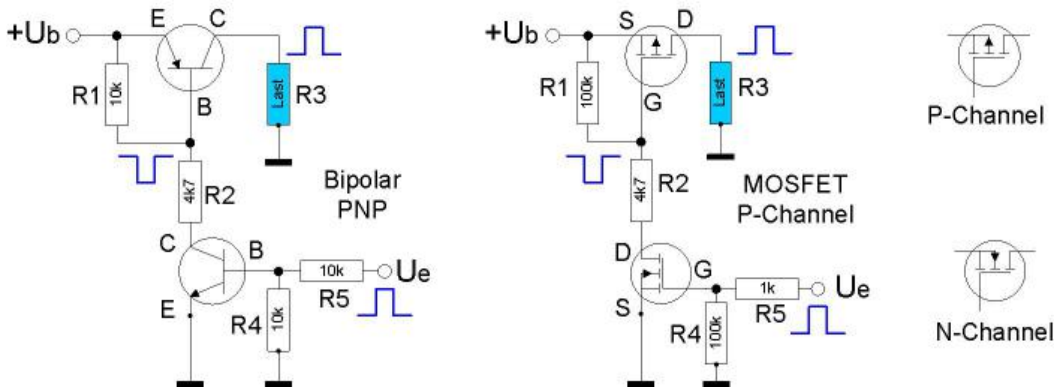


# Schalten mit Transistoren

Gespeichert von DL6GL am/um Mo, 04/30/2012 - 21:09



Schalter mit Transistoren werden eingesetzt, um an einem elektronischen oder elektromechanischen Bauteil eine Aktion auszulösen. Dabei kann die Auslösung selber, z.B. ein Schalter oder eine elektronische Komponente, entfernt angeordnet sein. Häufige Anwendungen sind z.B. das Schalten von Relais, das Kurzschließen einer Signalleitung nach Masse oder das Schalten der Versorgungsspannung an eine Komponente. In vielen Fällen können damit Relais ersetzt werden.

Geläufige Abkürzungen für die Transistortypen:

- BJT Bipolar junction transistor (Bipolarer Transistor)  
"junction" = Übergang, hier Sperrschicht
- FET Field effect transistor (Feldeffekttransistor)  
JFET = Junction-FET, z.B. BF245, J310
- MOSFET Metal oxide semiconductor field effect transistor  
(Metall-Oxid-Halbleiter Feldeffekttransistor)

Die zwei grundsätzlichen Schalterarten – Schalten nach Masse und Schalten der Versorgungsspannung – sollen hier für Kleinleistungsanwendungen vorgestellt werden. In beiden Fällen lassen sich bipolare oder MOSFET-Transistoren einsetzen, z.B.

- NPN: BC546, 547, 548, 549, SMD-Typen BC846-849
- PNP: BC556, 557, 558, 559, SMD-Typen BC856-859
- N-MOSFET: BS170, 2N7000, SMD-Typen BSS123, BSS138, 2N7002, IRLML2803
- P-MOSFET: BS250, SMD-Typen BSH202, BSS84, IRLML6302

Bei den bipolaren BC-Transistoren sind die mit hoher Stromverstärkung (Index B oder C, z.B. BC547-C) die bessere Wahl. MOSFETs verhalten sich im leitenden Zustand wie ohmsche Widerstände. Daher ist je nach Lastwiderstand ein möglichst niedriger  $R_{DS-On}$  (Widerstand der leitenden Drain-Source-Strecke) zu wählen, siehe Tabelle unten.

Was ist sonst noch zu beachten? Der Transistor sollte zum geplanten Einsatz passen:

- Maximal zulässiger Kollektor- bzw. Drainstrom
- Maximal zulässige Kollektor-Emitter- bzw. Drain-Source-Spannung
- Maximal zulässige Verlustleistung
- Bei größeren Lasten Stromverstärkung bipolarer Transistoren, fallweise Darlingtonschaltung, wenn die Steuerleistung nicht reicht.

In die Datenblätter zu schauen, ist immer eine gute Idee, wenn auch nur, um die Anschlussbelegung herauszufinden.

## 1 Schalten nach Masse

Für die zu schaltende Komponente ("Last") wird eine Verbindung nach Masse hergestellt. Die "Last" kann z.B. ein einzuschaltendes Relais sein, eine zu deaktivierende Signalleitung, z.B. eine Stumm-schaltung (Mute), oder ein auf Low-Potenzial zu ziehender Microcontroller-Port.

