\max}}) \approx 5.6k\Omega \Rightarrow 5.6k\Omega$$

$$U_E = U_B - U_{BE} = 1.3V$$

$$R_E = U_E/I_E \approx U_E/I_C = 217\Omega \Rightarrow 220\Omega$$



Resultat (simuliert mit TINA)

$U_C = 8.2V$ (gut)

Kontrolle

Temperatur-Einfluss auf $\Delta U_{BE} = -2mV/K$ und

Temperatur-Einfluss auf $\beta = ca. 0.5\%/K$

$U_C @ -20^\circ C = 8.7V$ (gut)

$U_C @ +80^\circ C = 7.7V$ (ok)

Exemplarstreuung von $\beta = 50..300$

$U_C @ \beta 50 = 9.1V$ (gut)

$U_C @ \beta 300 = 7.3V$ (ok)

Folgerung

Alle Anforderungen erfüllt.

4.6V Signalamplitude unverzerrt.

Fazit

Mit Hilfe der Emitterstrom-Gegenkopplung ist es einfach für einen BJT den Arbeitspunkt reproduzierbar festzulegen. Er ändert sich kaum über den ganzen Temperaturbereich und die Exemplarstreuung hat wenig Einfluss. Die Signalamplitude am Ausgang kann fast den ganzen Versorgungsspannungsbereich umfassen.

Idee

$U_G = 0$ (Ground-Potential), sowie
Sourcestrom-Gegenkopplung mit R_S

Berechnung

Da die Typenstreuung von U_p extrem gross ist, muss mit dem worst case gerechnet werden.

Das ist der am besten leitende JFET, also jener mit der grössten U_p .

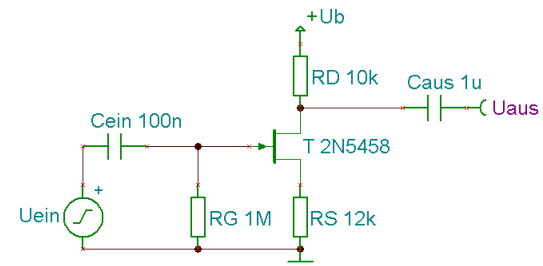
$U_{p_{\max}} = -7.0V$ (gemäss Datenblatt)

$$I_D = (U_B - U_D)/R_D = 0.5mA$$

$S = 2mS @ I_D = 0.5mA$ (gemäss Datenblatt)

$$U_{GS} = U_{p_{\max}} + I_D/S = -6.8V$$

$$R_S = U_{GS}/I_D = 13.6k\Omega \Rightarrow 12k\Omega$$



Resultat (simuliert mit TINA)

$U_D = 13.1V$ (naja, $\neq 10V$)

Kontrolle

Typenstreuung von $U_{GS(off)} = -1.0V..-7.0V$

$U_p = -1.0V$ (Minimum gem. Datenblatt)

$U_D = 14.4V$ (brauchbar bis 0.6V Signalampl.)

$U_p = -7.0V$ (Minimum gem. Datenblatt)

$U_D = 10.0V$ (entspricht der Auslegung)

Folgerung

Schaltung funktioniert.

Maximal 0.6V Signalamplitude unverzerrt.

Fazit

Bei den JFETs ist die Exemplarstreuung der Abschnürspannung U_p sehr gross. Der Arbeitspunkt muss so festgelegt werden, dass der am besten leitende JFET mit dem grössten U_p immer noch nicht vollständig leitet. Mit der Sourcestrom-Gegenkopplung kann die Exemplarstreuung soweit kontrolliert werden, dass eine funktionierende Schaltung entsteht, wenn die Signalamplitude am Ausgang relativ klein bleibt. JFETs werden darum vor allem als rauscharme Vorverstärker eingesetzt.

2.2.4. Funktionsweise der Strom-Gegenkopplung

Die Strom-Gegenkopplung bildet einen Regelkreis mit negativer Rückkopplung. Ein Teil des Ausgangssignals wird so zum Eingang zurückgeführt, dass einer Änderung entgegengewirkt wird (= gegenphasig).

Die Erklärung erfolgt anhand der Schaltung mit einem **BJT**. Die Überlegungen für einen **JFET** sind analog, jedoch ist hier einzig die absolut dominante Exemplarstreuung bei der Abschnürspannung U_p massgebend.

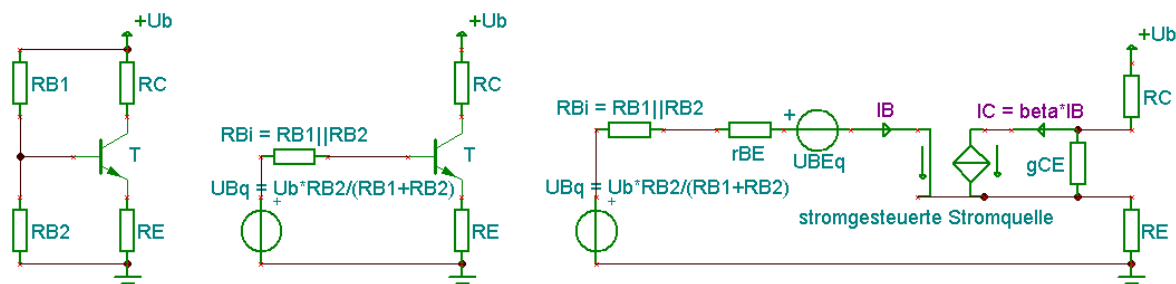
Verbale Erklärung

Sinkt die Spannung U_{BE} um einige mV infolge Erwärmung, steigt die Spannung U_{RE} am Emitter-Widerstand R_E um den gleichen Wert. Damit steigen auch die Ströme $I_{RE} = I_E$. Der höhere Strom I_{RE} hebt das Emitter-Potential U_E an und verringert dadurch die Spannung U_{BE} . Daher kommt der Name Strom-Gegenkopplung. Der Collector-Kreis hat keinen Einfluss.

Die relative Änderung $\Delta I_E / I_E \approx \Delta U_{RE} / U_{RE} = \Delta U_E / U_E \approx \Delta U_{BE} / U_E$ hängt von der Spannung U_E ab. Wenn $U_E \gg \Delta U_{BE}$ gewählt wird, verschiebt sich der Arbeitspunkt nur unwesentlich. Weil $I_C \approx I_E$ ändert sich auch der Arbeitspunkt im Collector-Kreis kaum.

Mathematische Herleitung

Da es um den Arbeitspunkt geht, wurden im Schema unten die Signal-Quelle und die Koppel-Kondensatoren weggelassen.



Im mittleren Schema wurde der Basis-Spannungsteiler durch eine äquivalente lineare Quelle ersetzt mit Leerlaufspannung U_{Bq} und Innenwiderstand R_{Bi} .

Im Schema rechts wurde der BJT durch sein lineares DC-Ersatzschaltbild ersetzt.

Der Temperatureinfluss ist dominant bei der Quelle $U_{BEq} \approx 0.6V - 2mV \cdot \Delta T$ (bezogen auf $25^\circ C$).

Die Exemplarstreuung betrifft vor allem die Stromverstärkung $\beta \approx 50..300$ (Universal-BJT).

Der Arbeitspunkt ist $U_C = U_b - R_C \cdot I_C$. Also muss der Einfluss von Temperatur und Exemplarstreuung auf den Strom I_C bestimmt werden.

$$U_{RE} = I_E \cdot R_E = U_{Bq} - U_{BEq} - I_B \cdot (R_{Bi} + r_{BE})$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \approx \frac{I_E}{\beta}$$

$$I_E \left(R_E + \frac{R_{Bi} + r_{BE}}{\beta} \right) \approx U_{Bq} - U_{BEq}$$

$$I_C \approx I_E \approx \frac{U_{Bq} - U_{BEq}}{R_E + \frac{R_{Bi} + r_{BE}}{\beta}}$$

Interessant ist die relative Änderung $\Delta I_C / I_C$ infolge der Änderung der Basis-Emitter-Spannung U_{BE} in Funktion der Temperaturänderung ΔT .

Der Temperatur-Einfluss auf die Stromverstärkung β ist kleiner als die Exemplarstreuung von β (siehe unten) und wird hier vernachlässigt.

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = \frac{I_{C\max} - I_{C\min}}{I_{C\min}} \approx \frac{(U_{Bq} - (U_{BEq} + \Delta U_{BEq})) - (U_{Bq} - U_{BEq})}{U_{Bq} - U_{BEq}} = \frac{-\Delta U_{BEq}}{U_{Bq} - U_{BEq}} = \frac{2 \frac{\text{mV}}{\text{K}} \cdot \Delta T}{U_{Bq} - U_{BEq}}$$

Weil $I_B \cdot (R_{Bi} + r_{BE})$ meist relativ klein ist, gilt $U_{RE} \approx U_{Bq} - U_{BEq}$

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} \approx \frac{2 \frac{\text{mV}}{\text{K}} \cdot \Delta T}{U_{RE}}$$

Der Temperatureinfluss auf den Collector-Strom ist umgekehrt proportional zum Spannungsabfall am Emitter-Widerstand.

BJT-Faustregel: Emitter-Potential $U_{RE} = 1..2\text{V}$ wählen, um den Temperatureinfluss klein zu halten.

Interessant ist auch die relative Änderung $\Delta I_C / I_C$ in Funktion der Exemplarstreuung der Stromverstärkung β .

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = \frac{I_{C\max} - I_{C\min}}{I_{C\min}} \approx \frac{\frac{1}{R_E + \frac{R_{Bi} + r_{BE}}{\beta_{\max}}} - \frac{1}{R_E + \frac{R_{Bi} + r_{BE}}{\beta_{\min}}}}{\frac{1}{R_E + \frac{R_{Bi} + r_{BE}}{\beta_{\min}}}}$$

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = \frac{\frac{1}{R_E} - \frac{1}{R_E + \frac{R_{Bi} + r_{BE}}{\beta_{\min}}}}{\frac{1}{R_E + \frac{R_{Bi} + r_{BE}}{\beta_{\min}}}} \quad \text{gilt für } \beta_{\max} \rightarrow \infty$$

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = \frac{1}{R_E} \cdot \left(R_E + \frac{R_{Bi} + r_{BE}}{\beta_{\min}} \right) - 1 = \frac{R_{Bi} + r_{BE}}{R_E \cdot \beta_{\min}}$$

Um den Einfluss der Exemplarstreuung der Stromverstärkung β klein zu halten, muss der Basisspannungsteiler niederohmig sein.

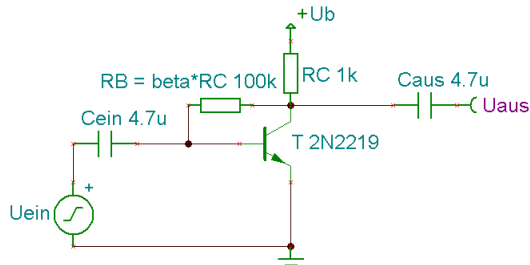
BJT-Faustregel: Querstrom durch den Basis-Spannungsteiler $> 3 \cdot I_{B\max} = 3 \cdot I_C / \beta_{\min}$ wählen, um den Einfluss der Exemplarstreuung klein zu halten. β_{\min} aus dem Datenblatt herauslesen/interpolieren.

Variante: Querstrom durch den Basis-Spannungsteiler $> 10 \cdot I_B = 10 \cdot I_C / \beta$ wählen, wobei für β nicht der garantierte Minimalwert β_{\min} , sondern der typische Wert β_{typ} eingesetzt wird.

Achtung: Diese Regeln gelten für mittlere Ströme bei üblichen Temperaturen und Standard-BJTs und garantieren im Einzelfall nicht, dass die Spezifikationen eingehalten werden.

2.2.5. Spannungs-Gegenkopplung

Statt mit Strom-Gegenkopplung kann man auch mit Spannungs-Gegenkopplung einen Teil des Ausgangssignals gegensinnig zum Eingang zurückführen, um den Einfluss von Temperatur und Exemplarstreuung zu reduzieren und die Stabilität zu erhöhen.



Bei dieser sehr einfachen Schaltung stellt sich (fast) immer ein Arbeitspunkt im linearen Bereich ein aber selten liegt er in der Mitte des Aussteuerbereichs. Sie ist brauchbar für kleine Signalamplituden. Für $U_C \approx U_B/2$ muss $R_B = \beta_{\text{typisch}} \cdot R_C$ gewählt werden.

Mit dem Spannungs-Gegenkopplungs-Konzept wird bei Operationsverstärker-Schaltungen über einen Widerstandsspannungsteiler ein Teil des Ausgangssignals zum invertierenden Eingang zurückgeführt. Über das Spannungsteiler-Verhältnis kann der Verstärkungsfaktor eingestellt werden.

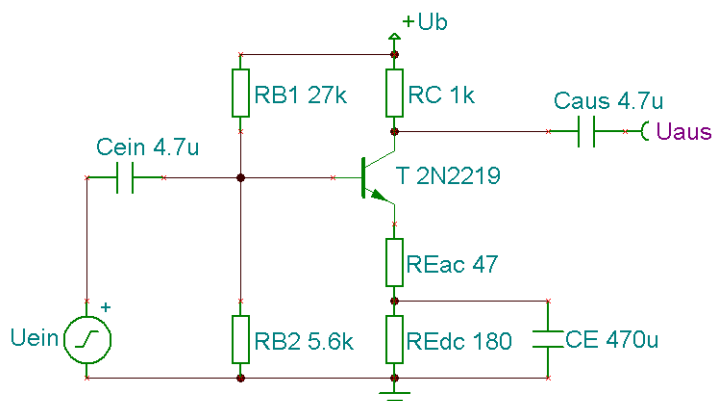
Anmerkung: Falls das Signal gleichphasig zurückgeführt wird, unterstützt das die Änderung und man spricht von einer Mitkopplung. Mitgekoppelte Schaltungen werden z.B. als Oszillatoren eingesetzt. Bei einem Schmitt-Trigger wird z.B. über einen Widerstand ein Teil des Ausgangssignals zum nicht-invertierenden Eingang eines Operationsverstärkers zurückgeführt.

