

FSD Dipl.-Ing. Kurt Neumeister

ELEKTRONIK

8

Bauelement, Schaltung, Funktion

Dieser Lehrbrief wurde
verfaßt von:

FSD Dipl.-Ing. Kurt N e u m e i s t e r
Ingenieurschule für Maschinenbau und Elektrotechnik
Berlin

lektoriert von:

FSD Dipl.-Ing. Hans-Peter B e r n e r t
Ingenieurschule für Maschinenbau und Elektrotechnik
Berlin

bearbeitet von:

Dr.-Ing. Heinz T i e f e n s e e
Ingenieurschule für Maschinenbau und Elektrotechnik
Berlin

Redaktionsschluß: 15. Februar 1981

Als Manuskript gedruckt • Alle Rechte vorbehalten

Veröffentlicht:

INSTITUT FÜR FACHSCHULWESEN DER
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
Karl-Marx-Stadt

Druck und buchbinderische Verarbeitung:

ZENTRALSTELLE FÜR LEHR- UND ORGANISATIONSMITTEL DES
MINISTERIUMS FÜR HOCH- UND FACHSCHULWESEN, ZWICKAU
Ag 613/483/86/1200 1. Ausgabe 5. Auflage

Vorzugsschutzgebühr: 2,00 M

Inhalt

Seite

2.	Bauelement, Schaltung, Funktion	4
2.1.	Das Bauelement in der Schaltung	6
2.1.1.	Der Arbeitspunkt und seine grafische Bestimmung	6
2.1.2.	Arbeitspunkteinstellung und -stabilisierung	13
2.1.3.	Statische Schaltungsbemessung	17
2.2.	Der Transistor als Verstärker	26
2.2.1.	Kleinsignalverstärkung	26
2.2.2.	Linearisierte Darstellung des Transistorvierpols	26
2.2.3.	Betriebswerte	31
2.2.4.	Verstärkerberechnung	33
2.2.5.	Gegenüberstellung der drei Grundschaltungen	40
2.2.6.	Einbezug von Gegenkopplungen	41
2.3.	Der Transistor als Schalter	46
2.3.1.	Realer Schalter	46
2.3.2.	Schalterkennlinien des Transistors	47
2.3.3.	Grundstruktur und statische Bemessung des Transistorschalters	48
2.3.4.	Worst-case-Bedingungen	52
2.3.5.	Das Schalten ohmscher Last	54
2.3.6.	Das Schalten kapazitiver und induktiver Lasten	60

Hinweis - Berichtigung

In diesem Lehrbrief sind die Transistorgrößen (mit Ausnahme der Grenzdaten) mit Kleinbuchstaben indiziert worden. Die TGL schreibt jedoch die Großschreibung der Indizes vor (also z.B. u_{BE} statt u_{be}). Da das gesamte Satzspiegelmanuskript nicht mehr geändert werden konnte, ist diese verbindliche Änderung als durchgängige Korrektur anzusehen.

2. Bauelement, Schaltung, Funktion

Das Bauelement ist Elementarteil im technischen Aufbau einer Schaltung. Dabei ist zunächst zu unterscheiden zwischen passiven (nicht steuerbaren) Bauelementen (Widerstand, Kondensator, Diode, ...) und aktiven (steuerbaren) Bauelementen (Fotodiode, Transistor, ...).

Durch eine Schaltung (Mittel) wird eine bestimmte Funktion (Zweck) realisiert. Solche Funktionen sind z.B. Erfassung, Übertragung, Verstärkung, Verknüpfung von Signalen, Erzeugung harmonischer Schwingungen oder eines Taktpulses, Bereitstellung einer konstanten Versorgungsgleichspannung usw. Einer Funktion liegen bestimmte Funktionsprinzipien zugrunde, sie entsteht in der Regel aus dem Zusammenwirken eines Komplexes von Teilfunktionen (Grundfunktionen). Dementsprechend besteht eine Schaltung aus einer Anzahl Grundschaltungen, die nach bestimmten Schaltungsprinzipien gestaltet und zusammengefügt sind.

Der im Sinne des Zweckes gebrauchte Begriff der Funktion reicht allein nicht aus, eine Schaltung voll zu bestimmen. Er muß deshalb qualitativ und quantitativ erweitert werden durch Einbezug einer mathematischen Abbildung (z.B. Übertragungsfunktion, Frequenzgang, Schaltfunktion, Logiktafel, Impulsdiagramm usw.) und funktionspezifischer Kennwerte (z.B. Spannung, Frequenz, Schaltschwelle, Haltezeit usw.). Wenn fortan von Funktion gesprochen wird, dann soll der Begriff in diesem erweiterten Sinne verstanden werden.

In den Funktionsbegriff können im weitesten Sinne auch die zweckbestimmten Eigenschaften einer Schaltung eingeschlossen sein. Diese bestimmen neben der zu realisierenden Funktion den Aufbau einer Schaltung ebenfalls mit. Wird z.B. für einen Verstärker ein hoher Eingangswiderstand gefordert, dann kann dies durch Impedanzwandlung in einer Kollektorstufe geschehen (Eigenschaftsrealisierung als Teilfunktionsrealisierung in einer Grundschaltung) oder durch Einsatz eines Feldeffekttransistors (Eigenschaftsrealisierung durch Einsatz eines geeigneten Bauelementes). Aus diesem Beispiel folgt, daß nicht zuletzt die eingesetzten Bauelemente Einfluß auf die Schaltungsprinzi-

pieren und damit auf den Aufbau einer Schaltung nehmen.

Vom technischen Aufbau einer Schaltung her gesehen ist der monolithisch integrierte Schaltkreis (integrated circuit=IC) ebenfalls ein Bauelement. Auch vom Gesichtspunkt seiner Herstellung aus gesehen muß der IC als Bauelement betrachtet werden: Die Technologie seiner Herstellung entspricht weitgehend der des Transistors. (Somit ist auch die Zuverlässigkeit eines IC etwa gleich der eines einzelnen Transistors!)

Es besteht jedoch ein wesentlicher Unterschied zwischen einem IC und den oben aufgeführten Bauelementen: Im IC ist bereits eine Schaltung integriert, während die oben aufgeführten Bauelemente nur die Elemente einer Schaltung sind. Man bezeichnet sie deshalb im Unterschied zum IC als diskrete Bauelemente (BE). Die aus BE aufgebauten Schaltungen heißen diskrete Schaltungen.

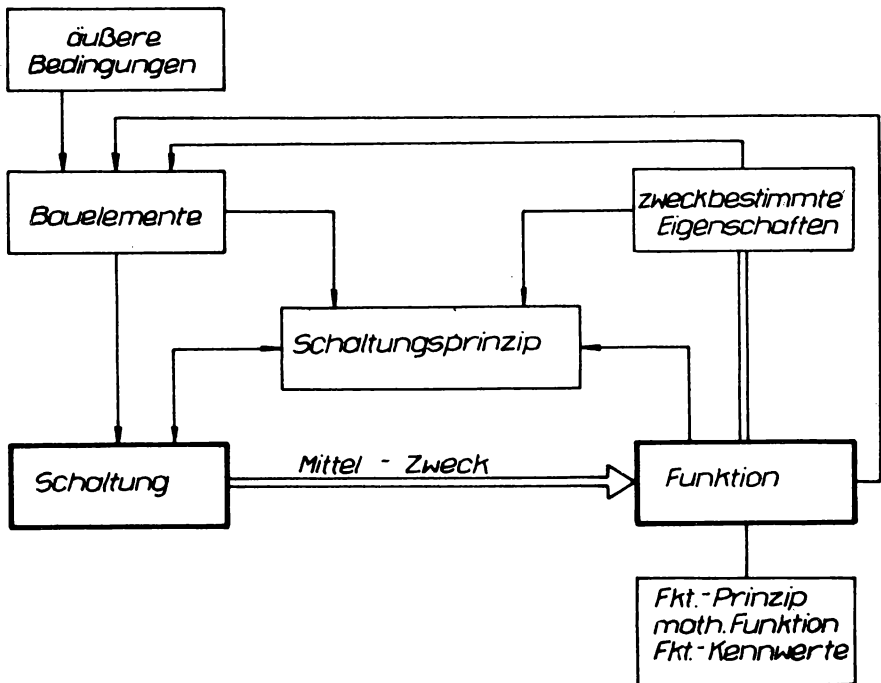


Bild 2.1. Schaltung und Funktion

Einer bestimmten Schaltung sind Funktion und Eigenschaften eindeutig zugeordnet. Umgekehrt gibt es aber zur Realisierung einer bestimmten Funktion und bestimmter Eigenschaften vielfältige Schaltungsmöglichkeiten. Geforderte Funktion und Eigenschaften bestimmen nicht nur zusammen mit den Bauelementen (integrierte Schaltkreise eingeschlossen) die Schaltungsprinzipien und damit den Aufbau einer Schaltung, sondern beeinflussen auch neben anderen (äußeren) Bedingungen die Wahl der Bauelemente. Solche äußeren Bedingungen sind z.B. Wirtschaftlichkeit, Zuverlässigkeit, Systembedingungen. Bild 2.1. verdeutlicht diese Zusammenhänge.

Dieser Lehrbrief befaßt sich ausschließlich mit diskreten Grundschaltungen, speziell mit dem analogen (linearen) Verstärker und dem Schalter.

2.1. Das Bauelement in der Schaltung

2.1.1. Der Arbeitspunkt und seine grafische Bestimmung

In der Schaltung sind die funktionsbestimmenden Bauelemente zunächst in den betriebsbereiten Zustand (Ruhezustand) zu versetzen: An einem Transistor müssen eine Basis-Emitter-Spannung und eine Kollektor-Emitter-Spannung liegen, damit Basis- und Kollektorstrom fließen können; eine Diode erhält eine bestimmte Vorspannung usw.

Die Gesamtheit aller Gleichspannungen und -ströme im Ruhezustand eines funktionsbestimmenden Bauelementes faßt man unter dem Begriff Arbeitspunkt (AP) zusammen.

Zur Einstellung des Arbeitspunktes ist mindestens eine Gleichspannungs- oder -stromquelle sowie eine entsprechende Beschaltung des betreffenden Bauelementes mit Widerständen erforderlich. Liegt eine Schaltung vor, dann ist es häufig nicht möglich, den Arbeitspunkt zu berechnen, weil der Zusammenhang zwischen Strom und Spannung bei den meisten funktionsbestimmenden Bauelementen nicht analytisch, sondern in Form einer Strom-Spannungs-Kennlinie gegeben ist. In solchen Fällen kann der Arbeitspunkt nur grafisch bestimmt werden.

Zur Lösung dieser Aufgabenstellung denke man sich den in Frage kommenden Zweig der betreffenden Bauelemente aus dem Schaltungszusammenhang herausgetrennt. Dieser Zweig wird als passiver Zweipol angesehen, dessen Strom-Spannungs-Kennlinie gegeben ist. Das restliche Netzwerk ist dann der aktive Zweipol, dessen Strom-Spannungs-Kennlinie insbesondere dann leicht berechnet werden kann, wenn es sich um ein lineares Netzwerk handelt.

Der Arbeitspunkt liegt einerseits auf der Bauelementekennlinie, andererseits auf der (mit Hilfe des Maschensatzes) berechneten Kennlinie des umgebenden Netzwerkes. Er ist der Schnittpunkt beider Grafen.

Beispiel 1: Ein Transistor ist mit einem Kollektorwiderstand R_C beschaltet und an eine Versorgungsspannung U_S gelegt (Bild 2.2.) Der Basisstrom I_b sei gegeben, der Kollektorstrom I_C und die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} sind zu bestimmen.

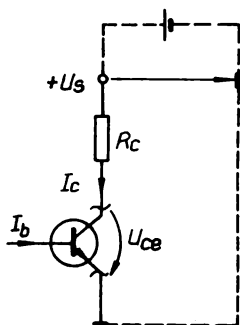


Bild 2.2. Mit R_C beschalteter Transistor

Lösung: Der Kollektor-Emitter-Zweig wird herausgeschnitten betrachtet. Das Wertepaar (U_{CE}, I_C) kann einerseits nur ein Punkt der dem eingestellten Basisstrom I_b entsprechenden Ausgangskennlinie sein, andererseits kann das Wertepaar (U_{CE}, I_C) nur ein Punkt der mit Hilfe des Maschensatzes $-U_S + R_C I_C + U_{CE} = 0$ aus dem umgebenden Netzwerk (aktiver Zweipol) hergeleiteten Geraden

$$I_C = -\frac{1}{R_C} U_{CE} + \frac{U_S}{R_C} \quad (2.1.)$$

sein. Diese Gerade wird als Widerstandsgerade (WG) bezeichnet. Man kann sie leicht aus den Koordinatenabschnitten bestimmen:

$$U_{ce} = 0 : I_c = \frac{U_s}{R_c} \quad (\text{Kurzschlußstrom}),$$

$$I_c = 0 : U_{ce} = U_s \quad (\text{Leerlaufspannung}).$$

Der gesuchte Arbeitspunkt A (U_{ce} , I_c) ist der Schnittpunkt der Widerstandsgeraden mit der Ausgangskennlinie (Bild 2.3.).

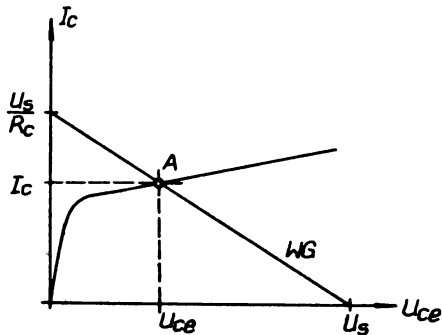


Bild 2.3. Arbeitspunktbestimmung zu Bild 2.2.

Die Widerstandsgerade verschiebt sich bei Änderung der Versorgungsspannung U_s parallel ($U_s/R_c \sim U_s$), sie dreht sich um den Abszissenschnittpunkt bei Veränderung des Kollektorwiderstandes R_c . Der Arbeitspunkt verändert entsprechend seine Lage auf der Ausgangskennlinie.

Beispiel 2: In einigen Fällen wird der Transistorausgang mit dem Widerstand R belastet (Bild 2.4.). Gesucht wird der Arbeitspunkt A (U_{ce} , I_c).

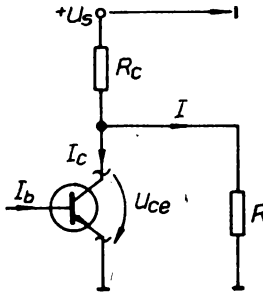


Bild 2.4. Transistor mit Widerstand R belastet

Lösung: Nach Heraustrennen des Transistors bilden die Widerstände R_C und R einen von U_S gespeisten linearen Spannungsteiler. Die Lage der Spannungsteilergeraden ergibt sich aus den Koordinatenabschnitten:

$$U_{CE} = 0 : I_C = \frac{U_S}{R_C} \quad (\text{Kurzschlußstrom}),$$

$$I_C = 0 : U_{CE} = \frac{R}{R_C + R} U_S \quad (\text{Leerlaufspannung}).$$

Die Gleichung der Spannungsteilergeraden folgt aus

$$-U_S + R_C(I_C + I) + U_{CE} = 0 \quad \text{mit} \quad I = U_{CE}/R \quad \text{zu}$$

$$I_C = -\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_C}\right) U_{CE} + \frac{U_S}{R_C}. \quad (2.2.)$$

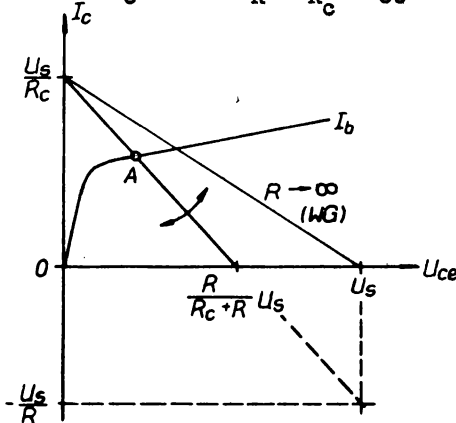


Bild 2.5. Arbeitspunktbestimmung zu Bild 2.4.

Im Bild 2.5. ist als fiktiver Punkt noch der zu $U_{ce} = U_s$ gehörige, jedoch physikalisch nicht mögliche Kollektorstrom $I_c = -U_s/R$ angegeben.

