

II. Schaltungstechnik

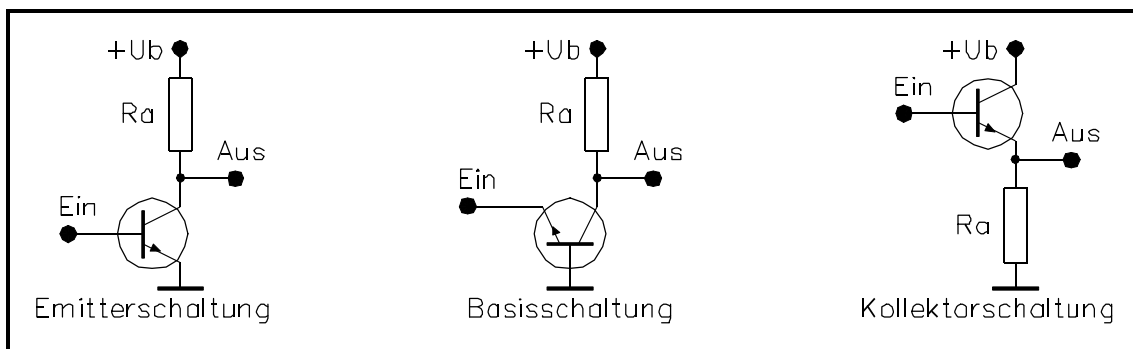


Abb. 2-1: Transistor-Grundsaltungen

Alle am Beispiel von bipolaren Transistoren beschriebenen Anordnungen lassen sich ebenso mit Feldeffekttransistoren realisieren. Dabei entspricht dem Emittor die Source, der Basis das Gate und dem Kollektor das Drain.

II.1 Der Transistor als Verstärker

Von den 3 Anschlüssen des Transistors fungiert im allgemeinen je einer als Ein- und Ausgang, während der dritte signalmäßig an Masse liegt. Gemeinsam ist allen Anordnungen, daß die Eingangsspannung die Basis-Emitter Spannung und damit den Kollektorstrom steuert. Der Kollektorstrom fließt durch einen Arbeitswiderstand und erzeugt hier einen Spannungsabfall. Der mit dem Kollektorstrom schwankende Spannungsabfall stellt die Ausgangsspannung der Verstärkerstufe dar. Es zeigt sich, daß nur die 3 in Bild 2-1 gezeigten Anordnungen sinnvoll sind:

a) Emitterschaltung

In Emitterschaltung wird die Basis des Transistors von der Eingangsspannung angesteuert, der Emittor liegt wechsellspannungsmäßig fest. Der Kollektor ist über einen Arbeitswi-

derstand mit der Versorgungsspannung verbunden. An ihm wird das Ausgangssignal abgenommen.

b) Basisschaltung

In Basisschaltung liegt die Basis wechsellspannungsmäßig fest und der Emittor dient als Eingang. Der Arbeitswiderstand liegt ebenfalls zwischen Kollektor und positiver Versorgungsspannung und der Kollektor ist Ausgang.

c) Kollektorschaltung

Hier wird die Basis angesteuert und der Arbeitswiderstand liegt zwischen Emittor und negativer Versorgungsspannung. Der Emittor ist Ausgang, während der Kollektor wechsellspannungsmäßig festliegt.

II.2 Einstellung des Arbeitspunkts

Die 3 Grundsaltungen des Transistors werden erst durch zusätzliche Bauelemente und eine Stromversorgung funktionsfähig. Jede lineare Verstärkerschaltung hat ihren Arbeitspunkt, bei dem im Transistor ein Ruhestrom fließt und eine CE-Spannung anliegt. Die variable Eingangsspannung prägt beiden Änderungen auf,

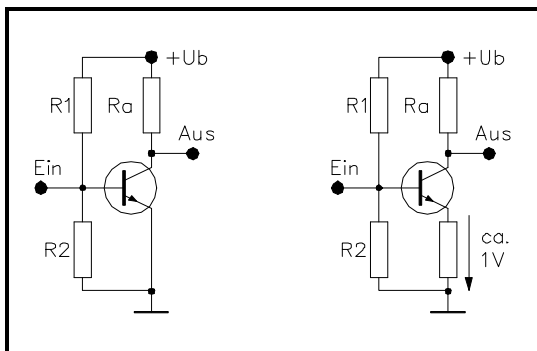


Abb. 2-2: Ruhestrom Stabilisierung

die letztlich das Ausgangssignal darstellen. Als einfachste Möglichkeit zur Einstellung des Arbeitspunkts kann ein Spannungsteiler dienen, der die Basis-Emitter Spannung für den gewünschten Ruhestrom abgibt. Am Arbeitswiderstand R_a stellt sich von selber die entsprechenden CE-Spannung ein. Das funktioniert gut bei konstanter Temperatur und konstanter Versorgungsspannung, ergibt aber unzumutbare Änderungen des Ruhestroms mit der Temperatur. Eine Temperaturzunahme um 1°C erhöht den Kollektorstrom eines bipolaren Transistors um ca. 10 %, 25°C verzehnfachen ihn annähernd. Das ist für ein der Außentemperatur ausgesetztes Gerät völlig unzumutbar. Für einen konstanten Ruhestrom müßte man die Basis-Emitter Spannung mit einer mehr oder minder aufwendigen Kompensationsschaltung pro $^\circ\text{C}$ um etwa 2,5 mV verkleinern.

