Praktikum

Bestimmung der Lebensdauer kosmischer Myonen
Elektronik

Markus Friedl

7. Oktober 2012

Inhaltsverzeichnis

1 Elektronik **2**
1.1 Einleitung 2
1.2 Elektronische Bauelemente 2
1.2.1 Passive Bauelemente 3
1.2.2 Aktive Bauelemente 8
1.3 Signalausbreitung 14
1.3.1 Signal-Laufzeit 15
1.3.2 Reflexionen 16
1.3.3 Übungsaufgaben 17
1.4 NIM-Elektronik 18
1.4.1 Gebräuchliche NIM-Module 19
1.4.2 Übungsaufgaben 21

Kapitel 1

Elektronik

1.1 Einleitung

Historische Experimente in der Teilchenphysik verwendeten analoge Methoden, beispielsweise die menschliche Beobachtung von Funkenkammern oder die Aufzeichnung von Blasenkammer-Experimenten auf Filmen. Die Mikroelektronik hielt schon bald Einzug in die Teilchenphysik und seit den 1980er-Jahren sind die dortigen Experimente immer computergesteuert und verwenden elektronische Auslese.

Dieser Teil des Praktikums dient dazu, ein grundlegendes Verständnis für die beim Myonen-Experiment verwendete Elektronik zu erlangen, denn auch unser Experiment wird per Computer gesteuert und verwendet standardisierte Elektronik-Einschübe, die weltweit in der Teilchenphysik eingesetzt werden.

1.2 Elektronische Bauelemente

Elektronische Bauelemente werden in *passive* und *aktive* unterteilt. Erstere sind solche, die keine Verstärkung aufweisen und auch nicht gesteuert sind, dazu zählen Widerstände, Kondensatoren, Spulen (Induktivitäten) und Dioden. Typische aktive Bauelemente hingegen sind Transistoren, Operationsverstärker, aber auch Relais oder Optokoppler.

Man kann Bauteile auch nach dem Grad der Abstraktion einteilen, sprich in *ideale* oder *reale*. Ideale Bauelemente verhalten sich exakt nach der mathematischen Beschreibung, während reale stets (unerwünschte) parasitäre Komponenten beinhalten. So hat etwa ein realer Widerstand eine Serien-Induktivität, die je nach Bauform von vernachlässigbar klein (z.B. SMD-Widerstand) bis signifikant (gewickelter Drahtwidertand) ausfallen kann. Ebenso sind in der Realität stets (parallele) Streukapazitäten im Spiel. Da Kapazitäten und Induktivitäten jedoch frequenzabhängig wirken, müssen diese in der Regel erst bei hohen Frequenzen (typischerweise MHz-Bereich)

berücksichtigt werden.

In der Praxis sind Kohleschicht-Widerstände und Keramik-Kondensatoren nahe am Ideal, wohingegen Spulen immer einen Ohmschen Anteil (Serienwiderstand) besitzen, der meist nicht vernachlässigbar ist. Deshalb versucht man in elektronischen Schaltungen Induktivitäten zu vermeiden, sofern sich die Schaltung auch mit Kondensatoren realisieren lässt. In den Übungen werden wir Hoch- und Tiefpässe in beiden Varianten realisieren und werden somit die Unterschiede beurteilen können.

Ein weiteres Unterscheidungsmerkmal von Bauteilen ist die *Linearität*. Widerstände, Kondensatoren und Spulen sind (annähernd) lineare Bauteile, während etwa Dioden eindeutig nichtlinear sind. Beim Betrieb mit Wechselspannungen erzeugen nichtlineare Bauteile Oberschwingungen, was etwa im Falle von Audiosignalen meist unerwünscht ist (Verzerrungen, Klirrfaktor).

Bauteile kann man auch nach deren Bauform unterscheiden in *diskrete* und *integrierte*. Bei ersteren sind die einzelnen Funktionen tatsächlich als Einzel-Objekte (mit zwei oder mehr Anschlüssen) ausgeführt, während integrierte Bauelemente auf einer Baugruppe oder einem Chip zusammengefasst sind und damit eine komplexe Schaltung darstellen.

1.2.1 Passive Bauelemente

Widerstände, Kondesatoren und Spulen sind die grundlegenden passiven Bauelemente, die sich mathematisch sehr einfach beschreiben lassen. Dioden kann man ebenfalls in diese Gruppe einordnen, wobei es Ausnahmen gibt (Tunneldioden können aufgrund ihrer speziellen Kennlinie als hochfrequente Verstärker eingesetzt werden).

Übertragungsfunktion und Bode-Diagramm

Aus der Kombination von Widerstand (frequenzunabhängig) und Kondensator oder Spule (frequenzabhängig) lassen sich Schaltungen zusammenstellen, die einen nichtkonstanten Frequenzgang haben. Das bedeutet, dass die Amplitude der Ausgangsspannung nicht nur von der Amplitude der Eingangsspannung abhängt, sondern auch von deren Frequenz. Signale, die keinem monotonen Sinus entsprechen, lassen sich über Fourier-Analyse stets auf ein Frequenzgemisch zurückführen und somit wiederum der so genannten *Übertragungsfunktion* zuführen:

$$G(f) = \frac{V_{out}(f)}{V_{in}(f)} \tag{1.1}$$

Diese beschreibt in Abhängigkeit der Frequenz f, wie sich Ausgangs- (V_{out}) zu Eingangsspannung (V_{in}) verhält und gilt natürlich nur für lineare Systeme. (Allgemeiner gilt die Übertragungsfunktion im Laplace-Bereich mit

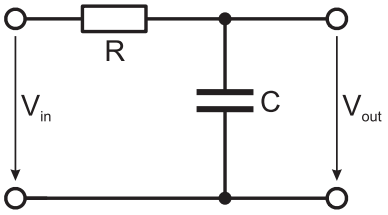


Abbildung 1.1: Tiefpass mit Widerstand (R) und Kondensator (C).

$s = \delta + j2\pi f$; für unsere Zwecke genügt jedoch die obige Betrachtung mit Fourier-Transformation.)

Betrachten wir einen Tiefpass mit Widerstand (R) und Kondensator (C) wie in Abbildung 1.1 gezeigt. In dieser und ähnlichen Anordnungen lässt sich die Übertragungsfunktion durch Anwendung der Spannungsteiler-Regel ermitteln. Dabei muss für Kondensatoren bzw. Spulen deren jeweiliger frequenzabhängiger Blindwiderstand eingesetzt werden:

$$X_C = \frac{1}{j2\pi fC} \quad \text{bzw.} \quad X_L = j2\pi fL \tag{1.2}$$

Nachdem der Blindwiderstand eine imaginäre Größe ist, wird im allgemeinen auch die Übertragungsfunktion komplex und lässt sich daher nach Betrag und Phase aufspalten. Der Betrag gibt dabei das Verhältnis zwischen den Amplituden (Ausgang/Eingang) wieder, während die Phase die Verschiebung derselben zwischen Ausgang und Eingang beschreibt.

