

Elektronik Praktikum

Laborskript Winter 2022

S. Tschirley (Hrsg.)



Version Winter 2022/23
letzte Änderung: 3. November 2023

Inhaltsverzeichnis

Einleitung	1
Liste der benötigten Bauelemente	4
1 OPV Grundschaltungen I	5
1.1 Theoretische Grundlagen und Vorbereitung	5
1.1.1 Datenblätter	5
1.1.2 Theorie: der OPV	6
1.1.3 Decoupling Capacitor	10
1.1.4 Grundlegendes Funktionsprinzip: der Komparator	10
1.1.5 Rückgekoppelte OPVs: Gegenkopplung	10
1.2 Laboraufgaben	14
1.2.1 Komparator	14
1.2.2 Puffer	14
1.2.3 Nicht-/Invertierender Verstärker	14
1.2.4 Addierer und Subtrahierer	15
2 OPV-Grundschaltungen II	16
2.1 Theoretische Grundlagen und Vorbereitung	16
2.1.1 Der Schmitt Trigger	16
2.1.2 OPV-basierte Transistor-Präzisionsstromquelle	19
2.1.3 Transimpedanzverstärker	19
2.2 Laboraufgaben	20
2.2.1 Vorbereitung	20
2.2.2 Schmitt-Trigger	20
2.2.3 Lichtschranke	21
3 Aktive Filter	22
3.1 Theoretische Grundlagen und Vorbereitung	22
3.1.1 Praktische Anmerkungen	24
3.1.2 Der Integrator	25
3.1.3 Aktive Filter erster Ordnung	26
3.1.4 PI Filter	27
3.1.5 Sallen-Key und MFB	28
3.1.6 Universalfilter	29
3.1.7 Allpass und Phasenkompensatoren	29
3.2 Laboraufgaben	32
3.2.1 Der Integrator	32
3.2.2 Aktive Filter erster Ordnung	32
3.2.3 PI Filter	32
3.2.4 Sallen-Key und MFB	32
3.2.5 Universalfilter (simulativ)	32

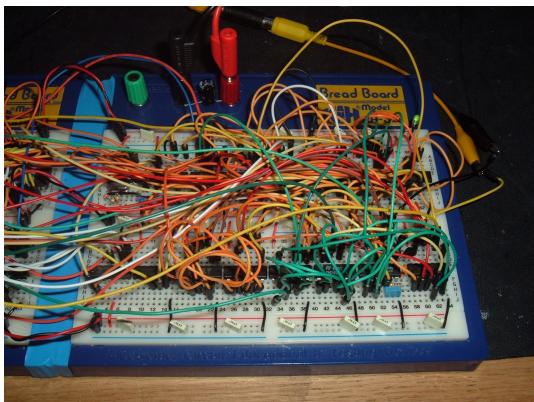
3.2.6	Allpass und Phasenkompenatoren	33
4	Oszillatoren	34
4.1	Theoretische Grundlagen und Vorbereitung	34
4.1.1	Oszillatoren	34
4.1.2	Der NE555 als Schmitt-Trigger	37
4.2	Laboraufgaben	40
4.2.1	Phasenschieberoszillator	40
4.2.2	NE555	40
4.2.3	Dreieck-Rechteck-Oszillator	40
5	Phase-Locked-Loop	41
5.1	Theoretische Grundlagen und Vorbereitung	41
5.1.1	VCO	42
5.1.2	Phasendetektor	43
5.1.3	Schleifenfilter	44
5.2	Laboraufgaben	46
5.2.1	Vorbereitung VCO und Phasendetektor	46
5.2.2	Dreieck-Rechteck-VCO	46
5.2.3	Phasendetektor	47
5.2.4	Vorbereitungsaufgaben Schleifenfilter und Systemintegration	47
6	Bonus: Switched-Capacitor-Filter und Stromversorgungsschaltungen	49
6.1	Theoretische Grundlagen und Vorbereitung	49
6.1.1	Switched Capacitor	49
6.1.2	Einfacher Spannungsinverter mit SC-Technik	50
6.1.3	Spannungsregler	51
6.2	Laboraufgaben	55
6.2.1	Spannungsinverter	55
6.2.2	Längsregler	55
6.2.3	Tiefsetzsteller	55
6.2.4	Hochsetzsteller	55
A	Anmerkungen zur Protokollierung	56
B	Materialien für das <i>Home-Lab</i>	59

Einleitung

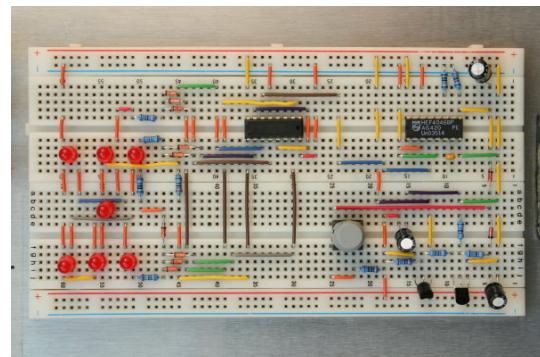
Vorwort

Dieses Skript basiert auf der Arbeit vieler Assistenten und Tutoren des Fachgebietes *Elektronik und medizinische Signalverarbeitung*. Diese haben die Aufgaben entworfen und in mehreren Jahrgängen getestet. Der Herausgeber hat diese nur zusammengestellt und den Drucksatz etwas aktualisiert. In diesem Skript finden Sie die Aufgaben zum *Praktikum Elektronik* des Sommersemesters 2022. Die sechs Abschnitte beinhalten einige theoretische Grundlagen sowie die Aufgabenstellungen für das Labor. Den Zeitplan finden Sie in am Ende dieses Abschnitts.

Wichtig ist eine solide Vorbereitung der Labotermine. Man kann eine Menge lernen, das gelingt aber nur dann, wenn man nicht fortwährend von den Messergebnisse überrascht ist oder die Messschaltungen während des Aufbaus im Internet zusammensucht. Bereiten Sie die Termine vor. Entwickeln Sie eine *Erwartungshaltung*, so dass Sie vorab schon grundlegend wissen, wie die Schaltungen funktionieren. Zeichnen Sie Schaltpläne auf Papier¹ oder mit dem Rechner. Ein Ausdruck ist wichtig, denn keiner wird Ihnen helfen, wenn Sie Fehler in einer Schaltung suchen, deren Schaltplan Sie auf dem Smartphone gespeichert haben. Sie arbeiten mit einem Steckbrett. Planen Sie vorab, wie Sie die Schaltung aufbauen. Werkzeuge wie *Fritzing* helfen, das Steckbrett zu organisieren. Werfen Sie mal einen Blick in Abb. 1, in welcher Schaltung werden Sie wohl leichter die Funktion nachvollziehen können und einen Fehler finden?



(a) Fehlersuchen hier...



(b) ... oder hier [TUB, Projektlabor]?

Abb. 1: Aufbauten auf einem Steckbrett

Ihre Ergebnisse protokollieren Sie nachvollziehbar und korrekt. Diese Protokolle reichen Sie via ISIS eine Woche nach Ihrem Labortermin digital ein. Im Anhang A finden Sie Hinweise, wie die Protokolle aussehen sollen. In ISIS ist eine L^AT_EX-Vorlage zu Ihrer Verwendung abgelegt. Sie können aber auch irgendeine andere Ihnen vertraute Textverarbeitung verwenden.

Man kann diese Versuche ggf. auch zu Hause bearbeiten, allerdings setzt das eine passende Ausrüstung voraus. Im Anhang B finden Sie ein paar Hinweise, wie so etwas aussehen könnte.

¹Ja, digital ist fein, aber dort können Sie kaum Notizen anfügen oder bereits gesteckte Leitungen einzeichnen. Zeichnen Sie gern digital und drucken Sie das dann aus.

Anmerkungen zur Bewertung von Labormitarbeit und Protokollen

Das Praktikum ist eine Teilleistung des Moduls Elektronik. Die durch Mitarbeit und Laborprotokolle erzielte Gesamtpunktzahl wird anteilig, sprich mit der Gewichtung von 3 ECTS, in die Gesamtnote des Moduls einfließen.

Protokolle

Je Protokoll können 100 Punkte erzielt werden, welche sich nach den folgenden Kriterien zusammen setzen:

- **Form** [10]
- **Inhalt** [90]
 - **Durchführung** [50]
 - * Dimensionierung [20]
 - * Aufbau [30]
 - **Auswertung** [40]
 - * Ergebnisse [20]
 - * Interpretation [20]

Die Protokolle sollten der Struktur einer Abschlussarbeit ähneln, wobei hier auf den theoretischen Teil verzichtet werden kann, da dieser im Laborskript bereits erläutert wurde.

Die Form, sprich eine saubere Struktur, Nutzung von geeigneten Vektorgrafiken und professionelle Darstellungen fließen anteilig in die Bewertung ein.

Ein Durchführungsteil beinhaltet welche Bauteile konkret verwendet wurden, wie die Dimensionierung dieser statt fand und welcher Schaltungsaufbau verwendet wurde. Das Durchführungskapitel muss eine Rekonstruktion des Versuchsaufbaus ermöglichen und ein Verständnis für die Wahl der Bauteile vermitteln. Auch eine Simulation der Aufbauten wird durchgeführt, um die Erwartungen mit den späteren Ergebnissen zu vergleichen.

In der Auswertung sind die Messergebnisse grafisch aufgewertet dargestellt, um die wichtigsten Aspekte direkt zu erkennen. Hier bietet sich oft ein Vergleich mit den Simulationswerten an. Eine Interpretation und Bewertung der Ergebnisse ist ebenfalls erforderlich.

Weiter sollten, je nach Aufgabenstellung, alle Aufgaben, die in den Laborskripten aufgeführt werden, in Durchführung oder Auswertung bearbeitet und beantwortet werden.

Eine Berichtigung der Protokolle ist nicht vorgesehen, es wird gewertet, was abgeliefert wird.².

Labormitarbeit

Die Mitarbeit in den Laboren wird ebenfalls in der Bewertung berücksichtigt. Hier gilt zu erwähnen, dass Fehler völlig normal sind. Eine gute Vorbereitung und das Verständnis über die Schaltungen bevor der Termin statt findet minimiert jedoch Fehlerquellen. Arbeiten Sie die Schaltungen vor dem Labortermin durch und versuchen Sie sie zu verstehen. Sollten hierbei Fragen auftreten, dann können diese zu Beginn des Praktikums geklärt werden.

²Ein Fußballspieler darf auch nicht verbessern, wenn er den Elfmeter vergeigt hat.

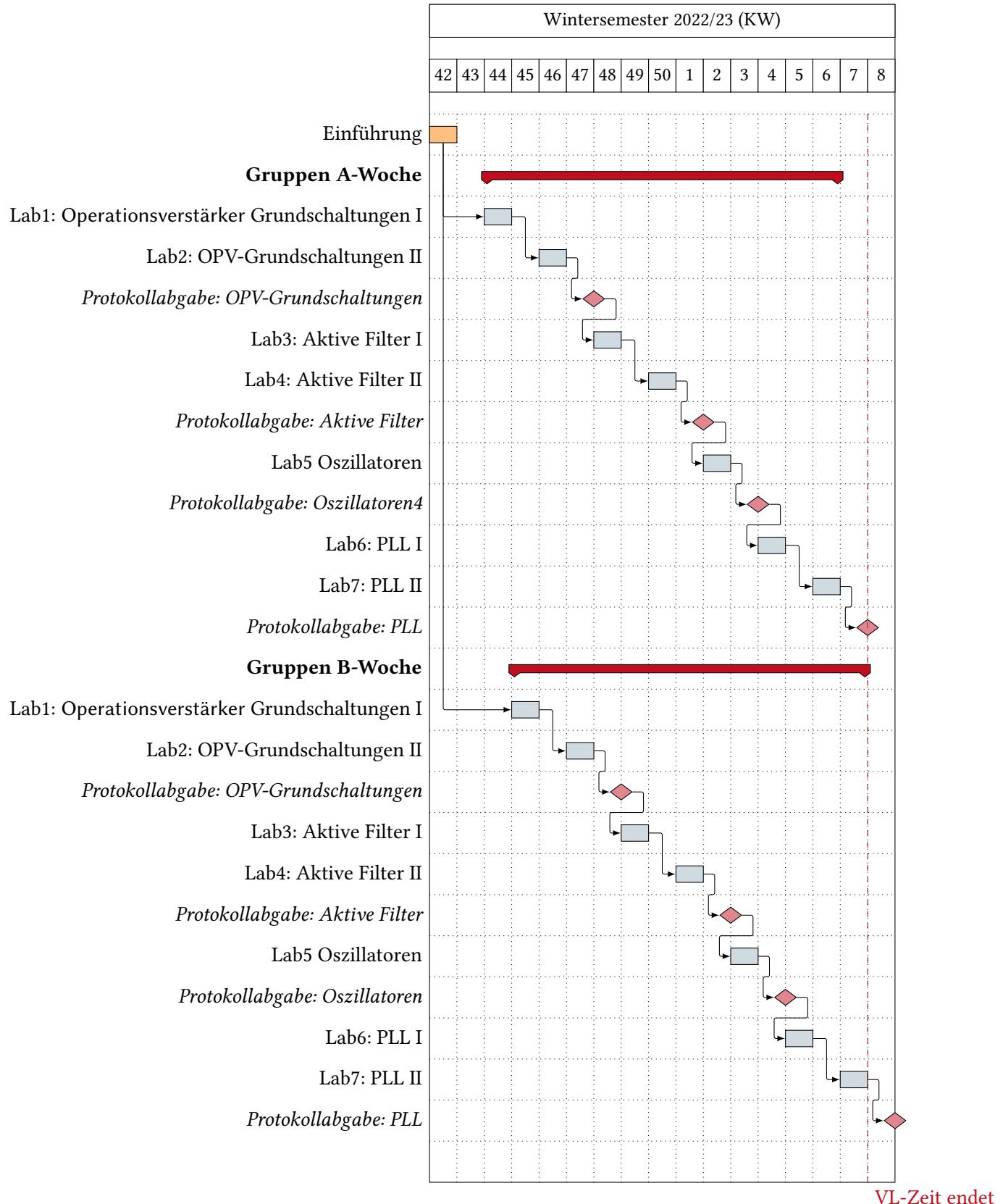


Abb. 2: Zeitablauf Praktikum Elektronik

Liste der benötigten Bauelemente

Widerstände werden aus den Sortimentskästen der Labore entnommen.

Beschreibung	Typ	Anzahl
Labor 1: Grundschaltungen I		
Operationsverstärker	TL072 o. ä.	1
Elektrolytkondensator	4.7 µF/25 V	2
Keramikkondensator	100 nF/25 V	2
Labor 2: Grundschaltungen II		
Operationsverstärker	TL072, LM358 o. ä.	2
Fotodiode	BPW34	1
n-Kanal MOSFET	BS170, 2N7000 o. ä.	1
LED, weiß	–	1
Z-Diode	6,2 V, 4,7 V o. ä.	1
Labor 3: Aktive Filter		
Operationsverstärker	TL072 o. ä.	1
Keramikkondensatoren	nach Auslegung	–
Labor 4: Oszillatoren		
Operationsverstärker	TL072 o. ä.	2
Timerbaustein	NE555	1
Labor 5: PLL		
Operationsverstärker	TL074, o. ä.	3
CMOS Flipflop	4013N	1
CMS 4-fach AND	4081N	1
npn-Transistor	BC337 o. ä.	1
pnp-Transistor	BC327 o. ä.	1
Schottky-Diode	1N5819-B o. ä.	2

Laborthema 1

OPV Grundschaltungen I

1.1 Theoretische Grundlagen und Vorbereitung

1.1.1 Datenblätter

Es lohnt sich Datenblätter von Bauteilen gründlich durchzulesen, da dies die Wahrscheinlichkeit für eine falsche Bedienung reduziert. Zu empfehlen sind die Datenblätter von Texas Instruments, Analog Devices und ON Semiconductor, da diese sowohl übersichtlich als auch durch die **Application Notes** hilfreich im Design von Schaltungen sind.

Grundlegende Abschnitte von OPV-Datenblättern:

- **Features:** Hier wird beschrieben, was die Besonderheiten des vorliegenden Operationsverstärkers sind. Oft lässt sich an diesem Punkt schon erkennen, ob der OPV für das Projekt geeignet ist.
- **PIN configuration:** Beschreibt, welche Funktionen die einzelnen PINs bereitstellen.
- **Packages:** Beschreibt, in welcher Ausführung das Bauteil zu kaufen ist. Es gibt unzählige Packages, viele davon lassen sich nicht auf einem Steckbrett verwenden. Im Labor wird meist das Dual-Inline-Package mit 14 Pins verwendet (DIP14).
- **Absoulte Maximum Ratings:** Beschreibt, unter welchen Bedingungen das Bauteil funktionsfähig ist. Werden diese Werte erreicht oder überschritten ist eine Zerstörung des Bauteils sehr wahrscheinlich.
- **Recommended Operating Conditions:** Gibt Bedingungen für den Betrieb an, für den das Bauteil die Angaben im Datenblatt einhält.
- **Electrical characteristics:** Hier finden sich nähere Informationen darüber, wie sich das Bauteil unter verschiedenen Testbedingungen verhält. Es ist darauf zu achten, dass die Spezifikationen einem bestimmten Typ der Bauteilreihe zugeordnet sind. Beispielsweise verhält sich der TL072A nicht genauso wie der TL072B.
- **Typical characteristics:** Beschreibt mittels Abbildungen, wie sich das Bauteil unter veränderten Testbedingungen verhält. Diese Abbildungen sind besonders hilfreich beim Dimensionieren der Schaltung. Dennoch ist zu erwähnen, dass die Realität sich nicht immer mit den Testbedingungen deckt. Eine Ähnlichkeit ist beim Gebrauch dieser Werte also eine wichtige Voraussetzung.
- **Application Notes:** Beschreibt Schaltungen für die das vorliegende Bauteil besonders geeignet sind.

Wichtige Spezifikationen für den Gebrauch von OPVs:

- Supply voltage
- Input voltage range
- Output voltage range
- Maximum output voltage swing
- Maximum input voltage swing
- Input Offset Voltage: Spannung die zwischen den Eingängen angelegt werden muss, um den Ausgang auf ein definiertes Level meist Null zu bringen. Alternativ: Ausgangsspannung, die vorliegt, wenn beide OPV Eingänge auf GND geschaltet werden.
- Input Bias Current: Strom, welcher in die Eingänge des OPVs fließt
- Input capacitance
- Common-Mode Rejection Ratio: Unterdrückung des Gleichanteils einer Spannung, der an beiden Eingängen vorliegt.
- Output resistance
- Slew Rate: Maximale Anstiegsrate des OPV-Ausgangssignals.
- Unity Gain Bandwidth: Maximale Frequenz bis Dämpfung eintritt.
- temperature drift: Änderung des Verhaltens aufgrund veränderter Temperatur
- Large signal differential voltage amplification (Gain): Open-Loop-Differenzverstärkung zwischen Eingang und Ausgang

1.1.2 Theorie: der OPV

1947 bezog sich der Term Operationsverstärker (OPV; eng. operational amplifier - OPA/OpAmp) lediglich auf Röhrenverstärkern in analogen Rechnern, die anhand der externen Beschaltung mathematische Operationen wie $+$, $-$, dV/dt , $\text{int}(V \cdot dt)$ ausführen konnten. Der heutzutage gängige monolithische IC Baustein wurde 1968 als Folge der Entwicklung integrierter Schaltkreise eingeführt [1].