2.3. Signalverstärkung einstellen, Klirrfaktor, Koppel-C

Im obigen Abschnitt wird der Emitter-Widerstand R_E so dimensioniert, dass ein stabiler Arbeitspunkt resultiert. Durch die Gegenkopplung sinkt der Spannungsverstärkungsfaktor v_U von ca. 200 auf nur noch 5 ab. Die Verstärkungs-Reserve von 40 wurde für Stabilisierung des Arbeitspunktes und die Verbesserung der Linearität eingesetzt (geopfert). Mit der folgenden Schaltung können DC-Arbeitspunkt und AC-Signalverstärkung vollständig separat gewählt werden, indem ein Teil des Emitter-Widerstandes R_E Wechsignal-mässig kurzgeschlossen wird.

2.3.1. Signalverstärkung einstellen

Simulations-Datei: **BJT_Emitter.?sc**



Für eine erste Betrachtung sollen die Kondensatoren so gross angenommen werden, dass sie das Verhalten der Schaltung nicht beeinflussen. D.h. für AC-Signale wirken sie wie ein Kurzschluss und für den DC-Arbeitspunkt wie ein Unterbruch.

Der **DC-Arbeitspunkt** wird wie oben beschrieben eingestellt. Die Summe der Widerstände $R_E = R_{Edc} + R_{Eac}$ wird so gewählt, dass die Faustregel $U_{RE} = 1..2V$ erfüllt ist. Beim Basis-Spannungsteiler gibt es keine Änderung.

Für die **AC-Verstärkung** hingegen wirkt nur noch R_{Eac} , da R_{Edc} mit dem Kondensator C_E signalmässig kurzgeschlossen ist.

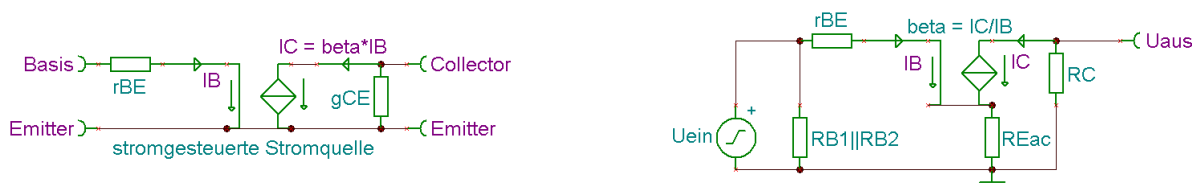
Unter der Annahme, dass die Stromverstärkung β des Transistors sehr hoch ist, gilt $U_{BE} = \text{konstant}$ und somit $\Delta U_{REac} = \Delta U_E \approx \Delta U_B = \Delta U_{ein}$.

Für die Ströme gilt: $\Delta I_{RC} = \Delta I_C \approx \Delta I_E = \Delta I_{Eac}$.

Die Verstärkung berechnet sich zu: $v_u = \Delta U_C / \Delta U_{ein} = -\Delta U_{RC} / \Delta U_{REac} \approx -R_C \cdot \Delta I_C / R_{Eac} \cdot \Delta I_E \approx -R_C / R_{Eac}$

Das bedeutet, dass die AC-Spannungsverstärkung unabhängig vom DC-Arbeitspunkt alleine über ein Widerstands-Verhältnis gewählt werden kann.

Praktisch wird die AC-Spannungsverstärkung v_u durch die Stromverstärkung β begrenzt. Wenn man in der obigen Schaltung anstelle des BJTs sein AC-Ersatzschaltbild (links) einsetzt, erhält man die lineare Ersatzschaltung (rechts) (Ausgangsleitwert g_{CE} kann gegenüber R_C vernachlässigt werden).



Die Spannungsverstärkung berechnet sich zu:

$$v_u = \frac{u_{aus}}{u_{ein}} = \frac{\Delta U_C}{\Delta U_B} = \frac{-\Delta U_{RC}}{\Delta U_{BE} + \Delta U_E} = \frac{-\Delta I_C \cdot R_C}{\Delta I_B \cdot r_{BE} + \Delta I_E \cdot R_{Eac}} \approx \frac{-\Delta I_C \cdot R_C}{\frac{\Delta I_C}{\beta} \cdot r_{BE} + \Delta I_C \cdot R_{Eac}} = \frac{-R_C}{\frac{r_{BE}}{\beta} + R_{Eac}}$$

2.3.2. Klirrfaktor: abhängig von Amplitude und Verstärkung

Transistoren haben **gekrümmte Kennlinien**; deshalb ist der Zusammenhang zwischen Ausgang und Eingang **nicht-linear**.

Man kann eine nicht-lineare Kennlinie durch ein Polynom beschreiben und den Zusammenhang zwischen Ein- und Ausgang so formulieren: $u_{aus} = a \cdot u_{ein} + b \cdot u_{ein}^2 + c \cdot u_{ein}^3 + d \cdot u_{ein}^4 + \dots$

Wenn das Eingangssignal sinusförmig ist, erscheinen am Ausgang neben dem verstärkten Sinussignal der **Grundwelle** mit der ursprünglichen Frequenz, weitere Komponenten mit der doppelten, dreifachen, etc. Frequenz. Diese werden **Harmonische oder Oberschwingungen** genannt.

Hinweis: Jedes periodische Signal kann als Summe von Sinusschwingungen (mit Frequenz $f_n = n \cdot f_g$, Amplitude A_n und Phase φ_n , $n = 1, 2, 3, \dots$) dargestellt werden. => **Fourier-Reihe**.

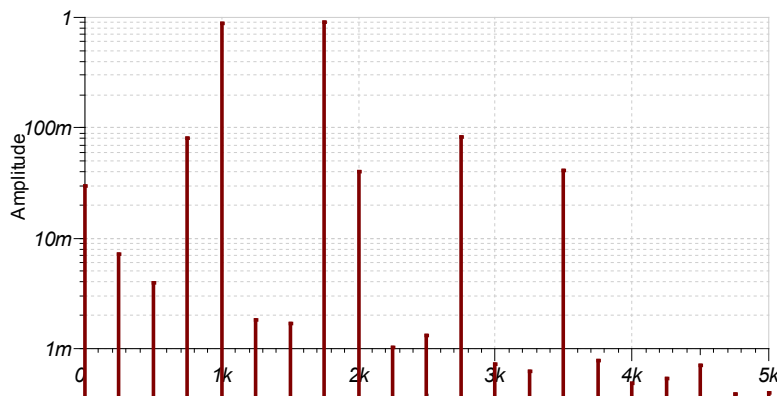
Je stärker eine Kennlinie gekrümmt ist, desto stärker wird ein Signal verzerrt und desto grösser ist der Oberwellengehalt. Man verwendet den **Klirrfaktor als Mass für die Verzerrung**:

$$k = \frac{\text{Effektivwert Oberwellen}}{\text{Effektivwert Gesamtsignal}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} A_n^2}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} A_n^2}} \geq \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} A_n^2}}{A_1} \geq \frac{A_{n\max}}{A_1}$$

In der Audiotechnik wird ein Klirrfaktor $< 0.1\%$ angestrebt. Ab etwa 1% Klirrfaktor werden die Oberwellen als störend wahrgenommen.

Intermodulationsverzerrungen entstehen, wenn das Eingangssignal statt aus einem reinen Sinussignal aus mehreren Sinussignalen (resp. einem beliebigen Signal, z.B. Sprache oder Musik) besteht. Nun entstehen zusätzlich zu den jeweiligen Oberwellen noch Signale mit den Summen- und Differenzfrequenzen aller möglichen Kombinationen von sämtlichen Grund- und Oberwellen. Intermodulations-Verzerrungen wirken besonders störend, da sie Frequenzkomponenten erzeugen, welche im ursprünglichen Audiosignal nicht vorhanden sind.

So sieht es z.B. aus, wenn ein 1.00kHz und ein 1.75kHz durch einen BJT stark verstärkt wird:



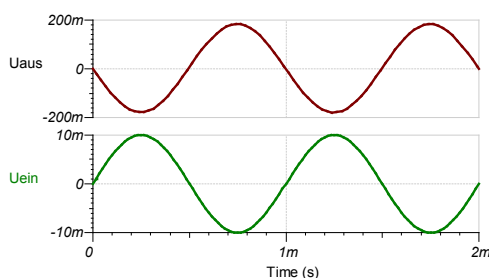
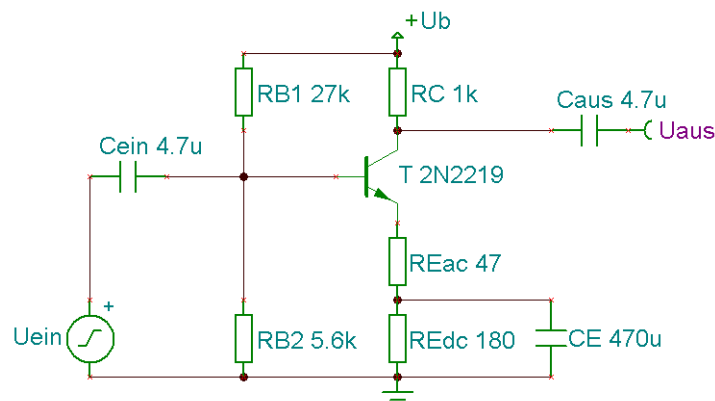
Die beiden Grundwellen bei 1.00kHz und 1.75kHz sind erwartungsgemäss am grössten.

Bei 2.00kHz resp. bei 3.5kHz findet man die erste Oberwelle ($n = 2$) mit 4% Amplitude.

Die Intermodulations-Produkte $0.75\text{kHz} = 1.75\text{kHz} - 1.00\text{kHz}$ und $2.75\text{kHz} = 1.75\text{kHz} + 1.00\text{kHz}$ haben sogar 8% der Amplitude der Grundwellen.

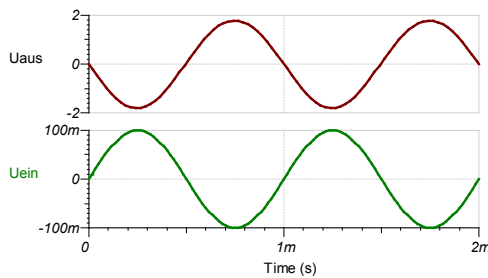
Wie können Klirrfaktor und Intermodulation verringert werden? Es gibt zwei Ansätze: Signal-Amplitude klein halten, damit die Kennlinien-Krümmung vernachlässigbar ist (geht auf Kosten der Aussteuerung) und Signal-Gegenkopplung, um die Nichtlinearität auszugleichen (geht auf Kosten der Verstärkung).

Es wird die vorher verwendete Schaltung mit 20-facher Spannungsverstärkung verwendet.



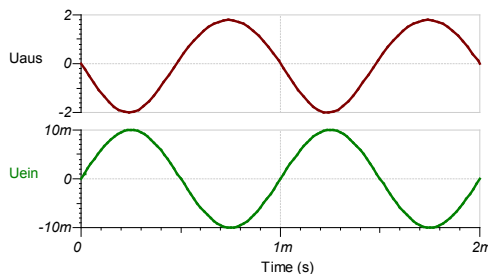
Fourier coefficients		
k	Amplitude (C)	Phase (ø)
0.	2.79m	0
1.	90.39m	90.99
2.	118.76u	-8
3.	12.51u	-96.56
4.	10.23u	-97.03
Harmonic distortion : 0.13365%		

Die Amplituden und die Verstärkung sind klein $U_{\text{ein}} = 10\text{mV}_p$ und $U_{\text{aus}} = 181\text{mV}_p$, $f = 1\text{kHz}$. Die Fourier-Analyse ergibt für die Grundwelle ($k = 1$) eine Amplitude von 90mV (Angabe der Hälfte, da TINA mit zweiseitigem Spektrum rechnet.), die erste Oberwelle ($k = 2$) hat nur noch 0.1mV , etc. Der Klirrfaktor wird zu 0.13% berechnet.



Fourier coefficients		
k	Amplitude (C)	Phase (°)
0.	5.56m	0
1.	898.51m	90.98
2.	12.92m	2.05
3.	1.65m	93.51
4.	239.43u	-169.9
Harmonic distortion : 1.4495%		

Die **Amplitude wurde um den Faktor 10 erhöht** auf 100mV_p . Von Auge sieht der Sinus immer noch schön aus. Jedoch steigt auch der **Klirrfaktor proportional** auf 1.4% .



Fourier coefficients		
k	Amplitude (C)	Phase (°)
0.	10.02m	0
1.	946.6m	93.87
2.	58.96m	9.31
3.	1.26m	-69.61
4.	104.43u	-67.43
Harmonic distortion : 6.2296%		

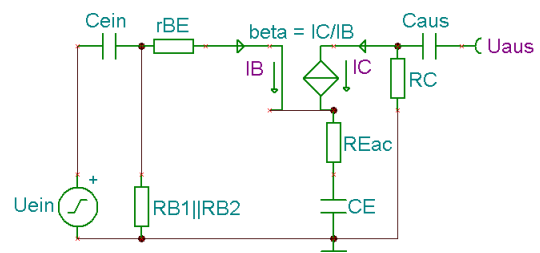
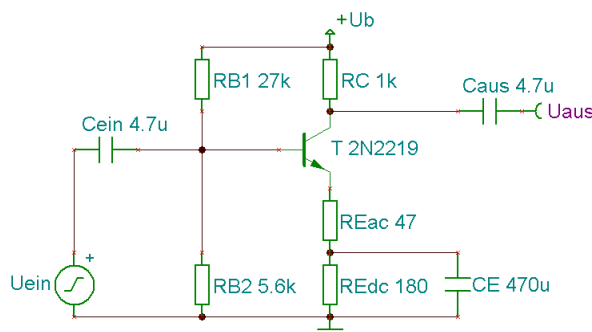
Die Amplitude wurde wieder gesenkt, dafür die **Verstärkung um den Faktor 10** auf 200 erhöht. Hier ist bereits von Auge erkennbar, dass die obere Sinus-Halbwellen abgeflacht und die untere zugespitzt wurde. Der **Klirrfaktor steigt überproportional** an auf 6% !