Bei einem Microcontroller-Port wäre der Lastwiderstand der interne Pullup-Widerstand, z.B. für den Port-Pin B1 gesetzt mit  $\text{DDRB.1} = 0$  (B1 ist Input) und  $\text{PortB.1} = 1$  (interner Pullup-Widerstand nach  $+U_b$  im Controller gesetzt).

Mit einem Lastwiderstand von einigen  $k\Omega$ , Ausgang an Kollektor bzw. Drain, gehen solche Schaltungen auch als Level Shifter, z.B. für eine 3,3V-Logik durch.  $+U_b$  wäre dann 3,3V. Zu beachten ist bei der Simpelschaltung nach Abb. 1, dass sich die Logik invertiert, so dass ein positives Steuersignal einen negativen Ausgang ergibt.

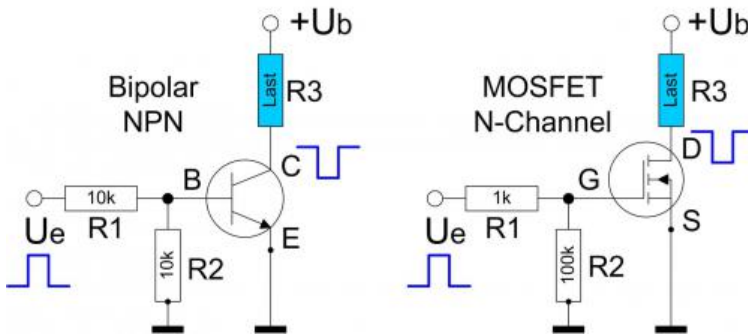


Abb. 1: Schalten nach Masse mit "positiver" Logik

Wie war das noch? Ach ja - verkehrte Welt - NPN und N-Channel-FETs werden mit einer positiven Spannung aufgesteuert, PNP und P-Channel-FETs mit einer negativen jeweils bezogen auf Emitter bzw. Source. Beide Schalter in Abb. 1 nutzen also die Tatsache, dass die Collector-Emitter- (NPN) bzw. die Drain-Source-Strecke (N-Channel-MOSFET) leiten, wenn die Basis- ( $U_{BE}$ ) bzw. Gatespannung ( $U_{GS}$ ) "nennenswert" über dem Emitter- bzw. Source-Potenzial liegen.  $U_{BE}$  ist ca. 0,65V bei bipolaren Si-Transistoren,  $U_{GS}$  variiert je nach MOSFET-Typ, beim BS170 z.B. minimal 0,8V. Bezugspunkt sind Emitter bzw. Source.

Die Beschaltung der Eingänge mit  $R1/R2$  in Abb. 1 stellt "ordentliche" Verhältnisse her für den Fall, dass die Ansteuerung  $U_e$  mit einem Schalter erfolgt, der im "Ein"-Zustand eine positive Spannung anlegt, im "Aus"-Zustand aber kein definiertes Potenzial liefert.  $R2$  hält also im ansteuerungslosen Zustand Basis bzw. Gate auf Massepotenzial. Haben beide Zustände (High und Low) von  $U_e$  definiertes Potenzial, kann  $R2$  entfallen.

$R1/R2$  bilden einen Spannungsteiler. Dieser bewirkt, dass der Transistor erst bei einer nennenswerten Eingangsspannung  $U_e$  durchschaltet. Da FETs spannungsgesteuert sind, ist die Auslegung am Gate hochohmiger. Beim MOSFET-Schalter (Abb. 1 rechts) verhindert  $R1$  zudem hochfrequente Schwingungen.

$R1$  ist für den NPN-Transistor links in Abb. 1 mit 10k angegeben. Dieser Wert muss ggf. der zu schaltenden Last angepasst werden. Er muss einen Basisstrom liefern können, der den Transistor sicher in die Sättigung treibt. Nur dann wird der Transistor richtig niederohmig mit einem Spannungsabfall von ca. 100 bis 200 mV zwischen Collector und Emitter. Den in Datenblatt angegebenen Strom-verstärkungsfaktor  $\beta$ , meistens 100 und mehr, sollte man dabei nicht ausreizen, realistischer sind Werte von 20 bis 50. Der Querstrom durch  $R1/R2$  sollte für eine sichere Aussteuerung mindestens den dreifachen Wert des Basisstroms  $I_B$  haben, der bei gegebenem Stromverstärkungsfaktor  $\beta$  den gewünschten Collectorstrom ermöglicht ( $I_{coll} = \beta * I_B$ ).

