

Transistoren als Schalter

In der Digital-Technik schalten Transistoren zwischen den Zuständen „low“ und „high“ um.

Wie müssen die Randbedingungen und die Exemplarstreuung der Bauteile berücksichtigt werden? Welche Schaltungen werden eingesetzt und wie werden sie dimensioniert? Wie kann eine störungsfreie Funktion erreicht werden?

© Hanspeter Hochreutener, 5. Mai 2010

Zentrum für Signalverarbeitung und Nachrichtentechnik, School of Engineering @ ZHAW

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	2
2. Transistor- und Schalter-Kennlinien im Vergleich	2
2.1. Bipolar-Transistor	2
2.2. Feldeffekt-Transistor.....	2
2.3. Randbedingungen für den Transistor als Schalter	3
3. Exemplar-Streuung und andere Einflüsse	4
3.1. Bipolar-Transistor	4
3.2. Feldeffekt-Transistor.....	4
3.3. Dimensionierungs-Beispiele für einen Inverter	5
4. Schaltzeiten verkürzen.....	6
4.1. Schottky-Diode beim BJT verhindert Sättigung.....	6
4.2. Beschleunigungs-Kondensator.....	8
4.3. Totem-Pole-TTL-Inverter	8
4.4. CMOS-Inverter	8
5. Tipps für die Praxis	10
5.1. Logik-Familien-Übersicht.....	10
5.2. Block-Kondensatoren und Ground-Plate	11
5.3. Schutz vor elektrostatischen Überspannungen	11
5.4. LED-Treiber	12
5.5. Relais-Treiber	12
5.6. Transmission-Gate = potentialfreier Schalter	13
5.7. Universelle Input-Output-Schaltung eines μ -Controllers	14
6. Lernziele.....	15
7. Übungsaufgaben.....	16
8. Literaturhinweise und Software.....	22

1. Einleitung

In der Digitaltechnik werden zwei Zustände unterschieden: 0/1 oder Spannung aus/ein oder Pegel „low“ und „high“. Dazu werden schnelle, zuverlässige Schalter benötigt.

Ein idealer Schalter hat folgende Eigenschaften:

- Es gibt genau zwei Zustände: aus und ein.
- Im aus-Zustand ist der Widerstand ∞ . Unabhängig von Höhe und Polarität der Spannung fließt kein Strom.
- Im ein-Zustand ist der Widerstand 0. Unabhängig von Höhe und Polarität des Stroms fällt keine Spannung ab.
- Der Zustands-Wechsel erfolgt verzögerungsfrei und es treten in keinem Augenblick undefinierte Zustände auf.
- Die Ansteuerung des Schalters benötigt keine Energie.

In diesem Artikel wird dargestellt in welchem Mass diese Bedingungen mit Transistoren erfüllt werden können und welche schaltungstechnischen Massnahmen getroffen werden müssen, um die nicht-idealen Eigenschaften der Transistoren in den Griff zu bekommen.

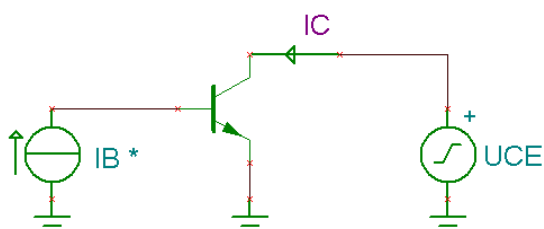
2. Transistor- und Schalter-Kennlinien im Vergleich

Als Vergleichsmaßstab dienen die Kennlinien des idealen Schalters:

- Die „aus“-Kennlinie ist identisch mit der Spannungsachse (Strom = 0) \rightarrow Widerstand = ∞
- Die „ein“-Kennlinie ist identisch mit der Stromachse (Spannung = 0) \rightarrow Widerstand = 0

Der „Widerstand“ des Transistors kann mit einem Signal am Steuereingang variiert werden. Unter welchen Bedingungen er sich als Schalter eignet, wird nachfolgend für die zwei häufigsten Transistoren, den npn-Bipolar-Transistor (BJT = bipolar junction transistor) und den n-Kanal-Anreicherungs-Feldeffekt-Transistor (FET = field effect transistor) untersucht.

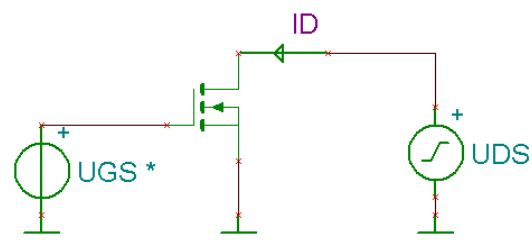
2.1. Bipolar-Transistor



Für verschiedene Werte des Basis-Stroms wird der Collector-Strom bestimmt.

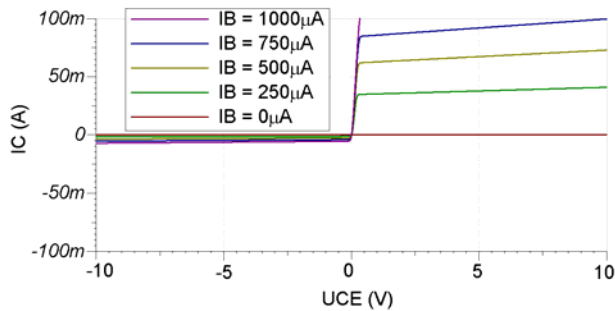
Gleichzeitig wird die Collector-Emitter-Spannung von -10V bis +10V variiert.

2.2. Feldeffekt-Transistor



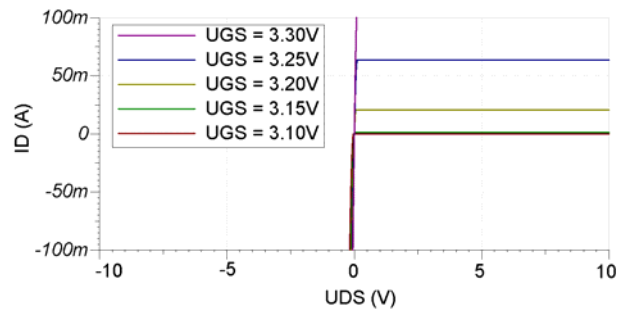
Für verschiedene Werte der Gate-Source-Spannung wird der Drain-Strom bestimmt.

Gleichzeitig wird die Drain-Source-Spannung von -10V bis +10V variiert.



Ein Vergleich mit den Kennlinien des idealen Schalters zeigt:

- „aus“-Kennlinie (= Spannungsachse) wird gut angenähert für Basis-Strom = 0 und positive Collector-Emitter-Spannung.
- „ein“-Kennlinie (= Stromachse) wird gut angenähert für grossen Basis-Strom und positive Collector-Emitter-Spannung.
- Für negative Collector-Emitter-Spannungen ist der Transistor als Schalter unbrauchbar.



Ein Vergleich mit den Kennlinien des idealen Schalters zeigt:

- „aus“-Kennlinie (= Spannungsachse) wird gut angenähert für Gate-Source-Spannung unter dem Schwellwert und positive Drain-Source-Spannung.
- „ein“-Kennlinie (= Stromachse) wird gut angenähert für Gate-Source-Spannung über dem Schwellwert und positive Drain-Source-Spannung.
- Für negative Drain-Source-Spannungen ist der Transistor als Schalter unbrauchbar.

2.3. Randbedingungen für den Transistor als Schalter

Sowohl der BJT als auch der FET können als Schalter eingesetzt werden, wenn folgende Randbedingungen beachtet werden:

- Ein Transistor kann nur Gleichspannung mit der richtigen Polarität schalten.
- Die zulässige Spannung am Transistor wird nicht überschritten („aus“-Zustand).
- Der für den Transistor zulässige Strom wird nicht überschritten („ein“-Zustand).
- Die Ansteuer-Signale müssen angepasst sein.

3. Exemplar-Streuung und andere Einflüsse

Der Herstellungsprozess eines Transistors umfasst Dutzende von Schritten. Jeder Prozess weist gewisse Fertigungstoleranzen auf, die sich schlussendlich auf die Kennlinie des Transistors auswirken. Beim Einsatz eines Transistors als Schalter, ist man in der komfortablen Lage, dass nur die beiden Zustände aus und ein betrachtet werden müssen.

3.1. Bipolar-Transistor

Beim BJT muss der Basis-Strom genügend gross sein, um den Transistor vollständig einzuschalten.

Der maximale Collector-Strom muss zuerst aus der Schaltung und der möglichen Last bestimmt werden.

Der Zusammenhang zum Collector-Strom wird beschrieben durch $\beta = IC/IB$ (β = Stromverstärkung). In der Praxis nimmt man für normale BJT als grobe Näherung $\beta = 100$ an.

Die Stromverstärkungen zwischen den Exemplaren desselben Typen variieren enorm. Für den 2N2219 z.B. wird im Datenblatt $\beta = 50...325 @ IC = 1mA$ angegeben.

Die minimale Stromverstärkung ist stark vom Collector-Strom abhängig. Für den 2N2219 ist $\beta_{min} = 30$ für kleine Ströme, β_{min} steigt auf 100 für mittlere und sinkt auf 30 für grosse Ströme.

Zusätzlich beeinflusst die Temperatur die Stromverstärkung. Bei $-55^{\circ}C$ sinkt sie auf die Hälfte, bei $175^{\circ}C$ steigt sie auf das Doppelte verglichen mit dem Wert bei Raumtemperatur.

