

Digitale Ein- und Ausgabe

Interfacing, Leistungsverstärker, Motorsteuerung

Jürgen Plate, 19. September 2016

Inhaltsverzeichnis

1	Digitale Ein- und Ausgabe	5
1.1	TTL und CMOS koppeln	5
1.2	Eingangs-Interface-Schaltungen	6
1.3	Taster und Schalter	14
1.3.1	Kontaktprellen	14
1.3.2	Tastatur-Interfaces	16
1.3.3	Optokoppler	20
1.4	Ausgangs-Interface-Schaltungen	21
1.4.1	High Side Switching	23
1.4.2	Verstärker-ICs	25
1.4.3	Feldeffekt-Transistoren	26
1.4.4	Ladungspumpe	32
1.4.5	Optokoppler	33
1.4.6	Hubmagnete	33
1.4.7	Piezo-Lautsprecher	34
1.4.8	Ansteuerung von Wechselspannungsverbrauchern	35
1.4.9	Halbleiter-Relais	39
1.4.10	Relais	40
1.4.11	Bistabile Relais	44
1.4.12	Drehimpulsgeber	48
1.4.13	Entstörung	51
2	Motorsteuerung	53
2.1	Einführung	53
2.2	Gleichstrommotor	54
2.3	Bürstenlose Gleichstrommotoren	57
2.4	Entstörung	59
2.5	Motoren steuern mit einer H-Brücke	59
2.5.1	H-Brücke (H-Bridge) mit diskreten Bauteilen	60
2.5.2	H-Brücke mit integrierten Schaltungen	62
2.6	Drehzahlsteuerung mittels PWM	66
2.7	Servosteuerung	68
2.7.1	Entstörfilter	70
2.7.2	Stromüberwachung	70
2.8	Schrittmotoren	71
2.8.1	Arbeitsprinzip von Schrittmotoren	72
2.8.2	Ansteuerung eines Schrittmotors	72

2.8.3	Kenngößen eines Schrittmotors	74
2.8.4	Schrittmotor-Interface	75
2.8.5	Beschleunigung und Verzögerung	79
2.8.6	Schrittmotoren erkennen	80
Anhang		83
A.1	Literatur	83
A.2	Links	83
Stichwortverzeichnis		85

Digitale Ein- und Ausgabe

In diesem Kapitel soll die Verbindung mit der digitalen Außenwelt, also digitale Interfaceschaltungen, behandelt werden. Es geht unter anderem um Eingangs-„Sensoren“ wie Schalter, Taster, Lichtschranken, Impulsgeber etc. und um Aktoren (manche sagen auch „Aktuatoren“ in Anlehnung an den englischen Begriff) wie beispielsweise Leistungstransistoren, Thyristoren, Lampen, LEDs, Siebensegmentanzeigen, LCDs, Relais, Motoren, Halbleiterrelais usw.

Für das Schalten und Walten wird auch meist eine kräftigere Spannungsquelle eingesetzt. Wenn wir im (für den Menschen) sicheren Bereich bleiben, haben wir mit Spannungen zwischen 5 und 24 Volt zu tun. Zum Betrieb von Elektromotoren oder Halogenlampen sollte das Netzteil schon mehr als 3 A liefern können. Für schwächere Verbraucher tut es auch ein Steckernetzteil.

1.1 TTL und CMOS koppeln

Vergleicht man die Pegeldiagramme von TTL und CMOS, so wird man feststellen, dass man einen TTL-Eingang sogar direkt an einen CMOS-Ausgang anschließen kann, denn dessen 0,05 V für „0“ und auch die 4,95 V für „1“ liegen innerhalb der entsprechenden TTL-Bereiche (Bild 1.1 rechts).

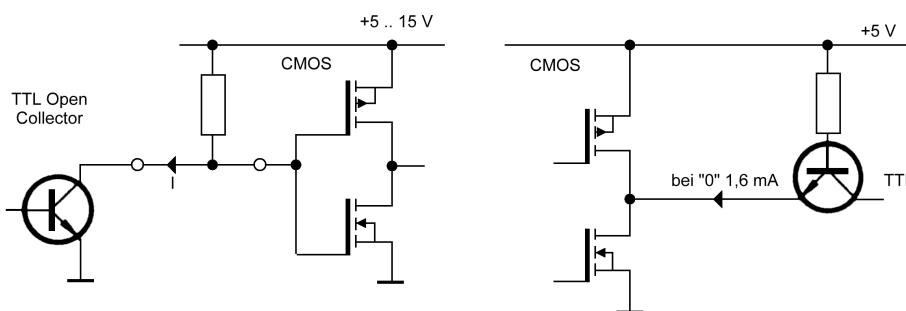


Bild 1.1: Koppelung von CMOS und TTL

Umgekehrt gilt dies jedoch nicht, denn der TTL-1-Pegel beginnt bei 2,4 V, während CMOS erst bei 3,5 V eine 1 erkennt. Der 2,4-V-TTL-1-Pegel liegt im verbotenen Bereich für CMOS. Also muss man sich einen Trick einfallen lassen. Man verwendet für diese Verbindung einen Pull-Up-Widerstand (4,7 k Ω bei 5 V) am Eingang des CMOS-Gatters, der das Potential am CMOS-Eingang sicher auf 1-Pegel zieht (Bild 1.1 links).

Ganz sicher geht man, indem man ein IC der 74HCT-Reihe verwendet, das nicht nur pin- und funktionskompatibel mit TTL ist, sondern auch den Pull-Up-Widerstand überflüssig macht. Die Reihen 74HCxxx und 74HCTxxx sind übrigens pin- und funktionskompatibel mit den entsprechenden TTL-Typen. Folgerichtig finden wir hier auch Typen mit offenem Drain-Anschluss als Äquivalent zum Open Collector bei TTL und auch Typen mit Tristate-Ausgang.

1.2 Eingangs-Interface-Schaltungen

Um TTL- oder CMOS-Schaltungen mit „dem Rest der Welt“ zu verbinden, sind oft Anpassungen notwendig. So kann es sein, dass Signalquellen mit höheren Signalamplituden angeschlossen werden sollen, aber auch solche mit zu kleiner Amplitude. Für Letztere wird ein Verstärker nachgeschaltet, dessen Ausgang gegebenenfalls wieder auf die Gatter-Spannungen begrenzt werden muss. Bei zu hohen Eingangsspannungen wird diese durch eine sogenannte „Klemmschaltung“ begrenzt (Bild 1.2 links). Dies kann beispielsweise durch einen strombegrenzenden Widerstand und ein Diodenpaar geschehen. Die Größe des Widerstandes richtet sich nach der Höhe der Eingangsspannung, der Strom durch die Dioden sollte 20 mA nicht überschreiten.

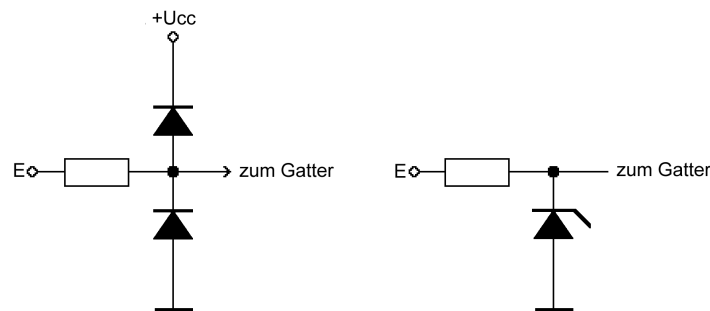


Bild 1.2: Begrenzung der Eingangsspannung mit Dioden

Die Eingangsspannung wird auf den Bereich $-0,6\text{ V} \dots U_{cc} + 0,6\text{ V}$ begrenzt (bei $0,6\text{ V}$ Dioden-Durchlassspannung). Alternativ kann, wie Bild 1.2 rechts zeigt, statt der beiden Dioden eine begrenzen Z-Diode $4,7\text{ V}$ eingesetzt werden (z. B. ZPD 4,7).

Falls eine derartige Klemmung nicht möglich ist, kann durch Verwendung eines Transistors der Spannungspegel neu festgelegt werden. Diese Schaltung hat gleichzeitig den Vorteil, dass geringe Eingangsströme genügend verstärkt werden können. In der folgenden Schaltung für ein positives Eingangssignal ist zu berücksichtigen, dass der Transistor das Eingangssignal invertiert (Bild 1.3 links). In der Regel reicht ein Kleinsignaltransistor aus.

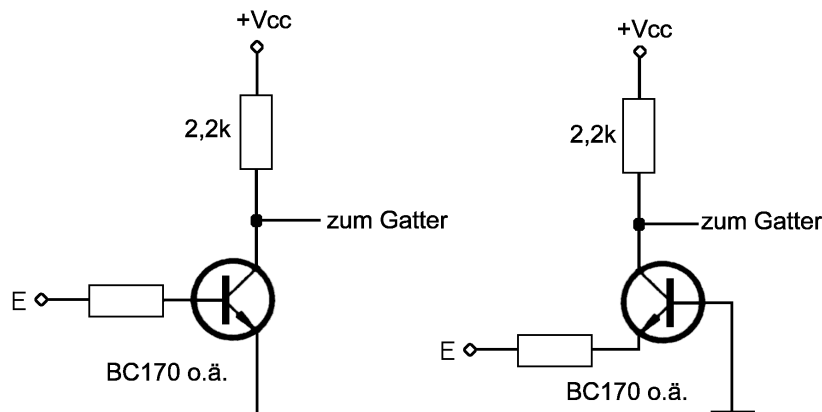


Bild 1.3: Transistor als Eingangs-Pegelwandler

Bei einem negativen Eingangssignal kann man den Transistor in Basisschaltung betreiben (Bild 1.3 rechts). In diesem Fall erfolgt keine Invertierung des Eingangssignals. Der Eingangswiderstand ist so zu bemessen, dass ein Strom von ca. 4 mA bei durchgeschaltetem Transistor in den Gattereingang fließen kann.

Inzwischen kommt die Konversion zwischen $3,3\text{ V}$ und 5 V recht häufig vor. Sollen $3,3\text{ V}$ -Eingänge von einem 5 V -Ausgang angesteuert werden, genügt ein Spannungsteiler aus zwei Widerständen, z. B. $1,8\text{ k}\Omega$ und $3,3\text{ k}\Omega$. Alternativ kann man auch zwei Siliziumdioden in Durchlassrichtung zwischen 5 V -Ausgang und $3,3\text{ V}$ -Eingang schalten. An den Dioden fallen dann ca. $1,4\text{ V}$ ab, die leichte Überspannung von $3,6\text{ V}$ verkraftet der Eingang. Oder man verwendet die Schaltung aus wie Bild 1.2 rechts mit einer $3,3\text{ V}$ -Z-Diode. Siehe Bild 1.4 links.

Anders verhält es sich bei der umgekehrten Richtung. Pegel von 3,3 V werden bei TTL-kompatiblen Eingängen richtig erkannt (die Schaltschwelle liegt ja bei 1,4 V). Es ist kein Pegelwandler erforderlich. CMOS-Eingänge für 5 V benötigen in der Regel für logisch „1“ eine minimale Eingangsspannung von $0,6 \cdot V_{CC} = 3 \text{ V}$. Das kann der 3,3-V-CMOS-Ausgang eines Controllers gerade noch so direkt treiben, allerdings kann sich das Zeitverhalten dadurch etwas ändern, weil der „1“-Pegel später erkannt wird. Viele CMOS-Chips benötigen für logisch „1“ nach Datenblatt mindestens $0,7 \cdot V_{CC} = 3,5 \text{ V}$ oder eine noch höhere Spannung. Das geht dann nicht mehr ohne Pegelwandler.

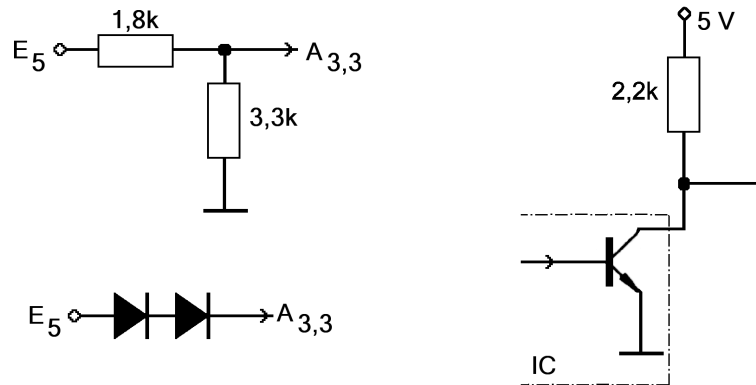


Bild 1.4: Eingangs-Pegelwandler zwischen 3,3 V und 5 V

Bei 3,3-V-Open-Collector-Ausgängen genügt es, einfach einen Pullup-Widerstand nach 5 V hinzufügen. Die Schaltgeschwindigkeit von „0“ nach „1“ wird durch die Größe des Widerstandes bestimmt. Bei bipolaren TTL-Schaltkreisen liegt der Richtwert bei $4,7 \text{ k}\Omega$ (Bild 1.4 rechts). Die Konvertierung von 3,3 V auf 5 V bei CMOS-Bausteinen funktioniert am einfachsten mit einem Baustein der HCT-Familie als Pegelwandler. Diese haben TTL-kompatible Eingänge und echte CMOS-Ausgänge. Oder man verwendet einen Komparator (siehe unten) als Eingang. Komparatoren bieten eine freie Wahl des Eingangsspannungsbereichs und sind deshalb sinnvoll bei variabler Eingangsspannung.

Analoge Signale müssen gegebenenfalls vorher genügend verstärkt werden. Benötigt man mehr als eine Verstärkerstufe, so werden die Verstärkerstufen direkt miteinander verbunden. Diese Methode wird als „Gleichstromkopplung“ oder „galvanische Kopplung“ bezeichnet. Die Verstärker haben eine untere Grenzfrequenz von 0 Hz und werden vielfach als Breitband- bzw. Schaltverstärker bezeichnet.

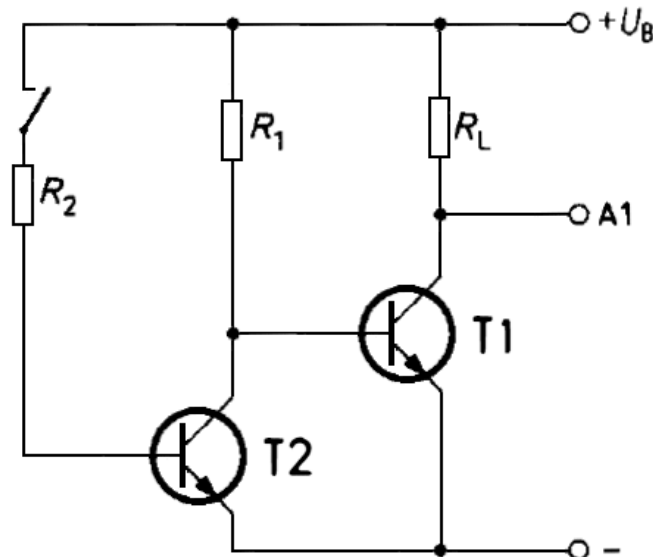


Bild 1.5: Zweistufiger Transistor-Schaltverstärker

Mit zweistufigen Transistor-Verstärkern kann man nicht nur die Gesamtverstärkung erhöhen, sondern auch Mitkopplungen oder Gegenkopplungen einführen. Die zwei aneinandergeschalteten Stufen können gegen- oder gleichsinnig arbeiten. Die einfachste zweistufige Verstärkerform zeigt Bild

1.5. Die beiden Transistoren arbeiten gegensinnig, also T1 ist gesperrt, wenn T2 stromleitend ist, und umgekehrt. Die Basisstromversorgung für Transistor T1 erfolgt über Widerstand R1.

Dabei muss gelten: $R1 \leq \beta_{T1} * R_L$ und $R2 \leq \beta_{T2} * R1$.

In der Schaltungsvariante von Bild 1.6 wird die Folgestufe über einen Basisspannungsteiler angekoppelt. Daher vergrößert sich der Aussteuerbereich und die Stufenverstärkung. Durch den Spannungsteiler gelangt aber nur ein Teil des verstärkten Signals vom ersten Transistor an die Ausgangsstufe.

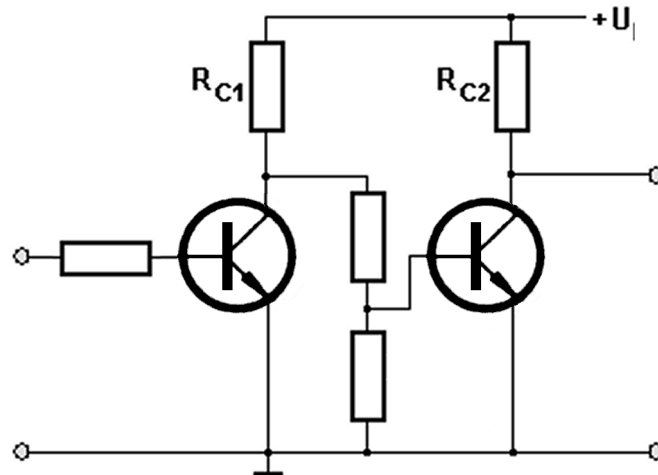


Bild 1.6: Zweistufiger Schaltverstärker mit Spannungsteiler

Ist der Spannungsunterschied zwischen zwei Verstärkerstufen größer als 3 V, kann der erste Widerstand des Spannungsteilers durch eine Z-Diode ersetzt werden (Bild 1.7. Bei einem ausreichend großen Durchlass-Strom (1 bis 3 mA) ist der dynamische Widerstand der Z-Diode sehr klein.

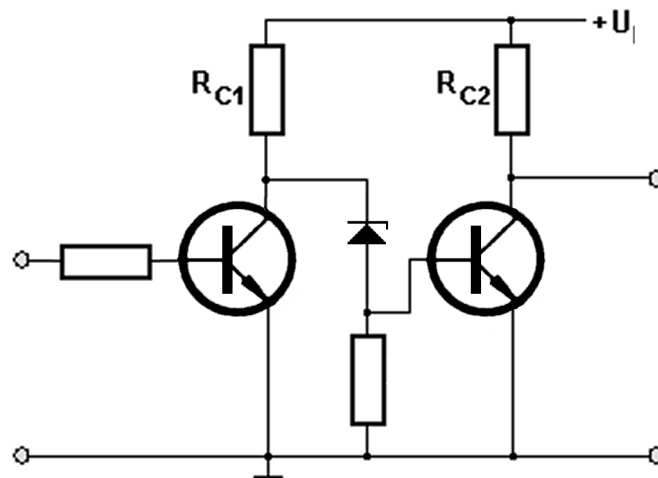


Bild 1.7: Zweistufiger Schaltverstärker mit Z-Diode

Bei der Schaltung nach Bild 1.8 bewirkt der Widerstand R_M eine Mitkopplung zur Verbesserung der Umschaltcharakteristik oder zur Einführung einer Schalthysterese. Es gilt $U_{RM} = I_{R1} * R_M$ für T2 leitend und $U_{RM} = (I_{R1} + I_{RL}) * R_M$ für T1 leitend.

Für jede weitere Stufe in Emitterschaltung wird bei den obigen Schaltungsvarianten der Aussteuerbereich immer kleiner. Abhilfe erreicht man durch eine abwechselnde Kombination von NPN- und PNP-Transistoren. Beide Transistoren arbeiten in Emitterschaltung und müssen eine eigene Arbeitspunktstabilisierung besitzen. In Bild 1.9 arbeiten die Transistoren im Gleichtakt. Für die Dimensionierung gelten die Formeln von Bild 1.5. Im Gegensatz zur Darlington-Stufe addieren sich hier nicht die über der Emitter-Basis-Strecke abfallenden Spannungen, sondern es liegt nahezu die volle Betriebsspannung (abzüglich ca. 0,6 V) am Lastwiderstand an. Außerdem arbeitet die Schaltung nicht-invertierend, ist T2 durchgeschaltet, so ist es auch T1 und umgekehrt.

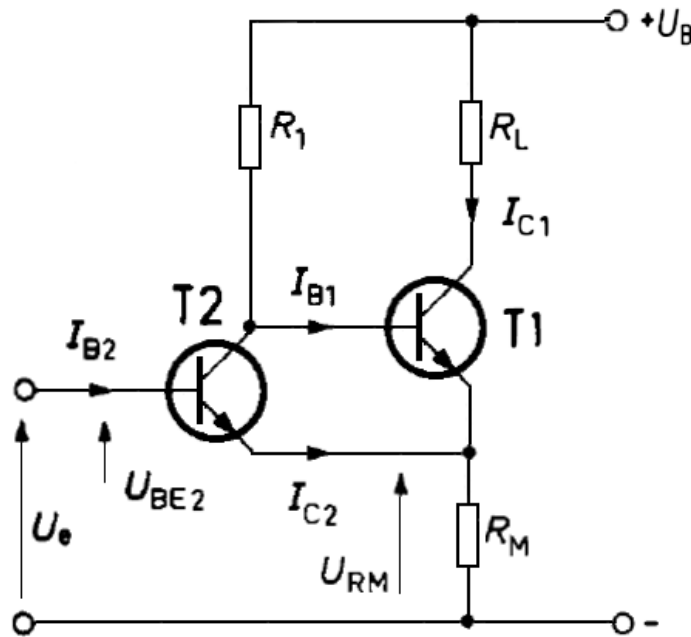


Bild 1.8: Zweistufiger Transistor-Darlington-Schaltverstärker mit Mitkopplung

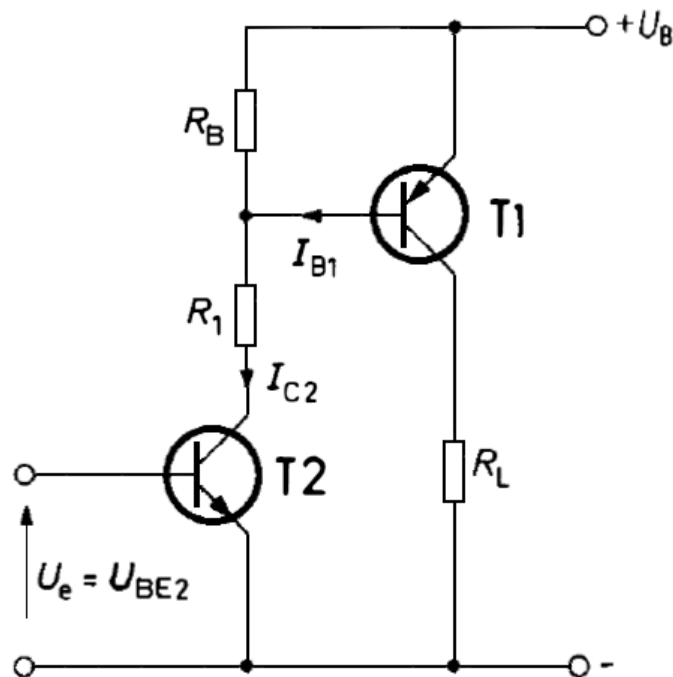


Bild 1.9: Zweistufiger Transistor-Schaltverstärker im Gleichtakt

Nach soviel Theorie sollen nun einige praxiserprobte Schaltungen folgen. Der erste Schaltverstärker in Bild 1.10 hat drei Transistoren, wobei T3 auch ein Relais oder eine LED treiben kann. T1 und T2 arbeiten als Stromverstärker. Zum Durchschalten benötigt T3 eine Basisspannung von ca. 0,6 V bis 0,8 V. Der erforderliche Basisstrom liegt je nach Verstärkungsfaktor und Lastwiderstand bei 2 bis 3 mA. Sofern eine Spannungsquelle mit ausreichend Strom zur Verfügung steht, kann T3 direkt über Eingang 3 angesteuert werden. Die Eingangsspannung muss ca. 1,5 V übersteigen, da ja R3 und R7 einen Spannungsteiler bilden. Bei geringerem Eingangsstrom, wie er von vielen Sensoren kommt, kann der Eingang 2 verwendet werden. In diesem Fall wird der Steuertrom durch T2 etwa 100fach verstärkt und sein Emitterstrom steuert T3. Hier reichen also schon 20 bis 30 Mikroampere. Die Ein-

gangsspannung an dem Eingang 2 muß geringfügig höher liegen als die Basis-Emitterspannungen beider Transistoren zusammen, also etwa 1,2 bis 1,5 V. Für noch geringeren Steuerstrom ist der Eingang 1 bestimmt. Die wiederum 100fache Stromverstärkung des Transistors T1 macht es möglich, mit weniger als 300 nA Steuerstrom T3 durchzuschalten. Dieser Eingang ist für sehr hochohmige Spannungsquellen oder Spannungsteiler vorgesehen. Die maximale Spannung an allen drei Eingängen darf kurzzeitig bis zu 20 V, sonst bis 12 V betragen. Der Ausgang ist invertiert, d. h. bei Ansteuerung geht er auf nahezu Massepotential (≈ 0 V).

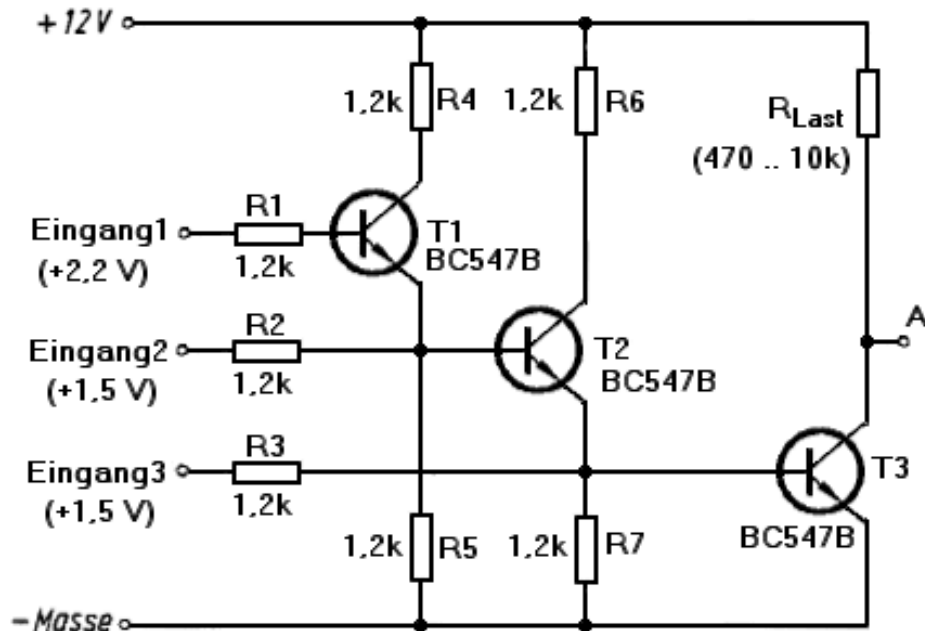


Bild 1.10: Dreistufiger Transistor-Schaltverstärker

Beim folgenden Verstärker in Bild 1.11 wird das in Bild 1.9 gezeigte Prinzip aufgegriffen: Der Ausgangstransistor ist ein PNP-Typ, der im Ruhezustand gesperrt ist. Bei Ansteuerung geht er auf die Versorgungsspannung, abzüglich der Basis-Emitterspannung von ca. 0,6 V. Damit ist die Invertierung aufgehoben. Die Ansteuerung der beiden Eingänge erfolgt analog der vorhergehenden Schaltung. Die beiden Stufen liefern jeweils eine Verstärkung um den Faktor 15. Der Eingangsstrom von T2 muss mindestens 1 mA betragen, da der Eingangswiderstand weniger als 2 k Ω beträgt. Für hochohmige Spannungsquellen dient Eingang 1, hier genügen wenige Mikroampere. An Stelle des Lastwiderstandes kann auch hier ein Relais oder eine LED angesteuert werden. Der Kollektorstrom in T3 darf jedoch 100 mA nicht überschreiten. Ein weiterer Vorteil dieser Schaltung liegt darin, dass Steuer- und Schaltspannung gleiche Vorzeichen haben und dass die Last einseitig auf Masse liegt.

Beim nächsten Schaltverstärker in Bild 1.12 wird T3 durchgeschaltet, wenn die Spannung am Eingang kleiner als die Versorgungsspannung ist (oder wenn zwischen Eingang und Masse ein Widerstand liegt). Die Eingangsstufen sind diesmal PNP-Transistoren, die im Ruhezustand sperren. T3 ist dann ebenfalls gesperrt. Die Schaltung nimmt außerdem im Leerlauf keinen Strom auf, schont also die Stromquelle und alle Bauteile. Wird Eingang 2 direkt oder über einen Widerstand ≤ 22 k Ω mit Masse verbunden schaltet T2 durch und damit auch T3. T1 dient wieder der Erhöhung der Empfindlichkeit. Zwischen Eingang 2 und Masse genügt – je nach Stromverstärkungsfaktor von T1 – ein Widerstand von 1 bis 5 M Ω . Dieser Schaltverstärker eignet sich u. a. für Sensoren, die einseitig auf Masse liegen z. B. Fotohalbleiter, NTC- oder PTC-Widerstände. Die Ansteuerung der Eingänge kann natürlich auch aus beliebigen Brückenschaltungen erfolgen, wobei die Brückenspannung nicht wie gewohnt auf Null, sondern auf das Potential der Versorgungsspannung gebracht werden muss. Darüber hinaus kann die Schaltung auch als Isolations- und Durchgangsprüfer dienen.

Differenzstufen messen die Differenzen von zwei Spannungspotentialen U_{in} mit einem gemeinsamen Bezugspol. Geht man bei der Schaltung in Bild 1.13 vom abgeglichenen Zustand aus, d. h. die Kollektorströme in beiden Transistoren sind gleich groß, so sind die Eingangspotentiale U_{e1} und U_{e2} auch etwa gleich hoch. Die Summe der Kollektorströme wird in einfachen Schaltungen durch einen gemeinsamen Emitterwiderstand bestimmt und nicht durch die Lastwiderstände.

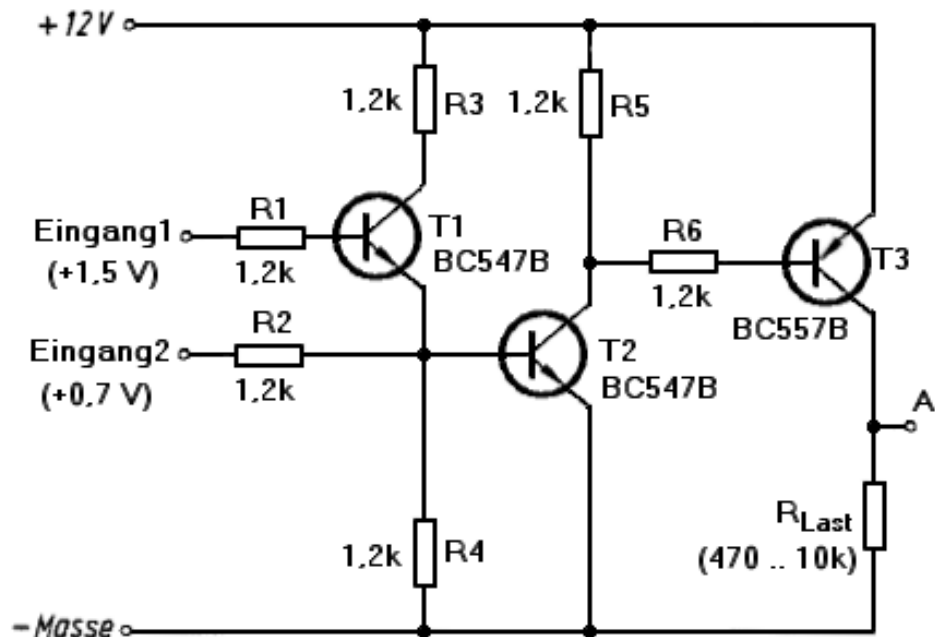


Bild 1.11: Dreistufiger Transistor-Schaltverstärker mit PNP-Ausgang

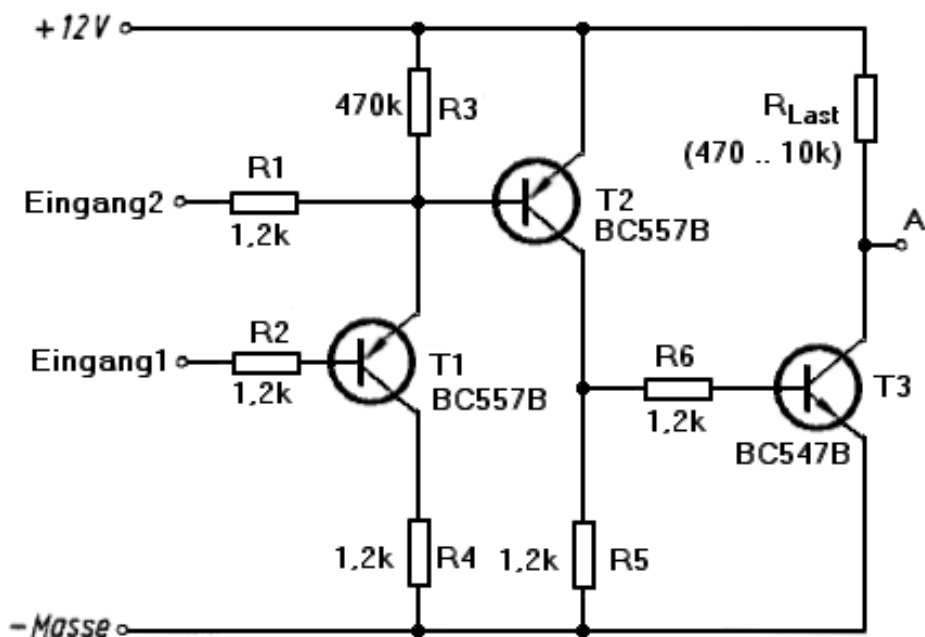


Bild 1.12: Dreistufiger Transistor-Schaltverstärker mit PNP-Eingängen

In dieser Schaltung wurde der gemeinsame Emittterwiderstand jedoch durch eine Stromstabilisierungsstufe mit T3 ersetzt. Die Stromstabilisierungsstufe hält den gemeinsamen Emittterstrom I_e konstant, und unabhängig von den Teilerpotenzialen U_e und U_e' . In der Schaltung wurde als weitere Maßnahme der Lastwiderstand R mit einem weiteren Transistor T4 angekoppelt. Neben einer höheren Gesamtverstärkung gelangt so im Schaltzustand die volle Betriebsspannung (abzüglich ca. 0,6 V) an den Lastwiderstand. In der gezeigten Schaltung hätte der Ausgangstransistor T4 auch mit dem Differenztransistor T2 verbunden werden können. Ebenso wären auch zwei Endstufen denkbar.

Vom Differenzverstärker zum Operationsverstärker ist nur noch ein kleiner Schritt. Letztendlich ist auch der Operationsverstärker ein Differenzverstärker. Zur Umwandlung eines analogen in einen digitalen Pegel bietet sich ein Komparator mit Operationsverstärker auf der analogen Seite an.

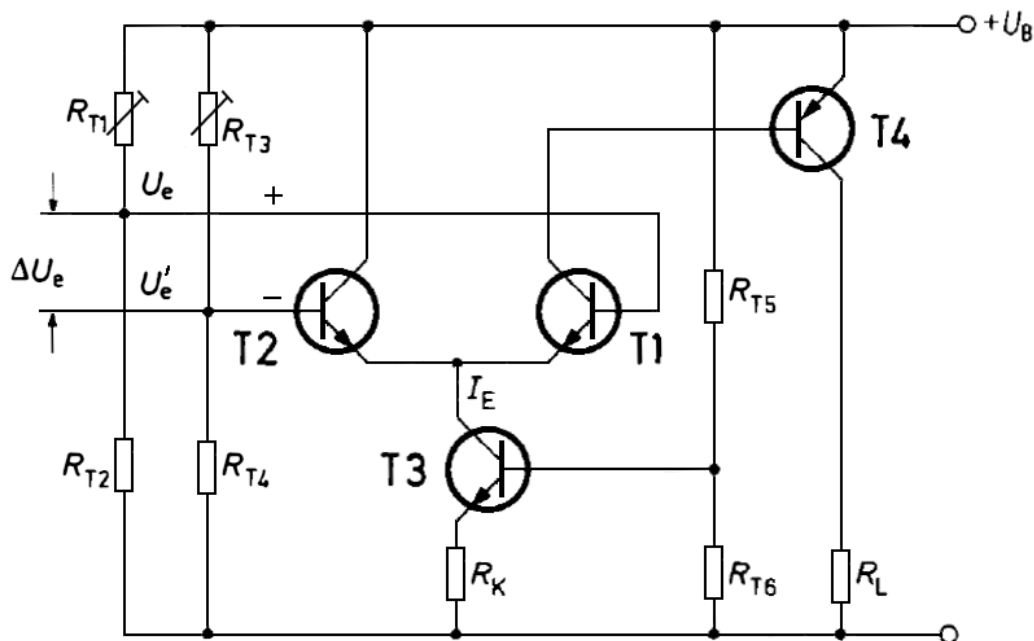


Bild 1.13: Transistor-Differnzverstärker

Ein *Komparator* vergleicht ständig seine Eingangsgrößen und zeigt digital an, welcher seiner Eingänge die höhere Spannung besitzt. Da ein Operationsverstärker einen sehr großen Verstärkungsfaktor aufweist, reicht eine geringe Eingangsspannungsdifferenz, um den Ausgang umzuschalten. Der Ausgang der Schaltung in Bild 1.14 kann nur die Pegel $+U_B$ und Masse annehmen.

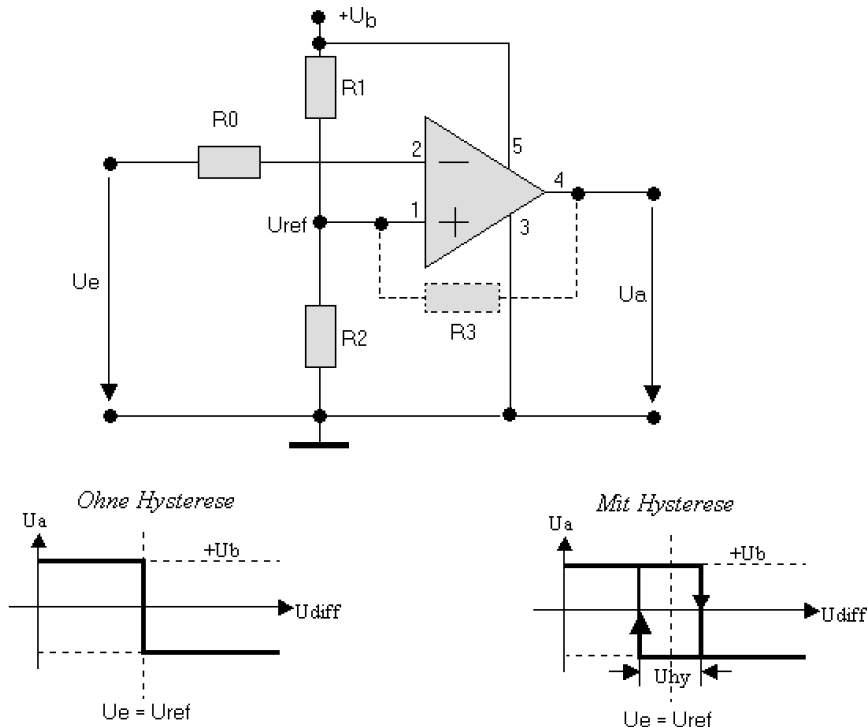


Bild 1.14: Komparator mit und ohne Hysterese

Sind beide Eingangsspannungen annähernd gleich, so kippt der Ausgang schon bei Veränderung im Millivoltbereich hin und her. Um das zu vermeiden, baut man eine Hysterese ein, so dass der Einschaltpegel höher als der Ausschaltpegel ist. Der Komparator verhält sich nun wie ein *Schmitt-Trigger*.

Es ergibt sich noch ein weiterer Vorteil: Weil das Umschalten immer aus dem einen Sättigungszustand in den anderen erfolgt, wird ein Teil der Ausgangsspannung so rückgekoppelt, dass er den Umschaltvorgang unterstützt und beschleunigt. Es findet in beiden Richtungen ein schlagartiges Kippen statt. Bei niedriger Eingangsspannung ist der Ausgang etwa auf $+U_b$, da die über R_1 und R_2 eingestellte Referenzspannung U_{Ref} höher ist. Für die Einschaltswelle erhält man:

$$U_{ref1} = U_b * \frac{R_2 * (R_3 + R_1)}{R_2 * (R_1 + R_3) + R_1 * R_3} \quad (1.1)$$

Übersteigt die Eingangsspannung diesen Wert, so kippt der Ausgang auf Massepotential. Damit liegt aber R_3 nun auch auf Masse, und es ändert sich die Referenzspannung:

$$U_{ref2} = U_b * \frac{R_2 * (R_3 - R_1)}{R_2 * (R_1 + R_3) + R_1 * R_3} \quad (1.2)$$

Erst bei Unterschreiten dieses Wertes bewirkt die Eingangsspannung ein Zurückkippen in den Ausgangszustand. Durch entsprechende Wahl der Widerstände R_1 , R_2 und R_3 können daher die Schaltschwellen festgelegt werden. Grundsätzlich muss aber gelten: $U_{eIN} < U_{eAUS}$ und ebenso $U_{ref1} > U_{ref2}$. Beispielsweise ergeben sich für $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ und $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$ die Schaltschwellen 2,6 V und 2,4 V. Ändert man R_3 auf 47 k Ω , ergeben sich 2,7 V und 1,8 V.

Verwendet man anstelle von R_1 und R_2 ein als Spannungsteiler geschaltetes Potenziometer, so erhält man einen einfachen Schwellwertschalter.

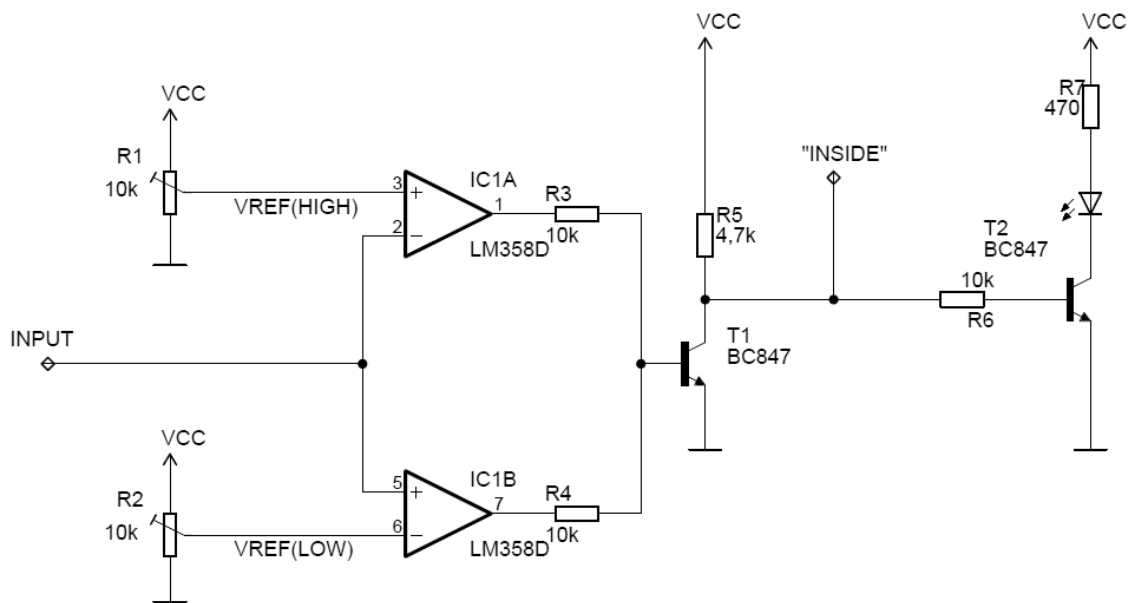


Bild 1.15: Schaltung eines Fensterkomparators

Oft will man gar nicht den genauen Analogwert wissen, sondern es genügt die Information darüber, ob die Eingangsspannung in einem bestimmten Bereich liegt. Wenn beispielsweise ein Autoakku überwacht werden soll, genügt es, zu wissen, ob die Spannung höher als 11,5 V ist. Da genügt dann ein einfacher Fensterkomparator, der ein bestimmtes Spannungsgebiet (Fenster) eingrenzt. Ein solche Schaltung besteht in der Regel aus zwei einzelnen Komparatoren, von denen einer das Eingangssignal U_e am invertierenden Eingang und der andere das Signal am nichtinvertierenden Eingang erhält. An den beiden anderen Eingängen der Komparatoren wird jeweils eine obere bzw. untere Referenzspannung angelegt, die mit einem Spannungsteiler realisiert wird (Bild 1.15).

