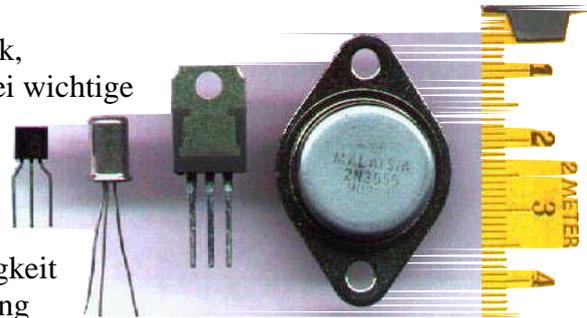


Theorie

Transistor

Ein Transistor ist ein, in der modernen Elektronik, unerlässliches Halbleiterbauelement. Es gibt zwei wichtige verschiedene Arten von Transistoren: die bipolaren Transistoren und die Feldeffekt-Transistoren (FET). Letztere können sehr verschiedenartig sein, haben jedoch immer 3 Kanäle(Gate, Source, Drain), wobei die Leitfähigkeit des Bauteils immer durch Anlegen einer Spannung gesteuert werden kann. Zurück zu den bipolaren Transistoren: Diese kann man in 2 Gruppen unterteilen: die NPN-Transistoren und die PNP-Transistoren, welche sich nach ihrem inneren Aufbau unterscheiden lassen. Man kann sich einen Transistor grob als Zusammenschaltung von 2 Dioden vorstellen, wobei beide in die entgegengesetzte Richtung durchlassen/sperren und zwischen den beiden ein weitere Anschluss ist. Die drei Anschlüsse(siehe Grafik unten) heißen Kollektor (C), Basis (B) und Emitter (E). Ein Transistor funktioniert, in dem man zuerst eine Spannung so anlegt, z.B. bei einem NPN-Transistor die Basis-Emitter-Diode in Durchlassrichtung ist. Mit einer zusätzlichen Spannung, an der zwischen Basis und Emitter, können dann die Elektronen die dünne und schwach dotierte P-Schicht überwinden und dann über den Kollektor weiter fließen. Für einen PNP-Transistor gilt dies analog nur mit umgekehrter Polung.



NPN *altsymbol und schematische Darstellung eines NPN-Transistors*

PNP *altsymbol und schematische Darstellung eines PNP-Transistors*

Für Transistorschaltungen gelten folgende Relationen:

$$(1) I_E \approx I_C$$

$$(2) B = \frac{I_C}{I_B}$$

Wobei hier B als Stromverstärkung bezeichnet wird.

Verstärker

Eine der unzähligen möglichen Anwendungen eines Transistors ist die Verstärkung eines Signals. Hierzu wird ein kleines Steuersignal an die Schaltung angelegt um auf diese Art ein großes Signal ohne Verzerrungen zu erzeugen. Jedoch existieren auch Stromverstärker, bei denen bei gleicher Ein- und Ausgangsspannung, die Ausgangsspannung sich durch höhere Stabilität in Abhängigkeit des Lastwiderstandes auszeichnet. Verstärker finden eine vielfältige Anwendung vom HiFi-Verstärker bis zum Fernseh-Kanalwähler.