Die Temperatur beeinflusst ebenfalls die Kennlinie der Basis-Emitter-Diode ($\sim -2mV/K$). Das kann bei Digital-Schaltungen meist vernachlässigt werden, da die Schaltschwellen einen grossen Sicherheitsabstand aufweisen.

Der Basisstrom darf einen minimalen Wert nicht unterschreiten, damit der BJT sicher voll „ein“-schaltet.

Das β_{min} für die Berechnungen kann dazu auf zwei Arten bestimmt werden:

- Heraussuchen aus dem **Datenblatt** für den richtigen Collector-Strom und die gewünschte Temperatur
- mit Hilfe der **Faustregel**
 $\beta_{min} = \beta_{typisch} / \text{Saettigungsfaktor}$
 $= 100/5 = 20$

3.2. Feldeffekt-Transistor

Beim FET muss die Gate-Source-Spannung einen gewissen Wert überschreiten, damit der Transistor vollständig einschalten kann und die Spannung UDS klein wird.

Und die Gate-Source-Spannung muss einen gewissen Wert unterschreiten, damit der Transistor vollständig ausschalten kann.

Der maximale Drain-Strom muss zuerst aus der Schaltung und der möglichen Last bestimmt werden.

Die Schwellwerte der Gate-Source variiert zwischen den Exemplaren. Für den IRF540 z.B. wird im Datenblatt $UGS_{threshold} = 2...4V @ ID = 250\mu A$ angegeben. Entsprechend dem Strom muss die „ein“-Spannung erhöht werden.

Der Temperatur-Einfluss ist bei den FETs nicht dominant und muss für die Schaltschwellen nicht berücksichtigt werden.

Die Werte der Gate-Source-Spannung müssen so garantiert werden, dass der FET sicher voll „ein“- und „aus“-schaltet.

3.3. Dimensionierungs-Beispiele für einen Inverter

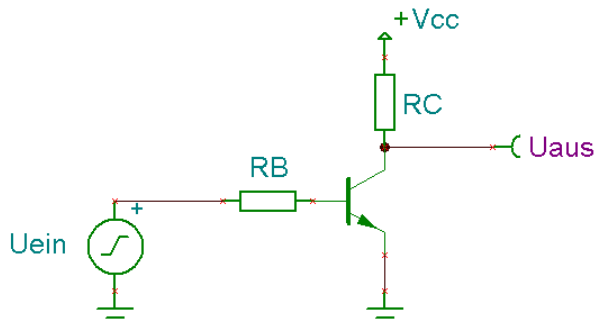
Gegeben

npn-Transistor 2N2219, $I_C < 50\text{mA}$ $V_{CC} = 5\text{V}$

$U_{\text{ein}}(\text{high}) > 2\text{V}$, $U_{\text{aus}}(\text{low}) < 0.4\text{V}$

Gesucht

Widerstände R_C und R_B



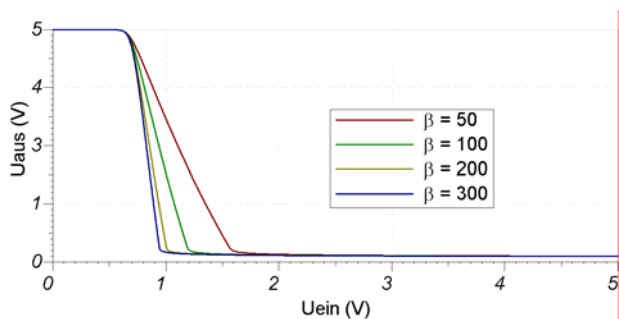
Lösung

$$R_C = V_{CC}/I_C = 100\Omega$$

$$I_B = I_C/\beta_{\min} = 2.5\text{mA} \text{ (Faustregel)}$$

$$R_B = (U_{\text{ein, min}} - U_{BE})/I_B = (2\text{V} - 0.6\text{V})/2.5\text{mA} = 560\Omega$$

Kontrolle



Interpretation

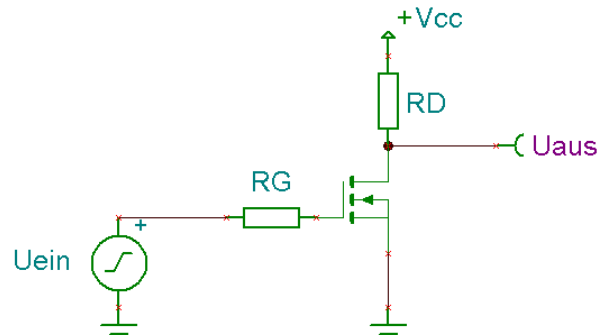
Auch beim kleinsten β ist der Transistor bei $U_{\text{ein}} = 1.6\text{V}$ bereits voll durchgeschaltet. Die Faustregel $\beta_{\min} = 20$ bewirkt eine zusätzliche Sicherheitsmarge.

Gegeben

n-Kanal-FET IRF540, $I_D < 50\text{mA}$ $V_{CC} = 5\text{V}$

Gesucht

Widerstand R_D und U_{ein} -Schwellen



Lösung

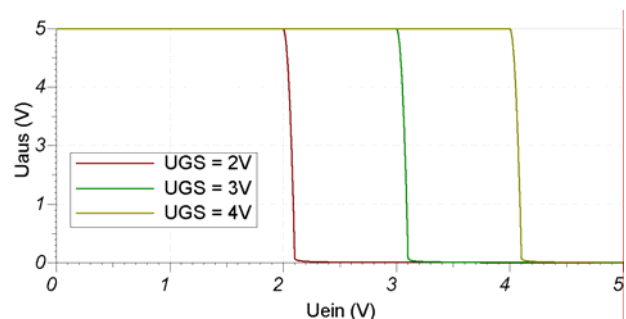
$$R_D = V_{CC}/I_D = 100\Omega$$

Extremwerte für die U_{GS} -Schaltschwelle aus dem Datenblatt herauslesen: 2V bis 4V. Die obere Schwelle muss noch etwas erhöht werden, da ja ein Drain-Strom von 50mA fließen soll.

Beim FET fließt nur kurzzeitig ein Strom, um den Gate-Kondensator umzuladen. Der Widerstand R_G ($\sim 10\Omega$) hat deshalb keinen Einfluss auf die statische Kennlinie. Er dient dazu parasitäre Schwingungen zu verhindern.

Die Schwellen für U_{ein} entsprechen damit etwa den Schwellen von U_{GS} : 2V und 4.2V

Kontrolle



Interpretation

Die Kennlinien bestätigen die Überlegungen

Die untere Schwelle für U_{ein} muss $< 2\text{V}$ gewählt werden.

Dimensionieren mit $\beta_{\min} = 50$ gemäss Datenblatt würde $R_B = 1.4k\Omega$ ergeben. Die Schaltung würde damit energieeffizienter arbeiten.	Die obere Schwelle für U_{ein} muss $> 4.2V$ gewählt werden.
---	---

4. Schaltzeiten verkürzen

In den vorangehenden Kapiteln wurde aufgezeigt, dass sich Transistoren als Schalter eignen, wenn gewisse Bedingungen eingehalten werden. Bis hierher wurde nur die statische Kennlinie (für langsame Signaländerungen) angeschaut. In der Digital-Technik wird eine möglichst hohe Taktfrequenz angestrebt. In diesem Kapitel werden Techniken aufgezeigt, die die Schaltgeschwindigkeit erhöhen.

Die Schaltzeiten werden (konform zur TTL-Definition) des Weiteren jeweils bei 1.4V gemessen.

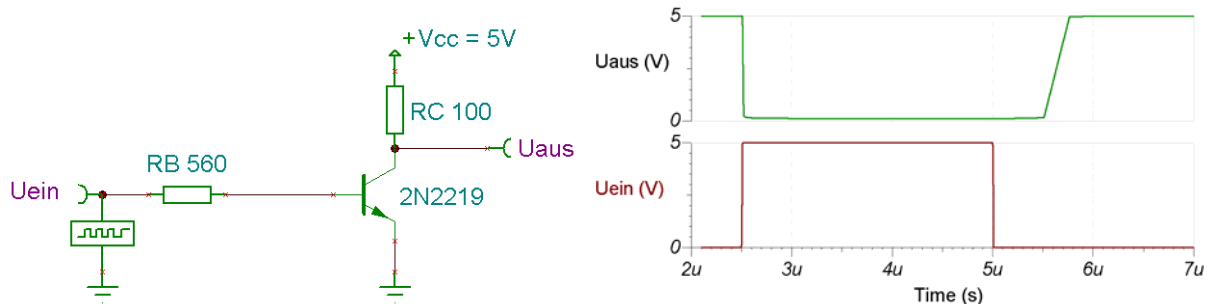
Bemerkung

Die für die Simulation eingesetzten Bauteile stimmen nicht mit jenen in den ICs überein. Die Bauteile in den ICs sind hochgradig optimiert auf kleine Chipfläche und Einsparung an Prozessschritten bei der Herstellung. Für die Simulationen wurden handelsübliche Standard-Bauteile verwendet. Die Resultate sind deshalb qualitativ aussagekräftig, quantitativ geben sie lediglich die Grössenordnung an.