Die Widerstände R_1 bestimmt die obere Grenze und R_2 die untere Grenze des maximal möglichen Spannungsbereichs. An den Ausgängen von IC1A und IC1B kann abgelesen werden, ob die Eingangsspannung oberhalb oder unterhalb oder innerhalb des Spannungsbereiches liegt:

$$INPUT > VREF_{HIGH} \quad IC1A = 0$$

$INPUT < VREF_{HIGH}$	IC1A = 1
$INPUT < VREF_{LOW}$	IC1B = 0
$INPUT > VREF_{LOW}$	IC1B = 1

Der Transistor leitet demnach, wenn entweder $INPUT < VREF_{HIGH}$ oder $INPUT > VREF_{LOW}$ ist, die Eingangsspannung also im Fenster liegt. Der Ausgang „INSIDE“ ist dann Low und die Kontroll-LED leuchtet.

1.3 Taster und Schalter

Ein Schalter schaltet einen Stromkreis an oder aus. Er verbleibt in der Stellung, in der man ihn losgelassen hat. Der sogenannte Ausschalter hat einen Eingang und einen Ausgang sowie zwei Stellungen: „an“ (Stromkreis geschlossen) und „aus“ (Stromkreis unterbrochen). Der Wechselschalter hat einen Eingang und zwei Ausgänge. Er wechselt zwischen Ausgang 1 und Ausgang 2. Wenn der Stromkreis über Ausgang 1 geschlossen ist, ist er über Ausgang 2 unterbrochen und umgekehrt. Drehschalter besitzen in der Regel mehr als zwei Ausgänge und können sogar mehrere Schaltebenen besitzen. Bauformen von Schaltern werden nach verschiedensten Kriterien unterschieden, z. B. Maximalspannung, Maximalstrom, Umgebungstemperatur, Anzahl der Schaltzyklen, Schutzart (IP-Schutz), Schutz gegen elektrischen Schlag etc. Die Kontaktträgerelemente sind oft aus Buntmetallen oder Federstählen und verbinden, je nach Anwendungsfall, entsprechend gute elektrische Leitfähigkeit mit mechanischer Festigkeit und Elastizität. Die Kontakte bestehen aus chemisch edlen Metallen, oft Silber. Diesem sind andere chemische Elemente zulegiert oder zugemischt, um die Kontaktlebensdauer zu erhöhen. Bei Signalschaltern sind die Kontaktoberflächen oft mit Gold beschichtet.

Ein Taster hat nur eine Grundstellung, in welche er durch Federkraft zurückfällt, sobald man ihn loslässt. Er schließt oder unterbricht den Stromkreis (Schließer bzw. Öffner) für einen kurzen Moment. Mechanisch sind sie ähnlich aufgebaut wie Schalter und auch die Materialien sind in der Regel die gleichen. Bei Tastern existieren zahlreiche unterschiedliche Bauformen, bei denen die Haptik eine große Rolle spielt. Einen gefühlten Tastendruck vermitteln Mechanische Tasten (Kunststoff, Metall), sogenannte Gummitasten und Folientasten. Keinen Tastendruck vermitteln kapazitive Tasten oder Touch-Displays, hier ist eine optische oder akustische Rückmeldung notwendig. Eine Sonderform mechanischer Tasten sind Drehgeber, die beim Betätigen des Drehknopfes Tastenimpulse abgeben.

1.3.1 Kontaktprellen

Mechanische Schalter wie Drehgeber neigen beim Ein- und Ausschalten zum sogenannten Prellen, d. h. der Schalter schließt nicht auf einmal, sondern durch mechanische Bewegungen der Konstruktion öffnet und schließt der Schalter mehrmals in kurzen Abständen. Als Spannungsverlauf dargestellt, sieht eine von einem Schalter oder Taster geschaltete Spannung aus wie in Bild 1.16.

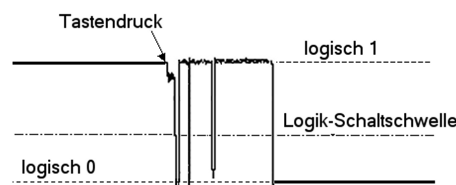


Bild 1.16: Prellen einer Taste

Die Prellzeit ist stark vom Schaltertyp abhängig und liegt zwischen 0,1 und 10 ms. Gewünscht ist aber ein definitiver Logikpegel. Auch wenn man berücksichtigt, dass es für einen Logik-Eingang einen definierten Umschaltzeitpunkt zwischen 0 und 1 gibt, wird diese Schwelle beim Ein- oder Ausschalten bzw. bei einem Tastendruck mehrfach über- und unterschritten, sodass sich der Verlauf von Bild 1.17 ergibt. Statt eines Impulses gibt es also gleich mehrere. Das soll natürlich vermieden werden.

Hardwareseitig gibt es etliche Methoden, das Prellen von Schaltern zu eliminieren. Für Spezialanwendungen hält die elektromechanische Industrie verschiedene Sonderkonstruktionen bereit, die saubere Schaltzustände erzeugen, indem sie entweder eine mechanische Dämpfung in Form eines selbsthemmenden Federmechanismus oder eine integrierte elektronische Signalverzögerung ähnlich der unten

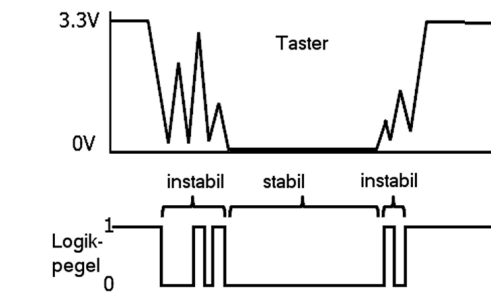


Bild 1.17: Problembereiche beim Prellen einer Taste

beschriebenen benutzen. In der Frühzeit der EDV gab es prellfreie Tasten, bei denen ein mit Quecksilber gefüllter Silikonschlauch von ca 0,3 mm Durchmesser durch die Tastenmechanik unterbrochen wurde – absolut prellfrei, aber nach heutigen Umweltstandards untragbar. So bleibt nur eine elektronische Entprellung.

Die Entprellung von Tasten und Schaltern kann elektronisch auf verschiedenen Wegen erreicht werden. Dabei wird davon ausgegangen, dass ein Taster immer gegen GND-Pegel schaltet, was bei den meisten Logikfamilien günstiger ist und meist auch das Schaltungslayout vereinfacht.

Ein Klassiker ist für die Entprellung von Umschaltern ein SR-Flipflop. Bei dieser Variante werden neben zwei NAND-Gattern nur noch zwei Pullup-Widerstände benötigt. In der gezeigten Schalterstellung liegt bei S der 0-Pegel an. Damit ist das Flipflop gesetzt und der Ausgang A auf 1-Pegel. Wird der Taster gedrückt, liegt an R der 0-Pegel an, worauf der Ausgang des Flipflops auf 0 geht. Während des Prellens wechselt der Schalter ständig zwischen 0 und 1. Der Ausgang des Flipflops bleibt jedoch in dieser Prellzeit stabil, da der Schalter während des Prellens nie den gegenüberliegenden Kontakt berührt. Die Dimensionierung der Widerstände in der Schaltung (Bild 1.18) ist relativ unkritisch. Als Richtwert können hier bei klassischen TTL-Schaltungen 4,7 k Ω und bei CMOS 100 k Ω verwendet werden.

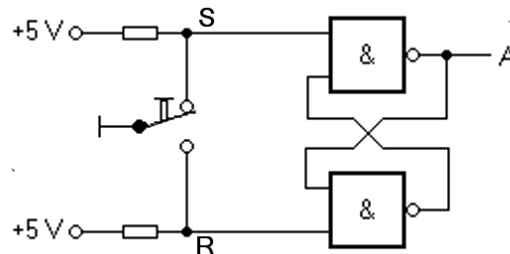


Bild 1.18: Entprellen mit NAND-Flipflop

Um einfache Taster zu entprellen, kann auch ein einfacher RC-Tiefpass verwendet werden. Hierbei wird ein Kondensator über einen Widerstand aufgeladen und durch den Taster (ebenfalls über einen Widerstand) entladen. Das RC-Glied bildet dabei einen Tiefpass, der die Störungen filtert, die durch das Prellen des Tasters entstehen. Aktives Glied ist hier ein Schmitt-Trigger, weil einerseits die Spannung nur langsam ansteigt bzw. absinkt, also keine digitaltypischen Flanken vorhanden sind und weil andererseits bei Standard-Logikeingängen im Eingangsspannungsbereich von 0,8 bis 2,0 Volt der Ausgangspegel nicht definiert ist. Bild 1.19 zeigt eine Entprellung mit Schmitt-Trigger.

Ist der Taster offen, lädt sich der Kondensator über die beiden Widerstände R1 und R2 auf. Beim Erreichen der Triggerschwelle springt der Ausgang auf 0-Pegel. Wird der Taster gedrückt, entlädt sich der Kondensator über R2 und der Ausgang des Schmitt-Triggers geht wieder auf 1. Bei geeigneter Dimensionierung der Bauelemente ist der Ausgang des Schmitt-Triggers prellfrei. Als invertierenden Schmitt-Trigger kann man den 74HC14, den CD40106 oder den CD4093 einsetzen.

Eine gute Näherung für die Berechnung von R2 bei geschlossenem Taster unter Berücksichtigung der Triggerschwelle von 2 V ist die Formel

$$R2 = \frac{t}{1.5 * C} \quad (1.3)$$

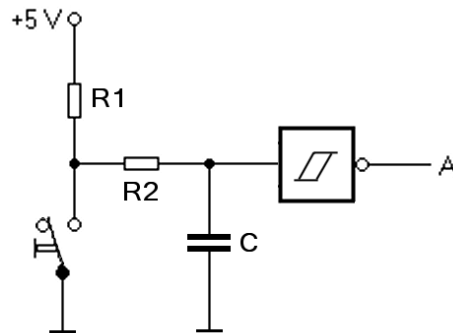


Bild 1.19: Entrellen mit Schmitt-Trigger

Nimmt man für die Prellzeit 20 ms und für den Kondensator 1 μF , ergibt sich für den Widerstand ein Wert von etwa 13 k Ω , als nächstgelegenen Wert der E24-Reihe kann man dann 12 oder 15 k Ω verwenden.

Ist der Taster offen, lädt sich der Kondensator über R1 und R2 wieder auf. In diesem Fall liegt die Triggerschwelle bei 2,3 V (Hysterese des Schmitt-Triggers). Auch hier kann man die (an sich etwas komplexere) Formel annähern:

$$R1 + R2 = \frac{t}{0.7 * C} \quad (1.4)$$

Nimmt man wieder für die Prellzeit 20 ms und für den Kondensator 1 μF , ergibt sich für die Summe von R1 + R2 ein Wert von etwa 29 k Ω . Davon wird R2 (13 k Ω) abgezogen, womit sich R1 zu 16 k Ω ergibt. Als nächstgelegenen Wert der E24-Reihe kann man dann 15 oder 18 k Ω verwenden.

Wenn Sie keine Lust haben, für jeden Taster ein Entprell-Flip-Flop aufzubauen, können Sie auf die Maxim-ICs MAX 6816, MAX 6817 und MAX 6818 zurückgreifen. Diese Bausteine sorgen für die Entprellung von einer, zwei oder acht Tasten. Die Tasten brauchen nur nach Masse zu schalten, interne Pull-up-Widerstände sind vorhanden. Die Bausteine arbeiten mit einer Versorgungsspannung zwischen 2,7 und 5,5 Volt und nehmen weniger als 20 Mikroampere auf. Die Eingänge vertragen Gleichspannungen von ± 25 V und elektrostatische Entladungen bis zu ± 15 kV. Die Latenzzeit zum Entprellen beträgt 40 ms. Der MAX 6818 hat noch einen „Change“-Ausgang, der einen Wechsel bei den betätigten Tasten anzeigt, und seine Ausgänge lassen sich in den hochohmigen Zustand schalten.

1.3.2 Tastatur-Interfaces

Im Prinzip reicht es, die Tasten oder Schalter direkt an parallele Eingangsleitungen anzuschließen. Das Entprellen erfolgt per Software. Es gibt nur einen kleinen Nachteil: Wenn jeder Schalter oder Taster einen Porteingang belegt, werden die Ports relativ schnell knapp (Bild 1.20 links). Wesentlich besser steht eine Tastenmatrix da. Im Bild 1.20 rechts werden die sechs Schalter mit nur fünf Portleitungen bedient, wobei die Leitungen 0, 1 und 2 Eingangsleitungen sind und die Leitungen 3 und 4 Ausgangsleitungen. Durch Hinzufügen einer Spalte könnten weitere drei Tasten angeschlossen werden und so fort. Gegebenenfalls sind bei den Eingangsleitungen noch Pull-up-Widerstände vorzusehen. Meist sind diese aber schon in die Schnittstelle integriert.

Die Software zur Abfrage der Schalter wird durch die Matrixanordnung natürlich komplizierter. Der Ablauf stellt sich etwa wie folgt dar:

1. Schalte die erste Ausgangsleitung auf Nullpegel.
2. Frage die Eingangsleitungen ab.
3. Ist eine der Eingangsleitungen auf Nullpegel, kann der Schalter eindeutig identifiziert werden (ggf. Entprell-Algorithmus vorsehen).
4. Schalte die nächste Ausgangsleitung auf Nullpegel und fahre mit Punkt 2 fort.

Das Verfahren besticht durch minimalen Hardwareaufwand; die Schalter/Tasten beanspruchen aber viel „Aufmerksamkeit“ von Seiten der CPU. Bei einfachen Mikrocontroller-Lösungen wird das häufig

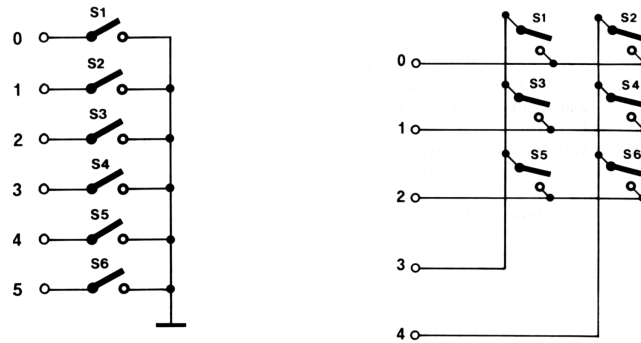


Bild 1.20: Tasten- oder Schaltereingabe

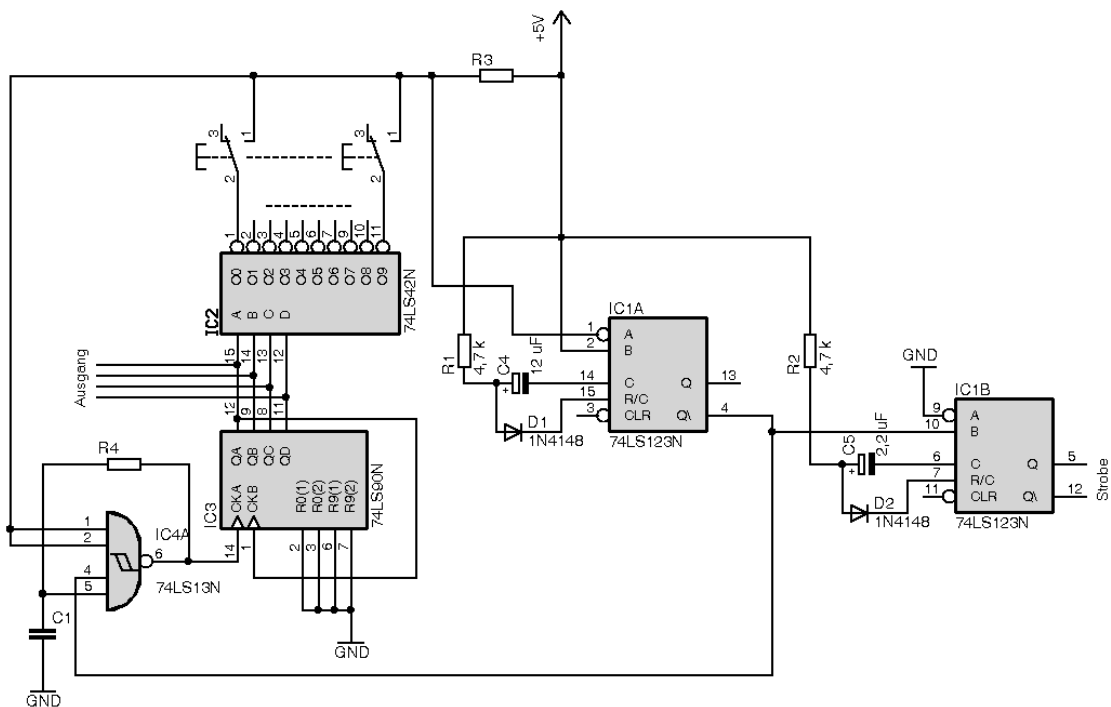


Bild 1.21: Tastenfeld-Decoder mit TTL-Bausteinen

so gemacht. Bei unserem Linux-PC geht das aber nur, wenn die Schalter nur gelegentlich abgefragt werden müssen. In allen übrigen Anwendungsfällen sollte etwas Hardware investiert werden.

Eine einfache Möglichkeit bietet der Einsatz eines Multiplexers, kombiniert mit einer Schaltung zum Entprellen. Das folgende Beispiel verwendet dazu einige Standard-TTL-Bausteine. Beim Druck auf eine der neun Tasten erscheint am Ausgang der entsprechende BCD-Code. Zusätzlich wird an IC1b ein Übergabe-Impuls erzeugt. Die Arbeitsweise der Schaltung in Bild 1.21 ähnelt jener des MAX 6816: Ein freilaufender Taktgenerator (74LS13) erzeugt die Zählimpulse für den Dezimalzähler 74LS90. Der Baustein 74LS42 decodiert den Zählerstand ins Dezimalsystem. Die Ausgänge des Decoders schalten der Reihe nach auf Nullpegel. Sobald eine Taste gedrückt wird, erscheint irgendwann eine 0 am zugehörigen Decoderausgang, und der Taktgenerator wird gestoppt. Der Zählerausgang des 74LS90 entspricht dem BCD-Code der Taste. Gleichzeitig wird das Monoflop IC1a getriggert, das den Taktgenerator auf alle Fälle für ca. 30 ms anhält. Sein Ausgang triggert das Monoflop IC1b, das ein Strobesignal zum Rechner sendet. Die Zeiten dieser Monoflops können an die Umgebungsbedingungen angepasst werden. Denkbar wäre auch noch ein nachgeschaltetes Latch, das den Tastencode bis zur nächsten Änderung speichert.

Wenn Ihnen Tasten zu profan erscheinen, können Sie die Tastatur auch mit Berührtasten realisieren. Mit nur drei CMOS-Bausteinen der 74HC-Reihe und ein paar Widerständen können Sie eine Eingangs-

betastatur mit neun Berührungskontakten aufbauen. Der 74HC147 in Bild 1.22 ist ein 10-zu-4-Prioritätsencoder. Die Eingänge von ICs der HC-Familie sind sehr hochohmig, über Pull-Up-Widerstände (4,7 Megohm) kann dadurch an den Eingängen ein High-Pegel erzeugt werden. Berührt man einen Eingang, bricht die Spannung aufgrund des geringeren Körperwiderstandes (Spannungsteiler!) dort zusammen und der Baustein detektiert einen Low-Pegel. Die Taster können beispielsweise als Ring mit Mittenkontakt oder als zwei parallele Metallstreifen von ein bis zwei Zentimeter Länge realisiert werden.

Wenn man zufällig zwei oder mehr Sensortasten bedient, untersucht der Prioritätsencoder 74HC147, welcher aktivierte Eingang die höchste Priorität besitzt und gibt das dzu passende Muster an den Ausgängen A bis D aus. Sobald die Finger die Sensortasten nicht mehr berühren, werden auch alle Ausgänge „0“, die Information muß also noch gespeichert werden. Das übernimmt ein Vierfach-Flipflop 74HC175. Den erforderliche Übergabeimpuls kommt von dem NAND 74HC20. Normalerweise liegt am NAND das Ruhebitmuster „1111“ an, der Ausgang ist damit „0“. Erscheint an mindestens einem der Ausgänge A bis D eine „0“, erzeugt das NAND eine „1“ und damit den Übernahmeimpuls für die Flipflops. Der Zustand der Flipflops ändert sich erst, wenn der Enkoder wieder in seinem Ruhezustand ist und man dann wieder eine Sensortaste bedient.

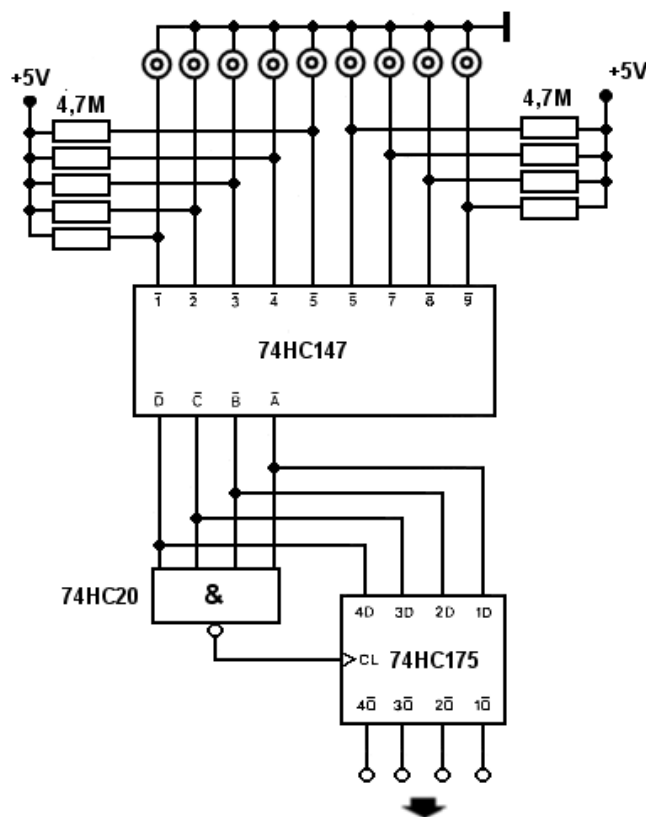


Bild 1.22: Berührtasten-Decoder mit CMOS-Bausteinen

Die Schaltung in Bild 1.23 stellt einen relativ stabilen Annäherungsschalter dar. Es muss also keine Taste mehr gedrückt oder ein Kontakt berührt werden und eine Aktion auszulösen. Die Empfindlichkeit hängt von der Sensorgröße und der Einstellung der Schaltung ab. Wenn die Schaltungsmasse geerdet ist, kann die Annäherung der Hand bei großflächigem Sensor schon auf 15 bis 20 Zentimeter detektiert werden, ohne Erdung liegt die Entfernung bei etwa fünf Zentimeter. Als Sensor kann ein beliebiger Metallgegenstand dienen, z. B. eine Folie, eine Türklinke, eine Metallplatte o. ä. Leitende Gegenstände in der Nähe des Sensors werden selbst zu Sensoren.

Der linke Schmitttrigger 4093 bildet mit P1, R2 und C1 einen Rechteckgenerator. Eine Metallplatte, die am Schutzwiderstand R1¹ angeschlossen ist, detektiert die Annäherung eines Menschen, der in ihre Nähe kommt. Dadurch erhöht sich die Kapazität am Eingang und addiert sich zu C1. Daher

¹R1 ist nicht unbedingt nötig, er schützt den Eingang vor statischen Entladungen, falls der Sensor direkt berührt wird.

sinkt die Frequenz des Rechteckoszillators etwas ab. Folglich hat C2 mehr Zeit, sich über P2 zu entladen. Als Folge geht der Eingang des zweiten Schmitttriggers auf Low-Pegel und dessen Ausgang auf „1“. Da die Justierung recht feinfühlig erfolgen muss, sollten für P1 und P2 Mehrgangpotenziometer verwendet werden.

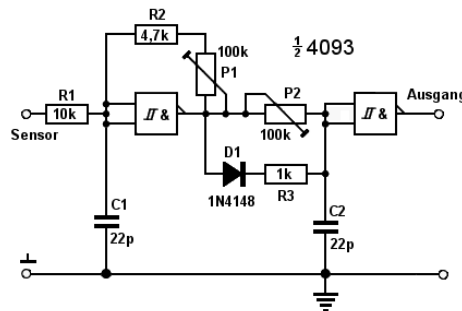


Bild 1.23: Annäherungsschalter mit CMOS-Bausteinen

Es gibt sogar Anwendungen, bei denen über die Tasten verschieden große Widerstände eines Spannungsteilers geschaltet werden. Die sich ergebende Spannung wird mit Hilfe eines Analog-Digital-Wandlers ausgewertet.

Es eignen sich zudem alle möglichen Bauformen von Schaltern und Tastern als Eingabegerät – auch solche, an die Sie vielleicht im ersten Augenblick nicht gedacht haben. So gibt es bei den verschiedenen Anbietern die unterschiedlichsten Schalter-Sensoren. Beispielsweise einen Neigungs- bzw. Kippsensor (Bild 1.24), der eine kleine Kupferkugel enthält, die je nach Position zwei Kontakte schließt oder öffnet. Nach einem ähnlichen Prinzip arbeitet auch ein noch kleinerer (6 mm x 6 mm) Erschütterungs-Sensor. Diese und ähnliche Kontakte erlauben beispielsweise den Aufbau einer computerisierten Alarmanlage. Hinter dem Sensor muss jedoch meist eine Elektronik bzw. ein Mikrocontrollerprogramm für eine „Entprellung“ sorgen, damit nicht jede noch so kleine Erschütterung ein Signal auslöst. Die Schaltung kann dann auch gleich das Ausgangssignal etwas verlängern (Monoflop-Funktion).

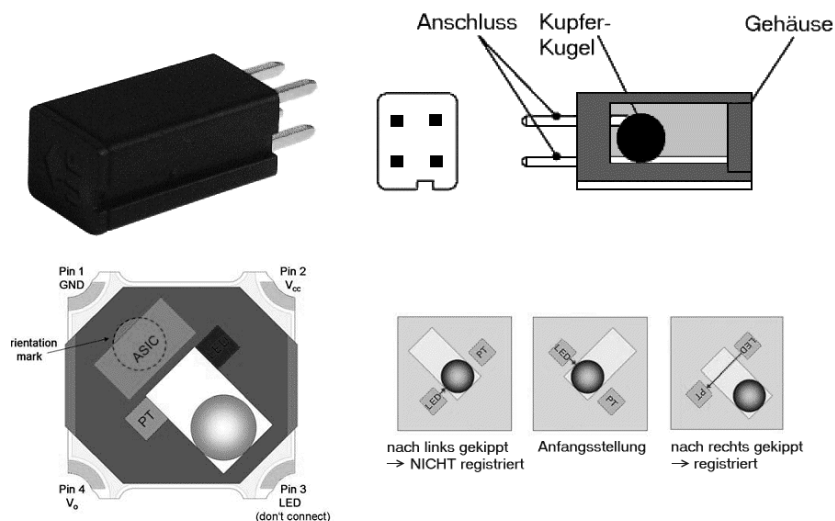


Bild 1.24: Foto und Prinzip eines Neigungssensors (oben) und Prinzip des Neigungssensor SFH770 (unten)

Aber nicht nur für Alarmanlagen werden Neigungssensoren eingesetzt. Man findet sie in Digital-kameras, Mobiltelefonen und tragbaren Computerspielen zur automatischen Umschaltung des Displays zwischen Hoch- und Querformat. Hier erkennt ein winziger Sensor auf optomechanischer Basis senkrechte oder waagrechte Kipprichtungen. So ein Sensor (z. B. SFH770 von Osram) misst weniger als fünf Millimeter im Quadrat. Er funktioniert ebenfalls mit einer winzigen Metallkugel, jedoch kommt hier kein Mechanischer Kontakt, sondern eine Lichtschranke zum Einsatz. Die weniger als einen Millimeter kleine Kugel rollt auf einer definierten Bahn im Inneren. Ihre Position hängt von der Schwerkraft ab. Liegt die Kugel an einem Ende der Bahn, wird die Lichtschranke blockiert, liegt sie am

anderen Ende, empfängt das Empfängerenteil der Lichtschranke ein Signal. Der Sensor ist auf geringe Gehäusegröße optimiert und kann eine Kipprichtung (entweder nach rechts oder links) erkennen. Um beide Richtungen erkennen zu können, sind zwei Sensoren nötig. Mit nur drei dieser Sensoren kann ein Gerät alle drei möglichen Kipprichtungen im Raum erkennen.

Aber auch bei Motorrad, Quad und anderen Fahrzeugen gehören Kippsensoren – natürlich dann wesentlich robuster und mit „größerer“ Auflösung – inzwischen zur Standardausstattung. Im Fall eines Sturzes oder Überschlags kann so der Motor und ggf. die gesamte Stromversorgung des Fahrzeugs abgeschaltet werden.

Die Kippsensoren arbeiten auch nur mit großen Winkeländerungen. Will man kleinere Winkel oder auch winzige Erschütterungen messen, muss man zu Beschleunigungssensoren greifen.

1.3.3 Optokoppler

Wenn eine Potentialtrennung nötig ist, kommen Optokoppler oder Relais zum Einsatz. Optokoppler besitzen intern eine LED und einen Fototransistor, die einander gegenüber angeordnet sind. Wird die LED angesteuert, leuchtet sie, und als Folge wird der Fototransistor leitend.

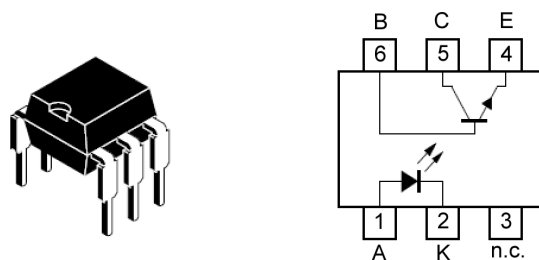


Bild 1.25: Gehäuse und Schaltbild des Optokopplers 4N25

Optokoppler werden immer dann eingesetzt, wenn Schaltungsteile voneinander galvanisch getrennt (elektrisch isoliert) werden müssen, oder wenn nachfolgende Schaltungen keine Rückwirkung auf vorhergehende Schaltungen haben dürfen. Der Optokoppler lässt sogar Spannungsunterschiede bis mehrere 1000 Volt zwischen Eingang und Ausgang zu (typenabhängig). Zur galvanischen Trennung in elektromedizinischen Geräten ist der Einsatz von diesen Bauelementen Grundvoraussetzung. Im Audio- und Videobereich dienen analoge Optokoppler-Anwendungen zur Vermeidung von unerwünschten Kopplungen wie z. B. Brummschleifen. In Steuerungen schützt er den Steuerrechner vor Überspannungen. Bild 1.25 zeigt den häufig verwendeten Typ 4N25. Für höhere Spannungen kommen die Typen CNY64 bis CNY66 in Frage.

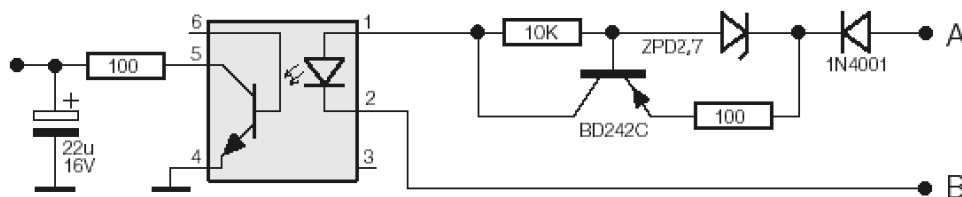


Bild 1.26: Optokoppler-Eingang für die CPU

Ein Optokoppler wird eingesetzt, um die Eingänge des Steuerrechners vor der elektrisch rauen Umgebung zu schützen. Die folgende Schaltung in Bild 1.26 leistet das Gewünschte. Die Eingänge sind durch A und B bezeichnet. Hier lassen sich Gleichspannungen im Bereich von vier bis 60 V anschließen (Pluspol an A). Die Eingangsspannung gelangt auf eine „Dummheits-Diode“. Es folgt ein Leistungstransistor, der zusammen mit den entsprechenden Widerständen und einer Z-Diode eine Konstantstromquelle bildet, die einen Strom von etwa 20 mA liefert. Dieser Strom steuert die LED des Optokopplers an. Um pulsierende Schaltsignale an den Rechner-Steuereingängen zu vermeiden, ist dem Optokopplerausgang ein RC-Siebglied nachgeschaltet. Dadurch steht oberhalb einer Steuerfrequenz von ca. zehn Hz ein konstanter Low-Pegel an den Eingangsports an. Für Wechselspannungen am Eingang kann statt der Diode ein Brückengleichrichter vorgeschaltet werden.

Ein Optokoppler kann aber nicht nur für die galvanische Trennung verwendet werden. Bild 1.27 zeigt eine etwas ungewöhnliche Anwendung. Der Optokoppler OK1 ist so beschaltet, dass sich eine Rückkopplung zwischen LED und Fototransistor ergibt. Wird nun Taste T1 betätigt, erhält die LED GND-Potential und leuchtet. Daraufhin schaltet der Fototransistor durch und versorgt seinerseits die LED mit GND-Potential. Es liegt also ein entprellter Taster mit Selbsthaltung vor. Über OK2 kann dann ein beliebiger Verbraucher oder Controllereingang geschaltet werden. Aufgehoben wird der Einschaltzustand durch Taster T2, der die LED überbrückt, woraufhin sie erlischt.

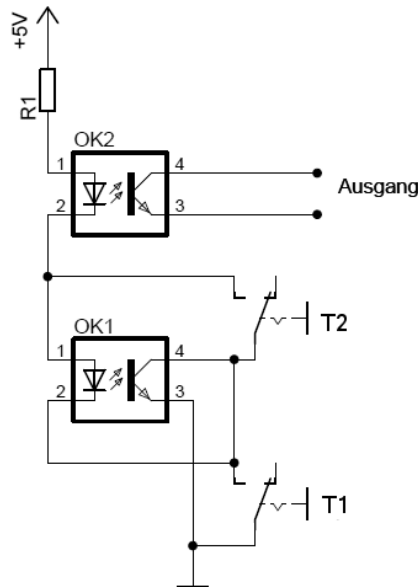


Bild 1.27: Optokoppler-Eingang mit Selbsthaltung

Natürlich kann jede Schaltung oder jedes Gerät, das einen (potentialfreien) Relais-Ausgang besitzt, wie ein Schalter oder Taster behandelt werden – was uns die Möglichkeit eröffnet, alle möglichen Fertigbaugruppen wie Lichtschranken, Bewegungsmelder, Radarsensoren usw. einzusetzen.

1.4 Ausgangs-Interface-Schaltungen

Am Ausgang eines TTL- oder CMOS-Schaltkreises kann man gerade mal eine LED (über einen Vorwiderstand) anschließen. Will man Verbraucher mit höherer Stromaufnahme oder höherem Spannungsbedarf (Relais, Lampen, etc.) anschließen, wird zweckmäßigerweise ein Verstärkertransistor eingesetzt. Dabei ist auch wichtig, dass die relativ hohen Verbraucherströme die Logikschaltungen nicht stören dürfen. Deshalb ist es oft günstig, für Logik und Verbraucher getrennte Stromversorgungen vorzusehen, deren Masseleitungen nur an einem einzigen Punkt verbunden werden.

Meist ist der Verstärkertransistor ein NPN-Typ, der in Emitterschaltung betrieben wird. Beim Betrieb als Schalter soll die Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors entweder so gut wie möglich sperren oder so gut wie möglich leiten. Dabei spielen zwei Kennwerte des Transistors eine Rolle: Der Kollektorstrom, also der Strom, der durch die anzusteuende Last (LED, Relais, Motor etc.) fließt, und der Basisstrom, der Strom, der zum Durchschalten notwendig ist.

In den folgenden Beispielschaltungen ist die Angabe der Transistortypen nicht bindend, statt des Kleinsignal-NPN-Transistors BC 108 lassen sich auch ähnliche Typen einsetzen, z. B. BC 107, BC 547 usw. Ebenso lässt sich der PNP-Transistor BC 177 durch andere Typen, z. B. BC 557, ersetzen. Der verwendete Transistor sollte normalerweise für mindestens den doppelten Wert des vorgesehenen Kollektorstroms geeignet sein. Beachten Sie auch, dass beispielsweise Glühlampen beim Einschalten einen wesentlich höheren Strom ziehen, als im Betrieb.

In Emitterschaltung sperrt der Transistor, wenn kein Basisstrom fließt bzw. wenn die Basis-Emitter-Spannung unter ca. 0,7 V sinkt. Es fließt aber auch dann immer noch ein sehr kleiner Kollektorreststrom. Der Transistor sperrt zum Beispiel dann, wenn der steuernde Ausgang eines Mikrocontroller die Basis auf Massepotenzial legt. Um den Transistor durchzuschalten, benötigt er einen Basisstrom,

der u. a. von der Spannung zwischen Basis und Emitter abhängt. Man begrenzt den Basisstrom durch einen Widerstand, den Basiswiderstand, der weder zu groß, noch zu klein sein darf. Ist er zu groß, schaltet der Transistor nicht voll durch und es entsteht am Transistor eine höhere Verlustleistung – bis hin zur Zerstörung. Ist er zu klein, wird gegebenenfalls der Ausgang des Mikrocontrollers überlastet. Basisstrom und Kollektorstrom hängen ihrerseits über den Stromverstärkungsfaktor β des Transistors zusammen: $I_C = \beta * I_B$.

Um den Transistor möglichst gut durchzuschalten, kann man ihn in den so genannten Sättigungsbereich steuern. Hier bewirkt eine weitere Erhöhung des Eingangssignals keine nennenswerte Änderung des Ausgangssignals mehr. In diesem Zustand ist die Kollektor-Emitter-Spannung minimal und kleiner als die Basis-Emitter-Spannung. Die Basis-Kollektor-Diodenstrecke des Transistors wird dabei leitend (Diode wird in Vorwärtsrichtung betrieben). Nachteil des Sättigungsbetriebs ist, dass der Transistor langsamer umschaltet (Ladungstransporte). Dies ist für hochfrequente Signale möglicherweise problematisch, beim Schalten eines Relais, Motors oder einer LED spielt es aber keine Rolle. Im Sättigungsbereich ist auch der wahre Stromverstärkungsfaktor kleiner als die Datenblattangabe.

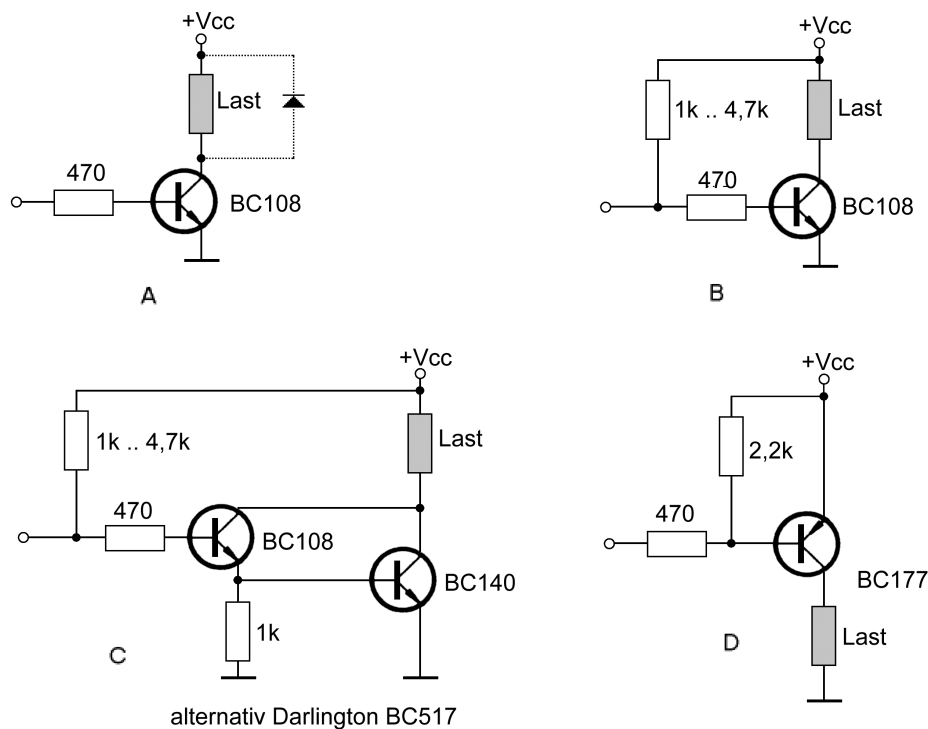


Bild 1.28: Ausgangsbeschaltung mit Transistoren

Wird ein Standard-TTL-Ausgang mit einem Transistor verbunden, ist es nicht nötig, den für die Logik nötigen 1-Pegel einzuhalten. Die Basis des Transistors kann direkt mit der Logik verbunden werden (Bild 1.28, Schaltung A). Bei induktiven Lasten (z.B. Relais) ist eine Freilaufdiode vorzusehen, die den Transistor vor Induktionsspitzen beim Abschalten der Last schützt (punktuierte Leitungen). Für den Transistor ist ein Basisstrom von ca. 9 mA gewährleistet. Ein zusätzlicher Widerstand zwischen Gatterausgang und U_{CC} bewirkt für den Transistor einen höheren Basisstrom, als der TTL-Ausgang liefern kann. Damit sind auch größere Lasten schaltbar (Bild 1.28, Schaltung B). Dieser Widerstand ist auch bei Open-Collector-Gatterausgängen nötig. Der Minimalwert für den Widerstand ist 330 Ω (16 mA Low-Strom aus dem Gatter).

Braucht man höhere Lastströme, kann man eine Darlingtonschaltung aus zwei Transistoren verwenden. Anstelle der beiden Transistoren kann auch ein Darlingtontyp verwendet werden, z. B. BC 517 (Bild 1.28, Schaltung C). Ein kleiner Nachteil bei allen Schaltungen ist, dass beim Einschalten sogenannte Glitches auftreten können. Die LED blitzt kurz auf oder das Relais klappert.