Ideale Betrachtung

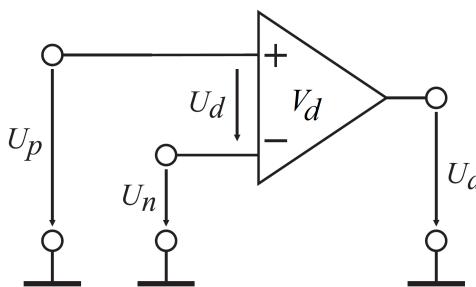


Abb. 1.1: Schaltsymbol eines OPV

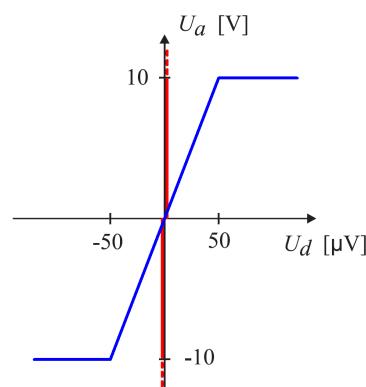


Abb. 1.2: OPV Kennlinie (rot ideal, blau real)

Beispielhaft ist in Abbildung 1.1 das Symbol eines OPVs dargestellt, bestehend aus positivem/negativem Eingang und dem Ausgang. Anschlüsse für die Spannungsversorgung, sowie auch optionale für z.B. Offsetkompensation, sind der Übersicht halber nicht eingezeichnet. In erster Linie ist der ideale OPV ein high-gain Spannungsverstärker, der nur die Differenzspannung zwischen seinem positiven und negativen Eingangspin berücksichtigt. Es ergibt sich damit die Formel 1.1. Hierbei wird die Verstärkung V als unendlich angenommen - die resultierende Kennlinie ist Abbildung 1.2 (rot) zu entnehmen. Zudem bedeutet dies, dass die Funktion der realisierten Schaltung alleine vom externen Netzwerk am OPV Baustein bestimmt wird. Unter anderem werden auch folgende Annahmen bezüglich der Idealität gemacht:

$$U_a = V_d \cdot U_d \quad (1.1)$$

- Verstärkung $V_d = \infty$ (eng. gain) für alle U_{in} und f_{in} ;
- Eingangswiderstand $R_{in} = \infty$, Ausgangswiderstand $R_{out} = 0$ (Bem: @ R_{in} - differenziell als auch gleichtakt);
- Gleichtaktunterdrückung $= \infty$ (eng. common mode rejection rate, CMRR);
- Steilheit des Spannungsanstiegs an $U_{out} = \infty$ (eng. slew rate);
- Spannungsbereich von U_{in} und $U_{out} = \pm\infty$ (eng. in/output swing);
- Offset, Drift und Noise $= 0$;

Der prinzipielle innere Aufbau eines OPVs ist in Abbildung 1.3 dargestellt - reale OPVs beinhalten tatsächlich viel mehr Bauteile (ggf. mehr als 100 Transistoren) um Frequenz-, Temperatur- und Offsetkompensierungen zu implementieren. Ungeachtet dessen sind aber immer die dargestellten drei Blöcke vertreten:

Eingangsstufe Die erste Stufe ist für die Differenzverstärkung verantwortlich. Sie soll linear und symmetrisch funktionieren, und das Eingangssignal nicht belasten.

Koppelstufe Diese Stufe wird für Spannungsverstärkung und Anpassung an die Endstufe benutzt, u.a. durch das Biasing der letzteren.

Endstufe Die Stromverstärkung (i.e. unterm Strich die Leistungsverstärkung) wird hier realisiert. Dafür muss das Ausgangssignal unabhängig von der Last sein.

Reale Konsiderenten

Reale OPVs zeigen, wie alle anderen Bauteile, natürlich Nichtidealitäten auf. Eine Teilmenge davon wird im Folgenden aufgelistet, und deren Einfluss in typischen Benutzungs-Szenarien kurz erläutert [4].

Die **Leerlaufverstärkung** ist selbst im stationären Zustand (i.e. nicht von der Bandbreite bedingt) niemals unendlich - jedoch ist diese so hoch, dass man sie in den meisten Anwendungen problemlos als unendlich annehmen kann. Typische Werte liegen im $10kV/V$ bis $1MV/V$ Bereich, für hochgenaue OPVs sogar 10 bis 100 fach mehr [5] ¹. Ähnlich der Verstärkung ist die **CMRR** auch nicht unendlich, sondern liegt im $10MV/V$ bis $10TV/V$ Bereich [6], und fällt somit für generische Anwendungen nicht

¹Es soll an dieser Stelle der Praxis wegen „tangential“ angemerkt werden, dass Schaltungen mit sehr hohem Gain einen ausreichenden Signal-Rausch Abstand (eng. signal to noise ratio, SNR) des Eingangssignals erfordern.

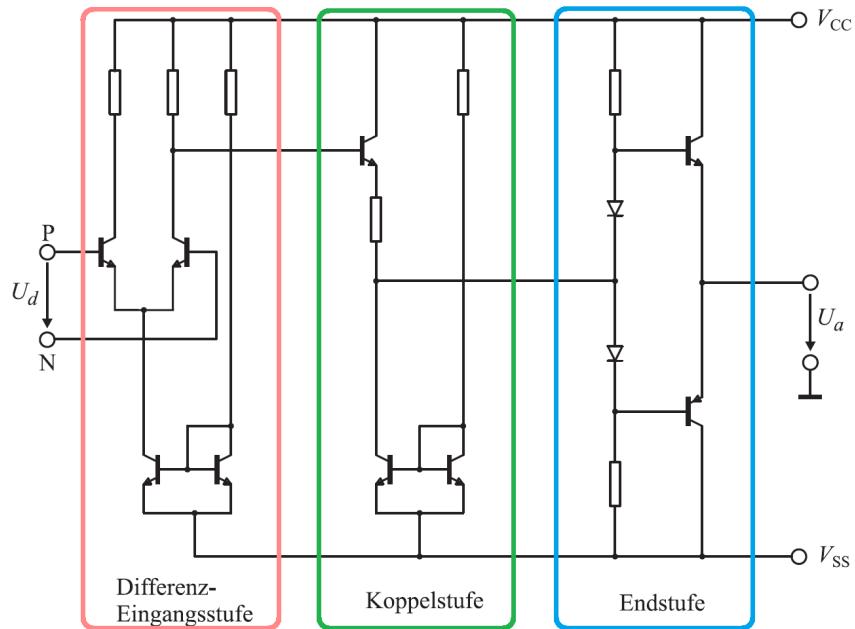


Abb. 1.3: Prinzipieller interner Aufbau eines OPV

stark ins Gewicht. Wichtig anzumerken ist jedoch, dass mit steigender Frequenz diese Werte abnehmen, sodass HF Entwürfe die CMRR durchaus berücksichtigen sollten.

Ein Parameter der allerdings nicht ignoriert werden darf ist der **In-/Output Swing**. Dieser gibt an, wie nahe an den Versorgungsschienen (eng. rails) der Ein- bzw. Ausgang schwingen kann. OPVs die diese innerhalb einer mV-Toleranz erreichen werden daher als rail-to-rail bezeichnet. Kleiner Warnhinweis: ob der Input, Output oder beide damit gemeint sind, muss immer dem kompletten Datenblatt entnommen werden². Diese Restriktion verdrängt man gerne bei kaskadierten Teilsystemen, wenn man sich nur an die Gesamt-Übertragungsfunktion orientiert: Obwohl am Ausgang keine Frequenzanteile außerhalb der Rails verstärkt werden, kann das Signal trotzdem zerren weil innerhalb der Kette dies doch passiert. Ein übertriebenes Beispiel mit $\pm 5\text{V}$ Rails: $1\text{V} \cdot \sin(\omega t)$ → Stufe 1: Gain 10 → Stufe 2: Gain 0.5. Analytisch scheinbar kein Problem, da der gesamte Gain bei 5, und somit (knapp) innerhalb der Rails liegt. Trotzdem sollte am Ausgang der zweiten Stufe ein 20V peak-to-peak (pp) Sinus generiert werden, was nicht möglich ist. Ein realistischeres Beispiel sind Filter mit hoher Güte, die zum Überschwingen tendieren.

Weiterhin ist die **Bandbreite** von OPVs auch begrenzt [8], i.e. deren Übertragungsfunktion weist Tiefpassverhalten auf, sodass höhere Frequenzanteile immer schwächerer Verstärkung ausgesetzt werden. Obwohl das im Datenblatt angegebene Verstärkungs-Bandbreite Produkt (eng. gain-bandwidth product, GBP) selbst für billige OPVs im MHz Bereich liegt, muss es nicht mit der dem Tiefpass charakteristischen -3dB Grenzfrequenz (eng. cutoff frequency, f_c) verwechselt werden. Alternativ wird auch der Term Transitfrequenz benutzt, weil ab da die Verstärkung der Schaltung unter 1 (=0dB) fällt (eng. transit frequency, f_t). Weil das GBP konstant bleibt ($\text{GBP} = G \cdot f = \text{konst}$), ist in der geschlossenen Schleife (eng. closed loop) für Gain 1 die Bandbreite tatsächlich dem GBP gleich, für größere Gains nimmt diese jedoch proportional ab, wie in Graph 1.4 illustriert. Somit stellt sich immer und für alle Schaltungen ein Kompromiss zwischen Verstärkung und Bandbreite ein. Sieht man sich den internen Aufbau in Abbildung 1.3 an, kann man schon vermuten dass jede der drei Stufen zu diesem Verhalten durch die Einführung ihrer eigenen Tiefpasscharakteristik beiträgt. Da jeder Tiefpass eine entsprechende Phasendrehung (-90Grad/Ordnung, 50% davon @ f_c) mit sich bringt, wird die Stabilität der geschlossenen

²Die erste Titelseite gibt zwar einen kompakten Überblick der Spezifikationen, geht *manchmal* aber aus Marketing-Gründen eher sparsam mit den weniger schmeichelhaften Parametern um.

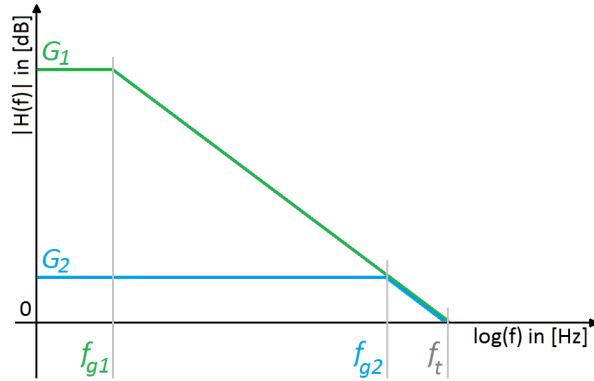


Abb. 1.4: Open-loop Amplitudengang eines OPV

Schleife problematisch³. Frühere OPV musste man deswegen eigenhändig extern dagegen absichern, indem man Frequenzkompensation betrieben hat. Heutzutage sind die erforderlichen Netzwerke schon intern realisiert - reduzieren aber die Systembandbreite erheblich, sodass die Leerlaufverstärkung schon im sub-kHz Bereich zu fallen anfängt. Dies bewirkt sich problematisch auf die frühere Aussage, dass die Funktion einer OPV-Schaltung alleine von der externen Beschaltung abhängt. Abbildung 1.5 zeigt das Blockdiagramm einer allgemeinen rückgekoppelten Schaltung, wobei sich die Übertragungsfunktion zu Formel 1.2 ergibt. Wird nun die Verstärkung als unendlich angenommen, lässt sich diese zu Formel 1.3 vereinfachen, die die gewohnten Verhaltensweisen von OPV Schaltungen wiedergibt. Für kleine V_d ist dies aber nicht mehr der Fall, sodass für hohe Frequenzen unvorhergesehene Verhalten auftreten.

$$H(s) = \frac{V_d \cdot k_e}{1 - V_d \cdot k_r} \quad (1.2)$$

$$\text{mit } V_d \rightarrow \infty: H(s) = -\frac{k_e}{k_r} \quad (1.3)$$

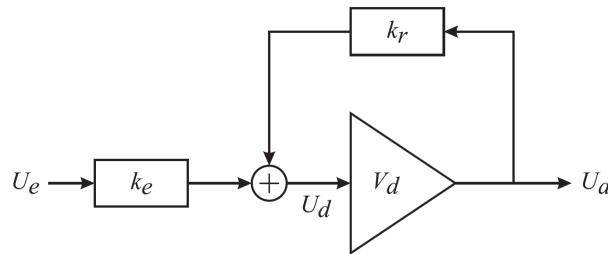


Abb. 1.5: Diagramm eines rückgekoppelten Systems

Die **Ein- und Ausgangsimpedanzen** sind auch nicht entsprechend den idealen Vorgaben, es kommen immer resistive, kapazitive und induktive Anteile vor. Die letzteren sind jedoch im Vergleich verschwindend klein, und müssen meistens nur im Funktbereich berücksichtigt werden. Beim Eingang muss man zwischen gleichtakt (eng. common-mode) und differenzieller Impedanz unterscheiden: die c-m Impedanz liegt zwischen jedem der Eingänge und Systemmasse, wohingegen die differenzielle zwischen dem positiven und negativen anliegt [8]. Als Folge werden eingespeiste Signale dennoch minimal belastet, im Falle von bipolaren Eingangsstufen mit MΩ, und für FETs mit GΩ. Insbesondere HF OPVs tendieren zu niedrigeren Werten. Viel wichtiger für hohe Frequenzen ist jedoch die Eingangskapazität, die nicht nur die Quelle belastet, sondern auch die effektive Bandbreite verringert und zu Instabilität

³Es wird hierbei auf das ADEle Skript verwiesen. Pragmatisch zusammengefasst: ist der Gain der in der Rückkopplung größer als 0dB für $n \cdot 2\pi$ Phasendrehung, so wird das System instabil, da Mit- anstatt Gegenkopplung stattfindet. Stichwörter: Amplituden- und Phasenrand (eng. gain- & phase margin).

führen kann [9]. Bei hochohmigen Quellen ist besonders darauf zu achten. Die Ausgangsimpedanz hat auch einen kapazitiven Belag, der jedoch meist kleiner als der der Last⁴ ist, und somit nicht ins Gewicht fällt. Der resistive Anteil begrenzt den maximalen Ausgangsstrom, und bewirkt dabei zugleich den dazugehörigen Spannungseinbruch. Bei hohen Strömen muss auch darauf geachtet werden, dass die thermalen Begrenzungen des IC nicht überschritten werden.

Offsetströme an den Eingängen des OPVs rufen **Offsetspannungen** hervor, d.h. dass selbst bei einem $U_d = 0$ ein $U_a = U_0$ ausgegeben wird. Die Problematik eines solchen Geschehens wird bei der Kaskadierung mehreren Filterstufen mit hohem Gain deutlich: der Offsetfehler propagiert sich multiplikativ durch die Kette und kann zur Übersteuerung am Ausgang führen. Typische Offsetspannungen erstrecken sich vom mV Bereich für CMOS bis hin zu sub- μ V Werten für chopper-stabilisierte (auto-zero) OPVs [9, 10]. Sollte dies zu Problemen führen, kann entweder am Eingang oder über dedizierte Pins kompensiert werden.

1.1.3 Decoupling Capacitor

Oft werden Kapazitäten parallel zur Versorgungsspannung eines Integrierten Schaltkreises geschaltet. Die Parallelschaltung jener Kapazitäten erzeugt mit dem Widerstand der Versorgungsleitung mehrere Hochpässe. Dadurch wird einerseits dem Rauschen auf der Versorgungsspannung ein Pfad mit Geringer Impedanz nach GND geboten, welches ansonsten am Ausgang der Schaltung sichtbar wäre, andererseits dienen sie als Energiespeicher, um ein Spannungseinbruch der Versorgung zu verhindern. Benötigt beispielsweise ein vorgeschalteter Verbraucher viel Strom, so fällt ein signifikanter Anteil Spannung über der gemeinsamen Versorgungsleitung ab, was dynamischen Einfluss auf die Eigenschaften des nachgeschalteten Verbrauchers hat. In anderen Worten werden so die dynamischen Einflüsse der Versorgungsspannung unterdrückt.

1.1.4 Grundlegendes Funktionsprinzip: der Komparator

Das einfachste Anwendungsbeispiel für einen OPV ist der Betrieb als Komparator, siehe Abbildung 1.6. Dabei wird, ohne jegliche Rückkopplung, eine differenzielle Spannung an den Eingangspins angelegt - der Ausgang folgt gemäß der Leerlaufverstärkung mit $U_a = (U_d + U_{cm}/CMRR) \cdot V + U_0$. U_0 entspricht der im vorherigen Absatz erläuterten Offsetspannung; CMRR ist linear ausgedrückt in V/V. Da die Schaltung über keine intrinsische Hysterese verfügt, kann Eingangsrauschen dazu führen, dass der Ausgang für $U_d = 0$ unkontrolliert zu schwingen anfängt - selbst bei Nulldurchgängen einer Wechselspannung kann dies passieren. Praktisch wird immer eine Schaltung mit (selbst minimaler) Hysterese bevorzugt, z.B. der Schmitt-Trigger. Sollte irgendwann tatsächlich ein Komparator gebraucht werden, ist zu empfehlen dass kein OPV sondern ein dediziertes Bauteil dafür verwendet wird. Komparator ICs haben eine viel größere Bandbreite als OPVs da sie keine interne Frequenzkompensation benötigen.

1.1.5 Rückgekoppelte OPVs: Gegenkopplung

Durch Rückführung des OPV-Ausgangs auf den negativen Eingang dessen erreicht man negative Rückkopplung, oder Gegenkopplung. Verschiedenste Netzwerke können dabei benutzt werden, um die Charakteristik des Ausgangs einzustellen. Dabei wird der OPV Ausgang immer so getrieben, dass die differenzielle Eingangsspannung zu Null geregelt wird. Da dadurch eine geschlossene Regelschleife entsteht, muss immer auf die Stabilität des Systems geachtet werden.

⁴Viele OPVs können keine großen kapazitiven Lasten treiben. Manchmal sind schon wenige nF zu viel und können Oszillationen hervorrufen.