Er läßt erkennen, daß sich bei Änderung des Belastungswiderstandes R die Spannungsteilergerade um den Ordinatenschnittpunkt dreht: Bei $R = 0$ fällt sie mit der Ordinate zusammen, bei $R = \infty$ geht sie in die Widerstandsgerade über. Diese Betrachtung ist u.a. wichtig für die Ermittlung des Lastfaktors von Schaltern.

Beispiel 3: Der Thermistor TNM 10 k wird mit einem Vorwiderstand $R_v = 0,10 \text{ k}\Omega$ beschaltet. Welcher Arbeitspunkt A (U, I) stellt sich bei einer Versorgungsspannung $U_s = 21 \text{ V}$ ein (Bild 2.6.)?

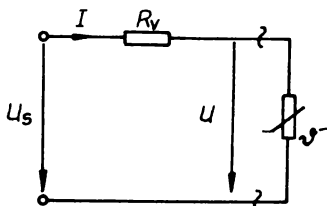


Bild 2.6. Thermistor mit Vorwiderstand

Lösung: Die Thermistorkennlinie ist im Bild 2.7. dargestellt. Aus Bild 2.6. ergibt sich

$$I = \frac{U_s - U}{R_v}$$

als Gleichung der Widerstandsgeraden. Für $I = 0$ wird $U = U_s = 21 \text{ V}$ (Leerlaufspannung), für $U = 16 \text{ V}$ wird

$$I = \frac{(21 - 16) \text{ V}}{0,10 \text{ k}\Omega} = 50 \text{ mA.}$$

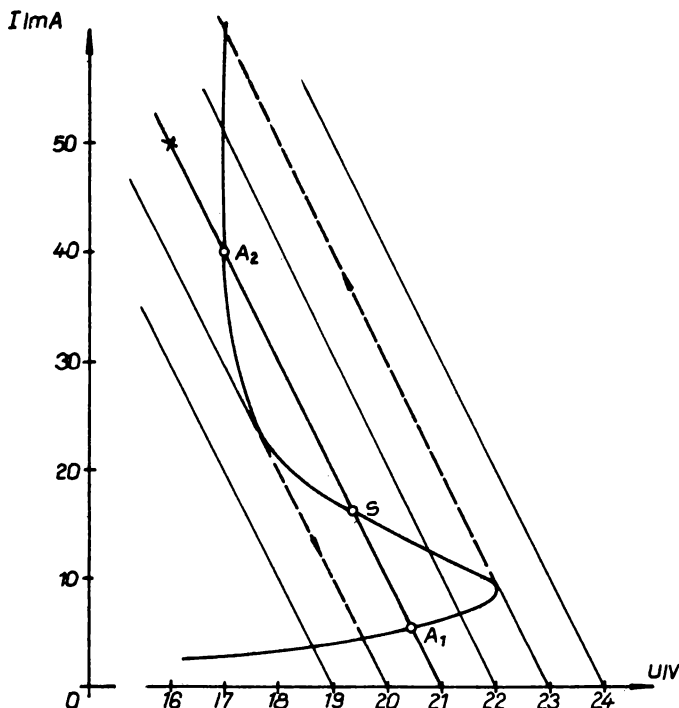


Bild 2.7. Arbeitspunktbestimmung zu Bild 2.6.

Bild 2.7. zeigt, daß die Widerstandsgerade für $U_g = 21 \text{ V}$ die Thermistorkennlinie in drei Punkten schneidet. Der Arbeitspunkt ist mehrdeutig, seine Bestimmung bedarf deshalb einer weiteren Untersuchung:

Wird die Versorgungsspannung von Null an gesteigert, dann gibt es zunächst nur einen Schnittpunkt der Widerstandsgeraden mit der Thermistorkennlinie. Der Arbeitspunkt wandert auf dem unteren Kennlinienzweig nach rechts. Dies bleibt auch so, wenn ein mehrfacher Schnitt der Widerstandsgeraden mit der Kennlinie auftritt. Der sich bei $U_g = 21 \text{ V}$ einstellende Arbeitspunkt ist demnach

$$A_1 (20,5 \text{ V}; 5,5 \text{ mA}).$$

Bei weiterer Steigerung über $U_g = 21 \text{ V}$ hinaus wandert der Arbeitspunkt noch weiter nach rechts. Erst bei Überschreitung einer Versorgungsspannung U_g von etwa 23 V gibt es wieder nur einen Schnittpunkt der Widerstandsgeraden mit der Kennlinie, diesmal auf dem oberen Zweig. Der Strom "springt" mit der thermischen Zeitkonstante verzögert auf dieser Widerstandsgeraden hin zum neuen Schnittpunkt. Bei Erhöhung von U_g wandert der Schnittpunkt auf dem oberen Zweig nach oben, bei Verminderung von U_g dagegen nach unten. Dies bleibt auch so, wenn wieder ein mehrfacher Schnitt der Widerstandsgeraden mit der Kennlinie auftritt. Der sich jetzt bei $U_g = 21 \text{ V}$ einstellende Arbeitspunkt ist

$$A_2 (17,0 \text{ V}; 40 \text{ mA}).$$

Bei Verringerung der Spannung U_g unter 20 V "springt" der Strom auf der entsprechenden Widerstandsgeraden zurück. Der Arbeitspunkt wandert nun auf dem unteren Kennlinienzweig nach links.

Der zwischen A_1 und A_2 liegende dritte Schnittpunkt S der zu $U_g = 21 \text{ V}$ gehörigen Widerstandsgeraden wird durch die Hysterese umfahren, er ist kein stabiler Punkt. Der mittlere Kennlinienzweig zwischen den beiden Sprungstellen kann unter den gegebenen Voraussetzungen überhaupt nicht meßtechnisch erfaßt werden.

Aufgabe 1: Auf welche Weise könnte die gesamte Kennlinie des Thermistors Punkt für Punkt aufgenommen werden?

Aufgabe 2: Ein Transistor mit einer maximal zulässigen Kollektorverlustleistung $P_{C, \text{zul}} = 50 \text{ mW}$ soll mit $R_C = 400 \Omega$ beschaltet an eine Versorgungsspannung von $U_g = 12 \text{ V}$ gelegt werden. Ist das zulässig?

(Wo kann der Arbeitspunkt nur liegen? Wo darf der Arbeitspunkt nicht liegen? Schlußfolgerung!)

Bei Verneinung der Frage sind 3 Änderungsmöglichkeiten anzugeben!

2.1.2. Arbeitspunkteinstellung und -stabilisierung

Ist für einen Transistor der Arbeitspunkt im Ausgangskennlinienfeld festgelegt worden, dann ist der zu seiner Einstellung erforderliche Basisstrom I_b als Parameter der entsprechenden Ausgangskennlinie abzulesen. Die zur Einstellung dieses Basisstromes erforderliche Basis-Emitter-Spannung U_{be} wird nach aufeinanderfolgenden Abbildungen des Arbeitspunktes an der Stromübertragungskennlinie und der Eingangskennlinie der U_{be} -Achse des Eingangskennlinienfeldes entnommen (Bild 2.8.).

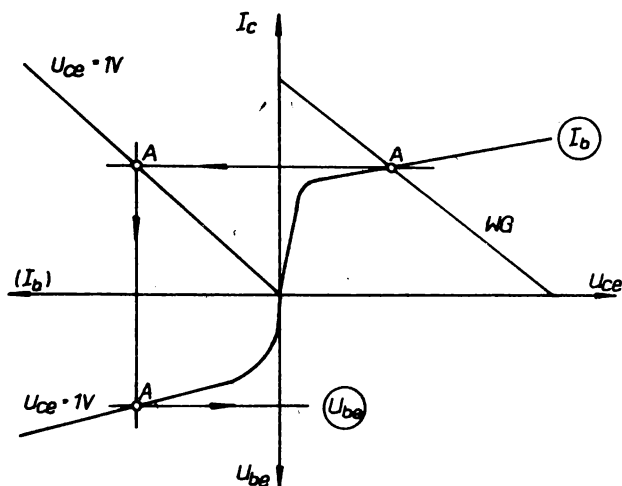


Bild 2.8. Ermittlung von I_b und U_{be} zur Arbeitspunkt-einstellung

Ohne Begründung sei erwähnt, daß die vorzunehmenden Abbildungen des Arbeitspunktes an Stromübertragungs- und Eingangskennlinie für $U_{ce} = 1 \text{ V}$ zulässig sind, auch wenn $U_{ce} > 1 \text{ V}$ ist. Es ist dabei aber nicht zulässig, den Basisstrom I_b auf der beiden Kennlinien gemeinsamen I_b -Achse abzulesen, denn dies ergäbe für I_b einen zu großen Wert.

Die Einstellung des Wertepaares (U_{be} , I_b) kann nun von der Versorgungsspannung U_s aus über Basisvorwiderstand R_b oder Basisspannungsteiler R_1 , R_2 (Bild 2.9.) erfolgen. In der Regel wird der Querstrom des Spannungsteilers etwa gleich dem Zehnfachen

des Basisstromes gewählt:

$$I_2 \approx 10 I_b .$$

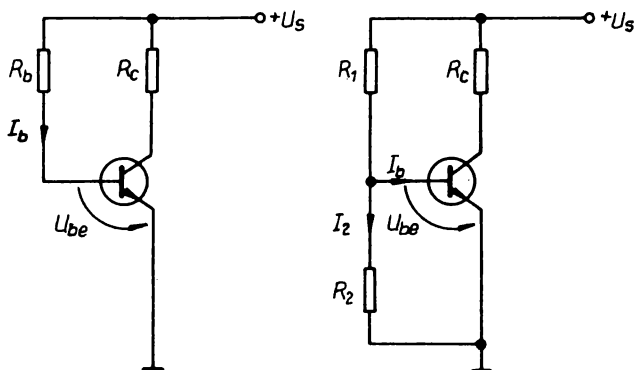


Bild 2.9. Einstellung des Basisstromes

Mit wachsender Temperatur wächst der Kollektorreststrom eines Transistors beträchtlich an, die Ausgangskennlinien werden nach oben verschoben. In Bild 2.10. ist dies übertrieben dargestellt. Der eingestellte Arbeitspunkt A wandert auf der Widerstandsgeraden nach A*. Um diese unerwünschte Wanderung zu verhindern oder zumindest stark zu reduzieren, muß der Basisstrom automatisch verringert werden. Die dazu erforderlichen Maßnahmen faßt man unter dem Begriff: Arbeitspunktstabilisierung zusammen.

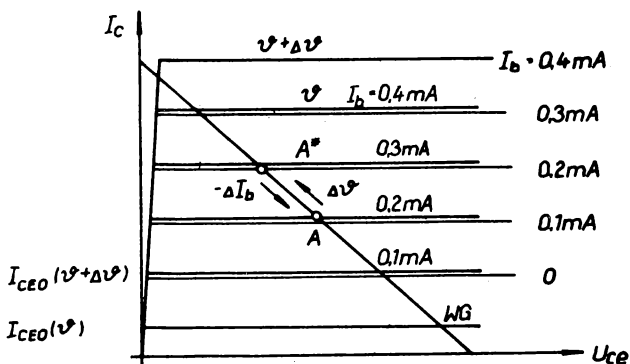


Bild 2.10. Arbeitspunktverschiebung und -stabilisierung

Man unterscheidet dabei zwei verschiedene Prinzipien, die in vielfältigen Varianten realisiert sind.

1. Arbeitspunktstabilisierung durch einen temperaturabhängigen Widerstand (z.B. Thermistor):

Als Widerstand R_2 des Basisspannungsteilers wird ein Thermistor (evtl. kombiniert mit einem Schichtwiderstand) eingesetzt. Der Thermistor ist thermisch mit dem Transistor eng gekoppelt (Bild 2.11.). Da $R_1 \gg R_2$ und $I_2 \gg I_b$ ist, darf $I_2 = \text{konstant}$ angenommen werden.

Aus $U_{be} = R_2 I_2$ folgt bei kleinen Temperaturänderungen

$$\Delta U_{be} = - \frac{b}{T^2} R_2 \Delta \vartheta \quad I_2 = - \frac{b}{T^2} U_{be} \Delta \vartheta . \quad (2.3.)$$

Mit wachsender Temperatur wächst der Kollektorreststrom. Gleichzeitig vermindern sich R_2 , I_b und damit der durch Ladungsträgerinjektion gesteuerte Anteil von I_c . Bei guter Anpassung des Thermistors an den Temperaturgang des Kollektorreststromes bleibt über ein gewisses Temperaturintervall hinweg der Arbeitspunkt unverändert in seiner Lage.

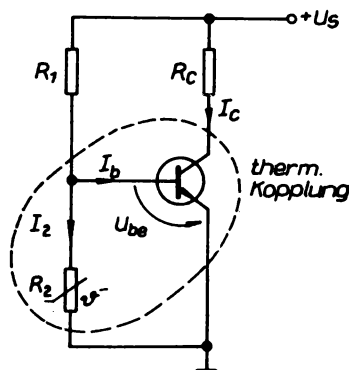


Bild 2.11. Arbeitspunktstabilisierung mittels Thermistor

Es handelt sich in diesem Falle um eine Führungssteuerung des Kollektorstromes durch die Temperatur. Sie erfordert einen hohen Aufwand an Abgleicharbeit.

2. Arbeitspunktstabilisierung durch Gegenkopplung

Die am häufigsten anzutreffende Gegenkopplung ist die durch Emitterwiderstand (Bild 2.12.). Der durch ihn fließende Strom ist ungefähr gleich dem Kollektorstrom, so daß gilt:

$$U_{be} = R_2 I_2 - R_e I_c .$$

Mit wachsendem Kollektorstrom wächst die Spannung an R_e . Bei $I_2 \approx$ konstant wird U_{be} um den gleichen Betrag kleiner:

$$\underline{\Delta U_{be} = - R_e \Delta I_c} . \quad (2.4.)$$

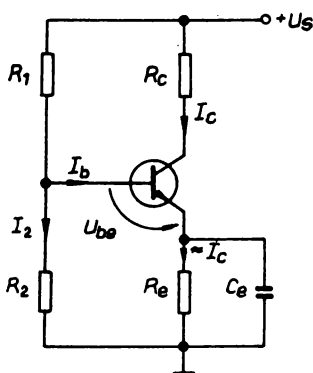


Bild 2.12. Gegenkopplung durch Emitterwiderstand

Die Gegenkopplung verhindert nicht die Wanderung des Arbeitspunktes, sie reduziert sie nur sehr stark. In diesem Falle handelt es sich um eine Regelung des Kollektorstromes.

Die Reduzierung der Kollektorstromänderung durch Gegenkopplung erfolgt auch bei der Übertragung des Nutzsignals. Ist dieses eine Wechselgröße, dann kann die Gegenkopplung durch Parallelschaltung einer großen Kapazität C_e zum Emitterwiderstand für den Wechselstrom (und nur für diesen) ausgeschaltet werden.

2.1.3. Statische Schaltungsbemessung

Vorgegeben seien der Stromlaufplan einer Schaltung (die Funktion bleibe zunächst unberücksichtigt), die Arbeitspunkte der funktionsbestimmenden Bauelemente, die Versorgungsspannung(en) sowie einige Nebenbedingungen wie Spannungsteilerquerströme, Gegenkopplungen usw.

Ziel ist die Berechnung der erforderlichen Widerstände.

Zur Lösung dieser Aufgabenstellung sind folgende Schritte erforderlich:

1. Eintragung der Zählpfeile (Bezugspfeile) sämtlicher gegebenen Größen:

Die Zählpfeile der Spannungen und Ströme an funktionsbestimmenden Bauelementen sind standardisiert (Lehrbrief 1).

Knotenspannungen werden nach der Masse (Nullpotential) hin positiv gezählt.

Spannungsteilerquerströme haben mit den Lastströmen übereinstimmende Zählrichtung. Es ist oft zweckmäßig, bei Transistoren die Emitterströme zu berechnen und als gegebene Größen zu betrachten.

2. Ansatz von Maschengleichungen, in denen möglichst nur die gesuchte Größe als einzige Unbekannte auftritt und in denen möglichst keine schon berechnete Größe vorkommt. (Gefahr der Verschleppung von Fehlern!)
3. Auflösung der Maschengleichungen nach der Unbekannten. Einsetzen der gegebenen Größen und Berechnung der gesuchten Größe.