Zum Glück geht es auch einfacher, den Ruhestrom gegenüber Temperatur- und Spannungsschwankungen zu stabilisieren: Man legt zwischen Emitter und Masse einen Widerstand, an dem beim Ruhestrom eine Spannung von etwa 1 Volt abfällt und dimensioniert den Spannungsteiler für die Basis entsprechend um. Wenn jetzt die Temperatur um 1°C zunimmt, sinkt die erforderliche Basis-Emitter Spannung um 2,5 mV. Um diesen Wert er-

höht sich die Spannung am Emitterwiderstand, so daß der Ruhestrom nur noch um 0,25% zunimmt, eine Verbesserung um den Faktor 40 bei minimalem Aufwand. Temperaturschwankungen um $\pm 40^\circ\text{C}$ lassen den Ruhestrom um $\pm 10\%$ schwanken, was für einen Verstärker vollkommen akzeptabel ist.

Als Konstantstromquelle eingesetzt, hat die Schaltung einen sehr hohen Innenwiderstand, so daß Änderungen der Spannung am Kollektor den fließenden Strom nur ganz minimal beeinflussen.

In Emitterschaltung liegt der Arbeitswiderstand zwischen Kollektor und positiver Versorgungsspannung. Eine Zunahme der Eingangsspannung erhöht den Kollektorstrom und den Spannungsabfall am Arbeitswiderstand. Die Spannung am Kollektor sinkt dadurch ab und die Ausgangsspannung ist gegenphasig zur Eingangsspannung. Eine Verstärkerstufe in Emitterschaltung invertiert daher das Eingangssignal.

Für die Basisschaltung gelten die Betrachtungen über den Ruhestrom in gleicher Weise. Eine Zunahme der Eingangsspannung verringert hier aber die Basis-Emitter Spannung und damit den Kollektorstrom. Der sinkende Spannungsabfall am Arbeitswiderstand läßt die Spannung am Kollektor ansteigen, so daß eine Verstärkerstufe in Basisschaltung das Eingangssignal nicht invertiert.

Völlig unkritisch in Bezug auf den Ruhestrom ist die Kollektorschaltung mit dem Arbeitswiderstand zwischen Emitter und negativer Versorgungsspannung. Der Emitter folgt der Basis mit der Basis-Emitter Spannung als

Differenz, der Emitterfolger invertiert nicht.

II.3 Schaltungsanordnungen

Eine Durchsicht von Schaltungen elektronischer Geräte und des "Innenlebens" von IC's zeigt, daß Transistoren immer wieder in den gleichen Grundanordnungen verschaltet sind. Eine Kenntnis dieser Grundanordnungen und ihrer Eigenschaften ist eine Voraussetzung für das Verständnis der Arbeitsweise dieser Schaltungen. Wenn man die Schaltungstechnik als Sprache ansieht, dann sind die 8 besprochenen Grundanordnungen ihre Vokabeln. Die 3 Anordnungen Emitter-, Basis und Kollektorschaltung wurden bereits in Abschnitt II.1 besprochen.

Die Bezeichnungen Komplementär Darlington und Komplementär Emitterfolger sind nicht standardisiert. Sie werden ab hier konsistent verwendet.

a) Darlingtonschaltung

Sie besteht aus einem Transistor mit vorgeschaltetem Emitterfolger und hat daher die doppelte Basis-Emitter Spannung wie ein einfacher Transistor und das Produkt der beiden Stromverstärkungen als Gesamtstromverstärkung. Ein "Darling-

ton" kann in jeder der 3 Grundschaltungen eingesetzt werden. Nachteilig ist die hohe Sättigungsspannung (siehe II.8), die gleich der Summe der Sättigungsspannung des ersten Transistors und der Basis-Emitter Spannung des zweiten Transistors ist. Typische Werte liegen um 1 Volt.

Wird der Kollektor des ersten Transistors mit der positiven Betriebsspannung verbunden, so ist das Verhalten außerhalb der Sättigung dem Darlington fast gleich. Ganz genau genommen ist das aber kein Darlington mehr.

b) Komplementär Darlington

Er entsteht, indem man an Stelle des ersten npn-Transistors im Darlington einen pnp-Transistor setzt. Die Gesamtschaltung verhält sich wie ein pnp Transistor mit dem Produkt der beiden Stromverstärkungen und einer Basis-Emitterspannung von ca. 0,65V. Sie wird häufig an Stelle eines pnp-Leistungstransistors verwendet. Wegen der deutlich geringeren Löcherbeweglichkeit in Silizium müssen die Chips von pnp-Leistungstransistoren für den gleichen Kollektorstrom etwa die doppelte Fläche haben. Sie sind deshalb teurer als npn-Typen und werden gerne durch diese Schaltung substituiert. Bei der Sättigungsspannung gleicht die Komplementär

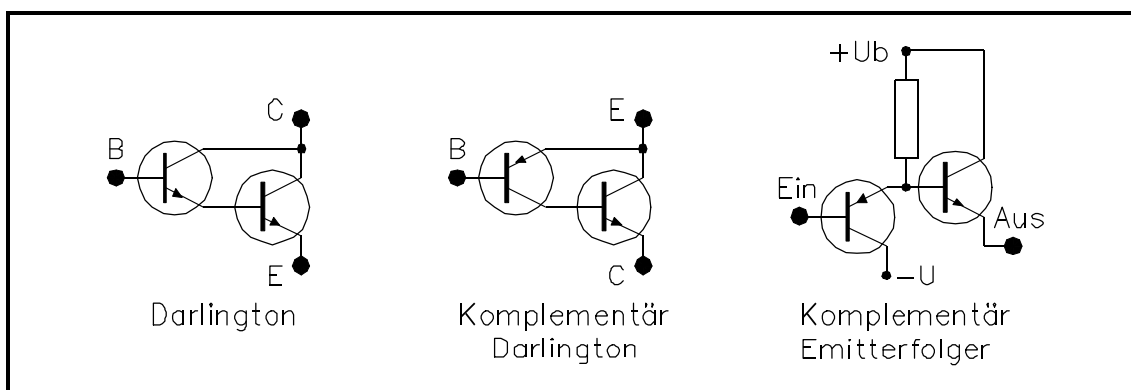


Abb. 2-3: Kombinationen von 2 Transistoren

Darlingtonschaltung dem normalen Darlington.