Ist die Versorgungsspannung des Verbrauchers negativ, verwendet man zweckmäßigerweise einen PNP-Transistor. Der 2,2-kOhm-Widerstand hält den Transistor gesperrt, wenn der Logikpegel = 1 ist (Bild 1.28, Schaltung D).

In den Schaltungen von Bild 1.28 ist der Basiswiderstand pauschal mit 470 Ω angegeben, was nicht unbedingt immer den Idealwert darstellt. Es stellt sich also die Frage, wie man einen korrekten Wert

für diesen Widerstand errechnet. Dazu benötigen Sie das Datenblatt des Transistors. Dort schlagen Sie die Stromverstärkung in Sättigung nach. Die in Tabellen angegebenen Stromverstärkungen beziehen sich normalerweise nicht auf die Sättigung, wenn dies nicht explizit angegeben ist. Die normale Stromverstärkung wird meist durch h_{FE} bezeichnet, diejenige für die Sättigung als h_{FESAT} . Wenn Sie nur h_{FE} finden, nehmen Sie hier den angegebenen Minimalwert und teilen ihn am Besten noch durch 2 bis 5. Oder Sie suchen den Wert in den abgedruckten Kennlinien des Datenblatts. Bei Kleinsignaltransistoren können Sie alternativ mit einer Stromverstärkung von 20 bis 50 rechnen, bei Leistungstransistoren mit 10 bis 20. Nun dividieren Sie den benötigten Kollektorstrom I_C durch die Stromverstärkung, um den Basisstrom I_B zu erhalten: $I_B = \frac{I_C}{h_{FE}}$. Der Basiswiderstand ergibt sich dann nach dem ohmschen Gesetzes zu $R_B = \frac{U_E - 0,7V}{I_B}$. Von der Eingangsspannung U_E wird die Basis-Emitterspannung von 0,7 V abgezogen. Verwendet wird dann der nächst kleinere Widerstand aus der E-Reihe.

1.4.1 High Side Switching

Die reduzierte Versorgungsspannung heutiger Controller erfordert oft eine erhöhte Komplexität beim Schalten der Versorgungsspannung mit einem Ausgangsport (high side switching): Dabei müssen noch nicht einmal MOSFETs mit ihren besonderen Eigenschaften im Spiel sein, wie sie weiter unten behandelt werden. Mit 3,3 V kann man zwar einen NPN-Transistor durchschalten, egal wie hoch die Kollektorspannung ist – er öffnet ja schon bei ca. 0,6 V.

Beim NPN-Transistor klappt aber das Schalten nicht mehr so einfach, wenn die Ausgangsspannung des Controllerports kleiner als die Versorgungsspannung V_{CC} ist. Sperren kann man den Transistor durch einen Widerstand zwischen Basis und V_{CC} . Er wird jedoch in jedem Fall durchgeschaltet, egal ob der Controllerausgang auf z. B. 3,3 V oder auf 0 V liegt. In beiden Fällen ist die Basisspannung genügend niedrig und den Transistor durchzuschalten. Was macht man in einem solchen Fall? Bild 1.29 zeigt links die herkömmliche Lösung zum Steuern eines 5-V-High-Side-Schalttransistors der hier durch ein 3,3-V-Signal angesteuert wird. Die niedrige Spannung des Mikrocontroller-Ports schaltet den NPN-Transistor T2, der wiederum den PNP-Transistor T1. R3 symbolisiert hier die einseitig an Masse liegende Last.

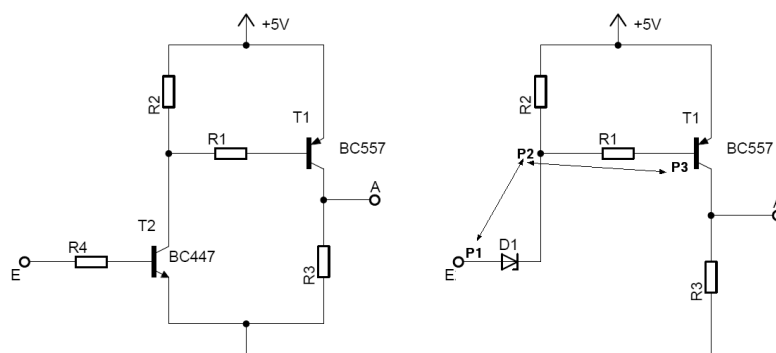


Bild 1.29: Ersatz des NPN-Transistors (links) durch eine Z-Diode (rechts)

Alternativ kann anstelle von T2 eine Z-Diode D1 mit der passenden Durchbruchspannung eingesetzt werden, wie in Bild 1.29 rechts gezeigt. Folgt man dem Pfad P1 – P2 – P3 für den Transistor bei Low- oder High-Ausgang am Controllerport, kann man mit den folgenden Gleichungen den Wert der Durchbruchspannung für die Z-Diode berechnen. Ein High-Pegel am Mikrocontroller-Ausgangsspannung soll, zusammen mit der Zenerdurchbruchsspannung T1 sperren. Ein Low-Pegel soll dagegen dafür sorgen, dass die Spannung am Knoten y niedrig genug ist, um den Transistor T1 durchzuschalten.

$$V_{OH(min)} + V_Z \geq V_{CC} \quad V_{OL(max)} + V_Z + V_{BE(sat)} + V_{R1} \leq V_{CC} \quad (1.5)$$

Beide Gleichungen können zusammengefasst werden als:

$$V_{CC} - V_{BE(sat)} - V_{OL(max)} - V_{R1} \geq V_Z \geq V_{CC} - V_{OH(min)} \quad (1.6)$$

wobei gilt:

$V_{OH(min)}$: minimale Ausgangsspannung für logisch HIGH des Mikrocontrollers

$V_{OL(max)}$: maximale Ausgangsspannung für logisch LOW des Mikrocontrollers

V_Z : Zenerdurchbruchspannung

$V_{BE(sat)}$: Basis-Emitter-Sättigungsspannung des Transistors

V_{R1} : Spannungsabfall über dem Basiswiderstand R1 abhängig vom Basisstrom. Kann mit 0,5 ... 0,6 V angenommen werden.

V_{CC} : Versorgungsspannung

Der Wert von R1 kann mit Hilfe der folgenden Formel ermittelt werden:

$$R1 = \frac{V_{BE(sat)}}{\frac{I_{C(sat)}}{\beta}} \quad (1.7)$$

Die Parameter des Transistors können leicht dem Datenblatt entnommen werden. Als Beispiel soll eine Versorgungsspannung von 5 V von einem Controller mit 3,3 V Betriebsspannung geschaltet werden. Daraus ergeben sich folgende Werte: $V_{OH(min)} = 2,7$ V, $V_{OL(max)} = 0,3$ V und $V_{BE(sat)} = 1,2$ V. Setzt man die Werte in die obige Gleichung ein, ergibt sich $3,5V \geq V_Z \geq 2,3V$. Man würde also eine Z-Diode mit 2,7 V Durchbruchspannung wählen.

Die gleiche Berechnungen für eine 12-V-Versorgungsspannung liefert $10,5V \geq V_Z \geq 9,3V$. Hier würde man eine Z-Diode mit 10 V Durchbruchspannung wählen.

Neben einer winzigen Kosteneinsparung wird durch den Einsatz von Z-Dioden auch das Layout der Platine vereinfacht.

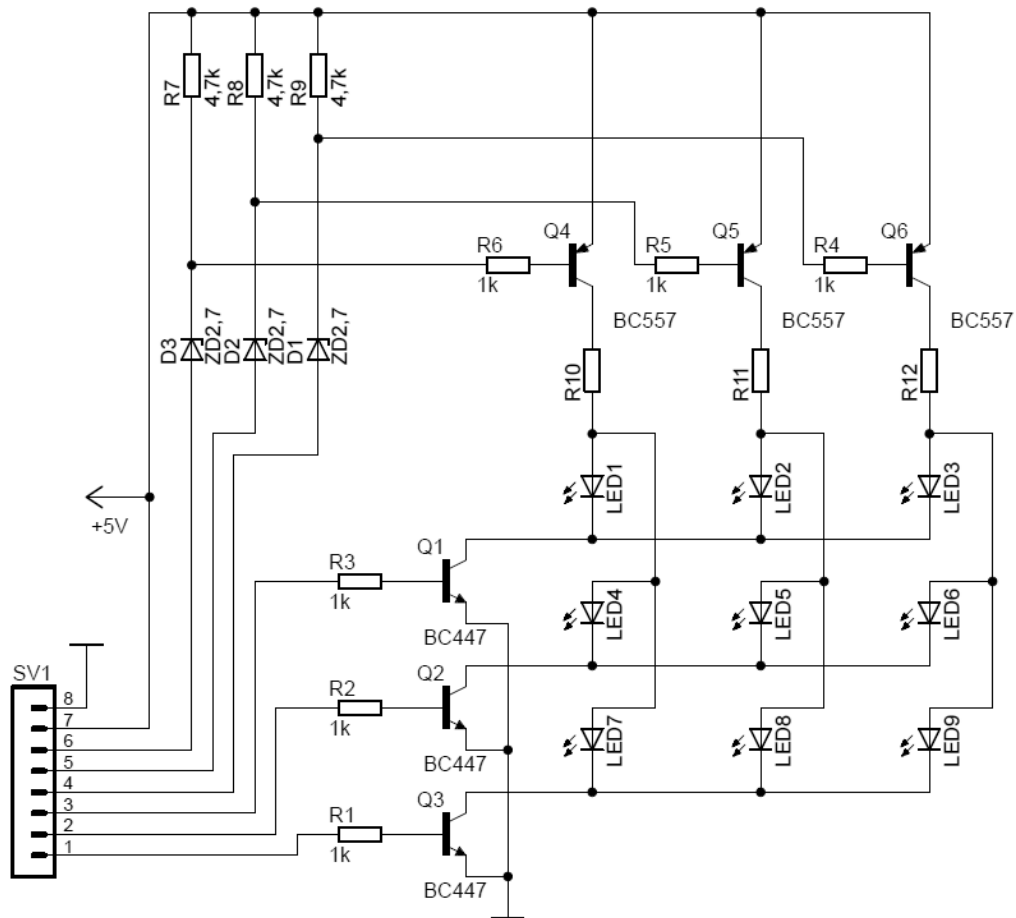


Bild 1.30: Typische Anwendung für die Z-Diode zur Ansteuerung des Spaltentreibers

Das Beispiel in Bild 1.30 zeigt eine typische Anwendung: Es soll eine LED-Matrix mit drei mal drei LEDs per Multiplex angesteuert werden. Das könnte eine elektronische „Kerze“ sein, die aus einer zufällige Mischung von roten, grünen, blauen und warmweißen LEDs in einer 3x3-Matrix besteht. Der Controller in Bild 1.30 arbeitet mit 3,3 V. Wegen der blauen und weißen LEDs wird die LED-Matrix mit 5 V betrieben. Auf das Multiplexen von LEDs wird in einem anderen Kapitel eingegangen.

1.4.2 Verstärker-ICs

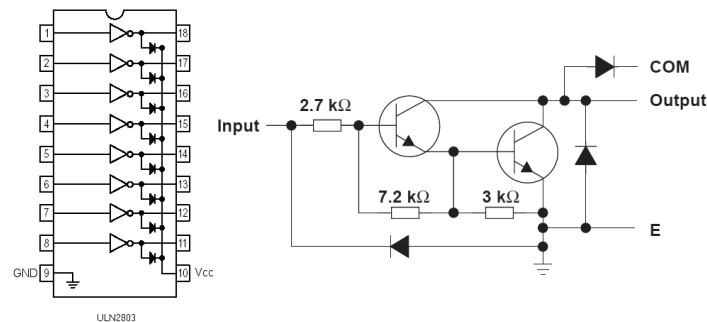


Bild 1.31: Ausgangsverstärkung mit ULN2803

Sind viele Ausgänge anzusteuern, benötigt eine Schaltung mit diskreten Transistoren recht viel Platz und der Aufbau kostet viel Zeit. Auch die Möglichkeit von Fehlern (kalte Lötstellen usw.) erhöht sich. Ebenso steigen die Kosten für Platine, Bauteile und Zusammenbau. Wenn die Ausgangsströme moderat sind (max. 500 mA), bietet der integrierte Treiberbaustein ULN2803 acht komplette bipolare Treiber mit NPN-Darlington-Transistoren. Sogar die Freilaufdiode für den Anschluss von Kleinrelais ist integriert (Bild 1.31). Die Eingänge der acht Treiberstufen sind TTL-kompatibel. Der Baustein invertiert das Signal, aber genau das wird meist gewünscht: der Ausgangstransistor schaltet durch, wenn am Eingang eine 1 liegt. An einen Ausgang des ULN2803 können so direkt eine LED, eine Lampe, ein Relais etc. angeschlossen werden. Unter anderem eignet sich der Baustein auch als Segment-Treiber für Siebensegmentanzeigen mit gemeinsamer Anode. Wir werden diesen Baustein öfter einsetzen.

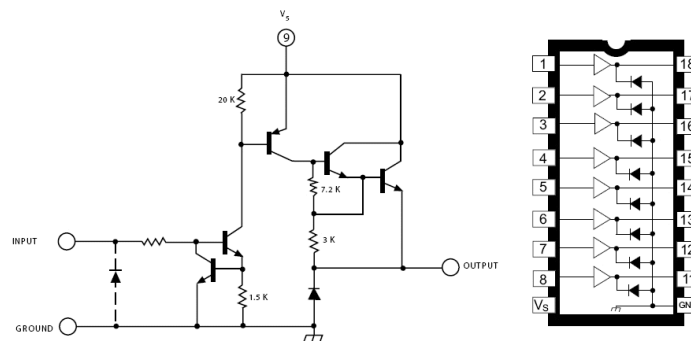


Bild 1.32: Ausgangsverstärkung mit UDN2981

Wer einen Baustein mit ähnlichen Eigenschaften, aber nicht invertierender Arbeitsweise benötigt, ist mit dem UDN2981 (Bild 1.32) gut bedient. Hier schaltet der Ausgangstransistor gegen die Versorgungsspannung (Emitterfolger). Die Freilaufdioden sind gegen Masse geschaltet. Unter anderem eignet sich der Baustein auch als Segment-Treiber für Siebensegmentanzeigen mit gemeinsamer Kathode.

Bild 1.33 zeigt – gewissermaßen im Vorgriff auf das Display-Skript den Einsatz beider Bausteine zum Ansteuern von Siebensegmentanzeigen. Bei allen Anzeigen werden alle Segmentleitungen parallel geschaltet und über den obligatorischen Vorwiderstand an den ULN2803 (gemeinsame Anode) bzw. UDN2981 (gemeinsame Anode) angeschlossen. Die einzelnen Anzeigen (Spalten) werden dann über Transistoren geschaltet. Normalerweise werden die einzelnen Anzeigen im Multiplexverfahren betrieben.

Wenn es mehr als 500 mA sein sollen, muss zu Leistungstransistoren gegriffen werden, beispielsweise den weiter unten behandelten Feldeffekttransistoren. Vielfach bietet sich aber auch ein Leistungs-

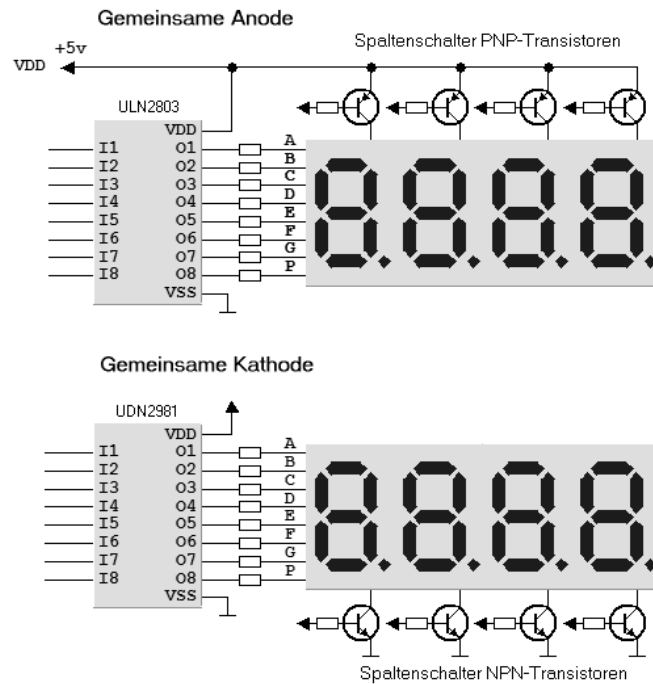


Bild 1.33: Siebensegmentanzeigensteuerung mit ULN2803/UDN2981

Operationsverstärker an. Viele dieser Verstärker, speziell aus dem Audio-Bereich, haben nämlich interessante Eigenschaften. Sie sind am Ausgang kurzschlussfest und haben eine interne Temperaturüberwachung, die den Ausgangsstrom herunterregelt, wenn es dem Chip zu warm wird – kurz gesagt: sie sind fast nicht tot zu kriegen. Stellvertretend soll hier der L165 stehen, der bis zu 3 A Ausgangsstrom schafft. Bei Digitalanwendungen wird er oft als Komparator geschaltet. Die Schaltung in Bild 1.34 zeigt eine Anwendung als Spannungsfolger (Leistungsverstärker mit Verstärkung 1) an einem PWM-Ausgang. Der RC-Filter davor verwandelt das PWM-Rechtecksignal in eine zum Tastverhältnis proportionale Gleichspannung.

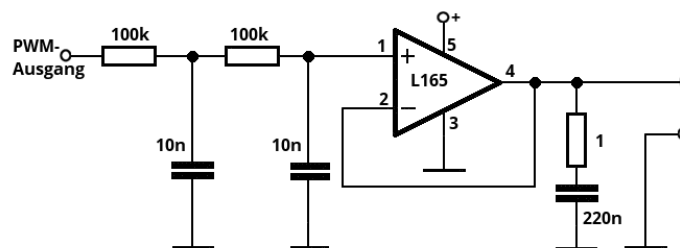


Bild 1.34: L165 als Spannungsfolger am PWM-Ausgang

1.4.3 Feldeffekt-Transistoren

Anstelle der bipolaren Transistoren lassen sich auch Feldeffekt-Transistoren (FET, field effect transistors), genauer MOSFET (siehe unten), einsetzen. Da hier keine Stromsteuerung wie beim bipolaren Transistor, sondern eine Spannungssteuerung stattfindet, lassen sich direkt recht hohe Lasten schalten. Bei den FETs unterscheidet man

Junction Field Effect Transistor (JFET), Übergangszonen FET: der steuerbare Kanal wird durch einen PN-Übergang wie bei einer Diode gebildet. JFETs werden hauptsächlich für hochohmige Eingänge bei Operationsverstärkern, in Verstärker- und HF-Schaltungen eingesetzt. Für geringe Ströme bis zu einigen 10 mA können sie auch als Stromquelle dienen.

Metall Oxide Semiconductor FET (MOSFET) , Metalloxidschicht-FET, größte Teilgruppe der FETs mit isoliertem Gate. Für den vorgesehenen Zweck als Leistungsschalter kommt der Anreicherungstyp des MOSFET zum Einsatz.

Die drei Anschlüsse eines FETs werden Gate, Drain und Source genannt. Unter Umständen ist ein vierter Anschluss vorhanden, der so genannte Bulk. Er ist in der Regel intern oder extern mit Source verbunden. Wie bei den bipolaren Transistoren in NPN- und PNP-Typen unterschieden wird, teilt man FETs in N-Kanal und P-Kanal-Typen ein. Im Schaltsymbol werden die MOSFETs durch den Pfeil in der Mitte des Symbols unterschieden. Zeigt der Pfeil zum Gate hin, handelt es sich um einen N-Kanal-FET, zeigt der Pfeil vom Gate weg ist es ein P-Kanal-FET. Der N-Kanal-FET (Elektronenleitung) ist immer niederohmiger als ein äquivalenter P-Kanal-FET (Löcherleitung). Bei beiden wird weiter unterschieden in (Bild 1.35 zeigt alle Typen):

Verarmungstyp („selbst leitend“, depletion type) Der selbstleitenden FET ist bei 0 V Gate-Source-Spannung maximal leitend (durchgesteuert) und wird durch Anlegen einer Spannung ans Gate gesperrt. Im Schaltzeichen ist die Linie zwischen Drain und Source durchgezogen. JFETs gibt es nur als Verarmungstyp.

Anreicherungstyp („selbstsperrend“, enhancement type) Der selbstsperrenden FET bildet die größte Gruppe. Er ist 0 V Gate-Source-Spannung gesperrt und wird durch Anlegen einer Spannung ans Gate leitend. Im Schaltzeichen ist die Linie zwischen Drain und Source unterbrochen. Im weiteren wird nur noch der Anreicherungs-MOSFET betrachtet.

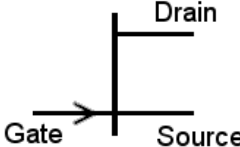
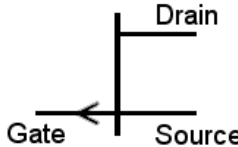
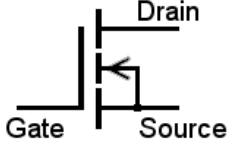
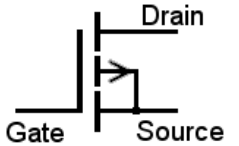
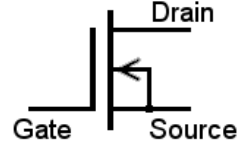
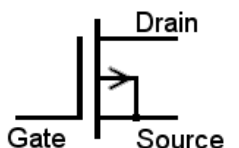
N-Kanal	P-Kanal
JFET Eingangsstufen von Verstärkern 	JFET selten 
MOSFET Anreicherungstyp 	MOSFET Anreicherungstyp 
MOSFET Verarmungstyp selten 	MOSFET Verarmungstyp selten 

Bild 1.35: Übersicht alle FET-Typen

MOSFETs haben meist niedrigere Verluste als bipolare Transistoren. Sie ermöglichen sehr schnelles Schalten und sind daher für hohe Frequenzen geeignet (keine Sättigung). Die Ansteuerung erfolgt zwar leistungslos, es gibt jedoch hohe Umladeverluste am Gate. Im Schalterbetrieb lassen sich mehrere MOSFETs parallelschalten. Unterschiede beim inneren Widerstand zwischen Source und Drain (R_{DS}) gleichen sich durch den positiven Temperaturkoeffizienten aus.

MOSFETs sind nicht unbedingt für hohe Spannungen geeignet (Verlustleistung). Es existiert auch immer eine parasitäre Diode parallel zur Drain-Source-Strecke, deren Schaltverhalten meist schlechter ist als bei handelsüblichen Dioden, was zu unerwünschten Schwingungen führen kann. Wegen des hohen Eingangswiderstandes sind FETs auch empfindlicher gegenüber ESD am Gate als bipolare Transistoren.

Die Annahme, dass Transistoren mit isolierter Gate-Elektrode wie MOSFETs leistungslos oder zumindest stromlos angesteuert werden können, ist nicht ganz richtig. Grundsätzlich benötigen MOSFETs zwar keinen ständig fließenden Steuerstrom, solange ihr Schaltzustand nicht geändert werden

soll (wie es bei Bipolartransistoren der Fall ist). Die isolierte Gate-Elektrode stellen jedoch eine Kapazität dar (Gate-Kapazität), welcher bei jedem Schaltvorgang des Transistors umgeladen werden muss. Da der MOSFET zum Durchschalten eine bestimmte Spannung am Gate benötigt, muss die Gate-Kapazität auf die Schaltspannung aufgeladen bzw. entladen werden. Zu beachten ist auch, dass MOSFETs spannungsangesteuert sind (bipolare Transistoren sind dagegen stromgesteuert). Ein Abschalten der Gatespannung sorgt also nicht automatisch dafür, dass der MOSFET sperrt. Vielmehr kann er durch die Ladung der Gatekapazität weiter durchgesteuert bleiben. Es muss also aktiv für eine Entladung der Gatekapazität gesorgt werden. Im einfachsten Fall kann dies ein Pulldown-Widerstand sein. Bild 1.36 zeigt zwei Inverterschaltungen, links mit einem n-Kanal-MOSFET, der dem npn-Transistor entspräche. Der p-Kanal-MOSFET rechts arbeitet wie ein pnp-Transistor.

Man kann einen MOSFET auch als schaltbaren Widerstand ansehen, der bei $U_{gs} = 0$ sehr hochohmig ist. Ab einer bestimmten Spannung U_{gs} (Pinch-off- oder Abschnür-Spannung) beginnt der Widerstand dann rapide zu sinken – im durchgeschalteten Zustand je nach MOSFET-Typ bis zu wenigen Milliohm. Für Controller-Anwendungen ist es wichtig, MOSFETs zu verwenden, die schon bei geringer Spannung U_{gs} voll durchgeschaltet sind. Die im Bild 1.36 angegebenen Typen BS170/BS250 bzw. deren SMD-Äquivalente BSS123/BSS84 sind für die meisten Zwecke gut geeignet.

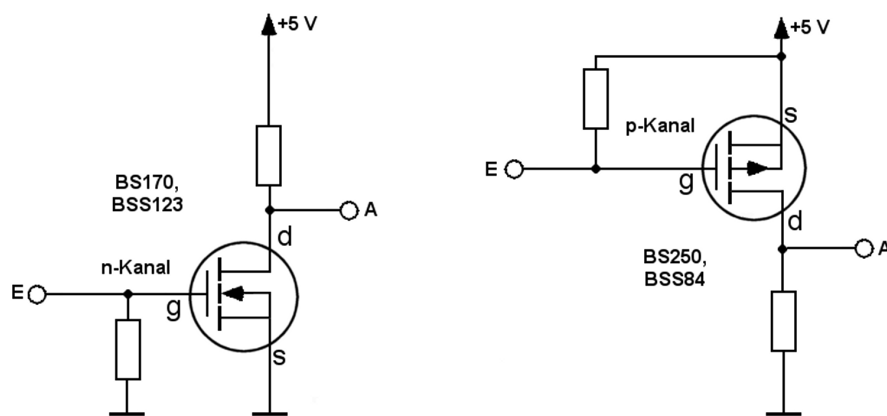


Bild 1.36: MOSFET-Inverter

Wird ein MOSFET umgeschaltet, geht er nicht schlagartig vom nichtleitenden in den leitenden Zustand über (bzw. umgekehrt), sondern durchläuft je nach Ladespannung der Gate-Kapazität die gesamte Kennlinie. Daher wird beim Umschalten eine mehr oder weniger große Leistung im MOSFET umgesetzt, die zur Erwärmung führt (Schaltverluste). Der Umschaltvorgang sollte daher so kurz wie möglich sein. Der Ladestrom ergibt sich aus der Formel $I = C \cdot dU/dt$. Da der Spannungshub dU und die Gate-Kapazität C durch den MOSFET-Typ vorgegeben sind, ist die Umschaltzeit dt umso kleiner, je größer der Gate-Strom I ist. Die Höhe dieses Umladestromes ist durch die Bauart des Gate-Strompfades begrenzt. Die Ansteuerelektronik des MOSFETs muss diese Umladeströme liefern können. Da die Gate-Kapazität teilweise wieder von der anliegenden Gate-Spannung abhängt, gibt das Datenblatt meist das Produkt aus Gate-Kapazität und Gate-Spannung an, also die Gate-Ladung Q an. Typische Werte der Gateladung für Leistungs-MOSFETs liegen in der Größenordnung von 100 nC.

Nachteilig ist auch, dass ein bipolarer Transistor bei ca. 0,7 V Basisspannung schaltet, ein FET aber erst bei einigen Volt. Beim N-Kanal-FET muss die Gatespannung positiv gegenüber Source sein. Dabei wird der FET dann leitend, wenn die Schwellenspannung (threshold voltage) erreicht wird. Eine typische Anwendung ist beispielsweise ein Low-Side-Schalter, der mit dem Source-Anschluss auf Masse liegt und dessen Drain an die Last angeschlossen ist, die ihrerseits an der Versorgungsspannung liegt. Eine Ansteuerung eines N-Kanal-FETs mit z. B. 12 V bedeutet, dass das Gate 12 V **über** dem Source-Potential liegen muss.

Beim P-Kanal FET ist die Gatespannung negativ gegenüber Source. Eine typische Anwendung ist hier z. B. ein High-Side-Schalter. Im Gegensatz zum N-MOSFET liegt hier der Source-Anschluss an der Versorgungsspannung und an Drain an die Last, deren andere Seite auf Masse liegt. Zur Ansteuerung des P-KanalFETs liegt die Gatespannung somit **unter** dem Sourcepotential.

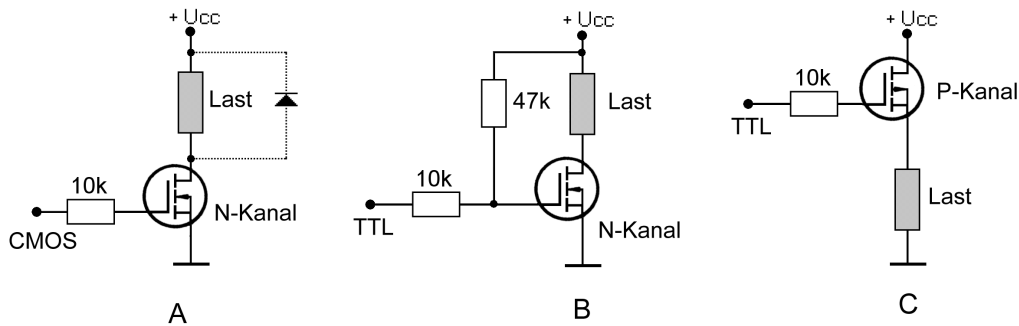


Bild 1.37: Ausgangsbeschaltung mit FET

Bei der Ansteuerung durch ein CMOS-Gatter (Bild 1.37, Schaltung A) ist das kein Problem, insbesondere wenn die CMOS-Schaltung mit höheren Spannungen betrieben wird. Bei der Ansteuerung des MOSFET durch einen TTL-Ausgang ist wieder ein Pull-up-Widerstand nötig (Bild 1.37, Schaltung B). Die Schaltung C aus Bild 1.37 zeigt, dass durch Einsatz eines P-Kanal-MOSFET der Verbraucher auch gegen +U_{cc} geschaltet werden kann (bei geeigneter Ansteuerung auch mit einem N-Kanal-MOSFET). Als FET kommen N-MOS-Typen wie BD522 (1,5 A), VN46AF, VN66AF, VN88AF (2 A), BUZ10 (4 A), BUZ100 (27 A), IRL3705 (150 A), oder P-MOS-Typen wie BD512, BUZ11 usw. in Frage.

Als Alternative zum Baustein ULN2003 kann auch eine MOSFET-Variante, der TPL7407L eingesetzt werden. Er vermag 600 mA bei max. 40 V zu schalten.

Generell kann man zwei Formen der Ansteuerung unterscheiden:

Low-Side-Schalter: Der MOSFET schaltet eine Last gegen GND. Die Last ist fest mit der Versorgungsspannung verbunden. Der Treiber kann hier zwar direkt an GND geschaltet werden, jedoch ist bis zum Verbindungspunkt auf eine strikte Trennung zwischen Leistungs-GND und Signal-GND zu achten, genauso wie an möglichst direkte Anbindung an den Bezugspunkt (direkt an Source, siehe weiter unten).

High-Side-Schalter: Der MOSFET schaltet eine Last an die Versorgungsspannung. Die Last ist fest mit GND verbunden. Hier wird der Treiber nicht mit GND verbunden, jedoch trotzdem möglichst direkt mit der Source des MOSFET. Die Energieversorgung für den HS-Treiber erfolgt entweder über Bootstrap, oder über einen isolierten DC-DC-Wandler. HS-Schalter findet man oft im Kfz, da dort praktisch alle Verbraucher einseitig mit der Fahrzeugmasse verbunden sind.

Auch wenn der MOSFET ein spannungsgesteuertes Bauelement ist, muss berücksichtigt werden, dass die Leistungs-FETs, wie oben erwähnt, eine Eingangskapazität von einigen nF besitzen und bei jedem Ein- und Ausschalten diese Gatekapazität umgeladen werden muss.² Dieser Umladevorgang muss möglichst schnell erfolgen, um die Verluste im FET während der Umschaltphase zu minimieren. Insbesondere bei periodischem Betrieb (z. B. PWM) sind Umschaltzeiten im Mikrosekundenbereich und darunter anzustreben. Die Umladeströme der Gateelektrode erreichen unter diesen Bedingungen oft Werte im Bereich einiger hundert Milliampere bis hin zu einigen Ampere. Bei den typischen Gate-Spannungen von etwa 10 bis 15 V entstehen so Leistungsverluste von einigen Watt. Um die Leistung zu verteilen, schaltet man oft mehrere Transistoren parallel, die Ladeströme und die Schaltleistungen vervielfachen sich dann entsprechend der Anzahl der Transistoren – das geht aber nur mit MOSFETs vom gleichen Typ.

Überschlägig erhält man die Lade- und Entladezeit nach der o. a. Formel als $t = C/I$ (bei 2 nF Gate-Kapazität wären dies ca. 0,5 Mikrosekunden). Auch sind nicht alle FETs geeignet, da die Gate-Spannung von vier bis fünf Volt mitunter etwas zu niedrig ist. Bei Mikrocontrollern, die mit nur 3,3 Volt arbeiten, verschärft sich dieses Problem. Auch bildet die Gatekapazität des MOSFET für den treibenden Logikausgang im Schaltmoment einen elektrischen Kurzschluss. Ohne Schutzmaßnahmen kann dies zu einer stromseitigen Überlastung des Treiberbausteins führen – bis hin zu seiner Zerstörung. Um dem entgegenzuwirken, werden zwischen Logikausgang und Gate des MOSFET passende Treiberschaltungen (Gate-Treiber) verwendet.

²Bei einigen seltenen Leistungs-FET muss sogar teilweise mit negativer Spannung am Gate gearbeitet werden, um eine vollständige Sperrung zu erreichen.

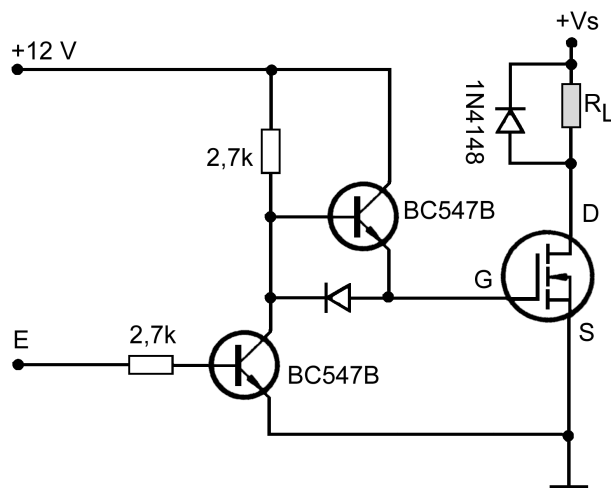


Bild 1.38: FET-Ausgang mit Vorstufe

Hier ist ein höherer Aufwand bei der Ansteuerung wie in Bild 1.38 nötig. Die Logik steuert T1 an. Leitet dieser, entsteht ein niederohmiger Weg vom FET-Gate über D1 und T1 nach Masse. Sperrt dagegen T1, steigt seine Kollektorspannung auf fast +12 V. In diesem Fall sperrt auch die Diode (kein Einfluss der Gate-Kapazität), und T2 schaltet durch. Damit wird das Gate des FET auf +12 V gelegt. Der Wert der Hilfsspannung muss nicht genau 12 V betragen; die meisten FETs vertragen Gate-Spannungen von maximal 15 oder auch 20 V.

Bei CMOS-Logik kann man sich auch behelfen, indem man zum Ansteuern des FET einen Pufferbaustein nimmt und alle sechs Puffer des Bausteins parallel schaltet. Die Hilfsspannung (Versorgungsspannung des CMOS-Pufferbausteins) sollte bei 5-V-Logik demnach bei etwa 9 V liegen, sonst schaltet er nicht mehr auf „1“. Wenn das nicht ausreicht, kann die Ansteuerung über komplementäre Transistoren wie in Bild 1.39 erfolgen. Der 4,7-kOhm-Widerstand sorgt dafür, dass der FET definiert gesperrt wird.

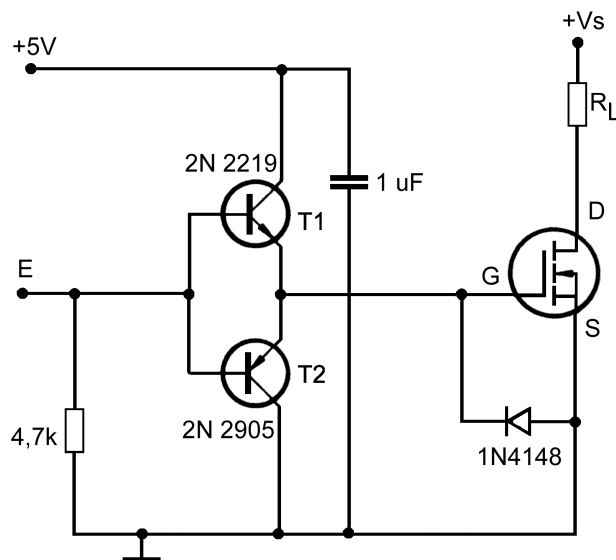


Bild 1.39: FET-Ausgang mit komplementärer Vorstufe

Anstelle der bipolaren Transistoren können ab 12 V Logik-Spannungsversorgung auch für die Vorstufe FETs eingesetzt werden (z. B. BSS110 für T1 und BSS100 für T2).

Damit die Umschaltzeiten nicht zu klein und damit die elektromagnetische Emission zu groß wird, kann zwischen dem Gate des MOSFET und der Gegentaktendstufe ein Widerstand eingefügt werden. Durch Parallelschalten einer Widerstands-Diodenkombination, die für den *Einschaltvorgang* den

Gesamtwiderstand reduziert, wird ein schnelleres Einschalten des MOSFETs erreicht, was Schaltverluste verringert; das langsamere Abschalten reduziert Spannungsspitzen beim Schalten von Induktivitäten. Als Anhaltspunkt für den Widerstandswert von R1 und R2 in Bild 1.40 kann man 5 bis 20 Ω nehmen. Die Diode sollte eine schnelle Schaltodiode sein, z. B. UF1001 bis UF1007, keinesfalls ein Standardtyp wie 1N4001. Auch eine saubere Masseführung ist wichtig.

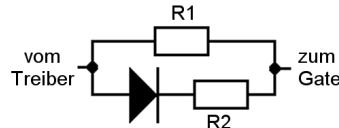


Bild 1.40: Widerstände zwischen Gate und Vorstufe

Eine weitere Möglichkeit, einen High-Side-MOSFET einschalten zu können, besteht in einer galvanisch getrennten Versorgung der Treiberstufe, beispielsweise durch einen Schaltwandler oder eine Ladungspumpe (siehe Abschnitt 1.4.4). Alternativ kann man Treiber-ICs einsetzen, welche die nötige Schaltung zum Großteil bereits integriert haben. Unter <http://www.mikrocontroller.net/articles/MOSFET-Übersicht> finden Sie eine Übersicht gängiger MOSFET-Typen und Treiberbausteine.

Damit der Treiber, diskret aufgebaut oder als IC, diese Aufgabe erfüllen kann, braucht er die zum Schalten des MOSFET nötige Energiemenge. Diese Energie wird meist nicht aus der Leistungsstromversorgung bezogen, weshalb die Treiberschaltung auf jeden Fall einen oder mehrere keramische Stützkondensator haben sollte. Ist nur ein Netzteil vorhanden, muss auf eine gute Entkopplung der Treiberspannungsversorgung von der Leistungsquelle geachtet werden, beispielsweise durch einen Vorwiderstand von wenigen Ohm und schnelle Kondensatoren.

Ein sehr wichtiges Thema wird bei höheren Strömen die Masseführung. Signal-GND der Treiberschaltung und Leistungs-GND des MOSFET dürfen nur an *einem Punkt* miteinander verbunden werden: am Anschlußpunkt des Source. Es geht in diesem Fall nicht um den statischen Spannungsabfall zwischen Source (bzw. Emitter beim bipolaren Leistungstransistor) und dem GND-Anschluss der Treiberschaltung, sondern um den dynamischen durch die Leitungsinduktivitäten. Diese Spannung steht dann nicht mehr für die Ansteuerung des MOSFET zur Verfügung. Beim Einschalten verhindert die Induktivität schnelles Schalten. Beim Ausschalten entsteht eine Selbstinduktionsspannung, die der Versorgungsspannung entgegenwirkt und die GS-Ansteuerspannung reduziert. Der MOSFET arbeitet dadurch kurzzeitig im Linearbetrieb, wird sofort heiß oder gar zerstört. Auch die Treiber-ICs vertragen oft keine Spannung unterhalb des Bezugs-GND-Potenzials.

MOSFETs lassen sich relativ einfach parallelschalten, wenn man folgendes beachtet:

- Jeder Transistor bekommt einen eigenen Gate-Vorwiderstand bzw. eine eigene Gate-Beschaltung wie in Bild 1.40. Bei manchen Typen kann der Widerstand auch entfallen.
- Die Gatebeschaltung wird möglichst nahe am Gate- und Source-Anschluß angebracht und bezüglich Leitungslänge symmetrisch ausgelegt.
- Die Leistungsanbindung an Drain und Source wird ebenfalls symmetrisch aufgebaut.
- Jedes Bauteil wird mit größerer Sicherheitsreserve als sonst üblich dimensioniert, falls trotz der oben genannten Maßnahmen Asymmetrien auftreten.

Bild 1.41 zeigt einen Leistungsschalter, dessen Ansteuerung mittels CMOS-Gattern erfolgt, die mit 12 V versorgt werden. Durch die Parallelschaltung ist eine Last von 24 V, 40 A schaltbar (fast 1 kW). Für schnelle Schaltvorgänge muss jedoch eine Gegentaktstufe wie weiter oben gezeigt verwendet werden.

Man kann, falls notwendig, mit wenig Aufwand den Maximalstrom durch einen MOSFET begrenzen, z. B. wenn der MOSFET LEDs schalten soll. Dazu wird ein Shunt-Widerstand zwischen Source und Masse eingefügt. Über diesen Shunt wird die BE-Strecke eines NPN-Transistors geschaltet. Der Transistor ist normalerweise gesperrt. Mit steigendem Strom durch den MOSFET steigt auch die Spannung an der Basis des Transistors. Sobald diese ca. 0,65 V überschreitet, beginnt der Transistor zu leiten und zieht das Gate des MOSFET auf GND-Potenzial, wodurch dieser sperrt. Bild 1.42 zeigt die Schaltung dazu. Über das Gate könnte der MOSFET per PWM angesteuert werden, ohne dass auf einen Maximalstrom geachtet werden müsste.