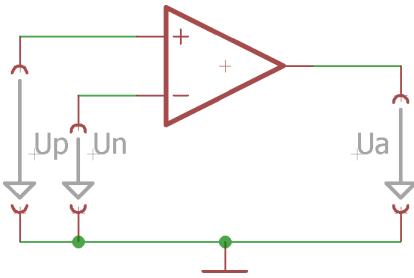


Abb. 1.6: Komparator

Der Puffer

Die einfachste Form der Gegenkopplung ist den Ausgang mit den negativen Eingang kurzzuschließen, wie in Abbildung 1.7 gezeigt. Das Eingangssignal wird am positiven Eingang angeschlossen. Da nun $U_p = U_e$, $U_n = U_a$ und per Definition $U_d = U_p - U_n = 0$ folgt dass $U_p = U_n$ und somit $U_a = U_e$. Dem Eingangssignal wird vom OPV-Ausgang genau gefolgt, mit Verstärkung 1 und phasengleich - daher auch der Begriff Spannungsfolger (eng. voltage follower). Weil der Eingang vom OPV einen sehr hohen, und der Ausgang einen sehr niedrigen Widerstand hat, wird diese Schaltung dazu benutzt um Signalquellen mit hohem Ausgangswiderstand nicht zu belasten, i.e. um die Spannung zu puffern (eng. buffer). Da der Gain 1 beträgt, ist die Bandbreite eines Puffers ungefähr dem GBP gleich.

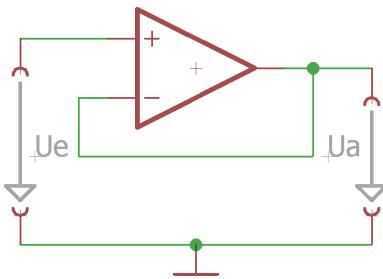


Abb. 1.7: Puffer

Der Verstärker

Nicht invertierender Verstärker Mit einer Abwandlung der Pufferschaltung lässt sich eine Verstärkung der Eingangsspannung erzielen. Unter der Annahme dass immer $U_d = 0$, kann man überlegen, was passiert wenn man $U_n = (1/n) \cdot U_a$ realisiert: $U_p = (1/n) \cdot U_a = U_e$; hieraus folgt dass $U_a = n \cdot U_e$, und somit wird das Eingangssignal um das n-fache verstärkt, bleibt jedoch weiterhin in Phase mit dem Ausgang. Das $1/n$ ist trivialerweise mit einem einfachen resistiven Spannungsteiler implementierbar, wie in Abbildung 1.8: $1/n = R_2/(R_1 + R_2)$. Somit ist die Verstärkung $V = U_a/U_e = (R_1 + R_2)/R_2 = 1 + R_1/R_2$. Eine Begrenzung dieser Beschaltung ist daher der theoretische Verstärkungsbereich von 1 bis ∞ , d.h. eine Abschwächung des Signals ist nicht möglich⁵.

Invertierender Verstärker Tauscht man Massebezug und Eingangssignal vom nicht invertierenden, realisiert man einen invertierenden Verstärker wie in Abbildung 1.9. Nun liegt der positive OPV Eingang fest auf Masse, d.h. dass der negative auch durch den Ausgang auf Masse geregelt werden muss

⁵ Anmerkung: Eine Abschwächung ist mit einem passiven Netzwerk nicht möglich. Dies kommt daher, dass U_n größer als U_a werden müsste. Fügt man einen zweiten nicht invertierenden Verstärker in die Rückkoppelschleife ein, der U_a verstärkt (i.e. $U_{a2} = m \cdot U_{a1} = U_{n1}$) so kann U_a doch abgeschwächt werden, nämlich genau um das inverse der Verstärkung der zweiten OPV Stufe ($n = 1/m = R_{22}/(R_{22} + R_{12}) < 1$). Dies ist jedoch unüblich.

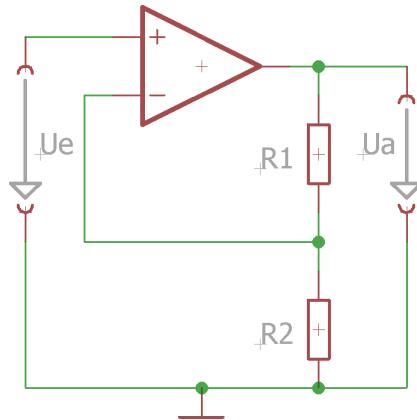


Abb. 1.8: Nicht invertierender Verstärker

um $U_d = 0$ einzuhalten - es stellt sich eine virtuelle Masse ein. Über die Strombetrachtung kann man die Verstärkung ermitteln, unter der Voraussetzung dass in den Eingängen kein Strom hinein fließt. Folglich muss der Strom im Eingangszweig gleich dem Strom im Ausgangszweig sein, $I_2 = I_1$. Da die Widerstände bekannt sind, oder zumindest deren Verhältnis, kann man über das Ohmsche Gesetz die Ausgangsspannung ermitteln: $U_a = -R_1 \cdot I_1 = -R_1 \cdot I_2 = -U_e \cdot R_1 / R_2$. Die Verstärkung lässt sich somit theoretisch von 0 bis $-\infty$ einstellen, jedoch mit dem offensichtlichen Nachteil dass der Eingang invertiert wird. Hat man eine bipolare Spannungsversorgung zur Verfügung ist dies kein Problem, kann aber nicht immer vorausgesetzt werden⁶. Abhilfe schafft dann eine externe virtuelle Masse auf 0,5 V_{CC} , die vom Prinzip her wie der im Nachfolgendem besprochene Subtrahierer funktioniert. Ein weiterer Nachteil ist die Eingangsimpedanz, die nun (in erster Näherung) dem Eingangswiderstand R_2 gleich ist.

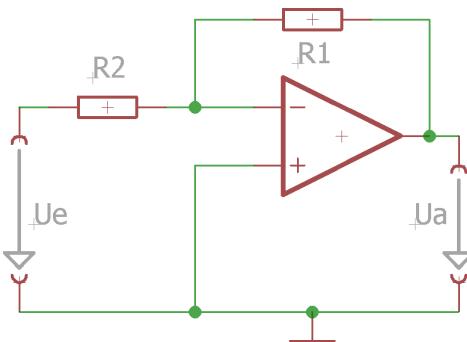


Abb. 1.9: Invertierender Verstärker

Addierer und Subtrahierer Man kann sich vorstellen, beim nicht invertierendem Verstärker anstatt Masse eine zweite (für die erste Betrachtung positive) Eingangsspannung U_{e1} anzulegen. Dadurch würde das Potential am negativen Eingang nach oben verschoben werden, sodass U_a sinken muss um diesen Anstieg zu verhindern (da weiterhin $U_d = 0$ gelten muss). Faktisch hat man damit von der Ausgangsspannung (die ja der Eingangsspannung entspricht) einen Teil von U_{e1} subtrahiert, also:

⁶Hierbei wird nochmals darauf verwiesen, dass wenn nur eine asymmetrische Versorgungsspannung (z.B. +5V/GND) benutzt wird, bei kaskadierten Schaltungen immer darauf zu achten ist dass die einzelnen Blöcke innerhalb deren operieren. Zwei invertierende Verstärker hintereinander liefern zwar ein positives Signal, aber nicht wenn die erste Stufe auf minimal 0V begrenzt ist.

$U_a = p \cdot U_{e2} - q \cdot U_{e1}$, mit noch unbekannten Faktoren p und q ⁷. Analoge Überlegung gilt auch für den invertierenden Verstärker. Um das ganze anschaulicher zu machen, führt man die Schaltung in Abbildung 1.10 ein. Die Masse am positiven Eingang wird zu einem zweiten Eingang, mit dem Potential $U_p = U_{e2} \cdot R_4 / (R_4 + R_3) = U_n$. Nach dem Superpositionsprinzip werden nacheinander die Eingänge auf 0V gelegt und die Ausgangsspannung bestimmt. Für $U_{e1} = 0$ ergibt sich der Fall des nicht invertierenden Verstärkers, mit $U_p = U_{e2} \cdot R_4 / (R_4 + R_3)$ und $U_{a2} = V_{ninv} \cdot U_p = (R_1 + R_2) / R_2 \cdot R_4 / (R_4 + R_3) \cdot U_{e2}$. Mit $U_{e2} = 0$ erhalten wir den normalen invertierenden Verstärker, sodass $U_{a1} = (-R_1 / R_2) \cdot U_{e1}$. Folgt $U_a = U_{a1} + U_{a2} = [(R_1 + R_2) / R_2 \cdot R_4 / (R_4 + R_3)] \cdot U_{e2} - [R_1 / R_2] \cdot U_{e1}$. Wenn $R_2 = R_3$ und $R_1 = R_4$ vereinfacht sich die Formel zu $U_a = (R_1 / R_2) \cdot (U_{e2} - U_{e1})$, und wenn alle R gleich, dann zu $U_a = U_{e2} - U_{e1}$. Somit funktioniert die Schaltung als Subtrahierer, auch als Differenzverstärker bekannt.

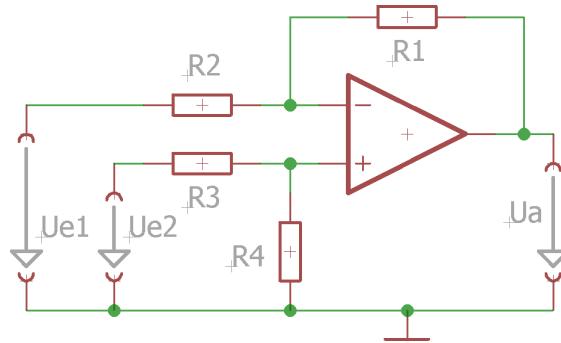


Abb. 1.10: Subtrahierer

Will man nun zwei Spannungen addieren, sind zwei Möglichkeiten offen: mit der invertierenden oder nicht invertierenden Architektur. In Abbildung 1.11 sind beide dargestellt. Die invertierende Variante, auch Umkehraddierer genannt, ist einfach zu berechnen: Da am negativen OPV Eingang virtuelle Masse anliegt ($U_n = 0V$), sind die Ströme in den einzelnen Zweigen gegeben durch $I_i = U_{ei} / R_i$. Kein Strom fließt aber in den OPV Eingang, sodass $I_{fb} = \sum_{i=1}^n I_i$ und somit $U_a = -R_{fb} \cdot I_{fb} = -R_{fb} \cdot \sum_{i=1}^n U_{ei} / R_i$. Durch die Einstellung von jedem R_i kann jedem Eingangssignal eine andere Gewichtung in der Summierung gegeben werden. Beim nicht invertierenden Summierer muss man nur die zusammengefasste Eingangsspannung ermitteln, da der Gain bekannt und separat davon einstellbar ist⁸. Diese Implementierung wird jedoch nicht allzu oft benutzt, da im Gegensatz zur invertierenden, die Eingänge nicht voneinander (durch die virtuelle Masse) entkoppelt sind. Man sollte auch beachten dass die maximale Anzahl an Eingängen begrenzt ist, da sonst R_{fb} verschwindend klein, oder R_{ei} unmöglich groß werden müsste. Addierer und Subtrahierer können auch beliebig kombiniert werden.

⁷Unbekannt sind die Faktoren ja nicht, bloß in dieser Form unschön und wenig aufschlussreich. Hier die Rechnung dazu: $U_n = U_{e1} + (U_a - U_{e1}) \cdot R_2 / (R_2 + R_1)$. Da $U_d = 0$ weiterhin gilt, folgt $U_{e2} = U_n$, und nach Umformung $(U_{e2} - U_{e1}) \cdot (R_2 + R_1) / R_2 - U_{e1} = U_{e2} \cdot (R_2 + R_1) / R_2 - U_{e1} \cdot (2 \cdot R_2 + R_1) / R_2 = U_a$, somit $p = 1 + R_1 / R_2$ und $q = 2 + R_1 / R_2$.

⁸Der Beitrag jeder Eingangsspannung ergibt sich aus dem jeweiligen Spannungsteiler mit $\frac{U_{e,i} \cdot [(\sum_{j=1}^n G_j) - G_i]^{-1}}{R_i + [(\sum_{j=1}^n G_j) - G_i]^{-1}}$. Über alle Eingänge summiert und mit dem Gain multipliziert ergibt sich die Ausgangsspannung.

1.2 Laboraufgaben

Notwendige Geräte:

- einstellbare Spannungsquelle(n)
- Oszilloskop (opt. Multimeter)
- einstellbarer Frequenzgenerator

1.2.1 Komparator

1. **Vorbereitung:** Machen Sie sich mit den Spezifikationen des benutzten OPVs vertraut (z.B. TL072), indem Sie sich die relevanten Stellen im Datenblatt vornehmen.
2. Schließen Sie nun den OPV an eine geeignete Spannungsversorgung an. Bedenken Sie, dass Eingänge immer auf einem definierten Potential liegen müssen. Zudem soll die Spannungsversorgung am OPV mittels zur Versorgungsspannung paralleler Kondensatoren gepuffert werden, um einen problemlosen Betrieb zu gewährleisten. 10 nF Keramik -Kondensatoren nahe an jedem IC und ein 4,7 μ F Elektrolyt-Kondensator nach jeder langen Zuleitung sind üblich.
3. Bestimmen beziehungsweise untersuchen Sie nun folgende Eckdaten des OPV Komparators: Schaltschwelle(n), die Sprungantwort und die Slew Rate (SR).

1.2.2 Puffer

1. Ändern Sie die Komparatorschaltung zu einen Puffer um. Speisen sie verschiedene Signalformen mit verschiedenen Frequenzen ein und prüfen Sie, ob Ein- und Ausgang identisch sind.
2. Mit dem Puffer ist die Transitfrquenz f_{TT} bestimmbar, erhöhen Sie die Signalfrequenz bei sinusförmigem Eingangssignal von kleiner Amplitude⁹ von z.B. 500 mV die Frequenz, bis das Ausgangssignal kleiner wird als das Eingangssignal, also der Operationsverstärker die Verstärkung von 1 nicht mehr aufrecht erhalten kann.

1.2.3 Nicht-/Invertierender Verstärker

1. Bauen Sie jeweils einen einstellbaren invertierenden und nicht invertierenden Verstärker auf und prüfen Sie deren Funktion nach.

⁹Der Einfluss der Slew-Rate soll möglichst ausgeschlossen werden.

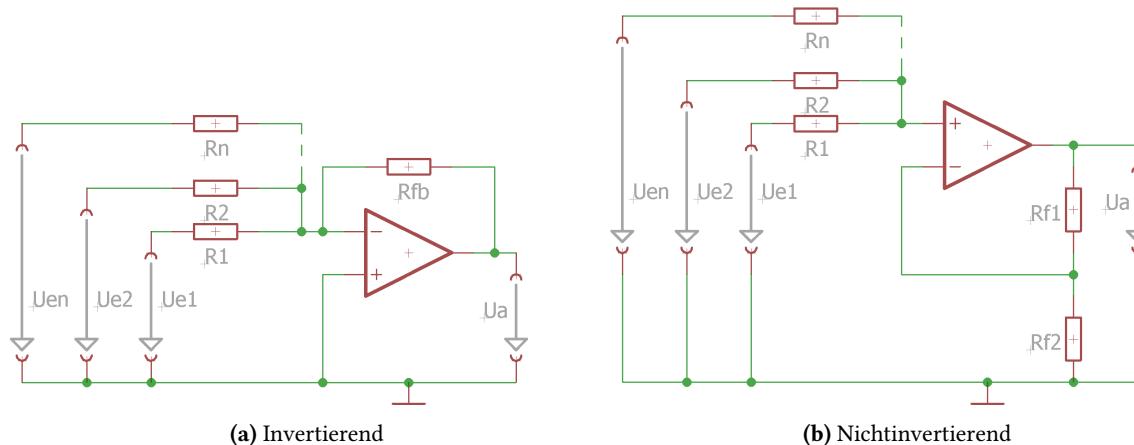


Abb. 1.11: Addierer

2. Ermitteln Sie die -3-dB -Grenzfrequenz f_G einer der beiden obigen Schaltungen. Bestimmen Sie aus dieser und der hier auftretenden Verstärkung das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (GBP). Vergleichen Sie den Wert mit dem in Aufgabe 1.2.2 ermittelten Wert für die Transitfrequenz f_T
3. Ihnen stehen nun zwei komplementäre Ausgangssignale zur Verfügung. Wozu kann man solch eine Anordnung benutzen?
4. Berechnen Sie die Leerlaufverstärkung V_0 aus der gemessenen Grenzfrequenz f_{g1} und dessen closed-loop-Verstärkung V_1 . Die Ihnen fehlende Information, entnehmen Sie dem Graphen zum Verstärkungs-Bandbreite-Produkt. Die Achsen sind hierbei logarithmisch.
5. Auch so kann die Transitfrequenz f_T bestimmt werden. Verwendet wird eine Schaltung mit einer Verstärkung $|V_U| > 1$ (z.B. $V_U = \pm 2$, je nach Schaltung), bei kleiner Amplitude und sinusförmigem Signal wird die Signalfrequenz erhöht, bis eine Verstärkung $|V_{U,f_T}| = 1$ beobachtet wird. Allgemein ist dies mit einem Oszilloskop leichter ablesbar als im Falle eines Buffers. Wenn Sie den Wert in Aufgabe 1.2.2 bereits ermittelt haben, dann vergleichen Sie diesen mit dem Wert aus dieser Aufgabe.

1.2.4 Addierer und Subtrahierer

1. Bauen Sie einen Umkehraddierer oder Differenzenverstärker auf, und testen Sie die Schaltung (z.B. Nullpunkteinstellung von Wechselsignalen).
2. Was ist der Eingangsspannungsbereich jeder der drei möglichen Schaltungen, und unter welchen Bedingungen?

Praktischer Hinweis: Lassen Sie den Addierer nach Möglichkeit auf dem Steckbrett aufgebaut, Sie können den später noch gebrauchen, z.B. in Aufgabe 2.2.2.

Laborthema 2

OPV-Grundschaltungen II

In diesem Termin werden weitere OPV-Grundschaltungen eingeführt. Für eine simple optische Datenübertragungsstrecke werden diese dimensioniert, aufgebaut und anschließend vermessen.

2.1 Theoretische Grundlagen und Vorbereitung

2.1.1 Der Schmitt Trigger

Im vorherigen Labortermin wurde der Komparator betrachtet. Dieser zeichnet sich dadurch aus, dass er (idealerweise) die differenzielle Eingangsspannung gemäß des GBP verstärkt, und nur einen einzigen OPV ohne externe Beschaltung benötigt. Einer der Nachteile dieser minimalistischen Schaltung ist das Verhalten um den Wert $U_d = 0$, was zu unerwünschten Schwingungen bei Nulldurchgängen führen kann.

Der Schmitt-Trigger (Schmitt-Trigger)¹ (Abb. 2.1a) ist nichts anderes als ein Komparator mit eingebauter Hysterese, d.h. die Schaltschwellen von *low* \rightarrow *high* und *high* \rightarrow *low* sind nicht identisch, wie Abbildung 2.1b zu entnehmen ist. Dies beseitigt das vorher beschriebene Problem, das z.B. durch Rauschen zustande kommen kann - deswegen werden Schmitt-Trigger zur Rauschunterdrückung in digitalen Schaltkreisen oder zur Hardware-Entprellung für Taster eingesetzt[12, 13, 14].