Für eine Ansteuerung mit "negativer" Logik, also Durchsteuern bei niedrigem Potenzial  $U_e$ , hilft eine negierende Vorstufe. Hier wird  $T2$  dann durchgeschaltet, wenn  $T1$  sperrt, also  $U_e$  auf Low-Potenzial ist.

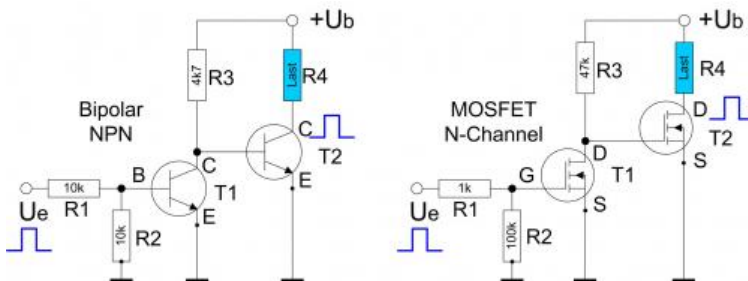


Abb. 2: Schalter nach Masse mit "negativer" Logik.

Die Bestückung - Negierungsstufe  $T1$  oder Schaltstufe  $T2$  - kann auch gemischt, bipolar BJT bzw. MOSFET, erfolgen.

## 2 Schalten der Versorgungsspannung

Oft kommt es vor, dass Module nur unter bestimmten Bedingungen eingeschaltet werden sollen, z.B. Treiber und die Gate-Vorspannung in einer Endstufe (PA). Wenn das weiterhin elektronisch passieren soll, kommen wir da mit NPN- oder N-Channel-MOSFETs nicht weiter, also polen wir um nach PNP bzw. P-Channel. Hier liegen Emitter bzw. Source an der Versorgungsspannung  $U_b$ . Die Steuer-spannungen  $U_{BE}$  bzw.  $U_{GS}$  beziehen sich nun also auf  $U_b$  und nicht mehr wie oben auf Masse. Dabei ist die Steuerlogik ebenso umgekehrt: Ein PNP- bzw. P-

Channel-MOSFET schaltet dann durch, wenn  $U_{BE}$  bzw.  $U_{GS}$  die Schaltschwelle unterschreiten, also Basis bzw. Gate um  $U_{BE}$  bzw.  $U_{GS}$  negativer als Emitter bzw. Source werden.  $R_1$  spannt Emitter bzw. Gate mit  $+U_B$  vor, so dass der Transistor/MOSFET sperrt. Mit Schalten von  $U_e$  auf Masse wird die Spannung an Basis bzw. Gate heruntergezogen, so dass der Transistor/MOSFET leitet.

Bei MOSFETs ist zu beachten, dass das  $R_{DS-ON}$  abhängig von der Spannung zwischen Gate und Source ( $V_{GS}$ ) und vom Laststrom durch die Drain  $I_D$  ist. Dazu geben die Datenblätter Auskunft. Beispiel aus dem Datenblatt des P-Channel MOSFET BSH202: Bei 0,5A Laststrom wird  $R_{DS-ON}$  ca.  $0,6\ \Omega$  bei einer

$V_{GS} = -10V$ . Bei  $V_{GS} = -3V$  ist  $R_{DS-ON}$  schon ca.  $2\ \Omega$ . Also:  $V_{GS}$  sollte mit einem vernünftigen Teilverhältnis  $R_1/R_2$  ausreichend hoch bemessen werden.

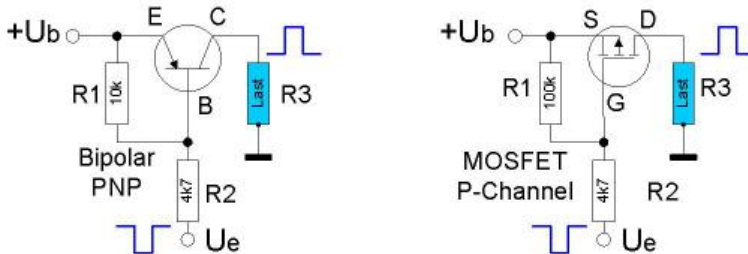


Abb. 3: Schalten der Versorgungsspannung mit "negativer" Logik

Soll mit "positiver" Logik geschaltet werden, also  $U_e$  positiv zum Durchschalten, fügen wir wieder einen NPN- oder N-Channel-MOSFET hinzu, der das "Runterziehen" von Basis bzw. Gate besorgt.