Übertragungsfunktionen werden oft als *Bode-Diagramm* dargestellt. Dieses beinhaltet (übereinander) zwei Plots mit gleicher x-Achse, welche die Frequenz (oder Kreisfrequenz) logarithmisch aufträgt. Eine Kurve stellt den betragsmässigen Frequenzgang (logarithmisch) auf der y-Achse dar, die andere den Verlauf der Phase. Die y-Achse des Betrags wird meist im logarithmischen Dezibel-Verhältnismaß angegeben, wobei 20 dB einer Dekade entspricht:

$$G[dB] = 20\log_{10}(G[1]) \tag{1.3}$$

Dadurch wird die y-Achse im Dezibel-Maß linear. Abbildung 1.2 zeigt beispielhaft das Bode-Diagramm eines Tiefpasses mit einer Grenzfrequenz von 100 Hz. Die Grenzfrequenz ist genau dort erreicht, wo Blindwiderstand und Ohmscher Widerstand dem Betrag nach gleich groß sind. Dank doppellogarithmischer Darstellung kann der Betrags-Frequenzgang durch zwei Geraden angenähert werden und der Abfall oberhalb der Grenzfrequenz ist -20 dB pro Frequenz-Dekade. Die Änderung der Steigung im Betrag geht mit einer Änderung der Phase um $-90°$ einher – beides geht natürlich nicht sprunghaft, sondern schleifend.

Die Situation ist ganz ähnlich bei Realisierung eines Tiefpasses mit Widerstand und Spule (RL); analog lässt sich auch ein Hochpass beschreiben.

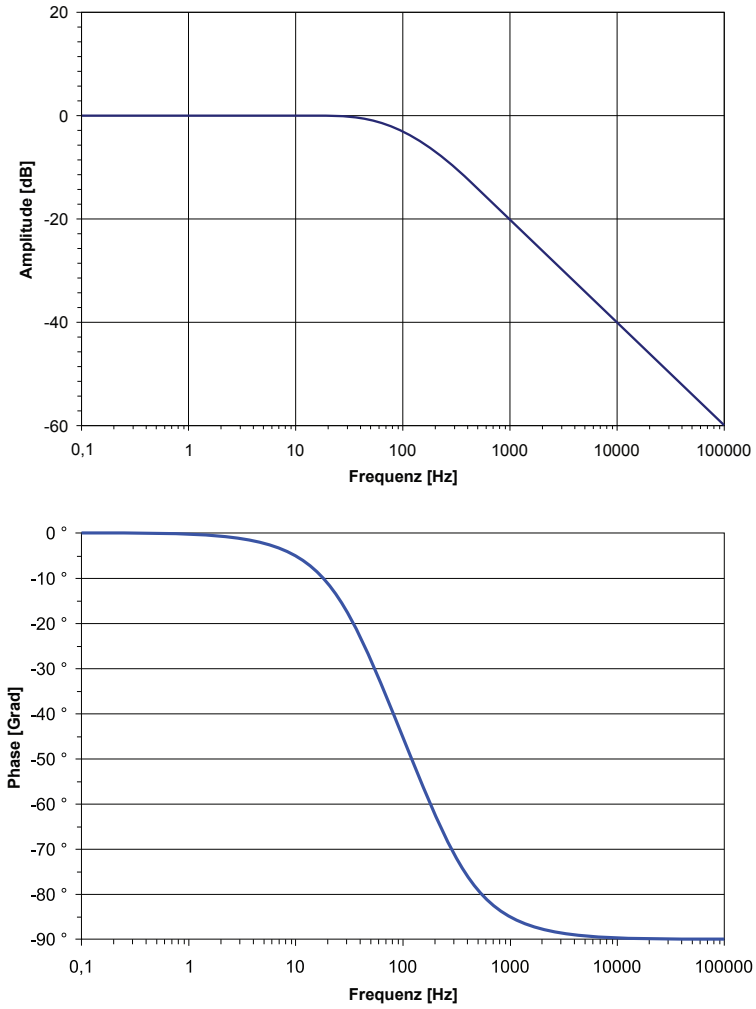


Abbildung 1.2: Bodediagramm eines Tiefpasses mit einer Grenzfrequenz von 100 Hz.

Wie der Name suggeriert, blockiert dieser tiefe Frequenzen und lässt hohe ungehindert passieren, dementsprechend ist also der Frequenzgang im Vergleich zum Tiefpass an der Frequenzachse gespiegelt.

Kombiniert man Kondensator und Spule in einer Schaltung, so entsteht ein System zweiter Ordnung, das grundsätzlich schwingungsfähig ist. Je nach Anordnung spricht man von Parallel- oder Serienschwingkreis. In beiden Fällen kann es Resonanzüberhöhungen geben, wodurch Strom oder Spannung zwischen den beiden Bauelementen deutlich höher sein können als die von außen eingeprägten Werte. Diese Überhöhung ist stark von der Dämpfung abhängig, die in der Praxis auf jeden Fall durch den Ohmschen Anteil der Spule, eventuell auch noch durch andere Widerstände gegeben ist. Nimmt die Dämpfung überhand, kann es auch passieren, dass das System seine Schwingungsfähigkeit gänzlich verliert (Kriechfall).

Der Frequenzgang eines Serienschwingkreises ist dem Tiefpass ähnlich, allerdings beträgt die Steigung oberhalb der Resonanzfrequenz (dort, wo Kondensator und Spule betragsmäßig den gleichen Blindwiderstand haben) hier $-40\,\mathrm{dB/Dekade}$, weil es sich um ein System zweiter Ordnung handelt. Dementsprechend ändert sich auch die Phase nicht bloß um $-90°$, sondern um $-180°$. Bei der Resonanzfrequenz kann – je nach Dämpfung – eine Überhöhung zu Tage treten oder auch nicht. Schwach gedämpfte Systeme zeigen eine signifikante Überhöhung in einem engen Frequenzbereich.

Sprungantwort

Im Gegensatz zu den bisherigen Überlegungen im Frequenzbereich lassen sich die beschrieben Schaltungen, also Tiefpass, Hochpass und Schwingkreis, natürlich auch im Zeitbereich betrachten. Ganz allgemein kann man Kondensator und Spule durch die Elementgleichungen

$$\text{Kondensator}: \quad I = C\frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t} \tag{1.4}$$

$$\text{Spule}: \quad V = L\frac{\mathrm{d}I}{\mathrm{d}t} \tag{1.5}$$

beschreiben und daraus Differentialgleichungen für die jeweilige Schaltung ableiten.

In der Praxis bestimmt man oft das Verhalten eines (auch unbekannten) Systems mit Hilfe der Sprungantwort, weil diese im Vergleich zu Messungen im Frequenzbereich deutlich einfacher zu ermitteln ist. Man legt dazu an den Eingang einen möglichst steilen Sprung von 0 auf 1 V (oder einen anderen Wert) an und misst den Spannungsverlauf am Ausgang. Der einzelne Sprung kann auch durch ein niederfrequentes Rechtecksignal ersetzt werden, sofern dessen Periodendauer deutlich größer als die im System vorhandenen Zeitkonstanten ist, also sämtliche Transienten ungestört einschwingen können.

Für den einfachen RC-Tiefpass ergibt sich für die Sprungantwort eine Exponentialfunktion im Zeitbereich (siehe Abbildung 1.3), die sich dem

Eingang asymptotisch mit der Zeitkonstante

$$\tau = RC = \frac{1}{2\pi f_g} \tag{1.6}$$

annähert. Die Zeitkonstante τ steht natürlich auch in Beziehung zu der im vorigen Abschnitt erwähnten Grenzfrequenz f_g, genauer gesagt ist sie die Inverse der Winkel-Grenzfrequenz. Ebenfalls exponentiell, jedoch abfallend, verläuft auch die Stromstärke: am Beginn ist der Kondensator ungeladen ($V_C = 0$), somit fließt der maximale Strom durch den Widerstand. Je höher die Spannung am Kondensator steigt, desto geringer wird der Strom und strebt asymptotisch gegen Null, wenn der Kondensator voll aufgeladen und somit auf gleicher Spannung wie der Eingang ist.