Ohne mathematische Herleitung sei festgehalten, dass der Klirrfaktor proportional mit der Amplitude des Eingangssignals und überproportional mit der Verstärkung (abnehmender Verstärkungsreserve) wächst. D.h. bei kleinen Signalamplituden darf durchaus mit grossen Verstärkungsfaktoren gearbeitet werden.

Beide Prinzipien werden bei **Operations-Verstärkern** angewendet. Von der Verstärkung ($\sim 100'000$) wird nur ein kleiner Teil (z.B. 100-fach) genutzt und der Rest (z.B. $1'000$) wird mit Hilfe der **Gegenkopplung** zur Linearisierung der Kennlinie verwendet. Operations-Verstärker haben zwei Eingänge und verstärken nur die Differenz, wodurch sich einige nicht-lineare Effekte aufheben und die **Signalamplitude klein** bleibt ($\sim \text{mV}$). Das ist es, was die Berechnung von Operations-Verstärker-Schaltungen so einfach macht.

2.3.3. Koppel-Kondensatoren (DC-Entkopplung)

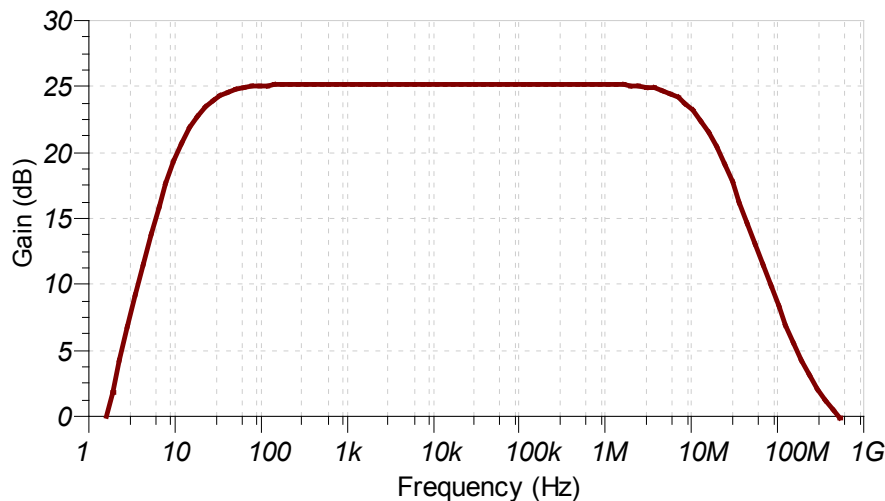
Simulations-Datei: **BJT_Emitter.?sc**



In der verwendeten Schaltung (links) sind C_{ein} und C_{aus} notwendig, um das AC-Signal vom DC-Arbeitspunkt zu trennen (entkoppeln). Der Kondensator C_E überbrückt signalmässig den Widerstand R_{Edc} . Alle drei Kondensatoren wirken zusammen mit Schaltungswiderständen als RC-Hochpässe.

Die Miller-Kapazität begrenzt die obere Grenzfrequenz (siehe entsprechenden Abschnitt).

Das ist der resultierende Amplitudengang:



Die Verstärkung bei 1kHz ist 25dB (= 18-fach, bei einem Widerstandsverhältnis $R_C/R_{\text{Eac}} = 21$). Die untere Grenzfrequenz (-3dB) liegt bei 16Hz, die obere bei 14MHz.

Für die Dimensionierung der Kondensatoren muss zuerst die gewünschte untere Grenzfrequenz f_{gWunsch} festgelegt werden. Da drei RC-Glieder diese Grenzfrequenz beeinflussen, muss eine Reserve vorgesehen werden. Vorschlag: $f_g = f_{\text{gWunsch}}/2$.

Achtung: Das RC-Glied mit der tiefsten Grenzfrequenz ist dominant.

C_{ein} bildet zusammen mit der Eingangs-Impedanz R_{ein} einen Hochpass: $C_{\text{ein}} = 1/(2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot R_{\text{ein}})$

R_{ein} berechnet sich wie folgt (C_M vernachlässigt, da erst im MHz-Bereich wirksam):

$$R_{\text{ein}} = \frac{\Delta U_{\text{ein}}}{\Delta I_{\text{ein}}} = \frac{\Delta U_{\text{ein}}}{\frac{\Delta U_{\text{ein}}}{R_{B1}} + \frac{\Delta U_{\text{ein}}}{R_{B2}} + \frac{\Delta U_{BE}}{r_{BE}}}$$

$$\text{mit } \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_E} = \frac{r_{BE} \cdot \Delta I_B}{R_{\text{Eac}} \cdot \Delta I_E} \approx \frac{r_{BE} \cdot \Delta I_B}{R_{\text{Eac}} \cdot \beta \cdot \Delta I_B} = \frac{r_{BE}}{R_{\text{Eac}} \cdot \beta}$$

$$\text{und } \Delta U_{BE} = \Delta U_{\text{ein}} - \Delta U_E = \Delta U_{\text{ein}} - \Delta U_{BE} \frac{R_{\text{Eac}} \cdot \beta}{r_{BE}}$$

$$\text{folgt } \Delta U_{BE} = \Delta U_{\text{ein}} \frac{r_{BE}}{r_{BE} + R_{\text{Eac}} \cdot \beta}$$

Eingestzt ergibt sich

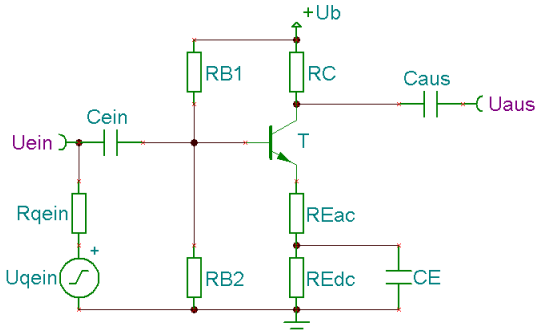
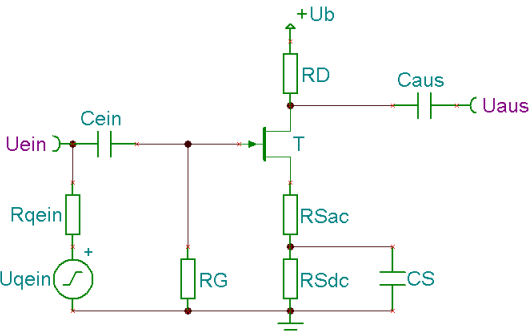
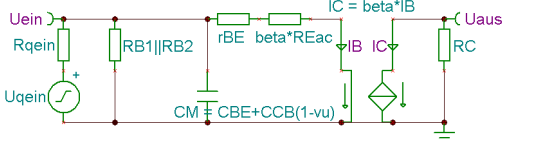
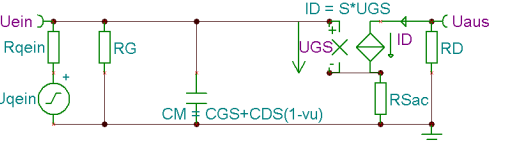
$$R_{\text{ein}} \approx \frac{\Delta U_{\text{ein}}}{\frac{\Delta U_{\text{ein}}}{R_{B1}} + \frac{\Delta U_{\text{ein}}}{R_{B2}} + \frac{\Delta U_{\text{ein}}}{r_{BE} + R_{\text{Eac}} \cdot \beta}} = \frac{1}{\frac{1}{R_{B1}} + \frac{1}{R_{B2}} + \frac{1}{r_{BE} + R_{\text{Eac}} \cdot \beta}} = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel (r_{BE} + R_{\text{Eac}} \cdot \beta)$$

C_E bildet zusammen mit R_{Eac} einen Hochpass: $C_E \approx 1/(2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot R_{\text{Eac}})$. Das \approx steht in der Formel, weil auch R_{Edc} die Grenzfrequenz leicht beeinflusst.

C_{aus} kann berechnet werden, wenn die Lastimpedanz bekannt ist: $C_{\text{aus}} \approx 1/(2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot R_{\text{Last}})$.

3. Transistor-Grundsaltungen

Die Schaltungen werden nach dem Transistor-Anschluss benannt, an dem weder das Ein- noch das Ausgangssignal angeschlossen ist, der also an Masse oder Speisespannung liegt.

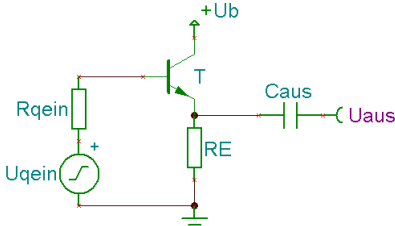
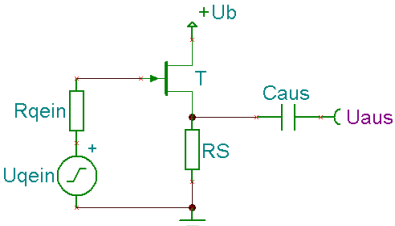
3.1. Emitterschaltung (common emitter)	Standard- schaltung	3.2. Sourceschaltung (common source)
Simulations-Datei: BJT_Emitter.?sc		Simulations-Datei: JFET_Source.?sc
	Schema	
$v_u = \frac{u_{aus}}{u_{ein}} \approx \frac{-(R_C \parallel R_{Last})}{\frac{r_{BE}}{\beta} + R_{Eac}}$ $v_u = \text{maximal, wenn } R_{Eac} = 0$ $\beta = \text{Stromverstärkung } (\beta_{typ} = 100)$ $r_{BE} \approx \frac{40\text{mV}}{I_B} \text{ (oder Datenblatt-Angabe)}$ $r_{BE} = \text{differenzielle Eingangs-Impedanz}$	Spannungs- verstärkung	$v_u = \frac{u_{aus}}{u_{ein}} \approx \frac{-(R_D \parallel R_{Last})}{\frac{1}{S} + R_{Sac}}$ $v_u = \text{maximal, wenn } R_{Sac} = 0$ $\text{(geht auf Kosten der Linearität)}$ $S = \text{JFET-Steilheit (=> siehe Datenblatt)}$
$v_i < \beta$	Strom- verstärkung	$v_i \rightarrow \infty$, weil I_{ein} sehr klein
$R_{ein} \approx R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel (r_{BE} + \beta \cdot R_{Eac})$	Eingangs- impedanz	$R_{ein} = R_G$
$R_{aus} \approx R_C$	Ausgangs- impedanz	$R_{aus} \approx R_D$
 <p>Miller-Kapazität C_M ist vernachlässigbar, wenn Frequenz \ll Transitfrequenz.</p> $f_{gOben} \approx \frac{1}{2\pi \cdot C_M \cdot (R_{qein} \parallel R_{ein})}$ <p>C_{ein}, C_{aus} und C_S bestimmen die untere Grenzfrequenz.</p> $f_{gUnten} > \frac{1}{2\pi \cdot C_x \cdot R_x}$	Kleinsignal- Ersatz- schaltung = Wechsel- strom- Ersatz- schaltbild	 <p>Miller-Kapazität C_M ist vernachlässigbar, wenn Frequenz \ll Transitfrequenz.</p> $f_{gOben} \approx \frac{1}{2\pi \cdot C_M \cdot (R_{qein} \parallel R_{ein})}$ <p>C_{ein}, C_{aus} und C_S bestimmen die untere Grenzfrequenz.</p> $f_{gUnten} > \frac{1}{2\pi \cdot C_x \cdot R_x}$
hohe Signalverstärkung Exemplarstreuung wirkt sich wenig aus	Eigen- schaften	hohe Eingangsimpedanz, rauscharm nur für kleine Signalamplituden

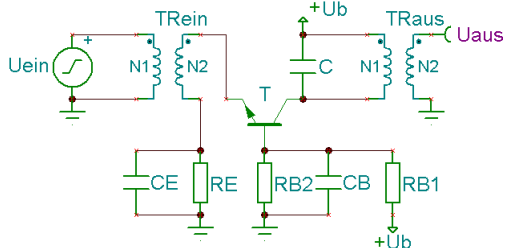
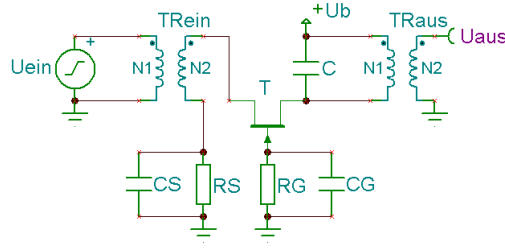
3.3. Emitterschaltung dimensionieren	Ziel	3.4. Sourceschaltung dimensionieren
<ol style="list-style-type: none"> 1. Versorgungsspannung $U_b = ?$ 2. $R_C < R_{Last}$ wählen $R_{Last} = R_{ein(nächste\ Stufe)}$ 3. $U_{CE} = \frac{U_b}{2}$ = in der Mitte des AP 4. $I_C = \frac{U_{RC}}{R_C} = \frac{U_{CE} - U_{RE}}{R_C}$ Faustregel: $U_{RE} \approx 1..2V$ 5. $R_E = \frac{U_{RE}}{I_E} \approx \frac{U_{RE}}{I_C}$ 6. $I_{Bmax} = \frac{I_C}{\beta_{min}}$ $R_{B2} \approx \frac{U_{RE} + U_{BE}}{3 \cdot I_{Bmax}}$ $R_{B1} \approx \frac{U_b - (U_{RE} + U_{BE})}{4 \cdot I_{Bmax}}$ Faustregel: $I_{RB2} \geq 3 \cdot I_{Bmax}$ für Silizium: $U_{BE} \approx 0.7V$ 	Arbeitspunkt einstellen	<ol style="list-style-type: none"> 1. Versorgungsspannung $U_b = ?$ 2. $R_D < R_{Last}$ wählen $R_{Last} = R_{ein(nächste\ Stufe)}$ 3. Annahmen: Signalamplitude $\ll U_b$ $URS < U_{pmax}$ $URD < U_b - U_{pmax}$ U_{pmax} = max. pichoff-voltage (= am besten leitender JFET) => siehe Datenblatt 4. $R_S \approx \frac{R_D}{\left \frac{U_b}{U_{pmax}} \right - 1}$ 5. $R_G \gg R_{aus}$ Signalquelle
<ol style="list-style-type: none"> 1. $R_{Eac} \approx \frac{-(R_C \parallel R_{Last})}{v_U} - \frac{r_{BE}}{\beta_{yp}}$ v_U ist eine negative Zahl (invertierend) 2. $R_{Edc} \approx R_E - R_{Eac}$ 	Signalverstärkung v_U wählen	<ol style="list-style-type: none"> 1. $R_{Sac} \approx \frac{-(R_D \parallel R_{Last})}{v_U} - \frac{1}{S}$ v_U ist eine negative Zahl (invert.) 2. $R_{Sdc} \approx R_S - R_{Sac}$
<ol style="list-style-type: none"> 1. $C_{ein} > \frac{1}{\pi f_g (R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel (r_{BE} + \beta_{typ} \cdot R_{Eac}))}$ 2. $C_E > \frac{1}{\pi f_g R_{Eac}}$ 3. $C_{aus} > \frac{1}{\pi f_g R_{Last}}$ $R_{Last} > R_C$ $C_{aus} = C_{ein}$ nächste Stufe 	Koppel-C für Grenzfrequenz f_g berechnen Faktor 2, weil jedes RC-Glied -3dB hat bei f_g	<ol style="list-style-type: none"> 1. $C_{ein} > \frac{1}{\pi f_g R_G}$ 2. $C_S > \frac{1}{\pi f_g R_{Sac}}$ 3. $C_{aus} > \frac{1}{\pi f_g R_{Last}}$ $R_{Last} > R_D$ $C_{aus} = C_{ein}$ nächste Stufe

Obiges Vorgehen mit den Faustregeln hat sich in der Praxis für Standard-Schaltungen bewährt. Der Entwurf muss durch Simulation und/oder Nachmessen verifiziert werden.