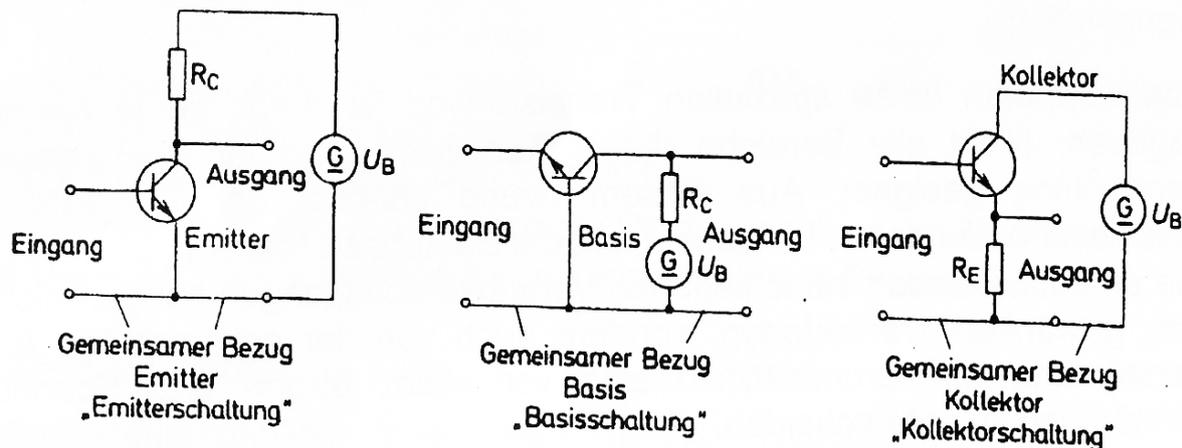


Abb.3: Verstärkergrundschaltungen

Arbeitspunkt und Kleinsignalverhalten

Wenn es sich bei dem Eingangssignal um Wechselspannung handelt, so würden die negativen Halbwellen vom Transistor abgeschnitten. Um dies zu verhindern überlagert man das Wechselspannungssignal mit einer Gleichspannung. Man wählt somit einen geeigneten Arbeitspunkt, bei dem kein Teil der Wechselspannung mehr abgeschnitten werden kann. Somit macht das eigentliche Signal nur mehr kleine Schwankungen um den Arbeitspunkt. Dies bezeichnet man als Kleinsignalverstärkung. In der Praxis arbeitet man nicht mit mehreren Gleichspannungen, sondern mit einer, die man mittels eines Spannungsteilers aufteilt. Hierbei braucht man jedoch Kondensatoren um Kurzschlüsse zu vermeiden, welche wiederum den unangenehmen Nebeneffekt haben, dass sie wie Hochpässe wirken; **Die Verstärkung nimmt mit sinkender Frequenz ab.**

Ein weiteres Problem ist, dass die Basis-Emitter-Spannung eines Transistors mit der Temperatur zunimmt. Dies würde den Arbeitspunkt verschieben, sodass man, um ihn zu stabilisieren, eine Stromgegenkopplung (Einfügen eines weiteren Widerstands R_E am Emitter) schalten muss. Man kann aber auch anstelle eines Widerstands einen ausreichend großen Kondensator verwenden, da dieser die Verstärkung nicht verringert, weil hier nur die Gleichspannung wirkt. Da man für einen Kleinsignalverstärker meist ein lineares Verhalten will, müssen die Signalamplituden klein gegenüber den Spannungen und Strömen am Arbeitspunkt sein. Man kann sich aus dem Verhältnis des Kollektorstromes I_C und der Temperaturspannung U_T eine Kenngröße, die Steilheit, herleiten.

$$(3) \quad U_T = kT/e$$

$$(4) \quad S = \frac{I_C}{U_T}$$

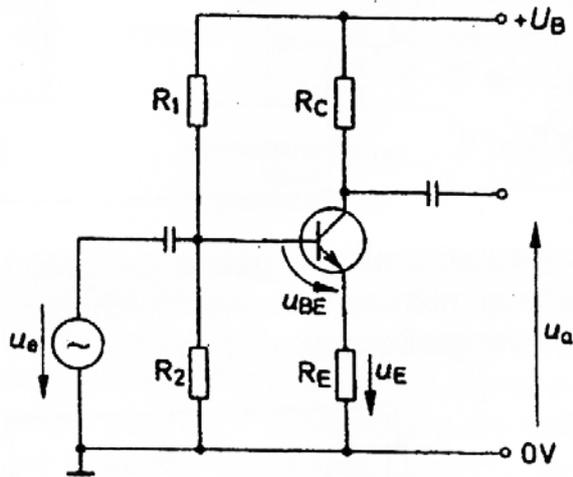


Abb.4: Kleinsignalverstärker mit Stromgegenkopplung

Ersatzschaltbild

Man kann die Wirkung eines Transistors durch ein Ersatzschaltbild umschreiben. Der Transistor hat einen, für das Signal bestimmten und vom Arbeitspunkt abhängigen, differentiellen Eingangswiderstand r_{BE} für den sich eine Reihe von Beziehungen aufstellen lassen.

$$(5) \quad r_{BE} = \frac{u_{BE}}{i_B} = \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} = \frac{U_T}{I_B} = \frac{Bk_T}{I_C} = \frac{B}{S}$$

Ebenso kann man einen Ausgangswiderstand im Ersatzschaltbild ermitteln, welcher wie folgend definiert ist.