c) Komplementär Emitterfolger

Die Hintereinanderschaltung von 2 Emitterfolgern mit komplementären Transistoren hat eine ähnlich hohe Stromverstärkung wie die beiden Darlington-Schaltungen. Ihre wichtigste Eigenschaft resultiert daraus, daß die beiden Basis-Emitter Spannungen umgekehrte Vorzeichen haben und sich damit gegenseitig aufheben. Die Ausgangsspannung ist dadurch mit guter Genauigkeit gleich der Eingangsspannung. Der Komplementär Emitterfolger benötigt einen Widerstand oder eine Stromquelle am Emitter des ersten Transistors, da der Emitterstrom dieses Transistors das gleiche Vorzeichen hat, wie der Basisstrom des zweiten Transistors. In der Ausgangsstufe hochwertiger Operationsverstärker findet man häufig zwei Komplementär Emitterfolger mit umgekehrter Polarität, z.B. in Abb. 2-7. Jeder der beiden Ausgangstransistoren kann Strom in einer Richtung liefern. Der fehlende Spannungsversatz ergibt einen lückenlosen Übergang bei Vorzeichenwechsel des Ausgangsstroms.

d) Differenzverstärker

Der Differenzverstärker besteht aus 2 Transistoren, deren Emitter miteinander verbunden sind. Der Emitterstrom für beide Transistoren wird von einer Konstantstromquelle geliefert, die Summe der beiden Ströme ist also konstant. Verbindet man die Basisanschlüsse der beiden Transistoren, so haben beide exakt die gleiche Basis-Emitter Spannung und lassen daher genau den gleichen Kollektorstrom fließen. Dieser Strom ist unabhängig vom Wert der Basisspannung, solan-

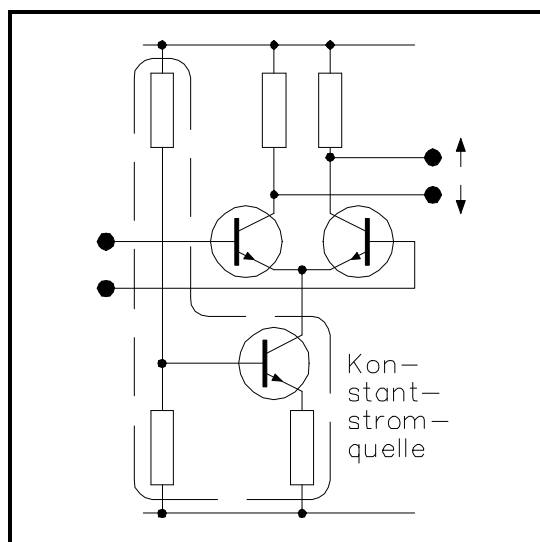


Abb. 2-4: Differenzverstärker

ge man im Arbeitsbereich der Stromquelle bleibt. Die Ausgangsspannungen ändern sich dabei nicht. Diese Eigenschaft des Differenzverstärkers nennt man Gleichtaktunterdrückung. Eine Spannungsdifferenz zwischen den beiden Basisanschlüssen erhöht die Basis-Emitter Spannung und damit auch den Strom des Transistors mit der positiveren Basis (bei npn), beides auf Kosten des anderen Transistors. Die Stromquelle erzwingt eine konstante Summe beider Ströme, so daß der eine Kollektorstrom gerade um den Betrag zunimmt, um den der andere zurückgeht. Die Spannung an einem Arbeitswiderstand nimmt daher um den gleichen Betrag zu, um den die andere abnimmt. Der Differenzverstärker hat dadurch einen exakten Gegentaktausgang, dem keine Änderungen der Gleichtaktspannung überlagert sind. Beide Eigenschaften prädestinieren den Differenzverstärker für Eingangsstufen von Operationsverstärkern. Die gleichzeitige Herstellung der Transistoren auf einem IC-Chip sorgt für exzellente Übereinstimmung aller Eigenschaften.

e) pnp-Darlington-Differenzverstärker

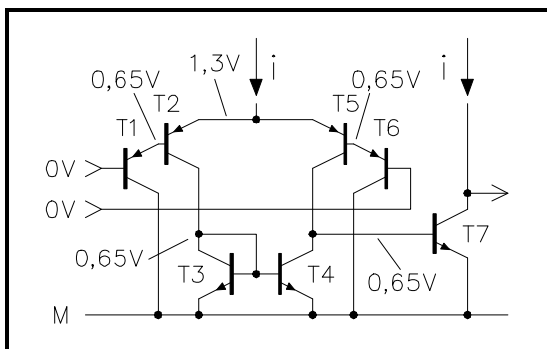


Abb. 2-5: Darlington-Differenzverst.

Der Gleichtaktbereich des pnp-Darlington-Differenzverstärkers in Abb. 2-5 reicht bis zur negativen Versorgungsspannung. Die Schaltung wird als Eingangsstufe in vielen bipolaren Operationsverstärkern eingesetzt.