4.1. Schottky-Diode beim BJT verhindert Sättigung

Vorbemerkung: Diese Technik betrifft nur den BJT, da das Phänomen Sättigung beim FET nicht auftritt.

Die oben dimensionierte Schaltung wird mit einem Rechteck-Signal U_{ein} (0 und 5V) angesteuert und das Signal am Ausgang U_{aus} betrachtet.



Der Übergang vom sperrenden in den leitenden Zustand erfolgt mit einer Verzögerung von lediglich 14ns.

Der Übergang vom leitenden in den sperrenden Zustand jedoch wird um 600ns verzögert! Die Schaltung wäre damit bis zu einer Frequenz von ca. 400kHz brauchbar.

Erklärung

Der Basis-Strom ist so dimensioniert, dass auch beim Transistor mit dem kleinsten β ein sauberes Umschalten auf jeden Fall gewährleistet ist. Das führt bei allen Transistoren mit grösserem β dazu, dass nur ein (meist kleiner) Teil des Basisstroms benötigt wird, um den Collector-Strom zu schalten. Der überschüssige Basisstrom fliesst über die Basis-Emitter-Diode ab. Wie bei einer normalen Diode führt das dazu, dass die Raumladungszone dieser Diode mit Ladungsträgern überschwemmt wird. Beim Ausschalten des Transistors werden zwar keine neuen Ladungsträger eingebracht, jedoch dauert es relativ lange (reverse recovery time), bis die bereits eingeschwemmten Ladungsträger durch Rekombination verschwunden sind.

Solange in der Raumladungszone Ladungsträger rekombinieren, fließt aber auch ein Collector-Strom.

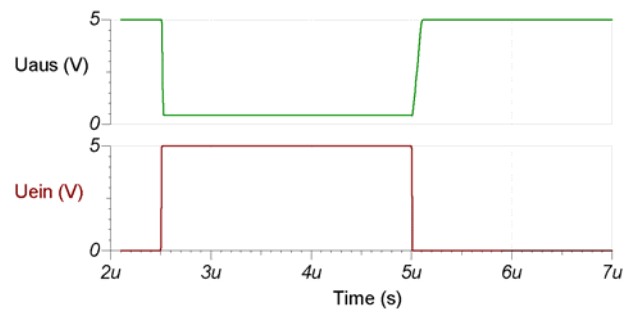
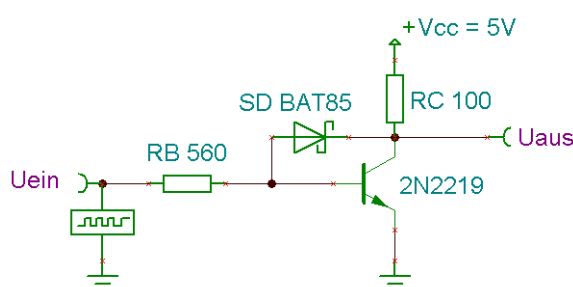
Abhilfe

Der überschüssige Basis-Strom darf nicht durch die Basis-Emitter-Diode fließen und muss abgeleitet werden. Dazu eignet sich eine Schottky-Diode: sie hat eine kleinere Durchlassspannung als die Basis-Emitter-Diode und eine sehr kurze Erholungszeit.

Wenn der Transistor stärker leitet, sinkt die Spannung U_{CE} . Kurz bevor der Transistor in die Sättigung geht ($U_{CE} < 0.2V$) wird via Schottky-Diode die Spannung an der Basis abgesenkt. Die resultierenden Werte sind in der Tabelle zusammengestellt.

Spannungs-Verhältnisse	ohne Schottky-Diode	mit Schottky-Diode
$U_{BE} @ I_B$	0.9V @ 7.3mA	0.8V @ 0.4mA
$U_{Schottky} @ I_{Schottky}$	-	0.4V @ 7.1mA
$U_{CE} @ I_{RC}$	0.1V @ 49mA	0.4V @ 46mA $U_{CE} = U_{BE} - U_{Schottky}$
Kommentar	$I_B = 7.3mA \gg$ als notwendig → Sättigung des Transistors	I_B ist genau richtig → keine Sättigung

Kontrolle



Der Übergang vom sperrenden in den leitenden Zustand erfolgt weiterhin mit einer Verzögerung von lediglich 19ns. Die Schottky-Diode hat hier kaum einen Einfluss.

Der Übergang vom leitenden in den sperrenden Zustand jedoch wird nun nur noch um 24ns verzögert! Die Schaltung wäre damit bis zu einer Frequenz von ca. 12MHz brauchbar. Die Schottky-Diode bewirkt hier eine Verzwölfachung der Grenzfrequenz.

Technologisch ist das Integrieren einer Schottky-Diode auf einem Transistor-Chip ohne Mehraufwand möglich: man muss nur die Metallisierungsmaske entsprechend anpassen.

Die Schottky-Diode bringt sehr viel bei der Ausschaltgeschwindigkeit. Die Schaltung hat jedoch einige Punkte, welche nicht befriedigen:

- Wenn der Ausgangstransistor leitet, fließt ständig ein hoher Strom durch den Collector-Widerstand → schlechte Energieeffizienz, Abführen der Verlustleistung ist problematisch, grössere Chipfläche notwendig.
- Der benötigte Ansteuerstrom ist hoch → die vorherige Stufe muss einen grossen Strom liefern können.

Ersetzen des Collector-Widerstandes durch einen zweiten Transistor wird deshalb sowohl bei BJT- als auch bei FET-Schaltungen praktiziert. Das ist das Thema der Kapitel auf der nächsten Seite.

4.2. Beschleunigungs-Kondensator

Ein Kondensator parallel zum Basis-Widerstand liefert beim Einschalten eines BJT einen zusätzlichen Stromimpuls. Die Basis-Zone wird damit schnell mit Ladungsträgern gefüllt und der Transistor schaltet schneller ein.

Beim Ausschalten zieht der Kondensator kurzzeitig Ladungsträger aus der Basis-Zone heraus und der Transistor schaltet schneller aus.

Dieses Konzept bedingt aber, dass die vorherige Stufe diese Stromspitzen auch genügend schnell liefern kann. Das ist nicht der Fall, falls in der ganzen Schaltung gleichartige Transistoren eingesetzt werden.

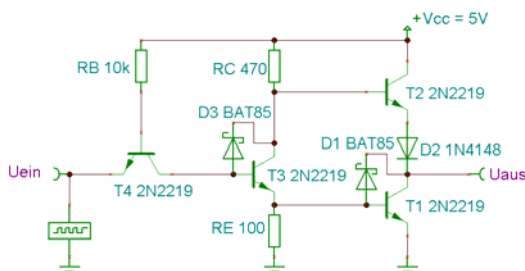
Praktisch eingesetzt werden Beschleunigungs-Kondensatoren deshalb nur in der Leistungselektronik. „Langsame“ Leistungstransistoren werden durch „flinke“ Treiber-Transistoren angesteuert und so beschleunigt.

4.3. Totem-Pole-TTL-Inverter

Der Collector-Widerstand wird durch einen Transistor ersetzt. Die beiden Endstufen-Transistoren T1 und T2 bilden eine Gegentakt-Endstufe. Es leitet jeweils nur ein Transistor.

Der zusätzliche Transistor T3 verstärkt das Steuersignal.

Elektronen sind ca. 3 Mal beweglicher als Löcher. Schaltungen bestehend aus npn-Transistoren sind deshalb schneller als solche aus pnp-Transistoren. Damit ergibt sich schlussendlich die TTL-Schaltung (TTL = transistor-transistor-logic) mit dem Totem-Pole-Ausgang (sieht aus wie ein Totem-Pfahl).



Schaltungsbesprechung

T1 und T2 bilden die Gegentakt-Endstufe.

T3 verstärkt das Steuersignal vom Eingang und liefert zwei invertierte Signale zum wechselweisen Ansteuern der Endstufen-Transistoren T1 und T2.

Die Diode D2 erzeugt einen zusätzlichen Spannungsabfall. Ohne D2 würde T2 nicht richtig ausschalten, wenn T3 und T1 leiten.

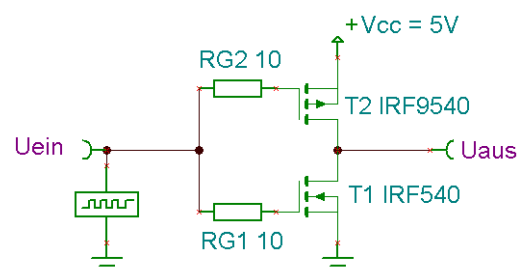
RB ist ein Pull-Up-Widerstand, der den Eingang nach „high“ zieht.

T4 funktioniert nicht als Transistor sondern wie

4.4. CMOS-Inverter

Genau wie beim BJT ist es vorteilhaft den Drain-Widerstand durch einen Transistor zu ersetzen. Wenn ein n-Kanal- und ein p-Kanal-FET eingesetzt werden, gestaltet sich die Ansteuerung extrem einfach. Das ist die Basis der heute meist verwendeten CMOS-Technologie (complementary metal oxide semiconductor FET).

Ein, allerdings bedeutender, Steuerstrom ist nur während des Umschaltvorgangs notwendig. Kann während des Umschaltens weniger Steuerstrom geliefert werden, steigen die Schaltzeiten entsprechend an.