Beispiel 4: Wechselspannungsverstärker

Es sollen sämtliche Widerstände des im Bild 2.13. dargestellten Wechselspannungsverstärkers berechnet werden. Die Arbeitspunkte beider Transistoren seien gleich angenommen:

$$- U_{ce} = 4,6 \text{ V}; \quad - I_c = 1,5 \text{ mA}; \quad - U_{be} = 0,2 \text{ V}; \quad - I_b = 20 \mu\text{A}.$$

Versorgungsspannung $U_g = 9,0 \text{ V}$; Spannungsteilerquerstrom $I_4 = 9 I_b$; Spannung am Gegenkopplungswiderstand R_6 $I_e = 0,8 \text{ V}$.

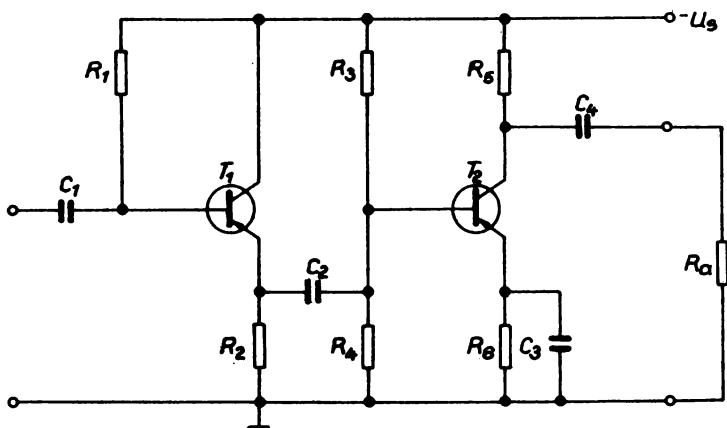


Bild 2.13. Stromlaufplan zum Beispiel 4

Lösung:

Zweckmäßig werden die (gleichgroßen) Emittterströme der Transistoren berechnet.

$$I_e + I_b + I_c = 0$$

$$I_e = -I_b - I_c = (0,02 + 1,5) \text{ mA} = 1,5 \text{ mA}$$

Im Bild 2.14. sind die Zählpfeile sämtlicher gegebenen Größen in den Stromlaufplan eingetragen.

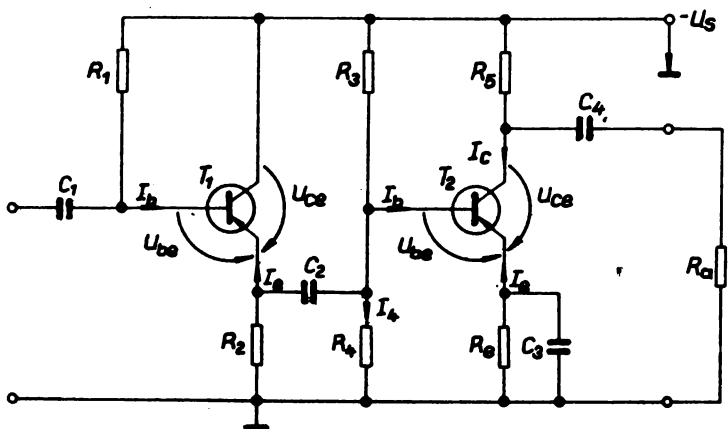


Bild 2.14. Stromlaufplan nach Eintragung der Zählpfeile

Ansätze und Berechnungen:

(Verfolgen Sie die Maschenumläufe! Beachten Sie dabei und beim Einsetzen der gegebenen Größen die Vorzeichen!)

$$R_1 I_b + U_{be} - U_{ce} = 0$$

$$\underline{R_1} = \frac{-U_{be} + U_{ce}}{I_b} = \frac{(0,2 - 4,6) \text{ V}}{-0,02 \text{ mA}} = \frac{-4,4 \text{ V}}{-0,02 \text{ mA}} = \underline{220 \text{ k}\Omega}$$

$$-(-U_s) + U_{ce} - R_2 I_e = 0$$

$$\underline{R_2} = \frac{U_s + U_{ce}}{I_e} = \frac{(9,0 - 4,6) \text{ V}}{1,5 \text{ mA}} = \frac{4,4 \text{ V}}{1,5 \text{ mA}} = \underline{2,93 \text{ k}\Omega}$$

$$U_s + R_3 (I_b + I_4) + U_{be} - R_6 I_e = 0$$

$$\underline{R_3} = \frac{-U_s - U_{be} + R_6 I_e}{I_b + I_4} = \frac{(-9,0 + 0,2 + 0,8) \text{ V}}{-0,02 \text{ mA} (1 + 9)} = \frac{-8,0 \text{ V}}{-0,20 \text{ mA}} = \underline{40 \text{ k}\Omega}$$

$$R_4 I_4 + R_6 I_e - U_{be} = 0$$

$$\underline{R_4} = \frac{-R_6 I_e + U_{be}}{I_4} = \frac{(-0,8 - 0,2) \text{ V}}{-0,02 \text{ mA} \cdot 9} = \frac{-1,0 \text{ V}}{-0,18 \text{ mA}} = \underline{5,56 \text{ k}\Omega}$$

$$U_s + R_5 I_c + U_{ce} - R_6 I_e = 0$$

$$\underline{R_5} = \frac{-U_s - U_{ce} + R_6 I_e}{I_c} = \frac{(-9,0 + 4,6 + 0,8) \text{ V}}{-1,5 \text{ mA}} = \frac{-3,6 \text{ V}}{-1,5 \text{ mA}} = \underline{2,4 \text{ k}\Omega}$$

$$\underline{R_6} = \frac{R_6 I_e}{I_e} = \frac{0,8 \text{ V}}{1,5 \text{ mA}} = \underline{0,53 \text{ k}\Omega}$$

Der Zähler des Bruches vor dem Ergebnis ist die Spannung am betreffenden Widerstand, der Nenner ist der durch den Widerstand fließende Strom. Beide haben gleiches Vorzeichen! Das Produkt beider ist die im Widerstand im Ruhezustand auftretende Verlustleistung, für die der Widerstand mindestens bemessen sein muß. Im vorliegenden Beispiel reichen Schichtwiderstände mit einer Belastbarkeit von $0,1 \text{ W} = 100 \text{ mW}$ aus.

Beispiel 5: Gleichspannungsverstärker

Bild 2.15. zeigt den Stromlaufplan eines einfachen Gleichspannungsverstärkers. Bei der Eingangsspannung $U_1 = 0$ muß auch die Ausgangsspannung $U_2 = 0$ sein. Vereinfachend seien gleiche Transistoren und gleiche Arbeitspunkte (mit Ausnahme der U_{ce}) angenommen: $I_C = 2,50 \text{ mA}$; $I_b = 25 \mu\text{A}$; $U_{be} = 0,5 \text{ V}$. Die beiden Versorgungsspannungen sind ebenfalls gleich: $U_B = 6,0 \text{ V}$. Weiterhin sind gegeben: Z-Spannung $U_Z = 5,8 \text{ V}$; Spannungsteilerquerströme $I_3 = 50 I_b$ und $I_6 = 10,0 \text{ mA}$; Gegenkopplungswiderstand $R_7 = 0,5 R_8$. Sämtliche Widerstände sind zu berechnen.

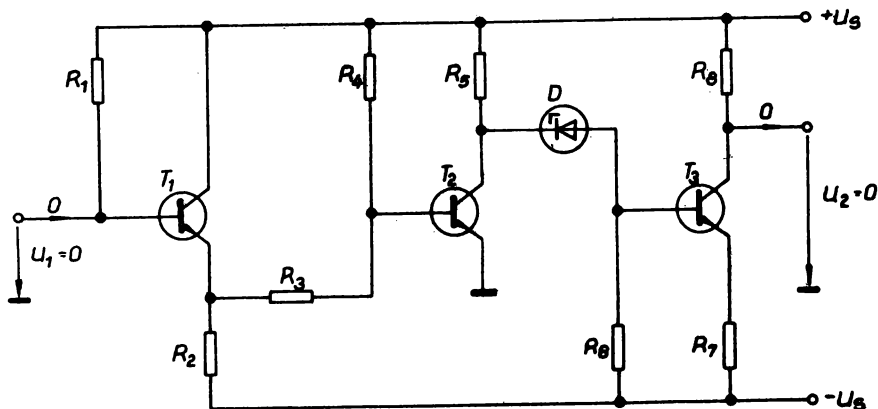


Bild 2.15. Stromlaufplan eines Gleichspannungsverstärkers

Lösung: $I_e = -I_b - I_c = (-2,50 - 0,025) \text{ mA} = -2,53 \text{ mA}$

Eintragung der Zählpfeile sämtlicher gegebenen Größen in den Stromlaufplan (Bild 2.16.).

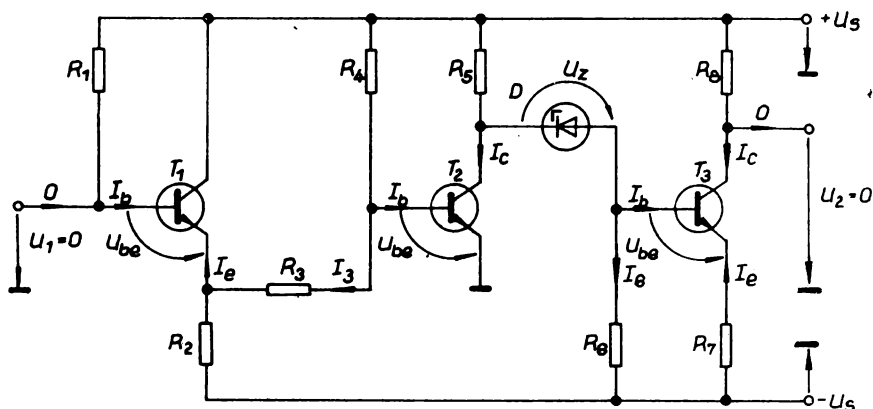


Bild 2.16. Stromlaufplan nach Eintragung der Zählfeile

Ansätze und Berechnungen:

$$-U_S + R_8 I_C = 0$$

$$R_8 = \frac{U_S}{I_C} = \frac{6,0 \text{ V}}{2,5 \text{ mA}} = \underline{2,4 \text{ k}\Omega}$$

$$R_7 = 0,5 R_8 = \underline{1,2 \text{ k}\Omega} \quad (\text{lt. Aufgabenstellung})$$

$$R_6 I_6 + R_7 I_e - U_{be} = 0$$

$$R_6 = \frac{-R_7 I_e + U_{be}}{I_6} = \frac{-1,2 \text{ k}\Omega (-2,53 \text{ mA}) + 0,5 \text{ V}}{10,0 \text{ mA}} = \frac{3,5 \text{ V}}{10,0 \text{ mA}} = \underline{350 \Omega}$$

$$-U_S + R_5 (I_C + I_b + I_6) + U_Z + R_6 I_6 - U_S = 0$$

$$R_5 = \frac{2 U_S - U_Z - R_6 I_6}{I_C + I_b + I_6} = \frac{(12,0 - 5,8 - 3,0) \text{ V}}{(2,50 + 0,025 + 10,0) \text{ mA}} = \frac{2,7 \text{ V}}{12,5 \text{ mA}} = \underline{220 \Omega}$$

$$-U_S + R_4 (I_b + I_3) + U_{be} = 0$$

$$R_4 = \frac{U_S - U_{be}}{I_b + I_3} = \frac{(6,0 - 0,5) \text{ V}}{0,025 \text{ mA} (1 + 50)} = \frac{5,5 \text{ V}}{1,275 \text{ mA}} = \underline{4,31 \text{ k}\Omega}$$

$$U_{be} - R_3 I_3 + U_{be} = 0$$

$$\underline{R_3} = \frac{2 U_{be}}{I_3} = \frac{1,0 \text{ V}}{50 \cdot 0,025 \text{ mA}} = \frac{1,0 \text{ V}}{1,25 \text{ mA}} = \underline{800 \Omega}$$

$$U_{be} + R_2 (I_3 - I_e) - U_s = 0$$

$$\underline{R_2} = \frac{U_s - U_{be}}{I_3 - I_e} = \frac{(6,0 - 0,5) \text{ V}}{(1,25 + 2,53) \text{ mA}} = \frac{5,5 \text{ V}}{3,78 \text{ mA}} = \underline{1,46 \text{ k}\Omega}$$

$$-U_s + R_1 I_b = 0$$

$$\underline{R_1} = \frac{U_s}{I_b} = \frac{6,0 \text{ V}}{0,025 \text{ mA}} = \underline{240 \text{ k}\Omega}$$

Weiterführung dieses Beispiels:

Zum Zwecke der Fehlersuche werden in den Stromlaufplan (Reparaturstromlaufplan) an bestimmte Knotenpunkte des Netzwerkes die auf das Nullpotential (Masse) bezogenen Potentiale (Knotenspannungen) geschrieben. Diese Knotenspannungen werden mit einem hochohmigen Voltmeter gemessen, dessen Minusklemme an Masse gelegt wird. Mit der Plusklemme wird der betreffende Netzwerkknoten getastet. Die Knotenspannungen werden also vom Knoten nach der Masse hin positiv gezählt.

Man gebe für den in Bild 2.15. dargestellten Stromlaufplan die Knotenspannungen an! Die an den Widerständen abfallenden Spannungen können der obigen Berechnung entnommen werden.

Lösung:

Emitter von T_1 : $-U_{e1} - U_{be} = 0$
 $\underline{U_{e1}} = -U_{be} = \underline{-0,5 \text{ V}}$

Basis von T_2 : $-U_{b2} + U_{be} = 0$
 $\underline{U_{b2}} = U_{be} = \underline{+0,5 \text{ V}}$

$$\text{Kollektor von } T_2: -U_{c2} - R_5 (I_c + I_b + I_6) + U_s = 0$$

$$\underline{U_{c2}} = -R_5(I_c + I_b + I_6) + U_s = (-2,7 + 6,0)V = \underline{+3,3 V}$$

$$\text{Basis von } T_3: -U_{b3} - U_z + U_{c2} = 0$$

$$\underline{U_{b3}} = -U_z + U_{c2} = (-5,8 + 3,3) V = \underline{-2,5 V}$$

$$\text{Emitter von } T_3: -U_{e3} - U_{be} + U_{b3} = 0$$

$$\underline{U_{e3}} = -U_{be} + U_{b3} = (-0,5 - 2,5)V = \underline{-3,0 V}$$

Tragen Sie die berechneten Knotenspannungen in den Stromlaufplan (Bild 2.15.) ein!

Mit Hilfe der Knotenspannungen kann man auch Berechnungen für einzelne Teile des Netzwerkes durchführen.

Beispiel 6: Basisspannungsteiler

Der Basisspannungsteiler R_1 , R_2 mit den Knotenspannungen U_I und $-U_{s2}$ (Außenknoten) vor einem Schalttransistor (Bild 2.17.) ermöglicht eine schnelle Überprüfung der Funktion des Schalters (vgl. Abschnitt 2.3.3.). Die Widerstände R_1 und R_2 , die Versorgungsspannung U_{s2} , die Eingangsspannung U_I sowie der Basisstrom I_b des Transistors seien gegeben, die Basis-Emitter-Spannung U_{be} ist gesucht.

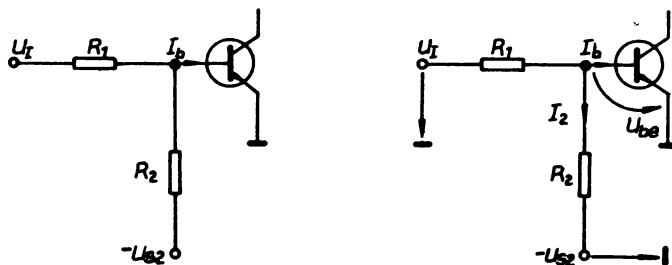


Bild 2.17. Schaltereingang

Lösung:

Ein möglicher Ansatz besteht in der zusätzlichen Einführung des Querstromes I_2 , der später wieder eliminiert wird. Nach Eintragung der Zählpfeile liest man aus Bild 2.17. die beiden Gleichungen

$$-U_I + R_1 (I_b + I_2) + U_{be} = 0$$

$$U_{s2} - R_2 I_2 + U_{be} = 0$$

ab, aus denen nach Erweiterung mit R_2 bzw. R_1 und Addition

$$-R_2 U_I + R_1 U_{s2} + R_1 R_2 I_b + (R_1 + R_2) U_{be} = 0$$

folgt. Auflösung nach der gesuchten Spannung U_{be} ergibt:

$$U_{be} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_I - \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{s2} - \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I_b \quad (2.5.)$$

Aufgabe 3:

Die Widerstände der in Bild 2.18. dargestellten Verstärkerschaltung sind zu berechnen.