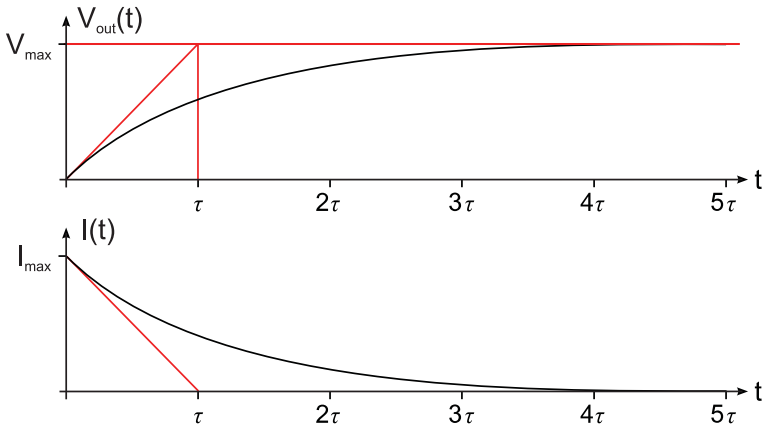


Abbildung 1.3: Zeitlicher Verlauf von Ausgangsspannung und Stromstärke am RC-Tiefpass bei Sprunganregung.

Eine einfache Methode, die Zeitkonstante experimentell zu messen, ist in Abbildung 1.3 angedeutet: legt man eine Tangente an den Beginn des exponentiellen Abfalls bzw. Anstiegs, so schneidet diese Tangente den asymptotischen Endwert nach genau einer Zeitkonstante. Mit diesem Verfahren kann am Oszilloskop recht schnell die Zeitkonstante mit hinreichender Genauigkeit bestimmt werden.

Übungsaufgaben

Messgeräte: Funktionsgenerator, Oszi+Tastkopf, Sinusgenerator, Multimeter, PC
Bauelemente: Widerstände 1 kΩ, 10 kΩ, Kondensatoren 1 nF, 10 nF, 100 nF, Spulen 470 μH, 10 mH
Weiters: Steckbrett ("Hirschmann"-Brett), Kabel-Adapter

1. Tiefpass RC

   (a) Baue einen Tiefpass mit 1 kΩ und 100 nF und betreibe ihn mit einer niederfrequenten Rechteck-Anregung aus dem Funktionsgenerator. Der Spannungsverlauf am Kondensator soll am Oszi dargestellt werden und mit theoretischen Überlegungen verglichen werden. Welche Rolle spielt der Innenwiderstand des Funktionsgenerators (50 Ω)?
   (b) Ermittle mittels Sinus-Anregung über einen geeigneten Frequenzbereich die Übertragungsfunktion im Frequenzbereich (Bode-Diagramm – nur Amplitude).

2. Hochpass RC
   (a) Detto, aber Hochpass aus denselben Bauelementen.
3. Tiefpass RL
   (a) Baue einen Tiefpass mit 1 kΩ und 10 mH und miss wie oben.
4. Hochpass RL
   (a) Detto, aber Hochpass aus denselben Bauelementen.
5. Serienschwingkreis LC
   (a) Baue einen Serienschwingkreis aus 470 μH und 1 nF (gegen Masse) und betreibe ihn wie gehabt mit niederfrequenter Rechteck-Anregung aus dem Funktionsgenerator. Der Spannungsverlauf am Kondensator soll am Oszi dargestellt werden und mit theoretischen Überlegungen verglichen werden. Welche Rolle spielt der Innenwiderstand des Funktionsgenerators (50 Ω)?
   (b) Anregung mit Sinusgenerator und Aufnahme der Übertragungsfunktion am PC (Programm *rs_smx*, Einstellungen: 0.1 . . . 10 MHz, Increment 1.02, Amplitude 2000 mV, Input channel siehe Oszi, Rest default)
6. Serienschwingkreis RLC
   (a) Detto, aber zusätzlich mit 1 kΩ in Serie. Welche Rolle spielt der Widerstand?
   (b) Detto.

1.2.2 Aktive Bauelemente

Zu den aktiven Bauelementen zählen all jene, die eine inherente Verstärkung besitzen, das sind beispielsweise Transistoren (bipolar und FET) und Operationsverstärker, oder eine Steuerfunktion besitzen wie etwa Relais oder Optokoppler. Gemeinsam ist diesen Bauteilen, dass sie in der einen oder anderen Form eine Energiezufuhr benötigen, um zu funktionieren.

Bipolartransistor

Der *Bipolartransistor* ist ein Halbleiter-Bauelement, dass sich aus drei abwechselnd p- und n-dotierten Zonen zusammensetzt. Dementsprechend gibt es die beiden Varianten NPN und PNP, die für unterschiedliche Polaritäten geeignet sind. Deren Schaltsymbole sind in Abbildung 1.4 dargestellt. Die drei Zonen werden als Kollektor (C), Basis (B) und Emitter (E) bezeichnet.

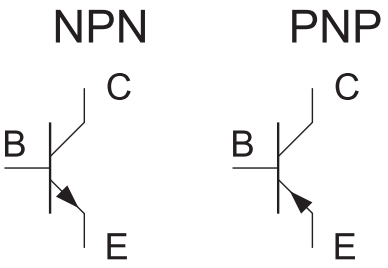


Abbildung 1.4: Schaltsymbole von Bipolartransistoren. Die Type (NPN oder PNP) wird durch die Richtung des Pfeils beim Emitter unterschieden.

Die Funktionsweise eines Bipolartransistors kann anschaulich über ein Wassersystem wie in Abbildung 1.5 dargestellt werden: über einen kleinen Basisstrom wird der viel größere Kollektorstrom gesteuert. Technisch gesehen bildet die Basis-Emitter-Strecke eine Steuerdiode und durch Anlegen einer Spannung in Vorwärtsrichtung fließt dort ein Strom. Nachdem aber die Basiszone sehr dünn ist, diffundieren viele Ladungsträger in den Kollektor, werden dort abgesaugt und bilden damit den wesentlich größeren Kollektorstrom, der dem Basisstrom proportional ist.

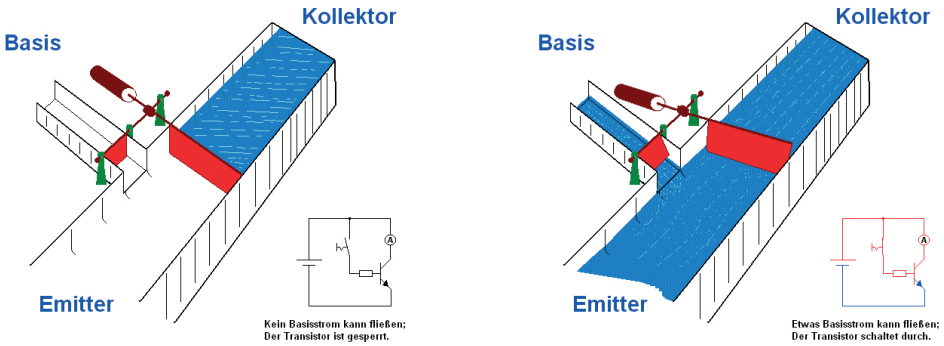


Abbildung 1.5: Analogiemodell des Bipolartransistors: ein kleiner Basisstrom steuert proportional den viel größeren Kollektorstrom.