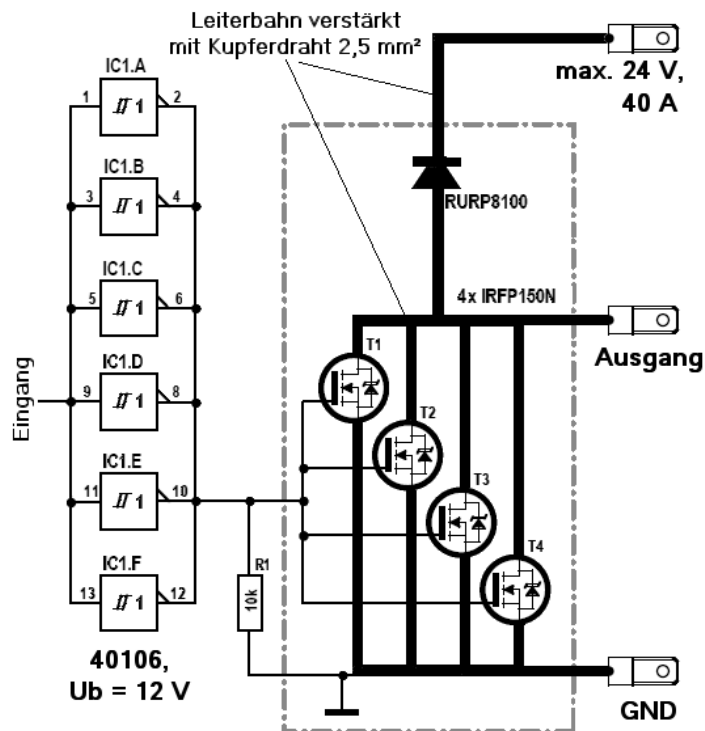


Bild 1.41: Leistungsschalter mit vier parallelen MOSFETs

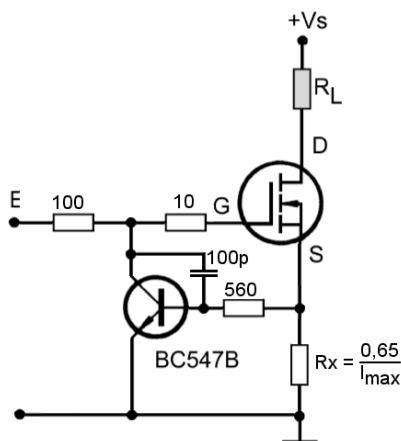


Bild 1.42: Strombegrenzung bei einem MOSFET

1.4.4 Ladungspumpe

Sogenannte Ladungspumpen benötigen keine Induktivitäten (wie z. B. Schaltregler oder DC-DC-Wandler) und sind deshalb einfach und preiswert aufzubauen. Jedoch ist im Kleinspannungsbereich ihr Wirkungsgrad nicht allzu hoch. Eine typische Anwendung ist etwa die Erzeugung der Betriebsspannungen für Operationsverstärker aus der CPU-Betriebsspannung von 5 V. An dieser Stelle dient die Ladungspumpe aber zum Erzeugen einer genügend hohen Steuerspannung für einen MOSFET.

In Bild 1.43 ist eine Ladungspumpe zur Spannungsverdopplung gezeigt. Die zugeführte Gleichspannung V_{cc} wird in eine positive Gleichspannung U_a umgewandelt. Es ergibt sich eine Ausgangsspannung von

$$U_a = 2 \cdot V_{cc} - 2 \cdot U_D \quad (1.8)$$

Bei der Spannung U_D handelt es sich um die Durchlassspannung der Diode. Sie beträgt bei Silizium-Dioden ca. 0,7 V und bei den in der Schaltung verwendeten Schottky-Dioden ca. 0,2 V. Vom Prozessor wird, beispielsweise über einen PWM-Ausgang, ein periodisches Rechtecksignal von einigen Kilohertz erzeugt.

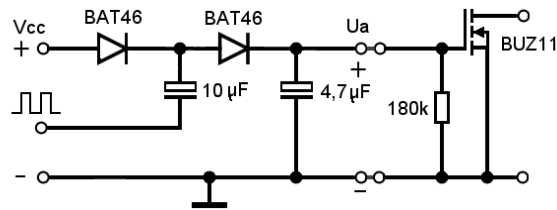


Bild 1.43: Ladungspumpe mit Spannungsverdopplung

Ist der PWM-Eingang auf logisch 1, wird der 10-Mikrofarad-Pumpkondensator über die linke Diode auf annähernd die Eingangsspannung V_{cc} aufgeladen. Geht der PWM-Eingang auf 0, liegen V_{cc} und die Spannung am Kondensator in Reihe, wodurch die linke Diode sperrt und nun die rechte Diode leitet (die Dioden wirken also als elektronische Schalter). Dadurch wird Ausgangskondensator auf nicht ganz $2 V_{cc}$ aufgeladen. Danach wiederholt sich das Spiel. Im Bild ist noch gezeigt, wie ein MOSFET angeschlossen würde.

Es lassen sich mehrere Ladungspumpen hintereinander schalten. Jede zusätzliche Stufe erhöht die Ausgangsspannung. Mit einer solchen „Kaskade“ erreicht man prinzipiell beliebig hohe Ausgangsspannungen. Die Kaskade in Bild 1.44 liefert beispielsweise eine Ausgangsspannung von

$$U_a = 3 \cdot V_{cc} - 4 \cdot U_D \quad (1.9)$$

Der linke Schaltungsteil arbeitet wie bei der Spannungsverdopplung. Der zusätzlich eingefügte 10-Mikrofarad-Pumpkondensator wird über die dritte Diode auf ca. die doppelte Eingangsspannung aufgeladen und im nächsten Zyklus addiert sich die Spannung zu ca. der dreifachen Eingangsspannung.

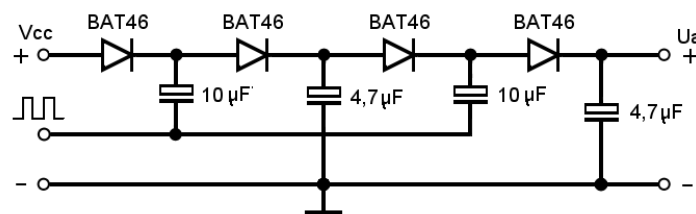


Bild 1.44: Ladungspumpe mit Kaskade

Die Ladungspumpe hat aber noch einen weiteren Vorteil: Die Schaltung wird dadurch sicherer. Je nach verwendetem Prozessor kann nicht immer sichergestellt werden, dass in der Initialisierungsphase nach dem Einschalten wirklich alle Ausgänge 0-Pegel führen. So könnte es bei angeschlossenen Aktoren bei Einschalten zu unerwünschten Bewegungen kommen.

Da bei der Ansteuerung des MOSFET (oder einer anderen Leistungsstufe) über die Ladungspumpe ein Rechtecksignal vom Prozessor erzeugt werden muss, kann kein Aktor anlaufen, bevor der Prozessor kein PWM-Signal generiert. Erzeugt man das PWM-Signal nicht über einen Timer, sondern z. B. innerhalb einer Programmschleife, ist der Ausgang ebenfalls abgeschaltet, wenn sich das Programm „aufgehängt“ hat.

1.4.5 Optokoppler

Auch am Ausgang kann eine Potentialtrennung sinnvoll sein. Manchmal ist sie sogar vorgeschrieben. Hier kommt wieder ein Optokoppler (oder ein Relais) zum Einsatz, wie er auf Seite 20 beschrieben wurde. Nur wird diesmal die LED vom Ausgang des Rechners angesteuert. Der Ausgangstransistor des Optokopplers kann wie ein Open-Collector-Ausgang der Logik behandelt werden – es lassen sich daher beliebige Verstärkerstufen, siehe oben, nachschalten.

1.4.6 Hubmagnete

Hub-, Zug-, Druck- und Klappankermagnete dienen der mechanischen Betätigung, aber auch als Kupplung oder zum Transport. Sie unterscheiden sich durch die Form ihres Ankers. Hub-, Zug- und

Druckmagnete besitzen stabförmige Anker, beim Klappanker schwenkt ein abgewinkeltes Ankerblech um eine der Kanten des Jochs. Bei Kupplungsmagneten (Magnetkupplung) ist der Anker eine Scheibe. Halte- und Transportmagnete verwenden das Transportgut als Anker.

Mit Gleichspannung betriebene Magnete besitzen eine stark nichtlineare Kraft-Weg-Kennlinie bei Annäherung des Ankers an das Joch. Berühren sich beide, ist die Kraft am größten. Mit der Entfernung nimmt sie fast exponentiell ab. Die zu Beginn des Anziehens geringe Kraft macht sie ungeeignet für Einsatzfälle, die sofort eine große Kraft benötigen. Dieser Nachteil kann mechanisch und elektrisch gemildert werden. Mechanisch geschieht dies durch die konstruktive Gestaltung der Magnetpole, elektrisch verwendet man kurzzeitig eine überhöhte Spannung als Anzuhilfe.

Wechselstrom-Zugmagnete haben wegen der bei großem Luftspalt verringerten Induktivität einen erhöhten Stromfluss beim Anziehen und daher bereits zu Beginn des Anziehens eine große Kraft (siehe auch den folgenden Abschnitt).

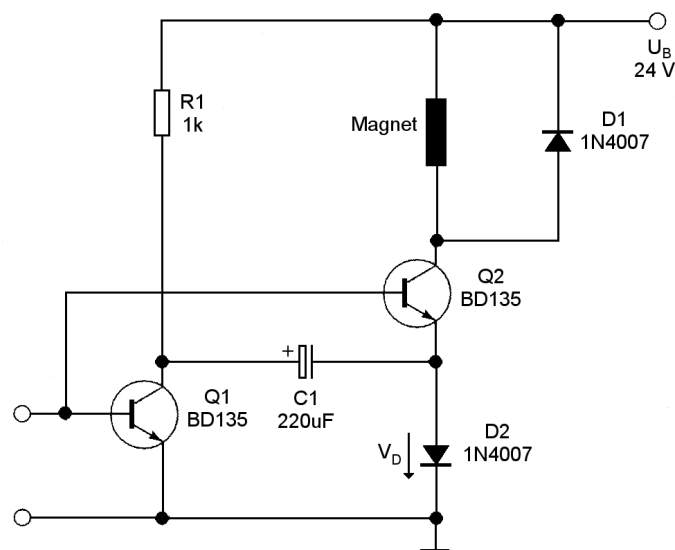


Bild 1.45: Schaltbild der Hubmagnetansteuerung

Die Schaltung in Bild 1.45 demonstriert eine Möglichkeit, auch ohne zusätzliche Spannung einen Hub- oder Zugmagneten mit mehr Anzugskraft zu betreiben. Im Ruhezustand sind die beiden Transistoren Q1 und Q2 gesperrt. Der Kondensator C1 lädt sich über R1 auf ca. 12 V auf. Seine linke Seite hat dann ein Potenzial von 24 V, die rechte Seite wird von D2 auf ca. 0,6 V gehalten. Werden nun Q1 und Q2 durchgeschaltet, liegt die Linke Seite von C1 plötzlich auf Massepegel. Dementsprechend liegt seine rechte Seite immer noch 23,4 V niedriger als die linke, also gegenüber Masse auf -23,4 V. Über den durchgeschalteten Transistor Q2 liegt der untere Anschluss des Magneten nun auf ca. -23 V. Sein oberer Anschluss liegt aus 24 V, somit fallen über dem Magneten ca. 47 V ab – genügend Spannung für einen kräftigen „Wuppdich“. D2 leitet erst wieder, wenn sich der Kondensator nach kurzer Zeit über den Magneten entladen hat. Nun liegt eine Haltespannung von etwa 23 V am Magneten an. Prinzipiell könnte man auch hier die unter 1.4.4 besprochene Ladungspumpe verwenden, um eine höhere Spannung für den Magneten zu erzeugen. Letztendlich leistet die obige Schaltung im Prinzip genau das auf einfache Art und Weise.

1.4.7 Piezo-Lautsprecher

Piezo-Lautsprecher (Piezoschallwandler, Bild 1.46) werden durch eine Wechselspannung im Bereich von 10 V bis über 100 V angesteuert und können in einem sehr engen Frequenzbereich laute Töne abgeben. Der Wandler stellt dabei eine elektrische Kapazität im Bereich von 100 nF dar und bedarf zur Ansteuerung entsprechender elektronischer Treiber. Die Wandler werden meist zur akustischen Signalisierung eingesetzt; sie sind auf Grund des engen Wiedergabe-Frequenzbereiches kaum zur Sprach- oder Musikwiedergabe geeignet. Piezo-Lautsprecher haben einen hohen Innenwiderstand und können daher direkt an den Ausgangsport eines Mikrocontrollers angeschlossen werden.

Nur leider sind sie dann auch relativ leise. Eine Verbesserung erreicht man, wenn der Piezo eine Induktivität parallel schaltet. Das kann auch die Erregerspule eines kleinen Reed-Relais sein. Wegen

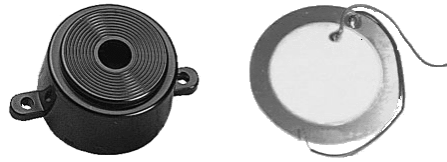


Bild 1.46: Zwei Bauformen eines Piezo-Lautsprechers

der Selbstinduktion muss der Transistor mindesten 60 V verkraften. Die Ansteuerung ist in Bild 1.47 links zu sehen.

Eine weitere Verbesserung erreicht man, wenn der Piezo nicht direkt gegen Masse oder die Versorgungsspannung betrieben wird, sondern invers angesteuert wird. Man schließt ihn dazu an zwei Ports an, deren Ausgangspegel immer invers zueinander sind. So verdoppelt sich der Spannungshub, denn einmal liegen rechts am Piezo 5 V an und links 0 V und im anderen Fall links 5 V und rechts 0 V. Hat man nur noch einen Port frei, kann man sich mit einem externen Inverter behelfen, wie in Bild 1.47 rechts.

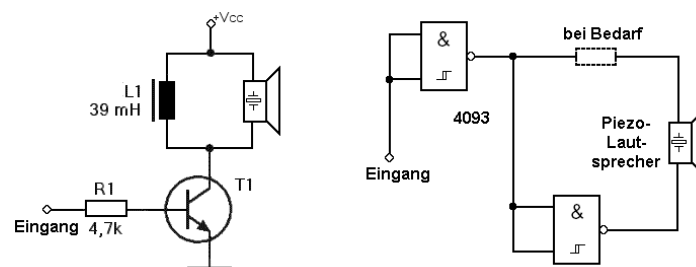


Bild 1.47: Ansteuerung eines Piezo-Lautsprechers

Noch mehr Power bekommt man, wenn man nicht auf die Ausgangsspannung des Ports angewiesen ist, sondern eine höhere Spannung schaltet (z. B. die Versorgungsspannung *vor* dem Spannungsregler. Dann benötigt man aber einige Schalttransistoren. Die Schaltung in Bild 1.48 verwendet eine Brücke aus zwei P-Mosfets und zwei N-Mosfets. Wird ein 1-Pegel am Gate von Q2 angelegt, schaltet dieser durch und zieht den Punkt A auf nahezu Massepegel. Dadurch schaltet auch Q3 durch und Q1 wird gesperrt. Auch Q4 sperrt. Die Spannung an Punkt B steigt auf 15 V. Sinkt nun der Pegel an Q2 auf Masse, sperrt Q2. Q1 ist auch noch gesperrt. Über den 1-k-Widerstand wird Punkt A auf 15 V gezogen worauf Q3 sperrt und Q3 durchschaltet. Nun liegt Punkt A auf 15 V und Punkt B auf Masse.

Damit ist das Ziel erreicht: der Piezo-Lautsprecher wird mit einer rechteckförmigen Wechselspannung von 30 V_{ss} angesteuert, was für die Lärmerzeugung ausreichen sollte.³ An die MOSFETs werden keine besonderen Ansprüche gestellt, man kann nehmen, was die Bastelkiste hergibt. Die Schaltung eignet sich auch zur Ansteuerung von kleinen dynamischen Lautsprechern mit 50 Ohm (oder mehr) Impedanz.

Eine weitere Möglichkeit noch mehr Power zu bekommen ist eine weitere Erhöhung der Spannung über dem Piezo. Das lässt sich am Einfachsten mittels eines Transformators erreichen. Bild 1.49 zeigt das Prinzip. Als Trafo wird eine kleiner Netztrafo verwendet: 12 V/230 V mit einer Leistung von 1,5 VA. Der ist relativ klein. Der MOSFET IRF530 schaltet die Sekundärseite (12 V) des Trafos, an die Primärseite (230 V) kommt der Piezo, der dann mit einer Spannung von ca. 100 V betrieben wird – was einen wesentliche höheren Ausschlag nach beiden Seiten ergibt. Das Gatter im Bild steht als Stellvertreter für einen Logikausgang, das natürlich auch der Port eines Mikrocontrollers sein kann.

1.4.8 Ansteuerung von Wechselspannungsverbrauchern

Wechselspannungsverbraucher können ganz profan über einen Brückengleichrichter angesteuert werden, der beispielsweise im Kollektorzweig eines Transistors eingebaut wird. Mit der einfachen Schaltung in Bild 1.50 können Wechselstromverbraucher mit einem Transistor unter Zuhilfenahme einer Gleichrichterbrücke ein- und ausgeschaltet werden. Der Schalttransistor liegt hierbei auf der Ausgangsseite, der vom Wechselstrom durchflossene Lastwiderstand R_L auf der Eingangsseite der

³Man darf nur keine HiFi-Qualität erwarten.

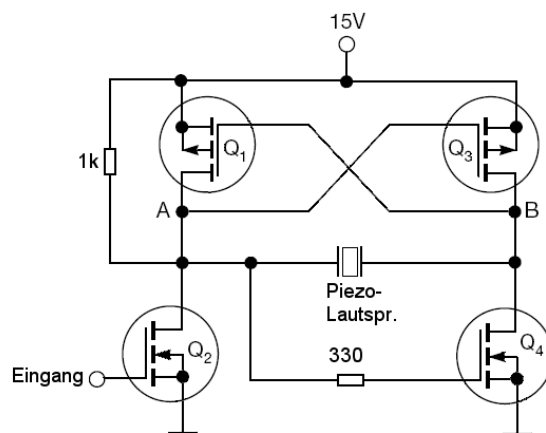


Bild 1.48: Ansteuerung eines Piezo-Lautsprechers mit einer Brückenschaltung

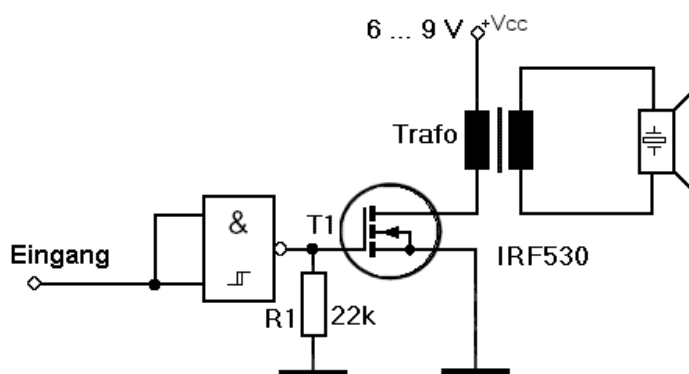


Bild 1.49: Ansteuerung eines Piezo-Lautsprechers per Trafo

Brückenschaltung. Je nach Stromverstärkung des Transistors benötigt die Schaltung etwa folgende Steuergleichspannung zum Einschalten des Laststromes:

$$U_{st} = \frac{\sqrt{2} * U_w * R_B}{\beta * R_L} + U_{BE}$$

Darin ist U_{BE} mit etwa 0,7 V einzusetzen, und der Basisvorwiderstand R_B ist so zu wählen, daß etwa 0,7 V daran abfallen. Bei Ansteuerung der Schaltung mit einem Steuergleichstrom I_{st} muss dieser etwa

$$I_{st} = \frac{\sqrt{2} * U_w}{\beta * R_L}$$

betragen. Für die Gleichstromverstärkung β ist stets der kleinstmögliche Wert des Streuspektrums einzusetzen. Der Schalttransistor muss eine zulässige Kollektor-Emitter-Spannung haben, die größer ist als der Spitzenwert der Wechselspannung U_w .

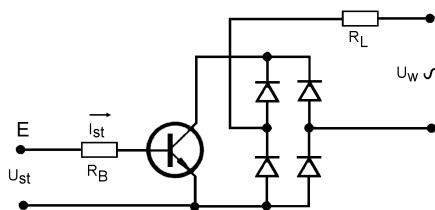


Bild 1.50: Ansteuerung von Wechselspannungs-Verbrauchern

Statt des Transistors kann man auch einen Thyristor verwenden. Da die Spannung über Anode und Kathode des Thyristors eine pulsierende Gleichspannung ist, wird der Thyristor bei jedem Null-durchgang wieder gelöscht. Will man höhere Leistungen (eventuell auch höhere Spannungen, z. B.

Netzspannung) schalten, kann durch eine Erweiterung der Thyristorschaltung auch gleich noch ein weiteres Problem gelöst werden. Je nach Schaltzeitpunkt muss der Thyristor eine kleinere oder größere Last schalten. Im günstigsten Fall wird gerade beim Nulldurchgang der pulsierenden Gleichspannung geschaltet, im ungünstigsten Fall gerade im Spannungsmaximum. Dabei spielt nicht nur die Belastung des Thyristors, sondern auch durch die steilen Schaltflanken entstehenden Störungen eine Rolle.

Deshalb verwendet man oft einen sogenannten Nullspannungsschalter, der das Triggern des Thyristors nur bei sehr niedrigen Spannungen zulässt. So ein Nullspannungsschalter kann sogar schon mit recht wenig Aufwand realisiert werden. Im Bild 1.51 ist die Thyristorschaltung um einen Nullspannungsschalter erweitert, der nur aus einem Transistor besteht.

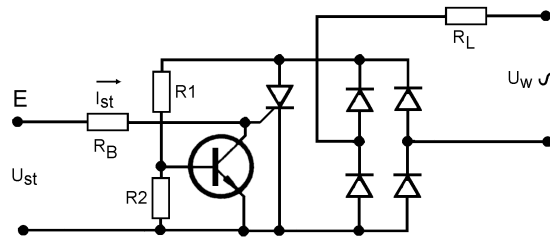


Bild 1.51: Ansteuerung mit Thyristor-Nullspannungsschalter

Die Basis des Transistors liegt über den Spannungsteiler an der positiven pulsierenden Eingangsspannung. Ist diese größer als ca. 0,7 V, steuert der Transistor durch und legt das Gate des Thyristors an Masse. Der Thyristor kann daher nicht angesteuert werden, weil die Steuerspannung vom Transistor kurzgeschlossen wird. Geht die Spannung über dem Thyristor gegen Null, sperrt er Transistor und die Steuerspannung gelangt an das Gate des Thyristors, worauf dieser durchschaltet. Das Verhältnis von R1 und R2 richtet sich nach der Verbraucherspannung, wobei R1 der wesentlich größere Widerstand ist – er legt auch den maximalen Basisstrom des Transistors fest.

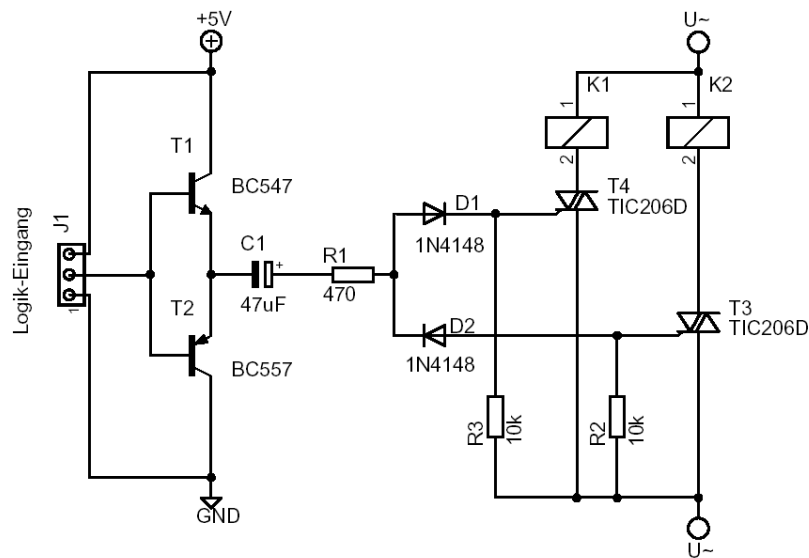


Bild 1.52: Ansteuerung zweier Wechselspannungs-Zugmagnete

Oft greift man aber zu Triacs – in diesem Fall braucht man keine Gleichrichter mehr. Das folgende kleine Beispiel soll die Anwendung illustrieren. Bei höheren Spannungen (bei Netzspannung auf jeden Fall), aber auch bei höheren Strömen kann man dann auf das im folgenden Abschnitt besprochene Halbleiterrelais zurückgreifen. Die hier gezeigte Anwendung hat zwei Aktoren, beispielsweise Zugmagnete (die Schaltung würde aber auch mit Modellbahnweichen funktionieren). Bei einem Zug- oder Hubmagneten ist häufig nur eine kurze Betätigungszeit gewünscht (z. B. Türöffner), weshalb die Schaltung beim Pegelwechsel von 0 auf 1 bzw. umgekehrt nur einen kräftigen Impuls erzeugt. Betrachten Sie nun die Schaltung in Bild 1.52.

Das Logiksignal wird auf die Pufferstufe aus den beiden Transistoren geleitet. Wechselt der Eingang beispielsweise von 0 auf 1, gibt T1 diese positive Flanke über C1 weiter. Dadurch fließt ein Strom durch R1 und D1, wogegen D2 sperrt. Das Gate des Triac T4 wird angesteuert und die Spule mit Strom versorgt. Dieser Zustand dauert an, bis C1 geladen ist. Dann fließt kein Strom mehr und T4 sperrt wieder. Wechselt der Pegel von 1 auf 0, entlädt sich C1 über D2 und steuert das Gate von T3 an – der andere Magnet zieht an (Triacs lassen sich sowohl mit positiven als auch mit negativen Gate-Spannungen ansteuern). Die Kapazität von C1 legt auch die Zeitdauer fest, die der Magnet angezogen ist.

Einige ICs und passive Bauelemente genügen, um eine Phasenanschnittsteuerung mit einem Computer zu koppeln. Die Steuerung ist relativ niedrig aufgelöst (vier Bit/16 Leistungsstufen), reicht aber in vielen Fällen aus. Werfen Sie nun einen Blick auf die Schaltung in Bild 1.53.

Das vom Rechner vorgegebene 4-Bit-Wort wird bei jedem Nulldurchgang der Netzspannung über die Paralleleingänge in einen binären Aufwärtszähler geladen. Erreicht der Zähler den maximalen Zählerstand, schaltet sein Ausgangspin CO auf 0-Pegel. Dadurch wird der Triac über den Transistor und einen Triac-Optokoppler getriggert. Der mit einem der beiden Zeitgeber-ICs NE555 realisierte astabile Multivibrator erzeugt den Takt des Zählers. Die Frequenz ist dabei so gewählt, dass der Zähler innerhalb einer Netz-Halbperiode von 10 ms gerade bis 14 zählt. Ist der Zähler beispielsweise mit dem Binärwert 0000 geladen, wird der Zählerstand 15 innerhalb einer Halbperiode gar nicht erreicht und der Triac nie gezündet (keine Leistung). Lädt man den Zähler dagegen mit dem binären Wert 1111, zündet der Triac sofort (volle Leistung). Mit den Werten dazwischen kann die Leistung entsprechend von gering bis fast maximal eingestellt werden.

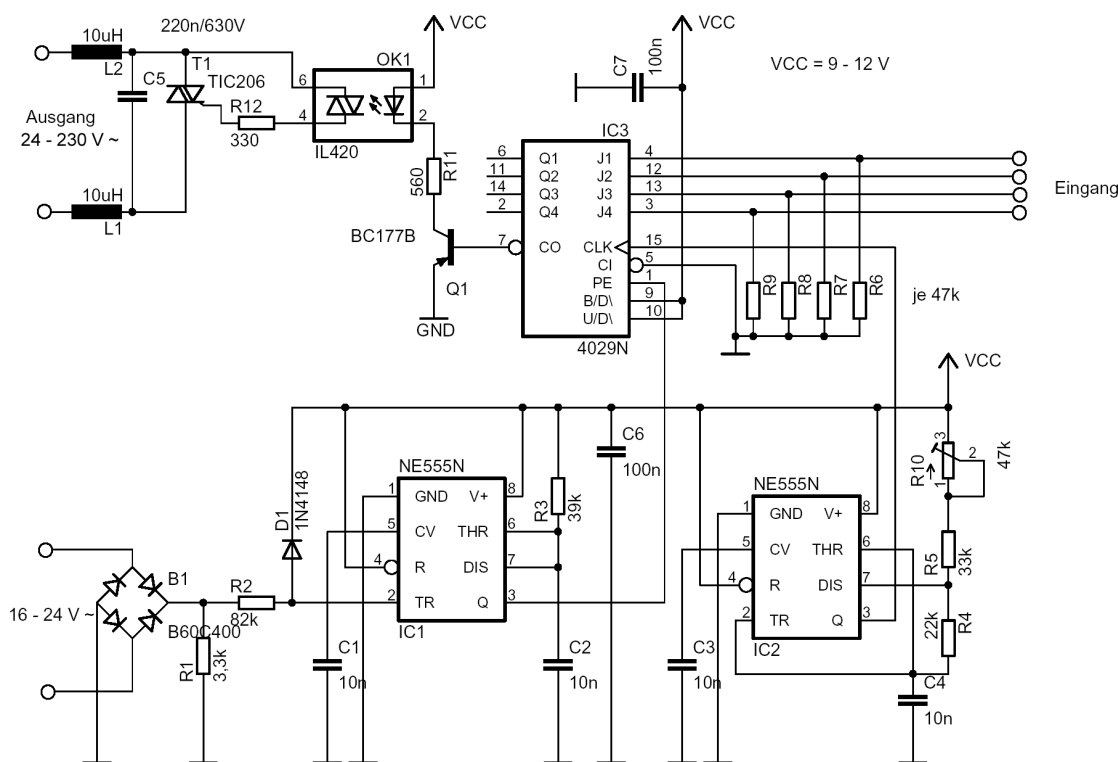


Bild 1.53: Digitale Phasenanschnittsteuerung

Der Nulldurchgangsimpuls zum parallelen Laden des Zählers wird mit Hilfe des zweiten NE555 gewonnen, der als Monoflop arbeitet. Dazu wird eine Hilfswechselspannung aus dem Netzteil der Schaltung gleichgerichtet. Fällt diese unter einen Wert von ca. 1,6 V, triggert der Zeitgeber und erzeugt den Load-Impuls für den Zähler – also quasi im Nulldurchgang. Der Widerstand R1 sorgt dafür, dass die Spannung trotz eventueller Leckströme zu Null wird. R2 und D5 schützen den Triggereingang des NE555. Die Hilfswechselspannung, die zur Erzielung schmaler Impulse nicht kleiner als 16 V sein sollte, kann zum Beispiel aus dem Netzteil direkt an irgendeiner Trafowicklung abgegriffen werden, falls die mit dieser Wicklung erzeugte Gleichspannung mit dem Minuspol an Masse liegt.

Zum Abgleich wird der Trimmer so weit heruntergestellt, dass der Triac bei dem Vorwahlwert 0000 gerade noch nicht zündet. Das entspricht einer Frequenz von 1,4 kHz am Ausgang des NE555. Nach-

teilig an der Schaltung ist, dass der Takt-Oszillator nicht mit dem Netz-Nulldurchgang synchronisiert ist. So sind die einzelnen Leistungsstufen bzw. Phasenwinkel zu jedem Eingangswert nicht genau definiert; sie werden sich sogar, bedingt durch Oszillator-Drift, geringfügig verändern. Die Daten des Triacs und des unbedingt vorzusehenden Netzfilters hängen von der jeweiligen Anwendung ab, deshalb sind hier keine speziellen Typen angegeben. Selbstverständlich müssen beim Aufbau der Schaltung mit Netzspannung die notwendigen Sicherheitsvorkehrungen beachtet werden.

1.4.9 Halbleiter-Relais

Halbleiterrelais (englisch SSR = Solid State Relay) sind elektronische Bauteile, die die Vorteile von Halbleitern mit der Funktionalität eines elektromechanischen Relais verbinden. Sie ermöglichen das Schalten großer Lasten mit einem kleinen Steuerstrom oder einer kleinen Steuerspannung. Es gibt allerdings keinen Typ, der für sämtliche Anwendungsfälle optimal geeignet wäre. Doch bietet eine Vielzahl von verschiedenen Halbleiterrelais für fast jeden speziellen Fall eine entsprechende Lösung. Die galvanische Trennung zwischen Steuer- und Lastkreis wird dabei durch eine optische Kopplung erreicht, was sie für das Schalten von Netzspannungsgeräten prädestiniert. Dabei ist zu beachten, dass die Halbleiterrelais keine sichere Trennung im ausgeschalteten Laststromkreis gewährleisten. Auch die Schaltverluste sind größer. Ihre Vorteile:

- Halbleiterrelais sind typischerweise kleiner als elektromechanische Relais gleicher Schaltleistung, wodurch sich eine deutliche Platzeinsparung auf gedruckten Leiterplatten ergibt;
- sie bieten eine bessere Systemzuverlässigkeit, da sie keine beweglichen Bauteile haben oder Kontakte, die sich abnutzen könnten;
- sie bieten ideale Eigenschaften, stellen keine Anforderungen an die Ansteuerelektronik und schalten prellfrei;
- sie bieten bessere System-Lebenszeitkosten, einschließlich einer einfacheren Schaltung mit geringeren Anforderungen an Stromversorgung und die Wärmeabfuhr.

Halbleiterrelais, mit denen Gleichspannungen und Gleichströme geschaltet werden können, unterscheidet man nach der Beschaltung des Ausgangskreises (Art der Leistungstristoren und der Schutzbeschaltung): mit Bipolar Transistor oder mit MOS-Feldeffekt-Transistor, wahlweise mit oder ohne integrierte Freilaufdiode.

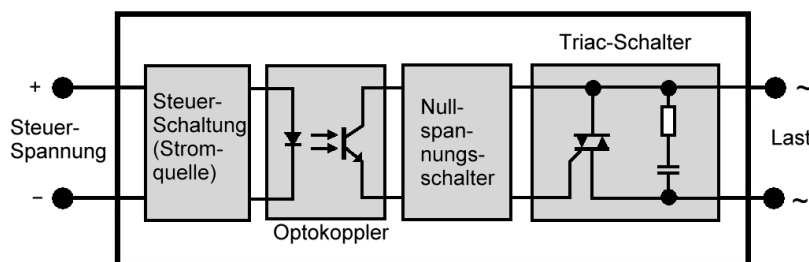


Bild 1.54: Blockschtung eines Halbleiter-Relais

Halbleiterrelais, mit denen Wechselspannungen und Wechselströme geschaltet werden, verwenden meist Thyristoren oder Triacs. Einige Typen schalten zwei, drei oder vier Lastkreise (z. B. für Drehstromanwendungen). Ein wichtiges Unterscheidungskriterium besteht hier darin, ob diese im Netzspannungsnulldurchgang (nullspannungsschaltend = Zero Cross) oder beim Anlegen der Steuerspannung (momentanwertschaltend = Non Zero Cross) schalten. Letzteres führt oft zu stärkeren HF-Störungen und belastet den Ausgangskreis auch stärker. Für den Ausgangskreis ist zudem von Bedeutung, ob intern eine Schutzbeschaltung (meist RC-Glieder oder Varistoren) eingebaut ist. Sie dient zur Vermeidung einer sogenannten Selbstzündung bei steilem Spannungsanstieg im Lastkreis. Im ausgeschalteten Zustand fließt bei 230 V/50 Hz im RC-Glied ein Reststrom von etwa 1 mA.

Bild 1.54 zeigt ein Blockschtbild. Die Schaltung enthält einen Optokoppler, der das Ausgangssignal der Steuerschaltung an einen Nullspannungsschalter überträgt. Dieser gibt in jedem steigenden Nulldurchgang des Lastwechselstroms einen Steuerimpuls an den nachfolgenden Triac ab, der dadurch

den Laststromkreis schließt. Bei Ausbleiben der Steuerimpulse wird der Triac gesperrt. Bei manchen Modellen ist der LED des Optokopplers noch eine Stromquelle vorgeschaltet, so dass am Eingang eine beliebige Spannung zwischen beispielsweise 5 und 12 Volt angelegt werden kann und auch kein Vorwiderstand nötig ist.

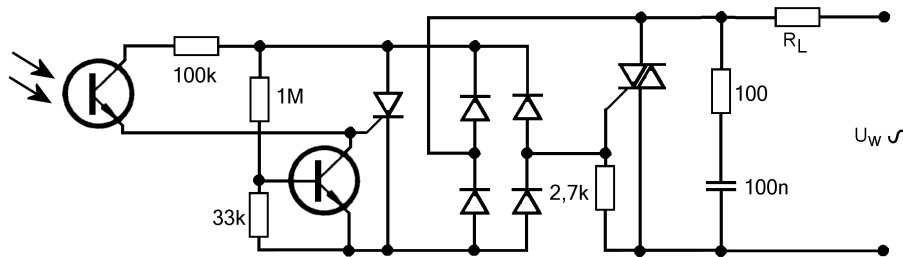


Bild 1.55: Halbleiter-Relais mit Nullspannungsschalter

In Bild 1.55 wird der weiter oben gezeigte Nullspannungsschalter mit einem Triac für das Schalten von Wechselspannungen kombiniert. Der Optokoppler am Eingang ist durch den Fototransistor in der Schaltung symbolisiert. Man könnte übrigens auch eine reale Kopplung von LED und Phototransistor verwenden. Beide in ausreichendem Abstand voneinander in einem lichtdichten Kunststoffrohr ergeben auch eine optische Isolierung von der 230-V-Spannung. Der Thyristor schaltet nun den Wechselspannungsverbraucher nicht mehr selbst, sondern steuert einen Triac an (der für min. 400 V geeignet sein muss). Dieser schaltet nun die Last; so können Thyristor und Dioden für kleine Ströme ausgelegt sein. Das RC-Glied am Ausgang unterdrückt Störungen, die durch die Schaltflanken des Triac erzeugt werden. Beim 100-Ohm-Widerstand ist auf genügend Leistungsreserven zu achten, er sollte min. 1 bis 2 Watt haben. Wie man sieht, ist ein SSR schaltungstechnisch nicht ganz trivial.

Bild 1.56 demonstriert, wie man mit Hilfe einer Stromquelle den Eingang des Halbleiterrelais an nahezu jede Eingangsspannung anpassen kann. Dafür wird ein integrierter Festspannungsregler 78L05 verwendet. Da zwischen Ausgang und Masseanschluss immer eine Spannung von 5 Volt aufrechterhalten wird, kann der Strom durch den Widerstand festgelegt werden (Ohmsches Gesetz). Für ca. 30 mA ergibt sich $R = 5/0,03 = 166,66 \Omega$. Wird das Solid State Relais mit einem festen Logikpegel angesteuert, reicht natürlich ein Vorwiderstand.

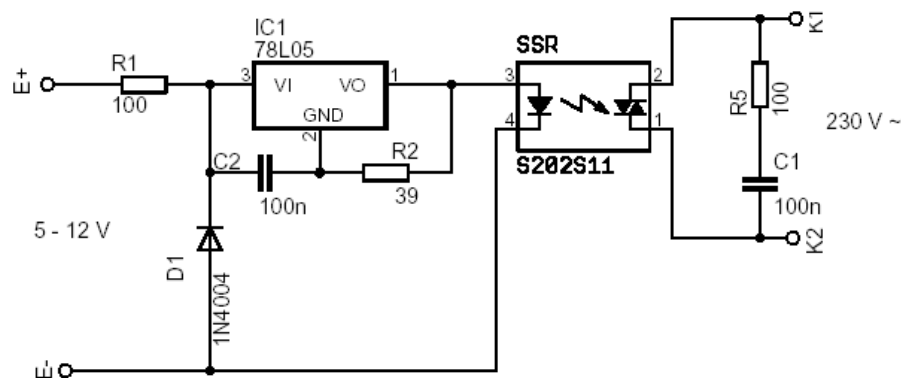


Bild 1.56: Halbleiter-Relais mit Stromquelle am Eingang

1.4.10 Relais

Relais werden aufgrund ihrer Eigenschaften wie potenzialfreies Schalten, sichere galvanische Trennung oder geringe Übergangswiderstände millionenfach eingesetzt. Relais sind über den Strom in der Erregerspule betätigte elektrische Schalter mit einem oder mehreren voneinander isolierten Kontaktsätzen. Es gibt Arbeitskontakte (sog. Schließer), die bei Stromfluss in der Spule den Kontakt schließen, Ruhekontakte (sog. Öffner), die den Stromfluss bei Erregung der Spule unterbrechen, und Umschaltkontakte. In der Regel werden monostabile Relais eingesetzt, die nur solange anziehen, wie

Strom in der Spule fließt. Daneben gibt es bistabile Relais, die zwei Spulen besitzen und jeweils durch einen Stromstoß in eine stabile Dauerposition gebracht werden. Stromstoßrelais wechseln bei jedem Impuls ihre Schaltstellung. In den Schaltungen dieses Buchs werden nur Gleichstromrelais eingesetzt, die gut mit der Digitaltechnik kombinierbar sind und es erlauben, die Steuerschaltungen mit ungefährlichen Spannungen aufzubauen.

Die Relaiskontakte werden aus unterschiedlichen Werkstoffen hergestellt, welche die Kontakteigenschaften festlegen. Es gibt Hochstrom-Kontakte, die meist aus Silberverbindungen (AgSnO_2 , AgCdO oder AgNi) bestehen. Zum sauberen Schalten brauchen solche Kontakte einen Mindeststrom von etwa 10 mA, sonst korrodieren sie mit der Zeit. Zum Schalten kleiner Ströme sollte man Goldkontakte (meist nur Silber vergoldet) vorziehen, deren Schaltstrom bei höchstens einem Ampere liegt. Reed-Kontakte in Reed-Relais haben ähnliche Eigenschaften wie Goldkontakte.

Beim Einsatz von Relais (und mechanischen Kontakten allgemein) ist das Kontaktprellen zu beachten. Für ein bis zehn Millisekunden nach dem Schaltvorgang schwingen die Kontakte, und es ergeben sich kurzfristig instabile Schaltzustände. Daher und auch um den Verschleiß in Grenzen zu halten, sollten Relais nicht häufiger als zehn mal pro Sekunde geschaltet werden. Zudem entstehen in Abhängigkeit von der zu schaltenden Last Spannungsspitzen, die Störabstrahlungen im HF Bereich verursachen und über die Einkopplung in Leitungen andere Geräte im Umfeld empfindlich stören können.

Weitaus gravierender sind aber die Auswirkungen der durch das Kontaktprellen entstehenden Abschaltsfunken. Sind induktive Lasten oder hohe Ströme zu schalten, kann es durch den beim Abschalten entstehenden Funken zum Abbrennen (kontinuierliches Verdampfen) der Kontakte kommen. Das führt zum Verschleiß oder sogar zur Zerstörung der Kontaktmaterialien. Hier hilft ein RC-Glied zur Funkenlöschung, das parallel zum Kontaktsatz geschaltet wird.

Reed-Relais werden häufig dort zum Schalten kleiner Spannungen und Ströme eingesetzt, wo es auf Zuverlässigkeit und geringsten Kontakt-Übergangswiderstand ankommt. Auch das Kontaktprellen ist hier geringer ausgeprägt.

Hinweis

Beachten Sie bitte, dass ohne weitere Schutzmaßnahmen an die Relais-Kontakte nur Schutz-Kleinspannung angeschlossen werden darf (max. 24 V Wechselspannung, max. 35 V Gleichspannung). Bei höherer Spannung sind die VDE-Sicherheitsvorschriften zu beachten, d. h. vor allem berührsichere Isolation und Schutzleiter. Es dürfen dann nur ausreichend isolierende Relais mit VDE-Prüfzeichen verwendet werden.