Insbesondere bei hohen Frequenzen, sehr tiefen oder hohen Temperaturen, sehr kleinen oder grossen Strömen, sowie niedrigen Versorgungsspannungen ergeben sich oft grössere Abweichungen.

Die Bauteil-internen Kapazitäten und Induktivitäten, sowie jene von Leiterplatten-Aufbau, Steckern etc. bleiben ebenfalls unberücksichtigt.

3.5. Collectorschaltung = Emitterfolger = (common collector = emitter follower)	Impedanz- wandler, Spannungs- folger	3.6. Drainschaltung = Sourcefolger (common drain = source follower)
Simulations-Datei: BJT_Collector.?sc		Simulations-Datei: JFET_Drain.?sc
	Schema	
$v_u = \frac{u_{aus}}{u_{ein}} = \frac{1}{1 + \frac{r_{BE}}{\beta \cdot R_E}} \approx 1$ <p> $U_{aus} = U_{ein} - U_{BE}$ bei DC-Kopplung für Silizium: $U_{BE} \approx 0.7V$ </p>	Spannungs- verstärkung	$v_u = \frac{u_{aus}}{u_{ein}} \approx \frac{1}{\frac{1}{S \cdot (R_S \parallel R_{Last})} + 1} < 1$
$v_i \approx \beta$	Strom- verstärkung	$v_i \rightarrow \infty$
$R_{ein} \approx r_{BE} + \beta \cdot R_E$	Eingangs- impedanz	$R_{ein} \rightarrow \infty$
$R_{aus} \approx \frac{r_{BE}}{\beta}$ <p> β = Stromverstärkung r_{BE} = differentielle Eingangs-Impedanz => siehe Datenblatt </p>	Ausgangs- impedanz	$R_{aus} \approx \frac{1}{\frac{1}{R_S} + S}$ <p> S = JFET-Steilheit => siehe Datenblatt </p>
Bei kapazitiver Last neigt der Emitterfolger zum Schwingen. Abhilfe: Widerstand in Serie zu Basis.	Beachten	

3.7. Basisschaltung (common base)	Hochfreq., da Miller-C unwirksam	3.8. Gateschaltung (common gate)
	Schema	
$v_u = \frac{u_{aus}}{u_{ein}} \approx \frac{R_{aus}}{\frac{r_{BE}}{\beta} + R_{ein}}$ $R_{aus}, R_{ein} = \text{transformierte Werte}$ $\beta = \text{Stromverstärkung}$ $r_{BE} = \text{differentielle Eingangs-Impedanz}$ $\Rightarrow \text{siehe Datenblatt}$	Spannungs- verstärkung	$v_u = \frac{u_{aus}}{u_{ein}} \approx S \cdot R_{aus}$ $R_{aus} = \text{transformierter Wert}$ $S = \text{JFET-Steilheit}$ $\Rightarrow \text{siehe Datenblatt}$
$v_i = -1$	Strom- verstärkung	$v_i = -1$
$R_{ein} \approx \frac{r_{BE}}{1 + \beta}$	Eingangs- impedanz	$R_{ein} \approx \frac{1}{S}$
$R_{aus} \approx R_C$	Ausgangs- impedanz	$R_{aus} \approx R_D$

Basis- und Gate-Schaltung werden nur in Ausnahmefällen eingesetzt, da sie auch in der Hochfrequenztechnik gegenüber den MOS-FETs in Sourceschaltung kaum mehr Vorteile aufweisen.

4. Tipps für die Praxis

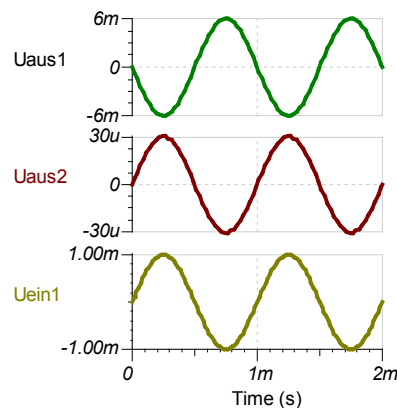
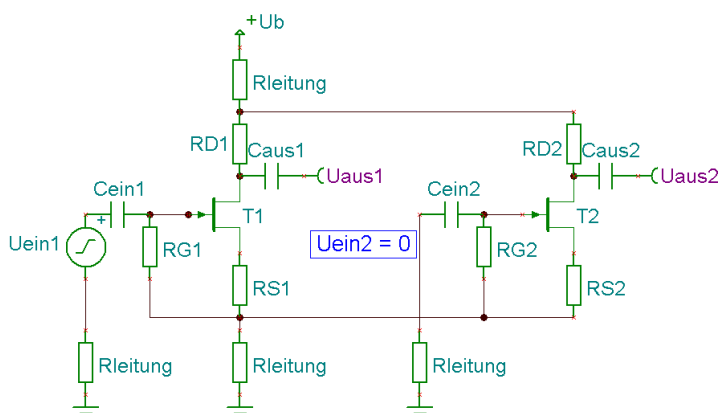
4.1. Auswahl des Transistors

- BJT oder JFET?
 - BJT wählen für grosse Ausgangssignal-Amplituden, niederohmige Schaltungen, hohen Verstärkungsfaktor.
 - JFET wählen für Hochfrequenz, rauscharme Vorverstärker, hohe Eingangsimpedanz
- Die erlaubten Grenzwerte (maximum ratings) müssen eingehalten werden: Sperrspannungen (U_{CE} und U_{BE} resp. U_{DS} und U_{GS}), Durchlassströme (I_C und I_B resp. I_D und I_G) und Verlustleistungen (P_D).
- Welche obere Grenzfrequenz f_g wird benötigt?
 - Beim BJT in Emitter-Schaltung bleibt die Verstärkung bis zur Grenzfrequenz $f_g = f_t/\beta$ (cutoff frequency) konstant und nimmt dann bis zur Transitfrequenz f_t (frequency of transition), (siehe Datenblatt).
 - Beim JFET in Source-Schaltung wird die obere Grenzfrequenz f_g durch den Millereffekt begrenzt. Eine niedrige Impedanz der Signalquelle erhöht die Grenzfrequenz, da die Miller-Kapazität schneller umgeladen werden kann. Die Ansteuerung des JFET bei hohen Frequenzen ist nicht mehr stromlos möglich, die Quelle muss niederohmig sein.
- Gibt es Anforderungen bezüglich Rauscharmut?

4.2. Sternpunkt förmige Verdrahtung oder Ground-Plate?

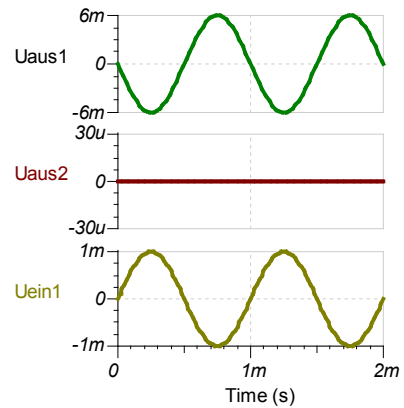
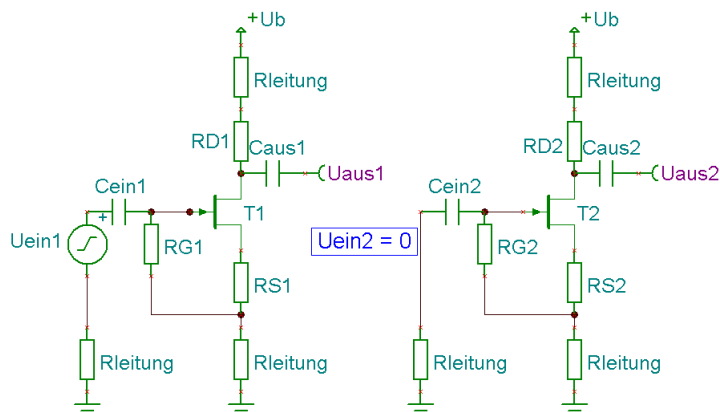
Simulations-Datei: **Uebersprechen.?sc**

Bei Verstärkerschaltungen ist Übersprechen (cross talk) von einem Kanal auf einen anderen durch galvanische Kopplung gefährdet. Sie entsteht, wenn verschiedene Verstärker-Kanäle oder -Stufen dieselbe Ground- oder Speise-Leitung benutzen. Der Signalstrom des einen Verstärkers verursacht einen Spannungsabfall im Ground-Leiter. Der andere Verstärker sieht nun ein „verschmutztes“ Ground-Potential, welches sich ähnlich wie ein Eingangssignal auswirkt.



In diesem Beispiel beträgt das Übersprechen $30\mu\text{V}/6\text{mV} = 0.5\% = -46\text{dB}$, was sehr schlecht ist.

Abhilfe ist einfach möglich, indem man die Ground- und Speiseleitungen jeder Teilschaltung, bis zum Einspeisepunkt separat führt, wie in der folgenden Schaltung und Simulation gezeigt.



Die vielen Leitungen, welche zum gleichen Punkt führen, sehen aus wie ein Stern. Man spricht von **Sternpunkt-förmiger Verdrahtung**.

Oft wird anstelle Sternpunkt-förmiger Verdrahtung ein **Ground-Plate** verwendet. Das verkleinert das Problem der galvanischen Kopplung, da der Widerstand des Ground-Plates kleiner ist, als jenes einer Leitung, aber es bleibt prinzipiell bestehen.

Bei hohem Verstärkungsfaktor (Vorverstärker) oder bei grossen Strömen (Endstufen) kann die galvanische Kopplung sogar zu **ungewollten hochfrequenten Schwingungen** führen!

Bei Hochfrequenz-Verstärker wirken die Leiterbahnen zudem als Induktivitäten ($\sim 1\mu\text{H}/\text{m}$) und Koppel-Kapazitäten. Diese können wirksam reduziert werden durch kurze Leitungen und Abschirmungen. Auch ein Ground-Plate reduziert die Induktivitäten und wirkt als Abschirmung.

Als Design-Rules haben sich bewährt:

- Analog-Ground- und Speise-Leitungen der Teilschaltungen jeweils separat bis zu den Sternpunkten führen. Dadurch kann Übersprechen eliminiert werden.
- Digital-Ground (falls vorhanden) separat führen und nur an einer einzigen Stelle mit dem Analog-Ground verbinden. Dadurch kann übersprechen der digitalen Taktfrequenz auf das Analog-Signal weitgehend verhindert werden. Ground-Plate für den Digital-Ground. Jede nicht anderweitig benötigte Fläche auf dem Print wird als Fläche ausgeführt und mit dem Digital-Ground verbunden. Dadurch sinkt die Induktivität und Resistivität der Ground-Leitung drastisch ab.
- Spannungsstabilisierung für Digital- und Analog-Teil mit separaten Spannungsreglern.
- Block-Kondensatoren ($\sim 10\text{nF}$, keramisch), welche in unmittelbarer Nähe jedes ICs und jeder Teilschaltung platziert werden, vorsehen.

4.3. Schutz vor elektrostatischen Überspannungen

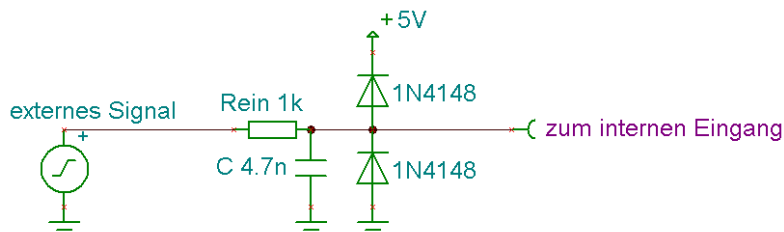
Elektrische Bauteile können durch Überspannung zerstört werden.

Vor dem Einbau sind vor allem FETs durch statische Überspannung am Gate gefährdet. Abhilfe: FETs in leitenden Gummi stecken oder Anschlüsse mit Alufolie miteinander verbinden.

Beim Aufbauen der Schaltung wird die elektrostatische Spannung durch leitende und geerdete Boden- und Tischbeläge, geerdete Werkzeuge, sowie Erdungsmanchette am Arm abgeleitet.