Schaltungsbesprechung

Die Schaltungs-Analyse beschränkt sich auf:

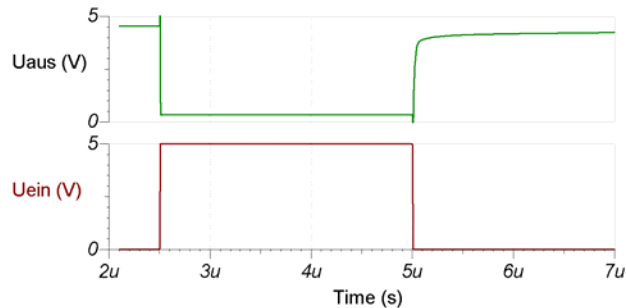
Uein = „high“

- $U_{GS}(T1) > 0 \rightarrow T1$ leitet
- $U_{GS}(T2) \sim 0 \rightarrow T2$ sperrt
- $U_{aus} \rightarrow$ „low“

Uein = „low“

- $U_{GS}(T1) \sim 0 \rightarrow T1$ sperrt
- $U_{GS}(T2) > 0 \rightarrow T2$ leitet
- $U_{aus} \rightarrow$ „high“

zwei separate Dioden (der Collector ist negativ, statt positiv). Der Strom von RB fließt entweder über die BE-Diode zum Eingang, wenn dieser „low“ ist oder über die BC-Diode zur Basis von T4, wenn der Eingang „high“ ist. Das Ganze hat fertigungstechnische Gründe.



Schaltzeiten

Der Übergang von „high“ zu „low“ benötigt noch 6ns und jener von „low“ zu „high“ 8ns.

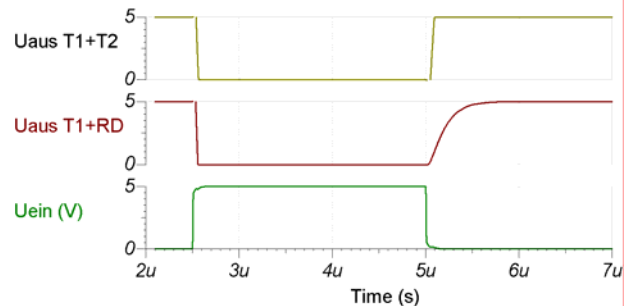
Die nutzbare Schaltfrequenz liegt bei etwa 40MHz.

Zum Vergleich: Die Standard-TTL-ICs sind spezifiziert für 100MHz Taktfrequenz.

Interpretation

Obwohl anstelle von einem Transistor nun vier Transistoren eingesetzt werden, ist die Gesamtschaltung nun viermal schneller!

Der Hauptgrund ist, dass in T1 und T2 nur beim Umschalten ein signifikanter Strom fließt und sie deshalb schneller ganz ausschalten können.



T1 und 100Ω-Widerstand anstelle von T2 (mittlere Kurve im Timing-Diagramm)

Der Übergang von „high“ zu „low“ benötigt 47ns, jener von „low“ zu „high“ 110ns. Das Ausschalten dauert wesentlich länger!

Nutzbare Schaltfrequenz ~ 3MHz.

T1 und T2 arbeiten komplementär (obere Kurve im Timing-Diagramm)

Der Übergang von „high“ zu „low“ benötigt 53ns, jener von „low“ zu „high“ 55ns.

Nutzbare Schaltfrequenz ~ 5MHz.

Interpretation

Da FETs schneller ein- als ausschalten können, leiten kurzzeitig beide Transistoren. Deshalb verlangsamt sich bei der Gegentakt-Endstufe der Übergang zu „low“ ein wenig.

Für das Ausgangssignal ist jeweils der FET dominant, der stärker leitet. Der Übergang zu „high“ wird dadurch beschleunigt.

5. Tipps für die Praxis

In vielen Geräten ist heute eine Steuereinheit integriert (embedded system). Sie besteht oft aus:

- μ Controller mit digitalen IO und oft analogen Eingängen und integriertem AD-Wandler
- Display oder Leuchtdioden für Status-Anzeigen und Bedienungsführung
- Tasten und ev. Potentiometer für Benutzereingaben
- Sensoren für die Umwandlung physikalischer Grössen in elektrische
- Aktoren für die Umwandlung elektrischer Grössen in physikalische

Dieses Kapitel gibt Hinweise für das Design solcher Geräte.

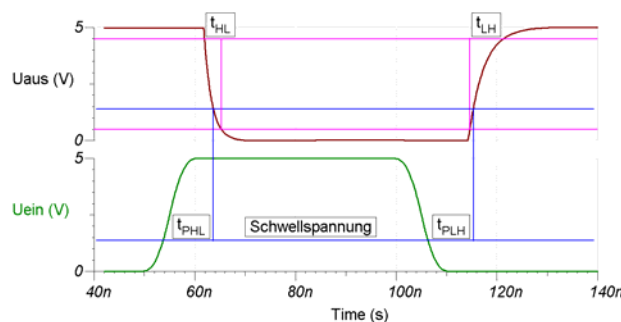
5.1. Logik-Familien-Übersicht

Logikfamilie		74LSxx	CD40xx	74HCxx	74HCTxx
Eigenschaft bei 5V		Bipolar	CMOS	CMOS	CMOS
Eingangsspannung	low	<0.8V@-0.36mA	<1.5V@0	<0.9V@0	<0.8V@0
@ Eingangsstrom	high	>2.0V@0.02mA	>3.5V@0	>3.15V@0	>2.0V@0
Ausgangsspannung	low	<0.4V@8mA	<0.4V@0.5mA	<0.33V@4mA	<0.33V@4mA
@ Ausgangsstrom	high	>2.4V@-0.4mA	>4.6V@-0.5mA	>3.84V@-4mA	>3.84V@-4mA
Lastfaktor = Anzahl Eingänge/Ausgang		20	>50	>50	>50
Laufzeit	typ.	10ns	~100ns	10ns	10ns
Versorgungssp.		4.75...5.25V	3...15V	2...6V	4.5...5.5V

Die CD40xx-Familie kann eingesetzt werden, wenn keine stabilisierte 5V-Spannungsversorgung zur Verfügung steht. Sie ist für Batterie-betriebene Geräte besonders geeignet, da der Stromverbrauch extrem niedrig ist. Die Daten sind abhängig von der Versorgungsspannung.

Übersicht über die Standard-Logik-ICs: www.mikrocontroller.net/articles/74xx

Definition der Verzögerungs- und Anstiegszeiten



- T_{PLH} Verzögerungszeit der positiven Flanke
- T_{PHL} Verzögerungszeit der negativen Flanke
- T_{LH} Anstiegszeit der positiven Flanke
- T_{HL} Abfallzeit der negativen Flanke

Die Verzögerungszeit zwischen der Flanke des Eingangs-Signals und des Ausgangs-Signals beim Durchlaufen der Schwellspannung gemessen.

Die Anstiegszeit und die Abfallzeit sind ein Mass für die Flankensteilheit und werden zwischen 10% und 90% des Pegels des Ausgangs-Signals gemessen.

5.2. Block-Kondensatoren und Ground-Plate

Sperrschicht-Kapazitäten der BJT, Gate-Source-Kapazitäten der FETs sowie die Leitungen stellen eine kapazitive Last für die Ausgänge dar. Das Umladen dieser Kapazitäten verursacht hohe Stromspitzen.

Die Einstufen-Transistoren müssen in der Lage sein, diese Stromspitze zu liefern. Sie benötigen also eine gewisse Verstärkungs-Reserve. Anderenfalls sinkt die nutzbare Taktfrequenz.

Die Stromspitzen müssen von der Spannungsversorgung geliefert, resp. über den Ground abgeführt werden. Jede Leiterbahn stellt eine Induktivität dar ($\sim 1\mu\text{H/m}$). Die Stromspitzen erzeugen darum induktive Spannungsspitzen. Diese können höher sein, als die Logik-Pegel und die ganze Schaltung unbrauchbar machen! Man muss also unbedingt verhindern, dass die Stromspitzen in den Leiterbahnen auftreten.

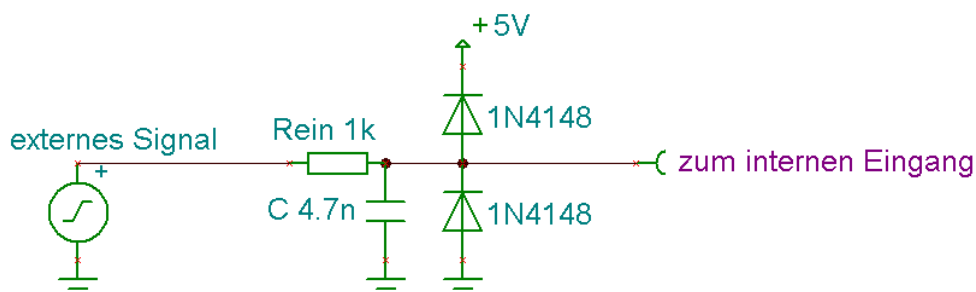
Als Massnahmen haben sich bewährt:

- Block-Kondensatoren ($\sim 10\text{nF}$, keramisch), welche in unmittelbarer Nähe jedes ICs platziert werden
- Ground-Plate für den Digital-Ground. Jede nicht anderweitig benötigte Fläche auf dem Print wird als Fläche ausgeführt und mit dem Digital-Ground verbunden. Dadurch sinkt die Induktivität und Resistivität der Ground-Leitung drastisch ab.
- Analog-Ground (falls vorhanden) separat führen und nur an einer einzigen Stelle mit dem Digital-Ground verbinden. Dadurch kann übersprechen der digitalen Taktfrequenz auf das Analog-Signal weitgehend verhindert werden.
- Spannungsstabilisierung für Digital- und Analog-Teil mit separaten Spannungsreglern

5.3. Schutz vor elektrostatischen Überspannungen

Elektrische Bauteile können durch Überspannung zerstört werden. Bei richtig ausgelegten Schaltungen kann die Überspannung nur über externe Anschlüsse in die Schaltung gelangen. Meist handelt es sich um elektrostatische Spannungen (ESD = electro-static discharge) oder um kurze Transienten, verursacht durch einen Schaltvorgang oder einen Blitzeinschlag in der Umgebung.