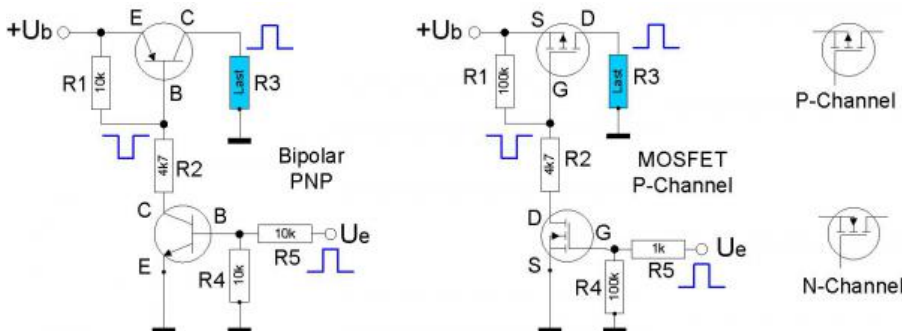


Abb. 4: Schalten der Versorgungsspannung mit "positiver" Logik

Hier wie in Abb. 2 ist auch eine gemischte Bestückung BJT/MOSFET möglich.

Besteht die Gefahr, dass Wechselspannungen, z.B. HF, in die Zuleitung zum steuernden Transistor einkoppeln, kann dem mit einem Kondensator von 10 bis 100 nF an der Basis bzw. am Gate begegnet werden. Dieser Kondensator bildet mit dem Serienwiderstand, z.B.  $R_5$  in Abb. 4, einen Tiefpass mit entsprechender Impulsverformung. Da es uns hier nur um das zeitweise Ein- und Ausschalten geht, soll uns das nicht weiter stören.

Für alle gezeigten Transistorschalter kann mit passender Wahl von Serienwiderstand und Kondensator an der Basis bzw. am Gate des Schalttransistors darüber hinaus ein "sanftes" Schalten erreicht werden. Mit der Zeitkonstante  $\tau = R \cdot C$ , mit der die Basis-/Gatespannung verzögert ansteigt, kann so ein Einschaltklick unterdrückt werden, z.B. Impulsformung für Morsetasten oder Zurücksetzen einer Stummschaltung (Mute) ohne Plop. Im Artikel "[Labornetzgerät...](#)" im Register "Station" wird gezeigt, wie hiermit eine einfache Einschaltverzögerung realisiert werden kann.

### 3 Überbrückung von Widerständen mit MOSFETs

Die Tatsache, dass sich die Drain-Source-Strecke von MOSFETs wie ein steuerbarer Widerstand verhält, lässt sich auch ausnutzen, um durch Überbrücken von Widerständen in Schaltungen deren Verhalten zu beeinflussen. Dabei ist zu beachten, was in den obigen Beispielen stillschweigend geschehen ist, dass in den MOSFETs eine Schutzdiode von der Drain zur Source integriert ist, bei N-Channel MOSFETs mit der Kathode zur Drain, bei P-Channel MOSFETs mit der Kathode zur Source. Zur Verdeutlichung ist die Schutzdiode in den beiden nachfolgenden Beispielen blau eingezeichnet. Drain und Source sind also immer so anzuordnen, dass die Schutzdiode in Sperrrichtung betrieben wird. Anders herum wird alles vermässelt.

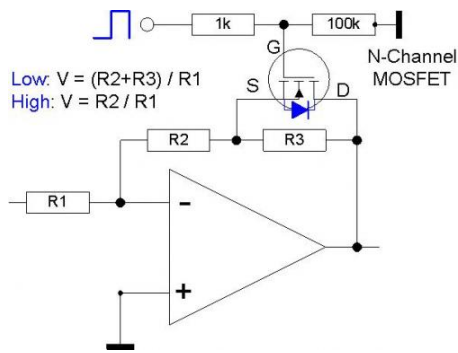


Abb. 5: Einstellen der Gegenkopplung eines OpAmp.

Mit einem positiven Steuersignal wird die Drain-Source-Strecke des N-Channel MOSFET niederohmig und überbrückt R3. Die Gegenkopplung erhöht sich, da nur noch R2 wirksam ist, so dass die Verstärkung auf  $R2/R1$  reduziert wird. Da die Ausgangsspannung des OpAmp höher ist als der nicht invertierende Eingang, liegen Drain und damit die Kathode der Schutzdiode am Ausgang.

Die folgende Schaltung demonstriert ein umgekehrtes Verhalten. Ohne Steuersignal bzw. Steuersignal 0V ist ein Widerstand durch Überbrücken zu deaktivieren.