Arbeitspunkte:

T_1 : $U_{be1} = 0,58 \text{ V}$; $I_{b1} = 10 \mu\text{A}$; $I_{c1} = 225 \mu\text{A}$; $U_{ce1} = 1,40 \text{ V}$.

T_2 : $U_{be2} = 0,60 \text{ V}$; $I_{b2} = 25 \mu\text{A}$; $I_{c2} = 1,00 \text{ mA}$; $U_{ce2} = 2,00 \text{ V}$.

Versorgungsspannung: $U_s = 5,00 \text{ V}$

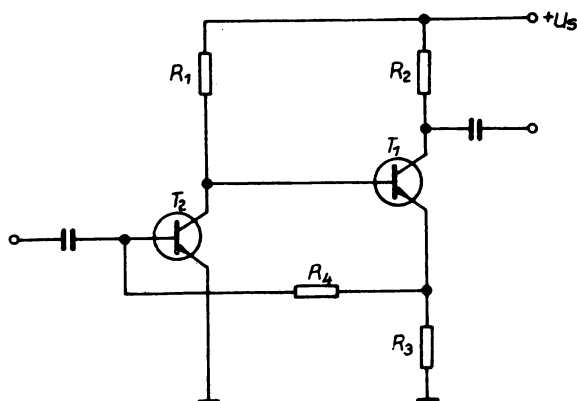


Bild 2.18. Gegengekoppelter Verstärker

Aufgabe 4:

Ist in der in Bild 2.19. dargestellten Grundstruktur eines Schalters der Transistor T_1 gesperrt ($I_{C1} = 0$), dann muß der Transistor T_2 mit Sicherheit gesättigt sein. Dies ist der Fall bei $U_{be2} \geq 0,7 \text{ V}$, wobei dann ein Basisstrom I_{b2} von mindestens $0,5 \text{ mA}$ fließt. Die Basis-Emitter-Spannung U_{be2} ist unter Annahme dieses Mindeststromes zu berechnen, um nachzuprüfen, ob die genannte Sättigungsbedingung für T_2 auch erfüllt ist.

Gegeben sind die Versorgungsspannung $U_S = 6,0 \text{ V}$ sowie die Widerstände $R_C = 1,0 \text{ k}\Omega$; $R_1 = 2,2 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 6,8 \text{ k}\Omega$.

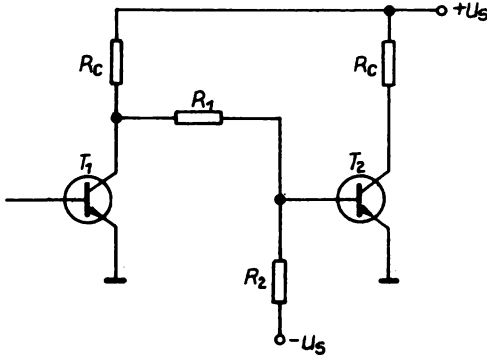


Bild 2.19. Grundstruktur eines Schalters

2.2. Der Transistor als Verstärker

2.2.1. Kleinsignalverstärkung

Ein Verstärker ist ein Signalübertragungsglied, das ein Signal auf ein höheres Energieniveau hebt, indem das Eingangssignal einen Hilfsenergiestrom steuert, so daß dieser zum Träger des Ausgangssignals wird (Bild 2.20.).

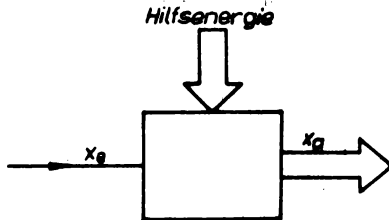


Bild 2.20. Prinzip eines Verstärkers

Von einem Übertragungsglied und damit auch von einem Verstärker wird eine möglichst unverfälschte Informationsübertragung gefordert. Dies setzt bei analogen Verstärkern u.a. ein lineares Übertragungsverhalten voraus. Die Kennlinien eines Transistors sind aber gekrümmt. Um dennoch die Forderung nach Linearität angenähert zu erfüllen, darf die zu Übertragende Signalamplitude nur so groß sein, daß sie das Gebiet um den Arbeitspunkt, innerhalb dessen die Kennlinien durch ihre Tangente im Arbeitspunkt ersetzt werden dürfen, nicht überschreitet. Diese Amplitude ist im allgemeinen relativ klein im Verhältnis zum möglichen Aussteuerungsbereich der gesamten Kennlinie. Man spricht deshalb von Kleinsignalverstärkung. Ein analoger Verstärker wird auch als linearer Verstärker bezeichnet.

2.2.2. Linearisierte Darstellung des Transistorvierpols

Durch die Zweige eines Verstärkernetzwerkes fließen jeweils zwei Ströme: erstens Gleichströme, hervorgerufen durch die Versorgungsspannung(en), zweitens zeitlich veränderliche Ströme, hervorgerufen durch die Signal-Spannungsquelle (Bild 2.21.).

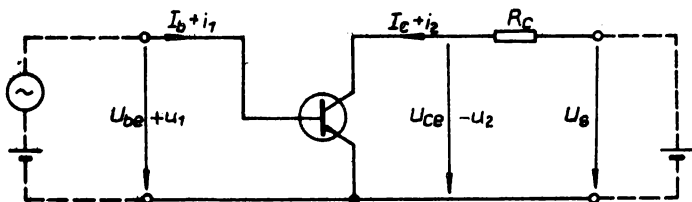


Bild 2.21. Überlagerung von Gleich- und Signalgrößen

An den Kennlinienfeldern (Bild 2.22.) läßt sich die Signal-Übertragung verfolgen: Wächst die Basis-Emitter-Spannung U_{be} um u_1 , dann erhöht sich der Basisstrom I_b um i_1 und damit der Kollektorstrom I_c um i_2 . Der Spannungsabfall an R_c wächst um $R_c i_2$. Um diesen Betrag vermindert sich die Kollektor-Emitter-Spannung U_{ce} . Es ist also $|-u_2| = R_c i_2$.

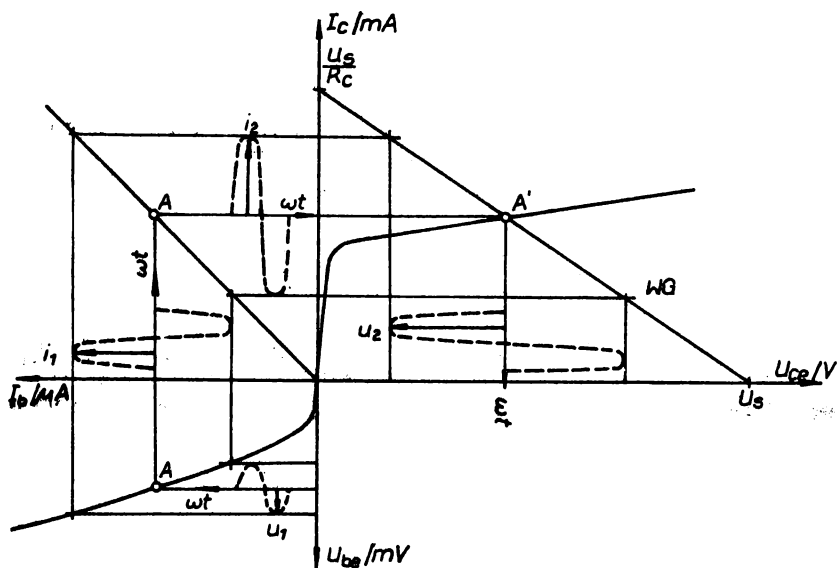


Bild 2.22. Signalübertragung eines Transistors

In Bild 2.22. ist die Übertragung eines sinusförmigen Signals angedeutet. Der Darstellung ist zu entnehmen:

1. Der Arbeitspunkt ist der Bezugspunkt der Signalübertragung.
2. Spannungs- und Stromsignal werden verstärkt (Maßstäbe an den Koordinatenachsen!)
3. Das Spannungssignal wird bei dieser Schaltung umgekehrt (aus $+u_1$ wird $-u_2$), bzw. erfährt eine Phasendrehung um 180° .
4. Bei zu großer Signalamplitude wird das Signal insbesondere an der gekrümmten Eingangskennlinie verzerrt.

Die mathematische Beschreibung der Signalübertragung geht von den totalen Differentialen des Eingangskennlinienfeldes

$$U_{be} = f_I (I_b, U_{ce})$$

und des Ausgangskennlinienfeldes

$$I_c = f_O (I_b, U_{ce})$$

aus:

$$dU_{be} = \frac{\partial U_{be}}{\partial I_b} dI_b + \frac{\partial U_{be}}{\partial U_{ce}} dU_{ce}$$

$$dI_c = \frac{\partial I_c}{\partial I_b} dI_b + \frac{\partial I_c}{\partial U_{ce}} dU_{ce}.$$

Die partiellen Ableitungen sind die Steigungen der jeweiligen Kennlinien (Eingangs-, Spannungsrückwirkungs-, Stromübertragungs- und Ausgangskennlinie) im Arbeitspunkt. Man schreibt sie abgekürzt mit dem Buchstaben h , unterscheidet sie durch einen Zeilenindex ($i = 1; 2$) sowie einen Spaltenindex ($j = 1; 2$) und bezeichnet sie als h -Parameter.

Geht man nun von den Differentialen zu endlichen Differenzen über und setzt für diese die Signale ein (z.B.: $dU_{be} \rightarrow \Delta U_{be} = u_1$), so erhält man aus dem obigen Gleichungssystem die nur für die Kleinsignalverstärkung gültigen linearen Vierpolgleichungen eines Transistors:

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= h_{11} i_1 + h_{12} u_2 \\ i_2 &= h_{21} i_1 + h_{22} u_2 \end{aligned} \right\} \quad (2.6.)$$

Die h-Parameter werden entweder vom Hersteller angegeben, oder aus den Kennlinienfeldern ermittelt (Tangentenkonstruktion im Arbeitspunkt), oder in speziellen Schaltungen gemessen.

Man ordnet ihnen im einzelnen folgende Bedeutungen zu:

$$h_{11} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right| u_2 = 0 = \text{Kurzschluß-Eingangswiderstand,}$$

$$h_{12} = \left. \frac{u_1}{u_2} \right| i_1 = 0 = \text{Leerlauf-Spannungsrückwirkung,}$$

$$h_{21} = \left. \frac{i_2}{i_1} \right| u_2 = 0 = \text{Kurzschluß-Stromverstärkung,}$$

$$h_{22} = \left. \frac{i_2}{u_2} \right| i_1 = 0 = \text{Leerlauf-Ausgangsleitwert.}$$

Die hergeleiteten Vierpolgleichungen lassen sich durch ein formales lineares Ersatzschaltbild interpretieren (Bild 2.23.).

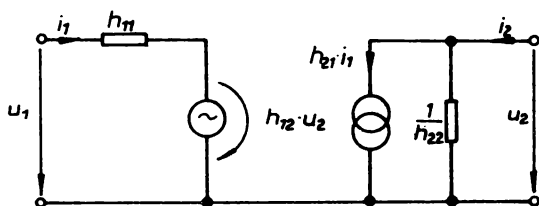


Bild 2.23. Lineares Ersatzschaltbild des Transistors

Die erste Gleichung beschreibt die Eingangsmasche, die zweite Gleichung beschreibt den Ausgangsknoten (Hybridform der Vierpolgleichungen).

Sind die h-Parameter einer Grundsaltung bekannt, dann lassen diese sich in die entsprechenden einer anderen Grundsaltung umrechnen. Dies sei am Beispiel der Umrechnung von Emitter-schaltung in Kollektorschaltung dargestellt. Für die Emitter-schaltung gilt:

$$\begin{aligned} u_{1e} &= h_{11e} i_{1e} + h_{12e} u_{2e} \\ i_{2e} &= h_{21e} i_{1e} + h_{22e} u_{2e} . \end{aligned}$$

Aus Bild 2.24. ist abzulesen:

$$\begin{aligned} i_{1e} &= i_{1c} ; \quad i_{2e} = - (i_{1c} + i_{2c}) ; \\ u_{1e} &= u_{1c} - u_{2c} ; \quad u_{2e} = - u_{2c} . \end{aligned}$$

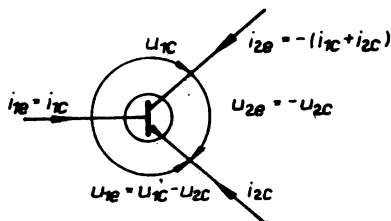


Bild 2.24. Zur Umrechnung der h-Parameter

Eingesetzt in obige Vierpolgleichungen:

$$\begin{aligned} u_{1c} - u_{2c} &= h_{11e} i_{1c} - h_{12e} u_{2c} \\ - (i_{1c} + i_{2c}) &= h_{21e} i_{1c} - h_{22e} u_{2c} . \end{aligned}$$

Aus diesem Ansatz folgen:

$$\begin{aligned} u_{1c} &= h_{11e} i_{1c} + (1 - h_{12e}) u_{2c} \\ i_{2c} &= - (1 + h_{21e}) i_{1c} + h_{22e} u_{2c} . \end{aligned}$$

Die gesuchten h-Parameter der Kollektorschaltung ergeben sich aus dem Aufbau der Gleichungen zu:

$$\left. \begin{aligned} h_{11c} &= h_{11e} ; & h_{12c} &= 1 - h_{12e} ; \\ h_{21c} &= - (1 + h_{21e}) ; & h_{22c} &= h_{22e} . \end{aligned} \right\} (2.7.)$$

Die Umrechnung ist umkehrbar: In den Formeln werden nur die Indizes c und e miteinander vertauscht.

2.2.3. Betriebswerte

Nach der im vorangegangenen Abschnitt ausgeführten Linearisierung der Signalübertragung darf der Überlagerungssatz auf Arbeitspunkt und Signale angewandt werden. Zur Verstärkerberechnung interessieren nur die Signale. Man denkt sich deshalb sämtliche signalunabhängigen Gleichspannungen gleich Null gesetzt: Versorgungsspannung(en), Potentialversatz usw. Der Arbeitspunkt ist zum Koordinatenursprung der Signalübertragung geworden.

Der Stromlaufplan eines Verstärkers wird nun entsprechend umgezeichnet (s. Abschnitt 2.2.4.). Der unmittelbar vor dem Eingang eines Transistors liegende Teil der Schaltung wird als Signalquelle mit der Quellenspannung u_0 und dem Generatorwiderstand R_G betrachtet, der unmittelbar hinter dem Ausgang dieses Transistors liegende Teil der Schaltung stellt den Lastwiderstand R_L dar (Bild 2.25.). R_G und R_L sind im allgemeinen komplexe Widerstände, im Bereich der sogenannten mittleren Frequenzen darf jedoch mit Ohmschen Widerständen gerechnet werden.

Unter Einbezug der Widerstände R_G und R_L werden nunmehr mit Hilfe der Vierpolgleichungen (2.6.) neue Parameter berechnet, die als Betriebswerte bezeichnet werden. Mit ihrer Hilfe wird die Verstärkerberechnung sehr einfach.

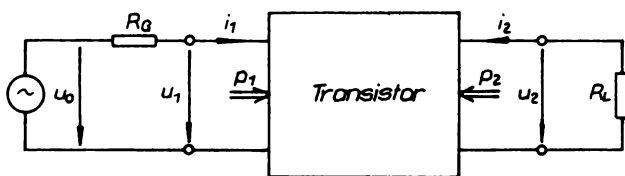


Bild 2.25. Transistorvierpol zwischen Signalquelle und Last

Der Signalspannungsquelle mit der Quellenspannung u_0 und dem Generatorwiderstand R_G erscheint der Transistoreingang als Belastung, charakterisiert durch den Eingangswiderstand $r_1 = u_1/i_1$. Der Transistor dagegen erscheint dem angeschlossenen Lastwiderstand R_L als Signalquelle mit dem Innenwiderstand $r_2 = u_2/i_2 \big|_{u_0=0}$,

der als Ausgangswiderstand bezeichnet wird.