Das Verhältnis zwischen Kollektor- und Basisstrom wird als Stromverstärkung $B = I_C/I_B$ bezeichnet und liegt bei Kleinsignaltransistoren typischerweise im Bereich von $100 \ldots 500$, bei Leistungstransistoren unter 100. In Wirklichkeit ist B keine Konstante, sondern hängt wiederum vom Kollektorstrom

ab. Darüber hinaus ist die Stromverstärkung temperaturabhängig und unterliegt einer deutlichen Exemplarstreuung.

Um die Stromverstärkung zu erhöhen, kann man zwei Transistoren hintereinanderschalten (siehe Abbildung 1.6), wodurch sich die gesamte Stromverstärkung aus dem Produkt der beiden Einzel-Verstärkungen ergibt. Diese so genannten *Darlington-Transistoren* gibt es bereits als integrierte Bauteile, die sich äußerlich nicht von normalen Transistoren unterscheiden. Auch hier existieren klarerweise NPN- und PNP-Varianten. Die Stromverstärkung von Kleinsignal-Darlington-Transistoren kann bis zu 100,000 betragen.

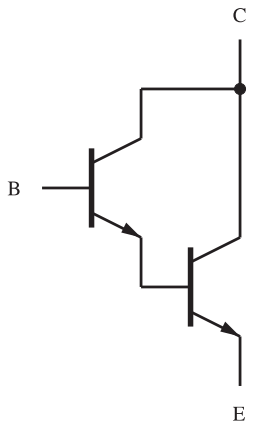


Abbildung 1.6: Aufbau eines Darlington-Transistors (NPN) aus zwei hintereinander geschalteten Transistoren.

Der Vollständigkeit halber sei noch erwähnt, dass es eine grundlegend andere Art von Transistoren gibt, nämlich Feldeffekttransistoren (FET), die in der Funktionsweise mit den Elektronenröhren verwandt sind. Dort wird der Stromfluss leistungslos über elektrische Felder, die einen dotierten Kanal einschnüren oder aufweiten, gesteuert.

Operationsverstärker

Ein Operationsverstärker (OPV oder englisch OPA oder opamp) ist eine integrierte Schaltung, in der zahlreiche Transistoren, aber auch Widerstände und vereinzelt Kondensatoren vorkommen. Wie im Schaltbild (Abbildung 1.7) gezeigt, hat ein OPV, von außen betrachtet, nur drei Signal-Anschlüsse (nichtinvertierender Eingang, invertierender Eingang und Ausgang) und zwei Anschlüsse zur Spannungsversorgung. Zweck der Schaltung ist es, die Spannungsdifferenz zwischen den zwei Eingängen möglichst hoch zu verstärken und am Ausgang auszugeben.

Der ideale OPV hat eine unendlich hohe Verstärkung, unendlich hohe Eingangswiderstände (in seine Eingänge fließt kein Strom) und einen Aus-

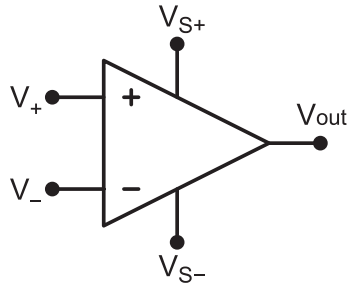


Abbildung 1.7: Schaltsymbol eines Operationsverstärkers (OPV).

gangswiderstand von Null (Ausgang kann beliebig viel Strom liefern). Die Ausgangsspannung hängt lediglich von der Spannungsdifferenz zwischen den beiden Eingängen ab,

$$V_{out} = G(V_+ - V_-) \quad , \tag{1.7}$$

wobei die so genannte *Geradeausverstärkung* (open loop gain) G idealerweise unendlich hoch ist.

Reale Operationsverstärker können freilich diese Erwartungen nicht erfüllen, aber zumindest für einfache Schaltungen kann man von annähernd idealen Bedingungen ausgehen. Reale OPVs haben einen endlichen (aber hohen) Eingangswiderstand, Offset-Fehler sowohl am Eingang als auch am Ausgang, Gleichtakt-Fehler und eine endliche Verstärkung, die mit steigender Frequenz abnimmt.

Am Markt gibt es von verschiedenen Herstellern eine Fülle von Operationsverstärkern, die jeweils nach bestimmten Gesichtspunkten optimiert sind. Beispielsweise existieren besonders lineare und rauscharme OPVs für Audioanwendungen; andere wiederum haben besonders niedrige Offsets, sind dafür aber langsam, während man bei besonders schnellen OPVs Abstriche an anderer Stelle machen muss. Moderne OPVs arbeiten bis etwa ein Gigahertz, wenn man es noch schneller braucht, muss man auf Transistorschaltungen zurückgreifen.

Wie kann man eigentlich Schaltungen mit definierter Verstärkung bauen, wenn doch ein OPV eine (beinahe) unendliche Geradeausverstärkung aufweist? Das Zauberwort heißt Rückkopplung. Damit lässt sich beispielsweise die Verstärkung über das Verhältnis zweier Widerstände einstellen, aber auch andere Schaltungen können realisiert werden, beispielsweise Integrator oder Differentiator.

Die Berechnung soll anhand eines einfachen Beispiels, dem invertierenden Verstärker in Abbildung 1.8, erläutert werden. Wir nehmen einen idealen OPV an, sodass kein Strom in die Eingänge fließt. Die Verstärkung ist unendlich, somit muss die Spannung zwischen den beiden Eingängen Null sein, denn ansonsten müsste auch der Ausgang eine unendliche Spannung liefern. Daher liegen beide Eingänge auf Massepotential. Der Strom, der über R_1

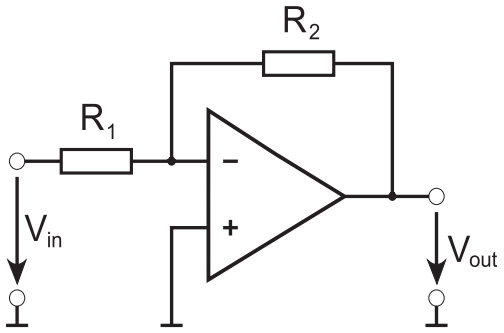


Abbildung 1.8: Invertierender Verstärker mit einem Operationsverstärker.

fließt, muss zur Gänze auch durch R_2 fließen, denn die Eingänge sind ja stromlos. Mit diesen Überlegungen lässt sich die Beziehung zwischen V_{in} und V_{out} herstellen:

$$I = \frac{V_{in}}{R_1} = \frac{-V_{out}}{R_2} \tag{1.8}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-R_2}{R_1} \tag{1.9}$$

Der invertierende Verstärker hat also eine Verstärkung, die ausschließlich durch das Verhältnis der beiden Widerstände bestimmt ist.