$$(6) \quad r_{CE} = \frac{\partial U_{CE}}{\partial I_C}$$

Wendet man das Ersatzschaltbild auf die Emitterschaltung an, ergeben sich ein paar weitere Relationen. Für eine Schaltung ohne Stromgegenkopplung erhält man die Spannungsverstärkung v_U auf folgenden Art und Weise.

$$(7) \quad v_U = \frac{u_a}{u_e} = -S * R_C$$

Mit Stromgegenkopplung kann man ebenfalls eine Spannungsverstärkung ermitteln.

$$(8) \quad v_{U,RE} = \frac{u_a}{u_e} \cong -\frac{R_C}{R_E}$$

Da dies jedoch die Verstärkung verkleinert, verwendet man einen Kondensator anstelle von R_E und man kann wieder die obige Formel (7) verwenden, da der Kondensator auf das Signal nicht abschwächend wirkt.

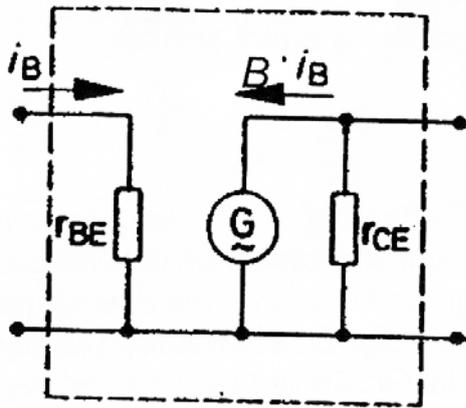


Abb.5: Ersatzschaltbild für das Kleinsignalverhalten eines Transistors

Hochpass

Der Hochpass ist eine Schaltung, welche bei niedrigen Frequenzen dämpfend wirkt, während sie hohe Frequenzen unverändert durchlässt. Sie besteht aus einem Kondensator in Serie zu Eingang und Ausgang und einem ohmschen Widerstand parallel zu Eingang und Ausgang.

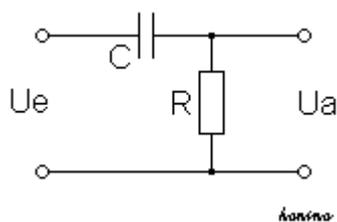


Abb.6: Schaltbild eines einfachen Hochpasses

Folgende Formeln beschreiben die Eigenschaften des Hochpasses

Amplitude

$$(9) \quad |\underline{A}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 R^2 C^2}}}$$

Phasenverschiebung

$$(10) \quad \varphi = \arctan\left(\frac{1}{\omega RC}\right)$$

Grenzfrequenz

$$(11) \quad f_g = \frac{1}{2\pi} \omega_g = \frac{1}{2\pi RC}$$

Durchführung

Aufgabe 1 - Messung der Stromverstärkung

Zuerst sollte die Stromverstärkung eines Transistors gemessen werden. Hierfür bauten wir zuerst die vorgegebene Schaltung auf:

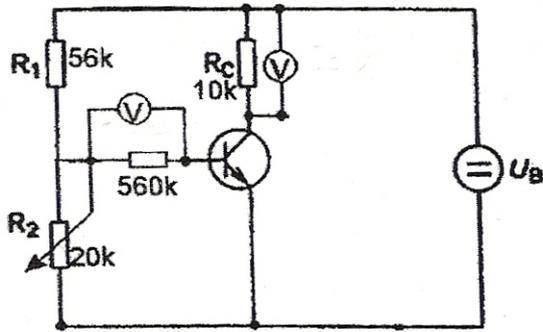


Abb.7

Als Quelle für den Gleichstrom diente uns ein Generator, mit dem Spannungen von 0 bis 25 Volt geliefert werden können. Dieser diente auch als Gleichspannungsquelle für die 2 anderen Versuche.

Für die einzelnen Widerstände stand uns ein Kasten mit verschiedenen Widerständen zur Verfügung. Für R_2 verwendeten wir ein Drehpotentiometer. Dieses ermöglichte uns es, den Strom an der Basis des Transistors (Basisstrom) zu verändern (gemäß der Kirchhoff'schen Knotenregel), um somit die Verstärkung bei verschiedenen Stromstärken zu ermitteln. Der genaue Wert für R_2 ist unwichtig, da nur die jeweiligen Spannungsabfälle am Basis-, und Emittterwiderstand (hier der 560k und der 10k Widerstand) wichtig sind, um die Verstärkung zu berechnen.