Betrachtet man die wesentlichen Kenndaten von modernen elektromagnetischen Relais, Halbleiterrelais und verschiedenen Halbleiterschaltern, so ergibt sich daraus, dass sich diese Bauelemente jeweils für unterschiedliche Schaltaufgaben anbieten, sich also ergänzen, aber nur selten ersetzen können. Aufgrund ihrer Kontaktbestückung können elektromagnetische Relais (EMR) mehrere Stromkreise schalten, ein Halbleiterrelais (HLR) bzw. Halbleiterschalter (HLS) dagegen nur einen. Die Kontaktkapazität ist ein Maß für die HF-Tauglichkeit eines Relais. Sie beträgt gewöhnlich Bruchteile eines Picofarad (pF). Man unterscheidet Kapazitäten zwischen offenen Kontakten, den Kontaktpaaren zueinander sowie zwischen Kontakten und Masse. Die Kontaktkapazität entspricht bei Halbleiterschaltern der Leerlauf-Sperrschichtkapazität, die spannungsabhängig ist und 5 bis 400 pF betragen kann. Der Schaltspannungsbereich von Relais wird bei geschlossenen Kontakten durch die Größe des Kontaktwiderstandes (minimale Spannung) und bei offenen Kontakten durch den Kontaktabstand (maximale Spannung) festgelegt. Bei Halbleiterschaltern wird er einerseits durch die Sättigungsspannung und andererseits durch die maximale Sperrspannung begrenzt.

Eine Parallelport-Relaiskarte

Der Schaltplan in Bild 1.57 zeigt eine einfache Relaiskarte für den Parallelport. Der im Abschnitt 1.4.2 auf Seite 25 besprochene Verstärkerbaustein ULN2803 sorgt für die Umsetzung und Verstärkung der TTL-Signale der Druckerschnittstelle und liefert genügend Strom für die Relais. Im Prototyp wurden Relais eingesetzt, die in der Lage sind, auch Verbraucher zu schalten, die 230 Volt Netz-Wechselspannung benötigen. Aus diesem Grund sind auch parallel zu den Relaiskontakten Varistoren (VDRs) geschaltet, die möglicherweise auftretende Überspannungen an den Kontakten ableiten. Außerdem wurde noch ein Spannungsregler für die Versorgung des ULN2803 und der Relais vorgesehen. Es wird also nur noch ein einfacher Trafo bzw. ein unreguliertes Steckernetzteil benötigt.

Das Ansteuerprogramm verwendet die Portzugriffs-Mechanismen aus dem Skript „EA-Programmierung“. Der verwendete Parallelport ist als Konstante definiert und wird fest ein-

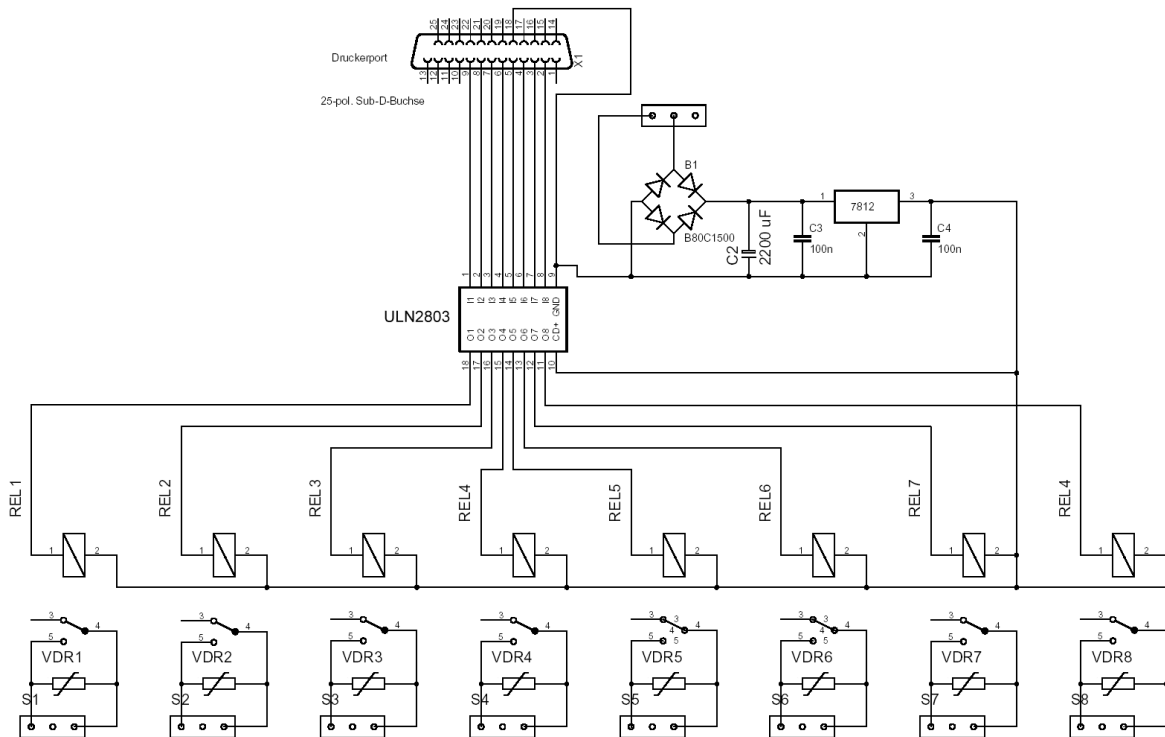


Bild 1.57: Relaiskarte für den Parallelport

kompiliert; er ließe sich auch einstellbar machen. Das Programm wird mit dem Kommando `relaisp <Parameter>` aufgerufen, wobei als Parameter folgende Eingaben möglich sind:

Kommandoparameter der Relaiskarte

Parameter	Bedeutung
-stat	Status der Relais als Dezimal- und Hexzahl; Bit=1: Relais an, Bit=0: Relais aus. Es sind keine weiteren Parameter möglich.
-off	alle Relais ausschalten
-on	alle Relais einschalten
-sx	Relais x einschalten ($1 \leq x \leq 8$)
-rx	Relais x ausschalten ($1 \leq x \leq 8$)

Beispiele:

```
relaisp -off -s1 -s3: Relais 1 und 3 einschalten
relaisp -s4 -r3:      Relais 4 ein- und 3 ausschalten
relaisp -on -r8:      alle Relais außer 8 einschalten
```

Beim Aufruf ohne Parameter oder mit falschen Eingaben wird ein Hilfetext angezeigt (Funktion `usage()`). Das Hauptprogramm gibt die Ports frei und wertet dann die Kommandozeile aus. Das Ergebnis dieser Auswertung wird dann in den Datenport geschrieben. Das Programm wird mit dem Kommando `gcc -Wall -O2 -o relaisp relaisp.c` übersetzt. Danach wechseln Sie mit `su` oder `sudo` in die Identität von Root. Nun bekommt das Binärprogramm mittels `chown root relaisp` einen neuen Besitzer und per Kommando `chmod 4711 relaisp` die richtigen Zugriffsrechte. Jetzt steht einem Einsatz in Shellskripten und anderen Programmen nichts mehr im Wege.

```
/* Ansteuerung der parallelen Relaisplatine
 * Compile with -O or -O2 or similar.
 */

#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <string.h>
#include <sys/io.h>
```

```

#include <unistd.h>

/* Basisadressen der Parallelports */
#define LPT1 0x378
#define LPT2 0x278
#define LPT3 0x3BC

/* aktuell verwendeter Port */
#define BASEPORT LPT1

void usage(void)
{
    fprintf(stderr, "Ansteuerprogramm fuer die parallel Relaiskarte\n");
    fprintf(stderr, "No Parameters!\n");
    fprintf(stderr, "\n");
    fprintf(stderr, "Usage: relaisp <Parameter>\n");
    fprintf(stderr, "\n");
    fprintf(stderr, "Parameter:\n");
    fprintf(stderr, "    -stat:   Status der Relais als Dezimalzahl\n");
    fprintf(stderr, "           Bit=1: Relais an, Bit=0: Relais aus\n");
    fprintf(stderr, "           keine weiteren Parameter moeglich\n");
    fprintf(stderr, "    -off:   alle Relais aus\n");
    fprintf(stderr, "    -on:    alle Relais an\n");
    fprintf(stderr, "    -sx:    Relais x einschalten (1 <= x <= 8)\n");
    fprintf(stderr, "    -rx:    Relais x ausschalten (1 <= x <= 8)\n");
    fprintf(stderr, "\n");
    fprintf(stderr, "Beispiel:\n");
    fprintf(stderr, "    relaisp -off -s1 -s3: Relais 1 und 3 einschalten\n");
    fprintf(stderr, "    relaisp -s4 -r3:      Relais 4 ein- und 3 ausschalten\n");
    fprintf(stderr, "    relaisp -on -r6:      alle Relais ausser 6 einschalten\n");
    fprintf(stderr, "\n");
}

int main(int argc, char *argv[])
{
    unsigned char val = 0, rval = 0, n;

    if ((argc <= 1) || (strcmp(argv[1], "--help") == 0))
    {
        usage();
        exit(1);
    }

    /* Ports freigeben */
    if (ioperm(BASEPORT, 3, 1))
    {
        perror("Error: cannot access ioport"); exit(1);
    }

    /* Parameter auswerten */
    for (n = 1; n < argc; n++)
    {
        if (strcmp(argv[n], "-stat") == 0)
        {
            /* Status liefern */
            rval = inb(BASEPORT);
            printf("Status: %d (%2X)\n", rval, rval);
            exit(0);
        }
        else if (strcmp(argv[n], "-off") == 0)
        {
            /* Alles ausschalten */
            rval = 0;
        }
        else if (strcmp(argv[n], "-on") == 0)
        {
            /* Alles einschalten */
            rval = 255;
        }
        else if ((argv[n][0] == '-') && (argv[n][1] == 's'))
        {
            val = atoi(&argv[n][2]); /* Zahl hinter dem "-s" umwandeln */
            if ((1 <= val) && (val <= 8))
            {
                val = 1 << (val-1);
                rval = rval | val;
            }
        }
    }
}

```

```

    }
}
else if ((argv[n][0] == '-') && (argv[n][1] == 'r'))
{
    val = atoi(&argv[n][2]); /* Zahl hinter dem "-r" umwandeln */
    if ((1 <= val) && (val <= 8))
    {
        val = ~(1 << (val-1));
        rval = rval & val;
    }
}
else
{
    fprintf(stderr, "Wrong Parameter: %s\n", argv[n]);
}
}

/* Set the data signals of the port */
outb(rval, BASEPORT);

/* Ports wieder freigeben */
if (ioperm(BASEPORT, 3, 0))
{ perror("Error: cannot access ioport"); exit(1); }
exit(0);
}

```

1.4.11 Bistabile Relais

Bistabile Relais können im stromlosen Zustand zwei unterschiedliche, stabile Schaltzustände annehmen. Während den Standard-Relais im angezogenen Zustand ständig Energie zugeführt werden muss, um den Schaltzustand zu halten, benötigen bistabile Relais nur kurz Energie zum Wechseln des Schaltzustandes. Die Wirkungsweise beruht auf einer Überlagerung der Magnetisierung durch die Spule mit einem Dauermagneten, der im Eisenkreis des Relais integriert ist.

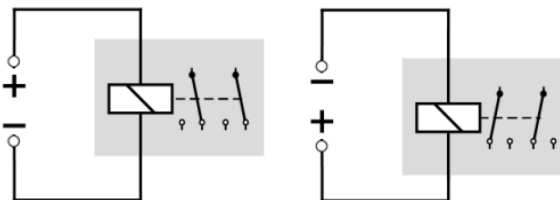


Bild 1.58: Bistabiles Relais mit einer Spule

Bistabile Relais sind daher auch hervorragend für Batterieanwendungen geeignet. Konstruktiv können bipolare Relais unterschiedlich aufgebaut sein, wobei es sich üblicherweise um gepolte Relais handelt. Je nach Ausführung wird die Schaltrichtung durch die Polarität der anzulegenden Erreger-Gleichspannung an einer Spule bestimmt, oder es sind zwei Spulen mit umgekehrtem Wicklungssinn vorhanden. Bei einem bistabilen Relais mit einer Spule (Bild 1.58) hängt der Schaltzustand von der Polarität der angelegten Spannung ab. Ein kurzer Impuls schaltet das Relais ein und ein kurzer Impuls mit umgekehrter Polarität schaltet das Relais wieder aus.

Bei einem Doppelspulenrelais ist an den Spulen zum Umschalten wechselweise eine Spannung mit gleicher Polarität anzulegen (Bild 1.59): ein kurzer Impuls an der einen Spule schaltet das Relais ein, ein kurzer Impuls an der anderen Spule schaltet es wieder aus. Oft sind beide Spulen auf einer Seite an einem gemeinsamen Anschluss nach aussen geführt. Beide Spulen gleichzeitig zu bestromen wäre sinnlos. Die Polarität der Spannung ist oft beliebig.

Bei vielen Relais-Varianten ist jeweils die Kontaktzunge in der einen Richtung mechanisch vorgespannt, und in der anderen Schaltrichtung übernimmt ein kleiner integrierter Dauermagnet, dessen Feld das der Erreger-spule additiv überlagert, diese Aufgabe. Es gibt auch bistabile Relais, die als Haftrelais oder Remanenzrelais bezeichnet werden und nach dem Abschalten des Erregerstroms den vorhandenen Restmagnetismus (Remanenz) eines Elektromagneten nutzen. Der Zustand bleibt erhalten, bis ein gegengerichtetes Magnetfeld im Relais aufgebaut wird. Oft werden aber zur Unterstützung der geringen Remanenz zusätzlich kleine Dauermagnete eingesetzt. Bild 1.60 zeigt eine

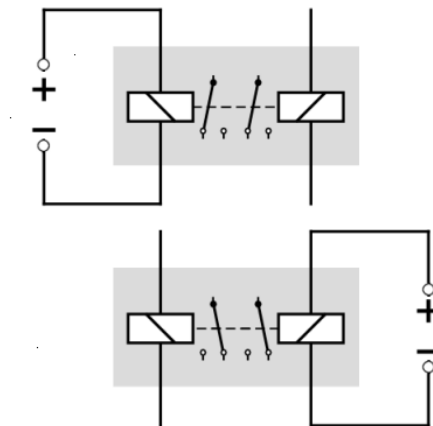


Bild 1.59: Bistabiles Relais mit zwei Spulen

typische Bauform eine bistabilen Kleinrelais. Für die Elektroinstallation werden z. B. auch Typen für Hutschienenmontage mit 400 V/16 A angeboten.

G5AK-237P, G5AK-237PH, G5AK-237P-FC

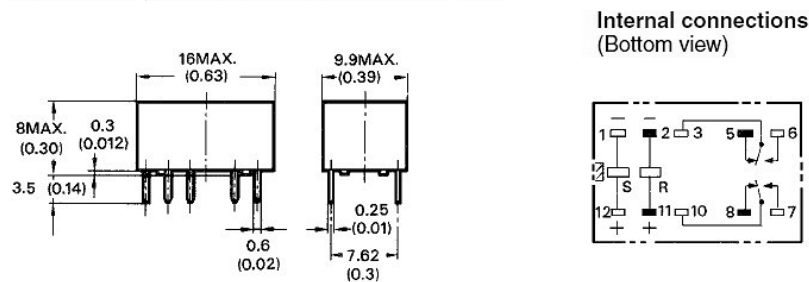


Bild 1.60: Bistabiles Kleinrelais (Datenblatt der Fa. Omron)

Bistabile Relais haben durch das überlagerte Magnetfeld nicht die gleichen Ankerkräfte wie die monostabilen Relais. Deshalb sind sie im Allgemeinen auch nicht so resistent gegenüber Vibrations- und Schockbelastungen. Einige Relais können ihre Ankerposition während des Transportes ändern.

Beim Einsatz von bistabilen, gegenüber monostabilen Relais, ergeben sich für den Anwender folgende Vorteile:

- Minimierung der Verlustleistung des Relais und dadurch Reduzierung der mittleren Temperatur.
- Bei gefordertem Dauerstrom können höhere Umgebungstemperaturen zugelassen werden.
- Höhere Dauerstromtragfähigkeit bei vorgegebener Umgebungstemperatur können erlaubt werden.
- Oder eine Baugrößenverminderung ohne Leistungsfähigkeitseinbuße kann verwirklicht werden.

Typen bistabiler Relais

Die bistabilen Relais lassen sich in verschiedene Typen einteilen:

■ Stromstoßrelais (Stromstoßschalter)

Stromstoßrelais (in der Elektroinstallationstechnik auch als „Stromstoßschalter“ bezeichnet) schalten bei einem Stromimpuls in den jeweils anderen Schaltzustand um und behalten diesen bis zum nächsten Impuls bei. Das Beibehalten des Zustandes wird durch eine mechanische Verriegelung gewährleistet. Insofern ist das bistabile Verhalten rein mechanisch realisiert. Man kann auch nicht einen bestimmten Zustand auswählen, sondern immer nur von einem Zustand in den anderen wechseln.

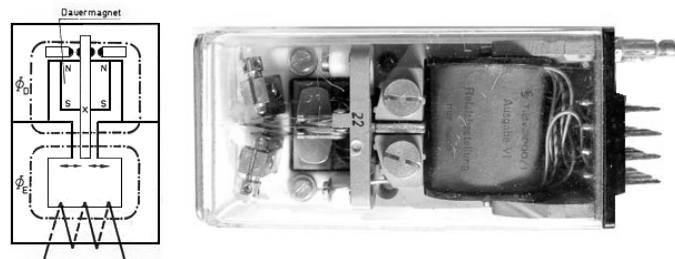


Bild 1.61: Polarisiertes Telegrapherelais aus den 1960er Jahren

■ Haftrelais

Haftrelais (Remanenzrelais) nutzen, wie oben erwähnt, die Remanenz, um nach Abschalten des Erregerstromes weiterhin im angezogenen Zustand zu verbleiben. Zum Umschalten in den anderen Schaltzustand ist entweder an einer zweiten Wicklung mit umgekehrtem Wicklungssinn eine Spannung gleicher Polarität anzulegen (Doppelspulenrelais), oder bei Haftrelais mit nur einer Wicklung eine Spannung an diese mit entgegengesetzter Polarität.

■ Stützrelais

Stützrelais werden mechanisch in der angesteuerten Position verriegelt. Zum Umschalten in den anderen Schaltzustand ist entweder an einer zweiten Wicklung mit umgekehrtem Wicklungssinn eine Spannung gleicher Polarität anzulegen (Doppelspulenrelais), oder bei Relais mit nur einer Wicklung eine Spannung an diese mit entgegengesetzter Polarität. Stützrelais werden oft zur Speicherung von Zuständen eingesetzt.

■ Doppelspulenrelais bei der Modelleisenbahn

Bei der Modelleisenbahn werden auch Doppelspulenrelais eingesetzt. Diese nutzen jedoch in der Regel weder Remanenz noch mechanische Verriegelung, sondern bewegen den Anker um einen bestimmten Weg in die eine oder andere Richtung. Die Schaltstellung wird aufgrund mechanischer Reibung bzw. Trägheit beibehalten. Diese Doppelspulenrelais haben oft eine Endabschaltung, um eine Überhitzung von unterdimensionierten Spulen zu verhindern. Solche Doppelspulenrelais werden unter anderem zur Steuerung von Signalen oder Weichen verwendet.

Schaltungstechnik

Bistabile Relais mit nur einer Spule lassen sich nur mit zwei Spannungen unterschiedlicher Polarität oder durch Umpolung der Betriebsspannung umschalten. Das Prinzip zeigt Bild 1.62. Die Ansteuerung ist hier durch einen Polwende-Schalter skizziert. Eine elektronische Ansteuerung könnte durch eine H-Brücke realisiert werden, wie Sie im Kapitel 2.5 auf Seite 59 ff. gezeigt wird. Statt des dort verwendeten Motors wird das bistabile Relais eingebaut.

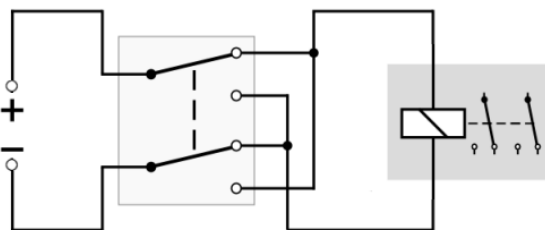


Bild 1.62: Ansteuerung eines Einspulenrelais mittels Polwender

Besitzt die Ansteuerung einen Gegentaktausgang (Mikrocontroller oder Operationsverstärker) können diese sowohl einen positiven als auch einen negativen Ausgangsstrom liefern. Statt der H-Brücke genügt aber auch ein Ausgang und ein Kondensator. Der Lade- beziehungsweise Entlade-Strom des Kondensators betätigt das Relais. Als Kapazität hat sich ein Wert von 47 bis 220 Mikrofarad bewährt. Bild 1.63 zeigt das Prinzip.

Oder man richtet sich nach einer Schaltung, die von R. Friberg zum Einsatz an Modellbahn-Weichenantrieben vorgestellt wurde (Bild 1.64). Es wird jeweils der eine oder der andere Spulenanschluss kurzzeitig an die Versorgungsspannung gelegt. Die gleichzeitig notwendige Verbindung des

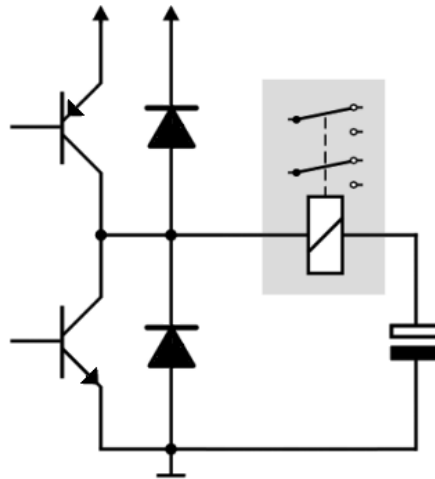


Bild 1.63: Ansteuerung eines Einspulrelais mit Gegentakt-Ausgang

anderen Anschlusses mit Masse übernimmt jeweils ein Transistor, dessen Basis über einen Vorwiderstand zusammen mit dem ersten Anschluss mit der Versorgungsspannung verbunden wird.

Für bistabile Kleinrelais reichen Kleinleistungstransistoren mit einer Spannungsfestigkeit von mindestens 45 V aus (z. B. BC547). Bei größeren Relais sind entsprechend leistungsstärkere Transistoren zu wählen. Die Vorwiderstände müssen dann an die Spulendaten angepasst werden. Gegenüber der Originalschaltung wurden zum Schutz der Transistoren vor Spikes zwei Z-Dioden als Freilaufdioden eingesetzt. Deren Z-Spannung muss etwas höher als die Versorgungsspannung sein. (Quelle: Friberg, R.: *Adapter for Bipolar Switches*, Model Railroad Electronics 4, S.81)

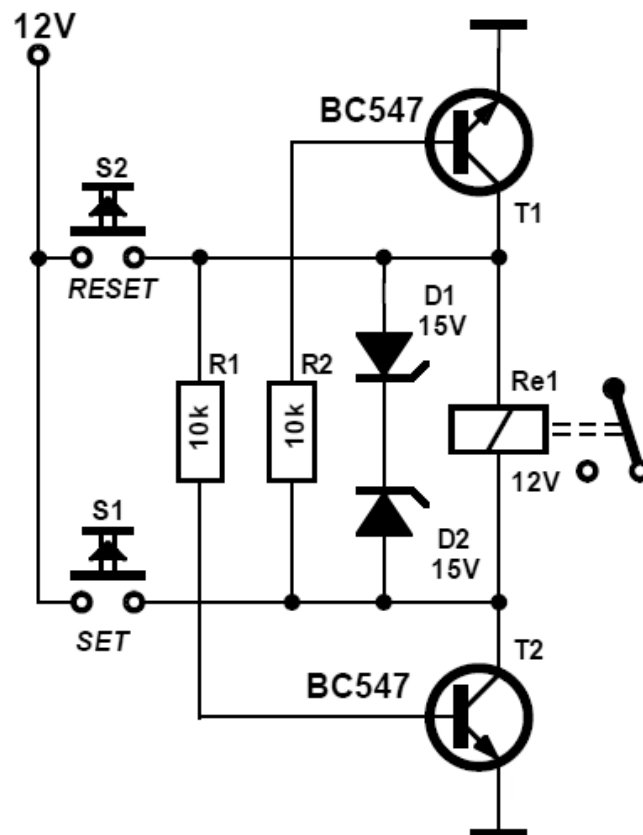


Bild 1.64: Ansteuerung eines Einspulrelais nach R. Friberg

Beim bistabilen Doppelspulenrelais genügen prinzipiell zwei Taster zur Ansteuerung der beiden Spulen, wie in Bild 1.65 gezeigt. Die Taster lassen sich bei der elektronischen Realisierung durch bipolare Transistoren oder MOSFETs ersetzen, wobei die Transistoren die Spulen gegen Masse (–) schalten. Die Dioden dienen als Freilaufdioden zum Schutz der Transistoren. Im Grunde erfolgt die Ansteuerung wie bei zwei getrennten Relais.

Jedoch ist zu beachten, dass man beim Einschalten eines Gerätes nicht wissen kann, welche Stellung das Relais annimmt – mit der Ausnahme, dass zusätzliche Kontakte des Relais für die Rückmeldung verwendet werden. Auch kann sich die Stellung des Relais durch Erschütterungen ändern (z. B. beim Transport eines Geräts). Daher sollte in jedem Fall dafür gesorgt werden, dass das Relais beim Einschalten in einen definierten Zustand versetzt wird.

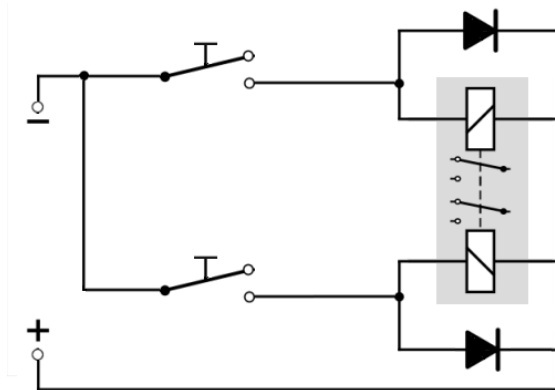


Bild 1.65: Ansteuerung eines Doppelspulenrelais

Manchmal sollen auch Doppelspulenrelais mit nur einem einzigen Ausgang eines Mikrocontrollers angesteuert werden, wobei dann gilt: logisch 1 setzt das Relais (on) und logisch 0 bewirkt das Rücksetzen (off). Im Gegensatz zur Ansteuerung eines gewöhnlichen Relais fließt bei dieser Variante nur kurzzeitig ein Strom durch die Relais-Spulen, was wesentlich energiesparender ist. Die Schaltung eignet sich also besonders für batteriebetriebene Systeme. In Bild 1.66 ist die Realisierung dafür gezeigt. Solange ein konstanter Pegel am Eingang anliegt, geschieht nichts, da die beiden Elkos die Gleichspannung abblocken. Beide Transistoren sind gesperrt und die Spulen des bistabilen Relais stromlos. Für die folgende Beschreibung wird davon ausgegangen, dass am Eingang ein 0-Pegel anliegt. In diesem Fall ist der obere Elko geladen und der Transistor BC 557 gesperrt (Basis auf ca. + 5 V). Der untere Elko ist entladen und der Transistor BC 547 ebenfalls gesperrt.

Erfolgt nun ein Wechsel von 0-Pegel auf 1-Pegel wird der untere Elko geladen und es fließt ein Strom in die Basis des Transistors BC 547, der daher durchschaltet und die rechte Spule des Relais aktiviert. Sobald der Elko geladen ist, fließt kein Strom mehr und der Transistor sperrt wieder. Gleichzeitig wird der obere Elko entladen, da auf beiden Seiten ca. +5 V anliegen.

Erfolgt dagegen ein Wechsel von 1-Pegel auf 0-Pegel wird der obere Elko geladen und es fließt ein Strom in die Basis des Transistors BC 557, der daher durchschaltet und die linke Spule des Relais aktiviert. Sobald der Elko geladen ist, fließt kein Strom mehr und der Transistor sperrt wieder. Gleichzeitig wird der untere Elko entladen, da auf beiden Seiten ca. 0 V anliegen.

1.4.12 Drehimpulsgeber

Ein Drehimpulsgeber ist ein Bedienelement elektronischer Geräte in Form eines drehbaren Rades, das zum ergonomischen Einstellen eines Wertes oder einer Position verwendet wird. Insbesondere ist es als „Scrollrad“ an Computermäusen weit verbreitet, wo es zur Steuerung des Bildlaufs dient. Im Gegensatz zu Potentiometern lassen sich Drehimpulsgeber ohne Anschlag in beide Richtungen drehen; der eingestellte Wert wird nicht durch die absolute Position des Rades bestimmt, sondern wird durch Drehbewegungen relativ verändert. Dadurch können große Wertebereiche abgedeckt werden. Für den Einbau eines Drehimpulsgebers gibt es folgende Möglichkeiten:

- Das Rad ist flach auf der Oberfläche des Gerätes angebracht und besitzt meist eine kreisförmige Vertiefung am Rand. Das Rad kann beliebig lange ohne Absetzen des Fingers gedreht werden (so z. B. beim iPod).

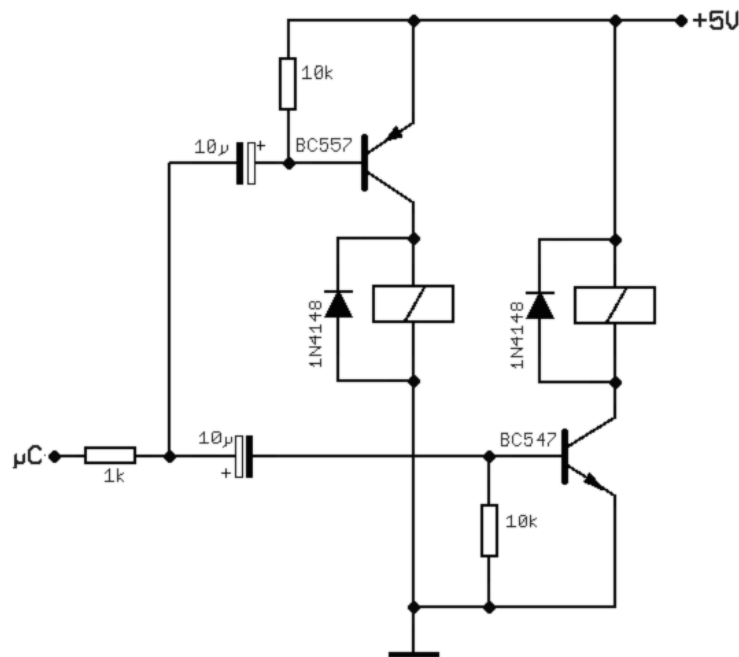


Bild 1.66: Ansteuerung eines Doppelspulenrelais über einen einzigen Port

- Es ist nur ein Teil der Kante des Rades sichtbar. Hier wird weniger Platz beansprucht, aber der Benutzer kann das Rad ohne Absetzen des Fingers nur ein kurzes Stück drehen (z. B. Scrollrad der Computermaus). Das Rad besitzt zusätzlich eine Tastenfunktion.
- der Drehimpulsgeber sieht aus wie ein Potenziometer mit Drehknopf und kann nach rechts oder links gedreht werden. Meist hat der Knopf noch eine zusätzliche Tastenfunktion.

Ein Drehimpulsgeber liefert rein digitale Impulse. Es werden zwei phasenverschobene Rechtecksignale erzeugt, wie in Bild 1.67 links zu sehen ist. Angeschlossen an einen Microcontroller oder den Controller einer Computermaus wird er meist über drei Leitungen (Bild 1.67 rechts).

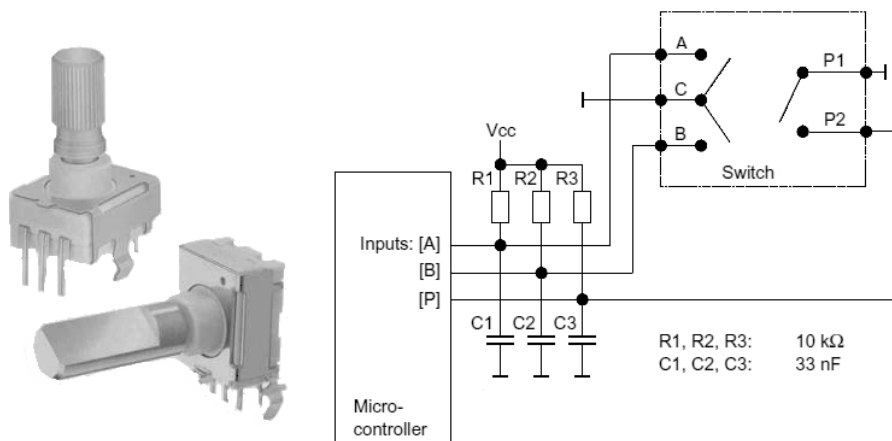


Bild 1.67: Signale und Anschluss eines Drehimpulsgebers

Diese inkrementellen Drehgeber erzeugen beim Drehen an jedem ihrer zwei Ausgänge ein Rechtecksignal. Beide sind um 90 Grad zueinander phasenverschoben (Bild 1.68). So entsteht ein 2-Bit-Graycode (es ändert sich immer nur ein Bit auf einmal). Die Drehrichtung kann man dann aus einer Zustandstabelle ablesen. Die aktuelle Position des Gebers kann nur inkrementell durch kontinuierliches Mitrechnen ermittelt werden. Als Zusatzfunktion besitzen viele Drehgeber noch einen Taster, mit dem man beispielsweise in einem Menü die Auswahl bestätigen kann. Dieser wird wie jeder an-

dere Taster auch ausgelesen. Eine logische Eins am Port-Pin entspricht einem geöffneten, eine Null dem geschlossenen Schalter.

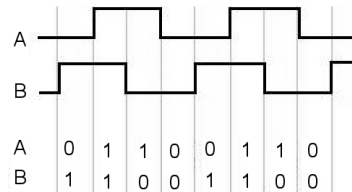


Bild 1.68: Phasen an den Ausgängen eines Drehgebers und zugehöriger Code

Die Abfrage kann bei einem Mikrocontroller per Interrupt erfolgen ⁴. Dazu muss in einer Timer-ISR nur ein Aufruf der folgenden Funktion `drehisr()` erfolgen. Ein Drehgeber erzeugt meist pro Umdrehung um die 60 Zustandsänderungen (zwei pro Rastung). Die Abtastfrequenz kann bei wenigen hundert Hertz liegen. Die Abfrageroutine liest bei jedem Aufruf den Wert der beiden Geber-Ausgänge ein und speichert sie in den Bits 2 und 3 der Variablen `graycode`. In dieser Variablen stehen die Werte des letzten Aufrufes in den Bits 0 und 1. Mit den Konstanten `DREH_A` und `DREH_B` werden die entsprechenden Bits des Eingangsports ausmaskiert.

Der entstehende Code enthält für jede der möglichen Zustandsänderungen einen eigenen Wert. Eine einfache Tabelle namens `graytab` verbindet jeden Zustand mit einem Wert für die Positionsänderung (+1 für Rechtsdrehung, -1 für eine Linksdrehung). Diesen kumuliert die globale Variable `drehgeber`, die das Hauptprogramm auslesen kann.

```
static int8_t drehgeber = 0;

const int8_t graytab[] =
{
    0, -1, 1, 0,
    1, 0, 0, -1,
    -1, 0, 0, +1,
    0, 1, -1, 0 };

...

void drehisr(void)
{
    static int8_t graycode;

    graycode = graycode >> 2;
    if( (PORT & DREH_A) == DREH_A ) graycode = graycode | 0x04;
    if( (PORT & DREH_B) == DREH_B ) graycode = graycode | 0x08;
    drehgeber = drehgeber + graytab[graycode];
    ...
}
```

Je nach Bauform kann der Drehgeber pro Rastung mehrere Zählerstände durchlaufen.

Im Grunde ist die Interrupt-Routine nur ein automatisches Polling, weshalb die Abfrage auch per Polling funktioniert. Beim Polling muss nur darauf geachtet werden, dass die Abfrage genügend häufig erfolgt. Viele Programmvorschlge lassen den Drehgeber mehrere Rastungen ausführen, bevor die Änderung akzeptiert wird. Häufig findet man Funktionen, die sich nur einige Zustände des Graycodes herauspicken, zum Beispiel gibt die folgende Funktion je nach Drehrichtung -1, 0 oder +1 zurück:

```
static int OldA = 0;
static int OldB = 0;

...

int get_encoder(void)
{
    int result = 0;
    int NewA = 0;
    int NewB = 0;
    if (PORT & DREH_A > 0) NewA = 1;
    if (PORT & DREH_B > 0) NewB = 1;
```

⁴Quelle: Benjamin Benz, Thorsten Thiele: „Sensibelchen“ aus c't 22/04

```

if (NewA != OldA || NewB != OldB)
{
    /* Drehgeber betaetigt */
    if (OldA == 0 && NewA == 1)
        /* Flanke bei A, B untersuchen */
        result = -(OldB * 2 - 1);
    }
    OldA = NewA; OldB = NewB;
    return(result);
}

```

Das geht zwar, holpert aber doch etwas. Das folgende Flussdiagramm (Bild 1.69) hat seinen Ursprung in einem Drehgeber-Datenblatt der Firma Hopt und Schuler. Es wurde gegenüber dem Original leicht modifiziert. Hier werden beide Ausgänge des Drehgebers miteinander und mit den vorherigen Werten verglichen und so sehr exakt jede Rastung in einem Ausgabewert umgesetzt. Die Implementierung ist aber auch aufwendiger.

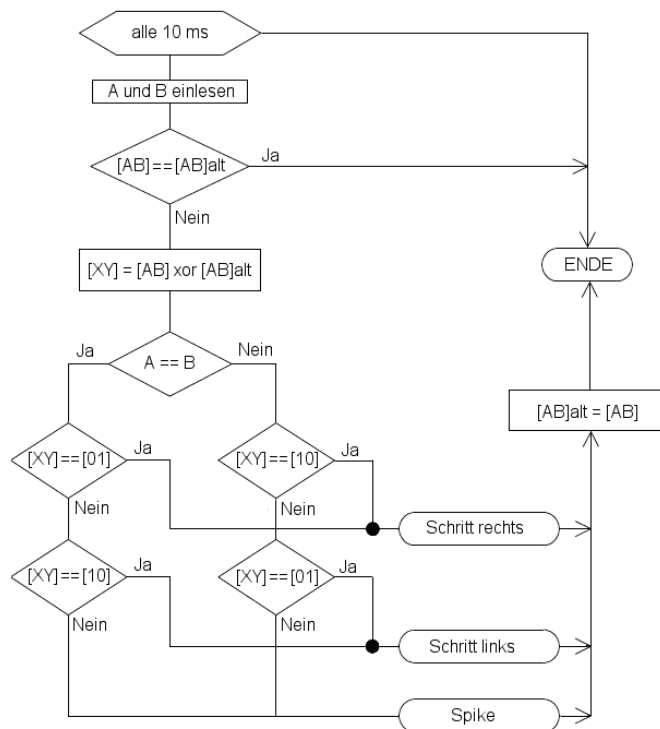


Bild 1.69: Aufwendigere Drehgeberauswertung

1.4.13 Entstörung

Unter Entstörung versteht man einerseits das Vermeiden von Spannungs- und Stromspitzen in einer Schaltung und andererseits das Vermeiden hochfrequenter Abstrahlungen aus der Schaltung. Oft tritt beides auf und muss gemeinsam entstört werden. Die Werte für Funkstörungen sind in Normen festgelegt. Die Funkentstörung ist ein Unterbereich der EMV. Gesetzlich geregelt ist Funkentstörung zusammen mit der EMV für den zivilen Bereich in Deutschland im Gesetz über die elektromagnetische Verträglichkeit von Betriebsmitteln. Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) bezeichnet die Fähigkeit eines technischen Geräts, andere Geräte durch ungewollte elektrische oder elektromagnetische Effekte nicht zu stören. Die EMV umfasst alle Funktionsstörungen elektrischer oder elektronischer Betriebsmittel durch z. B. elektrische, magnetische oder elektromagnetische Felder und Vorgänge. Darin sind Beeinflussungen durch Ströme oder Spannungen bereits eingeschlossen.

Es gibt dynamische Störungen von Strom führenden Leitern und auch statische Störungen (insbesondere magnetische und kapazitive Störungen). In der EMV wird zwischen leitungsgebundenen und feldgebundenen Störungen unterschieden.

- Die leitungsgebundenen Störungen werden von der Störquelle direkt über Versorgungs- oder Signalleitungen zur Störsenke übertragen. Ein Knacken im Radio kann zum Beispiel durch das Abschalten eines Kühlschranks verursacht werden, ein Prasseln durch eine Bohrmaschine.
- Alle kapazitiven und induktiven Beeinflussungen elektrischer bzw. magnetischer Felder werden als feldgebundene Störungen oder kurz Störfelder bezeichnet. Ein Beispiel für eine feldgebundene Störung ist die Einkopplung einer Mobiltelefon-Sendung in eine Audioeinrichtung. Grund ist das Eindringen von Funkwellen des Mobiltelefones in die Geräte, die dann an Halbleiterbauelementen der Geräte demoduliert (gleichgerichtet) werden und über den Verstärker an den Lautsprecher gelangen.

Zur Vermeidung von Störungen dient eine EMV-gerechte Auslegung von Anlagen oder Geräten. Man unterscheidet

- Maßnahmen zur Störungsvermeidung
- Vermeidung der Ausbreitung von der Quelle
- Vermeidung von Auswirkungen der Störungen

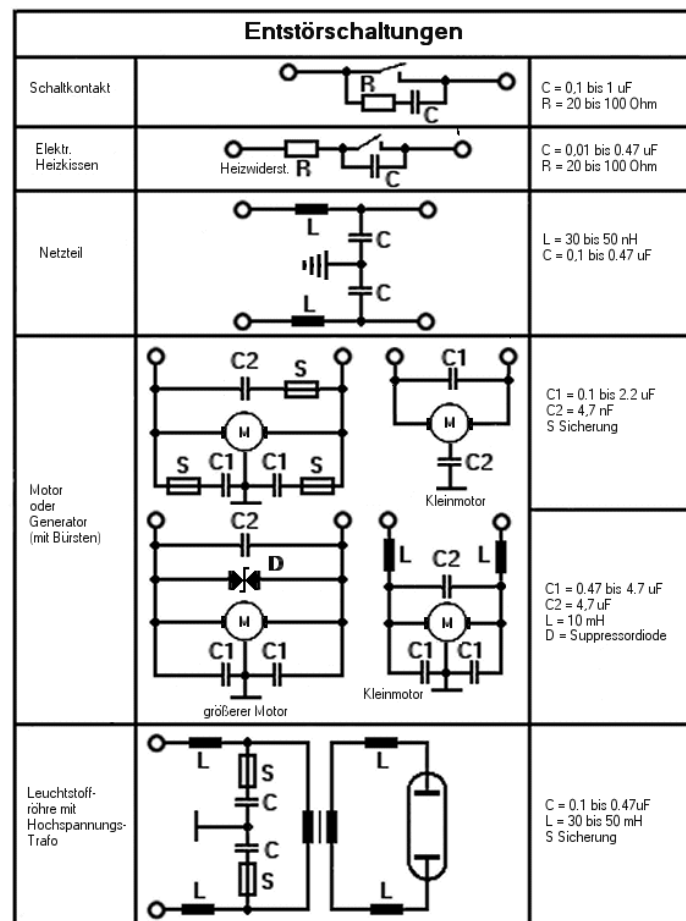


Bild 1.70: Verschiedene Schaltungen zur Entstörung

Störungen können vermieden werden, indem die Strom- und Spannungsflanken genügend klein gehalten werden, sodass im Spektrum keine höheren Frequenzen auftreten, die sich ungewollt ausbreiten. Das ist jedoch nicht immer möglich. So haben z. B. Schaltnetzteile hohe Arbeitsfrequenzen und Leistungselektronik hat steile Schaltflanken.