Die Schaltung nutzt aus, daß Silizium-Transistoren eine Basis-Emitter-Spannung von 0,65V haben, mit ca. 0,15V zwischen Kollektor und Emitter aber schon linear arbeiten. In Abb. 2-5 sind die Spannungen bei 0V Eingangsspannung eingezeichnet. Man sieht, daß jeder Transistor ein U_{CE} von 0,65V hat und im linearen Bereich arbeitet. Der Kollektorstrom von T2 wird im Stromspiegel T3/T4 gespiegelt, die Differenz zum Kollektorstrom von T5 fließt in die Basis von Transistor T7, dessen Kollektor die weiteren Stufen der Schaltung ansteuert.

f) Stromspiegel

Für das Verständnis des Stromspiegels muß man sich erst einmal über den Unterschied zwischen einer Stromquelle und einer Stromsenke klar werden. Praktisch alle elektronischen (Konstant-) Stromquellen bestehen aus einem irgendwie gesteuerten Vorwiderstand, der mit einer der beiden Versorgungsspannungen verbunden ist. Bei einer Stromquelle ist dies die positive Versorgungsspannung, bei einer Stromsenke die negative. Der Konstantstrom kann also nur aus der Richtung der anderen Versorgungsspannung her zu der jeweiligen Versorgungsspannung hin fließen.

Die Funktion des Stromspiegels ist leicht zu verstehen: In den linken Transistor fließt Strom aus irgendeiner Quelle aus Richtung der positiven Versorgung her. Er teilt sich entsprechend der Stromverstärkung auf Basis und Kollektor auf und es stellen sich automatisch der zum Kollektorstrom gehörende Basisstrom und die zugehörige Basis-Emitter Spannung ein. Diese Spannung liegt auch an der Basis des rechten Transistors, so daß dieser exakt den gleichen Kollektorstrom fließen läßt. Der rechte Transistor wirkt so als Stromsenke für (fast) genau den Strom, der aus einer Stromquelle in den linken Transistor

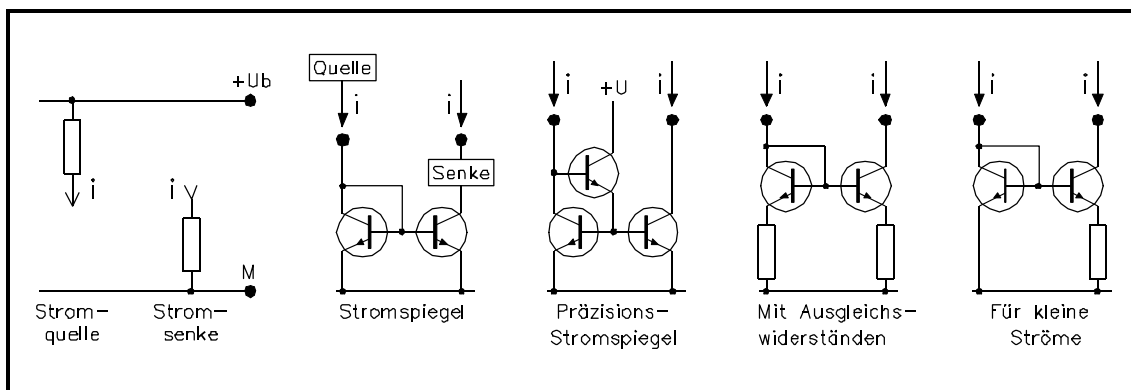


Abb. 2-6: Stromspiegel

hineinfließt. Mit umgekehrten Vorzeichen gilt dies für Stromspiegel aus pnp-Transistoren. Die klassische Anwendung eines Stromspiegels in IC's zeigt Abb. 2-7.

Die Basisströme der beiden Transistoren fließen nicht als Kollektorstrom durch den linken Transistor und fehlen dem gespiegelten Strom. Für bessere Genauigkeit kann man einen Emitterfolger einsetzen, der den Kollektor des linken Transistors nur mit seinem Basisstrom belastet und so den Fehler um seine Gleichstromverstärkung verringert.

Auch der Stromspiegel profitiert von der guten Übereinstimmung von Transistoren auf einem IC-Chip. Beim Aufbau mit diskreten Transistoren setzt man zur Symmetrierung je einen Ausgleichswiderstand zwischen Emitter und Masse, an dem beim Nennstrom etwa 0,2 Volt Spannung abfallen.

Ein Emitterwiderstand am Ausgangstransistor setzt dessen Basis-Emitter Spannung und damit den Ausgangsstrom stark herab. Schon mit relativ kleinen Widerständen ist der gespiegelte Strom sehr viel kleiner als der Eingangsstrom.

g) Anlogschalter

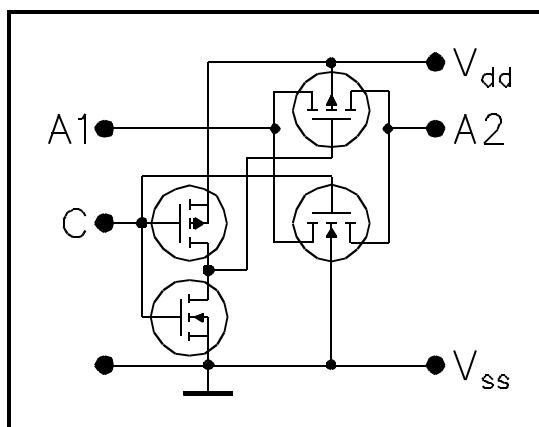


Abb. 2-6: CMOS-Anlogschalter

Analogschalter in CMOS-Technik haben hervorragende Eigenschaften. Sie kommen denen von Relais nahe und übertreffen sie in mancher Hinsicht. Ein CMOS-Anlogschalter besteht aus je einem n-Kanal und p-Kanal MOSFET, deren Substrate an V_{SS} und V_{DD} liegen, siehe Abb. 2-6. Der Eingang C steuert das Gate des n-Kanal MOSFET direkt und das Gate des p-Kanal MOSFET über einen Inverter an.