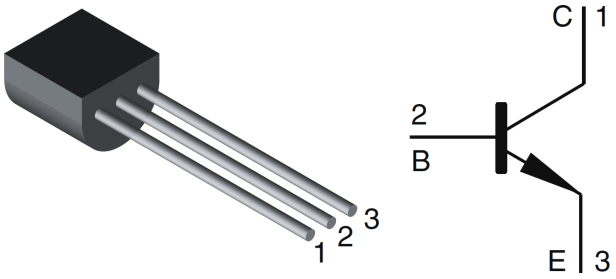
Wenn man einen Widerstand durch einen Kondensator ersetzt, so erhält man Integrator oder Differentiator, deren Übertragunsfunktion in ähnlicher Weise hergeleitet werden können. Man kann freilich auch nichtlineare Schaltungen realisieren, indem man etwa Dioden einsetzt. Dadurch lassen sich Logarithmierer und dessen Inversion, also eine Exponentialfunktion, erzeugen. All diese Schaltungen hatten ab Mitte des 20. Jahrhunderts ihre Bedeutung in Analogrechenanlagen und konnten beispielsweise auch Differentialgleichungen lösen. Später wurden sie natürlich von Digitalrechnern verdrängt. Verstärker werden freilich auch heute noch benötigt und vielfältigst eingesetzt.

Übungsaufgaben

Messgeräte: Funktionsgenerator, Power Supply, SMU, Oszi+Tastkopf, Multimeter, PC
Bauelemente: Widerstände 1 kΩ, 10 kΩ, 22 kΩ, Kondensatoren 1 nF, 10 nF, 100 nF, Transistoren BC337-40, Operationsverstärker LF356
Weiters: Steckbrett ("Hirschmann"-Brett), Kabel-Adapter

1. Bipolar-Transistor BC337-40 (NPN)

   (a) Bestimme die Gleichstrom-Verstärkung ($B = I_C/I_B$) des Transistors über mehrere Punkte im Bereich von $I_C = 0.1 \ldots 500\,\mathrm{mA}$

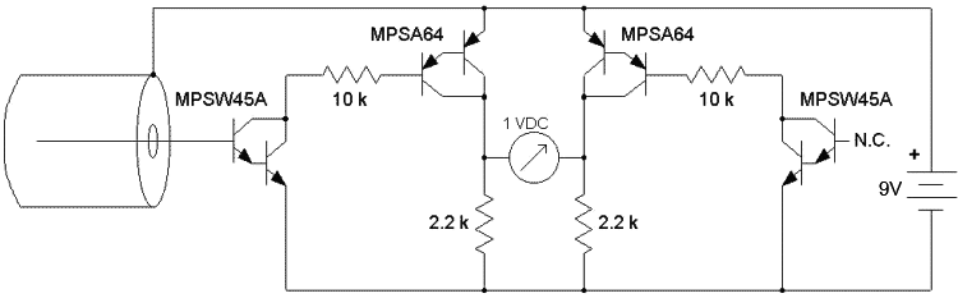


bei $V_{CE} = 1V$. Achtung: Die maximal zulässige Verlustleistung des Transistors ist 625 mW, daher unbedingt Strombegrenzung im Kollektorkreis aktivieren! Zeichne den Verlauf von B über I_C.

(b) Miss beim Maximum der ermittelten Verstärkung das B von neun weiteren Transistoren der gleichen Type und quantifiziere die Exemplarstreuung (Mittelwert, Min/Max, Standardabweichung).

(c) Qualitative Messung: Wie verhält sich B, wenn die Temperatur steigt?

2. Kaffeedose als Teilchendetektor (Ionisationskammer) mit Darlington-Transistoren als Verstärker

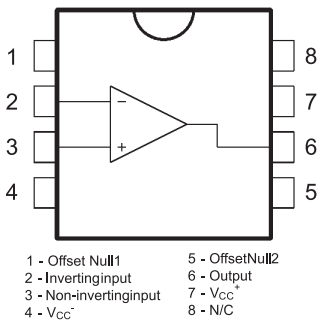


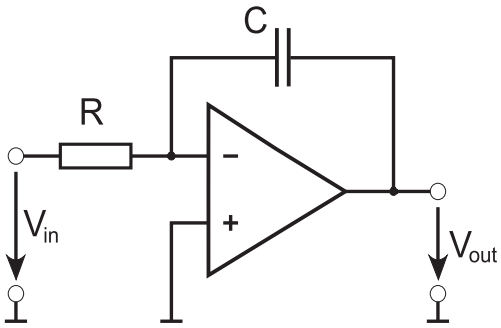
(a) Erkläre die Schaltung. Welche Rolle spielt der rechte Teil der Schaltung?

(b) Welche Gesamtverstärkung hat die Schaltung (welcher Strom am Messdraht wird benötigt, um 1V am Messgerät anzuzeigen)? Nimm dazu folgende Werte an: $B_{\mathrm{MPSW45A}} = 10k$, $B_{\mathrm{MPSA64}} = 100k$

(c) Messung mit ^{90}Sr-Quelle (13.4 MBq, β^-) in etwa 40 cm Abstand. Die Aktivität der Quelle ist auf 4π Raumwinkel bezogen, die Öffnung im Blei-Container hat jedoch nur einen Durchmesser von 5 mm und eine Länge von 20 mm (an dessen Ende sitzt das Präparat). Im Mittel erzeugt ein Beta-Teilchen in Luft etwa 50 Elektron-Ionen-Paare pro cm. Vergleiche die berechnete Ionisation mit der gemessenen Ladung.

3. Operationsverstärker LF356: Integrator

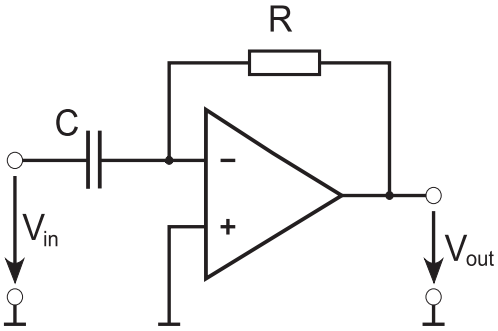




(a) Baue einen Integrator mit 1 kΩ und 100 nF (zur Stabilisierung: 22 kΩ parallel zum Kondensator schalten) und betreibe ihn mit einer niederfrequenten Rechteck-Anregung aus dem Funktionsgenerator. Der Spannungsverlauf am Kondensator soll am Oszi dargestellt werden und mit theoretischen Überlegungen verglichen werden. Welche Rolle spielt der Innenwiderstand des Funktionsgenerators (50 Ω)?

(b) Ermittle mittels Sinus-Anregung über einen geeigneten Frequenzbereich die Übertragungsfunktion (Betrag) im Frequenzbereich (Bode-Diagramm). Vergleiche mit dem Tiefpass-Verhalten aus der Laborübung "Passive Bauelemente".

4. Operationsverstärker: Differentiator



(a) Detto, aber Differentiator aus denselben Bauelementen.

1.3 Signalausbreitung

Bei langsamen Signalen und kurzen Distanzen braucht man Kabeln keine große Beachtung schenken. Dies ändert sich jedoch, wenn schnelle Signale übertragen werden sollen, abhängig von den im Signal vorkommenden

Frequenzen und der Länge des Übertragungsweges. Einerseits haben Kabel immer eine frequenzabhängig Dämpfung, die exponentiell mit Kabellänge und der Wurzel der Frequenz ansteigt, allerdings ist das für digitale Signale von untergeordneter Bedeutung, denn solange 0 und 1 unterscheidbar bleiben, ist die absolute Amplitude unwesentlich. (Es kann jedoch bei starker Dämpfung, sprich sehr kleinen Signalen, aufgrund von Rauschen zu Fehlern kommen.)