Auswertung Aufgabe 1

Das Stromverstärkungsverhältnis (berechenbar durch Formel (2)) ist relativ stabil über große Bereiche der Kollektorspannung. Nur wenn die Kollektorspannung die Versorgungsspannung erreicht beginnt die Stromverstärker nachzulassen. Unter dem Ausschluss des Wertes bei höchster Kollektorspannung ergibt sich eine mittlere Stromverstärkung von

(425 ± 11) .

Die einzelnen Messwerte und Zwischenergebnisse sind in Anhang 1 zu begutachten.

Interpretation Aufgabe 1

Der Mittelwert der Stromverstärkung liegt im erwarteten Bereich von gewöhnlichen, handelsüblichen Transistoren.

Aufgabe 2 – Schaltung ohne Stromgegenkopplung

Hier sollte eine Emitterschaltung ohne Stromgegenkopplung aufgebaut werden:

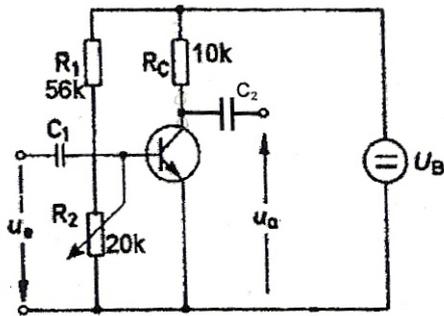


Abb.8

Der Kondensator C_2 wurde hier noch nicht eingebaut, weil man den zweiten Anschluss des Oszilloskopes auch einfach auf ein Nullpotential legen kann, damit es nicht als effektives Element in der Schaltung wirkt (anstatt nur als Messgerät). Der Kondensator C_1 jedoch ist essentiell, um die Gleichspannung von der Signalspannungsquelle fernzuhalten. Vor dem Versuch mussten wir noch dessen Kapazität berechnen. Hierfür ergab sich bei einer angenommenen Grenzfrequenz von 100Hz mittels Formel (11) eine Mindestgröße von $40\mu\text{F}$. Kondensatoren mit etwa dieser Größe waren zwar vorhanden, da aber eine niedrigere Grenzfrequenz von Vorteil ist (Abnahme der Verstärkung nur bei sehr geringen Frequenzen), benützten wir einfach den größten, uns zur Verfügung stehenden Kondensator mit einer Kapazität von 1mF. Hierdurch konnte die Grenzfrequenz auf 4Hz gesenkt werden.

Als Signalspannungsquelle diente uns ein Frequenzgenerator mit verstellbarer Frequenz und Amplitude (Parallel geschaltet zu R_2). Eingangs-, und Ausgangssignal konnten dann über ein parallel geschaltetes Oszilloskop beobachtet werden.

Auswertung Aufgabe 2

Wir berechneten zuerst die zu erwartende Spannungsverstärkung aus den uns bekannten Parametern der Schaltung. Hierzu wurde U_T mittels Formel (3) errechnet und dann in Formel (4) eingesetzt um somit die Steilheit zu ermitteln. Mit Hilfe der Formel (7) kann man dann daraus die zu erwartende Spannungsverstärkung errechnen, welche

(207 ± 11)

betrug. Der dann aus dem Verhältnis zwischen Ein- und Ausgangsspannung gemessene Wert liegt bei

(175 ± 50) .

Für den relativ großen Fehler der Messung ist die geringe Genauigkeit des Oszilloskopes von 20% verantwortlich. Vor dem Versuch mussten wir noch den Kondensator C_1 berechnen. Hierfür ergab sich bei einer angenommenen Grenzfrequenz von 100Hz mittels Formel (11) eine Mindestgröße von $40\mu\text{F}$. Da jedoch eine niedrigere Grenzfrequenz nicht abzulehnen ist, benützten wir einfach den größten uns zur Verfügung stehend Kondensator von 1mF. Hierdurch konnte die Grenzfrequenz auf 4Hz gesenkt werden.