Eingangswiderstand, Ausgangswiderstand, Spannungs-, Strom- und Leistungsverstärkung sind die 5 Betriebswerte eines Transistors.

Im folgenden soll die Herleitung der Berechnungsformel für den Eingangswiderstand r_1 gezeigt werden:

Aus Bild 2.25. wird $i_2 = -u_2/R_L$ (Zählpfeile beachten!) in die Vierpolgleichungen eingesetzt:

$$\begin{aligned} u_1 &= h_{11} i_1 + h_{12} u_2 \\ -\frac{u_2}{R_L} &= h_{21} i_1 + h_{22} u_2 . \end{aligned}$$

Geordnet:

$$\begin{aligned} u_1 &= h_{11} i_1 + h_{12} u_2 \\ 0 &= h_{21} i_1 + \left(\frac{1}{R_L} + h_{22}\right) u_2 . \end{aligned}$$

(Der Lastleitwert $1/R_L$ wird mit dem Ausgangsleitwert h_{22} zusammengefaßt und der Transistor unbelastet angenommen: $i_2 = 0$.)

Nach Multiplikation der ersten Gleichung mit $(1/R_L + h_{22})$ und der zweiten Gleichung mit $(-h_{12})$ werden die Gleichungen addiert, die Glieder mit u_2 fallen dabei weg:

$$\left(\frac{1}{R_L} + h_{22}\right) u_1 = \left(\frac{h_{11}}{R_L} + h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}\right) i_1 .$$

Zur Abkürzung wird die Systemdeterminante

$$\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$$

eingeführt. Nach Erweiterung der Gleichung mit R_L ergibt sich

$$(1 + h_{22} R_L) u_1 = (h_{11} + \Delta h R_L) i_1 ,$$

woraus der gesuchte Eingangswiderstand folgt:

$$\underline{r_1 = \frac{u_1}{i_1} = \frac{h_{11} + \Delta h R_L}{1 + h_{22} R_L} .}$$

In ihm ist als Sonderfall der Kurzschluß-Eingangswiderstand bei $R_L = 0$ enthalten: $r_1 = h_{11}$.

Auf ähnliche Weise findet man auch alle anderen Betriebswerte, die in der Tafel 2.1. zusammengestellt sind.

Betriebswert	Definition	Berechnung
Eingangswiderstand	$r_1 = \frac{u_1}{i_1}$	$r_1 = \frac{h_{11} + \Delta h \frac{R_L}{R_L}}{1 + h_{22} \frac{R_L}{R_L}}$
Spannungsverstärkung	$V_u = \frac{u_2}{u_1}$	$V_u = \frac{-h_{21} \frac{R_L}{R_L}}{h_{11} + \Delta h \frac{R_L}{R_L}}$
Stromverstärkung	$V_i = \frac{i_2}{i_1}$	$V_i = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} \frac{R_L}{R_L}}$
Leistungsverstärkung	$V_p = \frac{p_2}{p_1}$	$V_p = V_u \cdot V_i$
Ausgangswiderstand	$r_2 = \left. \frac{u_2}{i_2} \right _{u_0=0}$	$r_2 = \frac{h_{11} + R_G}{\Delta h + h_{22} R_G}$
$\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$		

Tafel 2.1. Betriebswerte eines Transistors

2.2.4. Verstärkerberechnung

Ziel der folgenden Untersuchungen ist es, aus dem vorgegebenen Stromlaufplan eines einfachen Verstärkers heraus wesentliche Kennwerte dieses Verstärkers wie Eingangswiderstand R_1 , Spannungs-, Strom- und Leistungsverstärkung sowie Ausgangswiderstand R_0 zu ermitteln.

Zur Lösung dieser Aufgabenstellung sind folgende Schritte erforderlich:

1. Nullsetzen sämtlicher signalunabhängigen Gleichspannungen: Die Einspeisepunkte der Versorgungsspannungen werden auf Nullpotential (Masse) gelegt gedacht. Z - Spannungen von Z-Dioden, die der Potentialverschiebung dienen, werden

durch gedachten Kurzschluß der Dioden zu Null gemacht. Dies gilt auch für andere konstante Verschiebespannungen.

2. Umzeichnung des Stromlaufplanes:

Durchgehende Bezugslinie zwischen Eingang und Ausgang ist das Nullpotential (die Masseleitung). Bei tiefen Frequenzen sind sämtliche Kondensatorkapazitäten wirksam, bei mittleren Frequenzen werden diese kurzgeschlossen angenommen, bei hohen Frequenzen sind schließlich die Emitter-Basis-Diffusionskapazitäten der Transistoren, deren Sperrschichtkapazitäten sowie die Schaltkapazitäten zwischen den Leitern zu berücksichtigen (Bild 2.26.).

3. Berechnung der gesuchten Kennwerte unter Benutzung der in Tafel 2.1. zusammengestellten Betriebswerte. Dazu denke man sich Schnittstellen in die Kettenschaltung gelegt. Links von der jeweiligen Schnittstelle liegt immer die "Quelle", rechts die "Last" (Grundstromkreis).

Beispiel 7:

Es sind die Kenndaten des im Beispiel 4 behandelten Wechselspannungsverstärkers für mittlere Frequenzen zu bestimmen. Der Verstärker sei mit einem Arbeitswiderstand $R_a = 6,8 \text{ k}\Omega$ abgeschlossen, der Innenwiderstand der Signalquelle betrage $R_i = 55 \text{ k}\Omega$. Für die eingestellten Arbeitspunkte sind die h-Parameter in Emitterschaltung gegeben:

$$h_{11e} = 1,5 \text{ k}\Omega; \quad h_{12e} = 10^{-3}; \quad h_{21e} = 100; \quad h_{22e} = 0,1 \text{ mS}.$$

Die Umzeichnung des Stromlaufplanes soll für tiefe, mittlere und hohe Frequenzbereiche erfolgen.

Lösung:

Die Umzeichnung des Stromlaufplanes ist schrittweise im Bild 2.26. dargestellt. Die laut Aufgabenstellung für mittlere Frequenzen in Frage kommende Darstellung ist speziell für die Berechnungen aufbereitet worden.

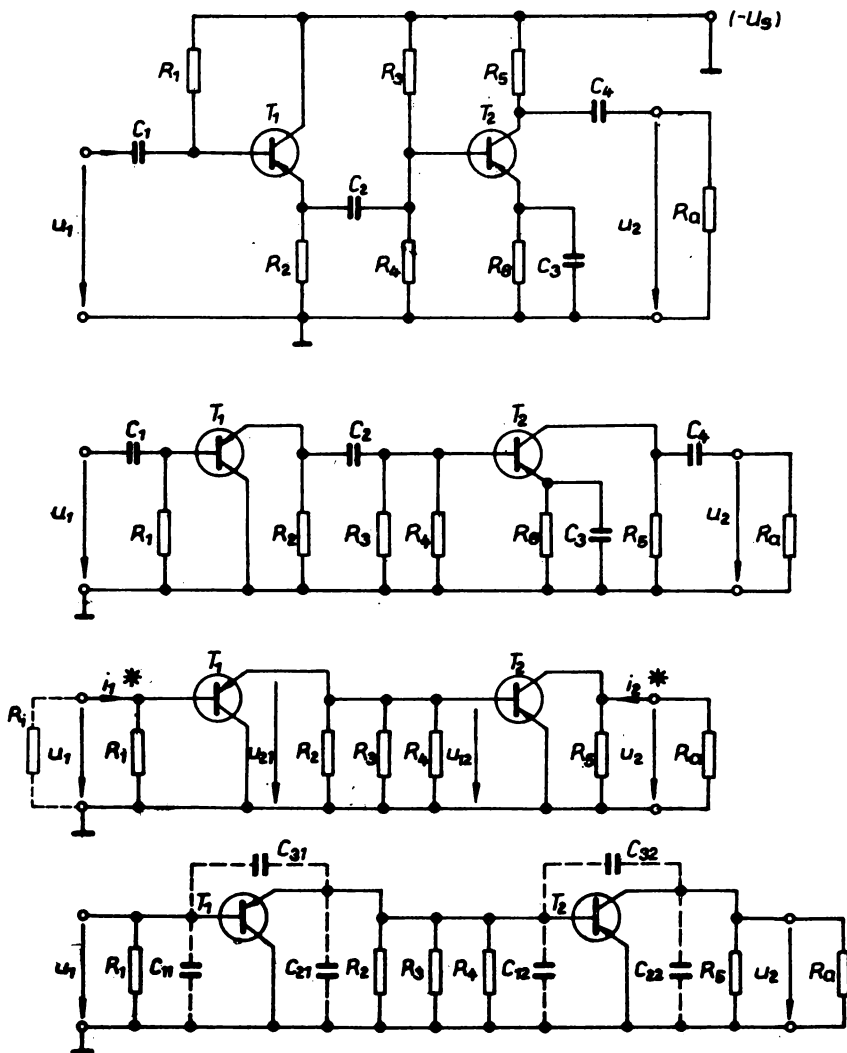


Bild 2.26. Umzeichnung eines Stromlaufplanes zur Verstärkerberechnung bei tiefen, mittleren u. hohen Frequenzen

Berechnungen:

Die Transistoren sind nicht rückwirkungsfrei ($h_{12} \neq 0$). Deshalb beginnt die Berechnung des Eingangswiderstandes am Ausgang des Verstärkers.

Lastwiderstand von T_2 :

$$R_{L2} = \frac{R_5 R_a}{R_5 + R_a} = \frac{2,4 \cdot 6,8}{2,4 + 6,8} \text{ k}\Omega = \underline{1,77 \text{ k}\Omega}$$

Eingangswiderstand von T_2 (Emitterschaltung):

$$\Delta h_e = h_{11e} \cdot h_{22e} - h_{12e} \cdot h_{21e} = 1,5 \text{ k}\Omega \cdot 0,1 \text{ mS} - 10^{-3} \cdot 100 = 0,05$$

$$r_{12} = \frac{h_{11e} + \Delta h_e R_{L2}}{1 + h_{22e} R_{L2}} = \frac{(1,5 + 0,05 \cdot 1,77) \text{ k}\Omega}{1 + 0,1 \text{ mS} \cdot 1,77 \text{ k}\Omega} = \frac{1,59 \text{ k}\Omega}{1,18} = \underline{1,35 \text{ k}\Omega}$$

Lastwiderstand von T_1 :

$$\frac{1}{R_{L1}} = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{r_{12}} = (0,341 + 0,025 + 0,180 + 0,741) \text{ mS} = 1,287 \text{ mS}$$

$$R_{L1} = \frac{1}{1,287 \text{ mS}} = \underline{0,777 \text{ k}\Omega}$$

Eingangswiderstand von T_1 (Kollektorschaltung):

$$h_{11c} = h_{11e} = 1,5 \text{ k}\Omega$$

$$h_{12c} = 1 - h_{12e} = 1 - 10^{-3} \approx 1$$

$$h_{21c} = - (1 + h_{2e}) = - (1 + 100) = - 101$$

$$h_{22c} = h_{22e} = 0,1 \text{ mS}$$

$$\Delta h_c = h_{11c} h_{22c} - h_{12c} h_{21c} = 1,5 \text{ k}\Omega \cdot 0,1 \text{ mS} - 1 \cdot (-101) \approx 101$$

$$r_{11} = \frac{h_{11c} + \Delta h_c R_{L1}}{1 + h_{22c} R_{L1}} = \frac{(1,5 + 101 \cdot 0,777) \text{ k}\Omega}{1 + 0,1 \text{ mS} \cdot 0,777 \text{ k}\Omega} = \frac{80 \text{ k}\Omega}{1,08} = \underline{74,1 \text{ k}\Omega}$$

Man erkennt deutlich den sehr hohen Eingangswiderstand der Kollektorschaltung des Transistors.

Eingangswiderstand des Verstärkers:

$$\underline{R_I} = \frac{R_1 \cdot r_{11}}{R_1 + r_{11}} = \frac{220 \cdot 74,1}{220 + 74,1} \text{ k}\Omega = \underline{55,4 \text{ k}\Omega}$$

Der Verstärkereingang, als passiver Zweipol betrachtet, ist an die Signalquelle mit dem Innenwiderstand $R_I = 55 \text{ k}\Omega$ gut angepaßt. Die Signalquelle gibt die maximal mögliche Leistung an den Verstärker ab.

Zur Berechnung der Spannungsverstärkung werden die Zwischenergebnisse der Widerstandsberechnung mit verwendet.

Spannungsverstärkung des T_2 :

$$\underline{v_{u2}} = \frac{u_2}{u_{12}} = \frac{-h_{21e} R_{L2}}{h_{11e} + \Delta h_e R_{L2}} = \frac{-100 \cdot 1,77 \text{ k}\Omega}{1,59 \text{ k}\Omega} = \underline{-111,3}$$

Das Minuszeichen ergibt sich aus der Signalumkehr der Emitterstufe.

Spannungsverstärkung des T_1 :

$$\underline{v_{u1}} = \frac{u_{21}}{u_1} = \frac{-h_{21c} R_{L1}}{h_{11c} + \Delta h_c R_{L1}} = \frac{101 \cdot 0,777 \text{ k}\Omega}{80 \text{ k}\Omega} = \underline{+0,981}$$

Die Spannungsverstärkung einer Kollektorstufe ist nur wenig kleiner als 1. In einer Kollektorstufe wird das Spannungssignal nicht umgekehrt.

Spannungsverstärkung des gesamten Verstärkers:

$$u_{21} = u_{12}$$

$$\underline{v_u} = \frac{u_2}{u_1} = \frac{u_{21}}{u_1} \cdot \frac{u_2}{u_{21}} = \frac{u_{21}}{u_1} \cdot \frac{u_2}{u_{12}} = v_{u1} \cdot v_{u2} = 0,981 \cdot (-111,3) = \underline{-109}$$

Stromverstärkung des Verstärkers:

Aus Bild 2.26. ist abzulesen: $i_2^* = -\frac{u_2}{R_a}$

$$\underline{v_i} = \frac{i_2^*}{i_1^*} = \frac{-u_2/R_a}{u_1/R_I} = -\frac{R_I}{R_a} v_u = -\frac{55,4 \text{ k}\Omega}{6,8 \text{ k}\Omega} \cdot (-109) = \underline{888}$$

(Die Formel $\underline{v_i} = -\frac{R_I}{R_a} v_u$ sollten Sie sich einprägen!)

Leistungsverstärkung des Verstärkers:

$$\underline{V_p} = V_u \cdot V_1 = -109 \cdot 888 = \underline{-9,7 \cdot 10^4}$$

Das Minuszeichen rührt von der festgelegten Zählpfeilzuordnung her. Danach wird die Ausgangsleistung in den Verstärker hineinfließend positiv gezählt, tatsächlich fließt sie aus dem Verstärker heraus.

Die Berechnung des Ausgangswiderstandes beginnt am Verstärkereingang. Die Quellenspannung der Signalquelle wird dabei gleich Null gesetzt (Zweipoltheorie).

Generatorwiderstand vor T_1 :

$$\underline{R_{G1}} = \frac{R_1 \cdot R_1}{R_1 + R_1} = \frac{55 \cdot 220}{55 + 220} \text{ k}\Omega = \underline{44 \text{ k}\Omega}$$

Ausgangswiderstand von T_1 :

$$\underline{r_{21}} = \frac{h_{11e} + R_{G1}}{\Delta h_c + h_{22c} R_{G1}} = \frac{(1,5 + 44) \text{ k}\Omega}{101 + 0,1 \text{ mS} \cdot 44 \text{ k}\Omega} = \underline{0,43 \text{ k}\Omega}$$

Generatorwiderstand vor T_2 :

$$\frac{1}{R_{G2}} = \frac{1}{r_{21}} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} = (2,326 + 0,341 + 0,025 + 0,180) \text{ mS} \\ = 2,872 \text{ mS}$$

$$\underline{R_{G2}} = \frac{1}{2,872 \text{ mS}} = \underline{0,348 \text{ k}\Omega}$$

Ausgangswiderstand von T_2 :

$$\underline{r_{22}} = \frac{h_{11e} + R_{G2}}{\Delta h_e + h_{22e} R_{G2}} = \frac{(1,5 + 0,348) \text{ k}\Omega}{0,05 + 0,1 \text{ mS} \cdot 0,348 \text{ k}\Omega} = \underline{21,8 \text{ k}\Omega}$$

Ausgangswiderstand des Verstärkers:

$$\underline{R_0} = \frac{r_{22} \cdot R_5}{r_{22} + R_5} = \frac{21,8 \cdot 2,4}{21,8 + 2,4} \text{ k}\Omega = \underline{2,16 \text{ k}\Omega}$$

Am Ausgang besteht keine exakte Anpassung des Verstärkers an den Arbeitswiderstand R_a von $6,8 \text{ k}\Omega$.