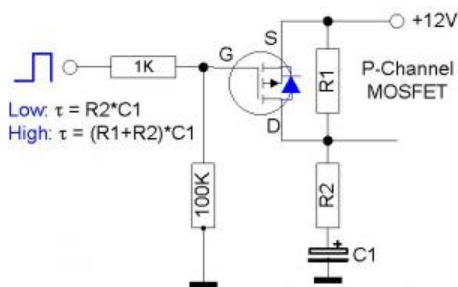


Abb. 6: Umschalten der Zeitkonstante in einem RC-Glied.

Hier waren in einem Timer mit einem NE555 zwei Zeitkonstanten einzustellen. Ohne Steuersignal, d.h. im Ruhezustand, sollte die Zeitkonstante kürzer sein als mit anliegendem positivem Steuersignal. Die Drain-Source-Strecke des P-Channel MOSFET ist niederohmig und überbrückt R1, wenn das Gate negativer als die Source ist, also im Ruhezustand ohne Steuersignal. Die Zeitkonstante ergibt sich aus R2 und C1. Hier muss die Source und damit die Kathode der Schutzdiode an Plus liegen. Bei positivem Steuersignal wird die Drain-Source-Strecke hochohmig und aktiviert R1 mit der höheren Zeitkonstante  $(R1+R2)*C1$ .

In beiden Fällen, Abb. 5 und 6, lassen sich natürlich die MOSFETs, N- oder P-Channel, vertauschen, wenn mit der jeweils anderen Steuerlogik geschaltet werden soll. Source und Drain tauschen dann ihre Plätze. Die zu überbrückenden Widerstände sind in beiden Beispielen wesentlich größer als das  $R_{DS-ON}$ .

## 4 Unterschiede zwischen bipolaren und MOSFET-Transistoren

Bipolare Transistoren sind (über den Basisstrom) stromgesteuert, MOSFETs über die Gatespannung spannungsgesteuert. Das macht bei unseren Kleinleistungsanwendungen zunächst keinen großen Unterschied. Der bedeutende Unterschied liegt in der Collector-Emitter- bzw. Drain-Source-Strecke im durchgeschalteten Zustand.

Bei bipolaren Transistoren ist die Sättigungsspannung  $U_{CE}$  innerhalb der zulässigen Lastgrenzen praktisch unabhängig vom Collectorstrom (Größenordnung 100 mV), gleich bei welchem Transistor.

Bei MOSFET-Transistoren verhält sich die Drain-Source-Strecke im durchgeschalteten Zustand wie ein ohmscher Widerstand, charakterisiert durch das  $R_{DS-On}$  im jeweiligen Datenblatt. Dieses  $R_{DS-On}$  ist bei Kleinleistungs-MOSFETs nicht unerheblich (meist einige Ohm), dazu bei P-Channel-Typen höher als bei N-Channel-FETs aus der gleichen Familie. Je nach erforderlichem Drainstrom durch die Last ist also mit einem fallweise unerwünschten Spannungsabfall zu rechnen. Der Einsatz bipolarer Transistoren kann daher Vorteile bringen. Oder man wählt einen MOSFET mit besonders niedrigem  $R_{DS-On}$ . Beispiele in der nachfolgenden Tabelle.

MOSFET	TYP	Bauform	$R_{DS-On}$ (Ω)	$I_D$ (A)
BS170	N	TO92	5	0,5
2N7000	N	TO92	5	0,2
BSS138	N	SOT23	3,5	0,2
2N7002	N	SOT23	5	0,18
IRLML2803	N	SOT23	0,25	1

BS250	P	TO92	10	-0,25
BSH202	P	SOT23	0,9	-0,5
BSS84	P	SOT23	10	-0,13
IRLML6302	P	SOT23	0,6	-0,7

Sollen größere Lasten geschaltet werden, können MOSFETs z.B. der IRF-Familie eingesetzt werden. Der IRF520 etwa kann 10A bis zu einer Gate-Source-Spannung von 100V mit einem  $R_{DS-On} = 0,12\Omega$  schalten. Dafür braucht er aber mit seinem TO-220-Gehäuse, ggf. mit Kühlkörper, auch mehr Platz auf der Platine.