Für schnelle Signale und/oder längere Distanzen verwendet man entweder Koaxialkabel oder Twisted-Pair-Kabel. Erstere haben einen signalführenden Innenleiter, der von einem Dielektrikum mit außenliegendem Schirmgeflecht umgeben ist, das als Masse (Rückleitung) dient. Robuster im Sinne der Signalübertragung sind verdrillte Zwillingsleitungen mit optionaler Schirmung, wie sie etwa für Netzwerkkabel (4 Paare, je nach Ausführung auch einzeln geschirmt) verwendet werden. Im Gegensatz zum Koaxialkabel erfolgt die Signalübertragung dabei differentiell, es kommt also nur auf die Differenz zwischen den beiden Leitern an, wohingegen Gleichtakt-Störungen (also Schwankungen, die beide Leiter gleichermaßen betreffen) dank Differenzbildung egal sind.

1.3.1 Signal-Laufzeit

Die Ausbreitungsgeschwindigkeit in einem Kabel ist geringer als die Vakuumlichtgeschwindigkeit gemäß der Formel:

$$v = \frac{c_0}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \tag{1.10}$$

Die relative Permeabilität μ_r ist für technische Kabel stets mit 1 gleichzusetzen, während die relative Dielektrizitätszahl (Permittivität) vom verwendeten Isolationsmaterial zwischen den Leitern abhängt und für das oft verwendete Polyethylen bei 2.25 liegt. Damit ergibt sich ziemlich genau eine Ausbreitungsgeschwidigkeit von 2/3 der Vakuumlichtgeschwindigkeit. Anders ausgedrückt benötigen Signale für 1 m Fortpflanzung im Kabel etwa 5 ns. Dieser Richtwert gilt sowohl für Koaxialkabel als auch für Twisted-Pair-Leitungen, aber auch für Glasfaserkabel (Lichtwellenleiter), wo die Lichtgeschwindigkeit um den Brechungsindex des lichtführenden Mediums reduziert ist, der in der Größenordnung von 1.5 liegt.

Bei Twisted-Pair-Kabeln mit mehreren Paaren würde es zu massivem Übersprechen zwischen den Leitern kommen, wenn die Verdrillung aller Paare in gleichen Längeneinheiten (Schlaglänge) erfolgte, denn dann wären immer dieselben Leiter periodisch nebeneinander. Um das zu verhindern, verwendet man unterschiedliche Schlaglängen der einzelnen Paare, sodass es hier zu keiner Periodizität kommt. Unterschiedliche Schlaglängen bewirken aber auch geringfügig unterschiedliche Leiterlängen und damit Laufzeiten. Diese Unterschiede liegen im Prozentbereich, dementsprechend kann man sie bei längeren CAT5-Kabeln messtechnisch feststellen.

Bei Kabeln, wo sämtliche Paare einzeln geschirmt sind (CAT7), ist die Schlaglänge unerheblich, daher haben die dortigen Adernpaare wesentlich ähnlichere Laufzeiten. Nachteilig sind allerdings der kompliziertere Herstellungsprozess und die damit verbundenen höheren Kosten sowie die größere Steifigkeit von mehrfach geschirmten Kabeln, was die Verlegung erschwert.

1.3.2 Reflexionen

Wie bei allen Wellenausbreitungs-Phänomenen kommt es auch bei Leitungen zu einer Mischung von Transmission und Reflexion, sobald sich das Medium ändert. Das ist klarerweise an den beiden Enden des Kabels der Fall. Wenn man Verluste vernachlässigt, gilt für den Wellenwiderstand Z_0 bei hohen Frequenzen

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad , \tag{1.11}$$

wobei L' und C' den Belag der Induktivität bzw. Kapazität bezeichnen, also die jeweiligen Größen pro Längeneinheit. Der Wellenwiderstand ist im verlustfreien Fall reel und hat die Einheit Ohm (Ω); in der Realität ist er komplex, daher spricht man auch von der (Wellen-)Impedanz. Es handelt sich dabei jedoch gewissermaßen um einen virtuellen Widerstand, der nicht einfach mit einem Ohmmeter gemessen werden kann. Wesentlich ist diese Größe an den Enden des Kabels, denn dort entscheidet sich, ob Reflexionen auftreten, die normalerweise unerwünscht sind.

Ein offenes Ende (Kabel endet in der Luft) bewirkt – genau wie bei anderen Wellen – eine vollständige Reflexion mit gleicher Phase. Dementsprechend wird ein positiver Spannungspuls, der dem Kabel aufgeprägt wird, am offenen Ende unverändert reflektiert. Ein Kurzschluss am Kabelende entspricht dem anderen Extremfall, dem geschlossenen Ende, wo vollständig gegenphasige Reflexion auftritt. Der positive Puls wird dabei negativ reflektiert, dabei kommt es kurzfristig auch zu destruktiver Überlagerung am Leitungsende, wo positiver und negativer Puls sich begegnen – aufgrund des Kurzschlusses muss ja die Spannung Null sein. Nichtsdestotrotz wandert der negative Puls wieder zum Kabelanfang zurück. Je nachdem, wie die dortige Situation ist, können die Reflexionen theoretisch beliebig oft hin und her pendeln. In der Praxis gibt es natürlich die Kabeldämpfung, die den Puls immer weiter abschwächt.

Natürlich gibt es auch Situationen zwischen den beiden Extremfällen. In Abhängigkeit von der Impedanz Z_L, die am Kabelende angeschlossen ist, definiert der Reflexionsfaktor r das Verhältnis zwischen reflektierter und einfallender Amplitude:

$$r = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \tag{1.12}$$

Daraus ergeben sich die beiden oben beschriebenen Fälle der offenen ($Z_L = \infty$, $r = +1$) und geschlossenen ($Z_L = 0$, $r = -1$) Leitung, aber auch, dass

keine Reflexion mehr auftritt ($r = 0$), sobald die Leitung mit ihrer Impedanz abgeschlossen (terminiert) wird ($Z_L = Z_0$), was in der Hochfrequenztechnik zum täglichen Brot gehört. Dieser Fall ist elektrisch gesehen äquivalent einem unendlich langen Kabel.

Koaxialkabel haben meist einen Wellenwiderstand von $50\,\Omega$ und werden dementsprechend terminiert. Video-, TV- und Sat-Kabel hingegen haben $75\,\Omega$ und Twisted-Pair-Leitungen typischerweise eine differentielle Impedanz von 100 bis $120\,\Omega$. Um den Wellenwiderstand zu messen, kann man Pulse in ein Kabel schicken, am Ende ein Potentiometer anschließen und so lange verdrehen, bis die Reflexionen verschwinden, die man sich am Oszilloskop ansehen kann. Dann entspricht der eingestellte Widerstand, der mit einem Ohmmeter gemessen werden kann, der Impedanz der Leitung.