Varistoren, Suppressordioden und Überspannungsableiter leiten Spannungstransienten an den Schnittstellen Kabel/Gerät zur Erde ab, wenn der Spannungspegel ein für nachfolgende Bauteile kritisches Maß überschreitet (Siehe <http://www.netzmafia.de/skripten/hardware/Ueberspannung/index.html>). Die Grafik (Bild 1.70) zeigt diverse Entstörmassnahmen.

Motorsteuerung

Elektromotoren gibt es in sehr unterschiedlichen Ausführungen, und nahezu jedes technische Gerät enthält heute solche Antriebe – sei es der Antriebsmotor der Festplatte oder der Motor, der die Videokassette ins Gerät zieht (und hoffentlich auch wieder nach draußen transportiert). Manchmal scheint es, als bestünden moderne Autos auch hauptsächlich aus Elektromotoren und Computern – vom Scheibenwischer bis zur Sitzverstellung. Sie werden immer dann gebraucht, wenn man etwas mechanisch bewegen will und ein einfacher Hubmagnet nicht ausreicht. Deshalb wird ihnen auch ein ganzes Kapitel gewidmet.

2.1 Einführung

In diesem Kapitel wird es hauptsächlich um Gleichstrommotoren und Schrittmotoren gehen. Dennoch ist es sinnvoll, sich zunächst einen Überblick zu verschaffen. Elektromotoren kann man nach folgenden Kategorien klassifizieren:

- **Bürstenkommutierte Gleichstrommotoren mit Permanentmagnet** werden hauptsächlich eingesetzt in elektrischen Spielzeugen, beim Modellbau, in Mini-Bohrmaschinen, in Kameras, beim automatischen CD-Auswurf, beim Akkuschauber etc.
- **Bürstenkommutierte Universalmotoren**, bei denen auch das Magnetfeld elektrisch mit einer Feldwicklung erzeugt wird, laufen mit Gleich- und Wechselspannung. Verwendet werden sie in Elektromaschinen wie Bohrmaschinen, Küchengeräten oder beim Haarföhn. Von reinen Wechselstrommotoren unterscheiden sich diese Motoren durch ihr lautes Laufgeräusch.
- **Wechselstrommotoren** präsentieren sich als sogenannte Kurzschlussläufer, Spaltpolmotoren, Asynchronmotoren, Drehstrommotoren oder Synchronmotoren. Die Rotation dieser Motoren wird durch ein unterschiedlich erzeugtes Drehfeld erzeugt. Gemeinsames Merkmal ist ihr ruhiger, leiser Lauf. Angewendet werden sie einerseits, wo es auf Laufruhe ankommt, z. B. bei Ventilatoren oder älteren Plattenspielern. Zum anderen stecken sie in stärkeren Elektromaschinen: Waschmaschinen, Werkzeugmaschinen oder in Fahrzeugantrieben (vom Gabelstapler bis zum ICE).
- **Schrittmotoren** erzeugen ihre Rotation auch durch ein Drehfeld; nur wird dieses gezielt durch einzelne Impulse gesteuert, so dass die Motorachse schrittweise um einen festen Winkel, z. B. $7,5^\circ$, gedreht wird.
- **Elektronisch kommutierte Motoren** ersetzen die störanfällige elektromechanische Polwendung durch Rotationssensoren (beispielsweise Hall-Sensoren) und elektronische Schalter. Solche Motoren brauchen auf jeden Fall ein spezielles, herstellerspezifisches Steuergerät.
- **Piezomotoren** besitzen als Kernstück eine Piezokeramikplatte, in der eine hochfrequente resonante Eigenschwingung angeregt wird. Ein an der Platte angebrachtes „Reibelement“ wird dadurch in eine lineare Bewegung derselben Frequenz versetzt. Durch den Kontakt mit einer Reibschiene

treibt es den bewegten Teil der Mechanik an. Jeder Zyklus erzeugt einen mikroskopisch kleinen Schritt von wenigen Nanometern. Sie werden z. B. bei Anti-Verwacklungssystemen in Fotoapparaten oder zur Bewegung des Objektisches bei Mikroskopen verwendet.

In diesem Kapitel werde ich mich in der Regel auf die leicht zu beschaffenden bürstenkommutierten Gleichstrommotoren und Schrittmotoren beschränken. Wechselstrommotoren lassen sich am besten mithilfe eines Relais-Interface schalten und bleiben deshalb unbehandelt. Die elektronisch gesteuerten Motoren bleiben auf Grund ihrer Komplexität außen vor, ihre Arbeitsweise wird im folgenden Abschnitt knapp erklärt.

2.2 Gleichstrommotor

Die Funktionsweise des Gleichstrommotors soll anhand einer stromdurchflossenen Leiterschleife erläutert werden. Eine drehbar gelagerte Leiterschleife wird einem Magnetfeld ausgesetzt. Legt man an die Leiterschleife eine Gleichspannung an, fließt ein Strom. Die Richtung des Stromflusses in den beiden Längsseiten der Leiterschleife ist entgegengesetzt. Folglich wirken auf beide Längsseiten der Leiterschleife auch zwei entgegengesetzte Komponenten der Lorentzkraft, die eine Drehbewegung der Leiterschleife zur Folge haben (Bild 2.1).

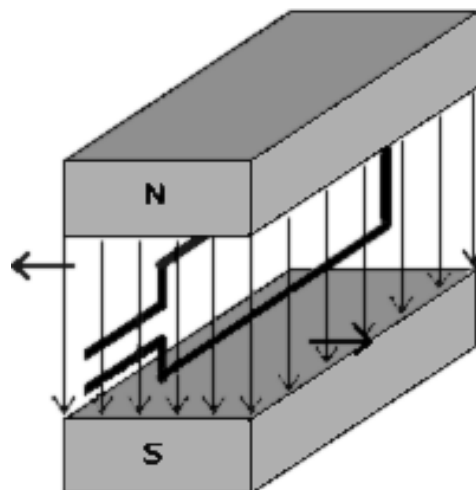


Bild 2.1: Prinzip des Gleichstrommotors

Steht die Leiterschleife waagrecht, heben sich die beiden Komponenten der Lorentzkraft auf. Dreht sich die Leiterschleife weiter in derselben Richtung, wirkt die Lorentzkraft der weiteren Drehung der Leiterschleife entgegen, weshalb die Leiterschleife bremst und schließlich in die waagrechte Position zurückkehrt und dort stehen bleibt.

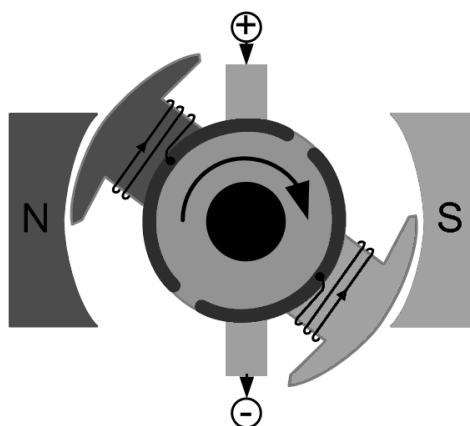


Bild 2.2: Kommutierung beim Gleichstrommotor

Soll die Drehbewegung der Leiterschleife fortgesetzt werden, muss die Richtung des Stromflusses umgeschaltet werden, sobald sie sich in der Waagerechten befindet. Diese Funktion übernimmt der Polwender oder Kommutator. Der Kommutator besteht aus einem Ring mit zwei gegeneinander elektrisch isolierten Hälften. Jede Hälfte ist mit jeweils einem Ende der Leiterschleife verbunden. Über feststehende Bürsten (Schleifkontakte), die über die Oberfläche des Kommutators gleiten, wird die elektrische Verbindung zur Gleichspannungsquelle hergestellt. Die Bürsten sind nicht nur als kleine Drahtbürsten oder federnd gelagerte Metallkontakte, sondern oft auch als Schleifkohlen realisiert. Die Bürsten sind so angeordnet, dass in der waagerechten Position der Leiterschleife die Bürsten von einer Hälfte des Kommutators auf die andere Hälfte des Kommutators wechseln. Damit wird die Polarität der elektrischen Spannung an den Enden der Leiterschleife umgeschaltet und die Stromrichtung geändert. Die jetzt auftretende Lorentzkraft bewirkt, dass die (umgepolte) Leiterschleife sich weiter dreht (Bild 2.2). Anstelle einer einfachen Leiterschleife verwendet man beim rotierenden Teil des Motors Spulen mit Eisenkern um den Wirkungsgrad zu verbessern, wie dies im Bild 2.2 bereits angedeutet ist.

Die Maschine besitzt einen unbeweglichen Teil, den Stator. Der drehbar gelagerte Teil (Rotor) heißt bei konventionellen Maschinen auch „Anker“. Würde man einen Gleichstrommotor mit nur einer im Magnetfeld rotierenden Leiterschleife aufbauen, müsste ein sehr hoher Strom durch die Leiterschleife fließen, um eine entsprechend große Lorentzkraft (bzw. Drehmoment) zu erzeugen. Wenn man den Strom bei exakt waagerechter Lage der Leiterschleife einschaltet, verbleibt die Leiterschleife in Ruhelage.

Außerdem hat die Lorentzkraft immer die gleiche Richtung. Demzufolge trägt sie je nach Lage der Leiterschleife unterschiedlich stark zur Drehung der Leiterschleife bei. In senkrechter Lage wirkt sie maximal, in waagerechter Lage wirkt sie gar nicht. Daher ist das auf die Leiterschleife wirkende Drehmoment (Kraftwirkung in radialer Richtung) nicht konstant, sondern variiert nach einer Sinusfunktion zwischen Null und einem Maximalwert.

Um diese Nachteile zu beseitigen, werden reale Gleichstrommotoren anders ausgeführt. Die Leiterschleife wird durch eine mehrlagige Wicklung aus isolierten Kupferdrähten ersetzt. Um ein gleichmäßiges Drehmoment zu erhalten, hat der Anker nicht nur zwei sondern mehrere Wicklungen verwendet. Die Wicklungen sind gegeneinander verdreht angeordnet und in Reihe geschaltet. Bild 2.3 zeigt eine Anordnung von drei Ankerspulen.

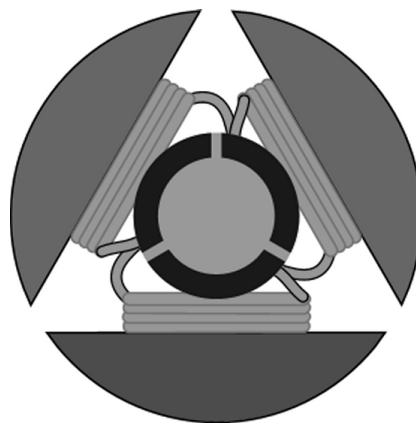


Bild 2.3: Anker mit drei Wicklungen

Die meisten Gleichstrommaschinen sind als Innenläufer ausgeführt: Der Rotor ist der innere Teil, der Stator der äußere. Bei Außenläufern ist es genau umgekehrt. Bei kleineren Motoren wird der Stator oft durch Permanentmagnete realisiert, bei größeren wird ein Elektromagnet verwendet. Ist die Erregerwicklung vom Ankerstromkreis unabhängig, spricht man von Fremderregung. Sind die Rotor- und Statorwicklung miteinander verbunden, unterscheidet man:

Reihenschlussmotor Hier sind Erregerwicklung und Ankerwicklung in Reihe geschaltet. Die Erregerwicklung muss daher im Gegensatz zum Nebenschlussmotor (s.u.) niederohmig sein. Bei einer Speisung mit Wechselspannung wechseln sowohl Erregerfeld als auch der Ankerstrom ihre Richtung nach jeder Halbwelle, so dass der Motor auch an Wechselspannung verwendbar ist. Der Eisenkern des Stators muss hierzu jedoch, um Wirbelströme zu vermeiden, aus einem Blechpaket bestehen (Bild 2.4 links).

Das Drehmoment ist stark drehzahlabhängig. Bei geringer Drehzahl ist auch die Gegeninduktionsspannung der Ankerwicklung gering, weshalb ein großer Strom durch den Anker und damit auch durch die Erregerwicklung fließt. Mit zunehmender Drehzahl nimmt das Drehmoment ab. Reihenschlussmotoren haben kurzzeitig ein hohes Anlaufmoment.

Nebenschlussmotor Hier sind Erreger- und Ankerwicklung parallelgeschaltet. Der Erregerstrom wird nur durch den ohmschen Widerstand der Erregerwicklung begrenzt, die eine hohe Windungszahl und Induktivität hat. Die Drehzahl ist nahezu unabhängig vom Drehmoment, wodurch sie sich besonders für drehzahlkonstante Antriebe eignen (Bild 2.4 rechts).

Wird ein Nebenschlussmotor eingeschaltet, fließt durch den Anker ein sehr hoher Einschaltstrom. Große Motoren müssen daher mit geringerer Spannung angefahren werden.

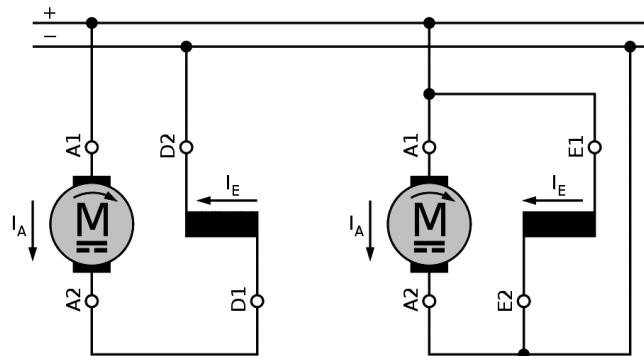


Bild 2.4: Schaltung des Reihenschlussmotors (li) und Nebenschlussmotors (re)

Der Glockenanker-Motor (nach dem bekanntesten Hersteller auch „Faulhaber-Motor“ genannt) ist eine spezielle Bauform des Gleichstrom-Permanentmagnet-Motors. Solche Motoren haben eine meist als Schrägwicklung ausgeführte freitragende, eisenlose Ankerwicklung die beispielsweise durch eine Kunstharz-Tränkung stabilisiert wird. Sie sitzt in Form einer Glocke zusammen mit dem Kollektor auf der Ankerwelle. Den Aufbau des Glockenankermotors zeigt grobschematisch das Bild 2.5.

Aufgrund seines besonderen Aufbaus hat der Glockenanker-Motor einige spezielle Eigenschaften:

- Der Motor ist meist nicht zerstörungsfrei demontierbar. Daher sind Reparaturen unmöglich, auch die Kollektor-Bürsten, die durchweg aus feinen Golddrähten (oder vergoldeten Drähten) bestehen, sind daher nicht austauschbar.
- Aufgrund des eisenlosen Glockenankers hat der Motor ein geringes Massen-Trägheitsmoment. Daraus resultiert ein hervorragendes Anlaufverhalten, die Solldrehzahl wird schnell erreicht und der Wirkungsgrad ist hoch (55 bis 85 Prozent). Der Motor hat so bei gleicher mechanischer Leistung eine geringere Stromaufnahme als andere Permanentmagnet-Motoren.

Glockenanker-Motoren sind u. a. im Modellbau und bei Modelleisenbahnen sehr beliebt.

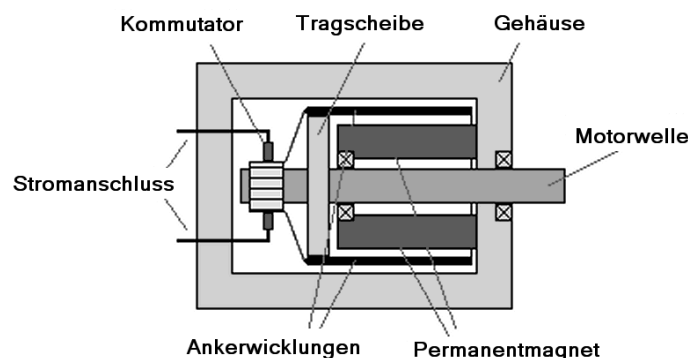


Bild 2.5: Prinzipieller Aufbau eines Glockenankermotors

Weitere Besonderheiten von Gleichstrommotoren sind:

Ankerrückwirkung: Da der Anker von Strom durchflossen wird, bildet sich auch um diesen ein magnetisches Feld. Dieses verstärkt das Hauptfeld auf der einen Seite des Leiters und schwächt es auf der anderen. Insgesamt führt dies dazu, dass sich der neutrale Bereich, in dem der Strom vom Kommutator umgepolt werden muss, gegen die Drehrichtung verschiebt. Da sich jedoch der Kommutator nicht anpasst, liegt zum Zeitpunkt der Kommutierung eine gewisse Induktionsspannung an den Kohlebürsten an. Folge davon ist Funkenbildung, das sogenannte Bürstenfeuer. Um die Funkenbildung zu minimieren werden bei großen Motoren Wendepolwicklungen und Kompensationswicklungen eingesetzt.

Gegenspannung (Gegen-EMK): Da sich der Anker des Motors innerhalb des Statorfeldes dreht, wird nach dem Generatorprinzip in dessen Spulen auch beim Motorbetrieb eine Spannung induziert. Diese Spannung ist genauso wie die Betriebsspannung gepolt und wirkt daher dem Rotorstrom entgegen. Mit Hilfe der Gegen-EMK lässt sich in u. a. die Leerlaufdrehzahl permanenterregter Motoren bestimmen. Da die Gegen-EMK linear von der Drehzahl des Ankers und der Stärke der Erregung abhängt, kann sie von Regelschaltungen genutzt werden, um die Drehzahl permanenterregter Motoren zu stabilisieren.

2.3 Bürstenlose Gleichstrommotoren

Im Gegensatz zum Bürstenmotor kommutiert der bürstenlose Gleichstrommotor (BLDC-Motor, BLDC = Brush Less Direct Current) nicht über mechanische Kontaktstellen, sondern die Phasen werden (rotierend) von außen auf die Spulen geschaltet. Bei BLDC-Motoren werden im Rotor Permanentmagnete verwendet. Ein BLDC-Motor kann daher nicht direkt an Gleichspannung betrieben werden, sondern benötigt eine Steuerelektronik, die ein Dreiphasen-Wechselfeld erzeugt. Hervorstechende Eigenschaften solcher Motoren sind:

- Kommutation erfolgt durch das rotierende Magnetfeld der Spulen
- hohe Zuverlässigkeit (kein Verschleiß von Bürsten)
- geringe elektromagnetische Störung (EMI)
- Antrieb durch mehrphasige Inverter-Regelung



Bild 2.6: Geöffneter BLDC-Motor mit glockenförmigem Rotor

Ein BLCD-Motor hat stets mehrere Wicklungen (Bild 2.6). Fließt in den Wicklungen ein Strom, bildet sich in den Statorspulen des Motors ein Magnetfeld aus, das auch auf die Permanentmagneten des Läufers wirkt. Je nach Lage reagiert der Läufer und führt eine Drehbewegung aus. Die Drehbewegung endet, wenn sich der Läufer entsprechend dem im Stator erzeugten Magnetfeld ausgerichtet hat.

Damit sich die Drehbewegung des Läufers fortsetzt, muss der Stromfluss in den Statorwicklungen rechtzeitig so umgeschaltet werden, dass sich das erzeugte Magnetfeld weiterdreht und auf den Läufer weiterhin ein Drehmoment wirkt. In der Praxis werden die Wicklungen je nach Konstruktion des Motors entweder unipolar oder bipolar angesteuert. Das Stellgerät steuert den Stromfluss dabei in Richtung und Betrag.

Beim **Außenläufer** ist das Gehäuse (Glocke) des Motors an der Achse befestigt und dreht sich um die Wicklungen auf dem Stator im Inneren. Auf der Motorglocke sind auch die Permanentmagneten befestigt. Der Stator sitzt auf einem Statorträger, der auch dazu dient, den Motor befestigen. Durch den

größeren Abstand zwischen Wellenmittelpunkt und Nodymmagneten kommt es zu einem größeren Drehmoment als beim Innenläufer.

Beim **Innenläufer** befindet sich der Permanentmagnet auf der Achse und die Wicklungen liegen außen im Motorgehäuse. Innenläufer sind in der Regel schmaler als Außenläufer, haben eine höhere Drehzahl, aber ein geringeres Drehmoment als Außenläufer. Sie kommen überall dort zum Einsatz, wo ein besonders hohes Leistungsniveau erforderlich ist. Der Innenläufer verfügt konstruktionsbedingt über den besseren Wirkungsgrad, arbeitet jedoch bei Drehzahlen, die ohne Untersetzungsgetriebe in der Praxis kaum brauchbar sind.

Erfolgt die Kommutierung des BLCD-Motors unabhängig von der Position, Drehzahl und Belastung des Rotors, liegt im Prinzip nur eine Form des Schrittmotors (oder ein herkömmlicher Synchronmotor) vor. Bei BLCD-Motoren gibt es verschiedene Möglichkeiten, die Kommutierung elektronisch in Form einer Rückkopplung zu realisieren, mit der die Frequenz oder auch die Amplitude in Abhängigkeit von der Position und Drehzahl des Rotors verändert werden kann. Die elektronische Kommutierung wird damit zu einem Regler.

Der Motorsteller (englisch ESC, electronic speed control) ist Element des Antriebs und hat die Aufgabe, den Motor mit Spannung zu versorgen und seine Leistung zu regeln. Motor und Regler bilden eine Einheit und müssen aufeinander abgestimmt sein. Prinzipiell kann ein Regler den Motor auf zwei Arten ansteuern:

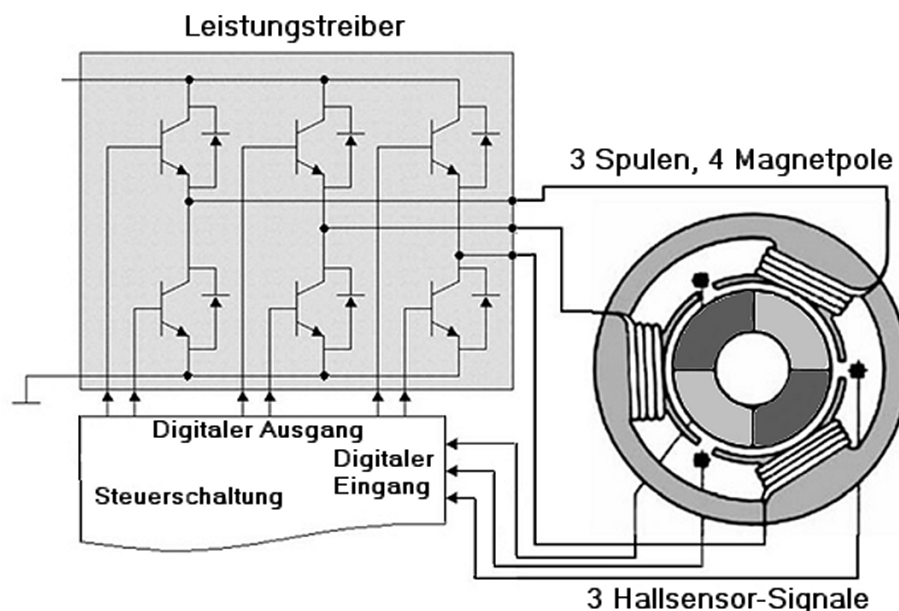


Bild 2.7: Prinzip der sensorgesteuerten Kommutierung von BLDC-Motoren

Sensorlose Kommutierung: In zwei der drei Spulenanschlüsse fließt Strom, die dritte dient als Sensor. Hier fließt ein Induktionsstrom, den der Motor durch seine Drehbewegung erzeugt. Über die Stärke und Verlauf dieses Induktionsstromes kann der Regler die Position, Drehrichtung und Drehzahl des Rotors in Bezug auf die Spulen im Gehäuse ermitteln. Daraus wird die passende Frequenz für den Drehstrom erzeugt. Allerdings ist zur Auswertung der Gegenspannung eine gewisse Mindestdrehzahl erforderlich. Sensorlose BLDC-Motoren müssen daher wie z. B. Synchronmotoren oder Schrittmotoren bis zum Erreichen der Mindestdrehzahl blind geschaltet werden.

Sensorgesteuerte Kommutierung: Hier liefern Hall-Sensoren im Inneren des Motors dem Regler alle nötigen Daten, um Position, Drehzahl und Drehrichtung des Rotors exakt zu ermitteln (Bild 2.7). Es werden drei bis fünf Sensoren verwendet, sodass der Regler viel mehr Informationen über den Rotor erhält als über den Induktionsstrom einer einzigen Phase. Der Vorteil dabei ist, dass die sensorgesteuerte Kommutierung auch bei sehr geringen Drehzahlen bzw. im Stand funktioniert. Gewöhnlich werden bei dieser Kommutierung nicht alle Phasen zugleich bestromt. Bei den Dreiphasenmotoren ist üblicherweise jeweils eine Phase zu jedem Zeitpunkt stromlos.

Neben dem BLDC-Motor mit elektronischer Kommutierung existieren eine Reihe von anderen bürstenlosen Motoren:

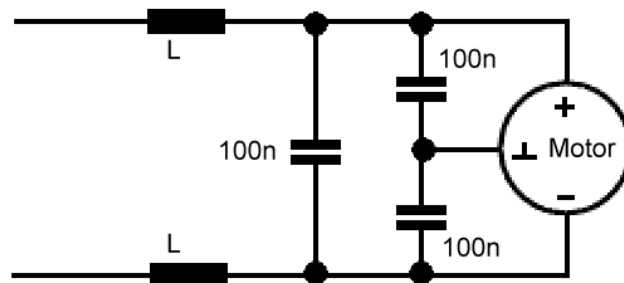
- Asynchronmotor (Käfigläufer),
- Synchronmotor (Innenpolmaschine) oder
- Schrittmotor.

Diese Motoren können sowohl als Motor als auch als Generator betrieben werden.

Wer tiefer in die Materie eintauchen will, findet im Hanser-Buch „Handbuch Elektrische Kleinantriebe“ von Hans-Dieter Stölting und Eberhard Kallenbach alle nötigen Informationen.

Motoren in verschiedener Größe, Leistung und Getriebeausführung findet man regulär oder auch als Restposten im Elektronikfachhandel. Ein wesentlicher Nachteil dieser preiswerten Motoren ist ihr hohes Laufgeräusch. Für kräftigere Antriebe eignen sich gebrauchte Kfz-Ersatzteile, z. B. ein Scheibenwischemotor, aber auch (wenn er nicht zu lange am Stück laufen muss) ein Schnäppchen-Akkuschrauber aus dem Baumarkt.

2.4 Entstörung



L = Ferritperle/Ferritring mit 6 - 8 Windungen

Bild 2.8: Motorentstörung bei Gleichstrommotoren

Elektromotoren neigen dazu, Störungen auf die Stromversorgung und auf die Steuerung zu übertragen. Zwei Ursachen gibt es: Einmal wirkt bei Steuerung durch Impulsweitenmodulation der Motor in den Abschaltphasen als Generator. Zum anderen verursacht die Kommutierung bei einfachen Bürstenmotoren Funkenstörungen. Deshalb muss jeder Motor entstört werden. Dies kann entsprechend Bild 2.8 durch drei Kondensatoren und zwei Induktivitäten erfolgen. Die Verbindungen zwischen den Kondensatoren und den Anschlussfahnen bzw. dem Motorengehäuse müssen möglichst kurz sein.

Weitere Entstörmaßnahmen betreffen die Ansteuerschaltung. Hier ist beim Entwerfen der Platine auf EMV-gerechtes Design zu achten (Trennung von Steuer- und Leistungsteil, Blockkondensatoren usw.).

2.5 Motoren steuern mit einer H-Brücke

Das Schalten eines Motors kann am einfachsten per Relais erfolgen, und bei allen Wechselstrom-Motoren ist das auch die einfachste und empfehlenswerte Methode. Die mögliche Alternative, Schalten des Motors per Halbleiterrelais, eignet sich zwar prinzipiell auch, doch sind nicht viele Halbleiterrelais auch zum Schalten induktiver Lasten geeignet. Eine einfache Relaisschaltung mit Polwender ist in der Lage, die Drehrichtung des Motors umzuschalten. Um den Motor ein- und auszuschalten, ist ein weiteres Relais vorzusehen, das die Motorspannung abschaltet. Ein Nachteil von Relaisschaltungen ist ein gewisser Verschleiß der Kontakte, man kann mit Relais aber auch sehr leistungsstarke Motoren schalten.

2.5.1 H-Brücke (H-Bridge) mit diskreten Bauteilen

Für die Ansteuerung von Elektromotoren hat sich eine Alternative zu der oben erwähnten Kombination aus Polwender und Einschalter etabliert, die sogenannte H-Brücke. Ihr Prinzip ist in Bild 2.9 dargestellt. Das Bild erklärt auch eindrucksvoll, wie es zu dem Namen kam.

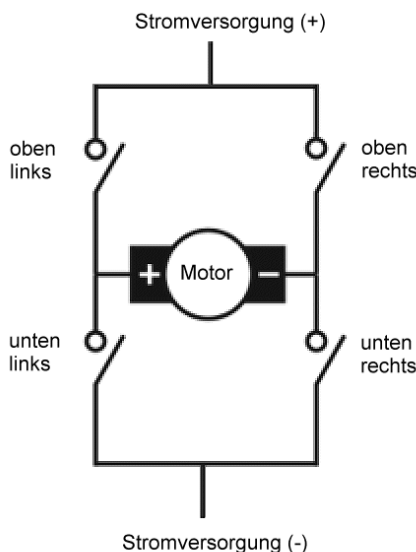


Bild 2.9: Eine H-Brücke (H-Bridge) mit Kontaktbetätigung

Die Schalterstellung erlaubt alle Steuerungsmöglichkeiten für den Motor, wie in Tabelle 2.1 dargestellt. Zu beachten ist, dass niemals die beiden rechten oder beide linken Schalter gleichzeitig geschlossen werden dürfen, da sonst ein Kurzschluss entsteht. Eine entsprechende Verriegelung wird man in der Ansteuerelektronik vorsehen, was sicherer ist, als sich auf die Software alleine zu verlassen. Die Tabelle zeigt nur die „erlaubten“ Zustände. Man kann durch geeignete Stellung der Schalter auch eine Blockierung des Motors (durch Kurzschluss der Motorkontakte) erreichen.

Tabelle 2.1: Ansteuerung der H-Brücke

links oben	links unten	rechts oben	rechts unten	Motor
ein	aus	aus	ein	Rechtslauf
aus	ein	ein	aus	Linkslauf
ein	aus	ein	aus	Stopp (blockiert)
aus	ein	aus	ein	Stopp (blockiert)
aus	aus	aus	aus	Stopp (Freilauf)

Anstelle der Relais lassen sich natürlich auch Transistoren verwenden. Hier ist die Beachtung der „Kurzschluss-Regel“ sogar noch wichtiger. Für Motoren geringer Leistung kann beispielsweise die H-Brücke aus Bild 2.10 verwendet werden. Schaltungstechnisch bietet sich nichts Neues, die Schalter von Bild 2.9 wurden durch passende Transistoren ersetzt. Hinzu kommen noch die Freilaufdioden zum Schutz der Endstufe. Die Transistoren werden über etwas Logik zur Verriegelung der Zustände angesteuert. Der Eingang von IC1A entscheidet, ob der Motor läuft oder gestoppt wird, die Eingangsleitung von IC1C/IC1D legt die Drehrichtung fest. Wegen der entstehenden Verlustleistung müssen die Transistoren der Endstufen unbedingt gekühlt werden.

Anstelle der Transistoren können Sie auf den schon im vorigen Kapitel besprochenen Leistungs-Operationsverstärker L165 zurückgreifen. Bild 2.11 zeigt eine solche Schaltung. Die Freilaufdioden sind auch hier wieder vorhanden. Um Schwingungen beim Umschalten vorzubeugen, wurde noch ein RC-Glied am Ausgang vorgesehen. Am Steckverbinder SV1 sind die gemeinsame Masse und die positive Spannung der Ansteuerlogik (in der Regel 5 V) angeschlossen; des Weiteren die Eingänge E1 und E2. Die beiden L165-ICs arbeiten als Komparatoren, deren Schaltschwelle von R3 und R4 auf die

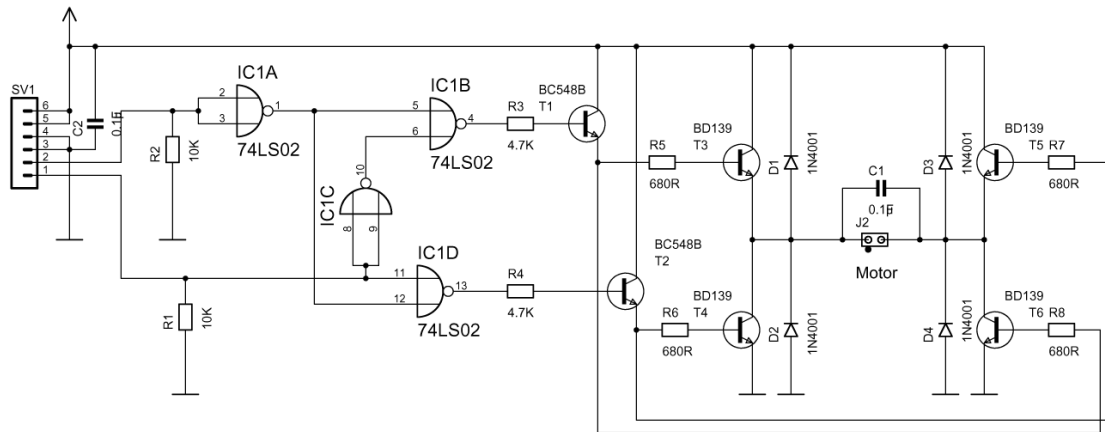


Bild 2.10: Eine H-Brücke (H-Bridge) mit bipolaren Transistoren

halbe Logikspannung eingestellt wird. Die ICs selbst werden von der Motorspannung (meist 12 oder 24 Volt) gespeist.

Für die Ansteuerung gilt $E1 = 0, E2 = 1$: Rechtslauf, $E1 = 1, E2 = 0$: Linkslauf, $E1 = 1, E2 = 1$: Stillstand.

Eine weitere Alternative wäre der Ersatz der bipolaren Transistoren durch Leistungs-FETs, die in der Lage sind, sehr viel höhere Ströme zu schalten. Schaltungsmäßig bringt uns das aber keine neuen Erkenntnisse.

Es ist auch wünschenswert, die Motordrehzahl einstellen zu können. Ein erster Ansatz dafür wäre eine Steuerung über die Motorspannung oder den Motorstrom. Vielleicht erinnern Sie sich noch an Ihre erste Modelleisenbahn, wo mittels eines Schleifers über der Sekundärwicklung des Trafos die Spannung variiert wurde. Beim „Aufdrehen“ des Trafos tat sich erst gar nichts, dann tat die Lok beinahe einen Sprung nach vorne – alles andere als realistisch!

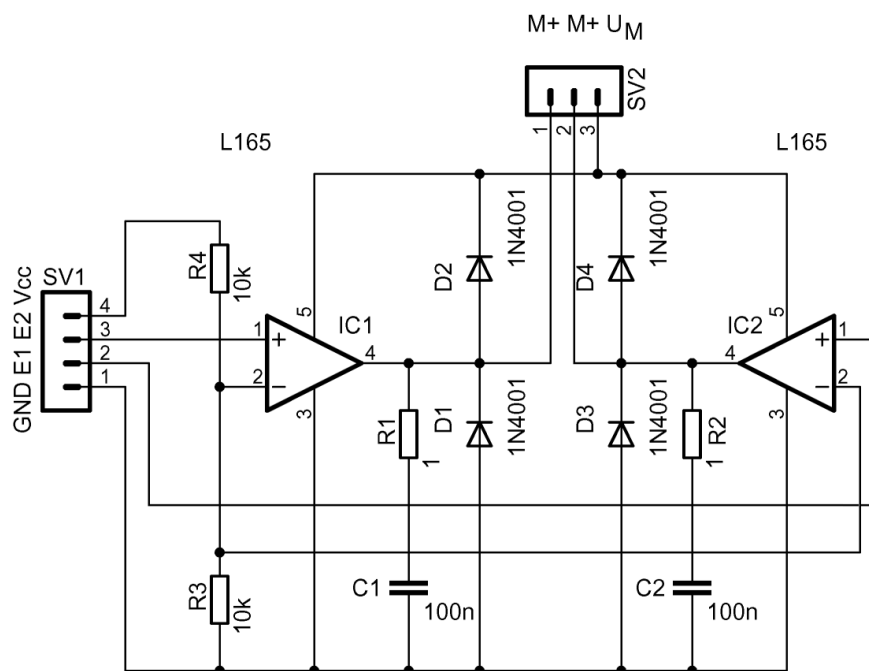


Bild 2.11: Eine H-Brücke (H-Bridge) mit Leistungs-Operationsverstärkern

Besser ist da eine andere Methode: Der Motor wird immer mit voller Spannung betrieben, doch wird diese im schnellen Takt ein- und ausgeschaltet. Durch Variation von Ein- und Ausschaltzeit kann die Drehzahl des Motors gesteuert werden. Mehr dazu auf Seite 66.

2.5.2 H-Brücke mit integrierten Schaltungen

Es gibt eine relativ große Anzahl von H-Bridge-ICs, von denen hier einige besprochen werden. Eigentlich arbeiten alle nach demselben Prinzip. Die Unterschiede liegen eher in der Bauform, der maximalen Leistung usw. Für kleine Motoren bis etwa 500 mA Stromaufnahme eignet sich der Baustein L293, der zwei H-Brücken enthält. Für einen Dauerstrom von 1 A (max. Spitzenstrom 3 A) verwenden Sie den „großen Bruder“ L298 mit ebenfalls 2 H-Brücken. Für einen Dauerstrom von 3 A (max. Spitzenstrom 6 A) ist der LMD18200 zu empfehlen, der aber nur eine H-Brücke sein Eigen nennt.

Der kleine L293 wird im 16-poligen DIL-Gehäuse geliefert, als Kühlung müssen die vier mittig angeordneten Pins (4,5,12,13) reichen. Man sollte daher für diese Pins eine möglichst große Kupferfläche auf der Platine vorsehen. Eigentlich enthält der Baustein in Bild 2.12 vier „halbe“ H-Brücken (A ist jeweils der Eingang, Y der Ausgang), wobei die linke und rechte Seite des Chips jeweils eine H-Brücke bilden können. Dementsprechend einfach ist auch die Beschaltung. An die Ausgänge 1Y (Pin 3) und 2Y (Pin 5) kommt der eine Motor, an 3Y (Pin 11) und 4Y (Pin 14) der andere. Die GND-Pins 4, 5, 12 und 13 werden mit Masse verbunden, die Vcc-Pins 8 und 16 mit der Motor-Stromversorgung (5+...+36 Volt). Auch hier sollten die IC-Ausgänge durch Freilaufdioden geschützt werden.

Mit den Enable-Pins 1,2EN (Pin 1) bzw. 3,4EN (Pin 9) kann die jeweilige H-Brücke stromlos geschaltet werden. Man kann diese Pins auch für eine Drehzahlsteuerung mit Pulsweitenmodulation einsetzen.

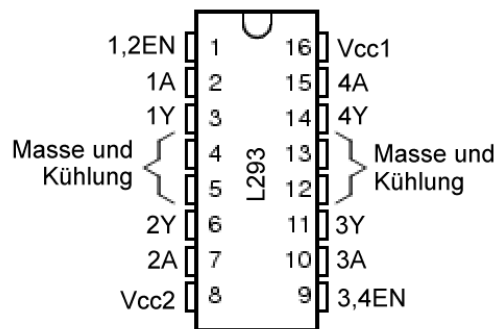


Bild 2.12: H-Bridge-IC L293

Die jeweiligen Eingangspaare (1A, 2A bzw. 3A, 4A) geben die Drehrichtung vor. Immer wenn die Eingänge unterschiedliche Polarität besitzen, dreht der Motor in die eine oder andere Richtung. Liegt an beiden Eingängen der gleiche Pegel an, wird der Motor kurzgeschlossen und so recht massiv gebremst. Er lässt sich dann – im Gegensatz zum stromlosen Zustand – auch nur mit großem Kraftaufwand drehen. Bei schnellen Richtungswechseln ist es empfehlenswert, zuerst kurz zu bremsen, um die mechanische Belastung des Motors in Grenzen zu halten. Für die Ansteuerung gilt Tabelle 2.2.

Tabelle 2.2: Ansteuerung des L293

1A (3A)	2A (4A)	1Y (3Y)	2Y (4Y)	Motor
0	0	0	0	Stopp (beide Motorseiten auf GND)
0	1	0	1	Linkslauf
1	0	1	0	Rechtslauf
1	1	1	1	Stopp (beide Motorseiten auf Vcc)

Der Schaltkreis L298 beinhaltet auch zwei komplette H-Brücken, kann also auch zwei Motoren ansteuern. Die Pinbelegung ist der des L293 sehr ähnlich, doch besitzt der L298 eine andere Bauform, ein sogenanntes Multiwatt-Gehäuse, wie es in Bild 2.13 zu sehen ist.

Jede H-Brücke kann beim L298 bis zu 2 A belastet werden. Damit lassen sich also schon wesentlich größere Motoren bzw. Aktoren ansteuern. Ein weiterer Vorzug sind die Current-Sensing-Ausgänge, über die der Motorstrom fließt. Oft wird hier ein Hochlastwiderstand angeschlossen, um aus der daran abfallenden Spannung den genauen Strom ermitteln zu können. Dies machen sich unter anderem

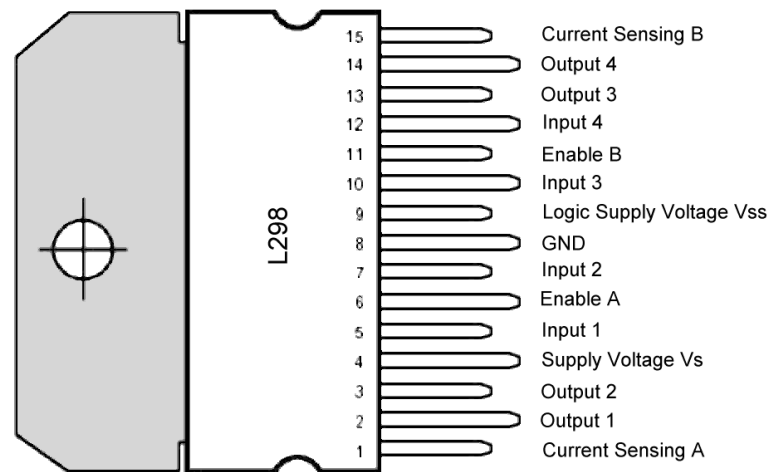


Bild 2.13: H-Bridge-IC L298

Schrittmotorsteuerungen zunutze, die den Strom genau regeln. Benötigt man keine Strommessung, müssen die Current-Sensing-Ausgänge direkt mit GND verbunden werden.