## 5 Integrierte MOSFET-Schalter

Das Ganze geht natürlich auch mit integrierten Schaltungen. Zu nennen wären ganz vorne der legendäre CD4066, weiterhin die schnellen Bus switches FST 3125/3126 (baugleich CBT 3125/3126), die im TRX mehrfach als Schalter und als Mischer eingesetzt wurden. QRP Project verwendet den CD4066 auch in Mischern. Beschränken wir uns mal auf den Allerwelts-IC **CD4066**. Die wichtigsten Daten:

Betriebsspannung VDD	3-15 V
$R_{DS-On}$ typ., VDD=5V	270 $\Omega$
$R_{DS-On}$ typ., VDD=10V	120 $\Omega$
$R_{DS-On}$ typ., VDD=15V	80 $\Omega$
Anzahl Schalter	4
Grenzfrequenz typ.	40 MHz

Der modernere **74HC4066** mit allerdings geringerem Betriebsspannungsbereich VDD ist bis ca. 100 MHz verwendbar. Der **74LVXT4066** mit 5V-Speisung erreicht sogar ca. 150 MHz.

Mit diesen doch hohen Widerständen  $R_{DS-On}$  zwischen Drain und Source im leitenden Zustand lassen sich keine Lasten schalten. Im nachfolgenden Beispiel wird gezeigt, wie mit dem CD4066 verschiedene Einstellspannungen zur Steuerung des BFO im TRX durchgeschaltet werden.

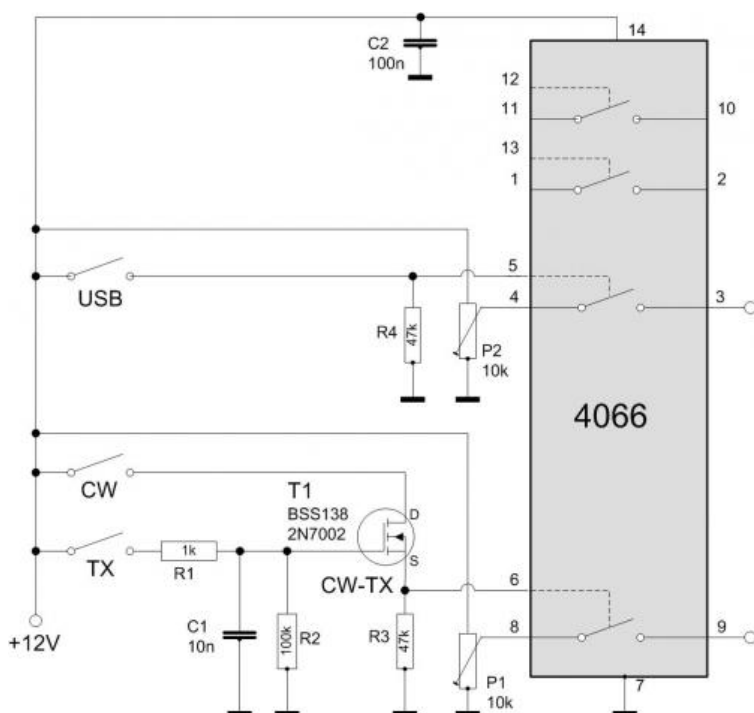


Abb. 7: Schalten von Einstellspannungen mit dem CD4066

Im BFO des TRX bestand die Aufgabe darin, den Quarz des BFO (Beat frequency oscillator) je nach Betriebsart (SSB-LSB/USB und CW-RX/TX) über verschiedene Spannungen an der Kapazitätsdiode parallel zum Quarz auf bestimmte Frequenzen zu ziehen. Die Schaltung ist hier nur auszugsweise dargestellt. Die Abstimmspannungen werden mit den Trimmern P1 und P2 eingestellt. Die Schleifer der Trimmer liegen jeweils an einem Schaltereingang des CD4066, z.B. an Pin 8 des CD4066. Die Schalterausgänge (Pins 2, 3, 9, 10 des CD4066) führen, miteinander verbunden, zur Kapazitätsdiode. Die Schalter des CD4066 schließen mit einer positiven Spannung an den Control-Pins 5, 6, 12, 13. Einen definierten Low-Zustand (Schalter aus, es liegt keine Spannung an) stellen die Widerstände R3 und R4 her.

Der einfache Schalter zuerst: USB (Single sideband, Upper Sideband). Mit dem USB-Schalter wird +12V an den Control-Eingang, Pin 5, gelegt. Die mit P2 eingestellte Spannung wird von Pin 4 auf den Pin 3 durchgereicht.

Die untere Schaltung CW-TX (Continuous wave, Send) stellt ein Und-Gatter dar. Ergänzend, hier nicht dargestellt, gibt es eine identische Schaltung CW-RX (Continuous wave, Receive) die auch mit dem CW-Schalter aktiviert wird. Ist der CW-Schalter geschlossen, erhält T1 +12V an der Drain. T1 wird aber erst dann durchgeschaltet, wenn auch das Gate von T1 mit geschlossenem TX-Schalter +12V erhält (CW und TX). Dann wird mit positivem Potenzial an Pin 6 der Schalter zwischen den Pins 8 und 9 geschlossen.