Die erste Verstärkerstufe ist eine Kollektorstufe, die nichts zur Spannungsverstärkung beiträgt. Sie dient als Impedanzwandler und ermöglicht die Anpassung der zweiten Verstärkerstufe, die für sich allein einen Eingangswiderstand von $R_3 \parallel R_4 \parallel r_{12} = 1,06 \text{ k}\Omega$ hat, an die hochohmige Signalquelle. Ein direkter Anschluß dieser zweiten Stufe an die Signalquelle würde für letztere einen Kurzschluß bedeuten. Die Kollektorstufe trägt außerdem zur Leistungsverstärkung bei.

Die Einstellung des Basisstromes der Kollektorstufe erfolgt durch einen Basisvorwiderstand. Ein Basisspannungsteiler würde nämlich einen niederohmigen Nebenschluß zum hochohmigen Transistoreingang bilden, wodurch der Impedanzwandler sinnlos würde.

Zusammenfassung der berechneten Verstärkerdaten für den Bereich mittlerer Frequenzen:

Eingangswiderstand	$R_I = 55,4 \text{ k}\Omega$
Spannungsverstärkung	$V_u = -109$
Stromverstärkung	$V_i = 888$
Leistungsverstärkung	$V_p = -9,7 \cdot 10^4$
Ausgangswiderstand	$R_O = 2,16 \text{ k}\Omega$

Mit kleiner werdenden Frequenzen werden die Koppelkondensatoren wirksam, sie bilden mit den nachfolgenden Widerständen Spannungsteiler, die die Signalspannungen herabsetzen und dadurch die Spannungsverstärkung verringern. Außerdem wirken die Gegenkopplungen in der Emitterleitung verstärkungsmindernd.

Bei sehr hohen Frequenzen spielen die Emitter-Basis-Diffusionskapazitäten und die Kollektor-Basis-Sperrschichtkapazitäten sowie die Leitungskapazitäten (Schaltkapazitäten) eine verstärkungsmindernde Rolle.

Man läßt eine Verringerung der Spannungsverstärkung auf das $1/\sqrt{2}$ fache des berechneten Wertes zu und definiert auf diese Weise eine untere und eine obere Grenzfrequenz. Zwischen beiden liegt der Bereich der mittleren Frequenzen, die Bandbreite des Verstärkers (Bild 2.27.).

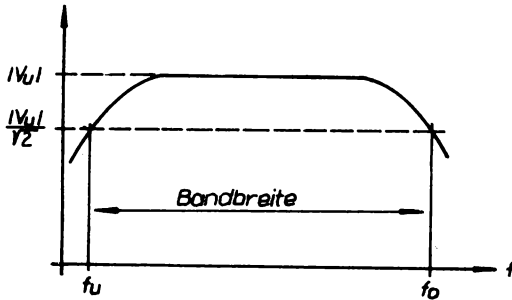


Bild 2.27. Amplituden-Frequenz-Kennlinie eines Wechselspannungsverstärkers

Die Amplituden-Frequenz-Kennlinie wird in der Praxis in einem logarithmisch geteilten Koordinatensystem dargestellt (vgl. Lehrgebiet "Automatisierungstechnik"). Der 20-fache Logarithmus des Betrages der Spannungsverstärkung ist die Spannungsverstärkung in Dezibel (dB):

$$V_u / \text{dB} = 20 \lg |V_u|.$$

Die Grenzfrequenzen liegen dort, wo die Verstärkung um 3 dB abgefallen ist, denn

$$20 \lg \frac{|V_u|}{\sqrt{2}} = 20 \lg |V_u| - 20 \lg \sqrt{2} = 20 \lg |V_u| - 3 \text{ dB}.$$

2.2.5. Gegenüberstellung der drei Grundsaltungen

Der im Beispiel 7 berechnete Verstärker besteht aus zwei in Kette geschalteten Stufen: einer Kollektorstufe und einer Emitterstufe. Außer diesen beiden Grundsaltungen gibt es eine dritte: die Basisschaltung. Jede dieser drei Grundsaltungen hat ihre spezifischen Eigenschaften und damit ihre spezielle Funktion.

Die Kollektorschaltung hat einen sehr hohen Eingangswiderstand und einen sehr niedrigen Ausgangswiderstand. Da $h_{120} \approx 1$ ist, wird $\Delta h_o \approx -h_{210}$. Aus Tafel 2.1. folgt damit: $r_1 \approx -h_{210} R_L$ und $r_2 \approx -R_G/h_{210}$. Die Spannungsverstärkung ist näherungsweise gleich + 1, das Spannungssignal wird nicht

umgekehrt. Die Kollektorschaltung dient vorwiegend als Impedanzwandler zur Anpassung eines niedrigen Lastwiderstandes an eine hochohmige Signalquelle. Man findet sie deshalb vorwiegend an Verstärkerein- und -ausgängen, jedoch auch innerhalb eines Verstärkers. Die Kollektorschaltung wird auch als Emitterfolger bezeichnet.

Die Emitterschaltung hat eine mittelgroße Spannungsverstärkung (Signalumkehr!) und eine mittelgroße Stromverstärkung. Ihre Leistungsverstärkung ist daher sehr groß. Aus diesem Grunde ist die Emitterschaltung die meist verwendete Schaltung sowohl im Verstärkerbetrieb auch im Schalterbetrieb (s. Abschn. 2.3.).

Die Basisschaltung hat zwar eine sehr große Spannungsverstärkung (keine Umkehr!), ihre Stromverstärkung liegt dagegen dicht unter 1. Da der Nenner der Berechnungsformel für V_u (Tafel 2.1.) gleich dem Zähler der Berechnungsformel für r_i ist, ist ihr Eingangswiderstand sehr klein (differentieller Widerstand der in Durchlaßrichtung betriebenen Emitter-Basis-Diode). Der in Basisschaltung betriebene Transistor hat eine hohe (obere) Grenzfrequenz, so daß diese Schaltung vorwiegend zur Verstärkung hochfrequenter Wechselspannungen eingesetzt wird.

2.2.6. Einbezug von Gegenkopplungen

Verschiedentlich sind einzelne Transistoren mit Gegenkopplungen versehen. Die Gegenkopplungswiderstände werden mit Hilfe der Vierpolgleichungen in die h-Parameter des betreffenden Transistors einbezogen. Man erhält damit neue Parameter h_{ij}^* für einen gedachten nunmehr nicht mehr mit Gegenkopplungswiderständen beschalteten Transistor.

1. Stromgegenkopplung (Bild 2.28.)

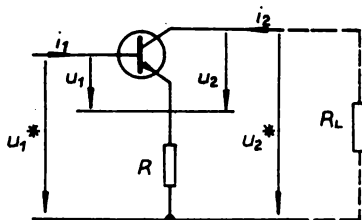


Bild 2.28. Transistor mit Emitterwiderstand

In die Vierpolgleichungen

$$u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2$$

$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2$$

werden die aus Bild 2.27. abzulesenden Spannungen

$$u_1 = u_1^* - R (i_1 + i_2)$$

$$u_2 = u_2^* - R (i_1 + i_2)$$

eingesetzt. Nach einigen Umformungen erhält man die neuen Vierpolgleichungen

$$\left. \begin{aligned} u_1^* &= \left[h_{11} + \frac{R(1 + h_{21})(1 - h_{12})}{1 + h_{22} R} \right] i_1 + \frac{h_{12} + h_{22} R}{1 + h_{22} R} u_2^* \\ i_2 &= \frac{h_{21} - h_{22} R}{1 + h_{22} R} i_1 + \frac{h_{22}}{1 + h_{22} R} u_2^* \end{aligned} \right\} \quad (2.8.)$$

aus denen man die h -Parameter ablesen kann:

$$h_{11}^* = h_{11} + \frac{R(1 + h_{21})(1 - h_{12})}{1 + h_{22} R},$$

$$h_{12}^* = \frac{h_{12} + h_{22} R}{1 + h_{22} R},$$

$$h_{21}^* = \frac{h_{21} - h_{22} R}{1 + h_{22} R},$$

$$h_{22}^* = \frac{h_{22}}{1 + h_{22} R} .$$

Daraus folgt:

$$\Delta h^* = \frac{\Delta h + h_{22} R}{1 + h_{22} R} \quad (2.9.)$$

In vielen Fällen läßt sich der Einfluß des Gegenkopplungs-
widerstandes R ohne die aufwendige Parameterumrechnung erfassen.

Eingangswiderstand:

$$r_1^* = \frac{u_1^*}{i_1} = \frac{u_1 + R(i_1 + i_2)}{i_1} = \frac{u_1}{i_1} + R(1 + \frac{i_2}{i_1}) = r_1 + R(1 + V_1)$$

Überschläglich ist

$$r_1^* \approx R h_{21} . \quad (2.10.)$$

Spannungsverstärkung:

$$V_u^* = \frac{u_2^*}{u_1^*} = \frac{-R_L i_2}{u_1 + R(i_1 + i_2)}$$

Es ist stets $i_2 \gg i_1$. Für den Fall, daß $R i_2 \gg u_1$ ist, gilt

Überschläglich:

$$V_u^* \approx - \frac{R_L}{R} . \quad (2.11.)$$

Der Betrag der Spannungsverstärkung ist in diesem Falle gleich dem Verhältnis von Lastwiderstand zu Gegenkopplungswiderstand.

Aufgabe 5:

Der im Bild 2.15. dargestellte Stromlaufplan des Gleichspannungsverstärkers ist für die Verstärkerberechnung umzuzeichnen. Die Widerstandswerte sind den Berechnungen des Beispiels 5 zu entnehmen. Der Verstärker sei mit einem Arbeitswiderstand $R_a = 100 \text{ k}\Omega$ belastet.

Es sind der Eingangswiderstand R_1 und der Verstärkungsfaktor

$V_u = \frac{u_2}{u_1}$ des Verstärkers zu berechnen. Gegeben sind die h-Parameter der Transistoren in Emitterschaltung:

$$h_{11e} = 1,0 \text{ k}\Omega ; h_{12e} = 10^{-3} ; h_{21e} = 100 ; h_{22e} = 0,2 \text{ mS} .$$

(Hinweis: Benutzen Sie weitgehend Näherungen wie z.B.

$V_{u1} = u_{21}/u_1 \approx 1 ; R_{L3} = R_8 \parallel R_a \approx 2,4 \text{ k}\Omega$. Beachten Sie den Spannungsteiler $R_3 ; R_4 \parallel r_{12}$!)

2. Spannungsgegenkopplung (Bild 2.29.)

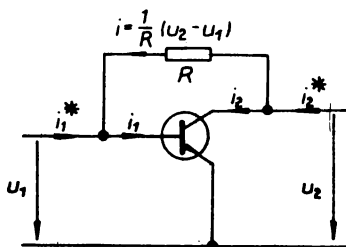


Bild 2.29. Transistor mit Kollektor-Basis-Widerstand

In die Vierpolgleichungen des Transistors werden die aus Bild 2.28. abzulesenden Ströme

$$i_1 = i_1^* + \frac{1}{R} (u_2 - u_1)$$

$$i_2 = i_2^* - \frac{1}{R} (u_2 - u_1)$$

eingesetzt. Nach einigen Umformungen erhält man die neuen Vierpolgleichungen

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= \frac{h_{11} R}{h_{11} + R} i_1^* + \frac{h_{11} + h_{12} R}{h_{11} + R} u_2 \\ i_2^* &= \frac{h_{21} R - h_{11}}{h_{11} + R} i_1^* + \left[h_{22} + \frac{(1 + h_{21})(1 - h_{12})}{h_{11} + R} \right] u_2 \end{aligned} \right\} (2.12.)$$

aus denen man die h -Parameter ablesen kann.

Aus ihnen folgt:

$$\Delta h^* = \frac{h_{11} + \Delta h R}{h_{11} + R} . \quad (2.13.)$$

Auf Gegenkopplungen, die über mehrere Stufen führen, soll an dieser Stelle nicht eingegangen werden.

Aufgabe 6:

Bild 2.30. zeigt eine Kollektorstufe in Bootstrap-Schaltung. Zeichnen Sie den Stromlaufplan zur Verstärkerberechnung bei mittleren Frequenzen um und berechnen Sie den Eingangswiderstand R_I dieser Stufe! Die h^* -Parameter sind unter Einbezug des Gegenkopplungswiderstandes R_3 :

$$h_{11}^* = 0,6 \text{ k}\Omega; \quad h_{12}^* = 1; \quad h_{21}^* = -31; \quad h_{22}^* = 0,01 \text{ mS}.$$

Der gesamte Lastwiderstand ist $R_L = 20 \text{ k}\Omega$. Was bewirkt die Kapazität C_2 ?

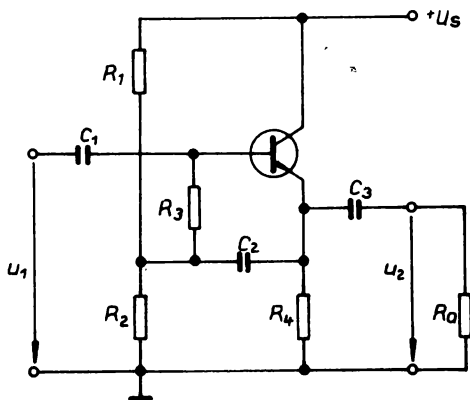


Bild 2.30. Kollektorstufe

Aufgabe 7:

In Emitterschaltung darf überschläglich der Transistor rückwirkungsfrei ($h_{12} = 0$) angenommen werden. Zeichnen Sie das Ersatzschaltbild eines rückwirkungsfrei angenommenen Transistors und geben Sie für diesen Fall die Betriebswerte an! Wie groß ist die maximale Leistungsverstärkung, wenn der Lastwiderstand R_L an den Transistorausgang angepaßt ist?

2.3. Der Transistor als Schalter

2.3.1. Realer Schalter

Ein Schalter ist ein unstetiges Übertragungsglied (unstetiger Verstärker), der einen elektrischen Strom freigibt oder unterbricht. Das Schalten ist die Grundfunktion der digitalen Signalverarbeitung.

Ein realer Schalter hat im geschlossenen Zustand einen Übergangswiderstand R_U , an dem der fließende Strom eine Restspannung U_{Rest} verursacht, und einen endlichen Isolationswiderstand (Leckwiderstand) R_O , der im offenen Zustand einen Rest- oder Leckstrom I_{Rest} ermöglicht. Bild 2.31. zeigt die Ersatzschaltung des realen Schalters mit linear angenommenen Widerständen R_U und R_O .

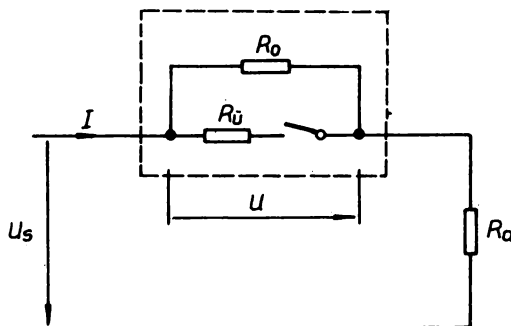


Bild 2.31. Realer Schalter im Stromkreis

Der Schalter hat demnach zwei Strom-Spannungs-Kennlinien (Bild 2.32.):

1. Schalter offen: $I = \frac{1}{R_O} U$.
2. Schalter geschlossen: $I = \left(\frac{1}{R_O} + \frac{1}{R_U} \right) U \approx \frac{1}{R_U} U$.

Dies sind zwei Ursprungsgeraden, von denen die erste sehr flach, die zweite dagegen sehr steil verläuft. Im Idealfall ($R_U = 0$; $R_O = \infty$) fallen diese Kennlinien mit den Koordinatenachsen zusammen.