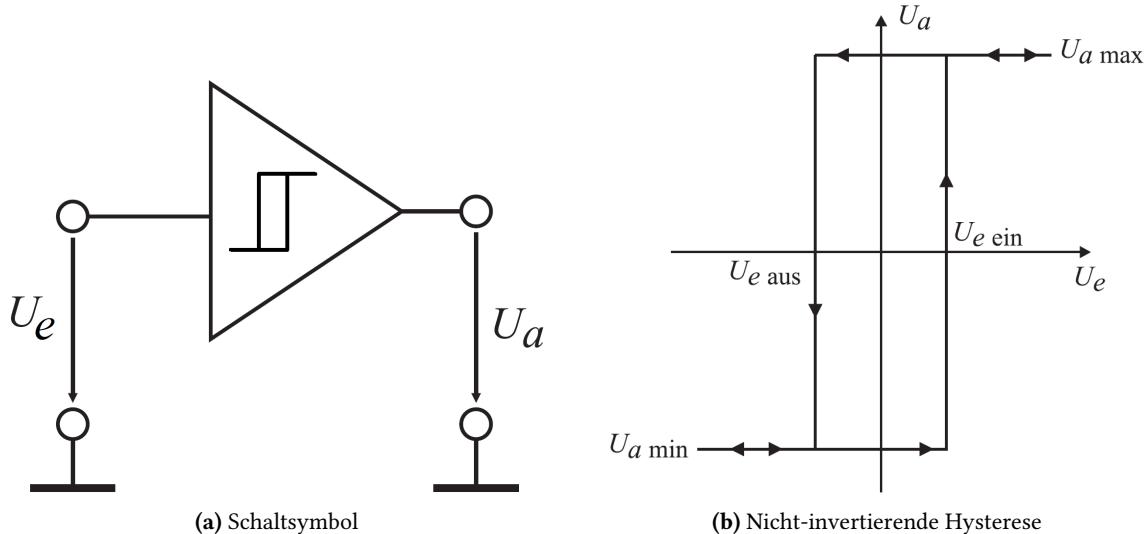


Abb. 2.1: Schmitt Trigger

Für den Schmitt-Trigger gibt es zwei Grundausführungen, ähnlich wie beim OPV-Verstärker: eine invertierende und eine nicht-invertierende. Auf den ersten Blick sehen die zwei Schaltpläne aus Abbildung

¹1934 von Otto H. Schmitt in der USA erfunden [11]

2.2 denen eines normalen Verstärkers gleich, jedoch ist ein grundlegender Unterschied zu bemerken: Die Rückführung des Ausgangs erfolgt auf den positiven OPV-Eingang, es wird **Mitkopplung** anstelle von Gegenkopplung betrieben.

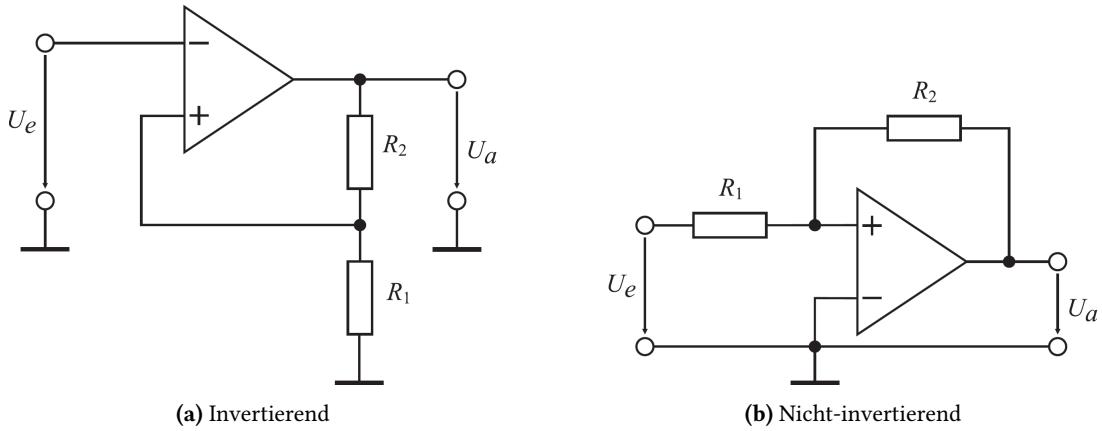


Abb. 2.2: Schmitt-Trigger OPV-Schaltung

Diese Ausführung führt dazu, dass *keine analytische Übertragungsfunktion des Schmitt-Triggers aufgestellt werden kann*. Die Schaltschwellen ergeben sich für den nicht-invertierenden Schmitt-Trigger nach folgender Überlegung: Der invertierende Eingang liegt auf Masse. Angenommen der Ein- und Ausgang sind im *high* Zustand, dann ist $U_p = V_{CC}$ (positive Betriebsspannung) unabhängig vom Widerstandsverhältnis. Um in den *low* Zustand zu schalten, muss $U_d < 0V$ werden, i.e. $U_p < 0$. Da durch den Spannungsteiler Formel 2.1 für U_p gilt, ergibt sich für $U_{e_{PM}}$, sprich für die Ausgangssänderung *high* → *low*, die Formel 2.2. Diese gilt unter Berücksichtigung der Tatsache dass U_a einen binären Wert, nämlich *high* oder *low*, bzw. positive oder negative Versorgungsspannung (V_{CC}/V_{EE})², annehmen kann. Analog ergibt sich die Schwellenspannung $U_{e_{MP}}$ für den *low* → *high* Übergang zu Formel 2.3³.

$$U_p = U_e \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_a \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{R_2 \cdot U_e + R_1 \cdot U_a}{R_1 + R_2} \stackrel{!}{=} 0 \quad (2.1)$$

$$U_{e_{OFF}} = -\frac{R_1}{R_2} \cdot V_{CC} \quad (2.2) \qquad \qquad U_{e_{ON}} = -\frac{R_1}{R_2} \cdot V_{EE} \quad (2.3)$$

Für den invertierenden Schmitt-Trigger ergeben sich, diesmal ohne Herleitung [1], die Formeln 2.4 und 2.5.

$$U_{e_{OFF}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC} \quad (2.4) \qquad \qquad U_{e_{ON}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{EE} \quad (2.5)$$

Man merkt dass in der primitiven Schaltung die Hysterese um 0V Zentriert ist, was eine bipolare Spannungsversorgung voraussetzt. Durch ersetzen des Massebezugs der externen Beschaltung mit einer Referenzspannung (virtuelle Masse), lässt sich die Hysterese entlang der U_e Achse verschieben, sodass beide Schaltschwellen im positiven Spannungsbereich liegen.

²Erinnerung an Termin 1: $U_a = U_d \cdot V_d$ mit idealem $V_d = \infty$. Da wegen der Mitkopplung keine Nullreglung für U_d erfolgen kann, geht der OPV (real: zumindest für niedrige Frequenzen, wo $V_d(f)$ noch groß genug ist) immer in Sättigung an einer der Rails (+/-).

³Nicht vom Vorzeichen verwirren lassen! Ja, der **nicht**-invertierende ST hat ein Minus vor den Schaltschwellen, der invertierende dagegen nicht. Macht nach kurzer Überlegung und Betrachtung der Hysteresen auch Sinn.

Präzisions-Schmitt-Trigger mit Z-Dioden

Ein Nachteil dieser Schaltung (nicht-/invertierend) ist beim näheren Betrachten der Gleichungen zu bemerken - die Schwellenspannungen hängen von der Betriebsspannung ab. Unter Umständen kann das erwünscht sein, um auf relative Signalamplituden zu triggern, jedoch ist das meistens nicht der Fall. Ein erster Lösungsansatz ist in Abbildung 2.3a zu sehen. Der Ausgang wird durch die gegenpolig geschalteten Zener Dioden auf $\pm(U_{Z\text{fluss}} + U_{Z\text{sperr}})$ begrenzt; natürlich muss hier gewährleistet sein, dass diese Spannung niedriger als die Betriebsspannung ist. Der Widerstand R_3 dient hierbei zur Strombegrenzung für die Dioden. Leider hat diese Herangehensweise vier Probleme:

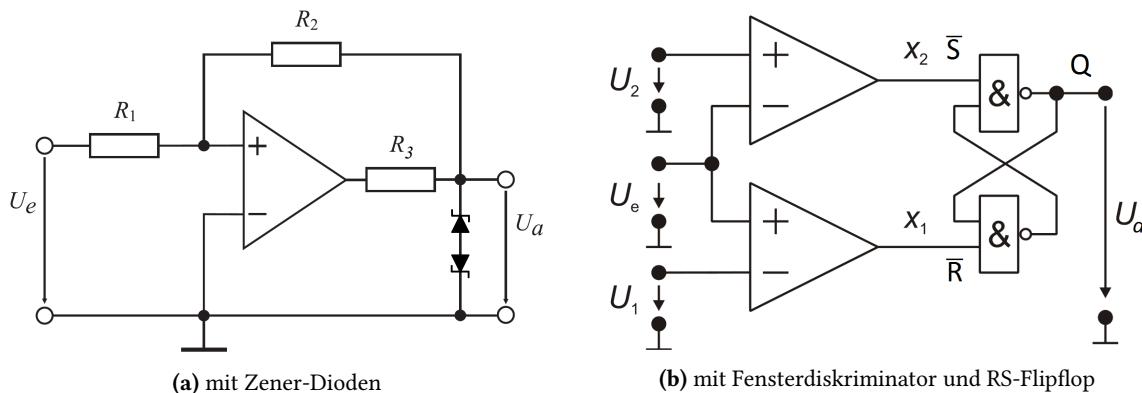


Abb. 2.3: Präzisions-Schmitt-Trigger

- Sie benötigt (je nach dem wie groß R_3 gewählt und wie viel Strom getrieben werden muss) einen Ausgangspuffer, da im Strompfand ein serieller Widerstand liegt;
 - Leistung wird unnötigerweise über die Dioden und den Widerstand verbraucht - keine gute Idee wenn man stromsparend sein will;
 - Zener Dioden sind mit ihrer Durchbruchspannung nach unten begrenzt (min. 1.8-2.4V), d.h. im aller besten Fall muss man mit mindestens $2 \cdot (1.8V + 0.7V) = 5V$ Output Swing rechnen. Bei low-power Schaltungen die mit 3.3V oder weniger arbeiten ist das ein Problem;
 - Dadurch, dass eine der beiden Dioden immer in Vorwärts-Richtung betrieben wird, entfällt hier der Teil der Stromabhängigkeit des Spannungsabfalls, welcher normalerweise typisch für die Z-Diode in Sperrrichtung ist. D.h. dass die Ausgangsspannung, und somit die Schaltschwellen, immer noch im gewissen Maße von der Betriebsspannung abhängig sind;

Präzisions-Schmitt-Trigger mit Fensterdiskriminator und \overline{RS} Flipflop

Der zweite Ansatz nutzt eine etwas exotischere Herangehensweise (Abb. 2.3b). Die Schaltung besteht aus zwei Abschnitten: einen Fensterdiskriminator und einem \overline{RS} Flipflop.

Der Fensterdiskriminator besteht aus zwei Komparatoren, die jeweils erkennen, ob die Eingangsspannung überhalb, innerhalb oder unterhalb eines vorgegebenen Spannungsfensters liegt. Der untere Komparator springt an, wenn $U_e > U_1$, wohingegen der obere dann hi ausgibt wenn $U_e < U_2$. Die zwei Ausgänge X_1 und X_2 werden auf den \overline{S} bzw. \overline{R} Eingängen des \overline{RS} Flipflops weitergeleitet.

Das \overline{RS} Flipflop (eng. set-reset) ist die einfachste Ausführung der Flipflop Familie. Es ist im Grunde eine aus zwei kreuzgekoppelten NAND-Gattern aufgebaute bistabile Kippstufe⁴. Geht der \overline{S} Eingang *lo*, wird der Q Ausgang *hi*, und umgekehrt für \overline{R} .

⁴Es wird hierbei auf das ADEle Skript verwiesen. Pragmatisch zusammengefasst: ist der Gain der in der Rückkopplung größer als 0dB für $n \cdot 2\pi$ Phasendrehung, so wird das System instabil, da Mit- anstatt Gegenkopplung stattfindet. Stichwörter: Amplituden- und Phasenrand (eng. gain- & phase margin).

Nun wird die Funktionsweise dieses präzisions-Schmitt-Trigger deutlich. Der Ausgang wird gesetzt wenn $U_e > U_2$ und nullgestellt wenn $U_e < U_1$. Somit sind die beiden Schwellspannungen uneingeschränkt und unabhängig voneinander einstellbar. Der große Nachteil: um sie betreiben zu können, muss man für die Schaltung die zwei Referenzspannungen irgendwie generieren, z.B. über OPV Spannungsreferenzen mit Z-Dioden. Um den Schaltungsaufwand zu vermeiden, kann man auch passiv, über einen Spannungsteiler mit 2 Abgriffen herangehen - was entweder nur eine Referenzquelle benötigt, oder direkt die Betriebsspannung abgreift und somit den "präzisions" Teil untergräßt.

2.1.2 OPV-basierte Transistor-Präzisionsstromquelle

Beim Treiben gewisser Lasten ist eine genaue Einstellung bzw. Begrenzung des Stroms sehr wichtig. Hierfür gibt es zahlreiche Schaltungen auf Transistorbasis, welche zwar diese Aufgabe erfüllen, jedoch begrenzt sind in ihrer Arbeitspunktstabilität.

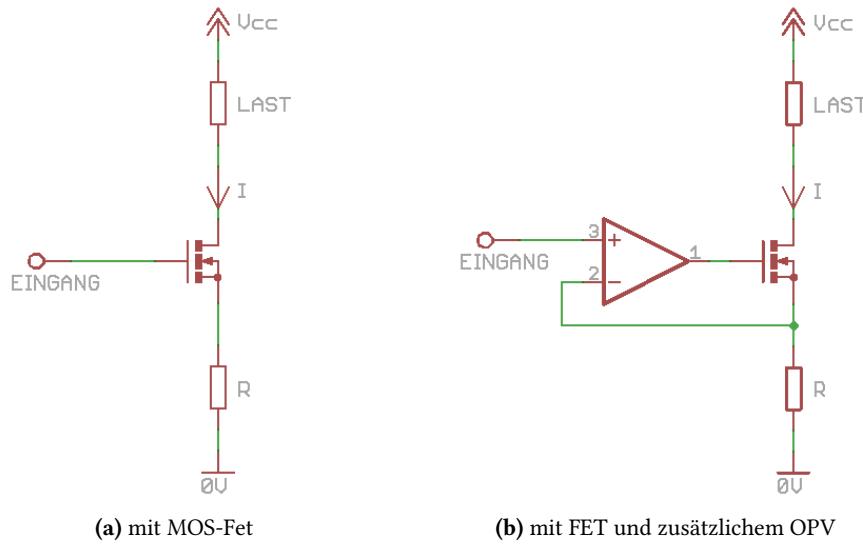


Abb. 2.4: Stromquellen

Die Schaltung in Abb. 2.4a ist eine dieser Schaltungen. Erweitert man diese Schaltung nun um einen OPV mit Gegenkopplung (Abb. 2.4b) über die Gate-Source-Strecke des MOS-Fets, entfällt die vorher noch vorhandene Abhängigkeit des Stroms von der Gate-Source-Spannung durch die Rückkopplung. Da die Schaltung in Gegenkopplung betrieben wird, wird die Differenzspannung U_D an den OPV-Eingängen zu 0V geregelt. Das Gate wird vom OPV so geregelt, dass die Eingangsspannung über dem Widerstand anliegt. Der Strom durch diesen fließt durch den gesamten Zweig mit der Last und ist allein vom Widerstand abhängig.

2.1.3 Transimpedanzverstärker

Viele Sensoren liefern sehr schwache Stromsignale. Eine Umwandlung in Spannungssignale für die Weiterverarbeitung ist oft erwünscht. Um diese Aufgabe zu erfüllen, kann man einen Transimpedanzverstärker (Strom-Spannungs-Wandler) nutzen. Der Transimpedanzverstärker aus Abb. 2.5b funktioniert an sich wie der bereits bekannte invertierende Verstärker (Abb. 2.5a). Der in den Knoten am invertierenden Eingang des OPVs fließende Strom kann aufgrund der Hochohmigkeit des OPV-Eingangs nicht in diesen fließen und fließt somit durch den Rückkoppelwiderstand. Es muss die gleiche Stromgleichung erfüllt werden, wie beim invertierenden Verstärker (siehe Herleitung im Aufgabenblatt 1). Der OPV selbst regelt mit seiner Ausgangsspannung über seine Rückkopplung die Spannung am invertierenden Eingang auf das gleiche Spannungsniveau wie der nicht-invertierende Eingang (hier 0V). Die Ausgangsspannung entspricht dem Eingangsstrom multipliziert mit dem Rückkoppelwiderstand (invertierung beachten!).

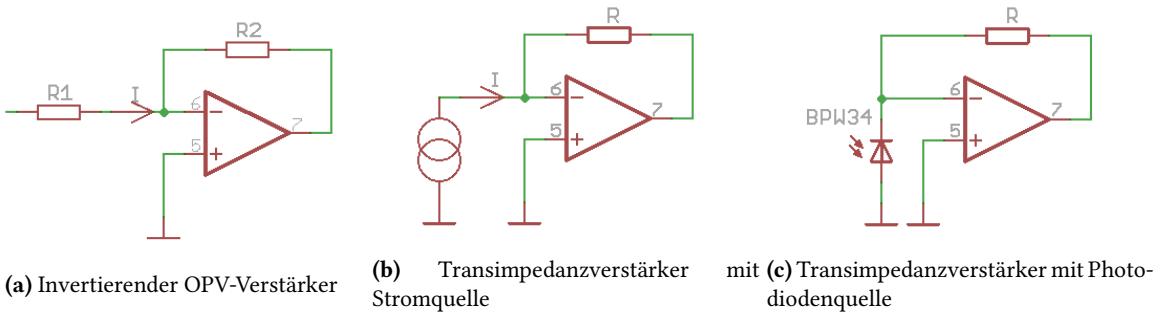


Abb. 2.5: Transimpedanzverstärker

Als Stromquelle kann beispielsweise auch eine Photodiode dienen (Abb. 2.5c). Der niedrige Strom von einigen μA kann so durch einen Rückkoppelwiderstand von einigen $k\Omega$ bzw. $M\Omega$ auf gut handhabbare Spannungspegel umgesetzt werden.

2.2 Laboraufgaben

Notwendige Geräte:

- Einstellbare Spannungsquelle(n)
- Oszilloskop (opt. Multimeter)
- Einstellbarer Frequenzgenerator
- LED (Farbe weiß oder mit Licht im Wellenlängenbereich, in dem die BPW34 empfindlich ist)

Benötigte Halbleiterbauelemente

- Operationsverstärker LM358, TL072 oder ähnlich
- Fotodiode BPW34
- n-Kanal MOSFET BS170, 2N7000 oder ähnlich

2.2.1 Vorbereitung

- **Vorbereitung:** Machen Sie sich mit den Datenblatt der Photodiode BPW34 vertraut.
- **Vorbereitung:** Dimensionieren Sie die Widerstände eines invertierenden und nicht-invertierenden Schmitt-Trigger für Schaltschwellen von $\pm 4\text{V}$ bei einer bipolaren Versorgung mit $\pm 12\text{V}$.