Weiters sollte auch die Temperaturabhängigkeit der Schaltung untersucht werden. Es zeigte sich nach, wenigen Sekunden langem, Erhitzen des Transistors mit einem Fön ein rasanter Einbruch der Spannungsverstärkung. Weiters sah man auch, dass Teile der unteren Halbwelle des Signals abgeschnitten wurde:

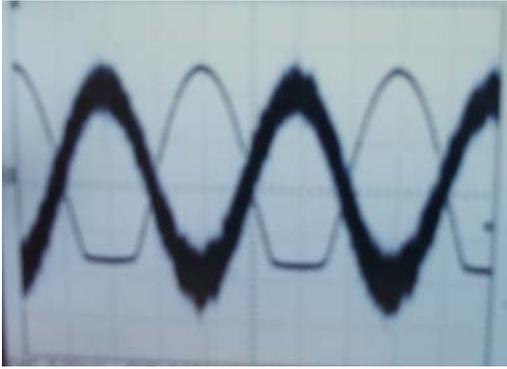


Abb.9: Verschiebung des Arbeitspunktes bei höherer Temperatur als Zeichen der Temperaturabhängigkeit

Die einzelnen Ergebnisse, Zwischenergebnisse und Parameter der Versuchsdurchführung liegen in Anhang 2 bei.

Interpretation Aufgabe 2

Auch diese Werte liegen im erwarteten Bereich. Die starke Temperaturdrift lässt sich wie folgt erklären: Bei einem vorgegebenen Kollektorstrom wird der Widerstand des Transistors kleiner (vergleichbar mit einer Diode anhand einer Diodenkennlinie), er lässt den Strom quasi wie ein eingeschalteter Schalter passieren. Dies bewirkt allerdings, dass die Spannung U_{BE} , die an Basis und Emitter abfällt, kleiner wird. Das wiederum bedeutet, dass der Basisstrom I_B zunehmen muss, was eine Verschiebung des Arbeitspunktes zur Folge hat.

Aufgabe 3 - Schaltung mit Stromgegenkopplung

Nun sollte eine Emitterschaltung mit Gegenstromkopplung selbst dimensioniert und gebaut werden.

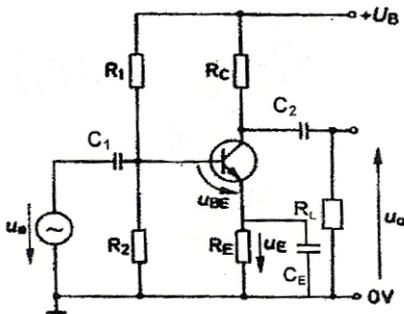


Abb.10

Bevor wir mit den Messungen beginnen konnten, mussten wir hier die einzelnen Elemente der Schaltung errechnen. Hierzu wurden folgende Formeln verwendet:

$$(12) \quad R_C = \frac{U_{\text{Versorgung}} - U_C}{I_C}$$

$$(13) \quad I_{q1} = 10 \frac{I_C}{\beta}$$

$$(14) \quad I_{q2} = 9 \frac{I_C}{\beta}$$

$$(15) \quad R_1 = \frac{U_{\text{Versorgung}} - U_{\text{Basis}}}{I_{q1}}$$

$$(16) \quad R_2 = \frac{U_{\text{Basis}}}{I_{q2}}$$

$$(17) \quad C_E = \frac{S}{2\pi f_g}$$

Die Werte sind in Anhang 3, Messwerte, zu begutachten. Eine kleine Nebenbemerkung ist, dass die berechneten Werte keinen normierten Bauteilgrößen entsprechen. Im Fall der Widerstände wurden ganz einfach mehrere Widerstände so in Serie geschaltet, dass sich in etwa der berechnete Wert ergab. Im Fall der Kondensatoren wurden wieder die größtmöglichen Kondensatoren verwendet, welche die Grenzfrequenz von den zuerst angenommenen 100 Hertz auf etwa 60 Hertz hinunterdrückten.

Die Kondensatoren C_2 und C_E wirkten zwar wieder wie Hochpässe, mussten aber eingebaut werden, um den Stromkreis nicht kurzzuschließen.

Um die Stabilität in Bezug auf Temperaturänderungen zu zeigen, sollte der Transistor erneut in etwa dem gleichen Abstand mit der gleichen Stärke mit einem Fön erwärmt werden.

Auswertung Aufgabe 3

Der für eine Grenzfrequenz von 100Hz ausreichende Kondensator wäre $625\mu\text{F}$ groß gewesen, doch da in dieser Größe keiner zu Verfügung stand, verwendeten wir einfach den nächst größeren mit 1mF . Durch Rückeinsetzen in Formel (17) erhält man somit eine Grenzfrequenz der Schaltung von $\sim 62,5\text{Hz}$.