Im ausgeschalteten ($C=V_{SS}$) Zustand sperren beide Transistoren. Im eingeschalteten Zustand ($C=V_{DD}$) leiten sie und verbinden die Anschlüsse A1 und A2 wie der Kontakt eines Relais. Liegt die Analogspannung nahe an V_{SS} , so leitet vor allem der p-Kanal Transistor, entsprechend bei einer Analogspannung nahe an V_{DD} der n-Kanal Transistor. Der Ein-Widerstand liegt bei modernen Schaltern im Bereich von 5 - 20 Ω .

Der Bereich der Analogspannungen ist naturgemäß auf den Bereich zwischen den beiden Versorgungsspannungen beschränkt. Das Schalten selbst erfolgt sehr schnell und ist natürlich völlig verschleißfrei.

II.4 Aufbau einfacher Schaltungen

Das Vorkommen der besprochenen Schaltungsanordnungen soll anhand einiger Anlogschaltungen untersucht werden.

Zur Frequenzkompensation dient das RC-Glied R5/C1 sowie die Kondensatoren C2 und C4. R10 ist gleichzeitig Arbeitswiderstand von T3. Dies ist eine Mitkopplung zur Anhebung der Verstärkung.

Der Operationsverstärker P55AU

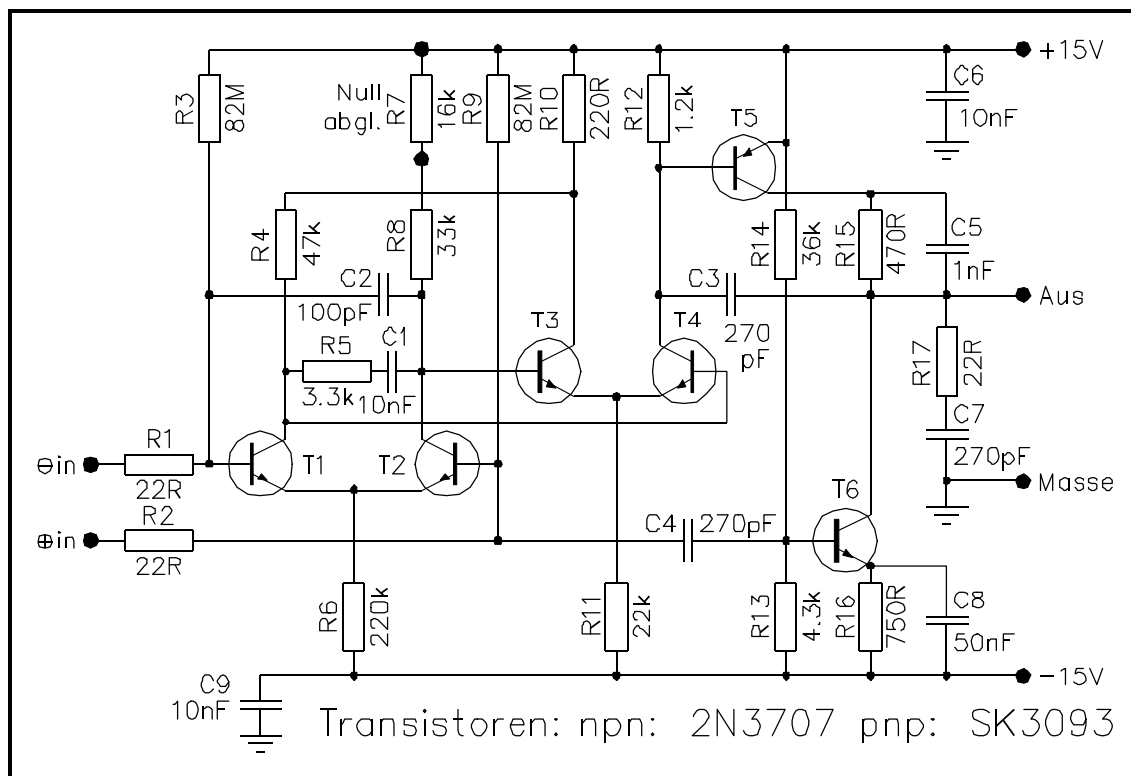


Abb. 2-7: Operationsverstärker Philbrick P55AU

Die erste Schaltung stammt von einem der ersten transistorbestückten Operationsverstärker, dem P55AU der Firma Philbrick (USA, ca. 1960). Von George A. Philbrick stammt die Idee des Operationsverstärkers, die er sich patentieren ließ. Seine Firma stellte lange Zeit Operationsverstärker und analoge Baugruppen her. Entsprechend dem damals hohen Preis für Halbleiter wurden nur 6 Transistoren eingesetzt. Zum Ausgleich trieb man mit 17 Widerständen und 9 Kondensatoren einen großen Aufwand an passiven Bauelementen. Die Eingangsstufe mit T1 und T2 ist ein Differenzverstärker mit R4, R7, R8 und R10 als Arbeitswiderständen.

Der Differenzverstärker T1/T2 hat als "Konstantstromquelle" nur den Widerstand R6. Das ergibt keine besonders gute Gleichtaktunterdrückung. Zum Ausgleich folgt ein zweiter Differenzverstärker T3/T4. Dessen Gleichtaktunterdrückung mit R11 als Konstantstromquelle hält sich ebenfalls in Grenzen, offensichtlich reicht die kombinierte Gleichtaktunterdrückung beider Verstärker aber aus. Transistor T4 steuert direkt den pnp-Transistor T5 an, dessen Kollektor über R15 und C5 zum Ausgang führt. Der "Arbeitswiderstand" besteht aus T6 als Konstantstromquelle (-senke) in Emitter-schaltung. Wieder findet man Frequenzkompensationsglieder nämlich

C3, C5 und R17/C7 am Ausgang. Die Verwendung einer Konstantstromquelle als Arbeitswiderstand bewirkt, daß die Differenz der Kollektorströme von T5 und T6 zum Ausgang fließt und das Ausgangssignal des Verstärkers darstellt.

dere über einen Vorwiderstand am Null-Eingang. Legt man an die beiden Null-Eingänge die Enden eines Trimmers, dessen Schleifer an -U liegt, so kann man kleine Asymmetrien der Eingangsstufe ausgleichen.