2.2.2 Schmitt-Trigger

1. Bauen Sie beide (erst invertierend, dann nicht-invertierend) Schmitt-Trigger auf OPV-Basis auf und überprüfen Sie deren Schaltschwellen. Wählen Sie die Widerstandswerte so, dass die Schaltschwellen bei einer bipolaren Versorgung mit $\pm 12\text{V}$ bei etwa $\pm 4\text{V}$ liegen. Überprüfen Sie auch was mit den Schaltschwellen passiert, wenn man die Versorgungsspannung verändert (bei einer der Schaltungen).
2. Bauen Sie den nicht-invertierenden Schmitt-Trigger zum Präzisions-Schmitt-Trigger mit Z-Dioden um und ermitteln Sie inwiefern er versorgungsspannungsunabhängig schaltet.
3. Verändern Sie den nicht-invertierenden Schmitt-Trigger, damit er mit einer single-supply Spannungsversorgung von $+12\text{V}/0\text{V}$ mit Schaltschwellen von 4V und 8V auskommt (Dioden wieder entfernen, der invertierende Schmitt-Trigger darf abgebaut oder ignoriert werden).

4. Simulieren Sie Eingangsrauschen indem Sie ein Eingangssignal bestehend aus einer *LF Signal Sinusschwingung* und einer überlagerten, kleineren, *HF Rausch Sinusschwingung* generieren. Vergleichen Sie nun einen der Schmitt-Trigger mit einem Komparator bezüglich deren Ausgänge.

Alternativ verwenden Sie die Addierer aus Aufgabe 1.2.4 und addieren Rauschen zu einer dreieckförmigen Spannung. Die Funktionsgeneratoren können zwei Signale erzeugen, eines ist dann das Rauschsignal.

Hinweis: Nutzen Sie eventuell den XY-Modus des Oszilloskops für eine bessere Darstellung Ihrer Messergebnisse.

2.2.3 Lichtschranke

1. Bauen Sie eine OPV-MOSFET-Stromquelle (Versorgung ± 12 V, Ansteuerung $0 \dots 5$ V) mit LED-Last (weiß, maximal 10 mA).
2. Bauen Sie einen Transimpedanzwandler mit Photodiode am Eingang. Die LED aus der vorhergehenden Aufgabe soll dabei auf die Photodiode gerichtet werden.
3. Nehmen Sie mittels eines invertierenden Verstärkers eine Pegelanpassung vor, sodass dessen Ausgangssignal vom nicht-invertierenden Schmitt-Trigger (3. Aufgabe aus dem ersten Aufgabenblock) in single-supply Betrieb ausgewertet werden kann.

Hinweis: Nutzen Sie LEDs mit Vorwiderständen an den Ausgängen der Teilschaltungen für eine optische Auswertung Ihres Signalverhaltens.

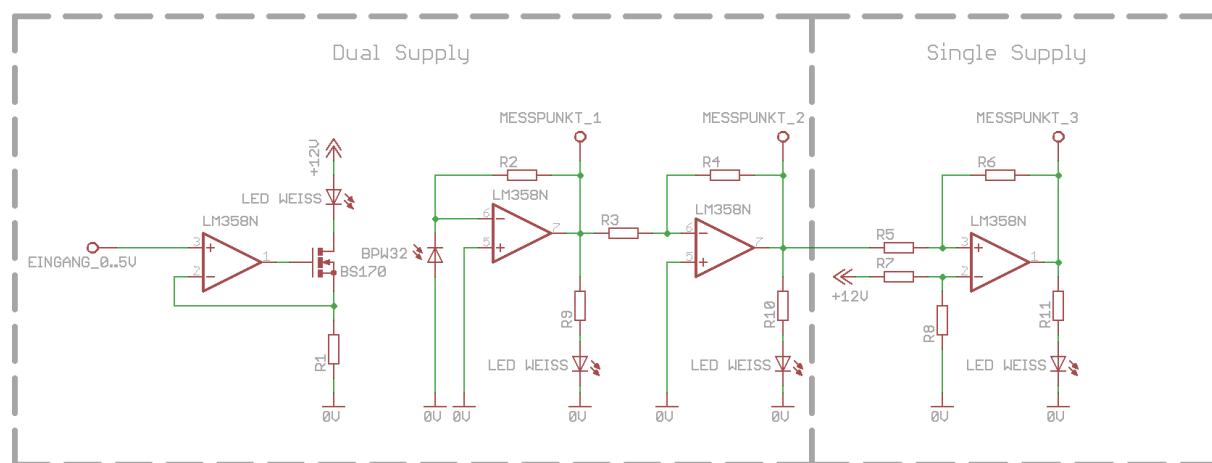


Abb. 2.6: Gesamtschaltung - Vorschlag

Laborthema 3

Aktive Filter

3.1 Theoretische Grundlagen und Vorbereitung

Ein reiner, eintöniger, unmodulierter Sinus im Zeitbereich kann durch die Fouriertransformation auf einem Deltapuls an der entsprechenden Stelle¹ im Frequenzbereich (Betrag) abgebildet werden. Die Fouriertransformation (FT) gibt daher Auskunft über Amplitude und Phasenlage der in einem Signal vorhandenen Frequenzkomponenten. Für zeit-diskrete Signale wird vorwiegend die Fast Fourier Transform (FFT) benutzt. Meistens sind die somit gewonnenen Informationen in einem Bode-ähnlichen Plot oder, im Falle zeitveränderlicher Signale, einem Spektrogramm dargestellt.

Ziel eines Filters ist, die spektrale Zusammensetzung eines Zeitsignals zu manipulieren. Deswegen erfolgt die Betrachtung dessen fast ausschließlich im Frequenzbereich, wo die Effekte direkt nachvollziehbar sind. Die Übertragungsfunktion eines Filters ist als Quotient von U_{aus} und U_{ein} definiert, und besagt wie das Ausgangs- in Bezug auf das Eingangssignal verändert wurde. Im Frequenzbereich ergibt sich daraus Formel 3.1.

Charakteristisch für ein System, in diesem Fall unser Filter, ist die Verteilung von Pol- Nullstellen dessen Übertragungsfunktion. An ihr lassen sich Aussagen über das Verhalten des Systems treffen - zum Beispiel über die Signalübertragung und die Stabilität des Systems. Zähler- und Nennerpolynom in 3.1 können auch in faktorisierte Form als Produkt ihrer Wurzeln dargestellt werden. So lässt sich insbesondere von Übertragungsfunktionen linearer zeit-invarianter Systeme die in ihre Pol- und Nullstellen ableSEN. Aufteilung nach Betrag und Phase liefert das vertraute Bode Diagramm. Üblicherweise wird die Frequenz 10-logarithmisch, der Betrag in dB und die Phase linear in Grad aufgetragen. Wichtige Eigenschaften im Zeitbereich sind Impuls- und Sprungantwort (Überschwingen, Anstiegszeit, Einschwingzeit, Ringing).

$$H(s) = \frac{\sum_0^m a_n \cdot s^n}{\sum_0^n b_n \cdot s^n} \quad (3.1)$$

Im idealisierten Frequenzgang bedeutet eine Polstelle ein Knick des Amplitudengangs nach unten und eine Verringerung der Phase, während ein Nullstelle einen Knick der Amplitude nach oben und je nach Vorzeichen eine Erhöhung bzw. eine Verringerung der Phase bedeutet. Diese Frequenz wird auch als Grenzfrequenz bezeichnet. Je nach Ordnung n dieser Pol- und Nullstellen verändert sich die Phase um $n \cdot 90^\circ$ und die Amplitude um $n \cdot \frac{20db}{dekk}$.

Die sogenannte Phasenreserve (auch Phasenrand genannt) und Amplitudenreserve lassen sich im Bodediagramm bestimmen. Über sie lässt sich eine Aussage über die Schwingneigung des Systems, bis

¹Eigentlich an zwei Stellen, einmal ein positiver Puls bei f_{sin} und einmal ein negativer Puls bei $-f_{sin}$. Das Spektrum eines realen Signals ist bzgl. der $\omega = 0$ Achse anti-/symmetrisch - das spielt die Zentrale Rolle bei Aliasing. Analytische Signale haben nur positive Frequenzkomponenten.

hin zur Instabilität eines Filters, welcher zum Resonator bzw. Oszillator wird, treffen. Die Amplitudenreserve ist die Differenz $V_{AR} = 1 - V_{f_{AR}}$ zur Verstärkung von 1 in genau der Frequenz f_{AR} , in der die Phase des Systems 180° erreicht. Analog dazu ist die Phasenreserve die Differenz zur Phasendrehung von 180° in genau der Frequenz, in der die Verstärkung des Systems 1 ist. Gehen Phasen- bzw. Amplitudenreserve gegen null, wird das System instabil. Dem wird versucht mit Kompensatoren (siehe 3.1.7) entgegenzuwirken.

Betrachtet man dies in der Komplexen Ebene mit Real- und Imaginärteil der Komplexen Pol- und Nullstellen, so sollten keine Polstellen einen positiven Realteil besitzen, also rechts der imaginären Achse liegen. Dies ist äquivalent zur Aussage, dass die Ortskurve der Schleifenverstärkung im Nyquistdiagramm links des Punktes $1 + 0i$ verläuft.²

$$V_{CL} = \frac{V_D H_{RK}}{1 - V_D \cdot H_{RK}} \quad (3.2)$$

Hierin ist mit V_D die Übertragungsfunktion des OPV und mit H_{RK} das Rückkopplungsnetzwerk bezeichnet.

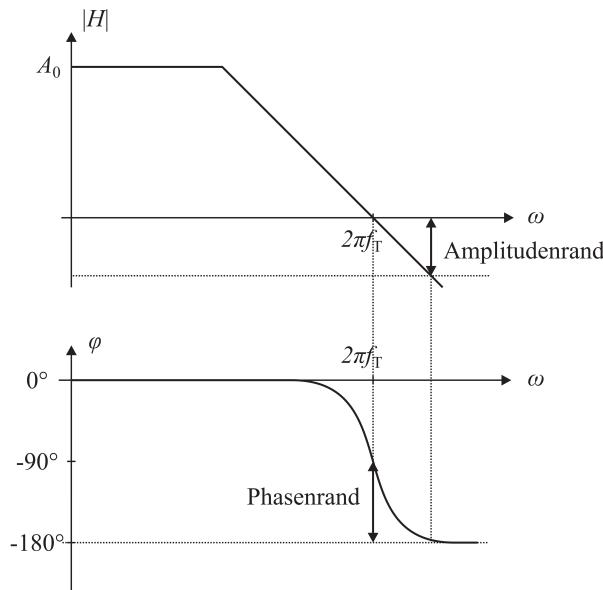


Abb. 3.1: Phasenreserve und Amplitudenreserve

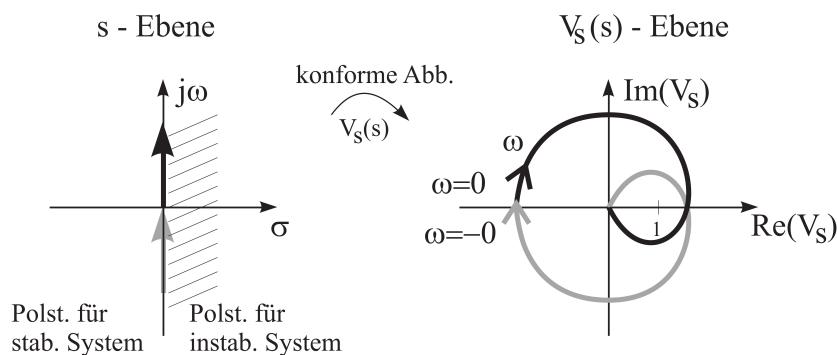


Abb. 3.2: PN-Diagramm und Nyquistortskurve eines instabilen Systems

Man unterscheidet zwischen verschiedene Arten von Filtern, kann sie jedoch in zwei Kategorien einteilen: Filter die primär den Betragsfrequenzgang anpassen sollen, und diejenigen die den Phasenfre-

²Hierbei sei auf die Grundlagenverstaltungen, zum Beispiel „Grundlagen der Regelungstechnik“, von Prof. Raisch verwiesen.

quenzgang manipulieren. Meistens wirkt sich eine Änderung in einem auch auf den anderen aus, sodass Amplitude und Phase weitgehend nicht unabhängig voneinander sind. Zur ersten gehören Tief-, Band- und Hochpässe sowie Bandsperren und Resonanzfilter. In die zweite Kategorie fallen z.B. Allpässe und Phasenkompenatoren[15].

Den tendenziellen Verlauf des Amplitudengangs gibt der Filtertyp vor. Jedoch sind die Koeffizienten der zu implementierender Übertragungsfunktion durch verschiedene Ansätze optimierbar. Dies ergibt die in Tabelle 3.1 verglichenen Charakteristika (TP-bezogen).

Tabelle 3.1: Vergleich der Optimierungspolynome

Optimierung nach	Amplitudenfrequenzgang	Zeitverhalten
Bessel	Nicht sehr steiler Abfall oberhalb ω_g Flach abfallender Verlauf im Durchlassbereich	Überschwingen -- Phasenverzerrung --
Butterworth	Steiler Abfall oberhalb ω_g Flacher Verlauf im Durchlassbereich	Überschwingen Phasenverzerrung
Tschebyscheff	Sehr steiler Abfall oberhalb ω_g Welligkeit konstanter Amplitude im Durchlassbereich	Überschwingen + Phasenverzerrung +
Cauer	Noch steilerer Abfall oberhalb ω_g Welligkeit konstanter Amplitude im Durchlass- und im Sperrbereich	Überschwingen ++ Phasenverzerrung ++

3.1.1 Praktische Anmerkungen

Passive Filter werden mit Widerständen, Kondensatoren und Spulen realisiert³, und sind die klassische Herangehensweise, vor allem für den höheren HF Bereich. Nachteilig ist jedoch, dass sie nicht ohne weiteres kaskadierbar sind (i.e. lastabhängig), keine Verstärkung größer als 1 realisieren können und zudem Spulen⁴ benötigen. Aktive Filter, z.B. auf OPV Basis, beseitigen all diese Nachteile, bringen aber ein extra Bauteil und die Notwendigkeit einer Spannungsversorgung dafür ins Spiel. Zudem ist ihre Bandbreite begrenzt (z.B. top of the line LTC6409 - 10GHz GBP), sodass passive Filter im HF Bereich wieder Anwendung finden. Die Begrenzung des Output-Swings und der Bandbreite sorgen so zum Beispiel für weitere mögliche Polstellen in der Übertragungsfunktion eines realen aktiven Filters. Außerdem können rückgekoppelte OPVs bei mangelnder Phasenreserve instabil werden.

Die Ordnung eines Filters gibt an, was die höchste Potenzdifferenz der Frequenzkomponente (i.e. s, S, ω, Ω) in der Übertragungsfunktion ist. Sie sagt aus wie schnell sich das Verhalten des Filters mit der Frequenz ändern kann - bildlich, wie schnell z.B. der Amplitudengang auf- und abklingt.

Dadurch dass aktive Filter [2] innerhalb deren Spezifikation nicht lastabhängig sind, kann man die Ordnung davon beliebig erhöhen indem man Teilstufen zweiter Ordnung kaskadiert. Da die Spannungsversorgung eines solchen Systems limitiert ist, muss ein Kompromiss zwischen Aussteuerbarkeit und Rauschunterdrückung gemacht werden. Idealerweise würde man Filter hoher Güte so früh wie möglich in der Kette implementieren, sodass hohe Verstärkungen nah an der Grenzfrequenz das Rauschen vorheriger Stufen nicht weiter anheben. Leider führt das zur Güte proportionale Überschwingen dazu dass der Aussteuerungsbereich schon früh in der Kette ausgeschöpft werden und somit Clipping auftreten kann. Die Güte Q eines Filters drückt den Bezug zwischen im System gespeicherten Energie (in L und C) und der dissipierten (in R) aus, oder äquivalent das Verhältnis von Mittenfrequenz zur Bandbreite - tatsächlich rücken mit steigender Güte die Polstellen der Übertragungsfunktion näher an die \Im -Achse heran [1, 17]. Filter hoher Güte haben größere Frequenzselektivität (i.e. schärfere Übergänge), weisen aber größeres Überschwingen auf.

³Bislang keine Filter mit Memristoren.

⁴Spulen sind groß, ungenau und teuer. Sie sind nahezu unmöglich in ICs realisierbar und streuen wenn keine Abschirmung vorgesehen ist. Zudem führen sie Hysterese-Verzerrungen im Schaltkreis ein und müssten für kleine Frequenzen generell impraktikabel große Werte erreichen.

Ein praktisches Beispiel für Tiefpassfilter, welches auch die Wichtigkeit der Berücksichtigung negativer spektraler Anteile illustriert, ist Aliasing [18]. Bei der Abtastung analoger Signale entstehen Spiegel-spektren. Das Signal wird im Zeitbereich mit einem Deltakamm der Periode T_s multipliziert, was einer Faltung dessen Spektrums mit einem Deltakamm der Periode $f_s = 1/T_s$ im Frequenzbereich entspricht. Dabei wird das Spektrum periodisch um $n \cdot f_s$ wiederholt. Ist dieses nicht bandbegrenzt, überlagern die SpiegelSpektren und das Originalsignal ist nicht mehr rückgewinnbar - Aliasing hat stattgefunden (Abb. 3.3).

Folglich sollte man alle Frequenzen die überlappen vor der Abtastung herausschneiden - idealerweise mit einem Rechteckfenster im Frequenzbereich. Da aber die Flankensteilheit unendlich sein müsste, und dementsprechend auch die Ordnung, ist dies nicht analog implementierbar - eine minimal ausreichende Ordnung muss herhalten⁵. Die Abtastrate muss, laut Nyquist-Shannon Theorem, bekanntlich mindestens der doppelten maximalen Frequenzkomponente im Signal entsprechen. Unter Berücksichtigung der negativen Frequenzanteile, die natürlich mit um $n \cdot f_s$ repliziert werden, wird klar warum - die Bandbreite des Spiegelpektrums ist nämlich das Doppelte der maximalen Signalfrequenz. Wenn das Abgetastete zurück in ein zeitkontinuierliches Signal überführt wird, muss nur dafür gesorgt werden dass die jetzt nicht überlappenden SpiegelSpektren mittels eines Tiefpasses entfernt werden.