Besonders empfindlich sind hochohmigen Eingänge. Diese einfache Schaltung bietet einen guten Schutz und sollte für jeden externen Eingang vorgesehen werden, wenn keine speziellen Anforderungen gestellt werden.



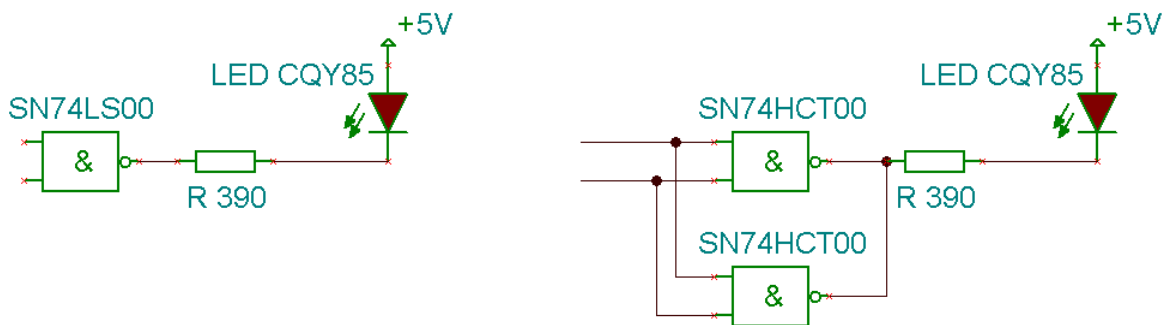
Rein = $1\text{k}\Omega$ ist ein guter Kompromiss: eine Überspannung in der Grössenordnung kV kann während einigen ms sicher abgeführt werden ohne die Dioden oder den Widerstand zu überlasten.

Der Kondensator C ist optional. Neben dem Schutz vor schnellen Transienten, kann er auch die Aufgabe eines **Anti-Aliasing-Filters** (1. Ordnung) vor dem Analog-Digital-Wandler übernehmen. Er muss für die gewünschte Frequenz ausgelegt werden $C = 1/(2\pi f \cdot R_{in})$.

Für digitale Eingänge und Ausgänge ist der Einsatz von **Optokopplern** der beste Schutz.

5.4. LED-Treiber

Die mit BJT aufgebauten Logik-ICs können gegen Ground (Ausgang „low“) einen 20-mal höheren Strom schalten, als gegen die Versorgungsspannung (Ausgang „high“). Deshalb werden Verbraucher an die Versorgungsspannung angeschlossen und invertiert angesteuert.



Die Durchlass-Spannung einer Leuchtdiode beträgt ca. 2V. Der Strom muss mittels Vorwiderstand begrenzt werden. Im Beispiel fließen 8mA durch die LED.

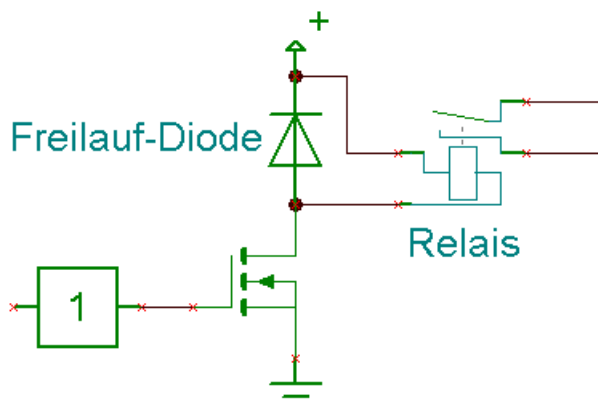
Mehrere CMOS-Ausgänge dürfen parallel geschaltet werden, wenn ein höherer Ausgangsstrom benötigt wird. Im Beispiel sollen 8mA durch die LED fließen. Da jeder HCT-Ausgang 4mA liefert, werden zwei Ausgänge parallel geschaltet.

Die saubere Lösung wäre, einen Treiber-IC einzusetzen, der genügend Strom liefern kann.

5.5. Relais-Treiber

Relais benötigen in der Regel mehr Spannung und Strom als ein μ Controller-Ausgang liefern kann. Ein n-Kanal-Anreicherungs-FET kann als Teiber eingesetzt werden. Da der FET invertiert, muss der μ Controller-Ausgang nicht invertiert werden.

Die UGS-Schwellspannung beträgt bei den meisten FETs 2...4V. Das Gate kann somit direkt von einem CMOS-Ausgang eines mit 5V betriebenen μ Controllers angesteuert werden. Die Pegel müssen auf Kompatibilität überprüft werden.



Freilauf-Diode ist obligatorisch

Das Relais ist eine induktive Last. Wenn an einer Induktivität ein Strom schnell ausgeschaltet wird, induziert dies eine hohe induktive Überspannung, welche den Transistor zerstören kann. Die Freilauf-Diode übernimmt nach dem Ausschalten des Transistors den Stromfluss, bis das Magnetfeld im Relais abgebaut ist. Die induzierte Spannung wird so auf die Dioden-Flussspannung begrenzt.

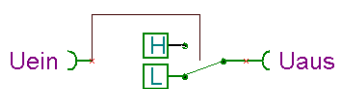
Das Relais ist nicht direkt am μ Controller angeschlossen. Es kann darum mit einer anderen Spannung betrieben werden.

Anstelle konventioneller Relais kann der Einsatz von **Halbleiterrelais** interessant sein. In diesem Fall sollen die application notes studiert werden.

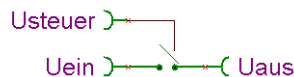
Es gibt auch **Treiber-ICs** mit integrierten Freilauf-Dioden, die direkt Relais ansteuern können.

5.6. Transmission-Gate = potentialfreier Schalter

In allen bisher besprochenen Schaltungen verbinden Transistoren den Ausgang entweder mit Ground oder der Versorgungsspannung. Der Ausgang geht auf „low“ resp. „high“ (Bild unten links).



Uein schaltet Uaus auf "low" oder "high"



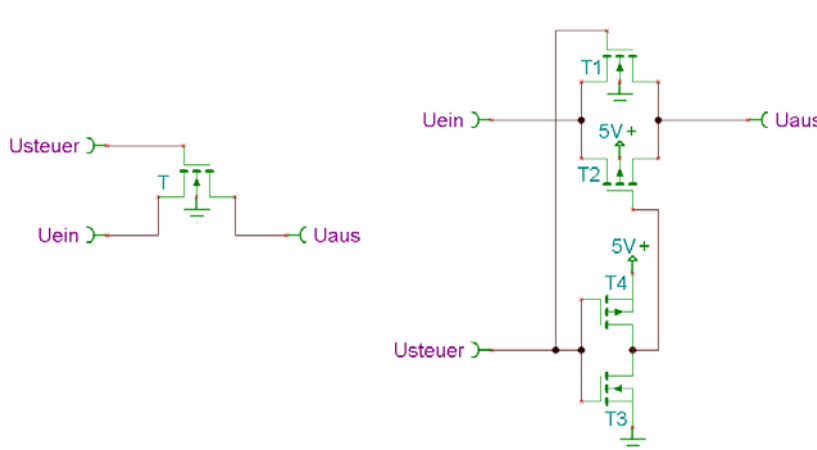
Usteuer "verbindet" Uein mit Uaus

Oft möchte man jedoch einen Schalter haben, der potenzialfrei arbeitet und wie ein mechanischer Schalter eine Verbindung zwischen zwei Anschlüssen öffnet oder schliesst (Bild oben rechts).

Ein einfacher Lösungsansatz besteht darin, einen n-Kanal-FET als Schalter zu verwenden (Bild unten links). Da das Gate vom Kanal isoliert ist, kann kein Strom vom Gate zu den beiden Anschlüssen „Uein“ und „Uaus“ fließen.

Für eine übersichtlichere Schreibweise soll die UGS-Schwellspannung 2V betragen. Damit lassen sich diese beiden Fälle unterscheiden:

- Schalter ist geöffnet (= der n-Kanal-FET sperrt), wenn diese Bedingung erfüllt ist:
 $U_{steuer} - 2V < U_{ein}$ && $U_{steuer} - 2V < U_{aus}$
 Z.B. $U_{steuer} = 0$: der n-Kanal-FET sperrt für alle U_{ein} im Bereich 0...5V
- Schalter ist geschlossen (= der n-Kanal-FET leitet), wenn diese Bedingung erfüllt ist:
 $U_{steuer} - 2V > U_{ein}$ || $U_{steuer} - 2V > U_{aus}$
 Z.B. $U_{steuer} = 5V$: der n-Kanal-FET leitet nur für U_{ein} im Bereich 0...3V, aber nicht für U_{ein} im Bereich 3...5V.