Der IC-Operationsverstärker OP-22

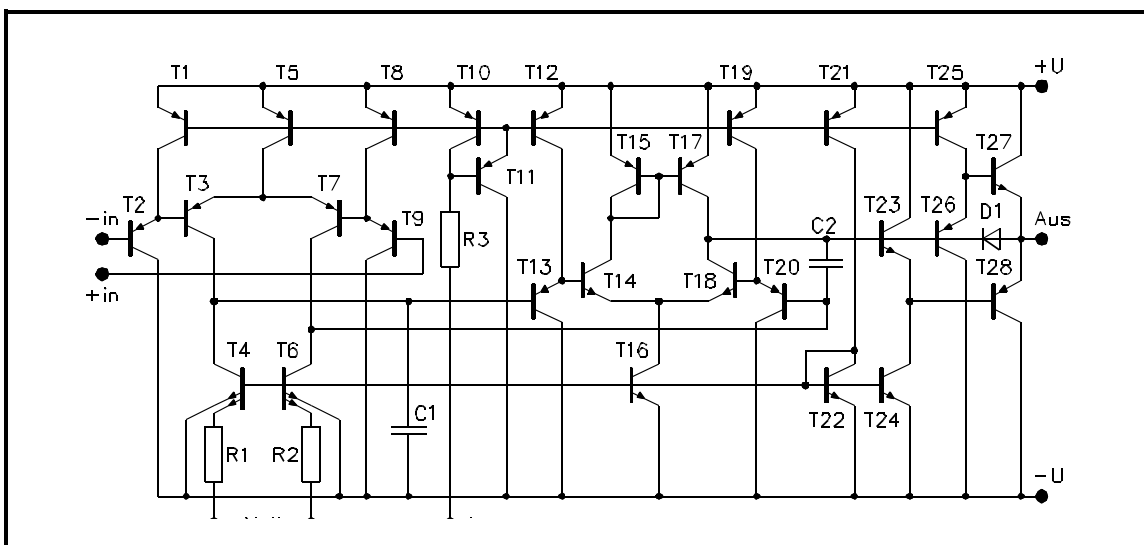


Abb. 2-8: IC-Operationsverstärker OP-22

Abb. 2-7 zeigt das Innenleben des Operationsverstärkers OP-22. Sein Betriebsstrom ist in einem weiten Bereich einstellbar. Seiner Schaltung liegt die Einsicht zugrunde, daß ein Transistor auf einem IC-Chip weitaus weniger Fläche einnimmt als ein Widerstand. Somit enthält diese Schaltung bei 28 Transistoren nur noch 3 Widerstände und 2 Kondensatoren.

In der Eingangsstufe steuern die beiden Emitterfolger T2 und T9 den pnp-Differenzverstärker T3/T7 an, der T5 als Konstantstromquelle hat. Als Arbeitswiderstände dienen die Stromquellen T4 und T6, die von T22 gesteuert werden. T4 und T6 sind Multiemitter-Transistoren, in deren Basis zwei Emitter eindiffundiert sind. Der eine Emitter liegt an -U, der an-

Die Ausgänge des ersten Differenzverstärkers gehen über die beiden Emitterfolger T13 und T20 zum 2. Differenzverstärker T14/T18 mit T16 als Konstantstromquelle. Dessen Ausgänge arbeiten auf einen Stromspiegel T15/T17. Diese Anordnung versteht man am einfachsten durch Betrachtung der Strombilanz: Der Kollektorstrom von T14 wird gespiegelt und fließt dann als Kollektorstrom von T17. Als Stromsenke fungiert der Kollektor von T18. Die Differenz der beiden Ströme fließt zur Ausgangsstufe, die aus 2 Komplementär-Emitterfolgern besteht. Der eine davon (T26/T27) liefert positive, der andere (T23/T28) negative Ströme zum Ausgang. Wegen des minimalen Spannungsversatzes der Komplementär Emitterfolger geschieht der Wechsel

der Stromrichtung vollkommen stetig.

Die beiden Kondensatoren C1 und C2 stellen den für Stabilität erforderlichen Frequenzgang der Leerlaufverstärkung ein. Die vielen Stufen haben ausreichend Verstärkung, so daß man sie durch die Kondensatoren auf den korrekten Frequenzgang herunterdrücken kann.

Der in den I_{set} Eingang fließende Strom steuert die Stromspiegel an der + und -Versorgung im Verstärker an und gibt so alle Ströme vor. Dazu wird dieser Eingang über einen Widerstand mit $-U$ verbunden. Der Verstärker ist bei $20 \mu A$ Gesamtstromaufnahme zwar langsam, aber bereits voll arbeitsfähig.

Der Universal Timer-IC 555

Als letzte Schaltung soll der Zeitgeber IC 555 besprochen werden. Die Schaltung enthält 2 Komparatoren, die beide als Darlington-Differenzver-

stärker aufgebaut sind. Diese vergleichen ihre Eingangsspannung mit den Spannungen an den Abgriffen des Spannungsteilers aus den 3 gleichgroßen Widerständen R8-R10. Die Schaltschwelle des Trigger-Eingangs beträgt dadurch $1/3$, diejenige des Schwellen-Eingangs $2/3$ der Versorgungsspannung U_b . Der Abgriff bei $2/3 \cdot U_b$ (Kontrollspannung) ist herausgeführt, um ihn mit einem Kondensator abblocken zu können.