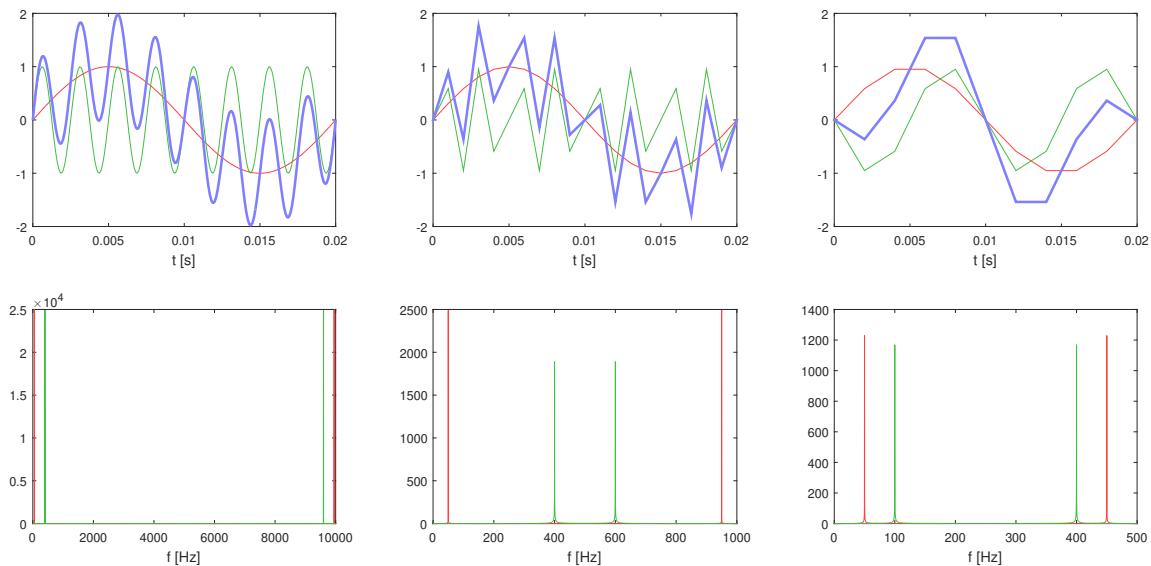
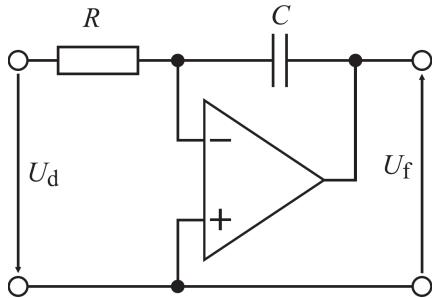


Abb. 3.3: Abtastung und Aliasing (rot(50Hz)+grün(400Hz)=blau, $f_s = 10\text{kHz}, 1\text{kHz}, 0.5\text{kHz}$)

3.1.2 Der Integrator

Ein Integrator (Abb. 3.4) tut genau was sein Name verrät: er gibt das Zeitintegral des Eingangssignals aus. Formel 3.3 und 3.4 geben das Übertragungsverhalten im Zeit- und Frequenzbereich an.

⁵Da die Flankensteilheit realer Filter niemals unendlich ist, heißt das, dass immer Aliasing zu einem gewissen Grad stattfindet. Da aber abgetastete Signale (meistens) quantisiert werden, muss nur sichergestellt werden dass die entsprechenden Spiegelpektrumanteile unter dem Quantisierungsrauschen liegen.



$$U_a(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_e(t) dt \quad (3.3)$$

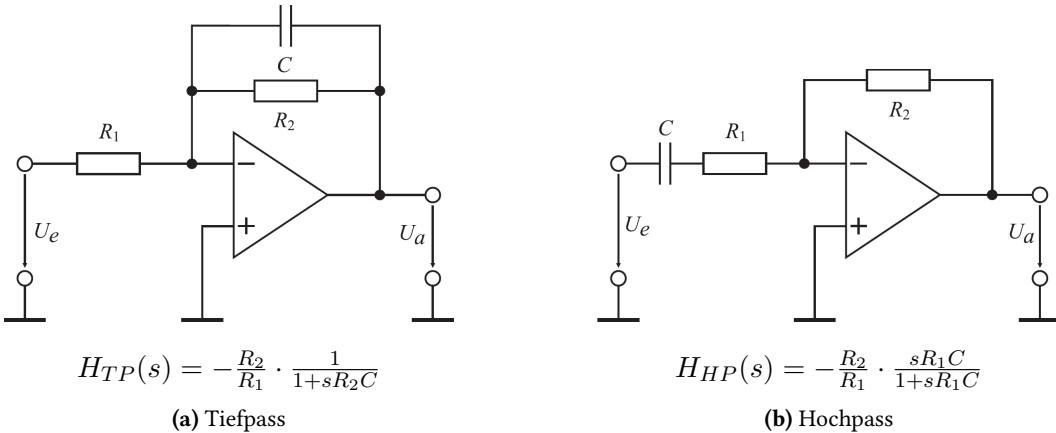
$$H_{int}(s) = -\frac{Z_C(s)}{R} = -\frac{1}{sRC} \quad (3.4)$$

Abb. 3.4: Invertierender Integrator

Wie man Formel 3.4 entnehmen kann, ist der Betragsfrequenzgang im logarithmischen eine mit der Steilheit $1/RC$ fallende Gerade⁶. Dies macht entsprechend auch Sinn, da die Architektur einem invertierenden Verstärker mit komplexer Rückführung entspricht (siehe Formel 3.6). Daher ist die Verstärkung eines Integrators für Frequenz 0 unendlich, und für Frequenz ∞ null. In erster Näherung ist der Integrator daher ein Tiefpass. Durch $\tau = RC$ kann man die 0 dB Übergangsfrequenz und somit Integrationsgeschwindigkeit einstellen. Ein Nachteil der hier abgebildeten Schaltung ist deren invertierende Natur, was in single-supply Umgebungen unerwünscht ist. Lösungen dafür sind die virtuelle Masse, die nicht-invertierende (jedoch ungenauere[2]) oder die switched capacitor Architektur.

3.1.3 Aktive Filter erster Ordnung

Will man nun die bekannten passiven Hoch- und Tiefpass Filter in eine aktive Variante umwandeln, stehen zwei Varianten zur Verfügung: entweder man baut sie traditionell auf, und puffert mit einem nicht-invertierendem Verstärker (da der invertierende den Eingang belastet), oder man integriert sie direkt in der Struktur des Verstärkers ein. Die zweite Methode ist bauteilsparender und erlaubt auch das Implementieren von Verstärkungen kleiner als 1.



$$H_{TP}(s) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1+sR_2C}$$

(a) Tiefpass

$$H_{HP}(s) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{sR_1C}{1+sR_1C}$$

(b) Hochpass

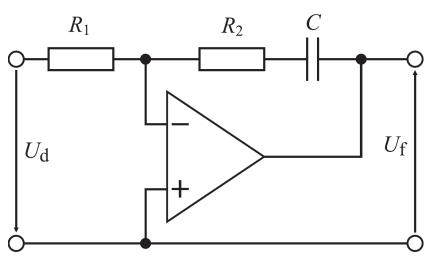
Abb. 3.5: Aktive Filter erster Ordnung

Es ist schon bekannt, dass der Integrator annäherungsweise ein Tiefpass ist. Um für den Durchlassbereich das typische Plateau zu erzeugen, muss man die Verstärkung für niedrige Frequenzen konstant halten, i.e für $f \rightarrow 0$ soll Z_R nicht zu Unendlich sondern zu einem vorgegebenen, realen Widerstandswert konvergieren. Abbildung 3.5a zeigt die Realisierung davon, durch die Parallelschaltung von C und R_2 .

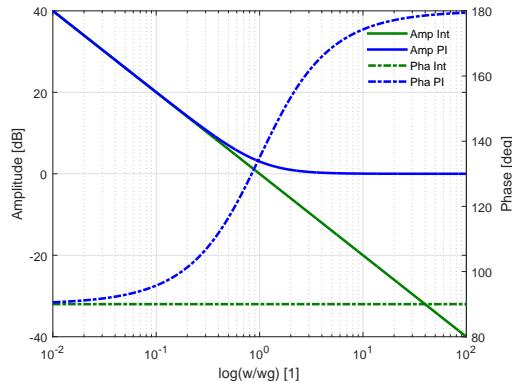
Analog dazu lässt sich auch der Hochpass (Abb. 3.6) realisieren. Dabei schaltet man C und R_1 seriell, und drosselt somit die niedrigen Frequenzen.

⁶Komplementär zum Integrator gibt es auch den Differenzierer, bei dem R und C vertauscht sind, und dessen Übertragungsfunktion eine steigende Gerade ist. Da dies aber eine unendliche Verstärkung für unendlich hohe Frequenz bedeutet, ist solch eine Schaltung durch die Bandbegrenzung realer Bauteile nur näherungsweise für einen bestimmten Frequenzbereich realisierbar.

3.1.4 PI Filter



(a) Analoge Schaltung mit OPV



(b) Bode Plot (Vgl. Integrator)

Abb. 3.6: PI Filter

Aus der Regelungstechnik sollten P, PI, PD und PID Filter bekannt sein. Das P, I und D stehen dabei jeweils für proportional, integral und differentiell, und geben die Antwortcharakteristik des Filters auf eine Eingangsänderung wieder. In der RT werden solche Filter in geschlossenen Regelkreisen benutzt, um den Fehler $e(t)$ zwischen Ist- und Sollwert gegen Null zu regeln.

P Filter verstärken lediglich den Fehler zu $u_p(t) = K_p \cdot e(t)$, mit $H_P(s) = K_p$, und entsprechen somit einer regulären, frequenzunabhängigen Verstärkerschaltung. Von Vorteil ist die verzögerungsfreie Antwort auf Änderungen, jedoch ist aus Stabilitätsgründen die maximale Verstärkung begrenzt. Bleibende Regelabweichungen können sich auch einstellen.

I Filter sind durch den vorher betrachteten Integrator implementierbar, da sie dieselbe Aufgabe erfüllen, $H_I(s) = K_I / s$. Dessen Funktionsweise lässt sich intuitiv dadurch erklären, dass er den aktuellen Fehler aufgrund seiner vorherigen Werte zu minimieren versucht. Die Regelung erfolgt dadurch langsam, jedoch ohne Regelabweichungen zu generieren.

D Filter sind Differenziatoren, die als Signalprädiktoren aufgefasst werden können. Ihr Ausgang leitet die Eingangsspannung gemäß $u_d(t) = K_d \cdot de(t)/dt$, $H_D(s) = K_d \cdot s$ ab. Durch diese Schätzung der Weiterentwicklung des Fehlersignals kann sehr schnell und genau reagiert werden, ist jedoch extrem empfindlich gegen Rauschen.

Üblicherweise werden diese Filter zusammengeschaltet, um bessere und vielfältigere Eigenschaften zu erzielen[25]. Wenn alle drei parallel geschaltet werden, entsteht das sogenannte PID Filter[26]. Es ergeben sich die charakterisierenden Gleichungen 3.5 und 3.6.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.5)$$

$$H(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d \cdot s \quad (3.6)$$

Zwar verbessert ein optimal implementiertes D Glied die Anstiegszeit und das Überschwingen [25], da es aber schwierig zu dimensionieren ist (aufgrund der intrinsischen Eigenschaft HF Rauschen zu verstärken) werden meist nur kleine oder gar keine Anteile davon benutzt⁷. Viel einfacher für die analoge Implementierung ist das **PI Filter** in Abbildung 3.6a. Durch das Einführen von R_2 im Rückkoppelpfad eines Integrators, verhindert man, dass wenn $f \rightarrow \infty$ dann $Z_R \rightarrow 0$ und somit $V_S \rightarrow 0$. Man sieht wie ab einer bestimmten Frequenz der Amplitudengang abflacht (in diesem Fall auf 0 dB) und die Verstärkung alleine vom Verhältnis R_2/R_1 abhängt. Dadurch realisiert man den gewünschten proportionalen

⁷Die englische Wikipedia Seite hat eine sehr anschauliche Animation davon: https://en.wikipedia.org/wiki/PID_controller#/media/File:PID_Compensation_Animated.gif

Anteil. Die Übertragungsfunktion ist in Formel 3.7 gegeben.

$$H_{PI}(s) = -\frac{sR_2C + 1}{sR_1C} \quad (3.7)$$

3.1.5 Sallen-Key und MFB

Filter höherer Ordnung werden aus Teilsystemen zweiter Ordnung zusammengesetzt. Um diese zu realisieren stehen die Sallen-Key/KRC und MFB/MLF Architekturen zur Verfügung. Obwohl meistens die TP-Implementierung davon betrachtet wird [16], sind beide auch für alle anderen Übertragungsverhalten zu verschiedenen Graden geeignet.

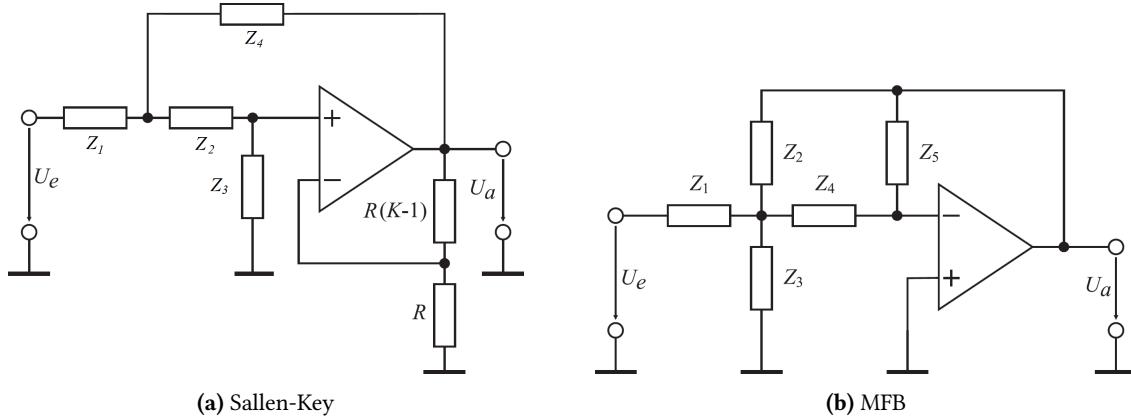


Abb. 3.7: Aktive Filter zweiter Ordnung

Sallen-Key Filter sind nicht-invertierende Verstärker mit einem (einzigen) Mitkopplungszweig [27] (Abb. 3.7a). Da ihre Verstärkung (K) allein durch die negative Rückkopplung eingestellt werden kann, wohingegen das Frequenzverhalten durch die R und C Komponenten im Eingangszweig bestimmt wird, werden sie auch KRC Filter genannt. Die Komponentendimensionierung ist einfacher als beim MFB, zu einem weil der Eingangs- und negative Rückkoppelzweig unabhängig voneinander sind, und zum anderen weil bei der unity gain Implementierung weniger Bauteile nötig sind. Zudem haben im letzteren Fall die Bauteiltoleranzen auch keinen großen Einfluss auf das Systemverhalten. Die HF Eigenschaften sind jedoch schlechter als die eines äquivalenten MFB. Die allgemeine Übertragungsfunktion ergibt sich zu Formel 3.8.

$$H_{SK}(s) = K \cdot \frac{Z_3 Z_4}{Z_1 Z_2 + Z_4(Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_1 Z_3(1 - K)} \quad (3.8)$$

MFB (eng. multiple feedback) oder **MLF** (eng. multiple loop feedback) Filter sind invertierende, mehrfach gegengekoppelte Verstärker (Abb. 3.7b). Sie sind robust gegenüber Komponentenvariationen und bieten bessere HF Eigenschaften als S-K Filter - deshalb sind sie vor allem bei TP oder BP Filterrealisierungen zu bevorzugen [19, 4, 2]. Zum Erreichen hoher Güten müssen jedoch die Kapazitätswerte sehr unterschiedlich sein, was unter Umständen problematisch ist. Die Übertragungsfunktion ist in Formel 3.9 gegeben.

$$H_{MFB}(s) = -\frac{Y_1 Y_4}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_2 Y_4} \quad (3.9)$$

Natürlich können die Formeln dazu benutzt werden, um durch Koeffizientenvergleich ein beliebiges Filter mit vorgegebener Charakteristik zu implementieren. Wenn es schnell gehen muss, und die Charakteristik im Hintergrund steht, kann man Anleitungen wie z.B. [20] benutzen. Braucht man aber volle Kontrolle über alle Parameter, bietet sich ein Programm wie FilterPro [21] an. Auch Matlab™ hat eine Filter-Toolbox.

3.1.6 Universalfilter

Die im Vorherigen betrachteten aktiven Filter zielen darauf ab, mit minimalem Bauteilaufwand realisiert werden zu können. Dies zieht nach sich, dass Parameter weitgehend nicht unabhängig voneinander eingestellt werden können, Bauteiltoleranzen große Auswirkungen haben und die maximal erreichbare Güte klein bleibt. Diese Nachteile können durch das Einsetzen multipler OPVs gelöst werden - kaskadierte Integratoren mit Rückführung, wie in Abbildung 3.8a, können sogar mehrere Übertragungsfunktionen gleichzeitig ausführen. Daher der Name Universalfilter. Die entsprechenden Amplitudengänge sind in Abbildung 3.8b gezeigt. Da zwei Integratorglieder benutzt wurden, handelt es sich um Filter zweiter Ordnung⁸.

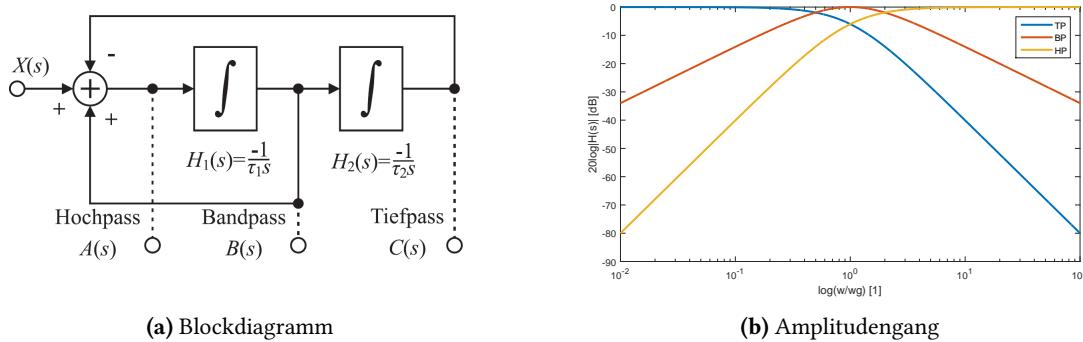


Abb. 3.8: Universalfilter

Die Übertragungsfunktionen kann man einfach aus der Multiplikation deren der einzelnen Komponenten ermitteln. Es ergeben sich (siehe Rechnung in [1]) die nachfolgenden Formeln:

$$H_C(s) = \frac{1}{s^2\tau_1\tau_2 + s\tau_2 + 1} \quad H_B(s) = \frac{-s\tau_2}{s^2\tau_1\tau_2 + s\tau_2 + 1} \quad H_A(s) = \frac{s^2\tau_1\tau_2}{s^2\tau_1\tau_2 + s\tau_2 + 1} \quad (3.10)$$

Man merkt dass die Verstärkung und Grenzfrequenz aber immer noch voneinander abhängen - dies ist jedoch durch eine Erweiterung, i.e. Hinzufügen einer intermediären Addiererstufe (siehe [1]), zu beheben.