Um U_{ein} im Bereich 3...5V ebenfalls abdecken zu können, wird ein komplementärer p-Kanal-FET T2 parallel zum n-Kanal-FET T1 geschaltet (Bild oben rechts).

Der p-Kanal-FET T2 muss allerdings mit umgekehrter Polarität wie der n-Kanal-FET T1 angesteuert werden. Deshalb muss das Steuersignal mit Hilfe von T3 und T4 invertiert werden.

Das Transmission-Gate arbeitet als potenzialfreier Schalter. Es ist deshalb auch geeignet für das Schalten analoger Signale.

Die Eingangs-Spannung muss immer innerhalb der Versorgungs-Spannung liegen.

5.7. Universelle Input-Output-Schaltung eines μ -Controllers

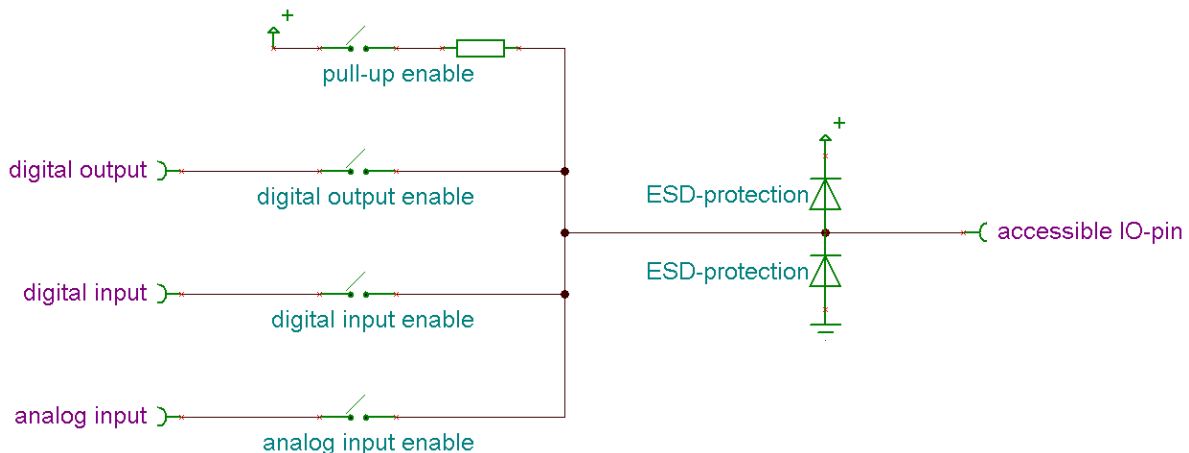
Viele μ Controller haben einige frei programmierbare IO-Anschlüsse.

Ein μ Controller-Pin (Bezeichnung im untenstehenden Schema: accessible IO-pin) kann mittels programmierbaren enable-Bits konfiguriert werden als:

- Digitaler Ausgang
 - Digitaler Eingang
 - ohne pull-up-Widerstand
 - mit pull-up-Widerstand
- Analoger Eingang

Das Signal wird zum im μ Controller integrierten Analog-Digital-Wandler geschaltet. Ein Anti-Aliasing-Filter muss extern vorgesehen werden.
- Analoger Ausgang

ist in der Regel nicht verfügbar. Als einfache aber langsame Alternative zu einem externen Digital-Analog-Wandler kann im μ Controller ein PWM-Signal (pulse-width-modulation) erzeugt und via Digitalen Ausgang ausgegeben werden. Ein anschliessendes RC- Tiefpass-Filter kann als Rekonstruktions-Filter die analoge Mittelwert-Bildung übernehmen.



Ein rudimentärer ESD-Schutz ist durch die integrierten Dioden (oder eine äquivalente Schaltung) gegeben. Für nach aussen geführte Anschlüsse ist dieser ungenügend und es müssen geeignete Schutz-Schaltungen oder Optokoppler eingesetzt werden.

6. Lernziele

- Sie können BJT- und FET-Inverter-Stufen interpretieren.
- Sie können von BJT- und FET-Schaltungen ausrechnen wie viel Strom sie im „low“- und im „high“-Zustand liefern können.
- Sie können von BJT- und FET-Schaltungen die sicheren Schaltschwellen und die zugehörigen Eingangsströme berechnen.
- Sie können für eine bestimmte Schaltung die worst-case-Bedingungen aus den Datenblättern herauslesen und die Schaltungen danach dimensionieren.
- Sie können Treiberschaltungen für Verbraucher bis ca. 10W Leistung entwerfen und dimensionieren.
- Sie kennen die Design-Regeln für störungsarme Print-Layouts.
- Sie kennen je zwei Schutzmöglichkeiten für digitale Ein- und Ausgänge.
- Sie kennen die Möglichkeiten und den Aufbau eines universellen IO-Anschlusses eines μ Controllers.
- Sie können erklären wieso Schottky-Dioden und Gegentakt-Endstufen die Schaltung schneller machen.
- Sie wissen, wieso npn-BJT schneller sind als pnp-BJT und n-Kanal-FET schneller als p-Kanal-FET.
- Sie können die Funktionsweise einer Freilaufdiode erklären.
- Routine erlangen beim Konsultieren von Datenblättern.

7. Übungsaufgaben

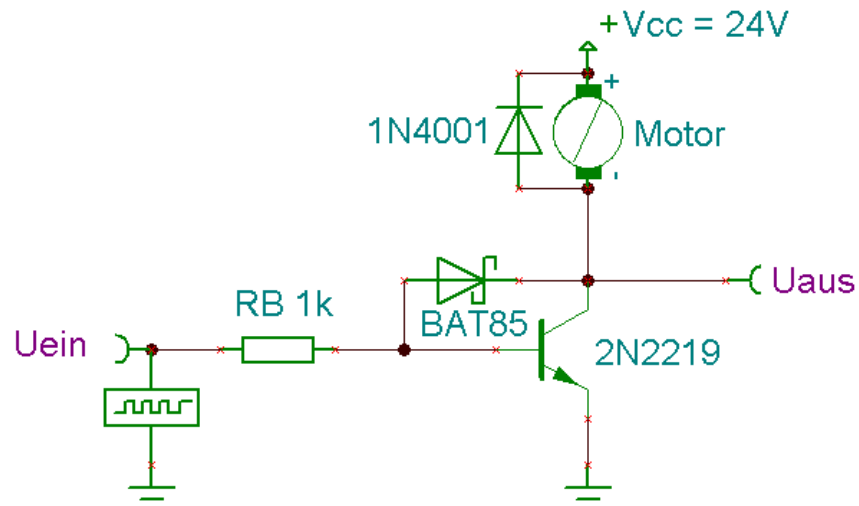
Online-Datenblätter elektronischer Bauteile: www.datasheetcatalog.com/

Motor-Ansteuerung

Gegeben

Daten des Motors: 24Vdc, 500mA

Ausgang μ Controller: HCT-Technologie



Schema der Schaltung:

Gesucht

- Ist der vorgeschlagene Transistor geeignet? Überprüfen Sie anhand des Datenblatts, ob die maximal zulässigen Werte für Spannung, Strom und Leistung nicht überschritten werden.
- Parallel zum Motor liegt eine Freilauf-Diode. Ist die Polarität wie eingezeichnet richtig?
- Ist der vorgeschlagene Typ für die Freilauf-Diode geeignet (Datenblatt konsultieren)?
- Beim Transistor ist eine Schottky-Diode vorgesehen. Überprüfen Sie anhand des Datenblatts, ob diese Diode eingesetzt werden darf.
- Die Schottky-Diode wäre nicht unbedingt nötig. Welche Vor- und Nachteile ergeben sich, wenn sie eingesetzt wird. Ist sie in dieser Anwendung sinnvoll?
- Wie gross ist der notwendige Basis-Strom? Kann ein HCT-Baustein diesen Strom liefern? Falls nein, welche Massnahmen können getroffen werden?
- Welcher Widerstandswert muss für den Basis-Widerstand RB gewählt werden?
- Welche Baugrösse wird für den Basis-Widerstand RB benötigt (1/8, 1/4, 1/2 oder 1W)?
- Könnte anstelle des BJT auch ein FET verwendet werden?

Musterlösung

- Angaben aus dem Datenblatt 2N2219: $U_{CE} < 30V$, $I_C < 0.8A$, $P_{tot} < 0.8W$
Benötigt: $U_{CE} = 24V + 0.7V$ (Diode), $I_C = 0.5A$, $P_{tot} = I_C \cdot U_{CEsatt} = 0.5A \cdot 0.1V = 0.05W$
Der Transistor eignet sich für diese Anwendung.
- Die Polarität der Freilauf-Diode ist richtig. Sie übernimmt den Strom der Motoren-Induktivität, wenn der Transistor ausschaltet. Wenn der Transistor leitet, muss die Diode sperren, sonst entstünde ein „Kurzschluss“ über der Speisung.