Für die Eingangsbeschaltung gilt sinngemäß die Tabelle 2.2; liegt der Freigabe-Eingang auf logisch 1 und haben die beiden Steuer-Eingänge unterschiedliche Polarität, dreht der Motor in die eine oder andere Richtung. Liegt an beiden Steuer-Eingängen der gleiche Pegel an, wird der Motor kurzgeschlossen. Wird der Freigabe-Eingang auf 0 gesetzt, ist der Motor stromlos.

Als weitere Beschaltung des L298 sind nur wieder die Freilaufdiode (z. B. BYV 27 oder SB550/SB560) an den Ausgangspins und ein Entkoppelungskondensator nötig. Die Schaltung in Bild 2.14 zeigt die komplette Beschaltung des L298.

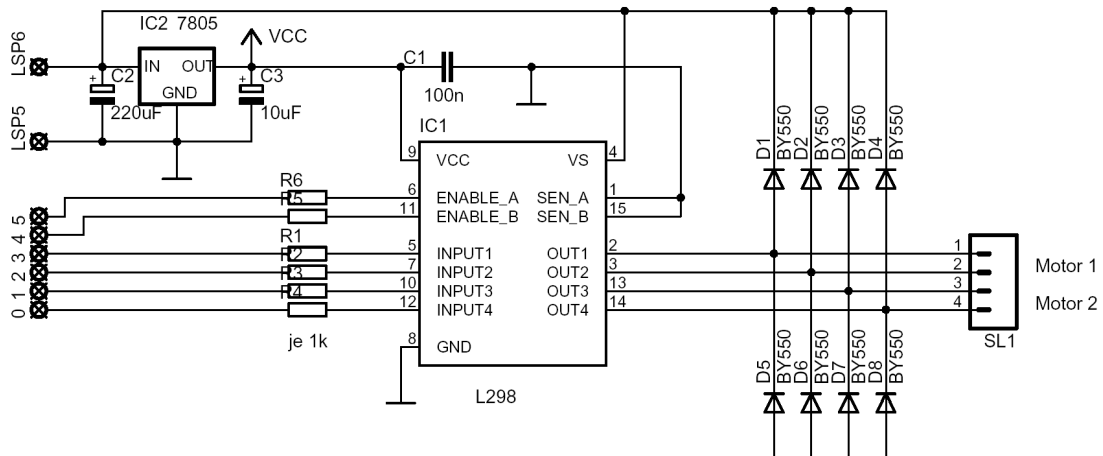


Bild 2.14: Schaltung mit dem H-Bridge-IC L298

Mit dieser Schaltung sind Sie in der Lage, nahezu alle Motoren mit einer Betriebsspannung zwischen 6 und 24 V und einer maximalen Stromaufnahme von 2 A zu betreiben. Die Versorgung der Logik erfolgt über einen Spannungsregler, so dass die Schaltung mit TTL-Signalen angesteuert werden kann. Die Eingangsbits D0 und D1 steuern den Motor 1, die Bits D2 und D3 den Motor 2. Mit den Bits D4 und D5 wird der entsprechende Motor stromlos geschaltet (frei).

Die Schaltung kann zum Ansteuern mit dem Parallelport des PC verbunden werden. Verzichtet man auf die Steuerung der Enable-Eingänge des L298, lassen sich sogar vier Motoren gleichzeitig schalten – oder man bedient die Freigabe-Eingänge über den Steuerport der Druckerschnittstelle.

Das folgende Programm geht von fest verdrahteten Enable-Pins aus und erlaubt den Anschluss zweier L298-Boards. Für jeden Motor (1 ... 4) sind somit zwei Bits des Datenports vorgesehen. Auf der Kommandozeile wird für jeden Motor die Drehrichtung angegeben (siehe Kommentar im Listing),

z. B. `motor -m1l -m2r -m3s -m4l`. Die Motoren behalten diesen Zustand bei, bis ein neues Kommando gegeben wird.

```
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <string.h>
#include <sys/io.h>
#include <unistd.h>

#define DEBUG 1

/* Basisadressen der Parallelports */
#define LPT1 0x378
#define LPT2 0x278
#define LPT3 0x3BC

/* aktuell verwendeter Port */
#define BASEPORT LPT1

void usage(void)
{
    fprintf(stderr, "Ansteuerprogramm fuer die Motorplatine\n");
    fprintf(stderr, "No Parameters!\n");
    fprintf(stderr, "\n");
    fprintf(stderr, "Usage: motor <Parameter>\n");
    fprintf(stderr, "\n");
    fprintf(stderr, "Parameter:\n");
    fprintf(stderr, "    -mxr:   Motor x rechtsdrehend\n");
    fprintf(stderr, "    -mxl:   Motor x linksdrehend\n");
    fprintf(stderr, "    -mxs:   Motor x stopp\n");
    fprintf(stderr, "            x = 1 ... 4\n");
    fprintf(stderr, "Es muessen immer die Parameter aller\n");
    fprintf(stderr, "verwendeter Motoren angegeben werden!\n");
    fprintf(stderr, "    -off:   alle Motoren aus\n");
    fprintf(stderr, "\n");
}

int main(int argc, char *argv[])
{
    unsigned char mot = 0, val = 0, rval = 0, n;

    if ((argc <= 1) || (strcmp(argv[1], "--help") == 0))
    {
        usage();
        exit(1);
    }

    /* Ports freigeben */
    if (ioperm(BASEPORT, 3, 1))
    {
        perror("Error: cannot access ioport"); exit(1);
    }

    /* Parameter auswerten */
    for (n = 1; n < argc; n++)
    {
        if (strcmp(argv[n], "-off") == 0)
        {
            /* Alles ausschalten */
            rval = 0;
        }
        else if ((argv[n][0] == '-') && (argv[n][1] == 'm'))
        {
            mot = atoi(&argv[n][2]); /* Zahl hinter dem "-m" umwandeln */
            if ((1 <= mot) && (mot <= 4)) /* erweiterbar auf 4 Motoren */
            {
                switch (argv[n][3])
                {
                    case 'l': val = 1; break; /* 01 */
                    case 'r': val = 2; break; /* 10 */
                    case 's': val = 0; break; /* 00 */
                    default: fprintf(stderr, "Wrong Parameter: %s\n", argv[n]);
                }
                switch (mot)
                {
                    case 1: rval = rval | val; break;
                    case 2: rval = rval | (val << 2); break;
                }
            }
        }
    }
}
```



```

        case 3: rval = rval | (val << 4); break;
        case 4: rval = rval | (val << 6); break;
        }
    }
    printf("%x %x\n",val, rval);

}
else
{
    fprintf(stderr,"Wrong Parameter: %s\n",argv[n]);
}
}

/* Set the data signals of the port */
#ifdef DEBUG
    printf("Debug: Writing to PORT %X.\n", BASEPORT);
    printf("Debug: Setting Data Port to %X.\n", rval);
#endif
    outb(rval, BASEPORT);

/* Ports wieder freigeben */
if (ioperm(BASEPORT, 3, 0))
{
    perror("Error: cannot access ioport"); exit(1); }
exit(0);
}

```

Oft ist man auf der Suche nach einem Antrieb, der eine Linearbewegung vollzieht, beispielsweise für Verriegelungen oder andere Betätigungsfunktionen. Oft muss man dazu keinerlei mechanischen Aufwand betreiben, wenn der Hub nicht allzu groß sein soll. Oft genügt ein kräftiger **Zentralverriegelungs-Antrieb** mit 12 V Betriebsspannung und zweipoligem Anschluss (Bild 2.15). Solche Antriebe sind schon für wenige Euro bei Ebay oder Elektronikversendern zu bekommen – meist als Vierer-Set zusammen mit Fernbedienungen, aber auch einzeln. Die Schubkraft liegt bei 60 – 80 Newton und der Hub beträgt ca. 20 mm. Da die Kraft recht hoch ist, kann man den Hub meist über einen Hebel noch vergrößern.



Bild 2.15: Antrieb einer KFZ-Zentralverriegelung

Der Antrieb besteht aus einem Elektromotor mit Getriebe sowie einer Leiterbahn-Mimik, über die über Schleifer an einem Zahnrad die Potenziale auf den Motorzuleitungen umgeschaltet bzw. abgeschaltet werden. Je nach Polung des Antriebs fährt das Betätigungselement ganz heraus oder ganz herein. Für die Ansteuerung reicht also Umpolen, z. B. über eine H-Brücke, wobei die Einschaltzeit jeweils einige Sekunden betragen darf. Dank des Endstellungsschalters im Antrieb ist die Einschalt-Dauer unkritisch.

2.6 Drehzahlsteuerung mittels PWM

Mit der obigen Steuerung läuft der Motor entweder gar nicht oder mit voller Drehzahl. Die Einstellung von Zwischenwerten ist nicht möglich. Eine Lösungsmöglichkeit wäre eine Einstellung des Motorstroms. Man könnte beispielsweise die Sense-Pins des L298 über einen Hochlastwiderstand (z. B. $0,68 \Omega$, $5\text{--}10 \text{ W}$) mit Masse verbinden und die Spannung über diesem Widerstand mit Hilfe eines Komparators mit einer vorgegebenen Spannung vergleichen. Der Komparatorausgang steuert dann die Enable-Pins an. Nur wissen wir, dass eine solche Stromregelung ihre Tücken hat. Denken Sie an die elektrische Eisenbahn Ihrer Jugend. Beim Drehen am Trafoknopf tat sich erst gar nichts, und dann machte die Lok plötzlich einen Sprung. Deshalb verwendet man die Stromregelung nur bei Schrittmotoren, weil diese sonst durchbrennen würden.

Besser geeignet für Gleichstrommotoren ist der Betrieb mit voller Spannung (wegen des Drehmoments). Die Steuerung der Drehzahl erfolgt über Pulsweitenmodulation (PWM). Hier wird die Ein- und Ausschaltzeit eines Rechtecksignals bei fester Grundfrequenz variiert. Das Verhältnis von Einschaltzeit (t_{ein}) zur Periodendauer ($t_{\text{ein}} + t_{\text{aus}}$) bezeichnet man als Tastverhältnis. Für den Mittelwert der Spannung gilt dann

$$U_m = U_{\text{aus}} + (U_{\text{ein}} - U_{\text{aus}}) * \frac{t_{\text{ein}}}{t_{\text{ein}} + t_{\text{aus}}} \quad (2.1)$$

U_{aus} ist dabei normalerweise 0 V , U_{ein} die Betriebsspannung.

Die folgenden Beispiele zeigen PWM-Signale mit einem Tastverhältnis von 75% bzw. 25%. Beim ersten Beispiel (Bild 2.16) nehmen wir die Werte $U_{\text{ein}} = 6 \text{ V}$, $U_{\text{aus}} = 0 \text{ V}$, $t_{\text{ein}} = 3 \text{ ms}$ und $t_{\text{aus}} = 1 \text{ ms}$. Nun gilt:

$$U_m = 0 \text{ V} + (6 \text{ V} - 0 \text{ V}) * \frac{3 \text{ ms}}{3 \text{ ms} + 1 \text{ ms}} = 4,5 \text{ V} \quad (2.2)$$

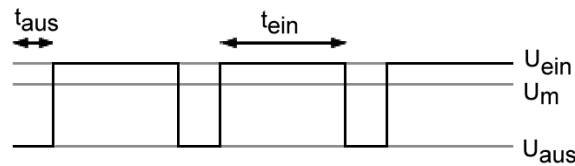


Bild 2.16: Pulsweitenmodulation mit Tastverhältnis 75%

Im zweiten Beispiel aus Bild 2.17 drehen wir den Spieß um und setzen $U_{\text{ein}} = 6 \text{ V}$, $U_{\text{aus}} = 0 \text{ V}$, $t_{\text{ein}} = 1 \text{ ms}$ und $t_{\text{aus}} = 3 \text{ ms}$. Es gilt:

$$U_m = 0 \text{ V} + (6 \text{ V} - 0 \text{ V}) * \frac{1 \text{ ms}}{1 \text{ ms} + 3 \text{ ms}} = 1,5 \text{ V} \quad (2.3)$$

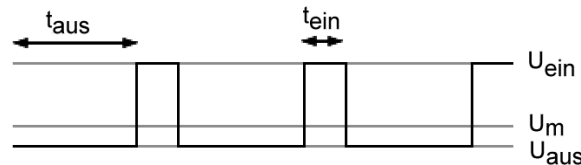


Bild 2.17: Pulsweitenmodulation mit Tastverhältnis 25%

Steuert man mit einem pulswertenmodulierten Signal direkt einen ohmschen Verbraucher an (Lampe, Heizdraht usw.), kann man zur Bestimmung der Leistung nicht einfach $P = U_m^2 / R$ rechnen.

Vielmehr muss die Leistung jeweils während der Ein- und Ausschaltzeit getrennt betrachtet werden. Deshalb gilt:

$$P = \frac{U_{\text{ein}}^2}{R} * \frac{t_{\text{ein}}}{t_{\text{ein}} + t_{\text{aus}}} + \frac{U_{\text{aus}}^2}{R} * \frac{t_{\text{aus}}}{t_{\text{ein}} + t_{\text{aus}}} \quad (2.4)$$

Auch dazu ein Beispiel. Nehmen wir jetzt die Werte $U_{ein} = 6\text{ V}$, $U_{aus} = 0\text{ V}$, $t_{ein} = 1\text{ ms}$, $t_{aus} = 3\text{ ms}$ und $R = 10\ \Omega$.

Den Mittelwert dieser Spannung haben wir oben bestimmt; er beträgt 1,5 V. Würde man mit diesem Wert die Leistung berechnen, so käme man auf $P = 1,5^2 / 10 = 0,225\text{ W}$. Der richtige Wert ist jedoch:

$$P = \frac{(6\text{ V})^2}{10\ \Omega} * \frac{1\text{ ms}}{1\text{ ms} + 3\text{ ms}} + \frac{(0\text{ V})^2}{10\ \Omega} * \frac{3\text{ ms}}{1\text{ ms} + 3\text{ ms}} = 0,9\text{ W} \quad (2.5)$$

Der große Vorteil von PWM bei der Motorsteuerung ist der gute Wirkungsgrad. Die verwendete Frequenz liegt meist im Bereich von einigen 10 kHz. Zur Berechnung der Drehzahl kann im Normalfall der Mittelwert der PWM-Spannung als Betriebsspannung angenommen werden. Misst man die Drehzahl, beispielsweise über einen Hall-Sensor oder eine Lichtschranke, kann die PWM-Steuerung zu einer PWM-Regelung erweitert werden.

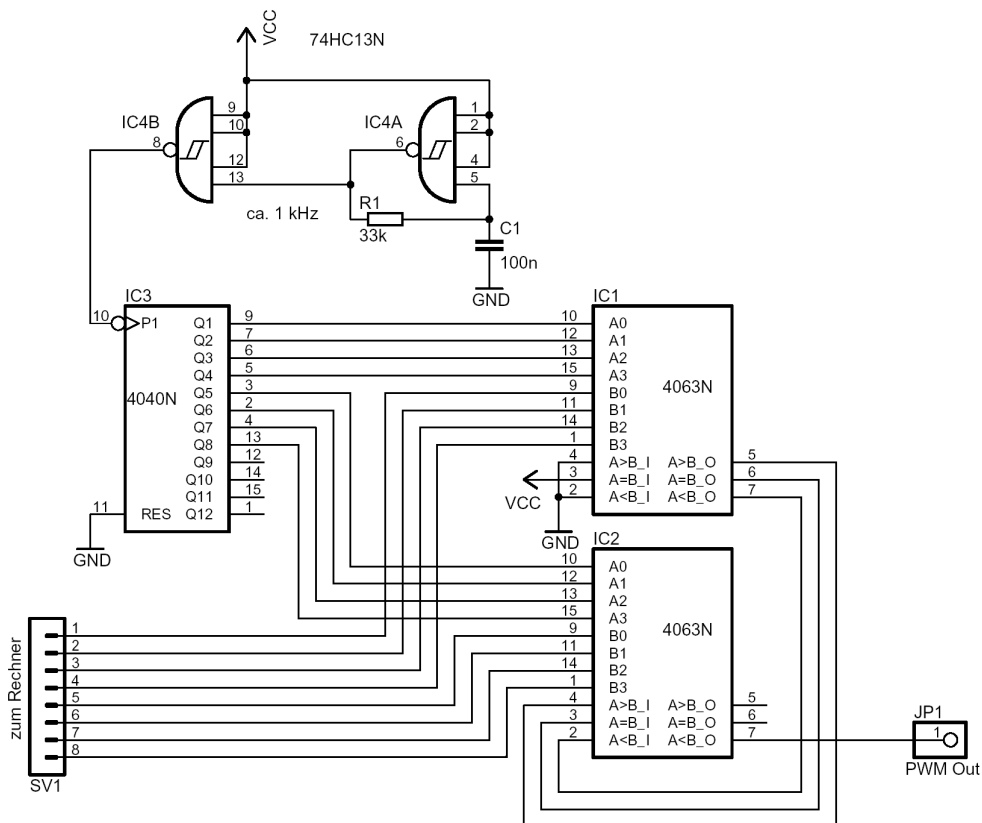


Bild 2.18: Pulsweitenmodulator mit steuerbarem Tastverhältnis

Das pulswertenmodulierte Signal wird bei einem Microcontroller über die Kombination aus Timer und Ausgangsport erzeugt. Wenn unser Linux-PC nicht viel anderes zu tun hat, ließe sich ein PWM-Signal auch per Software generieren (mit Variation der Parameter bei `nanosleep()`), doch ergibt sich immer eine leichte Schwankung der Werte durch unterschiedliche Aktivitäten anderer Prozesse.

Mit wenig Aufwand kann man das PWM-Signal aber auch per Hardware generieren. Dazu benötigen Sie einen Zähler mit acht Bit Wortbreite (nach Wunsch auch 4, 8, 12 oder 16 Bit) und einen entsprechenden Vergleicher. Der Zähler wird mit einem frei laufenden Takt (je nach Motor zwischen 0,5 und 5 kHz) gespeist (Schaltung siehe Bild 2.18). Sein Ausgang wird mit einem Datenwort vom PC (Parallelport) verglichen. Solange dieses Datenwort kleiner als der Zählerstand ist, liefert der PWM-Ausgang ein 1-Signal, danach ein 0-Signal und damit das gewünschte PWM-Signal. In der Schaltung kam statt eines 8-Bit-Zählers eine 12-Bit-Variante zum Einsatz. Die vier höherwertigen Bit kann man bei dieser Anwendung einfach ignorieren.

2.7 Servosteuerung

Servos („Rudermaschinen“) aus dem Modellbaubereich sind trotz der Betriebsspannung von 5 Volt besonders kräftige Antriebe. Ihr hohes Drehmoment wird durch ein Untersetzungsgetriebe erreicht. Ein Servoantrieb besteht aus einem Motor, einem auf der Achse angebrachten Positions- oder Winkelsensor (im einfachsten Fall ist das ein Potentiometer) und einer Regelelektronik mit Sollwert-Eingang. Diese vergleicht den eingegebenen Sollwert mit dem Istwert des Sensors. Stimmen beide nicht überein, so lässt die Regelung den Motor zu der Position laufen, bei der Istwert und Sollwert gleich sind. Diese elektronische Motorsteuerung ermöglicht nicht nur ein sehr feinfühliges und genaues Stellen des Antriebs in eine bestimmte Position, sie sorgt auch für ein kräftiges Gegenmoment gegen Rückstellversuche der Last und hält damit die gewünschte Position.

Je nach verwendetem Servo sind Stellzeiten bis herab auf 0,08 s über einen Stellweg von 60 Grad erreichbar. Die modernste Version, der Digitalservo, ist statt der bei analog arbeitenden Servos passiv arbeitenden Servosteuerung mit einem Mikroprozessor bestückt. Durch eine hohe Taktfrequenz kann der Antriebsmotor besonders schnell und in allen Lagen mit vollem Drehmoment arbeiten, was extrem kurze Reaktionszeiten bei gleichmäßiger Kraftentfaltung erlaubt. Die Analog-Servos dagegen verlieren oft gegen Ende des Stellwegs an Drehmoment und auch Drehgeschwindigkeit. Ein weiterer Vorteil des Digitalservos ist das aktive Gegensteuern durch den Prozessor bei Rückstellversuchen der Last. Nachteilig bei beiden Typen ist der relativ kleine Stellweg und das laute Arbeitsgeräusch. Die Stellkraft (etwa 10 Newton) ist, gemessen an der Größe, beachtlich. Sie sollten aber berücksichtigen, dass die Getriebe bei vielen Modellen aus Plastikzahnradern bestehen, die bei Überlast sehr schnell verschleifen (gegebenenfalls auf die etwas teureren Modelle mit Metallgetriebe ausweichen). Die Ansteuerung ist bei beiden Typen gleich; die Sollwert-Vorgabe erfolgt über einen längenmodulierten Impuls.

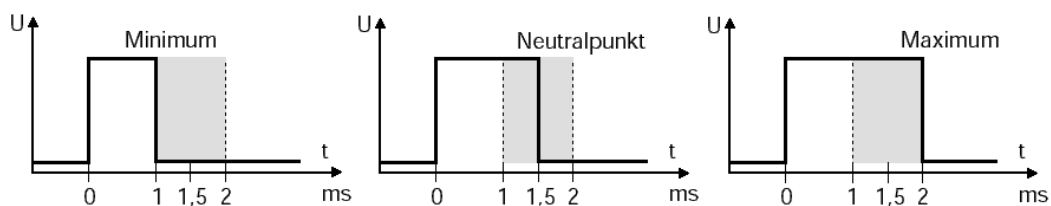


Bild 2.19: Impulstiming von Servos

Der Servo wird alle 20 ms mit kurzen Impulsen von ein bis zwei Millisekunden Dauer angesteuert und damit die Position seines Antriebs bestimmt. Die Impulse müssen im 20-ms-Abstand wiederholt werden, damit ein Servo seine Position beibehält (Bild 2.19). Praktisch alle Servos erwarten übrigens einen positiven Impuls.

Alle genannten Eigenschaften prädestinieren den Modellbau-Servo als Antrieb für andere Verwendungen. Sie lassen sich für beliebige Betätigungsfunktionen verwenden, z. B. das Betätigen eines Riegels, das Aktivieren einer Fütterungsautomatik für Fische, das Öffnen und Schließen von Lüftungskappen, die computerisierte Einzelbild-Steuerung für Langzeitaufnahmen einer 16-mm-Kamera oder das Schwenken einer Überwachungskamera. Modellbau-Servos werden heutzutage auch gerne bei experimentellen Robotern eingesetzt. Häufig findet man in einem Roboter eine größere Anzahl davon. Ein „Käfer“ mit sechs Beinen benötigt in der Regel mindestens drei Servos pro Bein, und ein einfacher Arm hat mitunter sechs bis sieben.

Es gibt leider mehrere unterschiedliche Servo-Anschlusskabel-Systeme, jeder Hersteller hat eine eigene Norm. Die verbreitetsten Steckerformen sind heute die Futaba- und die Graupner-Norm. Die diversen Steckerformen sind in Bild 2.20 zu sehen.

Die äußere Form des Steckers, die man bei der Kombination des Servos mit einem Fernsteuerempfänger strikt beachten muss, tangiert beim Anschluss an das PC-Interface nicht, wohl aber die Anschlussbelegung. Denn der Stecker ist unbedingt richtig herum auf die Stiftleiste der Steuerung aufzustecken, sonst kann es zu Schäden kommen. Dabei kann man sich nach den Kabelfarben richten. Diese sind zwar auch nicht einheitlich, folgen aber zumindest einem Grundschemata. So ist der Plusanschluss bei allen rot, der Minusanschluss entweder braun, schwarz oder blau. Der Signalanschluss

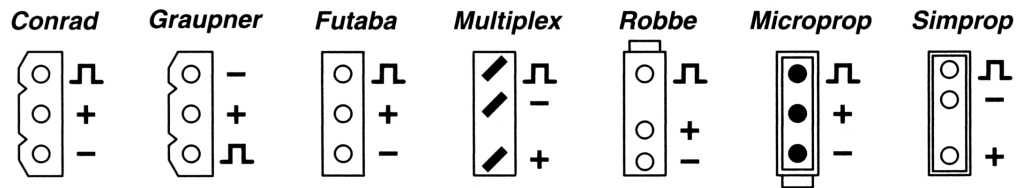


Bild 2.20: Anschluss-Stecker verschiedener Hersteller

ist entweder gelb, orange, weiß oder violett. Einziger Ausreißer aus diesem Schema ist Simprop. Hier ist der Minusanschluss blau und das Signalkabel schwarz.

Mit einer einfachen Anwendung des Timers NE555 kann ein Servotester realisiert werden. Die Schaltung in Bild 2.21 stellt die Standardschaltung eines Rechteckgenerators dar, wobei hier die zusätzliche Siliziumdiode dafür sorgt, dass sich ein Tastverhältnis von ca. 10 Prozent einstellen läßt. Die Bauteile sind so dimensioniert, dass sich mit einem üblichen Potentiometer (270 Grad) das Servo jeweils auf Vollausschlag steuern läßt.

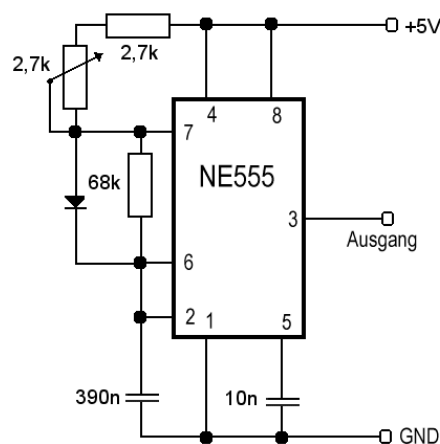


Bild 2.21: Servotester mit NE555

Zurück zur Ansteuerung. Es muss also für jedes angeschlossene Servo alle 20 ms bis 25 ms der Ansteuerimpuls mit seiner Längenvariation (1 ms ... 2 ms) generiert werden. Prinzipiell könnte man so eine Servo-Ansteuerung über jeden Parallelport realisieren. Noch besser wäre freilich der Ausgang eines Timers, denn dann wäre der Prozessor maximal entlastet, weil nur noch wenige Steuerwerte an den Timer ausgegeben werden müssen. Leider sind bei einem PC die Timer bereits fest vergeben. Die Ansteuerung über den Parallelport kann unseren PC bei einer größeren Anzahl von Servos überlasten. Abgesehen davon ist Linux kein Echtzeit-Betriebssystem, und so kämen die Servos aller Wahrscheinlichkeit nach ins Flattern. Dieses Problem lässt sich nur mit Hilfe spezieller Schaltkreise lösen.

Eine von vielen Möglichkeiten ist das Servoboard „MAESTRO 12 fach“, das seriell per RS232 oder USB angesprochen werden kann. Das Servoboard erlaubt es, bis zu 12 Servos direkt per PC anzusteuern. Ein besonderes Feature ist die eingebaute Scripting-Funktion. Es lassen sich Scripte erstellen und in das Modul übertragen. So lassen sich sogar Servobewegungen vorprogrammieren, unabhängig von PC oder Controller ablaufen.

Trotz der Vielseitigkeit besitzt das Modul nur geringe Maße von ca. 28 mm x 36 mm. Auch das Ansteuern mehrerer Module von einem PC aus ist per USB möglich. Die mitgelieferte CD enthält die englische Dokumentation und Treiber für Windows und Linux. Die wichtigsten Features sind:

- bis zu 12 Servos können direkt angesteckt werden
- Betriebsspannung 5 - 16 V
- Ansteuerung per USB-Anschluß (Standard MINI USB-Buchse)
- Ansteuerung per RS232 im TTL-Pegel (unterstützt 300 - 200000 Baud)

- Automatische Übertragungsratenanpassung
- 8 KByte Speicher für einprogrammierbare Scripte
- möglicher Servo-Pulsbereich 64 - 3280 Mikrosekunden
- mögliche Pulsrate 1 - 333 Hz

Das „MiniSSC II“ von Seetron hat eine serielle RS232-Schnittstelle (2400/9600 bps) und kann bis zu acht Servos bedienen. Es benötigt jedoch zwei Stromversorgungen, 9 - 12 V für die Elektronik und 5 V für die Servos. Das Servokommando besteht aus drei Bytes. Bedingt durch die maximale Datenrate können so maximal 400 Kommandos pro Sekunde gesendet werden. Bei acht Servos sind das dann für jedes Servo 50 Befehle/s, was für manche Anwendungen schon zu langsam sein kann.

Die Parallax „Serial Servo Controller“ (28023) und „USB Servo Controller“ (28823) können jeder bis zu 16 Servos ansteuern. Der serielle Controller verwendet eine TTL-Schnittstelle (kein RS232). Die Boards benötigen ebenfalls zwei Stromversorgungen, +5 V für die Logik und weitere +5 V für die Servos. Der USB-Controller erscheint im PC als virtueller Seriellport (FTDI-Baustein) – somit ist die Programmierung für beide Typen identisch. Beide Boards verwenden 2400 bps oder 38.4 kbps.

Der LynxMotion „SSC32 controller“ ist ein Servo-Controller mit 32 Kanälen, die auch zum Schalten von Relais verwendet werden können. Er unterstützt Datenraten von 2400, 9600, 38400 und 115200 bps. Die Stromversorgung kann durch Jumper entweder separat für Elektronik und Servos erfolgen oder gemeinsam.

Eine weitere Möglichkeit, die gerade für Controller-Freaks interessant sein kann, ist der Einsatz eines Arduino-Boards mit der Servo-Bibliothek. Hier muss man für den Anschluß der Servos zwar selbst den Lötcolben schwingen, dafür kann man aber das Protokoll für die Kommunikation zwischen Arduino und PC selbst nach den jeweiligen Anforderungen gestalten. Auch ein Scripting ist dank des Arduino-EEPROMS möglich. Zusätzlich bekommt man mit dem Arduino sozusagen gratis auch noch analoge und digitale Schnittstellen mitgeliefert.

2.7.1 Entstörfilter

Nicht umsonst haben einige der oben besprochenen Boards getrennte Stromversorgung für Servos und Elektronik, das der Servomotor die Elektronik mitunter hartnäckig stören kann. Das können steilflankige Impulse durch die Kommutierung sein oder Spannungseinbrüche beim Anlaufen des Motors.

Ein Tiefpassfilter schwächt die Störungen und lässt nur sehr tiefe Frequenzen (praktisch Gleichspannung) ohne Abschwächung passieren. Mit einigen Induktivitäten und Kondensatoren lässt sich so etwas schnell aufbauen (Bild 2.22). Die Induktivität sollte möglichst groß sein (100 Mikrohenry bis 1 Millihenry) und die Elektrolytkondensatoren einen niedrigen ESR besitzen.

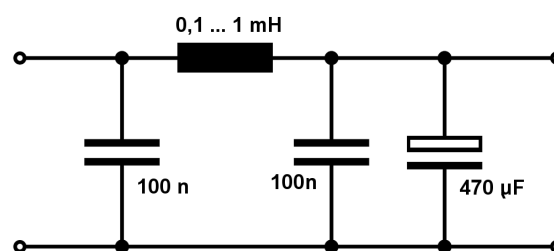


Bild 2.22: Entstörfilter für den Servo- und Motorbetrieb)

2.7.2 Stromüberwachung

Prinzipiell könnte man den Strom eines Servos – oder eines anderen Gleichstrommotors – mittel eines High-Side-Stromsensors überwachen. Nachteilig sind bei Motoren jedoch die durch die Kommutierung auftretenden Störungen und die starken Schwankungen des Betriebsstroms, etwa beim Anlaufen. Mit einer kleinen Schaltung lassen sich aber auch bei Servos Aussagen über den aufgenommenen Strom treffen und so das Servo gegebenenfalls vor dem „Abrauchen“ schützen. Die Schaltung in Bild 2.23 ist ein Klassiker; gemessen wird auf der „low side“.

Über dem Widerstand 0,1 Ohm fällt eine geringe, dem Strom proportionale Spannung ab, die im OPV genügend verstärkt wird, um den Analog-Digital-Wandler auszusteuern. Durch Wahl anderer Widerstandswerte kann die Verstärkung in weiten Grenzen eingestellt werden. Die Kondensatoren in der Schaltung dienen dem Sieben der Eingangsspannung bzw der Begrenzung der oberen Grenzfrequenz.

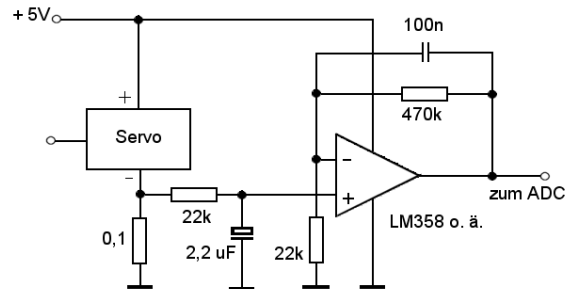


Bild 2.23: Schaltung zur Stromüberwachung

2.8 Schrittmotoren

Ein Schrittmotor ist ein Synchronmotor, bei dem der Rotor (drehbares Motorteil mit der Welle) durch ein gesteuertes schrittweise rotierendes elektromagnetisches Feld der Statorspulen (nicht drehbarer Motorteil) um einen festgelegten Winkel (Schritt) oder sein Vielfaches gedreht werden kann. Schrittmotoren existieren auch in Form von Linearmotoren. Man unterscheidet verschiedene Bauformen: Reluktanz-, Permanentmagnet- und Hybrid-Schrittmotor.

Ein Reluktanzschrittmotor weist unterschiedliche Anzahl von Zähnen am Rotor und am Stator auf. Der Stator trägt die Spulen, den Rotor bildet ein gezahnter Weicheisenkern. Bei eingeschaltetem Strom fließt der magnetische Fluss durch den Weicheisenkern des Rotors. Die Drehbewegung des Rotors kommt zustande, weil vom gezahnten Stator der nächstliegende Zahn des Rotors angezogen wird, da sich so der magnetische Widerstand verringert. Die Zähne der bestromten Wicklungen ziehen jeweils die nächstgelegenen Zähne des Rotors wie ein Elektromagnet an und werden abgeschaltet, wenn die Zähne des Rotors den sie anziehenden Statorzähnen gegenüberstehen usw. Um im richtigen Zeitpunkt umzuschalten, wird der Motor in der Regel mit einem Rotorlagegeber versehen. Es gibt aber auch geberlose Steuerverfahren.

Beim Permanentmagnetschrittmotor besteht der Rotor aus Dauermagneten, die abwechselnd einen Nord- und einen Südpol aufweisen. Durch das Stator-Magnetfeld wird der dauermagnetische Rotor so ausgerichtet, dass eine Drehbewegung entsteht.

Da der Reluktanzschrittmotor keine Permanentmagnete enthält, hat er daher im Gegensatz zum Permanentmagnetschrittmotor auch kein Rastmoment bei ausgeschaltetem Strom. Beim Permanentmagnetschrittmotor ist die Anzahl der Pole (und damit die Auflösung) begrenzt. Der Hybridschrittmotor vereint die Eigenschaften beider Bauformen, indem auf den Permanentmagneten noch ein gezahnter Weicheisenkranz eingefügt wird. Nahezu alle heute erhältlichen Schrittmotoren sind Hybridmotoren.

Schrittmotoren folgen – bei Einhaltung der Motorparameter – exakt dem von außen angelegten Feld und können so ohne Sensoren zur Positionsrückmeldung betrieben werden (Synchronmotoren). Daher können sie im Gegensatz zu Servomotoren gesteuert betrieben werden. Wird ein Schrittmotor jedoch zu stark belastet oder zu stark beschleunigt bzw. verzögert, kann es vorkommen, dass der Rotor nicht mehr exakt dem Feld folgt und Schritte übersprungen werden. Bei längerem Betrieb können sich diese Positionierungsfehler summieren. Dies kann bei zyklischen oder rotierenden Bewegungen durch regelmäßige Positionsüberwachung ausgeglichen werden. Eine weitere Möglichkeit ist das regelmäßige Anfahren einer (überwachten) „Home“-Position (aber bitte nicht wie beim Floppylaufwerk des legendären C64, das einfach mehr Schritte ausführte, als für die 40 Spuren der Floppy nötigen waren – was man durch das Rattern bei Erreichen des mechanischen Anschlags deutlich hören konnte).

Zu beachten ist auch, dass der Motor lastabhängig nur in einem bestimmten Drehzahlbereich startet und dass bestimmte Maximalbeschleunigungen und Maximaldrehzahlen eingehalten werden müssen (jeweils im Datenblatt des Motors angegeben). Wenn der Motor bei zu hoher Drehzahl einmal aus dem Takt ist, bleibt er stehen und brummt. Dann muss er mit niedriger Drehzahl neu angefahren werden. Zudem können lastabhängig bei bestimmten Drehzahlen mechanische Resonanzen des aus Motor und Last bestehenden „Drehpendels“ eintreten. Dann kann der Motor sogar entgegen der vorgegebenen Drehrichtung laufen. Diese Resonanzen lassen sich mindern, wenn die Kopplung zur Last einen gewissen Totbereich hat, z. B. durch einen nicht völlig strammen Zahnriemen oder eine Kettenübertragung. Dämpfung der Schwingung durch Reibung nützt wenig und bringt Nachteile bei hohen Drehzahlen.

2.8.1 Arbeitsprinzip von Schrittmotoren

Schrittmotoren gibt es in zwei grundsätzlichen Ausführungen, die beide zwei voneinander getrennte Erregerspulen (-pakete) besitzen. In ihnen wird während des Betriebs für jeden Schritt die Stromflussrichtung geändert. Dadurch entstehen in den Polpaaren wechselnde Magnetpole, die bei einer sinnvollen Abfolge der Stromumschaltung die Drehung des Rotors bewirken. Es werden aus Sicht der Ansteuerung zwei Typen unterschieden (Bild 2.24):

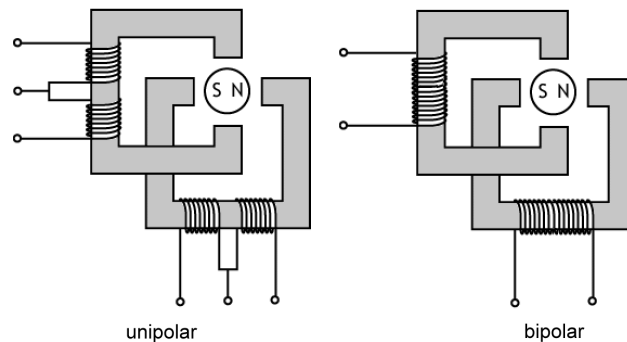


Bild 2.24: Schrittmotor-Typen

Beim **bipolaren Schrittmotor** wird die Änderung der Stromrichtung durch eine Umpolung des Stromflusses an der jeweiligen Spule erreicht. Der Vorteil der bipolaren Ansteuerung liegt im hohen erreichbaren Drehmoment, doch muss für die Umpolung der Stromrichtung ein größerer schaltungs-technischer Aufwand betrieben werden; man benötigt eine H-Brücke zur Ansteuerung. Auch sind bipolare Motoren billiger.

Beim **unipolaren Schrittmotor** ist jede Statorspule mit einem Mittelabgriff versehen, der an die Plus-Versorgung angeschlossen ist. Die Änderung der Stromrichtung wird dadurch erreicht, dass eine der beiden Spulenhälften auf Nullpotential geschaltet wird. Zur Ansteuerung reichen Schalttransistoren aus.

2.8.2 Ansteuerung eines Schrittmotors

Ein Schrittmotor wird bewegt, indem die Statorspulen in geeigneter Reihenfolge bestromt werden. Je nach Stromrichtung bilden die Statoranker einen Elektromagneten, nach dessen magnetischem Feld sich der Permanentmagnet im Rotor ausrichtet. Rotiert nun dieses elektromagnetische Feld, rotiert auch der Stator – bei jedem Wechsel genau um einen durch die Bauart vorgegebenen Winkelbetrag. Diese Steuerung des Schrittmotors soll am Beispiel eines unipolaren Motors im Rechtslauf dargestellt werden. Die Bilder zeigen einen recht unrealistischen Motor mit nur zwei Statorankern und einem einzigen Magnet als Rotor – dafür ist so das Prinzip leichter zu durchschauen. Kommerzielle Schrittmotoren vollführen 48 Schritte pro Umdrehung (Schrittwinkel $7,5^\circ$) bis zu 200 Schritte/Umdrehung (Schrittwinkel $1,8^\circ$).

Die jeweiligen Erregerspulenpaare sind durch die Mittelanzapfung in je zwei Halbspulen unterteilt. An der Mittelanzapfung liegt die Betriebsspannung. Es sind in den Halbspulen jeweils zwei verschiedene Stromflussrichtungen möglich, die durch die Pfeile symbolisiert werden. Wird eine der Halbspulen vom Strom durchflossen, entstehen in dem betroffenen Anker ein Nord- und ein Süd-

Magnetpol. Wird die Halbspule gewechselt, kehrt sich die Richtung des Stroms um und die Magnetpole wechseln.

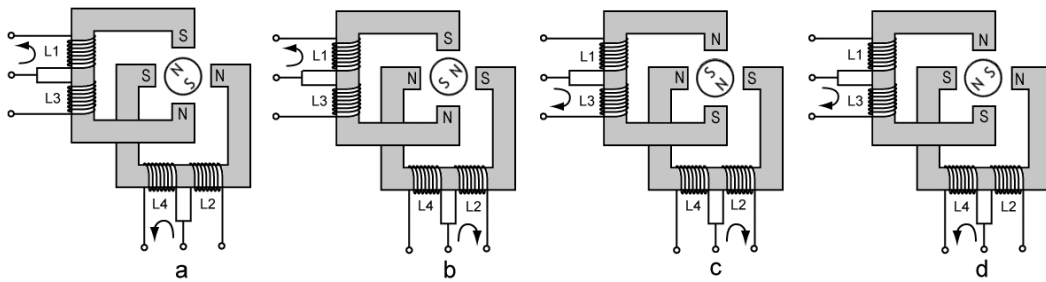


Bild 2.25: Schrittmotor-Vollschrittsteuerung

In Bild 2.25 ist der sogenannte **Vollschrittbetrieb** zu sehen, bei dem immer beide Anker von Strom durchflossen werden, wodurch sich ein sehr hohes Drehmoment realisieren lässt. Von links nach rechts sind die einzelnen Phasen erkennbar:

- Die Halbspulen L1 und L4 werden vom Strom durchflossen und bilden in den Polen die gekennzeichneten Nord- und Südpole. Der dauermagnetische Rotor hat sich den magnetischen Kraftverhältnissen entsprechend, auf die Pole ausgerichtet.
- Wird nun die Halbspule L4 abgeschaltet und an ihrer Stelle L2 bestromt, ergibt sich durch die Änderung der Stromflussrichtung ein Wechsel der Magnetpole im unteren Anker. Der Rotor dreht sich um 90° nach rechts.
- Durch Abschalten von Halbspule L1 und Einschalten von L3 erfolgt nun die Ummagnetisierung im rechten Anker. Der Rotor dreht wieder um 90° nach rechts.
- Eine erneute Umpolung des Magnetfeldes im unteren Anker bewirkt den nächsten 90° -Schritt des Rotors. Er beendet seinen 360° -Umlauf, wenn diesem Schritt der Schritt **a** folgt. Nun können wieder die Schritte **b** bis **d** folgen.