3.1.7 Allpass und Phasenkompensatoren

Bislang stand bei einer Übertragungsfunktion der Amplitudengang im Vordergrund, mit wenig Überlegung dem Phasengang gewidmet. Wie aus der ersten Übung und der Vorlesung schon bekannt, ist aber das Zusammenspiel von Amplitude und Phase für die Stabilität eines Systems verantwortlich. In der VL wurde in-circuit stabilisiert, i.e. die Beschaltung des OPV Bausteins an sich wurde modifiziert. Dies ist natürlich zu bevorzugen, da weniger Komponenten gebraucht werden - manchmal ist dies aber nicht möglich, weil unter Umständen zu einem das ganze Netzwerk neu dimensioniert werden muss, und zum anderen das System sich als Black-Box präsentiert und somit kein Zugang zum Internen gewährleistet ist.

Wie der Name schon vermuten lässt, sind die Amplituden jeder Frequenzkomponente unbeeinträchtigt von der Übertragungsfunktion vom **Allpass** (Abb. 3.9a), i.e. $H_{AP}(s) = 1$ (Gl. 3.11). Die Phase erfährt aber eine -180° Drehung, mit -90° bei ω_g , in Abb. 3.9b illustriert⁹. Diese Frequenzunabhängigkeit der Amplitude wird durch das Einsetzen von zueinander konjugiert-komplexen Pol- und Nullstellen erreicht. Mit Allpässen lassen sich unter anderen Verzögerungsschaltungen oder Filterkompensationen

⁸Für den TP und HP sieht man die erwarteten 40dB/Dek. Da der BP aber zwei Grenzfrequenzen hat, i.e. die Nullstellen müssen sich auf beiden Seiten verteilen, ist die Steilheit jeder Seite die Hälfte der entsprechenden Filterordnung - dies gilt analog für die BS.

⁹Hier ein Allpass mit TP im positiven Zweig, Phase verläuft von $0 \rightarrow -180^\circ$. Ersetzt man ihn mit einem HP, wird die Phase von $+180^\circ \rightarrow 0$ verlaufen.

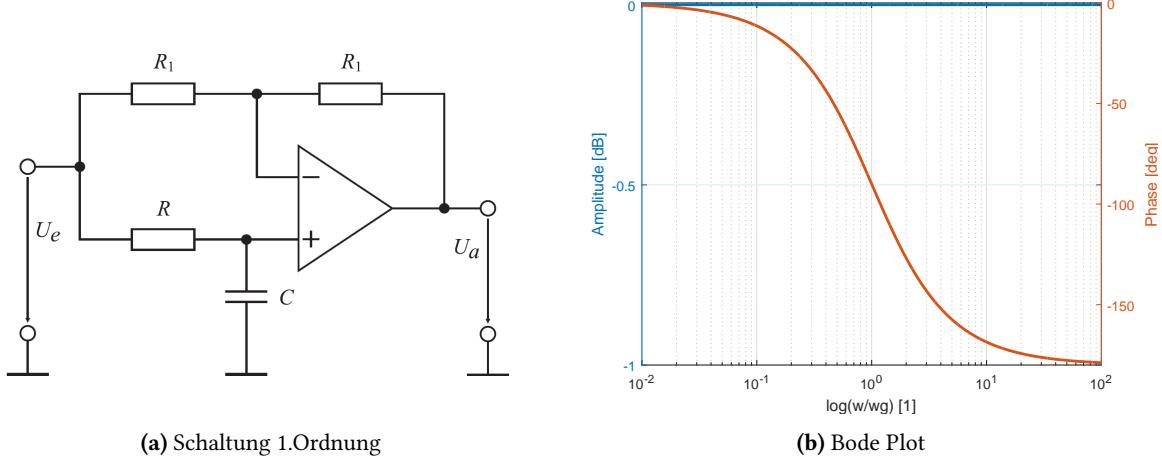


Abb. 3.9: Allpass

(z.B. Cauer Sprungantwort) realisieren [1].

$$H_{AP}(s) = \frac{1 - sRC}{1 + sRC} \quad (3.11)$$

Braucht man die Phase anheben oder punktuell verändern, kommen Phasenkompensatoren zum Einsatz. Diese können einen definierten Phasenabschnitt manipulieren, zu Kosten eines Sprungs im Amplitudengang. Somit kann z.B. die Stabilität eines rückgekoppelten Systems gewährleistet oder verbessert werden [22]. Durch Betrachtung von Amplituden und Phasenrand im Bode-Plot kann man die gewünschten Veränderungen damit realisieren. Eine optimale Dimensionierung und vor allem Kaskadierung ist relativ kompliziert durchzuführen.

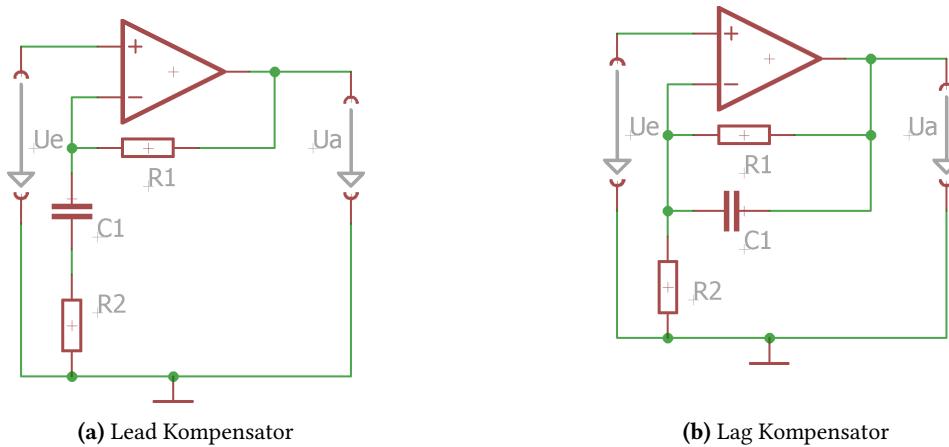


Abb. 3.10: Phasenkompensatoren

Es gibt entsprechend zwei Arten von **Kompensatoren**, phase-lead und phase-lag (kurz lead/lag) [23, 24]. Beide sind in Abbildung 3.10 schaltungstechnisch dargestellt. Im Grunde handelt es sich dabei um nicht-invertierende Verstärker mit komplexer Spannungsteiler-Rückkopplung. Intuitiv kann man voraussagen wie ihr Übertragungsverhalten aussehen wird, indem man die Grenzfälle $f \rightarrow 0$ und $f \rightarrow \infty$ betrachtet. Für den Lead: @ $f \rightarrow 0$ ist die Impedanz des unteren Zweigs unendlich, i.e. es ergibt sich ein Puffer, $V = 0 \text{ dB}$; @ $f \rightarrow \infty$ ist der Kondensator ein Kurzschluss, i.e. wir betrachten einen n-inv. Verstärker mit $V = 1 + R_1/R_2$. Für den Lag: @ $f \rightarrow 0$ ist die Impedanz des Kondensators unendlich, i.e. es liegt lediglich ein n-inv. Verstärker mit $V = 1 + R_1/R_2$ vor; @ $f \rightarrow \infty$ ist der Kondensator ein Kurzschluss, i.e. es entsteht ein Puffer, $V = 0 \text{ dB}$. Analytisch ergeben sich die Formeln 3.12 und 3.13.

$$H_{lead}(s) = \frac{sC(R_1 + R_2) + 1}{sCR_2 + 1} \quad (3.12)$$

$$H_{lag}(s) = \frac{sCR_1R_2 + R_1 + R_2}{sCR_1R_2 + R_2} \quad (3.13)$$

Man sieht in Abbildung 3.11, wie erwähnt, dass die Phasen- mit einer Amplitudenänderung einhergeht – soll sie angehoben werden, muss sich die Amplitude erhöhen, und umgekehrt. Die Breite und Höhe des Phasenpeaks sind komplementär, und hängen mit der Flankensteilheit des Amplitudenübergangs zusammen. Die maximale Phasenänderung ist beim Wendepunkt des Amplitudengangs erreicht. Lead Kompensatoren erhöhen die Systembandbreite und -Geschwindigkeit und verringern gleichzeitig den Overshoot. Dadurch dass sie für hohe Frequenzen eine Verstärkung einbringen, wird die Rauschunterdrückung beeinträchtigt - zudem gibt es spezifische Situationen wo das Einsetzen problematisch ist. Lag Kompensatoren verringern die Regelabweichung, dafür aber auch die Bandbreite und Systemgeschwindigkeit [22].

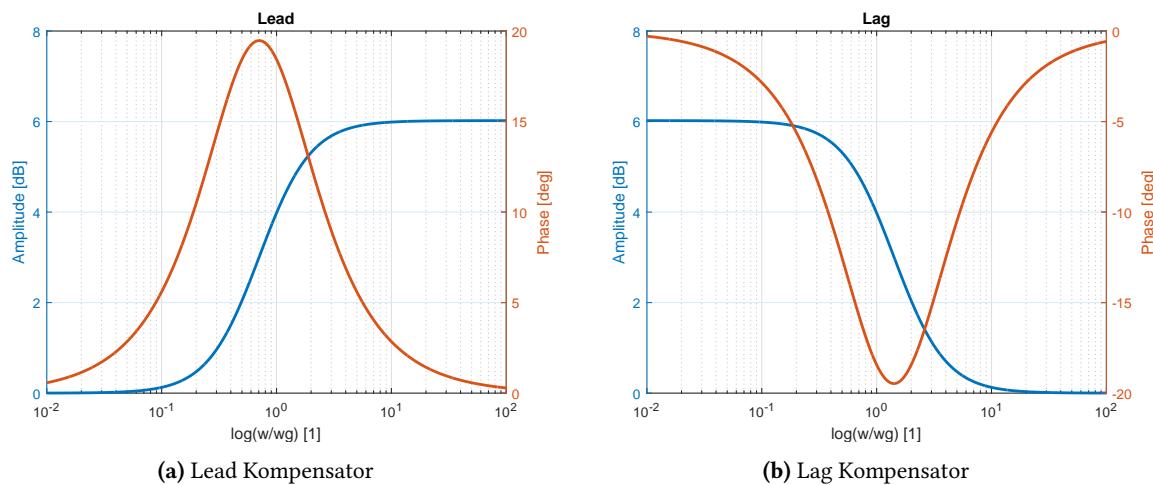


Abb. 3.11: Bode Plots

3.2 Laboraufgaben

Notwendige Geräte:

- einstellbare Spannungsquelle(n)
- Oszilloskop (opt. Multimeter)
- einstellbarer Frequenzgenerator
- PC mit SIMetrix oder LTSpice und FilterPro

Hinweis: Für die Realisierung der PLL in Abschnitt 5 wird ebenfalls ein Filter benötigt, lassen Sie das PI-Filter nach Möglichkeit aufgebaut.

3.2.1 Der Integrator

1. Bauen Sie einen invertierenden Integrator mit einstellbarer Zeitkonstante auf (vorgeschlagen $R = 10 \text{ k}\Omega$, $C = 100 \text{ nF}$). Erweitern Sie die Schaltung, sodass sie sich im Betrieb auf 0 setzen lässt.
2. Messen Sie stichpunktartig (aber logarithmisch) den Phasen und Amplitudengang der Schaltung. Vergleichen Sie diese mit den Simulationsergebnissen.

3.2.2 Aktive Filter erster Ordnung

1. Entscheiden Sie sich entweder für die HP oder TP Schaltung, und realisieren Sie diese auf dem Steckbrett (vorgeschlagen $R = 10 \text{ k}\Omega$, $C = 100 \text{ nF}$). Nehmen Sie die Übertragungsfunktion stichpunktartig (aber logarithmisch) auf.
2. Benutzen Sie das Simulationsprogramm um zu ermitteln welche Elemente man variieren kann, um ω_g bzw. die Verstärkung unabhängig voneinander ändern zu können.

3.2.3 PI Filter

1. Das PI Filter soll analog zum Integrator (mit $R_2 = R_1$) aufgebaut werden. Untersuchen Sie dabei den Frequenzgang, sowie die Sprungantwort.
2. Variieren Sie die Bauteilwerte im Simulationsprogramm und betrachten Sie die vorherigen Verhalten erneut.

3.2.4 Sallen-Key und MFB

1. **Vorbereitung:** Benutzen Sie FilterPro (o.Ä.) um einen sinnvollen Filter zweiter Ordnung mit S-K Architektur zu implementieren (HP,LP,BP). Setzen Sie dabei die Bauteilauswahl aus einer niedrigen E-Reihe.
2. Bauen Sie das entworfene Filter auf und messen Sie die Übertragungsfunktion nach Betrag und Phase
3. Vergleichen Sie das theoretische mit dem realen Frequenzverhalten.

3.2.5 Universalfilter (simulativ)

1. **Vorbereitung:** Simulieren Sie das Universalfilter (vorgeschlagen $R = 3,3 \Omega$, $C = 100 \text{ nF}$). Stellen Sie sicher dass die Durchlassverstärkung nicht 0 dB überschreitet.

3.2.6 Allpass und Phasenkompensatoren

1. **Vorbereitung:** Simulieren Sie den Allpass (vorgeschlagen $R = 10 \text{ k}\Omega$, $C = 100 \text{ nF}$). Ersetzen Sie den TP im positiven Eingangszweig durch einen äquivalenten HP. Wie ändert sich die Übertragungsfunktion?
2. Kompensieren Sie die Übertragungsfunktion eines Bessel-TP dritter Ordnung (Gain 7, $f_g = 500 \text{ Hz}$) mit dem Lead oder Lag Kompensator im Simulationsprogramm. Notieren Sie den Phasen und Amplitudenrand.

Laborthema 4

Oszillatoren

4.1 Theoretische Grundlagen und Vorbereitung

Mit Gleichsignalen kann man keine Information übertragen - deswegen werden Wechselströme in allen denkbaren Bereichen der Kommunikationstechnik eingesetzt: vom Radiowellen, über optische Fasern und bis hin zur Datenübertragung innerhalb eines Mikroprozessors. Alle brauchen einen Taktgeber, der eine möglichst stabile Referenzfrequenz erzeugt, um diese danach mit dem tatsächlichen Datensignal zu modulieren. Es gibt daher verschiedene Oszillatoren für unterschiedliche Frequenzbereiche, mit jeweils variierenden Eigenschaften bezüglich ihres Frequenzverhaltens.

Es werden jedoch vor der eigentlichen Diskussion über Oszillatoren einige notwendige Bausteine für deren Implementierung eingeführt und erläutert.

4.1.1 Oszillatoren

Bislang wurden rückgekoppelte Systeme bezüglich ihrer Stabilität bei hohen Frequenzen untersucht. Die Bedingung war, dass der Betrag der Schleifenverstärkung des Systems unter 1 sinken muss, bevor 360° Phasenverschiebung erreicht werden. Für Oszillatoren ist das Schwingen aber ein erwünschter Effekt, sodass sich die Forderung umkehrt (Formel 4.1) und die entstehende Mitkopplung bei der entsprechenden Frequenz die Oszillation anstößt. Dies erreicht man indem man im Rückkoppelzweig ein Netzwerk einführt, dass die gewünschte Phasendrehung generiert. Gewöhnlicherweise wählt man für den Verstärker eine invertierende OPV-Topologie, da diese schon -180° mit sich bringt. Es sei angemerkt dass es aber nicht reicht, dazu eine Rückkoppelschaltung die bloß weitere -180° an Phasenverschiebung bringt zu benutzen, da die -360° dann nicht, bzw. theoretisch nur für $\omega_0 = \infty$ erreicht werden. Die Verstärkung bei der ω_0 Frequenz muss auch entsprechend ausgelegt sein.

$$|V| \cdot |K| \geq 1 \quad \text{und} \quad (\phi_V + \phi_K) = n \cdot 360^\circ \quad (4.1)$$

Die Stabilität und Genauigkeit der Schwingfrequenz sind wichtige Parameter bei der Charakterisierung eines Schwingkreises, und geben an wie sich die Frequenz über Zeit/ Temperatur/ etc. verändert bzw. wie stark sie von der nominellen abweicht. Die genauesten handelsüblichen Oszillatoren beruhen auf piezoelektrischen Quarzen, wegen ihrer sehr guten Frequenzstabilität. Alternativ kann man, abhängig vom angestrebten Frequenzbereich und geforderten Genauigkeit, auch RC, LC, Keramik, AOW und dielektrische Resonatoren verwenden. Um eine gute Langzeitstabilität zu gewährleisten, werden oft Schaltungen zur Temperaturkompensation oder -steuerung benutzt, und gar (künstlich) veraltete Bauteile eingesetzt. Außer der vorhin angesprochenen Langzeitstabilität, spielt die Kurzzeitstabilität eine bedeutende Rolle. Sie beschreibt den Einfluss der Signalphase auf die Frequenz, gemäß Formel 4.2. Wenn die Phase „rauscht“ wirkt sich das auf die Frequenz aus.

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (4.2)$$

$$Q_f = \frac{d\varphi}{d\omega} \cdot \omega_0 \quad (4.3)$$

Der Term *Güte* (Formel 4.3) eines Schwingkreises sagt auch etwas über dessen Frequenzstabilität aus¹. Im Bode-Diagramm (Abbildung 4.1) erkennt man die Abhängigkeit $d\omega/d\varphi$ – je steiler der Phasenverlauf bei der Schwingungsfrequenz ω_0 , desto frequenzstabiler das System, weil große Änderungen von φ nur kleine Auswirkungen auf ω haben.

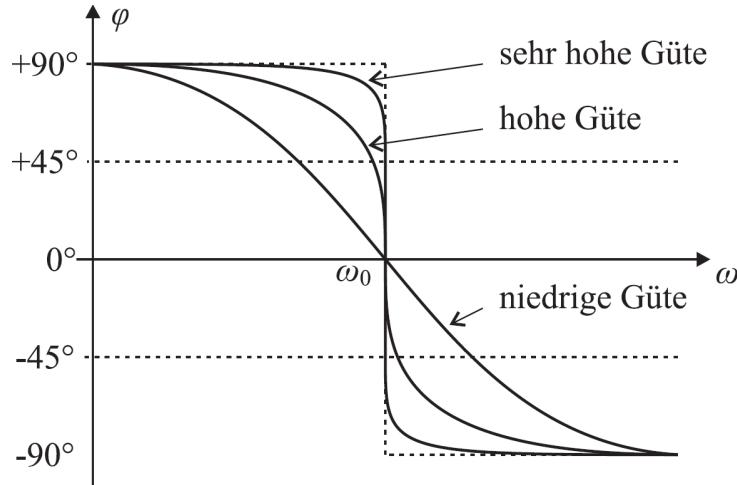


Abb. 4.1: Phasenverläufe verschiedener Güte

Als letzte Anmerkung: es gibt verschiedene Signalformen die von einem Oszillatoren generiert werden, wobei die zwei typischsten sinusoidal (z.B. Rundfunk) und rechteckig (z.B. Datentakte) sind. Dreieck, Sägezahn und Puls sind weniger geläufig².