Diese Art elektronischer Schalter können nicht nur Gleichspannungen ein- und ausknipsen. Innerhalb der spezifizierten Grenzfrequenzen lassen sich damit auch Wechselspannungen (NF, HF) schalten. Beispiele sind im TRX mit den Bus switches FST 3125/3126 für HF realisiert. Auch der billigere CD4066 ist (mit Einschränkungen bzgl. der Grenzfrequenz und des hohen  $R_{DS-On}$ ) einsetzbar. Zu beachten ist hierbei, dass die beiden Schalterenden, in Abb. 7 z.B. die Pins 8 und 9, ein definiertes Gleichspannungspotenzial etwa bei halber Betriebsspannung haben müssen. Das ist leicht mit einem Spannungsteiler an den Schaltereingängen, z.B. zweimal 10k...100k zwischen VDD und Masse realisierbar. Zu- und Abführung der Wechselspannung werden mit je einem passenden Kondensator je nach unterer Grenzfrequenz abgeblockt, bei HF 10 bis 100 nF.

Versuche, Wechselspannungen mit einfachen Sperrschicht-FET's, z.B. BF245, J310, zu schalten, Drain und Source im Signalweg, blieben unbefriedigend. Es wird eine negative Spannung zum Sperren benötigt, die zumeist nicht vorhanden ist. Die Drain-Source-Strecke bleibt auch im leitenden Zustand recht hochohmig, zudem ist die Aussteuerbarkeit sehr begrenzt. Da ist ein Kurzschließen nach Masse mit einem MOSFET wie oben gezeigt einfacher und wirkungsvoller.

## 6 Erfahrungen mit dem ULN2803

### 6.1 ULN2803 und Microcontroller

Der ULN2803 und andere IC dieser Serie sind nichts anderes als mehrere in einem IC zusammengefasste Darlington-Transistorschalter. Beim ULN2803 sind es z.B. acht. Das sind wunderbare Bausteine, muss man mehrere Kanäle schalten – ist billiger und platzsparender als mit Einzeltransistoren.

Die Darlingtonschalter haben folgenden prinzipiellen Aufbau:

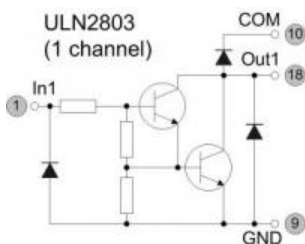


Abb. 8: Darlingtonstufe eines ULN2803

Geschaltet wird mit einer positiven Spannung an den Eingängen, hier In1. Die Darlingtonstufe schaltet dann die zwischen +UB und Ausgang Out1 liegende Last nach Masse durch.

Die In- und Out-Pins sind getrennt auf den gegenüber liegenden Seiten des IC herausgeführt, beim ULN2803 sind es acht – sehr praktisch beim Platinen-Layout. GND ist die gemeinsame Masse aller Schaltstufen. Auch die Überspannungs-Schutzdioden sind von den einzelnen Kollektoren an Pin "Com" (Common free weeling Diodes, Freilaufdioden) herausgeführt. Diese kommen beim Schalten von Relais, die ja beim Umschalten eine Gegeninduktionsspannung erzeugen, zum Einsatz. Die Entwickler haben an alles gedacht.

So simpel sieht dann eine Relaischaltstufe mit Freilaufdiode an Anschluss COM aus:

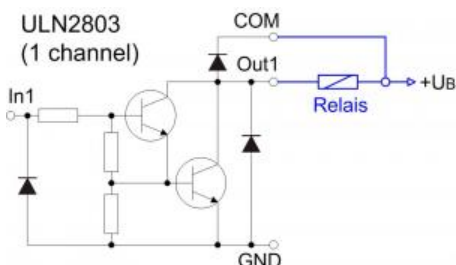


Abb. 9: Anschaltung eines Relais mit Freilaufdiode an COM

+UB kann unabhängig von der Betriebsspannung der Ansteuerlektronik an den Input-Pins, z.B. TTL 5V, je nach zu schaltender Last gewählt werden, beim ULN2803 bis zu 50V bei 500 mA Last. Sind nicht induktive Lasten, z.B. Lampen, LED, zu schalten, kann die Verbindung zum Pin "COM" entfallen (muss aber nicht).

Die ULN-Bausteine wurden in den an anderer Stelle auf dieser Website gezeigten Projekten mehrfach eingesetzt, so auch im Antennentuner.