Die beiden Komparatoren des 555 steuern das Flipflop aus den Transistoren T18 und T20. Leitet T18 (Flipflop rückgesetzt), so sperrt T20 und über R12 fließt Basisstrom zu T18. Leitet T20 (Flipflop gesetzt), so kann über R12 kein Basisstrom zu T18 fließen. Dieser sperrt und über R11 und D1 fließt Basisstrom zu T20. Dieser sperrt und über R11 und D1 fließt Basisstrom zu T20.

Das Flipflop wird gesetzt, wenn die Spannung am Trigger Eingang unter $1/3 \cdot U_b$ absinkt. Der linke Darlington

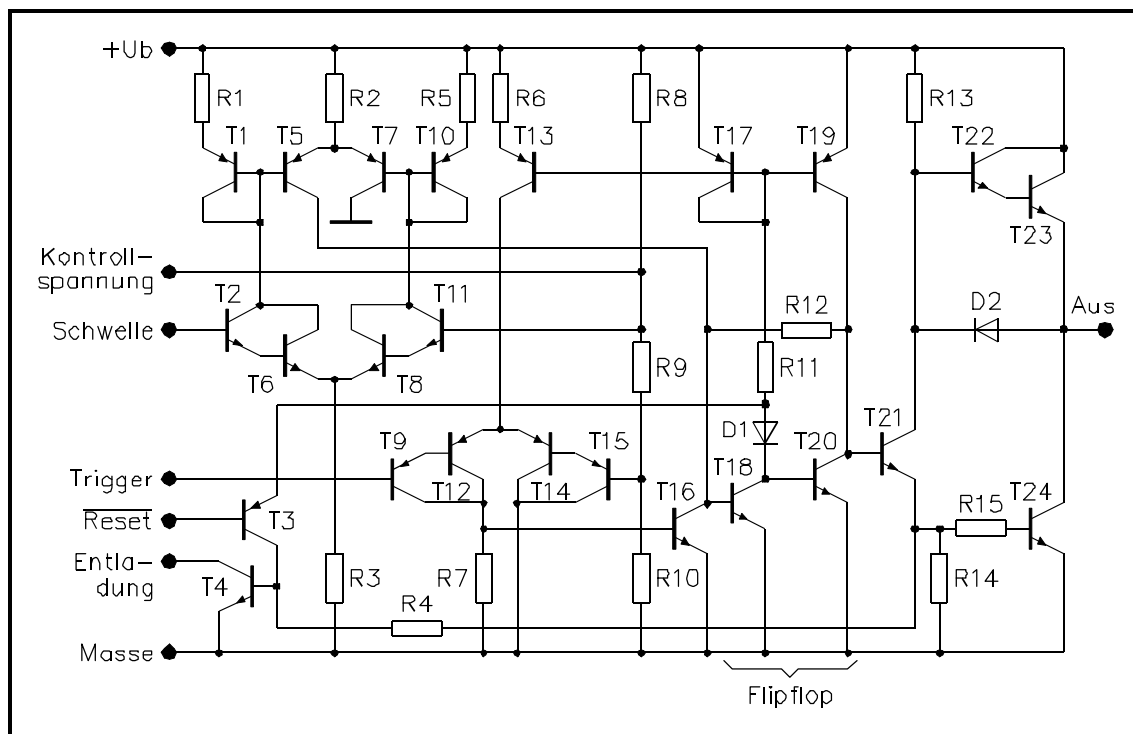


Abb. 2-9: Universal Timer-IC 555

T9/T12 des Differenzverstärkers zieht Strom, der in die Basis von T16 fließt und diesen einschaltet. Dadurch wird der Basisstrom von T18 abgeleitet und dieser sperrt.

Rückgesetzt wird das Flipflop in jedem Fall, wenn der Reset-Eingang nach Masse gezogen wird. Über D1 kann kein Basisstrom mehr in T20 fließen, so daß dieser sperrt. Der Darlington-Differenzverstärker am Schwelle- Eingang aus T2/T6/T8/T11 hat als Arbeitswiderstände die beiden Stromspiegel T1/T5 und T7/T10. Die beiden Ausgangstransistoren T5 und T7 der Stromspiegel sind als Differenzverstärker verschaltet, so daß der Kollektorstrom von T5 in die Basis von T18 fließt. Steigt die Spannung am Schwelle- Eingang auf $\frac{2}{3} \cdot U_b$, so werden T2/T6 leitend und steuern T1/T5 an. Dessen Kollektorstrom schaltet T18 durch, dieser sperrt T20 und setzt das Flipflop zurück.

Der Flipfloptransistor T20 steuert über T21 die Ausgangstransistoren T22-T24 und den Entladungstransistor T4 an. Sperrt T20 (Flipflop rückgesetzt) so wird der Ausgang nach M gezogen und der Entladetransistor T4 leitet. Priorität am Flipflop haben in dieser Reihenfolge Reset-, Trigger- und Schwelle- Eingang. Der Einsatz des 555 als Zeitgeber wird in Abschnitt VIII.2 beschrieben.