Bei richtig ausgelegten Schaltungen kann die Überspannung nur über externe Anschlüsse in die Schaltung gelangen. Meist handelt es sich um elektrostatische Spannungen (ESD = electrostatic discharge) oder um kurze Transienten, verursacht durch einen Schaltvorgang oder einen Blitzeinschlag in der Umgebung.

Besonders empfindlich sind hochohmigen Eingänge (insbesondere FETs). Diese einfache Schaltung bietet einen guten Schutz und sollte für jeden externen Eingang vorgesehen werden, wenn keine speziellen Anforderungen gestellt werden.



Rein = 1kΩ ist ein guter Kompromiss: eine Überspannung in der Grössenordnung kV kann während einigen ms abgeführt werden ohne die Dioden oder den Widerstand zu überlasten.

Der Kondensator C ist optional. Neben dem Schutz vor schnellen Transienten, kann er auch die Aufgabe eines **Anti-Aliasing-Filters** (1. Ordnung) vor dem Analog-Digital-Wandler übernehmen. Er muss für die gewünschte Frequenz ausgelegt werden $C = 1/(2\pi f \cdot \text{Rein})$.

Für digitale Eingänge und Ausgänge ist der Einsatz von **Optokopplern** der beste Schutz.

4.4. Rauschen

Das **thermische Rauschen** entsteht durch die thermische Bewegung der Ladungsträger. Die Rauschleistung ist proportional zur absoluten Temperatur und unabhängig vom Stromfluss durch den Leiter und vom Leitermaterial.

Rauschen ist ein stochastischer Prozess. Die Amplituden entsprechen einer Gauss'schen Normalverteilung, das Frequenzspektrum ist sehr breitbandig (weisses Rauschen).

Die Nyquist-Formel $U_R = \sqrt{4 \cdot k_B \cdot T \cdot R \cdot \Delta f}$ (k_B = Boltzmann-Konstante = $1.38 \cdot 10^{-23} \text{Ws/K}$) besagt, dass die Rauschspannung proportional ist zur Wurzel aus der absoluten Temperatur T, dem Widerstandswert R und der Bandbreite Δf .

Das **Stromrauschen** entsteht, wenn Ladungsträger durch nicht-homogenes Material wandern. Es ist bei Metallwiderständen niedrig, bei Kohlewiderständen hoch.

Bei den Verstärkern (Transistoren und Operationsverstärker) werden oft **Rauschspannung und -strom bezogen auf den Eingang** angegeben. Die Masseinheit für Rauschspannung ist V/√Hz und für den Rauschstrom A/√Hz. Die Datenblattangabe muss darum noch mit der Wurzel der Bandbreite $\sqrt{\Delta f}$ multipliziert werden. Der Rauschstrom erzeugt am Innenwiderstand der Signalquelle eine Rauschspannung, welche zu dessen thermischem Rauschen hinzukommt.

In Verstärker-Datenblättern wird oft die **Rauschzahl (noise figure)** angegeben. Sie gibt an, wie viel zusätzliches Rauschen der Verstärker erzeugt, verglichen mit dem thermischen Rauschen eines Referenz-Quellenwiderstand. Ein Verstärker ohne Rauschen hätte die Rauschzahl = 0dB, Transistoren erreichen etwa 3dB.

Rauschspannung und -strom hängen von der Schaltung, aber nicht vom der Amplitude des Eingangssignals ab. Für einen guten Rauschabstand ist darum eine rauscharme Eingangsstufe entscheidend. Die nachfolgenden Stufen haben bereits ein verstärktes Signal und tragen darum nur noch unwesentlich zum Rauschen bei.

Relevant ist letztlich der **Signal-Rausch-Abstand (SNR = Signal to Noise Ratio)**:

$$SNR = \frac{\text{Signalleistung}}{\text{Rauschleistung}} \quad \text{oder in dB: } SNR = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\text{Signalleistung}}{\text{Rauschleistung}} \right)$$

Anstelle des SNR wird oft der **Störungsfreie dynamische Bereich (SFDR = spurious free dynamic range)** angegeben, weil es messtechnisch einfacher zu bestimmen ist. Dazu wird das Signal in einem Spektrumanalyser dargestellt. Das SFDR ist der Abstand zwischen Signal-Amplitude und der stärksten Störung.

4.5. Fehlersuche in Verstärkerschaltungen

Wenn eine Schaltung nicht mehr oder noch nicht funktioniert, hat sich ein schrittweises Vorgehen bewährt:

1. **Schema** und eventuell Print-Layout und Datenblätter der Halbleiter organisieren.
2. Sind alle **Speisespannungen** vorhanden und stimmen diese (nachmessen mit Voltmeter)? Wenn keine Spannung vorhanden ist, Netzschalter, Kabel, „output on“-Taster, Sicherungen etc. überprüfen. Wenn nur eine Spannung fehlt, nach einem Kurzschluss suchen. Allenfalls Netzteil ohne die Schaltung (ev. mit Lastwiderständen) prüfen.
3. Ohne AC-Signal am Eingang die **DC-Arbeitspunkte** an den Ausgängen (meist am Collector oder Drain, resp. am Operationsverstärker-Ausgang) der Teilschaltungen mit einem **Voltmeter** überprüfen. Die Spannung sollte bei vielen Schaltungen einigermaßen **in der Mitte der Versorgungsspannungen** liegen. Wenn ein Ausgang am Anschlag (nicht oder voll leitend) ist, könnte der Fehler in dieser Stufe liegen und sie sollte genauer untersucht werden.
4. Ein **AC-Signal** (z.B. 1kHz-Sinus) geeigneter Amplitude (z.B. 10mVpp) in den Eingang einspeisen und mit dem Oszilloskop die Signale an den Ausgängen der Teilschaltungen messen. Jeweils überprüfen, ob das Signal vorhanden ist, die **Kurvenform** stimmt und die **Amplitude** den Erwartungen (unter Berücksichtigung der Verstärkung) entspricht.
5. **Halbleiter** werden in der Regel durch **Überspannungen** (Blitzeinschlag in der Umgebung oder induktive Abschaltüberspannung?) oder **Überhitzung** (Kurzschluss am Ausgang oder Lüfter defekt?) zerstört.
6. **Elektrolyt-Kondensatoren** können mit den Jahren **austrocknen**. Kondensatoren in getakteten Anwendungen und Netzteilen müssen hohe **Stromspitzen** verkraften und können **überhitzen**. Wenn ein ungeeigneter Kondensatortyp (mit zu kleiner Strombelastung oder Isolationsspannung) eingesetzt wurde oder die Kühlung schlecht ist (z.B. bei PCs mit Wasserkühlung werden nur noch die Prozessoren gekühlt), können Kondensatoren durch Überhitzung zerstört werden. Defekte Kondensatoren können einen **Kurzschluss oder Unterbruch** verursachen. Bei ausgeschalteter Speisung die Kondensatorwerte nachmessen, um einen Kurzschluss oder Unterbruch zu lokalisieren.

5. Lernziele, Übungsaufgaben, Literatur und Links

5.1. Lernziele

Die Ziele gelten jeweils für BJT und JFET gleichermassen.

Ohne Hilfsmittel können sie

- Eingangs-, Übertragungs- und Ausgangskennlinien zeichnen und markante Punkte und Asymptoten einzeichnen und benennen.
- das Vorgehen zum Linearisieren von Kennlinien und deren Grenzen aufzeigen.
- die Begriffe Transit- und Grenzfrequenz definieren und wissen wie man sie misst.
- die Ursache und die Auswirkung der parasitären Kapazitäten und Induktivitäten erklären.
- die DC- und AC-Ersatzschaltbilder von Transistoren zeichnen.
- jene Parameter aufzählen, die namhaft der Exemplar-Streuung oder Temperatur-Drift unterliegen und können deren Grössenordnung angeben.
- erklären, warum man DC-Arbeitspunkt und AC-Verstärkung separat betrachten kann.
- begründen, welcher Wert für den DC-Arbeitspunkt sinnvoll ist.
- die Funktionsweise der Strom-Gegenkopplung beschreiben.
- die Faustregeln für die Schaltungs-Dimensionierung inhaltlich begründen.
- die Grössen aufzählen welche die AC-Signalverstärkung beeinflussen.
- den Einfluss von Signalamplitude und Verstärkungsreserve auf den Klirrfaktor erläutern.
- die Transistor-Grundsaltungen zeichnen und die typischen Eigenschaften nennen.
- algebraisch Eingangs- und Ausgangswiderstand sowie Spannungsverstärkung herleiten.
- die Konzepte sternpunktformige Verdrahtung und Ground-Plate erklären.

Mit eigener Zusammenfassung, Datenblättern und Taschenrechner können sie

- für eine Schaltung den DC-Arbeitspunkt abschätzen und alle Zahlenwerte (inkl. worst-case) der DC- und AC-Ersatzschaltbilder aus dem Datenblatt herauslesen/interpolieren.
- Kennlinien linearisieren und die (feste oder gesteuerte) lineare Ersatz-Quelle berechnen.
- die Grenzfrequenz unter Berücksichtigung der Miller-Kapazität berechnen.
- den Arbeitspunkt einer gegebenen Schaltung mit gewünschter Verstärkung sinnvoll festlegen (inkl. worst-case-Varianten) und alle Bauteilwerte berechnen (Synthese).
- für bekannte Bauteilwerte Arbeitspunkt, Verstärkung, Eingangs- und Ausgangswiderstand, sowie Stromverbrauch (inkl. worst-case-Varianten) berechnen (Analyse).
- für gegebene Grenzfrequenzen Koppel- und Entkoppel-Kondensatoren dimensionieren.
- aus einer Auswahl den für eine Schaltung/Anwendung geeigneten Transistor eruieren.

Mit beliebigen schriftlichen Unterlagen und einem Simulations-Tool sind sie in der Lage

- alle Kennlinien für variable Bauteil-Parameter zu plotten.
- zu überprüfen, ob eine Schaltung die Vorgaben unter worst-case-Bedingungen einhält.
- den Klirrfaktor zu bestimmen.
- den Frequenzgang zu plotten und die Grenzfrequenzen herauszulesen.

5.2. Übungsaufgaben

Online-Datenblätter elektronischer Bauteile: <http://www.datasheetcatalog.com/>

5.2.1. Lineare Ersatzschaltungen für den JFET 2N5458 bestimmen

Mit Hilfe des Datenblatts lösen.

Da die Transistor-Kennlinien nicht-linear sind, muss der Arbeitspunkt abgeschätzt oder festgelegt werden, bevor eine lineare Ersatzschaltung bestimmt werden kann.

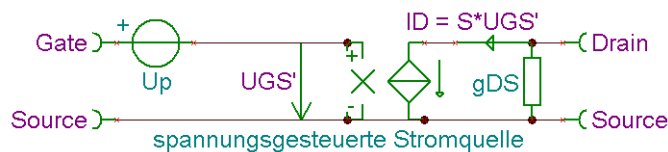
Für die folgenden Aufgaben sei der Arbeitspunkt $I_D \approx 2\text{mA}$ und $U_{DS} \approx 10\text{V}$.

Aufgaben

1. Zeichnen sie die lineare DC-Ersatzschaltung und geben sie für alle Elemente die numerischen Werte an.
2. Zeichnen sie die lineare AC-Ersatzschaltung und geben sie für alle Elemente die numerischen Werte an.
3. Welche Parameter unterliegen massgebend der Temperatur-Drift?
4. Welche Parameter unterliegen massgebend der Exemplar-Streuung?

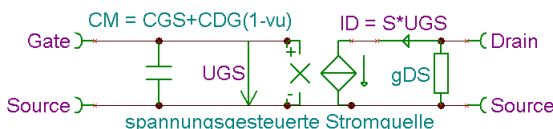
Lösungen

1. Zeichnen sie die lineare DC-Ersatzschaltung und geben sie für alle Elemente die numerischen Werte an.



$U_p = -1 \dots -7\text{V}$ grosse Exemplarstreuung
 $S = 3\text{mS}$ @ $I_D = 2\text{mA}$ und $U_{DS} = 15\text{V}$ S praktisch nur von I_D abhängig
 $g_{DS} \approx 8\mu\text{S}$ @ $U_p = -1.6\text{V}$ und $I_D = 2\text{mA}$ und $U_{DG} = 10\text{V}$
 $g_{DS} \approx 15\mu\text{S}$ @ $U_p = -3.7\text{V}$ und $I_D = 2\text{mA}$ und $U_{DG} = 10\text{V}$

2. Zeichnen sie die lineare AC-Ersatzschaltung und geben sie für alle Elemente die numerischen Werte an.



Gleiche Werte wie für die lineare DC-Ersatzschaltung. Es wird meist nicht zwischen statischen DC- und differentiellen AC-Werten unterschieden, da Exemplar-Streuung und Temperatur-Drift einen grösseren Einfluss haben.

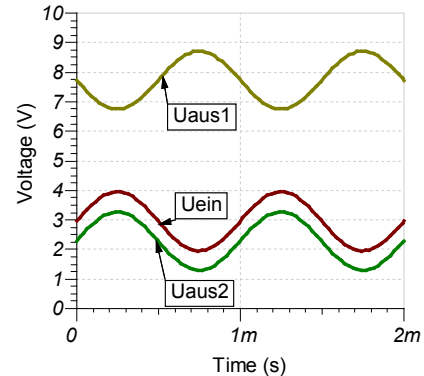
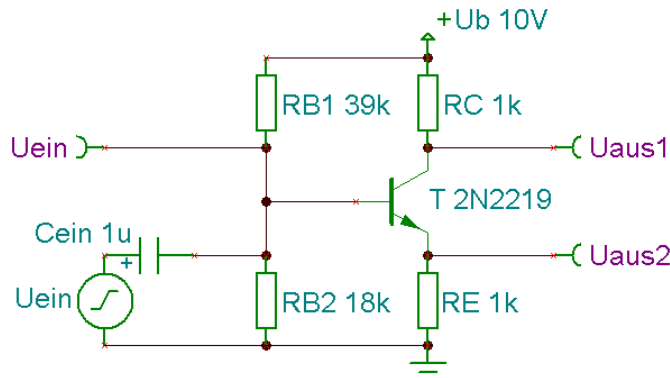
$C_{GStyp} = 4.5\text{pF}$ $C_{GSmax} = 7\text{pF}$ @ $U_{DS} = 15\text{V}$ und $U_{GS} = 0\text{V}$
 $C_{DGtyp} = 1.5\text{pF}$ $C_{DGmax} = 3\text{pF}$ @ $U_{DS} = 15\text{V}$ und $U_{GS} = 0\text{V}$
 Die Kapazitäten sinken mit zunehmender U_{GS} , da die Sperrschicht dicker wird.