- Diese Diode kann als Freilauf-Diode eingesetzt werden. Sie hält 50V Sperrspannung und 1A Durchlassstrom aus.
- Die Schottky-Diode hält 30V Sperrspannung und 0.2A Durchlassstrom aus. Die Schottky-Diode muss nur den überschüssigen Basis-Strom (ca. 10mA) aufnehmen. Sie darf eingesetzt werden.
- Vorteile der Schottky-Diode: Der Transistor schaltet viel schneller aus.
Nachteil: Sättigung des Transistors wird verhindert: $U_{CE} = 0.4V$ statt $0.1V$.
Die Schottky-Diode ist nicht angebracht, da der Motor um Größenordnungen langsamer reagiert als der Transistor.
- Bei $I_C = 500mA$ beträgt das minimale β gemäss Datenblatt 30. $I_{Bmax} = I_C/30 = 17mA$. Ein Standard-HCT-Ausgang kann nur 4mA liefern. Abhilfe: Treiber-IC verwenden, der genügend Strom liefert, 4 Standard-HCT-Ausgänge parallel schalten, einen Darlington-BJT ($\beta_{min} \sim 1000$) verwenden oder einen FET anstelle des BJT.
- $R_{Bmax} = (U_{HCTmin} - U_{BEmax})/I_{Bmax} = (3.84V - 0.8V)/17mA = 179\Omega$. Wahl 150Ω
- Leistung an RB: $P_{max} = (U_{HCTmax} - U_{BEmin})^2/R_B = (5V - 0.6V)^2/150\Omega = 129mW$. Ein 1/8-Watt-Widerstand ist ausreichend.
- Ja, ein FET ist vorteilhaft. Ein FET braucht keine Ansteuerleistung und man kann einen normalen HCT-Ausgang verwenden.

Print-Layout

Fragen

- Kann auf Block-Kondensatoren bei jedem IC verzichtet werden, wenn bei Digital-Schaltungen ein Ground-Plate verwendet wird?
- Ist es vorteilhaft, wenn auf beiden Seiten des Prints ein Ground-Plate vorhanden ist?
- μ Controller haben oft ein quadratisches Gehäuse. In der Mitte jeder Seite sind Anschlüsse für Ground und Speisespannung vorhanden. Müssen alle IC-Anschlüsse kontaktiert werden? Braucht es auf jeder Seite des μ Controllers einen Block-Kondensator?

Antworten

- Die Stromspitzen, welche beim Umschalten der Transistoren entstehen, erzeugen in den Speise-Leitungen des ICs einen induktiven Spannungsabfall. Ein Ground-Plate weist gegenüber einer Leiterbahn eine viel geringere Induktivität auf und die induzierte Spannungsspitze ist deshalb gering. Das Ground-Plate verhindert allerdings nicht, dass in der Speisespannungs-Leiterbahn eine Spannungsspitze induziert wird, welche die Funktion des ICs stören kann. Zusammengefasst: Das Ground-Plate garantiert, dass auf dem ganzen Print das Ground-Potenzial „gleich“ ist. Die Block-Kondensatoren sind in jedem Fall notwendig, um Spannungsspitzen auf der Versorgungsspannung bei den ICs zu vermeiden. Ein praktikabler Kompromiss ist es, einen Kondensator für zwei benachbarte ICs zu verwenden.
- Die beste Lösung ist möglichst viele Leiterbahnen auf eine Printseite zu legen, damit auf der anderen Seite ein fast vollflächiges Ground-Plate möglich ist.
- Im Prinzip reicht es die Speisung auf einer IC-Seite zu kontaktieren. Jedoch ist zu bedenken, dass durch induzierte Spannungsspitzen verursachte Fehler in Logik-Schaltungen sporadisch (und damit kaum reproduzierbar) auftreten, was die Fehlersuche extrem langwierig macht. Wenn alle IC-Seiten kontaktiert und abgeblockt werden, ist man (mit geringem Aufwand) auf der sicheren Seite. Auf jeden Fall müssen die application notes konsultiert werden.

Kompatibilität zwischen 74LSxx und 74HCTxx

Fragen

- Kann ein 74LSxx-Eingang an einen 74HCTxx-Ausgang angeschlossen werden?
- Kann ein 74HCTxx-Eingang an einen 74LSxx-Ausgang angeschlossen werden?

Antworten

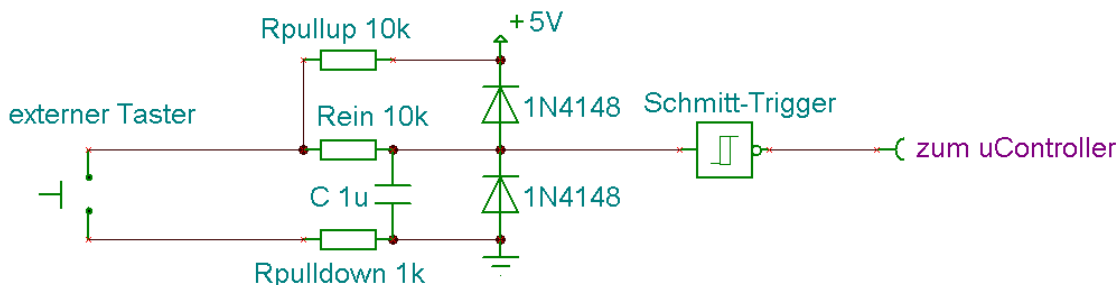
- Ja, die Spannungspegel sind kompatibel. Es können maximal 10 74LSxx-Eingänge an einen 74HCTxx-Ausgang angeschlossen werden (begrenzt durch den maximalen Ausgangsstrom).
- Ja, die Spannungspegel sind kompatibel. Da ein 74HCTxx-Eingang praktisch keinen Strom benötigt, können sehr viele an einen 74LSxx-Ausgang angeschlossen werden.

ESD-Schutz und Entprellung für µController mit externem Taster

Aufgabe

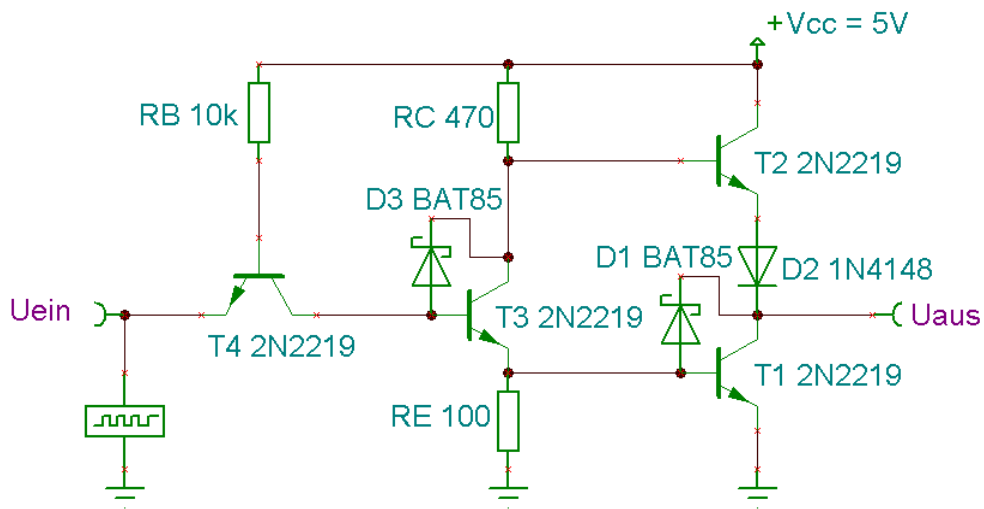
- Ein externer Taster soll über eine Leitung an einem digitalen Eingang des µControllers angeschlossen werden. Gesucht ist eine Schaltung, die einen zuverlässigen ESD-Schutz bietet.
- Mechanische Taster prellen, d.h. beim Betätigen schliesst/öffnet der mechanische Kontakt während einiger ms mehrmals. Damit in der Software nur ein Tastendruck detektiert wird, muss der Schalter entprellt werden. Welche Schaltung ist dazu geeignet?

Musterlösung



- Der Schmitt-Trigger-Eingang ist von ESD-Einflüssen der oberen Taster-Leitung durch den Widerstand Rein und die Dioden geschützt.
- ESD-Einflüsse auf die 5V-Speisung und den GND werden durch die Widerstände Rpullup resp. Rpulldown auf unschädliche Werte verringert.
- Bei geöffnetem Taster, wird der Kondensator über die Widerstände Rpullup und Rein auf 5V aufgeladen = „high“.
- Bei geschlossenem Taster wird der Kondensator auf $5V \cdot 1k\Omega / (1k\Omega + 10k\Omega) = 0.45V$ entladen = „low“.
- Der Kondensator dient dem Entprellen des Tasters. Die hier eingestellte Verzögerung beträgt ca. 20ms
- Der Schmitt-Trigger hat eine Hysterese, die einen sauberen Pegel-Wechsel garantiert.
- Auf den Kondensator und den Schmitt-Trigger kann verzichtet werden, wenn Software-mässig entprellt wird.
- Einsatz eines Optokopplers ist nur sinnvoll, wenn beim Taster eine Spannungsquelle vorhanden ist.

TTL-Inverter: Spannungen und Ströme



Aufgabe

Hinweis: Nehmen Sie für leitende Dioden und leitende Transistoren $U_{BE} = 0.7V$ und für Schottky-Transistoren $U_{CE} = 0.4V$ an. Für die Stromverstärkung β kann als typischer Wert 100 und als minimaler Wert 30 (Exemplarstreuung) angenommen werden.