Um einen Schrittmotor in den Linkslauf zu versetzen, müssen die oben genannten Schritte nur in umgekehrter Reihenfolge abgearbeitet werden.

Immerhin lassen sich bei dem Beispielmotor noch Zwischenschritte einbauen, wenn nur einer der Anker mit Strom versorgt wird (also nur L2/L4 oder L1/L3), der andere Anker bleibt komplett stromlos. Der Nachteil dieser Stellungen liegt im geringeren Drehmoment. In Bild 2.26 werden diese Schritte gezeigt. Wegen der „halben“ Stromversorgung nennt man diese Schritte auch „Halbschritte“.

Werden nun die Voll- und Halbschritte kombiniert (jeweils ein Vollschritt, dann der zugehörige Halbschritt), läuft der Motor im sogenannten **Halbschrittbetrieb** und macht doppelt so viele Schritte pro Umdrehung – braucht also bei gleicher Drehzahl die doppelte Taktfrequenz.

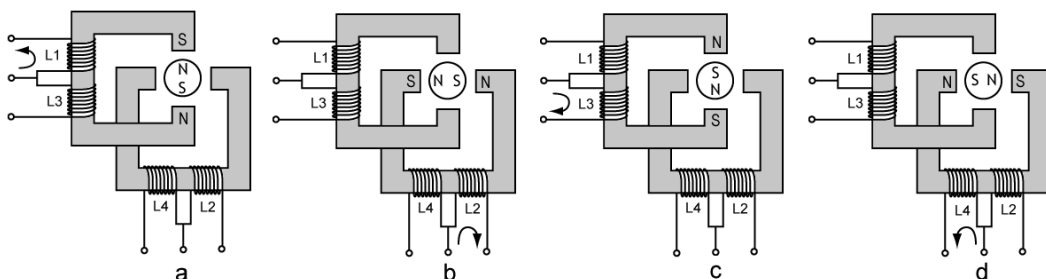


Bild 2.26: Schrittmotor-Halbschrittsteuerung

Um eine Linksdrehung zu erreichen, müssen auch hier die gezeigten Schritte in entgegengesetzter Richtung abgearbeitet werden.

Vollschritt- und Halbschrittbetrieb unterscheiden sich also nur durch die Ansteuerung der Statorspulen. Natürlich ist diese Steuerung auch bei bipolaren Schrittmotoren möglich. Tabelle 2.3 zeigt alle

Tabelle 2.3: Ansteuerung eines Schrittmotors

L1	L2	L3	L4	voll/halb
1	0	0	1	v
1	0	0	0	h
1	1	0	0	v
0	1	0	0	h
0	1	1	0	v
0	0	1	0	h
0	0	1	1	v
0	0	0	1	h

Schritte für den Rechtslauf (1 = Strom, 0 = kein Strom). Für den Linkslauf ist, wie gesagt, nur die umgekehrte Reihenfolge einzuhalten.

Man könnte also vier Treiber (bzw. zwei H-Brücken) direkt an den Parallelport anschließen und durch Ausgabe des passenden Bitmusters den Schrittmotor drehen lassen. Sie werden aber in den folgenden Abschnitten ICs kennen lernen, die den Rechner von dererlei entlasten – und weitere Aufgaben übernehmen.

Mit einigen Tricks lassen sich auch noch feinere Schrittauflösungen erreichen. Beim Vollschritt- oder Halbschritt-Betrieb werden die Ströme in den beiden Wicklungen nach einem bestimmten Muster ein- und ausgeschaltet. Beim **Mikroschrittbetrieb** ändern sich dagegen die Wicklungsströme kontinuierlich in Form einer Sinus- bzw. Cosinuskurve. Das Drehmoment des Motors hängt nur vom Strom ab und ist daher nicht kleiner als beim Voll- und Halbschrittbetrieb. Normale Schrittmotoren laufen bei Mikroschritt-Ansteuerung meist ruhiger als bei Halbschritt-Ansteuerung. Motoren, die speziell für den Mikroschrittbetrieb konstruiert wurden, laufen besonders gleichmäßig. Damit besteht die Möglichkeit, die Getriebeübersetzung stark zu verkleinern und hohe Positionier-Geschwindigkeiten zu erreichen. Man kann davon ausgehen, dass die meisten Schrittmotoren auf jeden Fall noch mit Viertel- oder Achtschrittbetrieb laufen. Der Nachteil liegt in der wesentlich komplexeren Ansteuerung (Stromregelung). Komplexere Schrittmotortreiber können durch eine genaue Abstimmung der Stator-Ströme die Position des Rotors zwischen zwei Haltepositionen präzise einstellen. Nach Abschalten der Stromzufuhr dreht sich der Motor jedoch je nach Systemdesign zur nächsten stabilen Vollschrittposition.

2.8.3 Kenngrößen eines Schrittmotors

Bei der Auswahl eines Schrittmotors spielen etliche Kenngrößen eine Rolle. Die wichtigsten möchte ich an dieser Stelle tabellarisch erläutern:

Schrittwinkel: Er legt fest, welcher Drehwinkel mit dem Motor ohne elektronische Zusatzmaßnahmen aufzulösen ist. Die Angabe der Schrittzahl pro Umdrehung besagt sinngemäß dasselbe. Die Datenblätter der Motorhersteller beziehen sich auf Voll- oder Halbschritt. Die Anzahl der Schritte a pro Umdrehung ergibt sich zu

$$a = \frac{360}{\text{Schrittwinkel}} \quad (2.6)$$

wobei sich der Schrittwinkel aus der Anzahl der Wicklungsstränge im Rotor p und der Anzahl der Stränge (Pole) im Stator s ermitteln lässt:

$$a = \frac{180}{p * s} \quad (2.7)$$

Die Drehzahl n in Umdrehungen pro Minute wird von der Frequenz f bestimmt, mit der die Statorspulen umgeschaltet werden:

$$f = f * \frac{a * 60}{360} \quad (2.8)$$

Phasenstrom: Auf diesen Wert bezieht sich das Nenn-Drehmoment des Motors. Mit diesem Strom kann der Motor im Allgemeinen auch dauernd betrieben werden, ohne ihn thermisch zu überlasten.

In der Regel wird allerdings im Motorstillstand eine Stromabsenkung vorgenommen, eben um den Motor nicht unnötig thermisch zu belasten.

Nennspannung: Die Nennspannung besagt, welche Spannung im stationären Fall an den Motor zu legen ist, um den Phasenstromnennwert zu erreichen. Sie ist bei Konstantstrom-Ansteuerung niedriger als die Betriebsspannung.

Drehmoment: Hier wird angegeben, welches maximale Drehmoment der Motor bei unterschiedlichen Drehzahlen abgibt. Das Drehmoment eines Schrittmotors wird bestimmt von der Stärke der Magnetfelder im Stator und Rotor, vom Luftspalt zwischen Stator und Rotor sowie vom aktuellen Motorwinkel zwischen Stator und Rotor. Diese Angaben liegen in Form von Kennlinien vor.

Haltemoment: Das Haltemoment gibt an, welches Drehmoment der Motor im Stillstand halten kann.

Rotorträgheitsmoment: Das Rotorträgheitsmoment addiert sich zum Trägheitsmoment der Last und begrenzt damit die maximal mögliche Beschleunigung. Man benötigt diese Angabe zum Berechnen eines Antriebs.

Wicklungswiderstand: Dieser Wert ist Anhaltspunkt zur Berechnung der ohmschen Verluste im Motor. Ebenso hat dieser Wert Auswirkungen auf die Auslegung der Ansteuerung (Vorwiderstände, Strombegrenzung etc.).

Wicklungsinduktivität: Diese Angabe hat Bedeutung bei der Wahl der Betriebsspannung, da sie die Geschwindigkeit des Stromauf- und Abbaus mitbestimmt und damit die dynamischen Eigenschaften beeinflusst.

Wicklungstemperatur: Die Wicklungs- oder Motortemperatur ist meist auf einen definierten Punkt am Motorgehäuse bezogen. Sie darf während des Betriebs nicht überschritten werden, da sonst irreversible Schäden entstehen können.

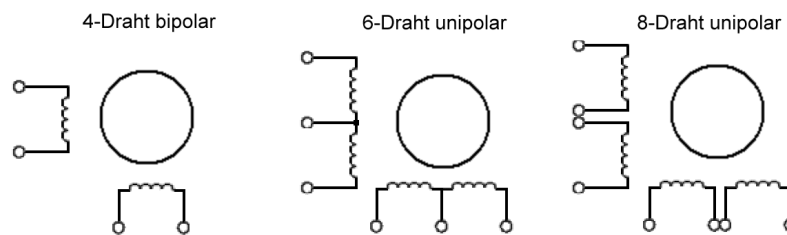


Bild 2.27: Beschaltung von Schrittmotoren

Die Anschlussleitungen der Motoren sind nicht einheitlich gekennzeichnet; Sie müssen das Datenblatt des Motors zu Rate ziehen. Bei nur vier Leitungen handelt es sich um einen bipolaren Motor. Wenn sechs Leitungen aus dem Motor kommen, handelt es sich um einen unipolaren Motor (die Plus-Anschlüsse zweier Wicklungen sind zusammengefasst). Kommen acht Leitungen aus dem Motor, hilft nur das Ohmmeter, um die einzelnen Wicklungen zu identifizieren (der Motor kann dann bipolar oder unipolar betrieben werden), siehe Bild 2.27. Danach müssen Sie notfalls so lange die Wicklungen vertauschen, bis der Motor sauber rund läuft.

Ist auch die Betriebsspannung unbekannt, kann man eventuell aus dem Umfeld darauf schließen. Beispielsweise arbeiten Floppymotoren mit 5 oder 12 Volt. Sonst hilft nur die Brutalmethode: Eine Wicklung wird an ein stabilisiertes Netzteil angeschlossen (beim unipolaren Motor zwei Wicklungen). Man beginnt mit einer niedrigen Spannung. Nach jeweils fünf Minuten wird die Außentemperatur des Motors mit der Hand geprüft. Ist er nur leicht erwärmt, wird die Spannung erhöht und nach weiteren fünf Minuten wieder getestet – so lange, bis Sie den Motor gerade noch anfassen können. Dann haben Sie näherungsweise die Betriebsspannung.

2.8.4 Schrittmotor-Interface

Angenehmerweise können wir für den Leistungsteil des Schrittmotor-Interfaces auf den schon auf Seite 62 besprochenen integrierten Baustein L298 zurückgreifen, der zwei H-Brücken beherbergt – genau das Richtige für einen bipolaren Schrittmotor. Diesmal muss der Chip jedoch mit einer Stromregelung versehen werden. Diese Regelung erfolgt über die Enable-Leitungen des L298 im Chopperbetrieb. Dies ist eine Form der Pulsweitenmodulation. Die Sense-Leitungen des Bausteins werden nun nicht mehr direkt mit Masse verbunden, sondern über einen Messwiderstand (Shunt) von 0,5 bis

1 Ω . Beim Erreichen einer bestimmten Spannung am Shunt wird von der Ansteuerung der entsprechende Zweig des L298 gesperrt. Der Strom durch die Satorspule klingt über die Dioden sehr schnell ab. Sobald die Spannung am Shunt dadurch etwas gesunken ist, wird wieder eingeschaltet. So ergibt sich ein mittlerer Stromwert. Da der Strom bei dieser Methode ständig ein- und ausgeschaltet wird, hat sich der Begriff „Chopper“ (= Zerhacker) eingebürgert. In Bild 2.28 sind der Stromverlauf und die Ansteuerung des Enable-Eingangs dargestellt.

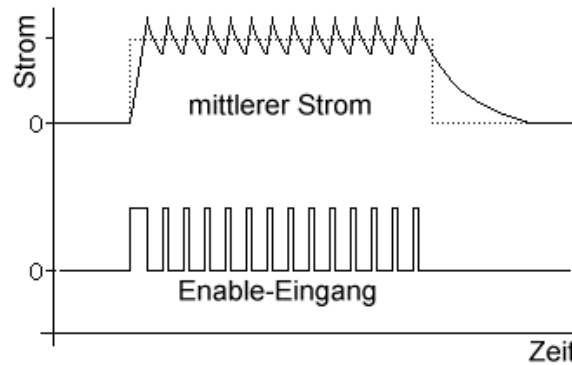


Bild 2.28: Stromregelung durch Chopper bei Schrittmotoren

Als Steuerbaustein dient der Chip L297 vom gleichen Hersteller, der sämtliche Steuersignale erzeugt. Er legt die Drehrichtung fest, entscheidet über Voll- und Halbschrittbetrieb und regelt den Motorstrom. Die Steuersignale sind von jeder 5-V-Logik aus ansteuerbar. In der Tabelle 2.4 sind alle Funktionen der Steuersignale aufgeführt.

Tabelle 2.4: Steuersignale des L297

Reset	Bringt den Schrittmotor in Grundstellung (Reset muss auf „1“ gelegt werden, damit die Schaltung funktioniert).
Enable	Wenn man diesen Anschluss auf „0“ legt, wird die Motorspannung ausgeschaltet. Zum Betrieb muss er also auf „1“ liegen.
CW/CCW	Gibt die Richtung an, in die der Motor bewegt werden soll (CW = clockwise = im Uhrzeigersinn, CCW = counter clockwise = gegen den Uhrzeigersinn).
Clock	Schritt-Takt – durch einen kurzen Impuls auf diese Leitung wird der Motor einen Schritt weiterbewegt. Enable muss dabei auf „1“ liegen.
Half/Full	Halbschritt- oder Vollschrittbetrieb („0“ = Vollschritt, „1“ = Halbschritt).
Osc	Festlegen des Taktes für den Chopper-Oszillator. Die Frequenz berechnet sich nach folgender Formel: $f = \frac{1}{0.69 * R_{osc} * C_{osc}}$ (2.9) Typische Werte für das RC-Glied sind 22k und 3,3n.
Vref	Festlegen des mittleren Motorstroms. Hier wird eine Spannung zwischen 0 und 3 Volt angelegt. Vref berechnet sich nach folgender Formel: $V_{ref} = I_M * R_{Sense} * \sqrt{2}$ (2.10) Für den Shunt wird in der Regel ein Wert zwischen 0,5 und 1 Ω verwendet (ca. 5 W Belastbarkeit). Gibt der Motor im Betrieb störende Geräusche von sich (Resonanzen), kann man versuchen, dies durch Ändern der Frequenz zu beseitigen.
CNTL	Umschaltung zwischen „Phase Chopping“ („0“) und „Inhibit Chopping“ („1“)
Sync	Ein- und Ausgang des Chopper-Taktes zum Anschluss weiterer Steuerbausteine.
Home	Ist Enable = „1“ und Reset = „0“, wird der Motor gehalten, und der Home-Ausgang geht auf +5 V. Im Betrieb liegt Masse am Home-Ausgang.

Der L297 wird mit 5 V versorgt, die Motorspannung kann bis zu 36 V betragen. Es versteht sich von selbst, dass der L298 einen möglichst großen Kühlkörper benötigt.

Bei Verwendung mehrerer Bausteine L297 muss der Chopper-Takt zwischen diesen Chips synchronisiert werden. Dazu wird einer der Bausteine getaktet (Osc-Eingang mit RC-Glied) und dessen Sync-Pin mit den Sync-Pins der anderen L297 verbunden (diese haben dann kein RC-Glied am Osc-Eingang).

Der durchschnittliche Motorstrom wird einerseits von den Shunts und der Spannung V_{ref} , andererseits von der Chopperfrequenz bestimmt. Ganz ausgefeilte Steuerungen beeinflussen V_{ref} auch noch abhängig von der Schrittfrequenz. So kann beispielsweise beim Motorstillstand der Haltestrom abgesenkt werden, damit der Motor sich nicht so stark erwärmt. Der CNTL-(Mode-)Eingang erlaubt neben der oben beschriebenen Inhibit-Chopping-Methode noch ein Phase Chopping, bei dem ein Transistor der internen Brückenschaltung aktiv bleibt und daher die Feldstärke der Statorspule langsamer abnimmt als bei Inhibit Chopping. Damit ergibt sich auch eine geringere Wellenamplitude. Diese Option eignet sich für Motoren mit geringer Selbstinduktivität. Auch bei Resonanzen hilft manchmal eine Mode-Umschaltung.

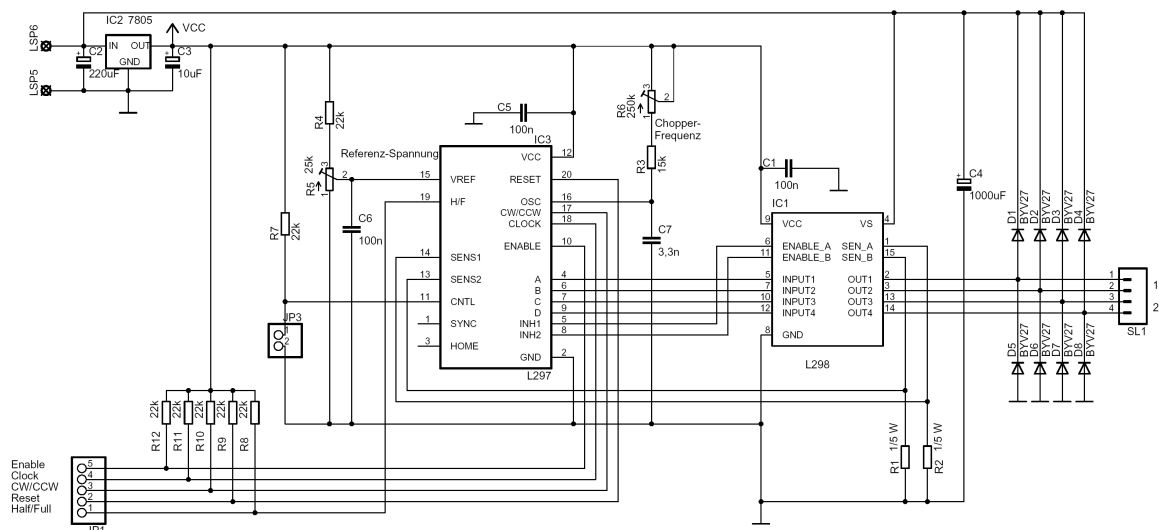


Bild 2.29: Schaltung der Schrittmotor-Ansteuerung

Die komplette Schaltung ist in Bild 2.29 zu sehen. Auf der rechten Seite finden Sie den schon bekannten Leistungsteil mit dem L298 wieder. Diesem ist nun der L297 vorgeschaltet. Die Steueranschlüsse können direkt mit dem Parallelport verbunden werden. Nicht benutzte Eingänge sind über Pull-up-Widerstände auf „1“ gesetzt, die Mode-Umschaltung erfolgt per Jumper. Statt der Trimpot für den Chopper-Takt und V_{ref} können natürlich auch Festwiderstände eingesetzt werden.

Wie Sie sehen, braucht man minimal zwei Port-Pins, um einen Schrittmotor in beliebiger Richtung und mit beliebiger Geschwindigkeit bewegen zu können (alle anderen Steuerleitungen des L297 können ggf. auf einen festen Pegel gelegt werden). Zur Ansteuerung kann wieder die bereits beschriebene Software für den Parallelport verwendet werden. Ein Bit bestimmt die Richtung und mit dem zweiten Bit wird ein Schrittpuls erzeugt. Dauer und zeitlicher Abstand der Schrittpulse hängt vom verwendeten Motor und den zu bewegend Massen ab. Die Zeit-Werte müssen normalerweise beim Anfahren und Bremsen variiert werden, wie im folgenden Abschnitt dargelegt wird. Insofern kann kein allgemein gültiges Programmlisting präsentiert werden.

Microstepping ist mit der gezeigten Kombination aus L297 und L298 nur mit hohem Aufwand zu realisieren. Mit dem IC IMT901 des deutschen Schrittmotorspezialisten Nanotec kann auf sehr einfache Weise eine Schrittmotor-Steuerung realisiert werden. Der Microstepp-Treiber IMT901 benötigt nur wenige externe Bauteile, wie die folgende Applikation beweist. Auch hier sind die Eingänge Logik-kompatibel. Mit den Pegeln an den Anschlüssen M1 und M2 bestimmt man den Microstepp-Betriebsmodus, also in wie vielen Stufen der Strom variiert. Zu beachten ist, dass sich mit der Anzahl der Microschritte auch die Zahl der Taktimpulse erhöht – also die Anzahl der Schritte, die nötig sind, um den Motor einen ganzen Schritt zu drehen (Tabelle 2.5).

Der Baustein enthält auch gleich den notwendigen Leistungsteil und muss daher mit einem Kühlkörper versehen werden.

Tabelle 2.5: Schritteinstellung beim IMT901

M1	M2	Modus
0	0	$\frac{1}{1}$ -Schritt
1	0	$\frac{1}{2}$ -Schritt
0	1	$\frac{1}{4}$ -Schritt
1	1	$\frac{1}{8}$ -Schritt

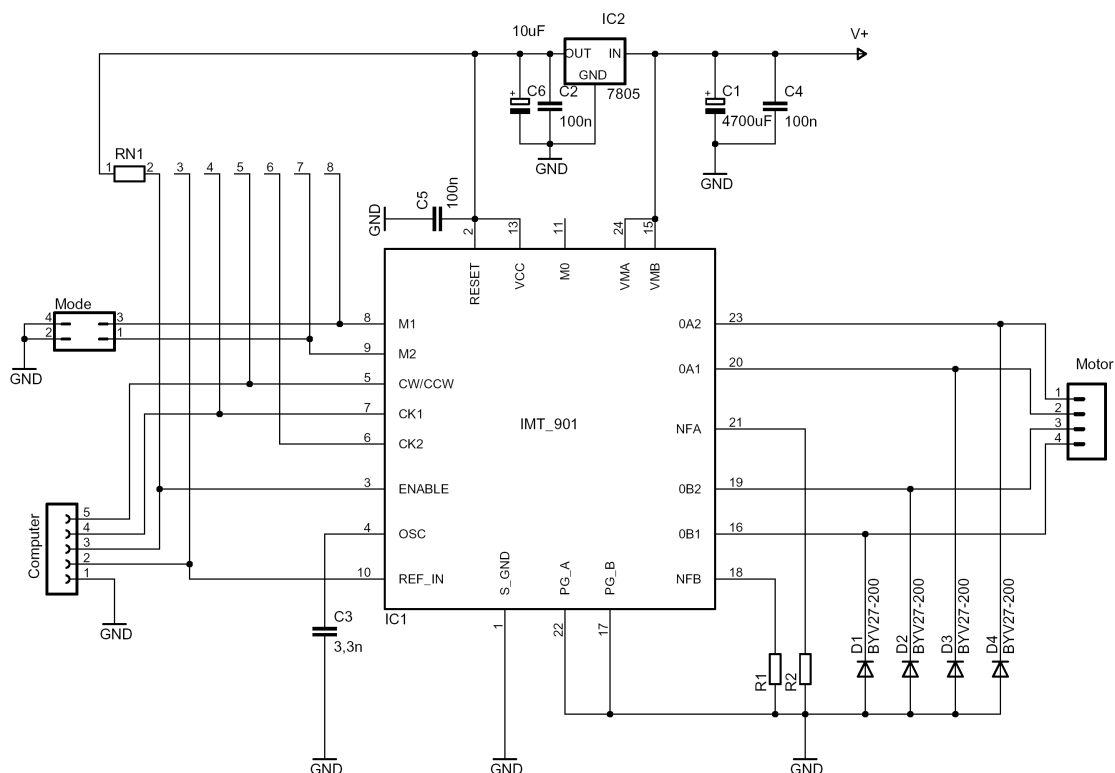
Der Motorstrom wird durch die Widerstände $R_{sense} = 0,8/I_{motor}$ bestimmt und hängt vom verwendeten Schrittmotor ab. Auch hier sollte man 5-W-Typen verwenden. Das IC begrenzt den Motorstrom durch Pulsbreitenmodulation. Das IC selbst wird, wie der L297, mit 5 Volt versorgt.

Tabelle 2.6: Takt beim IMT901

CK1	CK2	Modus
↑	1	Schritt
↑	0	Inhibit
1	↑	Schritt
0	↑	Inhibit

Der Eingang CW/CCW entscheidet über die Drehrichtung des Motors, der ENABLE-Eingang muss zum Betrieb auf Masse liegen. Der Eingang REF IN erlaubt die Absenkung des Motorstroms. Liegt er auf -5 V , läuft der Motor mit vollem Strom, wird er mit Masse verbunden, mit 65% des Maximalstroms.

Der IMT901 besitzt zwei Takteingänge, die in Kombination die Weberschaltung des Rotors bestimmen. In der einfachsten Variante wird CK1 mit positiven Taktimpulsen versorgt und CK2 mit $+5\text{ V}$ verbunden. Alle weiteren Varianten sind in Tabelle 2.6 aufgelistet.

**Bild 2.30:** Schaltung der Schrittmotor-Ansteuerung mit IMT901

Tipp

Der IMT901 hat ein Rastermaß von 2 mm gegenüber den üblichen 2,54 mm. Deshalb wird man Probleme bei der Beschaffung einer geeigneten Fassung bekommen, wenn man den Baustein für erste Experimente steckbar machen möchte. Abhilfe schaffen hier zwei einreihige Präzisionsfassungen, die einseitig etwas abgeschliffen werden, so dass sie nur noch 2 mm Abstand voneinander haben.

2.8.5 Beschleunigung und Verzögerung

Ein Schrittmotor erlaubt Drehzahlen, die von 0 bis zu seinem bauart- und ansteuerbedingten Maximum reichen. Abhängig von der Last startet und stoppt der Motor mit einer bestimmten Drehzahl > 0 , ohne Schritte zu verlieren. Dieser Bereich ist der Start-Stopp-Bereich (Start-Stopp-Frequenz, maximale Pulsfrequenz). Höhere Drehzahlen kann der Motor nicht mehr aus dem Stand erreichen, sondern nur durch definiertes Beschleunigen bis zur Solldrehzahl. Umgekehrt muss zum Stillstand hin gebremst werden.

Anstrebenswert sind möglichst kurze Beschleunigungs- und Bremszeiten und hohe Drehzahlen. Die Kurve, die den Drehzahlverlauf während Beschleunigung und Bremsen beschreibt, nennt man Beschleunigungs- oder Bremsrampe. In der Praxis haben sich vier charakteristische Verläufe bewährt, wobei der Start-Stopp-Betrieb einen Sonderfall darstellt. Bild 2.31 zeigt schematisch die Verlaufsformen der Rampen. Welche Rampenform anzuwenden ist, hängt vom gefahrenen Drehzahlbereich ab (und davon, wie gut die Reserven des Motors ausgenutzt werden sollen). Die gezeigten Möglichkeiten erfordern recht unterschiedlichen Aufwand.

Im Start-Stopp-Betrieb kann der Motor ohne Beschleunigungs- und Bremsrampen gefahren werden. Die Steuerung schaltet den Motor lediglich ein und aus.

Auch die lineare Rampe ist relativ einfach zu erzeugen. Sie wird angewendet, wenn in einem Drehzahlbereich gearbeitet wird, in dem die Drehmomentenkennlinie noch nicht wesentlich abfällt, und sie hat eine konstante Beschleunigung von Motor und Last zur Folge. Dies verlangt auf der mechanischen Ebene vom Motor ein konstantes Drehmoment. Die Steilheit der Kurve folgt also aus dem zur Verfügung stehenden Drehmoment.

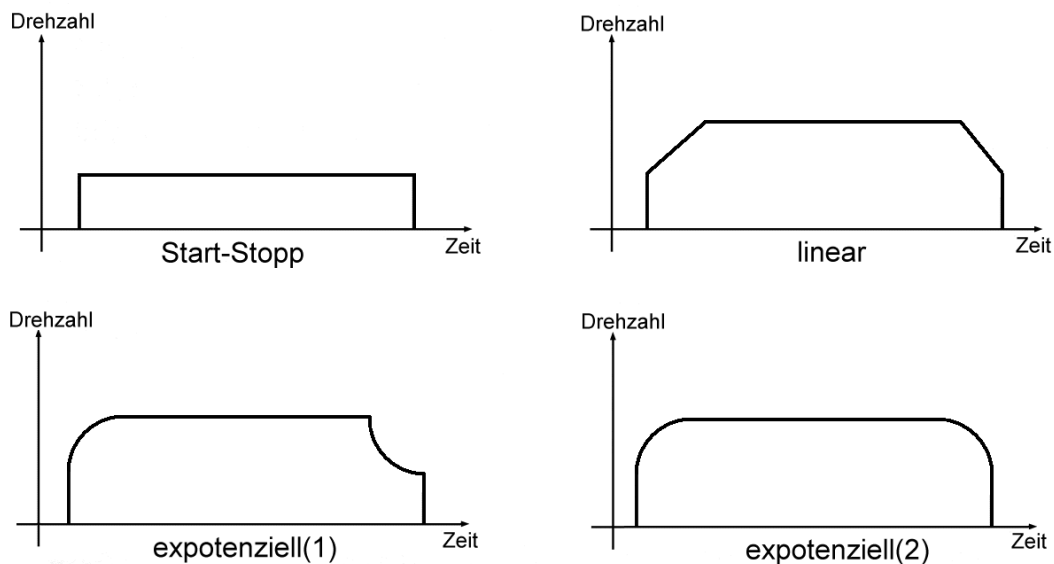


Bild 2.31: Rampenverläufe

Exponentielle Rampen erfordern einen höheren Rechenaufwand. Die Form der Kurve passt sich aber sehr gut an das zu höheren Drehzahlen hin abfallende Drehmoment an. Im unteren Frequenzbereich wird durch den annähernd linearen Anstieg das volle Moment des Motors genutzt, im höheren Bereich verringert sich die Steilheit der Kurve und damit die Beschleunigung. Die Bremsrampe ist für Konstantstrom-Ansteuerung weniger geeignet, da sie gerade bei der höchsten Drehzahl die größte Steilheit aufweist und somit das höchste Drehmoment verlangt. Dagegen addiert sich bei Konstantspannungs-Ansteuerung beim Verzögern des Motors die EMK zur Betriebsspannung,

was einen höheren Strom durch Statorwicklung und Vorwiderstände bewirkt und das Bremsmoment erhöht (Bild 2.31 links unten).

Das Problem bei der Bremsrampe für Konstantstrom-Ansteuerung kann behoben werden, wenn der Verlauf der Bremsrampe umgedreht wird. Nun steigert sich das Drehmoment mit sinkender Drehzahl (Bild 2.31 rechts unten).

In der Realität wird man die Exponentialkurven stückweise durch lineare Rampen mit entsprechender Steigung annähern. Zugrunde gelegt wird das jeweils der Motorkennlinie entnommene Drehmoment. Bei ausreichender Anzahl von Stützstellen können mittels numerischer Interpolation die passenden Koeffizienten ermittelt werden.

2.8.6 Schrittmotoren erkennen

Schrittmotoren gibt es in vielen Varianten. Für Exemplare, die eine mal „zugelaufen“ sind, gibt es selten Datenblätter oder Dokumentationen. Meistens bleibt nichts anderes übrig, als die Wicklungen durch Messungen zu identifizieren. In den meisten Schrittmotoren befinden sich zwei oder vier Wicklungen, die Anschlüsse sind über vier, fünf, sechs oder acht farbige Leitungen nach außen geführt (Bild 2.32).

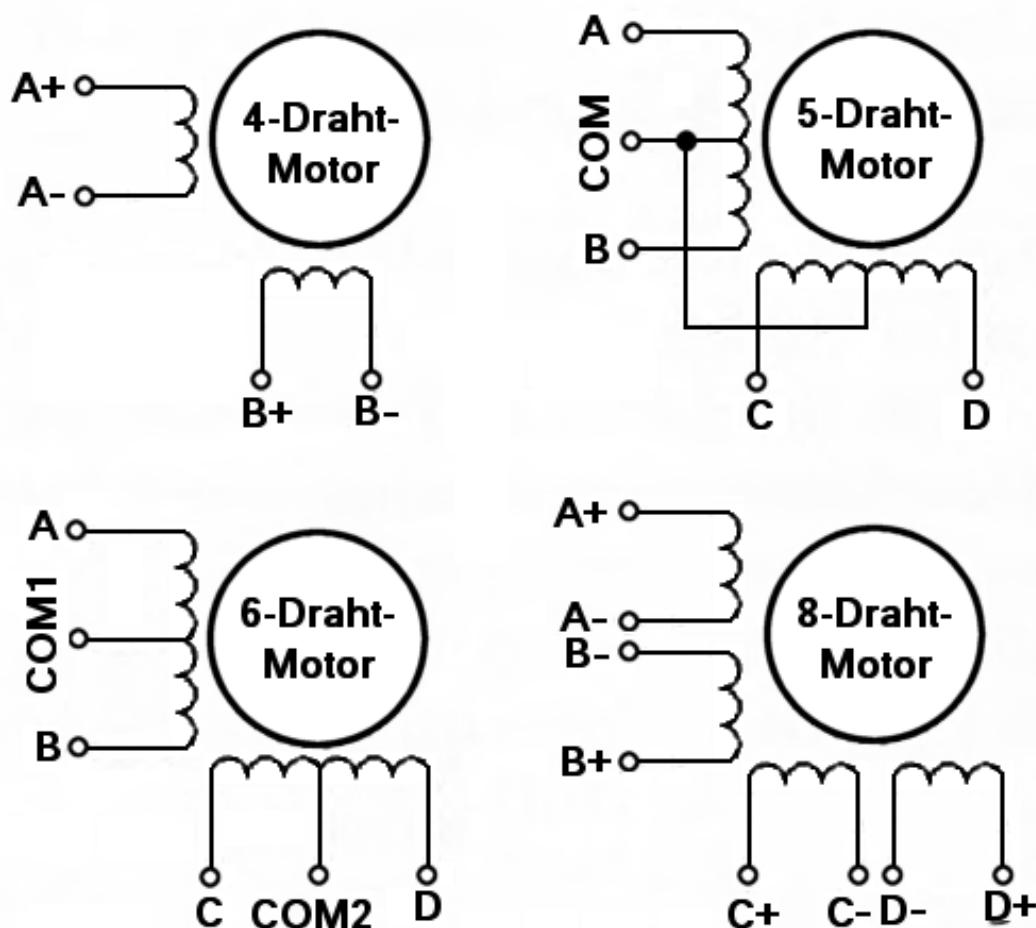


Bild 2.32: Die verschiedenen Möglichkeiten der Beschaltung bei Schrittmotoren

- Bei einem Motor mit vier Anschlussleitungen werden die Leitungspaare bestimmt, an denen endliche Widerstände messbar sind. Die Werte und Aderfarben notieren Sie als Anschlüsse der beiden Wicklungen (es handelt sich um einen bipolaren Motor). Die Polarität können Sie dann durch Ausprobieren feststellen (Drehung der Welle).
- Bei unipolaren Motoren mit fünf Anschlussleitungen ist das Identifizieren der vier Wicklungen schwieriger. Zuerst notieren Sie die Widerstände zwischen den einzelnen Leitungen. Wichtig sind

nur die Leitungen, zwischen denen niedrige Werte gemessen werden, also die Verbindungen zwischen COM und einem Spulenanschluss. Die Liste kann beispielsweise folgendermaßen aussehen:

Gelb – Schwarz: 20 Ohm
 Blau – Schwarz: 20 Ohm
 Weiß – Schwarz: 20 Ohm
 Rot – Schwarz: 20 Ohm

Es gibt natürlich noch zahlreiche andere leitende Verbindungen, die aber immer über zwei Wicklungen führen, z. B. A–B oder auch C–A und daher einen höheren Widerstand haben. Im Beispiel oben ist die schwarze Leitung der gemeinsame Anschluss. Zwei Wicklungen bilden zusammen die Phasen A–B und C–D. Um nun herauszufinden, welche Wicklungen zusammengehören, wird an eine Wicklung über einen Vorwiderstand an einen Trafo (2 ... 5 V Wechselspannung!) angeschlossen, z. B. die gelbe und die schwarze Ader. An den anderen Wicklungen werden nun die auftretenden Spannungen gemessen. Die Wicklung, an der die höchste Spannung messbar ist, bildet zusammen mit der Wicklung, an der die Trafospannung liegt, eine Phase (A–B oder C–D). Damit ist auch die andere Phase identifiziert.

- Bei bipolaren und unipolaren Motoren mit sechs Anschlussleitungen lassen sich die Wicklungen wieder leichter identifizieren. Auch hier werden die gemessenen Widerstandswerte in einer Liste zusammengefasst, beispielsweise:

Gelb – Rot: 20 Ohm
 Rot – Schwarz: 20 Ohm
 Gelb – Schwarz: 40 Ohm
 Blau – Braun: 20 Ohm
 Weiß – Braun: 20 Ohm
 Blau – Weiß: 40 Ohm

Hier wurde vier Mal ein niedriger Widerstand von 20 Ohm (Rx) und zwei Mal ein höherer Widerstand von 40 Ohm (2 Rx) gemessen. Zwischen den beiden Paaren besteht keine Verbindung. In bipolaren Anwendungen werden nur die Anschlüsse mit 2 Rx (A–B sowie C–D) benutzt, die Mittenanschlüsse COM1 und COM2 bleiben frei. Für unipolare Anwendungen werden die beiden COM-Anschlüsse verbunden.

- Bei bipolaren und unipolaren Motoren mit acht Anschlussleitungen ist das Identifizieren der Wicklungsreihenfolge und der beiden Phasen wieder recht schwierig. Zuerst werden wieder die Widerstände gemessen und aufgelistet, so dass zumindest die Wicklungsanschlüsse bekannt sind. Um die Wicklungen nun paarweise in der richtigen Phasenfolge ordnen zu können und so ggf. die COM-Anschlüsse zu bilden, müssen Sie die Richtung jeder einzelnen Wicklung bestimmen.

Dazu wird der Trafo mit Vorwiderstand an eine Wicklung geschaltet. Nun messen Sie die Spannungen an den anderen Wicklungen. Die Wicklung, an der die höchste Spannung messbar ist, bildet mit der am Trafo liegenden Wicklung eine Phase. Nun lässt sich die Wickelrichtung feststellen, indem Wicklungen einer Phase in Reihe geschaltet werden (z. B. C- mit D- verbinden) und die Trafospannung nur an eine der beiden Wicklungen angelegt wird (z. B. am D+ und D-). Nun messen Sie zuerst die Trafospannung und dann die Spannung an den beiden in Reihe liegenden Wicklungen.

- Die Gesamtspannung beträgt ungefähr das Doppelte der Trafospannung: Dann entspricht die Reihenschaltung der Abbildung.
- Die Gesamtspannung ist nahe Null. Dann ist eine Wicklung „verkehrtherum“ geschaltet.

Die korrekte Konfiguration ist die Reihenschaltung, bei der die gemessene Spannung hoch ist. Bei bipolarer Anwendung müssen für jede Phase zwei Wicklungen in Reihe oder parallel geschaltet werden.

Anhang

A.1 Literatur

- Dieter Zastrow: *Elektronik*, Vieweg-Verlag
- G. Koß, W. Reinhold, F. Hoppe: *Lehr- und Übungsbuch Elektronik*, Fachbuchverlag Leipzig
- U. Tietze, Ch. Schenk: *Halbleiter-Schaltungstechnik*, Springer-Verlag
- Helmut Lindner: *Taschenbuch der Elektrotechnik und Elektronik*, Hanser
- Lothar Sabrowsky: *Transistor-Schaltverstärker für beliebige Verwendung*, Franzis
- Siegfried Wirsum: *DC-Stromversorgung*, Pflaum
- E. Prohaska: *Digitaltechnik für Ingenieure*, Oldenbourg
- Ch. Siemers, A. Sikora: *Taschenbuch der Digitaltechnik*, Hanser
- Don Lancaster: *Das CMOS-Kochbuch*, VMI Buch AG
- Don Lancaster: *TTL-Cookbook*, Sams Publishing
- Hans-Dieter Stölting, Eberhard Kallenbach: *Handbuch Elektrische Kleinantriebe*, Hanser
- Elmar Schrüfer: *Elektrische Messtechnik*, Hanser
- Konrad Etschberger (Hrsg.): *CAN Controller Area Network*, Hanser
- *Zeitschrift Elektor*, Elektor-Verlag, Aachen
- *Elrad-Archiv 1977–1997 DVD*, eMedia GmbH, Hannover

A.2 Links

Das Elektronik-Kompendium: <http://www.elektronik-kompendium.de/>

Kabel- und Stecker-FAQ: <http://www.kabelfaq.de/>

Maxim-Datenblätter: <http://www.maxim-ic.com> und <http://datasheets.maxim-ic.com>

Datenblätter aller Art: <http://www.datasheets.org.uk/> und <http://www.alldatasheet.com>

Einführung in SPS: <http://www.studet.fh-muenster.de/~diefrie/einfh.html>

Stichwortverzeichnis

Annäherungsschalter, 18
Anreicherungstyp, 27
Ausgangs-Interface-Schaltungen, 21

Basiswiderstand, 22
Berührtasten, 17
bistabil, 44
bistabile Relais, 44
bistabile Relais, Schaltungen, 46
bistabile Relais, Typen, 45

CMOS und TTL koppeln, 5

depletion type, 27
Digitale E/A, 5
Drehimpulsgeber, 48

eigensicherer Ausgang, 33
Eingangs-Interface-Schaltungen, 6
enhancement type, 27
erkennen, Schrittmotoren, 80

Feldeffekt-Transistoren, 26
Fensterkomparator, 13
Funkenlöschung, 41

H Bridge, 59
H-Brücke, 59
Halbleiterrelais, 39
high side switching, 23
Hubmagnet, 33

Interface, Schrittmotor, 75
Interface-Schaltungen, 6, 21

JFET, 26
Junction Field Effect Transistor, 26

Keyboard-Decoder, 17
Kippsensor, 19
Komparator, 11
Kontaktprellen, 14, 41

L165, 25
L293, 62
L298, 62, 75
Ladungspumpe, 32
Ladungspumpenkaskade, 33

Leistungs-OPV, 25

Metall Oxide Semiconductor FET, 26
MOSFET, 26

Neigungs-Sensor, 19

Optokoppler, 20, 33

Parallelport-Relaiskarte, 41
Phasenanschnittsteuerung, 38
Piezo-Lautsprecher, 34
Piezoschallwandler, 34
Prellen, 14
PWM-Steuerung, 66

Relais, 40
Relais, bistabil, 44
Relaiskarte, 41
Relaiskarte, parallel, 41

Schalter, 14
Schrittmotor-Interface, 75
Schrittmotoren, 71
Schrittmotoren erkennen, 80
Scrollrad, 48
Servo-Entstörfilter, 70
Servo-Stromüberwachung, 70
Servosteuerung, 68
Servotester, 69
Solid State Relais, 39

Tasten-Interface, 16
Taster, 14
Treiber, 8-fach, 25
TTL und CMOS koppeln, 5

UDN2981, 25
ULN2803, 25

Verarmungstyp, 27
Verdopplerschaltung, 32

Wechselspannungsverbraucher, 35

Z-Diode, 23
Zentralverriegelung, 65