3. Welche Parameter unterliegen massgebend der Temperatur-Drift?
 Die Steilheit S unterliegt der Temperatur-Drift. Interessanterweise heben sich die Einflüsse bei $S = 1.5\text{mS}$ und $I_D = 0.8\text{mA}$ gerade etwa auf.
 Die Werte schwanken um einen Faktor 2 für den Bereich $-55 \dots 125^\circ\text{C}$.
4. Welche Parameter unterliegen massgebend der Exemplar-Streuung?
 Die Abschnürspannung unterliegt extrem der Exemplar-Streuung.
 Sie ist beim am besten leitenden Exemplar 7-mal so hoch wie beim schlechtesten.

5.2.2. Phasensplitter

Simulations-Datei: **Phasensplitter.?sc**

Der Phasensplitter stellt zwei um 180° gedrehte (= anderes Vorzeichen) Signale zur Verfügung. Die Verstärkungen sind +1 resp. -1. Die Kurven für 1Vp Eingangssignal sind rechts geplottet.

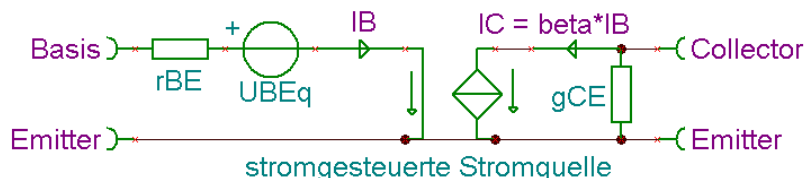


Aufgaben

- Schätzen sie alle Spannungen und Ströme am Transistor, indem sie annehmen, dass $U_{BE} = 0.7V$ und β sehr hoch sind.
- Stellen sie das lineare Ersatzschaltbild für den Transistor im geschätzten Arbeitspunkt auf.
- Berechnen sie alle Spannungen am Transistor mit Hilfe des linearen Ersatzschaltbildes.
- Welche Werte liefert die Simulation für die Spannungen?
- Vergleichen und kommentieren sie die verschiedenen Resultate.
- Berechnen sie die untere Grenzfrequenz.
- Welcher Arbeitspunkt ist für eine möglichst grosse Signalamplitude optimal?

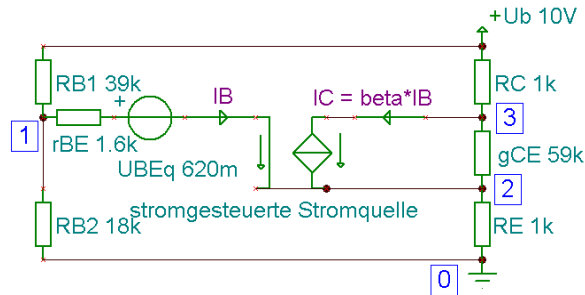
Lösungen

- Schätzen sie alle Spannungen und Ströme am Transistor, indem sie annehmen, dass $U_{BE} = 0.7V$ und β sehr hoch sind.
Wenn β sehr hoch ist, ist der Basisstrom vernachlässigbar klein **$I_B = 0$**
und der Spannungsteiler ist unbelastet **$U_B = U_b \cdot R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2}) = 3.2V$**
 $U_E = U_B - U_{BE} = 2.5V$, $I_E = U_E / R_E = 2.5mA$
 $I_C = I_E = 2.5mA$, $U_C = U_b - I_C \cdot R_C = 7.5V$
- Stellen sie das lineare Ersatzschaltbild für den Transistor im geschätzten Arbeitspunkt auf.



Abschätzen von I_C mit der Annahme $U_{CE} = U_b/2$ ergibt $I_C = (U_b - U_{CE}) / (R_E + R_C) = 2.5mA$
Mit $\beta = 160$ (aus dem Datenblatt) berechnen $I_B = I_C / \beta = 16\mu A$
 $r_{BE} = U_T / I_B = 25mV / 16\mu A = 1.6k\Omega$ (oder gemäss Datenblatt ca. $2k\Omega$)
Aus $U_{BE} = 0.65V$ (aus dem Datenblatt) folgt **$U_{BEq} = U_{BE} - r_{BE} \cdot I_B = 0.62V$**
 $g_{CE} = 17\mu S$ (aus dem Datenblatt)

3. Berechnen sie alle Spannungen am Transistor mit Hilfe des linearen Ersatzschaltbildes.



Berechnen kann man dieses Netzwerk mit dem Knotenpotentialverfahren (oder dem Maschenstromverfahren). Die linearen Spannungsquellen U_{BEq} , r_{BE} , U_b , R_{B1} und U_b , R_{B2} werden in lineare Stromquellen umgewandelt und das Gleichungssystem aufgestellt. Im selben Verzeichnis wie die Simulationen ist auch das **Matlab-Skript**, welches die Schaltung durchrechnet: **Phasensplitter.m**. Hier ist die Ausgabe dieses Skripts:

Arbeitspunkt berechnen mit dem Knotenpotentialverfahren $[G] \cdot [U_k] = [I_q]$.
Leitwert-Matrix und Stromquellen-Vektor aufstellen.

```
G =
[ gB1+gB2+gBE,      -gBE,      0]
[      -gBE,    gBE+gE+gCE,      -gCE]
[           0,      -gCE,    gCE+gC]

Iq =
      IBEq+IbB1q
      beta*IB-IBEq
     -beta*IB+IbCq

IB ist unbekannt und darf darum nicht in [Iq] stehen.
Der Ausdruck beta*IB = beta*(U10-U20-UBEq)*gBE hat
drei Terme U10*beta*gBE, -U20*beta*gBE und -beta*UBEq*gBE=beta*IBEq
welche an die jeweils passende Stelle verschoben werden müssen:
Nun kann das Gleichungssystem  $[G] \cdot [U_k] = [I_q]$  gelöst werden.

G =
[ gB1+gB2+gBE,      -gBE,      0]
[      -gBE-beta*gBE,  gBE+gE+gCE+beta*gBE,      -gCE]
[      beta*gBE,      -gCE-beta*gBE,    gCE+gC]

Iq =
      IBEq+IbB1q
     -IBEq-beta*IBEq
      IbCq+beta*IBEq

Bekannte Zahlenwerte einsetzen.
G =
    0.0007    -0.0006         0
   -0.1006     0.1016    -0.0000
    0.1000    -0.1000     0.0010

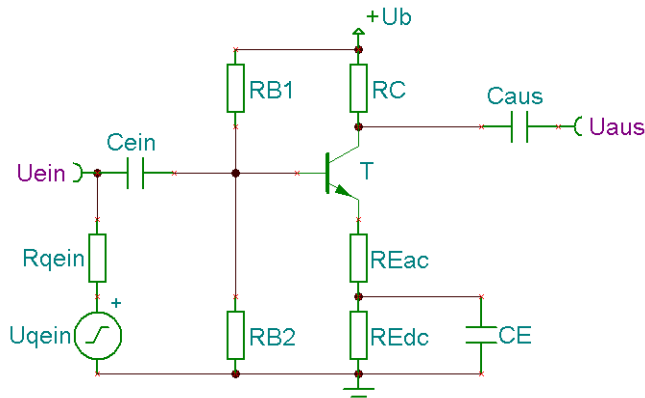
Iq =
    0.0006
   -0.0624
    0.0720

Gleichungssystem lösen und Knotenspannungen ausgeben.
Uk =
    2.9856
    2.3432
    7.6708
```

4. Welche Werte liefert die Simulation für die Spannungen?
 $U_B = 2.99V$, $U_E = 2.34V$, $U_C = 7.67V$
5. Vergleichen und kommentieren sie die verschiedenen Resultate.
TINA und die lineare Ersatzschaltung liefern exakt die gleichen Werte.
Die schnelle Schätzung ergibt Abweichungen von maximal 0.2V.
Fazit: Der Aufwand für die lineare Ersatzschaltung hat sich hier nicht gelohnt.
6. Berechnen sie die untere Grenzfrequenz.
Die untere Grenzfrequenz wird durch C_{ein} und die Eingangsimpedanz bestimmt.
 $R_{ein} = R_{B1} || R_{B2} || (r_{BE} + \beta \cdot R_E) = 39k\Omega || 18k\Omega || 162k\Omega = 11k\Omega$
 $f_g = 1/(2 \cdot \pi \cdot C_{ein} \cdot R_{ein}) = 14Hz$
7. Welcher Arbeitspunkt ist für eine möglichst grosse Signalamplitude optimal?
Die Signalamplitude am Transistor variiert zwischen $U_{CE} = 0$ und $U_{CE} = U_b$. Damit das Signal in beide Richtungen mit gleicher Amplitude angesteuert werden kann, muss für den Arbeitspunkt $U_{CE} = U_b/2$ gelten. Weil $R_C = R_E$ wird $U_{RC} = U_{RE} = U_b/4$.

5.2.3. Emitter-Schaltung

Simulations-Datei: **BJT_Emitter.?sc**



Das Mikrophonsignal $U_{\text{ein}} = 20\text{mV}$ (Innenwiderstand $R_{\text{qein}} = 600\Omega$) soll verstärkt werden auf Line-Level $U_{\text{aus}} = 0.775\text{V}$ (Frequenzbereich = $20\text{Hz} \dots 20\text{kHz}$). Die Schaltung wird von einer 9V-Blockbatterie betrieben. Wichtig ist darum auch ein niedriger Stromverbrauch. Die Ausgangsimpedanz wurde festgelegt auf $R_C = 600\Omega$. Als Transistor wird der 2N2219 verwendet.

Aufgaben

1. Dimensionieren sie alle Bauteile gemäss den Faustregeln für einen stabilen Arbeitspunkt.
2. Wie gross ist der Stromverbrauch der Schaltung? Wie lange hält ein 9V-Block mit einer Kapazität von 100mAh?
3. Wie kann der Stromverbrauch der Schaltung verkleinert werden ohne Probleme mit der Temperatur-Drift oder der Exemplar-Streuung einzuhandeln? Dimensionieren sie die Bauteile neu und berechnen sie den Stromverbrauch.
4. Wie hoch ist die obere Grenzfrequenz der stromreduzierten Schaltung? Stimmt das Resultat mit der Simulation überein?
5. Wenn ein Mittel- oder Kurzwellensender in der Nähe ist, kann das Mikrofonkabel wie eine Antenne wirken. Das Amplituden-modulierte Rundfunk-Signal wird durch die BE-Diode demoduliert, vom Transistor verstärkt und stört das Mikrophonsignal. Um das zu verhindern, soll die obere Grenzfrequenz auf 20kHz gesenkt werden, indem ein Kondensator zwischen Collector und Emitter eingebaut wird. Wie gross muss dieser Kondensator für die stromreduzierte Schaltung sein?
6. Überprüfen sie durch Simulation, ob die gewünschte Verstärkung erreicht wird.
7. Wie gross ist das SNR (Signal to Noise Ratio) am Eingang und am Ausgang des Verstärkers bei 20mV Eingangssignal?
8. Wäre es möglich mit Operations-Verstärker eine Schaltung zu entwerfen, welche bei geringerem Strombedarf die Spezifikationen erfüllt?

Lösungen

1. Dimensionieren sie alle Bauteile gemäss den Faustregeln für einen stabilen Arbeitspunkt.
 $U_b = 9\text{V}$, $R_C = 600\Omega$ => Wahl **560Ω**
 $U_{CE} = U_b/2 = 4.5\text{V}$
 $U_{RE} = 1.5\text{V}$ Faustregel
 $I_C = (U_{CE} - U_{RE})/R_C = 5\text{mA}$
 $R_E = U_{RE}/I_C = 300\Omega$
 $\beta_{\text{min}} = 50$ Datenblatt

$$I_{Bmax} = I_C / \beta_{min} = 0.1mA$$

$$U_{BE} = 0.7V$$

$$R_{B2} = (U_{RE} + U_{BE}) / (3 \cdot I_{Bmax}) = 7.3k\Omega$$

=> Wahl **6.8kΩ**

$$R_{B1} = (U_b - U_{RE} - U_{BE}) / (4 \cdot I_{Bmax}) = 17k\Omega$$

=> Wahl **15kΩ**

$$v_U = 0.775V / 20mV = 39, \text{ resp. } -39 \text{ (invertierend)}$$

$$\beta_{typ} = 160$$

Datenblatt

$$r_{BE} = 1k\Omega$$

Datenblatt

$$R_{Eac} = -R_C / v_U - r_{BE} / \beta = 9\Omega$$

=> Wahl **8.2Ω**

$$R_{Edc} = R_E - R_{Eac} = 291\Omega$$

=> Wahl **270Ω**

$$C_{ein} > 1 / (\pi \cdot f_g \cdot R_{B1} || R_{B2} || \beta_{typ} \cdot R_{Eac}) = 14\mu F$$

=> Wahl **15μF**

$$C_E > 1 / (\pi \cdot f_g \cdot R_{Eac}) = 1941\mu F$$

=> Wahl **2200μF**

$$C_{aus} > 1 / (\pi \cdot f_g \cdot R_C) = 26\mu F$$

=> Wahl **27μF**

2. Wie gross ist der Stromverbrauch der Schaltung? Wie lange hält ein 9V-Block mit einer Kapazität von 100mAh?

$$I_b = I_C + I_{RB1} = I_C + 4 \cdot I_{Bmax} = 5.4mA$$

$$t = Q / I_b = 100mAh / 5.4mA = 19h$$

3. Wie kann der Stromverbrauch der Schaltung verkleinert werden ohne Probleme mit der Temperatur-Drift oder der Exemplar-Streuung einzuhandeln? Dimensionieren sie die Bauteile neu und berechnen sie den Stromverbrauch.