- Welcher Ausgangsstrom (Last gegen Ground) kann bei $U_{aus} = 3V$ und $U_{ein} = 0V$ garantiert werden? Und wie gross ist der Eingangsstrom?
- Welcher Ausgangsstrom (Last gegen +5V) kann bei $U_{aus} = 0.4V$ und $U_{ein} = 3V$ garantiert werden? Und wie gross ist der Eingangsstrom?
- Wieviele solche Eingänge könnten an einen Ausgang angeschlossen werden?

Musterlösung

- Der Transistor T3 leitet nicht, da $U_{ein} = 0V$ ist. Damit kann auch T1 nicht leiten. Einzig T2 leitet.
 $U_{aus} = 3V$ (gemäss Aufgabenstellung)
 $U_E(T2) = U_{aus} + U(D2) = 3.7V$
 $U_B(T2) = U_E(T2) + U_{BE}(T2) = 4.4V$
 $U(RC) = 5V - U_B(T2) = 0.6V$
 $I(RC) = U(RC)/RC = 0.6V/470\Omega = 1.3mA = I(RC)$ (da T3 nicht leitet)
 $I_C(T2) = \beta_{min} \cdot I_B(T2) = 30 \cdot 1.3mA = 38mA$ (β_{min} , da der garantierte Strom gesucht ist)
 $I_E(T2) = I_C(T2) + I_B(T2) = 40mA = I_{aus}$
 $I_{aus} = 40mA$
 $U(RB) = 5V - U_{BE}(T4) = 5V - 0.7V = 4.3V$
 $I(RB) = U(RB)/RB = 4.3V/10k\Omega = 0.4mA = I_{ein}$
 $I_{ein} = 0.4mA$
- Die Transistoren T1 und T3 leiten voll, da $U_{ein} = 3V$ ist. T2 sperrt.
 $U_B(T1) = U_{BE}(T1) = 0.7V = U(RE) = U_E(T3)$
 $U_B(T3) = U_E(T3) + U_{BE}(T3) = 0.7V + 0.7V = 1.4V$
 $U_B(T4) = U_B(T3) + U_{BC}(T4) = 1.4V + 0.7V = 2.1V$
T4 arbeitet nicht als Transistor, da die Polarität der Collectors falsch ist. Die BE- und BC-Dioden wirken wie zwei unabhängige Dioden.
 $U(RB) = 5V - U_B(T4) = 5V - 2.1V = 2.9V$
 $I(RB) = U(RB)/RB = 2.9V/10k\Omega = 0.3mA = I_B(T3)$
T3 leitet voll.

$U_C(T3) = U_E(T3) + U_{CE}(T3) = 0.7V + 0.4V = 1.1V$
 $U(RC) = 5V - U_C(T3) = 5V - 1.1V = 3.9V$
 $I(RC) = U(RC)/RC = 3.9V/470\Omega = 8.3mA = I_C(T3)$
 $I_E(T3) = I_C(T3) + I_B(T3) = 8.3mA + 0.3mA = 8.6mA$
 $I(RE) = U(RE)/RE = 0.7V/100\Omega = 7mA$
 $I_B(T1) = I_E(T1) - I(RE) = 9mA - 7mA = 1.6mA$
 $I_C(T1) = \beta_{min} \cdot I_B(T1) = 30 \cdot 1.6mA = 48mA$ (β_{min} , da der garantierte Strom gesucht ist)
laus = $I_C(T1) = 48mA$
 Da $U_B(T4) < U_{ein} \Rightarrow$ die BE-Diode von T4 sperrt $\Rightarrow I_{ein} = 0$
lein = 0

- $I_{ein}(\text{„low“})/I_{aus}(\text{„low“}) = 48mA/0.4mA = 120$
 $I_{ein}(\text{„high“})/I_{aus}(\text{„high“}) = 40mA/0 = \infty$
 Ein Ausgang kann garantiert 120 Eingänge ansteuern

Störspannungsabstand digitaler Standard-Signale

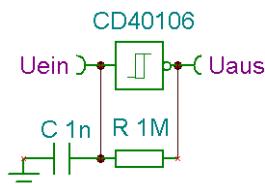
Aufgabe

- Wie gross ist der Störspannungsabstand der 74LSxx-Familie für den „low“-Pegel?
- Wie gross ist der Störspannungsabstand der 74LSxx-Familie für den „high“-Pegel?

Lösung

- Störspannungsabstand(„low“) = $U_{aus}(\text{„low“}) - U_{ein}(\text{„low“}) = 0.8V - 0.4V = 0.4V$
- Störspannungsabstand(„high“) = $U_{aus}(\text{„high“}) - U_{ein}(\text{„high“}) = 2.4V - 2.0V = 0.4V$

Low-Power-Oszillator

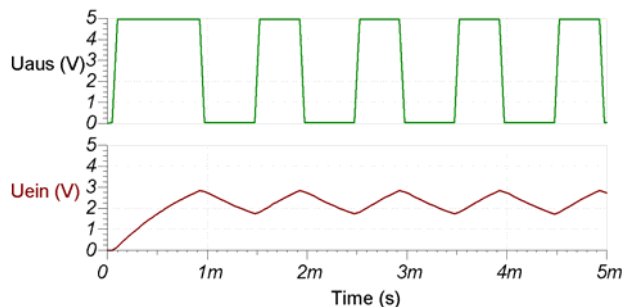


Aufgabe

- Wie sehen die Kurven-Formen am Ein- und Ausgang des Schmitt-Triggers aus?
- Wie hoch ist Oszillator-Frequenz?
- Wie viel Strom nimmt die Schaltung auf?

Lösung

- Der Schmitt-Trigger-Ausgang ist ein Rechteck. Über den Widerstand wird der Kondensator ge- resp. entladen und es entsteht ein **Stück einer Exponential-Funktion**.



Im Diagramm sieht man, wie der Oszillator beim Einschalten der Speisung anschwingt.

- Gemäss Datenblatt betragen die Umschaltsschwellen des Schmitt-Triggers typisch 1.4V und 3.6V. Unbelastete CMOS-Ausgänge schalten fast bis an die Versorgungsspannung. Durch den Widerstand fliesst durchschnittlich $2.5V/1M\Omega = 2.5\mu A$. Der Kondensator muss also um 2.2V umgeladen werden. Die Formel für die Kondensator-Ladung lautet: $Q = I \cdot \Delta t = C \cdot \Delta U$
 $\Delta t = C \cdot \Delta U / I = 1nF \cdot 2.2V / 2.5\mu A = 0.88\mu s$
Zwei Umladevorgänge ergeben eine Periode. Also $f = 1 / (2 \cdot \Delta t) = \mathbf{568Hz}$
In der Simulation beträgt die Frequenz aber 1kHz. Das liegt daran, dass die Schaltschwellen des Schmitt-Triggers einer grossen Exemplar-Streuung unterliegen. Das Exemplar aus der Simulation hat z.B. Schaltschwellen bei 1.8V und 2.9V. Der Kondensator muss lediglich um 1.1V umgeladen werden, was die Frequenz von 1kHz erklärt.
Anmerkung: Die Formel $Q = I \cdot \Delta t$ gilt nur, wenn der Strom konstant ist. Korrekterweise müsste mit dem Integral über eine Exponential-Funktion gerechnet werden.
- Der Strom durch den Widerstand beträgt $2.5\mu A$. Wenn der Ausgang positiv ist, wird dieser Strom von der Speisung bezogen, wenn der Ausgang negativ ist, fliesst er zum Ground: Mittelwert = $1.25\mu A$
Der IC nimmt $1\mu A$ Ruhestrom auf
Die „Power Dissipation Capacity“ ist ein Mass für die Ladung, die beim Umschalten des Ausgangs verbraucht wird. Im Datenblatt wird sie mit 14pF angegeben.
Entsprechender Strom $I = C \cdot \Delta U / \Delta t = C \cdot \Delta U \cdot f = 14pF \cdot 5V \cdot 1kHz = 70\mu A$
Total benötigt die Schaltung also **$72\mu A$ oder $0.4mW$** .

8. Literaturhinweise und Software

Hering, Ekbert, Bressler, Klaus, Gutekunst, Jürgen
Elektronik für Ingenieure und Naturwissenschaftler
Springer-Verlag, 675 Seiten, Fr. 76.-
ISBN-10: 3-540-24309-7, ISBN-13: 9783540243090

Ralf Kories, Heinz Schmidt-Walter
Taschenbuch der Elektrotechnik
Verlag Harri Deutsch, 752 Seiten, Fr. 50.-
ISBN-10: 3-8171-1793-0, ISBN-13: 9783817117932

www.elektronik-kompodium.de/

Das Elektronik-Kompodium ist ein umfangreiches, leicht verständliches Online-Nachschlagewerk.

Online-Datenblätter elektronischer Bauteile: www.datasheetcatalog.com/

TINA Design Suite v7, Das komplette Elektroniklabor

Analyse, Design & Echtzeit-Test von analogen, digitalen, VHDL- und gemischten elektronischen Schaltkreisen und deren Layouts.

Windows-SW, Schüler-Version 59€, www.tina.com/

LTspice/SwitcherCAD III

is a high performance Spice III simulator, schematic capture and waveform viewer with enhancements and models for easing the simulation of switching regulators.

Windows- und Linux-SW, gratis Download, vom Halbleiter-Hersteller Linear Technology,
www.linear.com/designtools/software/