II.5 Betriebsweisen von Transistoren

a) Inverser Betrieb

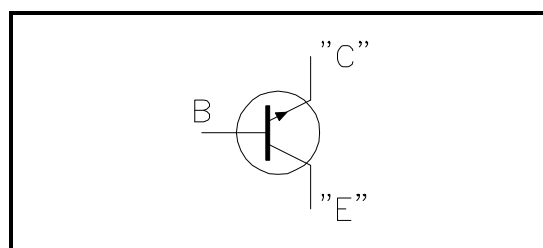


Abb. 2-10: Inverser Betrieb

Die Schichtenfolge npn eines Transistors "stimmt" auch beim Vertauschen von Kollektor oder Emitter. Man nennt dies inversen Betrieb. Ein für normalen Betrieb aufgebauter Transistor hat invers nur sehr geringe Werte von Stromverstärkung (3 - 5), CE-Sperrspannung (um 5 V) und Grenzfrequenz. Die Sättigungsspannung aber erreicht extrem kleine Werte bis zu wenigen mV. Dies kann für spezielle Anlogschaltungen interessant sein.

b) Sättigung und Schaltzeiten

Will man die Kollektor-Emitter Spannung eines Schalttransistors so klein wie möglich machen, so führt man ihm deutlich mehr Basisstrom zu, als er benötigt. Diese Betriebsweise nennt man Sättigung, in der die CE-Spannung je nach Grad der Übersteuerung, Kollektorstrom und Transistortyp bis unter 0,1 V zurückgeht. Die Energieersparnis durch den kleineren Spannungsabfall macht den größeren Basisstrom meist mehr als wett. Üblich sind Übersteuerungen um den Faktor 2 (doppelter Basisstrom), bei Leistungsschaltern für ein B von 10, der Basisstrom beträgt also 1/10 des Kollektorstroms.

Nachteilig bei der Sättigung ist die deutliche Verzögerung des Abschaltens. Dies kommt von der Überschwemmung der Basiszone mit

Ladungsträgern, welche bis zu ihrer Aufzehrung den Basisstrom liefern und die Speicherzeit stark verlängern. Dieser Effekt tritt bei allen bipolaren Bauelementen auf, auch bei Dioden, nicht aber bei allen Arten von Feldefekttransistoren.

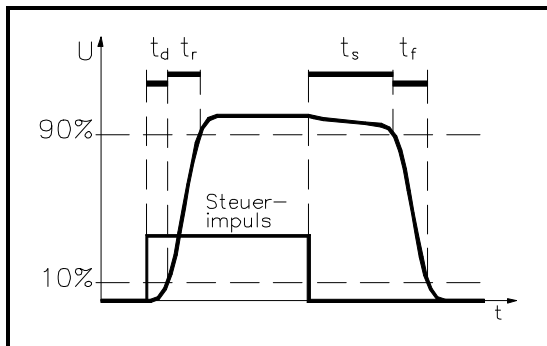


Abb. 2-11: Die Schaltzeiten

Abb. 2-11 zeigt die international übliche Definition der Schaltzeiten elektronischer Bauelemente. Alle Zeiten sind auf die Zeiten des Steuerimpulses und die Zeiten beim Erreichen von 10% und 90% der Maximalamplitude bezogen. Die Anstiegszeit t_r (rise time) und die Abfallzeit t_f (fall time) sind die Zeiten zwischen 10% und 90% der Maximalamplitude. Die Verzögerungszeit t_d (delay time) verstreicht zwischen der Ein-Flanke des Steuerimpulses und dem Erreichen der 10% Schwelle, die Speicherzeit t_s (storage time) zwischen der Aus-Flanke des Steuerimpulses und dem Erreichen der 90% Schwelle.

Während man bei Leistungsanwendungen die Sättigung meist in Kauf nimmt, setzt man in digitalen Schaltungen zwei Methoden zu ihrer Vermeidung ein:

Man leitet entweder den überschüssigen Basisstrom durch eine Schottky-Diode ab (Schottky-TTL) oder verhindert bei ECL (Emitter Coupled Logic) die Sättigung durch Schaltungsauslegung.

c) Schottky-Logik

Schottky-TTL-IC's enthalten eine

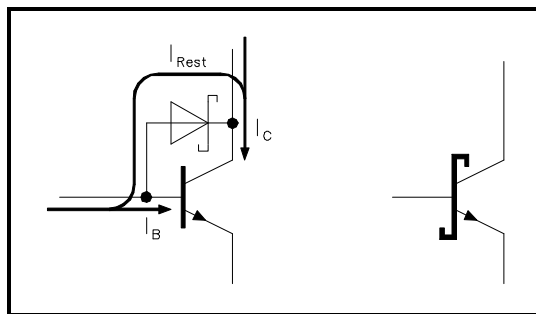


Abb. 2-12: Schottky-Transistor

Schottky-Diode ($U_F = 0,45 \text{ V}$) zwischen Kollektor und Basis der in Sättigung kommenden Transistoren. Sinkt bei $U_{BE} = 0,65 \text{ V}$ die Spannung am Kollektor auf $0,2 \text{ V}$ ab, so wird die Diode leitend und führt den überschüssigen Basisstrom über den Kollektor nach Masse ab, genau wie im Steuertransistor eines Stromspiegels. Der Transistor schaltet bis auf etwa $0,2 \text{ V}$ durch, ohne in Sättigung zu gehen. Beim Abschalten des Stroms tritt daher keine verlängerte Speicherzeit auf.

d). Emittergekoppelte Logik ECL

ECL setzt als Basisgatter einen Differenzverstärker ein, dessen Stromquelle und dessen Arbeitswiderstände so bemessen sind, daß kein Transistor in Sättigung kommen kann. Die Arbeitsgeschwindigkeit ist enorm hoch durch hohe Ströme und kleinen Spannungshub. Die ECL-Pegel für H und L betragen:

$$H = -1,48 \text{ V } (< -1,4 \text{ V})$$

$$L = -0,85 \text{ V } (> -1 \text{ V})$$

ECL-Gatter findet man in Supercomputern, extrem schnellen Zählern und der optischen Übertragungstechnik.