1.3.3 Übungsaufgaben

Messgeräte: Pulsgenerator, Oszi, Multimeter
Weiters: Diverse Kabel, Adapter

1. Koaxialkabel kurz
   (a) Verbinde den Ausgang des Pulsgenerators (niederfrequentes Signal) über ein T-Stück mit Koax-Kabel und Oszi und miss Reflexionen am offenen sowie geschlossenen Ende. Wie sind die Oszi-Bilder zu deuten? Welche Rolle spielt der Innenwiderstand des Pulsgenerators ($50\,\Omega$)?
   (b) Ermittle am Oszi die Laufzeit des Kabels und aus der Länge des Kabels die Signalgeschwindigkeit. Vergleiche diesen Wert mit der Lichtgeschwindigkeit im Vakuum.
   (c) Ermittle mit dem Potentiometer (einstellbarer Widerstand) die Impedanz des Kabels.
2. 2-fach-Koaxialkabel lang
   (a) Bestimme die Längen dieser beiden Kabel aus der Laufzeit und der Signalgeschwindigkeit von 1.(b)
3. CAT7-Kabel (gelb) kurz
   (a) Bestimme mit Hilfe der passenden Adapter sowie Potentiometer die differentielle Impedanz
   (b) analog 1.(b)
4. CAT7-Kabel (gelb) lang
   (a) Bestimme analog 2.(a) die Länge des Kabels aus 3.(b)

5. Unterschied CAT5 (grau) zu CAT7 (gelb), jeweils lang
   (a) Bestimme jeweils die Laufzeit der 4 verdrillten Kabelpaare und vergleiche. Wodurch unterscheiden sich die beiden (gleich langen) Kabel?
6. Verdrilltes Flachbandkabel, ca. 12 m lang
   (a) Bestimme jeweils die Laufzeit der folgenden verdrillten Kabelpaare und vergleiche:
      - 5–6
      - 9–10
      - 23–24
      - 27–28
      - 31–32
      - 35–36
      - 39–40
      - 43–44

1.4 NIM-Elektronik

NIM steht für Nuclear Instrument Module, ein Standard aus den späten 1960er-Jahren. Damit meint man Einschübe in einem so genannten NIM-Crate (auch: NIM-Bin), dass die Stromversorgung auf verschiedenen Spannungslevels über eine gemeinsame Backplane zur Verfügung stellt. Die Einschübe (Module) stellen bestimmte logische Funktionen zur Verfügung und können beliebig verdrahtet werden. Das geschieht mit dünnen Koaxialkabeln (Wellenwiderstand 50 Ω) samt genormten Steckverbindern, die in die Buchsen auf den Frontplatten der Module passen. Diese so genannten *Lemo-Kabel* gibt es in verschiedenen Längen, wobei die Beschriftung immer – entsprechend der Signal-Laufzeit – in der Einheit Nanosekunden erfolgt. Obwohl NIM eigentlich schon recht betagt ist, wird es nach wie vor weltweit in der Kern- und Teilchenphysik gerne verwendet, da man auf diese Weise sehr bequem einfache Logikschaltungen aufbauen kann, ohne zum Lötkolben greifen zu müssen. Trotz seines Alters ist die NIM-Logik sehr schnell und arbeitet mit Pulsbreiten ab einigen Nanosekunden.

Die Backplane eines NIM-Crates beinhaltet Stromschienen mit ±12 und ±24 Volt Gleichspannung. Der Standard sieht außerdem ±6 V DC und 220 V oder 110 V AC vor, aber nicht alle NIM-Crates beinhalten diese Pegel. Mechanisch hat ein NIM-Modul eine Standardbreite von 1.35 Zoll (3.43 cm) und eine Höhe von 8.75 Zoll (22.225 cm). Module können aber auch doppelt, dreifach,... so breit sein.

Die Signalpegel der NIM-Logik arbeiten mit Konstantstrom statt mit Konstantspannung wie z.B. CMOS/TLL-Logik. Logisch 0 (LO) entspricht

0 mA. Logisch 1 (HI) entspricht −16 mA. Zusammen mit dem 50 Ω-Abschlußwiderstand ergeben sich mit den obigen Stromstärken 0 bzw. −0.8 V. Offene Anschlüsse an Mehrfachausgängen (zwei oder mehr parallel geschaltete Ausgänge mit dem entsprechenden Vielfachen an Stromstärke) müssen mit sogenannten Terminatoren abgeschlossen sein, um Reflexionen zu vermeiden. Die Tabelle 1.1 gibt eine Übersicht über die Strompegel von logischen NIM-Signalen.

	Output (must deliver)	Input (must respond to)
Logic 1	-14 to -18 mA	-12 to -36 mA
Logic 0	-1 to +1 mA	-4 to +20 mA

Tabelle 1.1: Tabelle der Stromlevel der NIM-Logik.

Hier ist die so genannte *fast-negative logic* beschrieben; historisch gab es auch die Variante *slow-positive*, die aber mittlerweile ausgestorben ist.

1.4.1 Gebräuchliche NIM-Module

Diskriminator

Der Diskriminator erzeugt ein logisches Signal (nach NIM-Standard), sobald das Eingangssignal eine gewisse Grösse überschreitet (bzw. bei negativen Signalen: unterschreitet). Man verwendet diese Funktion typischerweise dazu, um analoge Photomultiplier-Signale (von einem Szintillator) zu digitalisieren. Den Schwellwert kann man mit einem Schraubenzieher am Potentiometer *threshold* einstellen; am Monitor-Pin liegt die **10-fache** Schwellwert-Spannung an. Vernünftige Schwellwerte für die Diskriminierung eines Photomultiplier-Signals sind 30 . . . 50 mV (300 . . . 500 mV am Monitor-Pin). Die Länge des Ausgangssignals definiert man über das Potentiometer *width* auf Werte zwischen 10 und 60 ns.

Koinzidenz

Unter Koinzidenz versteht man das Zusammentreffen verschiedener Signale in einem einzigen Messereignis bzw. die zusammenfallende Wahrnehmung dieser Signale durch einen Beobachter. Es entspricht einem logischen *UND*. Ein Koinzidenzmodul kann daher aus den Signalen von mehreren zuschaltbaren Eingängen ein Ausgangssignal bilden, dass eine logische Kombination der Eingangssignale ist. Das Ausgangsignal wird nur dann geliefert, wenn alle (aktivierten) Eingänge logisch HI sind. Der Ausgang *linear out* liegt nur so lange an, wie das kürzeste Einzelsignal dauert (entspricht einem simplen UND-Gatter). Im Gegensatz dazu ist der Ausgang des *logical out* solange HI, wie mit dem Potentiometer *width* eingestellt (entspricht einem simplen UND-Gatter mit nachgeschalteter Pulsformung).

Delay

Oft muss man in NIM-Schaltungen Signal-Laufzeiten berücksichtigen oder Signale gegeneinander verschieben. Das kann man mit unterschiedlichen Kabellängen machen (diese sind ja mit den Laufzeiten beschriftet) oder ein Delay-Modul verwenden, wo die Laufzeit mit Schaltern in Schritten von 0.5 ns eingestellt werden kann. Zusätzlich zu dem in einer Binärabstufung eingestellten Wert muss auch noch eine Konstante addiert werden, um die gesamte Laufzeit zwischen den beiden Buchsen zu erhalten. Intern bestehen solche Delay-Module aus nichts anderem als verschieden langen Kabel-Segmenten, die entsprechend den Einstellungen zugeschaltet werden. Aufgrund des passiven Aufbaus benötigen Delay-Module keine Stromversorgung und funktionieren daher auch, wenn sie außerhalb eines Crates betrieben werden.

Fan-In/Fan-Out/OR

Als Fan-Out bezeichnet man in der NIM-Logik das Aufteilen eines Signals in mehrere Einzelsignale. Da die NIM-Logik mit Konstantstrom arbeitet, darf man einen Ausgang nicht mit mehreren Eingängen verbinden, ohne einen entsprechenden Verstärker dazwischen geschaltet zu haben. (Das ginge nur mit Spannungsausgängen – NIM hat aber Stromausgänge.) Dieser Verstärker entspricht dem Fan-Out und repliziert ein Eingangssignal auf mehrere Ausgänge.