Der **Collector-Strom I_C muss sinken**. Weil der Widerstand R_C vorgegeben ist, bleibt nur übrig den Arbeitspunkt so zu verschieben, dass U_{RC} kleiner wird.

Die **maximale Signalamplitude U_{aus}** entspricht gerade dem Arbeitspunkt von U_{RC} . Man kann sie von $4.5V_p$ (des obigen Entwurfs) auf $0.775V_{eff} = 1.1V_p$ **senken**. Der Vorverstärker wird nun schneller an die Aussteuergrenze getrieben (übersteuert).

Die Bauteile berechnen sich nun zu:

$$U_b = 9V, R_C = 600\Omega$$

=> Wahl **560Ω**

$$U_{RC} = 1.1V$$

so wenig Strom wie möglich

$$U_{RE} = 1.5V$$

Faustregel

$$I_C = U_{RC} / R_C = 1.8mA$$

$$R_E = U_{RE} / I_C = 830\Omega$$

$$\beta_{min} = 50$$

Datenblatt

$$I_{Bmax} = I_C / \beta_{min} = 0.036mA$$

$$U_{BE} = 0.7V$$

$$R_{B2} = (U_{RE} + U_{BE}) / (3 \cdot I_{Bmax}) = 20k\Omega$$

=> Wahl **22kΩ**

$$R_{B1} = (U_b - U_{RE} - U_{BE}) / (4 \cdot I_{Bmax}) = 54k\Omega$$

=> Wahl **56kΩ**

$$v_U = 0.775V / 20mV = 39, \text{ resp. } -39 \text{ (invertierend)}$$

$$\beta_{typ} = 160$$

Datenblatt

$$r_{BE} = 2k\Omega$$

Datenblatt (steigt weil I_B kleiner)

$$R_{Eac} = -R_C / v_U - r_{BE} / \beta_{typ} = 2.9\Omega$$

=> Wahl **2.7Ω**

$$R_{Edc} = R_E - R_{Eac} = 827\Omega$$

=> Wahl **820Ω**

$$C_{ein} > 1 / (\pi \cdot f_g \cdot R_{B1} || R_{B2} || \beta_{typ} \cdot R_{Eac}) = 38\mu F$$

=> Wahl **39μF**

$$C_E > 1 / (\pi \cdot f_g \cdot R_{Eac}) = 5.8mF$$

=> Wahl **5600μF**

$$C_{aus} > 1 / (\pi \cdot f_g \cdot R_C) = 26\mu F$$

=> Wahl **27μF**

Und der Stromverbrauch wird:

$$I_b = I_C + I_{RB1} = I_C + 4 \cdot I_{Bmax} = 2.0mA$$

$$t = Q / I_b = 100mAh / 2.0mA = 50h$$

Batterie hält 2.5 mal so lange

4. Wie hoch ist die obere Grenzfrequenz der stromreduzierten Schaltung? Stimmt das Resultat mit der Simulation überein?

Die Millerkapazität bestimmt zusammen mit der Quellen- und Eingangsimpedanz die obere Grenzfrequenz.

$$C_M = C_{BE} + C_{CB}(1 - v_U) = 30pF + 8pF \cdot (1 - (-39)) = 350pF$$

$$R_{ein} = R_{B1} || R_{B2} || (r_{BE} + \beta_{typ} \cdot R_{Eac}) = 22k\Omega || 56k\Omega || (2k\Omega + 160 \cdot 2.7\Omega) = 2107\Omega$$

$$f_{gOben} = 1/(2\pi \cdot C_M \cdot (R_{ein} || R_{qein})) = 1/(2\pi \cdot 350pF \cdot (2107\Omega || 600\Omega)) = \mathbf{0.98MHz}$$

TINA liefert 0.80MHz; die Resultate stimmen sehr gut überein.

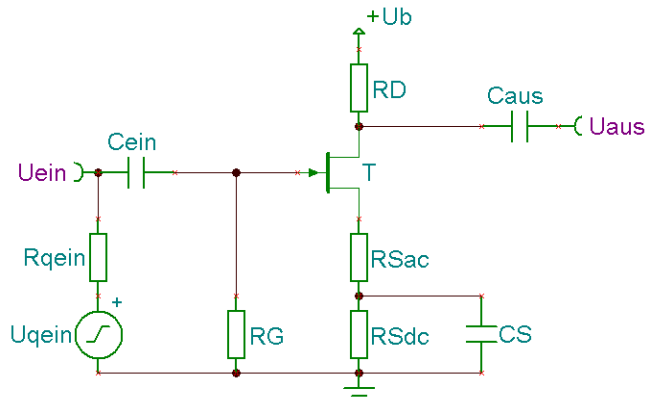
5. Wenn ein Mittel- oder Kurzwellensender in der Nähe ist, kann das Mikrofonkabel wie eine Antenne wirken. Das Amplituden-modulierte Rundfunk-Signal wird durch die BE-Diode demoduliert, vom Transistor verstärkt und stört das Mikrofonsignal. Um das zu verhindern, soll die obere Grenzfrequenz auf 20kHz gesenkt werden, indem ein Kondensator zwischen Collector und Emitter eingebaut wird. Wie gross muss dieser Kondensator für die stromreduzierte Schaltung sein?
Die Wirkung ist die selbe wie bei der Miller-Kapazität, es gilt somit die selbe Formel, aufgelöst nach $C_{Mfilter} = 1/(2\pi \cdot f_{gOben} \cdot (R_{ein} || R_{qein})) = 1/(2\pi \cdot 20kHz \cdot (2107\Omega || 600\Omega)) = 17nF$
 $C_{filter} = C_{Mfilter} / (1 - v_U) = 17nF / (1 - (-39)) = 430pF \Rightarrow$ Wahl **390pF**
Natürlich hätte man, mit praktisch dem selben Effekt, auch einen 17nF-Kondensator zwischen Basis und Ground schalten können.
6. Überprüfen sie durch Simulation, ob die gewünschte Verstärkung erreicht wird.
Die Verstärkung $\Delta U_{qein} / \Delta U_{aus} = 29dB = 28$ ist 30% tiefer als die angestrebten 39.
Die Hauptursache ist, dass der Widerstand R_{qein} mit der Eingangsimpedanz R_{ein} einen Spannungsteiler bildet $\Delta U_{ein} / \Delta U_{qein} = R_{ein} / (R_{ein} + R_{qein}) = 0.78$.
Hingegen ist $\Delta U_{ein} / \Delta U_{aus} = 31dB = 36$ nur 10% zu tief, was sich durch die Exemplarstreuung des Transistors erklären lässt, zumal der Widerstand R_{Eac} sehr klein ist und kaum mehr als Signal-Gegenkopplung wirkt.
Das ist eine Lücke in der Spezifikation der Schaltung: es fehlen Angaben sowohl zum Messmodus als auch zur Eingangsimpedanz.
7. Wie gross ist das SNR (Signal to Noise Ratio) am Eingang und am Ausgang des Verstärkers bei 20mV Eingangssignal?
Der für das thermische Rauschen am Schaltungseingang massgebliche Widerstand ist $R_R = (R_{ein} || R_{qein}) = (2107\Omega || 600\Omega) = 467\Omega$. Die Rauschspannung an 467Ω bei 20°C und 19980Hz (20kHz-20Hz) Bandbreite ist gemäss Nyquist-Formel $U_R = 389nV$. Bezogen auf 20mV ergibt sich **SNR_{ein} = 94dB** am Eingang.
Die Rauschzahl des Transistors wird im Datenblatt mit 4dB angegeben. Am Ausgang kann man damit erwarten **SNR_{aus} = 94dB-4dB = 90dB**.
Die Rauschanalyse von TINA liefert 95db resp. 91dB.
8. Wäre es möglich mit Operations-Verstärker eine Schaltung zu entwerfen, welche bei geringerem Strombedarf die Spezifikationen erfüllt?
Prinzipiell ja, da Operations-Verstärker am Ausgang eine Gegentakt-Endstufe mit zwei Transistoren aufweisen (welche abwechselnd je nach Polarität leiten), statt einem Transistor mit Lastwiderstand (welcher immer Strom zieht). Ohne Signal fliesst nur ein marginaler Strom durch die Endstufen-Transistoren.
Mit Standard-Operations-Verstärker, welche (ohne Last) ca. 2mA Strom benötigen ergäbe sich keine Einsparung. Es gibt aber auch Low-Power-Operations-Verstärker wie den LP324, welche nur 20μA pro Kanal benötigen.

5.2.4. Spannungs-Verstärkung der Source-Schaltung

Simulations-Datei: **JFET_Source.?sc**

JFETs haben hohe Eingangsimpedanzen, aber leider eine relativ geringe Steilheit, welche die Spannungsverstärkung begrenzt.

Die folgenden Analysen sollen für die Source-Schaltung gemacht werden.



Aufgaben

1. Leiten Sie die Spannungs-Verstärkung $v_U = \Delta U_{\text{aus}} / \Delta U_{\text{ein}}$ formal her unter der Annahme, dass alle Bauteile gegeben sind und die Kondensatoren so gross sind, dass sie die Verstärkung nicht beeinflussen.
2. Wie kann die Spannungs-Verstärkung v_U maximiert werden?
3. Welche Spannungs-Verstärkung v_U ist mit dem JFET 2N5458 maximal erreichbar?

Lösungen

1. Leiten Sie die Spannungs-Verstärkung $v_U = \Delta U_{\text{aus}} / \Delta U_{\text{ein}}$ formal her unter der Annahme, dass alle Bauteile gegeben sind und die Kondensatoren so gross sind, dass sie die Verstärkung nicht beeinflussen.

$$\Delta I_D = \Delta U_{\text{GS}} \cdot S = (\Delta U_{\text{ein}} - \Delta I_D \cdot R_{\text{Sac}}) \cdot S \Rightarrow \Delta I_D = \Delta U_{\text{ein}} \cdot S / (1 + R_{\text{Sac}} \cdot S) = \Delta U_{\text{ein}} / (1/S + R_{\text{Sac}})$$

$$\Delta U_{\text{aus}} = -R_D \cdot \Delta I_D = -R_D \cdot \Delta U_{\text{ein}} / (1/S + R_{\text{Sac}})$$

$$v_U = \Delta U_{\text{aus}} / \Delta U_{\text{ein}} = -R_D / (1/S + R_{\text{Sac}})$$

2. Wie kann die Spannungs-Verstärkung v_U maximiert werden?
 $R_{\text{Sac}} = 0$ ist optimal, aber die Linearität wird verschlechtert und der Einfluss der Exemplarstreuung wird grösser. Damit wird $v_U = \Delta U_{\text{aus}} / \Delta U_{\text{ein}} = -R_D \cdot S$
 v_U ist direkt proportional zu R_D . Mit R_D steigt aber auch die Ausgangsimpedanz.
 v_U ist direkt proportional zu S . Aus dem Datenblatt ist ersichtlich, dass die Steilheit S etwa mit der Wurzel aus I_D ansteigt.
Der Einfluss von R_D auf v_U ist dominant gegenüber dem von I_D .
Um R_D und I_D zu maximieren muss auf jeden Fall die Spannung hoch gewählt werden.

3. Welche Spannungs-Verstärkung v_U ist mit dem JFET 2N5458 maximal erreichbar?
 $U_{\text{bmax}} = U_{\text{DSmax}} = 25\text{V}$ (Datenblatt) wählen, damit R_D und I_D maximiert werden können.
 $U_{\text{RD}} = U_{\text{DS}} = U_{\text{b}}/2 = 12.5\text{V}$ ergibt einen guten Arbeitspunkt.

$$I_D \text{ max.: } I_{\text{Dtyp}} = 6\text{mA @ } U_{\text{GS}} = 0\text{V} \quad R_D = 2.1\text{k}\Omega \quad S = 5\text{mS} \quad v_U = 10.4$$

$$R_D \text{ max.: } R_D = 1\text{M}\Omega \quad I_{\text{Dtyp}} = 12.5\mu\text{A} \quad S = 0.2\text{mS} \quad v_U = 200$$

(Angaben $S = f(I_D)$ aus dem Datenblatt)

Fazit:

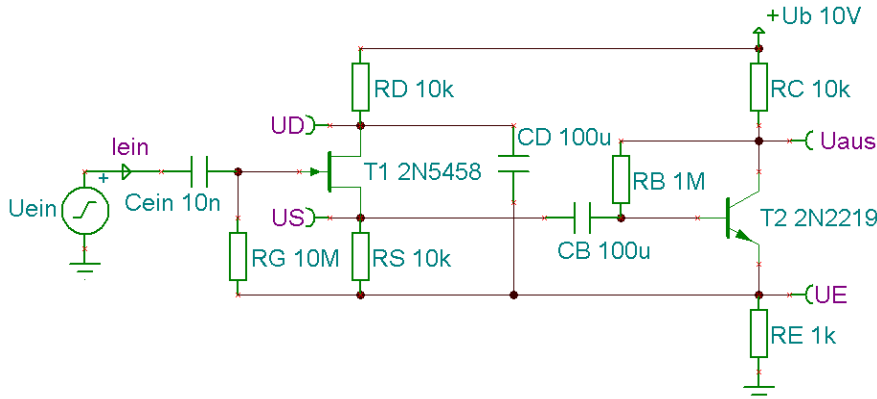
Die Speisespannung soll so hoch wie möglich gewählt werden.

Der Widerstand R_D soll so hoch wie von der nachfolgenden Stufe maximal möglich $R_D < R_{\text{Last}}$ gewählt werden.

Man kann einen BJT-Emitterfolger an den Ausgang der JFET-Sourceschaltung mit hochomigem R_D anschliessen, um die Ausgangsimpedanz um den Faktor β zu senken.