Weiters war die gemessene Spannungsverstärkung als Funktion der Frequenz in einem Diagramm darzustellen, ebenso auch die Phasenverschiebung als Funktion der Frequenz. Hierbei ist anzumerken, dass wir ein Signal zur leichteren Abmessung der Phasenverschiebung invertiert haben und somit streng genommen noch 180° zu den unten dargestellten Werten hinzufügen müssten, doch dies würde die Punkte nur verschieben und nichts an der wesentlichen Aussage des Diagramms ändern.

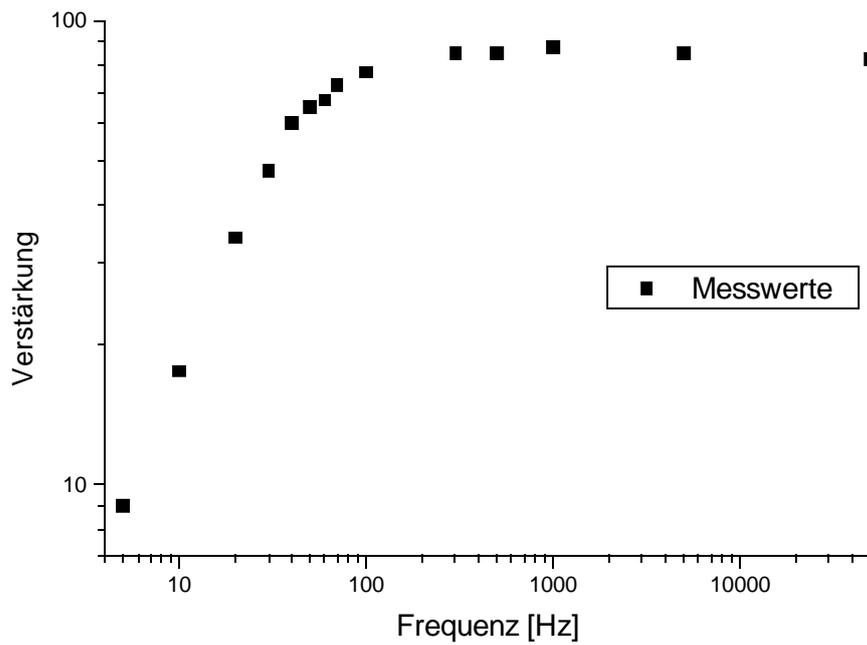


Abb.11: Spannungsverstärkung als Funktion der Frequenz in doppellogarithmischer Darstellung. Der starke Abfall unter der Grenzfrequenz von 62,5Hz ist leicht zu erkennen.

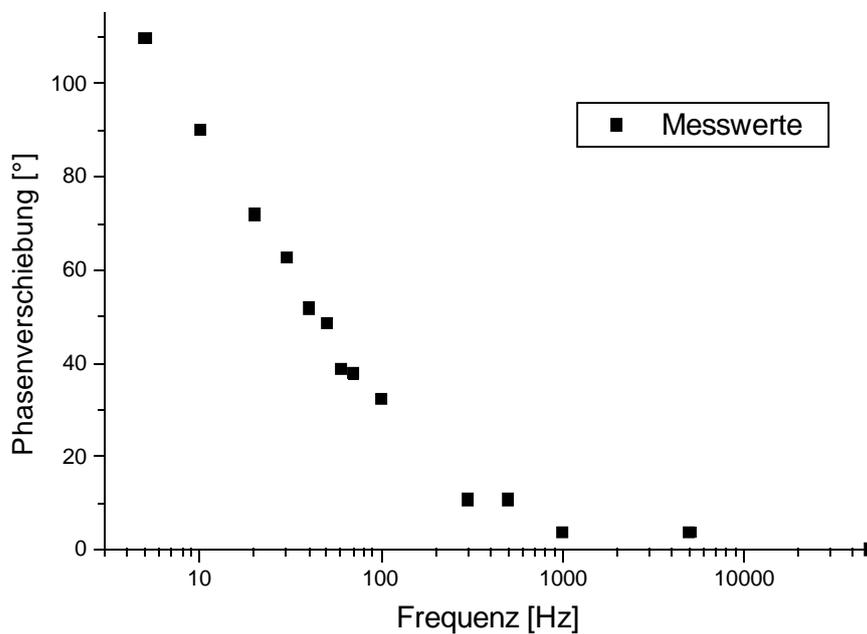


Abb.12: Die Phasenverschiebung ist hier als Funktion der Frequenz in logarithmischer Darstellung aufgetragen. Die Grenzfrequenz müsste bei einer Phasenverschiebung von exakt 45° zu finden sein. In diesem Bereich läge auch ein Wert unserer errechneten Grenzfrequenz.