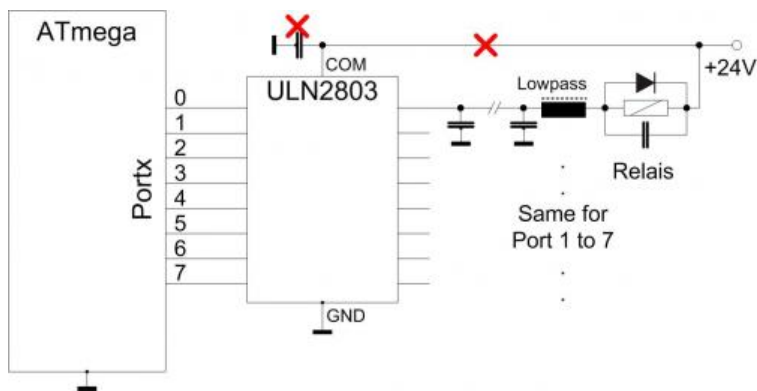


Abb. 10: Probleme mit den Freilaufdioden am Relais und an COM im ULN2803

Hier gab es aber eine böse Überraschung. Der ATmega zog in einigen Schaltstellungen, insbesondere mit vielen eingeschalteten Relais, einen überraschend hohen Strom. Der vorgeschaltete 5V-Regler wurde heiß. Das war insofern unverständlich, als die Darlingtonen zum Schalten von ca. 25 mA je Relais nicht mal ein Milliampere an der Basis brauchen sollten. Die zogen nun aber ziemlich viel Strom aus dem ATmega-Port.

Nach langem Haare raufen ergab sich, dass die Beschaltung der Relais und die Common free wheeling Diodes am Pin "COM" nicht miteinander zurechtkommen. Um die Relais-Gegeninduktionsspannung direkt am Ort des Geschehens, nämlich an der Relaisspule, zu unterdrücken, wurde jedem Relais eine Freilaufdiode spendiert, dazu noch ein 100nF-Kondensator. Um auch die möglicherweise über die Zuleitungen vagabundierende HF des Antennentuners abzublocken, wurden Tiefpässe 100µH/100nF eingefügt. Schließlich sollten 100nF-Kondensatoren an den Schaltausgängen der ULN2803 auch noch den letzten Rest von HF-Störspannung von der Steuerelektronik fernhalten.

Das war offenbar zu viel des Guten für den ULN2803. Ein Kappen der Zuleitung von der Relais-Spannungsversorgung zum COM-Eingang des ULN2803 (im Bild oben rote Kreuze) brachte die Erlösung. Warum Common free wheeling Diodes am Pin "COM" die beschriebenen Schutzmaßnahmen so übel nehmen, ist mir nicht ganz zugänglich. Egal wie, nun funktioniert die Schaltung.

## 6.2 ULN2803 und I<sup>2</sup>C-Port-Erweiterungen

Ja, es steht im Datenblatt des I<sup>2</sup>C-Port-Erweiterungs-Bausteins **PCF8574**, dass nach dem Einschalten und vor der ersten Ansteuerung per I<sup>2</sup>C die Ausgänge hoch liegen. Aber wer liest Datenblätter immer komplett durch? Wenn an den Ausgängen ein ULN2803 hängt, steuert dieser an allen acht Ausgängen durch. Sind in der Maximalbestückung acht Relais wie in Abb. 8 angeschlossen, sind alle gleichzeitig aktiv und ziehen eine Menge Strom.

Zwei Möglichkeiten, diesen unerwünschten Zustand zu vermeiden, wären

1. Eine Schaltung ähnlich Abb. 4 in die Spannungsversorgung der Relais einschleifen, wobei die Basis bzw. das Gate des unteren NPN / N-Channel MOSFETs mit einem RC-Glied versehen wird, dass nach dem Einschalten die Versorgungsspannung erst nach 1-2 sec. durchschaltet. Während dieser Zeit muss der Microcontroller in die Gänge kommen und dem PCF8574 ein Ansteuerungssignal schicken.
2. Im Programm des Microcontrollers als allererste Aktion die Ansteuerung des PCF8574 vornehmen. An der Steuerung des Si570-LO ausprobiert - funktioniert.

Tags:

[Transistorschalter](#) [NPN](#) [PNP](#) [Level Shifter](#) [N-MOSFET](#) [P-MOSFET](#) [CD4066](#) [Bus switch](#) [ULN2803](#) [PCF8574](#)

Einordnung:

[Grundlagen](#)