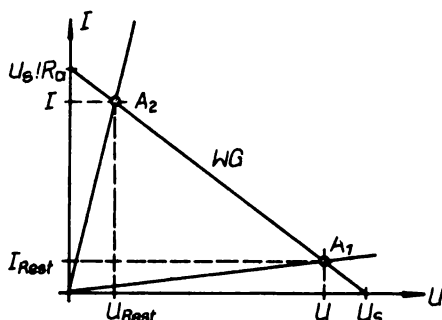


Bild 2.32. Strom-Spannungs-Kennlinienfeld des realen Schalters

Aus Bild 2.31. folgt die Gleichung der Widerstandsgeraden

$$I = - \frac{1}{R_a} U + \frac{U_S}{R_a} .$$

Diese Widerstandsgerade fixiert im Bild 2.32. die den beiden stabilen Zuständen des Schalters entsprechenden Arbeitspunkte A_1 (Schalter offen) und A_2 (Schalter geschlossen). Die durch die Arbeitspunkte und die Koordinatenachsen bestimmten Rechteckflächen stellen die jeweils im Schalter in Wärme umgesetzte Verlustleistung dar. Sie sollte möglichst gering sein.

Aus dieser Darstellung folgen die Forderungen an einen Schalter:

1. Im geschlossenen Zustand soll die am Schalter liegende Restspannung möglichst klein sein (Stromwärmeleistung!).
2. Bei offenem Schalter soll der durch den Stromkreis fließende Reststrom möglichst klein sein.

Zu diesen statischen Forderungen kommt eine dynamisch bedingte hinzu:

3. Der Übergang von einem Schaltzustand in den anderen soll in möglichst kurzer Zeit erfolgen (Übergangserwärmung!).

3.3.2. Schalterkennlinien des Transistors

Im Ausgangskennlinienfeld des Transistors finden sich Kennlinienteile, die den Strom-Spannungs-Kennlinien des realen

Schalters entsprechen. Der Transistor kann demnach als Schalter betrieben werden, vorausgesetzt, die Basisströme werden stationär so eingestellt, daß der Arbeitspunkt A_1 im Sperrbereich, der Arbeitspunkt A_2 dagegen im Sättigungsbereich liegt (Bild 2.33.).

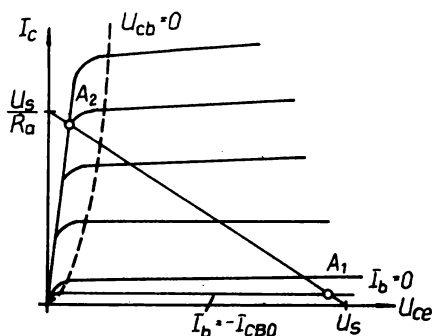


Bild 2.33. Arbeitspunkteinstellung für Schalterbetrieb

2.3.3. Grundstruktur und statische Bemessung des Transistor-schalters

Die Grundstruktur eines mit diskreten Bauelementen aufgebauten Transistorschalters zeigt Bild 2.34. Der eigentliche Schalter ist der Transistor T_2 . Er schaltet den Kollektorstrom I_{C2} und

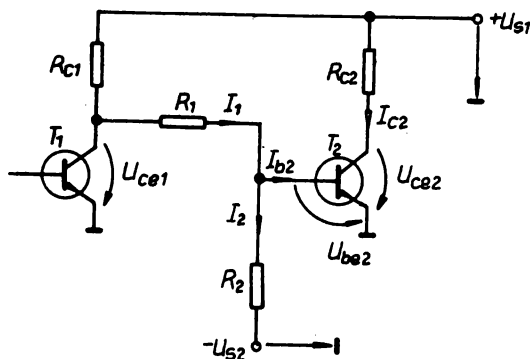


Bild 2.34. Grundstruktur eines Transistorschalters

wird vom Transistor T_1 über den Basis-Spannungsteiler R_1 , R_2 gesteuert. Die Erfüllung der oben genannten Forderungen und somit die einwandfreie Funktion des Schalters hängt von der richtigen Bemessung dieses Basis-Spannungsteilers ab: Bei gesperrtem T_1 muß T_2 mit Sicherheit gesättigt und bei gesättigtem T_1 muß T_2 mit Sicherheit gesperrt sein.

Zur Unterscheidung bei der Bemessung erhalten im folgenden alle auf den Sättigungszustand bezogenen Transistordaten den Index x und alle auf den Sperrzustand bezogenen Transistordaten den Index y .

Die Kollektorwiderstände werden für die bei Sättigung gewünschten Kollektorströme bemessen:

$$R_c \approx \frac{U_{s1} - U_{cex}}{I_c} . \quad (2.14.)$$

Nunmehr wird der Basis-Spannungsteiler dimensioniert (Bild 2.34.).

Die Sättigungsbedingung für T_2 lautet:

$$\begin{aligned} T_1 \text{ gesperrt } (I_{c1} &= 0) ; \\ I_{b2} &= I_1 - I_2 \geq I_{b2x} . \end{aligned}$$

An der Sättigungsgrenze ($U_{cbx} = 0$) ist $U_{ce2x} = U_{be2x}$, außerdem gilt noch

$$I_{b2x} = \frac{I_{c2x}}{B_{N2}} ,$$

worin B_{N2} die Großsignal-Stromverstärkung des Transistors T_2 im Normalbetrieb ist. Damit wird

$$I_1 - I_2 \geq \frac{I_{c2x}}{B_{N2}} . \quad (2.15.)$$

$$\text{Aus} \quad -U_{s1} + (R_{c1} + R_1) I_1 + U_{be2x} = 0$$

$$\text{wird} \quad I_1 = \frac{U_{s1} - U_{be2x}}{R_{c1} + R_1} ,$$

aus $U_{s2} - R_2 I_2 + U_{be2x} = 0$

wird $I_2 = \frac{U_{s2} + U_{be2x}}{R_2} ,$

aus $-U_{s1} + R_{c2} I_{c2x} + U_{ce2x} = 0$

wird $I_{c2x} = \frac{U_{s1} - U_{ce2x}}{R_{c2}} = \frac{U_{s1} - U_{be2x}}{R_{c2}}$

in Glg. (2.15.) eingesetzt:

$$\frac{U_{s1} - U_{be2x}}{R_{c1} + R_1} - \frac{U_{s2} + U_{be2x}}{R_2} \geq \frac{U_{s1} - U_{be2x}}{B_{N2} R_{c2}}$$

Die Auflösung nach R_2 ergibt:

$$R_2 \geq \frac{\frac{U_{s2} + U_{be2x}}{U_{s1} - U_{be2x}}}{\frac{1}{R_{c1} + R_1} - \frac{1}{B_{N2} R_{c2}}} = f(R_1) . \quad (2.16.)$$

Die Funktion $R_2 = f(R_1)$ ist im Diagramm (Bild 2.35.) dargestellt. Die Sättigungsbedingung von T_2 ist nur dann erfüllt, wenn der Spannungsteiler so bemessen ist, daß der Punkt (R_1, R_2) auf oder oberhalb der Kurve $R_2 = f(R_1)$ liegt.

2. Die Sperrbedingung für T_2 lautet:

$$T_1 \text{ gesättigt } (U_{ce1} = U_{ce1x});$$

$$I_{b2} = I_1 - I_2 \leq I_{b2y} .$$

Wird nach Bild 2.33. $I_{b2y} = -I_{CB02}$ gewählt, dann gilt:

$$I_1 - I_2 \leq -I_{CB02} \quad (2.17.)$$

$$\text{Aus} \quad -U_{ce1x} + R_1 I_1 + U_{be2y} = 0$$

$$\text{wird} \quad I_1 = \frac{U_{ce1x} - U_{be2y}}{R_1} ,$$

$$\text{aus} \quad U_{s2} - R_2 I_2 + U_{be2y} = 0$$

$$\text{wird} \quad I_2 = \frac{U_{s2} + U_{be2y}}{R_2}$$

in Glg. (2.17.) eingesetzt:

$$\frac{U_{ce1x} - U_{be2y}}{R_1} - \frac{U_{s2} + U_{be2y}}{R_2} \leq -I_{CB02} .$$

Die Auflösung nach R_2 ergibt:

$$R_2 \leq \frac{U_{s2} + U_{be2y}}{\frac{U_{ce1x} - U_{be2y}}{R_1} + I_{CB02}} = g(R_1) . \quad (2.18.)$$

Die Funktion $R_2 = g(R_1)$ ist ebenfalls im Diagramm (Bild 2.35.) dargestellt. Die Sperrbedingung von T_2 ist nur dann erfüllt, wenn der Spannungsteiler so bemessen ist, daß der Punkt (R_1, R_2) auf oder unterhalb der Kurve $R_2 = g(R_1)$ liegt.

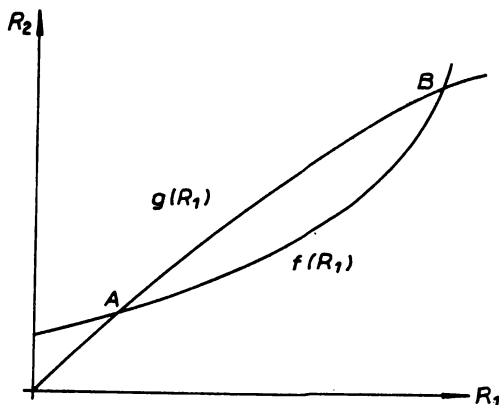


Bild 2.35. Grenzkurven zur Spannungsteilerbemessung

Zusammengefaßt gilt: Der Schalter ist nur dann funktionstüchtig, wenn beide Bedingungen erfüllt sind. Dies ist der Fall, wenn der Spannungsteiler so bemessen ist, daß der Punkt (R_1, R_2) innerhalb oder auf dem Rand des Kurzvenzweiecks AB liegt.

2.3.4. Worst-case-Bedingungen

Schalterbausteine sind im allgemeinen keine Einzelanfertigungen, sondern werden in Großserie hergestellt, denn Steuerungsschaltungen enthalten eine Vielzahl von Schaltern. Die verwendeten Bauelemente weisen eine gewisse Streubreite der Werte ihrer Kenndaten auf. Die Versorgungsspannungen der Steuerungsschaltungen können ebenfalls innerhalb vorgegebener Toleranzgrenzen schwanken.

Jeder einzelne Schalter muß auch dann voll funktionstüchtig sein, wenn im ungünstigsten Falle (worst case) alle Abweichungen vom Nennwert einseitig wirksam sind. Man spricht dann von den Bedingungen des ungünstigsten Falles (Worst-case-Bedingungen).

Im ungünstigsten Fall gibt es eine höchstgelegene Kurve $f_{\max}(R_1)$ und eine niedrigstgelegene Kurve $g_{\min}(R_1)$. Das Kurzvenzweieck wird minimal. In ihm muß das Toleranzrechteck der Widerstände R_1 und R_2 Platz finden. Aus Bild 2.36 lassen sich die Worst-case-Bedingungen für die Spannungsteilerbemessung ablesen:

$$\left. \begin{aligned} R_2 \min &\geq f_{\max}(R_1 \max) \\ R_2 \max &\leq g_{\min}(R_1 \min) \end{aligned} \right\} \quad (2.19)$$

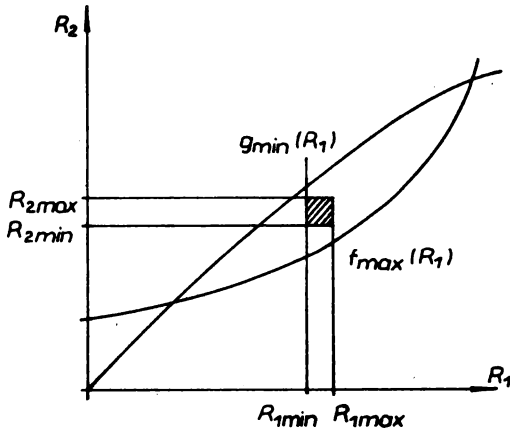


Bild 2.36. Worst-case-Bedingungen

Beispiel 8:

Es ist zu untersuchen, ob ein Schalter unter Worst-case-Bedingungen funktionstüchtig ist. Gegeben sind folgende Daten:

$$\begin{aligned}
 U_{s1} = U_{s2} &= 12,0 \text{ V} \pm 10 \% & U_{\text{bax}} &= (0,5 \dots 0,7) \text{ V} \\
 R_{c1} = R_{c2} &= 560 \Omega \pm 10 \% & U_{\text{bey}} &= - (2,0 \dots 1,5) \text{ V} \\
 R_1 &= 2,2 \text{ k}\Omega \pm 10 \% & U_{\text{cex}} &= (0,3 \dots 0,5) \text{ V} \\
 R_2 &= 5,6 \text{ k}\Omega \pm 10 \% & B_N &= 45 \dots 88 \\
 & & I_{\text{CBO}} &= (0,2 \dots 10) \mu\text{A}
 \end{aligned}$$

Lösung:

In die Gln. (2.16. und 2.18.) werden die jeweils ungünstigsten Werte eingesetzt:

$$f_{\max}(R_{1\max}) = \frac{\frac{(13,2 + 0,7) \text{ V}}{(10,8 - 0,7) \text{ V}}}{\frac{1}{(0,616 + 2,42) \text{ k}\Omega} - 45 \cdot \frac{1}{0,504 \text{ k}\Omega}} = 4,82 \text{ k}\Omega$$

$$g_{\min}(R_{1\min}) = \frac{(10,8 - 2,0) \text{ V}}{\frac{(0,5 + 2,0) \text{ V}}{1,98 \text{ k}\Omega} + 0,010 \text{ mA}} = 6,92 \text{ k}\Omega$$

Vergleich:

$$R_{2 \min} = 5,04 \text{ k}\Omega > 4,82 \text{ k}\Omega = f_{\max} (R_{1 \max})$$

$$R_{2 \max} = 6,16 \text{ k}\Omega < 6,92 \text{ k}\Omega = g_{\min} (R_{1 \min})$$

Der Schalter ist also unter Worst-case-Bedingungen funktionsfähig.

Die am Beispiel des Schalters in den Abschnitten 2.3.3. und 2.3.4. dargestellten Untersuchungsmethoden sind allgemeingültig und lassen sich auch auf andere Probleme anwenden.

2.3.5. Das Schalten ohmscher Last

Nunmehr soll das dynamische Verhalten des Transistorschalters beim Schalten einer ohmschen Last untersucht werden. Die betreffenden Größen sind zeitlich veränderlich und werden deshalb mit Kleinbuchstaben bezeichnet (Bild 2.37.).

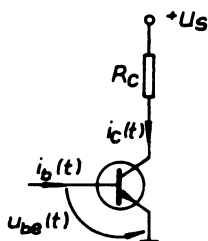


Bild 2.37. Schalter mit ohmscher Last

Wird an den Transistoreingang ein Spannungssprung

$$u_{be}(t) = \begin{cases} 0 & \text{für } t < 0 \\ U_{be,on} & \text{für } t \geq 0 \end{cases}$$

gelegt, dann wächst der Basisstrom $i_b(t)$ hauptsächlich wegen der Emitter-Basis-Diffusionskapazität näherungsweise nach einer Exponentialfunktion mit der Schaltzeitkonstanten T verzögert an. Er strebt dem $U_{be,on}$ entsprechenden stationären Basisstrom $I_{b,on}$ zu. Proportional zum Basisstrom wächst der Kollektorstrom $i_c(t)$ ebenfalls nach einer Exponentialfunktion

mit der Zeitkonstanten T . Er strebt dem $I_{b,on}$ entsprechenden Kollektorstrom $I_{c,max}$ zu. Wäre der Widerstand R_c gleich Null, dann würde er diesen Wert auch im Arbeitspunkt A^* erreichen (Bild 2.38).

Der Widerstand R_c erzwingt aber einen Kollektorstromanstieg auf der Widerstandsgeraden hin zum Arbeitspunkt A_2 . Am zeitlichen Verlauf des Kollektorstromes ändert sich dabei gegenüber einem senkrechten Anstieg nach A^* hin nichts, solange der Arbeitsbereich im Ausgangskennlinienfeld des Transistors durchlaufen wird. Die Widerstandsgerade führt den Kollektorstrom schließlich in den Sättigungsbereich, innerhalb dessen der Basisstrom seine steuernde Wirkung auf den Kollektorstrom verloren hat. Der Anstieg bricht plötzlich bei

$$I_c = \frac{U_s - U_{CER}}{R_c}$$

ab. U_{CER} ist die Kollektor-Emitter-Restspannung.