Ein Fan-In hingegen ist eine logische *ODER*-Verknüpfung der Eingangssignale. Es gibt allerdings auch Module mit derselben Funktion, die explizit *OR* heissen.

Timing Unit

Eine *Timing Unit* erzeugt nach einem Startpuls einen Ausgangsimpuls einstellbarer Länge. Wenn dieser Impuls zu Ende ist, wird am Ausgang namens *end marker* ein kurzer Impuls ausgegeben. Mit zwei Timing-units lässt sich ein Frequenzgenerator bauen, indem man den end marker einer Einheit mit dem *start* der anderen Einheit verbindet und umgekehrt. Ein Timer auf Unendlich entspricht einem bistabilen Flipflop, das nichts anderes ist als eine 1-bit-Speicherzelle. Der Zustand kann mittels *start* auf HI gesetzt werden und durch *reset* wieder zurückgesetzt werden.

Counter

Ein Modul, das die Anzahl der Impulse an einem Eingang zählt und auf einer Anzeige darstellt, wird Counter genannt. Jeder Counter hat eine *Reset*-Leitung, um den Zählwert wieder auf Null zurückzustellen und einen Gate-Eingang, der mit dem Zähleingang als logisches *UND* verknüpft ist. Damit

kann man den Zähleingang aktiv oder inaktiv schalten. Je nach Ausführung gibt es auch eine eingebaute Timer-Einheit, damit man die Zählung über eine bestimmte Zeitspanne durchführen und dann stoppen kann. Damit lassen sich beispielsweise die Zählrate eines Szintillators (Impulse pro Sekunde) messen.

Cable Timed Shaper

Wenn man einen Puls mit wohldefinierter Länge benötigt, kann man entweder eine Timing Unit heranziehen oder – falls größere Genauigkeit erforderlich ist – einen Cable Timed Shaper. Dieser hat zwei *IN*-Eingänge zum Starten, aber die Länge des Pulses wird durch die Laufzeit eines anzuschließenden Lemo-Kabels definiert. Nach dem Start wird der Ausgang auf HI gelegt und gleichzeitig über *Width OUT* ein Puls ausgesandt, der nach der Laufzeit des extern angeschlossenen Kabels in *Width IN* zurückkommt und damit den Puls am Ausgang (*OUT*) beendet. Somit hat der Ausgangs-Puls die Länge des Kabels plus einer Konstanten.

Wenn man die Width-Anschlüsse nicht per Kabel überbrückt, kann man den Cable Timed Shaper auch als Flipflop missbrauchen: durch IN wird das Flipflop auf HI gesetzt und bleibt so lange in diesem Zustand, bis es durch Width In wieder gelöscht wird – dieser Eingang dient also zum Rücksetzen.

Attenuator

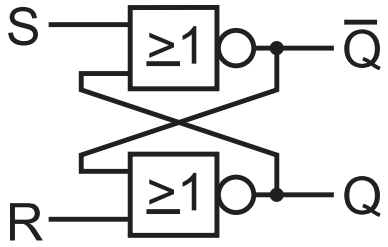
Manchmal will man einen Puls abschwächen – etwa zum Testen eines Diskriminators. Dafür benötigt man einen Attenuator, der ähnlich wie das Delay mehrere Schalter an der Frontplatte hat, die verschiedene Dämpfungen aktivieren. Auch dieser Modul ist völlig passiv, denn er arbeitet mit Widerstands-Teilern, und benötigt daher keine Stromversorgung. Die Abschwächung kann dezimal oder auch im logarithmischen Dezibel-Maß angegeben sein. 20 dB entspricht dabei einer Abschwächung um den Faktor 10 (siehe Gleichung 1.3).

1.4.2 Übungsaufgaben

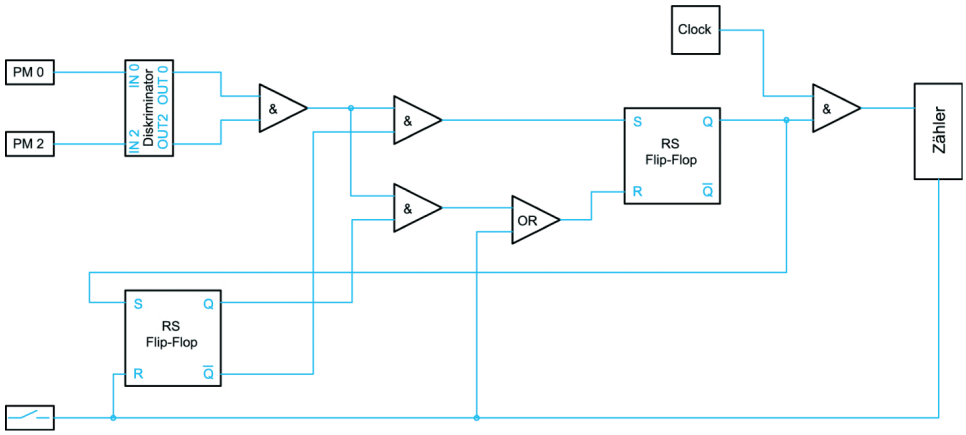
Für die Aufgaben 1–6 ist kein Protokoll zu führen; für 7–9 schon.

1. Dual Timer
   (a) Monoflop mit Taster, Ausgang am Oszi darstellen
   (b) Clock-Generator aus 2 Timern
2. Counter
   (a) An Clock-Generator anschließen

3. Cable Timed Shaper
   (a) An Clock-Generator anschließen, verschiedene Kabellängen probieren und am Ausgang am Oszi darstellen
   (b) Delay-Modul statt Kabel anhängen
4. Discriminator
   (a) Attenuator an Clock-Generator anschließen und Schwellwert einstellen, dabei Ausgang am Counter anschließen
5. Coincidence, OR, Fanout
   (a) RS-Flipflop bauen aus 2 NOR (siehe Schaltbild)



6. Alternative Implementierungen eines RS-Flipflops
   (a) Cable Timed Shaper
   (b) Timer
7. Setze die Hochspannung für die beiden Photomultiplier, die an den beiden großen Szintillatoren hängen (Kanal 0: 1750 V, Kanal 2: 2025 V), erzeuge NIM-Signale aus den beiden Photomultipliern (Discriminator) und bilde die Und-Verknüpfung (Coincidence) der beiden, um durchtretende Myonen zu messen.
8. Miss mindestens 100× die Anzahl der Myonen pro Sekunde und histogrammiere die Messreihe. Welche Wahrscheinlichkeitsverteilung ergibt sich und was ist der Mittelwert?
9. Baue die NIM-Schaltung gemäß folgendem Schaltbild zusammen und miss mit externer Clock (10 kHz) mindestens 100× die Wartezeit zwischen zwei Myonen. Histogrammiere auch diese Messreihe. Welche Wahrscheinlichkeitsverteilung ergibt sich, was ist der Mittelwert und wie ist der Zusammenhang mit dem Ergebnis aus 8?


PM 0
PM 2
IN 0
IN 2
Diskriminator
OUT 0
OUT2
&
&
&
OR
Clock
S
Q
RS
Flip-Flop
R
Q̄
&
Zähler
S
Q
RS
Flip-Flop
R
Q̄