Letzten Endes wurde mit einem Fön der Transistor erwärmt. Es zeigte sich, dass sich die Verstärkung nur vernachlässigbar wenig änderte.

Interpretation Aufgabe 3

Im hohen Bereich ist quasi keine Phasenverschiebung oder Änderung der Verstärkung zu bemerken, es liegt, wie erwähnt, ein Hochpass vor. Durch den Einbau einer Stromgegenkopplung konnte die Schaltung in Bezug auf Temperaturänderungen stabilisiert werden.

Der Widerstand R_E bewirkt mit dem Transistor eine Spannungsteilung in U_{BE} , Basis-Emitter-Spannung und U_E , Emitterspannung. Nimmt, wie im vorigen Beispiel erklärt, durch Temperaturerhöhung U_{BE} ab, so nimmt U_E mit dem gleichen Betrag zu, da dann die restliche Spannung nur an R_E abfällt, womit eine Stabilisierung erreicht wird, aber eine Abschwächung des Eingangswchelspannungssignals und somit eine geringere Verstärkung zur Folge hat. Dies kann wiederum durch Überbrückung von R_E mit einem Kondensator verhindert werden.

Anhang 1

$$R_C = 10000 \Omega$$

$$R_B = 560000 \Omega$$

$$U_{\text{Versorgung}} = 10 \text{ V}$$

U_C [V]	U_B [V]	I_C [μA]	I_B [μA]	I_C/I_B
8,90	1,178	890	2,10	423,09
7,51	0,982	751	1,75	428,27
9,90	1,362	990	2,43	407,05
10,01	1,623	1001	2,90	345,39
5,27	0,682	527	1,22	432,73
3,94	0,507	394	0,91	435,19

Anhang 2

Frequenz [Hz]	10000
R_C [Ω]	10000
R_1 [Ω]	56000
R_2 [Ω]	20000
U_B [V]	10
U_E [V]	0,01
U_A [V]	1,75
T [$^{\circ}\text{C}$]	22,2
U_T [V]	0,025
I_C [A]	0,000527
S [$1/\Omega$]	0,021
v_U [indirekt]	207
v_U [direkt]	175
$1/r_E$ [$1/\Omega$]	0,0255
$C_{1 \text{ min}}$ [μF]	40,6
$C_{1 \text{ verwendet}}$ [μF]	1000

Anhang 3

$U_{\text{Versorgung}}$ [V]	10
T [°C]	22,2
U_T [V]	0,025
U_C [V]	5
U_E [V]	2
I_C [A]	0,01
β	430
S [1/Ω]	0,393
U_{Basis} [V]	2,6
R_C [Ω]	500
R_1 [Ω]	31820
R_2 [Ω]	12422
I_{q1} [A]	0,000233
I_{q2} [A]	0,000209
r_{BE} [Ω]	1094
$C_E \text{ min.}$ [F]	0,000625
$C_E \text{ verwendet}$ [F]	0,001

f [Hz]	φ [μs]	u_E [V]	u_A [V]	v_U	φ [°]
50000	0	0,02	1,65	82,5	0,0
5000	2	0,02	1,70	85,0	3,6
1000	10	0,02	1,75	87,5	3,6
500	60	0,02	1,70	85,0	10,8
300	100	0,02	1,70	85,0	10,8
100	900	0,02	1,55	77,5	32,4
70	1500	0,02	1,45	72,5	37,8
60	1800	0,02	1,35	67,5	38,9
50	2700	0,02	1,30	65,0	48,6
40	3600	0,02	1,20	60,0	51,8
30	5800	0,02	0,95	47,5	62,6
20	10000	0,02	0,68	34,0	72,0
10	25000	0,02	0,35	17,5	90,0
5	61000	0,02	0,18	9,0	109,8