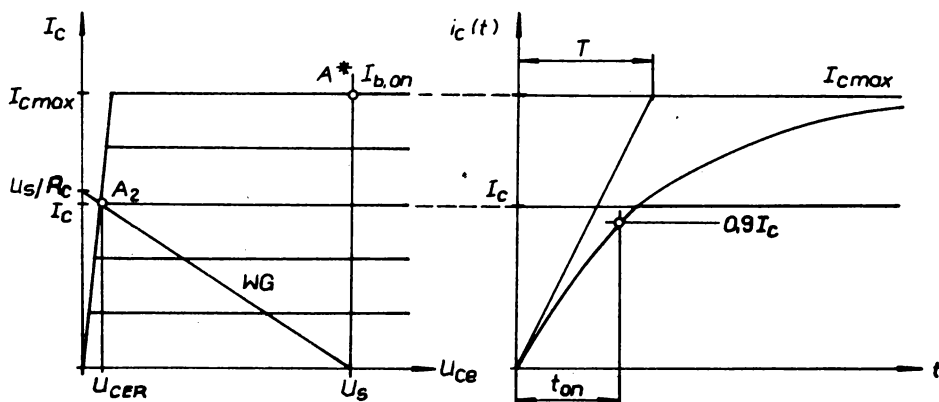


Bild 2.38. Anstieg des Kollektorstromes beim Einschalten

Den gleichen Endwert des Kollektorstromes hätte man auch mit einem geringeren Basisstrom als $I_{b,on}$ erreichen können. Der Transistor ist übersteuert. Man charakterisiert diese Übersteuerung durch Einführung eines Übersteuerungsfaktors

$$m = \frac{I_{c \max}}{I_c} \left| I_b = I_{b, \text{on}} \geq 1 \right. \quad (2.20.)$$

Die Zeit zwischen dem Beginn des Kollektorstromanstiegs und dem Erreichen von 90 % seines Endwertes wird als Einschaltzeit t_{on} definiert.

(Später werden Sie bei den integrierten Schaltkreisen noch eine andere Definition der Einschaltzeit kennenlernen.)

Aus Bild 2.38. findet man den Ansatz zur Berechnung der Einschaltzeit:

$$i_c = I_{c \max} (1 - e^{-\frac{t}{T}})$$

$$0,9 I_c = I_{c \max} (1 - e^{-\frac{t_{\text{on}}}{T}})$$

Mit $I_{c \max} = m I_c$ findet man nach Division durch I_c :

$$0,9 = m (1 - e^{-\frac{t_{\text{on}}}{T}}) .$$

Daraus folgt die Einschaltzeit:

$$t_{\text{on}} = T \ln \frac{m}{m - 0,9} \quad (2.21.)$$

Die Einschaltzeit verkürzt sich mit wachsendem Übersteuerungsfaktor. Dies ist auch aus Tafel 2.2. zu entnehmen.

In der Grundstruktur des Schalters (Bild 2.34.) ist eine negative Versorgungsspannung U_{s2} am Basis-Spannungsteiler vorgesehen. In diesem Falle kann der Ausschaltspannungssprung am Transistoreingang ins Negative geführt werden. Die Emitter-Basis-Diode wird beim Ausschalten gesperrt, sie beteiligt sich damit am Absaugen überschüssiger Ladungsträger aus der Basis, wodurch die Ausschaltprozesse verkürzt werden.

Das Verhältnis von Ausschaltspannung $-U_{be, \text{off}}$ zu Einschaltspannung $U_{be, \text{on}}$ wird als Absaugfaktor K bezeichnet.

$$K = \frac{-U_{be, \text{off}}}{U_{be, \text{on}}} \geq 0 . \quad (2.22.)$$

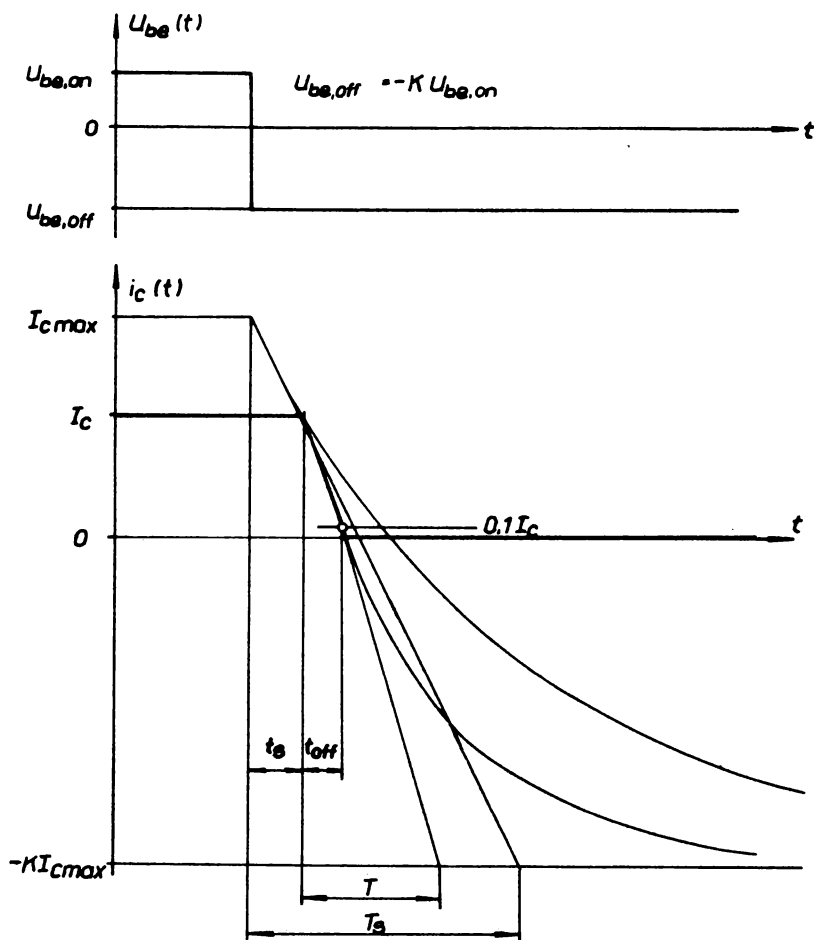


Bild 2.39. Abfall des Kollektorstromes beim Ausschalten

Der Ausschaltvorgang lässt sich am Bild 2.39. verfolgen. Er verläuft in zwei Phasen:

1. Der Ladungsträgerüberschuß in der Basis des gesättigten (übersteuerten) Transistors wird abgebaut. Der Basisstrom sinkt etwa nach einer Exponentialfunktion mit der Sättigungszeitkonstanten T_s verzögert ab. In dieser Phase ändert sich der Kollektorstrom I_c nicht. Die Sättigungszeitkon-

stante ist ein Vielfaches der Schaltzeitkonstanten T .

- Die Basis ist von überschüssigen Ladungsträgern geräumt, der Transistor aus dem Sättigungsbereich in den Arbeitsbereich übergetreten. Der Basisstrom fällt weiter nach einer Exponentialfunktion, jetzt aber mit der Schaltzeitkonstanten T verzögert. Mit dem Basisstrom fällt auch der Kollektorstrom ab. Könnte der Kollektorstrom seine Richtung umkehren, dann würde er einem stationären Wert $-K I_{C \max}$ zustreben. Er kann jedoch nur auf den Kollektorreststrom absinken.

Die Zeit zwischen dem Ausschaltspannungssprung und dem Beginn des Absinkens des Kollektorstromes wird als Speicherzeit t_s (storage-time) bezeichnet. Aus Bild 2.39.

folgt der Ansatz zu ihrer Berechnung:

$$i_c + K I_{C \max} = (I_{C \max} + K I_{C \max}) e^{-\frac{t}{T_s}}$$

$$I_c + K m I_c = (1 + K) m I_c e^{-\frac{t_s}{T_s}}.$$

Nach der Speicherzeit aufgelöst:

$$t_s = T_s \ln \frac{1 + K}{\frac{1}{m} + K}. \quad (2.23.)$$

Die Speicherzeit tritt beim übersteuerten Transistor als Nachteil auf. Beim nicht übersteuerten Transistor ($m = 1$) ist die Speicherzeit gleich Null.

Die Zeit zwischen dem Beginn des Kollektorstromabfalls und dem Erreichen von 10 % seines Anfangswertes wird als Ausschaltzeit t_{off} definiert.

(Auch für die Ausschaltzeit gibt es noch eine andere Definition.)

Aus Bild 2.39. folgt der Ansatz:

$$i_c + K I_{C \max} = (I_c + K I_{C \max}) e^{-\frac{t}{T}}$$

$$0,1 I_c + K m I_c = (1 + K m) I_c e^{-\frac{t_{off}}{T}}$$

Nach der Ausschaltzeit aufgelöst:

$$t_{\text{off}} = T \ln \frac{\frac{1}{m} + K}{\frac{0,1}{m} + K} \quad (2.24.)$$

In Tafel 2.2. sind in Abhängigkeit von m und K die auf die jeweiligen Zeitkonstanten normierten Werte für t_{on} , t_s und t_{off} zusammengestellt. Daraus erkennt man:

Mit wachsendem Übersteuerungsfaktor m vermindern sich Einschaltzeit und (bei $K > 0$) Ausschaltzeit, die Speicherzeit wächst dagegen stark an. Mit wachsendem Absaugfaktor K vermindern sich Speicherzeit und Ausschaltzeit. Diese Zusammenhänge sind schon bei der statischen Dimensionierung des Schalters mit zu bedenken.

t_{on}/T							
m	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	4,0	5,0
t_{on}/T	2,30	0,92	0,60	0,45	0,36	0,25	0,20
t_s/T_s							
m	$K=0$	0,5	1,0	1,5	2,0	3,0	5,0
1,0	0	0	0	0	0	0	0
1,5	0,41	0,25	0,18	0,14	0,12	0,09	0,06
2,0	0,69	0,41	0,29	0,22	0,18	0,13	0,09
2,5	0,92	0,51	0,36	0,27	0,22	0,16	0,11
3,0	1,10	0,59	0,41	0,31	0,25	0,18	0,12
4,0	1,39	0,69	0,47	0,36	0,29	0,21	0,13
5,0	1,61	0,76	0,51	0,39	0,31	0,22	0,14
t_{off}/T							
m	$K=0$	0,5	1,0	1,5	2,0	3,0	5,0
1,0	2,30	0,92	0,60	0,45	0,36	0,25	0,16
1,5	2,30	0,72	0,45	0,32	0,25	0,18	0,11
2,0	2,30	0,60	0,36	0,25	0,20	0,14	0,09
2,5	2,30	0,51	0,30	0,21	0,16	0,11	0,07
3,0	2,30	0,45	0,25	0,18	0,14	0,09	0,06
4,0	2,30	0,36	0,20	0,14	0,11	0,07	0,04
5,0	2,30	0,30	0,16	0,11	0,09	0,06	0,04

Tafel 2.2. Normierte Schalt- und Speicherzeiten

Aufgabe 8:

Ein Transistorschalter nach Bild 2.34. ist wie folgt bemessen:

$$R_{o1} = R_{o2} = 0,56 \text{ k}\Omega; R_1 = 2,2 \text{ k}\Omega; R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega;$$

$$U_{s1} = U_{s2} = 6,0 \text{ V}.$$

Transistor T_1 sei gesättigt ($U_{\text{CER}} = 0,2 \text{ V}$), Transistor T_2 gesperrt ($I_{b2} = 0$ angenommen). Zu berechnen sind:

1. die Basis-Emitter-Spannung $U_{\text{be,off}}$ von T_2 ,
2. der Absaugfaktor K ($U_{\text{be,on}} = 0,7 \text{ V}$),
3. die Speicherzeit t_s ($m = 4$; $T_s = 0,9 \mu\text{s}$).

2.3.6. Das Schalten kapazitiver und induktiver Lasten

Da sich wegen $i = C \frac{du}{dt}$ die Spannung an einem Kondensator nicht sprunghaft ändern kann, verhält sich ein solcher Kondensator im Augenblick des Einschaltens wie ein Kurzschluß. Bild 2.40. zeigt den Kollektorstromverlauf im Ausgangskennlinienfeld des Transistors. Um eine unzulässig hohe Stromspitze $i_{c \text{ max}}$ zu verhindern, muß der Kollektorstrom durch den sich stationär einstellenden Basisstrom $I_{b, \text{ on}}$ begrenzt werden. Beim Schalten einer kapazitiven Last ist daher auf eine Übersteuerung des Transistors zu verzichten.

Das Ausschalten verläuft unproblematisch.

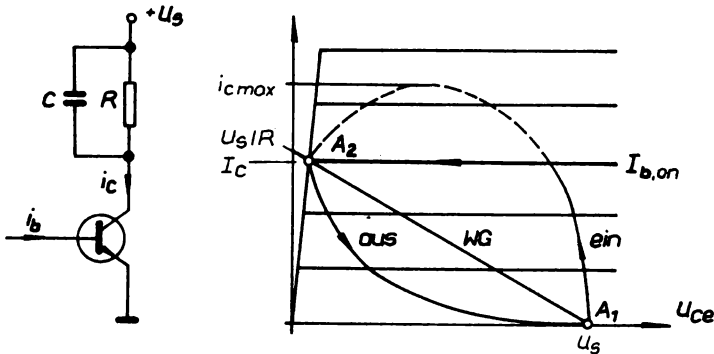


Bild 2.40. Kollektorstrom beim Schalten kapazitiver Last

Schaltet der Transistor eine induktive Last (z.B. eine Relais-spule), dann ist das Ausschalten problematisch. Wegen $u = L \frac{di}{dt}$ kann sich der die Induktivität durchfließende Strom nicht sprunghaft ändern. Im Ausschalt Augenblick sucht der Strom weiter zu fließen, angetrieben durch die bei Stromänderung auftretende Selbstinduktionsspannung.

Die Selbstinduktionsspannung erhöht das Kollektorpotential des Transistors so stark, daß die Gefahr des Durchbruchs der Kollektor-Basis-Diode besteht (Bild 2.41.).

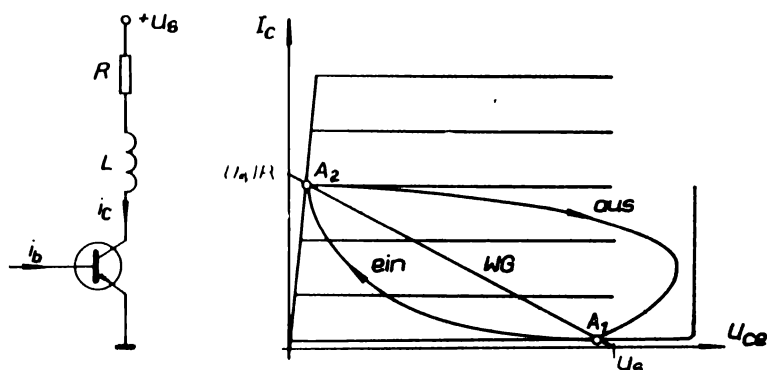


Bild 2.41. Kollektorstrom beim Schalten induktiver Last

Um dieser Gefahr zu begegnen, wird entweder die Kollektor-Emitter-Spannung durch eine Z-Diode begrenzt (Schaffung eines künstlichen Durchbruchs) oder eine sogenannte Freilaufdiode parallel zur Induktivität geschaltet (Bild 2.42.). Die Freilaufdiode ist normalerweise in Sperrichtung gepolt. Beim Ausschalten fließt der Ausgleichstrom i während des Feldabbaus über diese Diode.

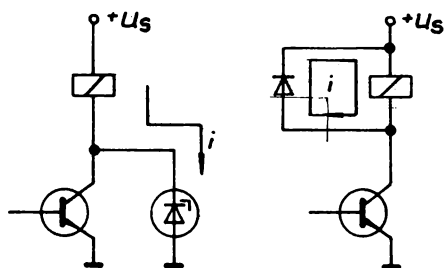


Bild 2.42. Spannungsbegrenzung und Freilaufdiode

Der beim Abbau des Magnetfeldes fließende Ausgleichsstrom bewirkt in beiden Fällen eine Abfallverzögerung des Relais.