5.2.5. Schaltung mit hoher Eingangs-Impedanz (Bootstrap)

Simulations-Datei: **Bootstrap.?sc**



Diese Schaltung hat eine sehr hohe Eingangsimpedanz und dient zum Verstärken kleiner Wechselsignale von hochohmigen Quellen.

Aufgaben

1. Berechnen sie die Arbeitspunkte U_S , U_D , U_E und U_{aus} für die typischen Werte aus den Datenblättern.
2. Vergleichen sie den berechneten mit dem simulierten Arbeitspunkt.
3. Erklären sie wie die Schaltung funktioniert, indem sie für ein Eingangssignal U_{ein} von 100mVp die Signalspannungen an den Punkten U_S , U_E , U_D und U_{aus} abschätzen. Und wie kommt die hohe Eingangsimpedanz zustande?
4. Sehen die simulierten Signalverläufe für $U_{ein} = 100\text{mV}_p$, Sinus, 1kHz aus wie erwartet?
5. Berechnen sie die Eingangsimpedanz der Schaltung $R_{ein} = \Delta U_{ein} / \Delta I_{ein}$.
6. Überprüfen sie durch Simulation, ob ihre Berechnungen stimmen.
7. Wie sieht es mit dem Frequenzgang der Eingangsimpedanz aus?
8. Wozu dient der Kondensator C_D ? Tipp: wie sieht die Spannung U_D mit, resp. ohne C_D aus?
9. Funktioniert die Schaltung auch für $U_{ein} = 100\text{mV}_p$, wenn die Exemplarstreuung der Transistoren (Minimal- oder Maximal- statt typische Werte) berücksichtigt werden? Falls nein, machen sie einen Verbesserungsvorschlag.

Lösungen

1. Berechnen sie die Arbeitspunkte U_S , U_D , U_E und U_{aus} für die typischen Werte aus den Datenblättern.
Für die Arbeitspunkt-Berechnung werden alle Kondensatoren durch Leerläufe ersetzt.

JFET T1

Der Arbeitspunkt wird durch R_S bestimmt, U_E erzeugt lediglich einen Offset, da sowohl R_G als auch R_S an U_E (wird nachher berechnet) hängen.

$$U_{RS} \approx -U_p, U_{ptyp} = -3.5\text{V (aus Datenblatt)} \Rightarrow U_S = U_E + U_{RS} = U_E + 3.5\text{V}$$

$$I_{RS} = U_{RS} / R_S \approx 350\mu\text{A}, I_{RD} = I_{RS} \Rightarrow U_D = U_b - I_{RD} \cdot R_D = 6.5\text{V}$$

BJT T2

Der Strom I_{RS} fliesst auch durch R_E . Gemäss Überlagerungssatz erzeugt das einen DC-Offset von $U_{Eoffset} = I_{RS} \cdot R_E = 350\text{mV}$. Er wird am Schluss berücksichtigt.

Der Arbeitspunkt von T2 wird durch Spannungsgegenkopplung eingestellt. Wenn die

Spannung U_C steigt, fliesst mehr Strom durch R_B in die Basis und der Strom I_C steigt an, was einem weiteren Spannungsanstieg entgegenwirkt.

$$I_B = U_{RB}/R_B = (U_b - U_{Eoffset} - U_{RC} - U_{BE})/R_B = (U_b - U_{Eoffset} - I_C \cdot R_C - U_{BE})/R_B = I_C/\beta$$

$$(U_b - U_{Eoffset} - U_{BE})/R_B = I_C(1/\beta + R_C/R_B) \Rightarrow (U_b - U_{Eoffset} - U_{BE}) = I_C(R_B/\beta + R_C)$$

$$I_C = (U_b - U_{Eoffset} - U_{BE})/(R_B/\beta + R_C) = (10V - 0.35V - 0.7V)/(1M\Omega/100 + 10k\Omega) = 448\mu A$$

(mit $\beta = 100$ gerechnet, Datenblatt $\beta = 50..300$)

$$U_{aus} = U_b - I_C \cdot R_C = 5.5V, U_E = R_E(I_E + I_S) = 0.8V$$

$$U_S = U_E + U_{RS} = U_E + 3.5V = 4.3V$$

2. Vergleichen sie den berechneten mit dem simulierten Arbeitspunkt.

Grösse	berechnet	TINA	Kommentar
U_D	6.5V	7.8V	TINA-JFET leitet schlechter
U_{aus}	5.5V	5.3V	stimmt gut
U_E	0.8V	0.7V	stimmt gut
U_S	4.3V	2.9V	Up des TINA-JFET ist nur -2.9V statt -3.5V

3. Erklären sie wie die Schaltung funktioniert, indem sie für ein Eingangssignal U_{ein} von $100mV_p$ die Signalspannungen an den Punkten U_S , U_E , U_D und U_{aus} abschätzen. Und wie kommt die hohe Eingangsimpedanz zustande?

Der JFET arbeitet als Sourcefolger (Drainschaltung) und hat eine Verstärkung knapp unter 1. $\Delta U_S \approx U_{ein}$

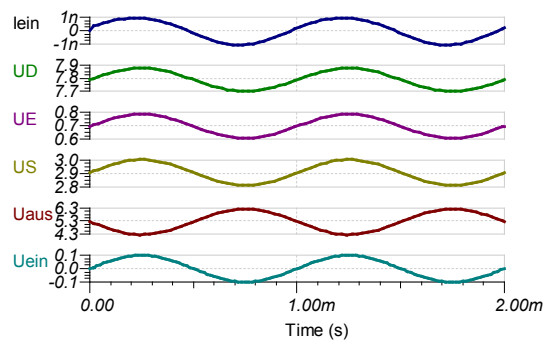
Da am BJT die Spannung $U_{BE} \approx$ konstant ist, ist $\Delta U_E \approx \Delta U_S \approx U_{ein}$.

U_D hängt signalmässig via C_D an U_E : $\Delta U_D \approx \Delta U_E \approx \Delta U_S \approx U_{ein}$

Das Signal an $\Delta U_{aus} \approx -\Delta U_E \cdot R_C/R_E \approx -10 \cdot U_{ein}$

Die hohe Eingangsimpedanz entsteht dadurch, dass einerseits beim JFET kein Gate-Strom fliesst und andererseits am Widerstand R_G die Spannung $U_{RG} \approx 0$ ist, weil $\Delta U_E \approx \Delta U_{ein}$. **Weil $U_{RG} \approx 0$, ist auch $I_{ein} \approx 0$. Die Eingangsimpedanz ist damit viel höher als der Wert des Widerstandes R_G .**

4. Sehen die simulierten Signalverläufe für $U_{ein} = 100mV_p$, Sinus, 1kHz aus wie erwartet?



Ja.

5. Berechnen sie die Eingangsimpedanz der Schaltung $R_{ein} = \Delta U_{ein}/\Delta I_{ein}$.

$$R_{ein} = \frac{\Delta U_{ein}}{\Delta I_{ein}} = \frac{\Delta U_{ein}}{\frac{\Delta U_{ein} - \Delta U_E}{R_G}} = \frac{R_G}{1 - \frac{\Delta U_E}{\Delta U_{ein}}}$$

$$\frac{\Delta U_E}{\Delta U_{ein}} = v_{uSource} \cdot v_{uEmitter} = \frac{1}{\frac{1}{S \cdot R_S} + 1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r_{BE}}{\beta \cdot R_E}} = \frac{1}{\frac{1}{S \cdot (r_{BE} + \beta \cdot R_E)} + 1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r_{BE}}{\beta \cdot R_E}}$$

$$\frac{\Delta U_E}{\Delta U_{ein}} = \frac{1}{\frac{1}{1mS \cdot (5k\Omega + 100 \cdot 1k\Omega)} + 1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{5k\Omega}{100 \cdot 1k\Omega}} = \frac{1}{\frac{1}{105} + 1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{5}{100}} = 0.99 \cdot 0.95 = 0.94$$

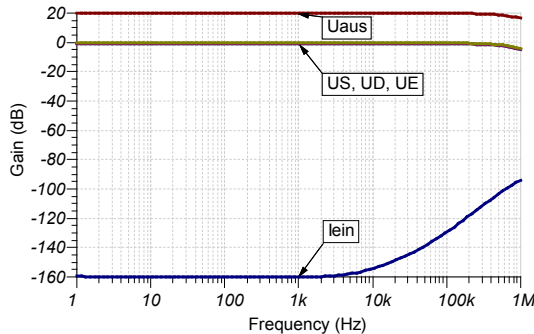
$$R_{ein} = \frac{R_G}{1 - \frac{\Delta U_E}{\Delta U_{ein}}} = \frac{10M\Omega}{1 - 0.94} = 167M\Omega$$

6. Überprüfen sie durch Simulation, ob ihre Berechnungen stimmen.

Aus obiger Grafik ergibt sich $R_{\text{ein}} = \Delta I_{\text{ein}} / \Delta U_{\text{aus}} = 0.1V_p / 1nA_p = 100M\Omega$.

Die Übereinstimmung ist erstaunlich gut. Im Detail ergibt die TINA-Simulation $v_U = 0.96$ statt 0.99 für den JFET-Sourcefolger und $v_U = 0.94$ statt 0.95 für den BJT-Emitterfolger.

7. Wie sieht es mit dem Frequenzgang der Eingangsimpedanz aus?



TINA bezieht den Frequenzgang auf ein Eingangssignal von 1V resp. 1A. $-160dB = 10^{-8}$ entspricht darum einem Strom von 10nA. Für Frequenzen unter ca. 6kHz ist wie oben $R_{\text{ein}} = 100M\Omega$. Darüber nimmt die Eingangsimpedanz ab, weil die parasitären Kapazitäten des JFET wirksam werden und durch das Signal U_{ein} umgeladen werden müssen.

8. Wozu dient der Kondensator C_D ? Tipp: wie sieht die Spannung U_D mit, resp. ohne C_D aus?

Ohne C_D wäre die Spannung U_D gegenphasig zu U_G und U_S , mit C_D ist sie gleichphasig und fast gleich gross wie diese. Das bedeutet, dass am JFET alle **Spannungen fast konstant sind und die parasitären Kapazitäten nicht wirksam** werden können.

Eine Kontrolle in TINA bestätigt die Erklärung: ohne C_D beginnt die Eingangsimpedanz bereits bei 700Hz zu sinken, statt erst bei 6kHz.

9. Funktioniert die Schaltung für $U_{\text{ein}} = 100mV_p$ auch, wenn die Exemplarstreuung der Transistoren (Minimal- oder Maximal- statt typische Werte) berücksichtigt werden? Falls nein, machen sie einen Verbesserungsvorschlag.

Die Arbeitspunkte beider Transistoren müssen auf jeden Fall im linearen Bereich liegen. Kein Transistor darf voll leiten oder ganz sperren. Auch unter worst-case-Bedingungen muss eine Reserve von mindestens $v_U \cdot U_{\text{ein}} = 100mV_p$ resp. $1V_p$ bei U_{aus} in beide Richtungen übrig bleiben.

Die Formeln für die Berechnungen sind dieselben wie in der ersten Teilaufgabe.

JFET-Exemplarstreuung: $U_p = -1..-7V$

$U_p = -1V \Rightarrow I_S = 100\mu A, U_{RS} = U_{RD} = 1V \Rightarrow U_{DS} \approx 8V \Rightarrow$ kein Problem

$U_p = -7V \Rightarrow I_S = 700\mu A, U_{RS} = U_{RD} = 7V \Rightarrow U_{DS} \approx -4V \Rightarrow T1$ leitet voll

Abhilfe: Speisung erhöhen auf mindestens $U_b > U_{E\text{max}} + 2 \cdot U_{p\text{max}} \approx 15V$

BJT- Exemplarstreuung: $\beta = 50..300$

$\beta = 50 \Rightarrow I_C = 298\mu A \Rightarrow U_{CE} = U_b - I_{S\text{max}} \cdot R_E - I_C \cdot (R_E + R_C) = 6.0V \Rightarrow$ kein Problem

$\beta = 300 \Rightarrow I_C = 671\mu A \Rightarrow U_{CE} = U_b - I_{S\text{max}} \cdot R_E - I_C \cdot (R_E + R_C) = 1.9V \Rightarrow$ kein Problem

Speisespannung erhöhen, gibt auch beim BJT eine grössere Reserve.

5.3. Literaturhinweise, Links und Software

Ralf Kories, Heinz Schmidt-Walter

Taschenbuch der Elektrotechnik: Grundlagen und Elektronik

Verlag Harri Deutsch, 777 Seiten, Fr. 48.-, 8. Auflage, 2008

ISBN: 978-3-8171-1830-4

Eckbert Hering, Klaus Bressler, Jürgen Gutekunst

Elektronik für Ingenieure und Naturwissenschaftler

Springer-Verlag, 676 Seiten, Fr. 76.-, 5. Auflage, 2005

ISBN: 978-3540243090

<http://www.elektronik-kompodium.de/>

Das Elektronik-Kompodium ist ein umfangreiches, leicht verständliches Online-Nachschlagewerk.

Online-Datenblätter elektronischer Bauteile: <http://www.datasheetcatalog.com/>

LTspice

is a high performance Spice III simulator, schematic capture and waveform viewer with enhancements and models for easing the simulation of switching regulators.

Windows- und Linux-SW, gratis Download, vom Halbleiter-Hersteller Linear Technology,

<http://www.linear.com/designtools/software/#LTspice>

Hier ist eine Anleitung (inkl. Library, mit den in den Elektronik-Grundkursen der ZHAW

eingesetzten Halbleiter) [http://www.zhaw.ch/~hhrt/LTspice/LTspice Einfuehrung.pdf](http://www.zhaw.ch/~hhrt/LTspice/LTspice_Einfuehrung.pdf)

TINA Design Suite

Analyse, Design & Echtzeit-Test von analogen, digitalen, VHDL- und gemischten elektronischen Schaltkreisen und deren Layouts.

Windows-SW, Studenten-Version 59€, <http://www.tina.com/>