Astabil Multivibrator

Der Astabile Multivibrator (Abb. 4.2, Astabile Kippstufe, Wechselblinker) ist ein einfacher Rechteckoszillator. Er besteht aus zwei identischen, gekoppelten Transistorzweigen, die sich gegenseitig abwechselnd ein- und ausschalten. Durch die kapazitive Kreuz-Kopplung von Kollektor und Basis wird beim Einschalten des einen ein Spannungspuls von $-U_B$ auf die Basis vom anderen gegeben, was ihn ausschaltet. Danach lädt sich dessen Basiskondensator langsam wieder auf, bis eine Basisspannung $U_{BE} > U_D$ (typ. 0,7 V) erreicht wird, und der Prozess fängt auf der anderen Seite erneut an.

Durch das Variieren von R_1 und R_2 sind die Frequenz und das Tastverhältnis einstellbar, da sich die Kondensatoren unterschiedlich schnell aufladen. Der astabile Multivibrator ist besonders gut im niederfrequenten Bereich zu betreiben³, und kann zudem auch direkte Lasten treiben. Wenn schnelle Transistoren benutzt werden, kann man ihn im

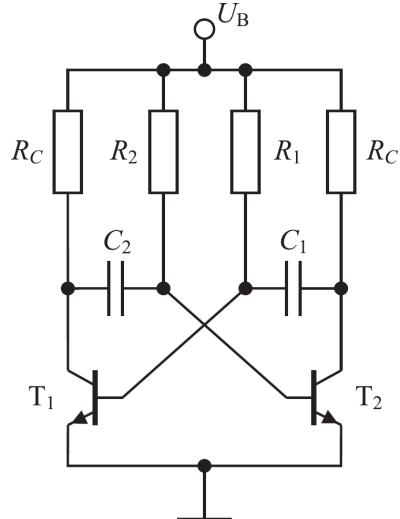


Abb. 4.2: Astabil Multivibrator

¹Die Güte kann auch anders ausgedrückt werden, z.B. als Verhältnis von Blindleistung zu Wirkleistung ($Q = P_b/P_w$) oder von Resonanzfrequenz zu 3dB-Bandbreite ($Q = f_0/\Delta f$).

²meistens in analogen PWM Generatoren oder D-Class Amplifier.

³Im mHz Bereich oder sogar noch niedriger - solange die Leckströme der Kondensatoren nicht kleiner als deren Aufladeströme sind, oder der Basisstrom immer noch für das Öffnen des Transistors ausreicht.

mehrstelligen kHz, im integrierten Fall auch im MHz Bereich betreiben. Wegen des symmetrischen Aufbaus beruht das Anschwingen auf Bauteilvariation, simulativ funktioniert die Schaltung auch nur unter Einbezug dessen oder mit unterschiedlichen Initialspannungen.

Ringoszillator

Wenn rückgekoppelte OPVs nicht frequenzstabilisiert sind, können sie zu schwingen anfangen - dies passiert weil die internen Laufzeiten und entsprechenden Phasenverschiebungen für hohe Frequenzen die Schwingbedingung erfüllen. Diesen Effekt macht man sich bei einem Ringoszillator zunutze, indem man diese Laufzeiten künstlich inkrementiert. Am Beispiel eines invertierenden Verstärkers: koppelt man dessen Ausgang direkt auf den Eingang, so kann er zu schwingen anfangen, da die beiden immer gegenphasig sind. Die Schwingfrequenz ist an der -360° Stelle des Phasengangs. Ob nun tatsächlich eine Schwingung einsetzt hängt davon ab, ob die Schleifenverstärkung an dieser Stelle betragsmäßig 1 überschreitet.

Es gibt zwei Ansätze um dies zu gewährleisten, bzw. um die Frequenz einzustellen. Der "klassische" sieht das serielle Schalten von $n = 2m + 1$ Inverterstufen hintereinander vor wie in Abbildung 4.3a. Weil die Gains solcher Stufen sehr hoch sind, wird eine Rechteckspannung generiert, was die Betrachtung vereinfacht indem jetzt nur die Laufzeitverzögerung (eng. delay, t_d) relevant ist. Die resultierende Frequenz ergibt sich zu $1/(2n \cdot t_d)$.

Alternativ kann man t_d mit einem einfachen Tiefpass vergrößern. Abbildung 4.3b zeigt eine Implementierung mit einem invertierenden Schmitt Trigger. Durch Einstellen von R kann man die Schwingfrequenz verändern. Ein genereller Nachteil von Ringoszillatoren ist, dass deren Frequenz relativ ungenau vorherzusagen ist und sie auch viel Phasenrauschen aufweisen. Dessen ungeachtet sind sie sehr gut für den HF Bereich geeignet.

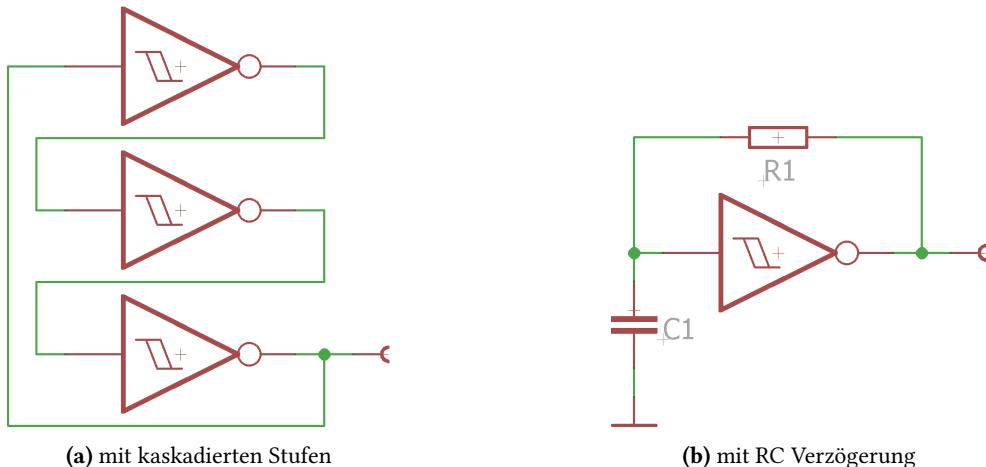


Abb. 4.3: Ringoszillatoren

Pierce Oszillator

Der Pierce Oszillator ist der gängigste Typ für genaue digitale Takterzeugung. Es handelt sich hierbei um einen Quarz-stabilisierten, invertierenden Verstärker/Schmitt-Trigger (Abbildung 4.4a). Die Rückkopplung beinhaltet drei funktionelle Bausteine: Die Quarz-Schaltung aus Q , C_1 und C_2 , den Bias-Widerstand R_1 , und den Isolationswiderstand R_2 .

Quarze sind piezoelektrische Kristalle, die mechanische und elektrische Energie ineinander umwandeln können. Das ESB eines solchen kann in Abbildung 4.4b eingesehen werden, nebst des Verlaufs seines Blindwiderstands über die Frequenz. Die mechanische Größe und der Schnitt des Quarzes bestimmen die charakteristische Resonanzfrequenz [28]. Tatsächlich gibt es zwei davon, die serielle und

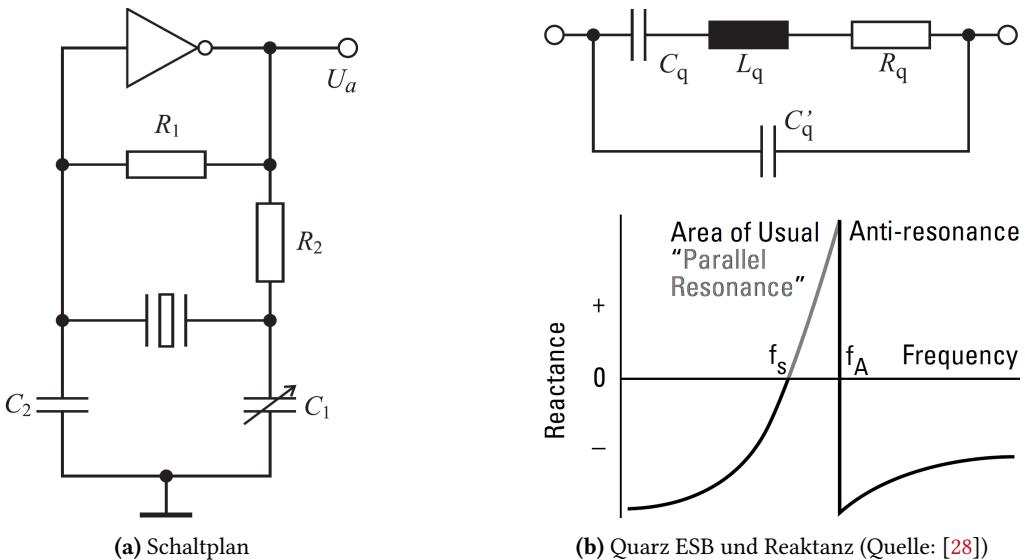


Abb. 4.4: Der Pierce Oszillator

parallele, jedoch sind diese sehr nah beieinander (weniger als 0.1% Abweichung). Die serielle Resonanz liegt bei der Frequenz wo die Reaktanz 0 wird, d.h. resistives Verhalten aufweist, und stellt den Trennpunkt zwischen kapazitivem und induktivem Verhalten dar; die Parallelresonanz liegt leicht darüber, bis hin zum Punkt wo die Reaktanz wieder die Null-Line durchläuft [29, 30]. Leider sind Quarze auf 20-30 MHz bei ihrer Grundschwingung begrenzt - dies heißt aber nicht dass sie nicht dafür benutzt werden um höhere Frequenzen zu generieren: Oberton-Quarze benutzen höhere Harmonischen in der mechanischen Schwingung, sodass bis zu 200 MHz generiert werden können [30]. Dabei muss man unbedingt sicherstellen dass die Verstärkung bei der Obertongfrequenz größer ist als beim Grundton, z.B. durch ein frequenzangepasstes Netzwerk [15]. Im Pierce Oszillatator wird der Quarz bei seiner Parallelresonanz betrieben, d.h. er verhält sich wie eine Induktivität extrem hoher Güte. Dafür muss er mit einer vom Hersteller angegebenen maximalen Lastkapazität (C_1 und C_2) versehen werden, um auf der korrekten Frequenz zu schwingen (typ. 20pF⁴). Das entstehende Pi-Filter verursacht den nötigen 180° Phasenversatz. Die Schaltung ist extrem frequenzstabil, jedoch empfindlich gegenüber Temperaturschwankungen.

R_1 wird gebraucht um den Verstärker im linearen Bereich zu treiben, und dient somit zur Arbeitspunkteinstellung. Er sorgt dafür dass die Schwingung um ein Mittenpotential erfolgt. R_2 entkoppelt den OPV Ausgang vom Quarz Netzwerk; er dient zur Strombegrenzung, und generiert in Konjunktur mit C_1 zusätzliche Phasenverschiebung [30, 15, 2]. *Größtenteils* funktioniert ein Pierce Oszillatator dennoch auch ohne diese beiden.

4.1.2 Der NE555 als Schmitt-Trigger

Der NE555 ist wahrscheinlich einer der bekanntesten ICs weltweit wegen seiner Einsatzflexibilität. Er kann als einfacher Flipflop, Schmitt Trigger, Verzögerungsglied, Monoflop, Oszillatator u.V.m. konfiguriert werden. Alternativ zur „klassischen“ bipolaren Variante, gibt es auch noch eine CMOS-basierte (ICM7555, LMC555, etc.). Diese ist allgemein zu bevorzugen wegen des reduzierten Stromverbrauchs, vergrößerten Betriebs- und Ausgangsspannungsbereichs, verbesserten Stabilität, größeren Stromtreibfähigkeit und höheren maximalen Betriebsfrequenz.

Nach der Betrachtung des Präzisions-Schmitt-Trigger, sollte der interne Aufbau des NE555 unmittelbar bekannt vorkommen. Wenn man die TRIG und THR Eingänge kurzschließt und als Eingang benutzt, ergibt sich nämlich genau dieser. Der Fensterdiskriminator am Eingang benutzt die resistiv geteilte

⁴Wegen des kleinen Wertes müssen Pin- und Leiterbahnkapazitäten mitberücksichtigt werden. Jedoch schwingt eine solche Schaltung selbst mit überdimensionierten oder gar keinen Kondensatoren meistens an.

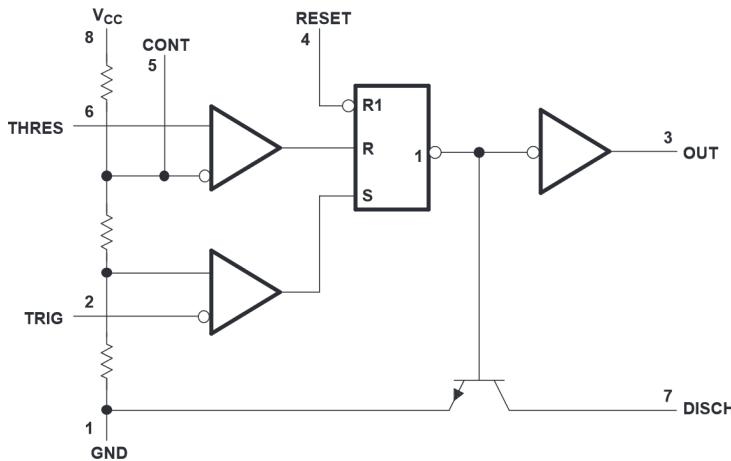


Abb. 4.5: Interner Aufbau vom NE555 (Quelle: TI SLFS022I datasheet)

Spannungsversorgung als Referenz⁵ und funktioniert komplementär zum vorher betrachteten. Da der nachgeschaltete RS Flipflop aber kein \overline{RS} Typ ist, sondern mit active-hi Eingängen versehen ist, bleibt die Funktionsweise gleich. Der invertierende Ausgangspuffer sorgt für die richtige Ausgangspolarität. Somit funktioniert der NE555 im **bistabilen** Modus.

NE555 Oszillator

Für den niedrig- bis mittelfrequenten Bereich lässt sich der NE555 sehr flexibel als einstellbarer Oszillator gebrauchen. Die simpelste Schaltung dafür lässt sich wie in Abbildung 4.6a realisieren. Dabei wird der NE555 als Schmitt Trigger benutzt, und es entsteht ein Ringoszillator mit RC Verzögerung. Da Ein- und Ausgang komplementär zueinander sind (invertierender Schmitt-Trigger), wird C_1 ständig über R_1 auf- und entladen. Die Schaltschwellen liegen bei $0,3$ und $0,6U_B$. Durch Variation der Zeitkonstanten $\tau = R_1 \cdot C_1$, i.e. Kondensatorladegeschwindigkeit, lässt sich ein großer Frequenzbereich von einigen mHz bis zu 500 kHz einstellen. Der NE555 wird dabei im **astabilen** Modus betrieben.

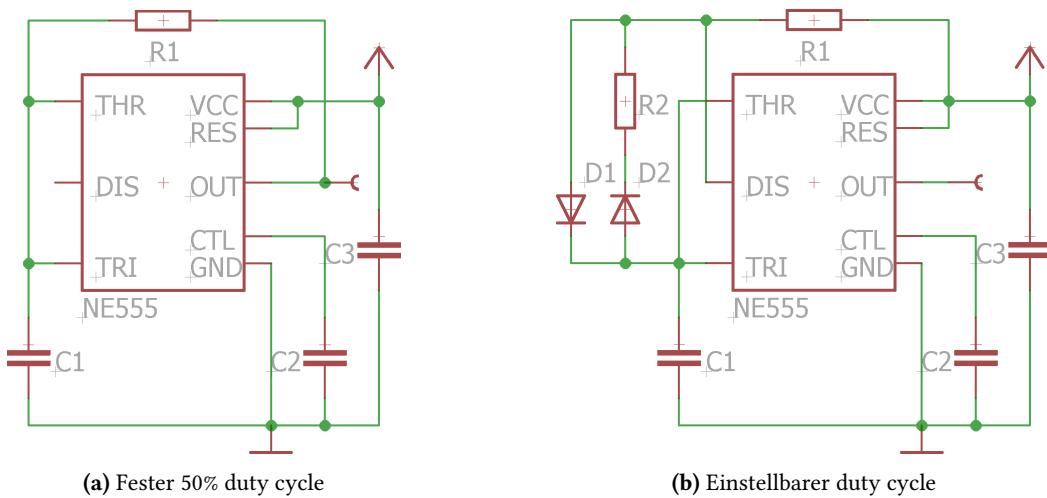


Abb. 4.6: NE555 Oszillator

Die vorherige Schaltung erzeugt eine Rechteckschwingung deren *hi* und *lo* Zeit weitgehend identisch sind. Man spricht von einem Tastverhältnis (eng. duty cycle, $D = T_{on}/(T_{on} + T_{off})$) von 50% oder 1:1. Manchmal ist es aber wünschenswert ein anderes Tastverhältnis einzustellen, wie z.B. bei einer PWM.

⁵Die drei Widerstandswerte sind identisch, sodass sich $U_{e_{mp}}$ und $U_{e_{pm}}$ zu $0,6 \cdot U_{DD}$ bzw. $0,3 \cdot U_{DD}$ ergeben. Ihr Wert beträgt $5k\Omega$, aber angeblich ist das nicht der Grund für die NE555 Benennung.

Dies lässt sich auch mit dem NE555 bewerkstelligen. Die Überlegung ist den Eingangskondensator über verschiedene Widerstände auf- und entladen zu können. Ein erster Ansatz ist in Abbildung 4.6b dargestellt. Ist der Ausgang *hi*, dann ist der DIS Pin (open collector) in einem hi-Z Zustand und C_1 lädt sich über $R_1 + R_2$ auf. Andernfalls wird DIS auf GND gezogen, und C_1 entlädt sich nur über R_2 . Es ist klar dass sich dadurch der Kondensator schneller ent- als auflädt; das Tastverhältnis berechnet sich dementsprechend zu $D = (R_1 + R_2)/(R_1 + 2R_2)$. Somit sind Tastverhältnisse kleiner als 50% nicht damit erreichbar.

Mit einer kleinen Abwandlung (auch in Abb. 4.6b, links) lässt sich dies beheben. Mit einer Schottky Diode D_1 überbrückt man R_2 in Flussrichtung, um somit (hauptsächlich) nur über R_1 zu laden. Eine kleine Verbesserung schaltet den verbleibenden Reststrom darüber ab, durch eine weitere Diode seriell dazu in Sperrichtung. Somit werden zusätzlich Auf- und Entladevorgang symmetriert, weil beide denselben Dioden-Spannungsdrop erfahren. Das Tastverhältnis lässt sich nun gemäß $D = R_1/(R_1 + R_2)$ bestimmen.

NE555 Monoflop

Der letzte Betriebsmodus des NE555 ist der **monostable**, als Monoflop. Dies ist ein Schaltkreis der nach einer Anregung für eine bestimmte Zeit im instabilen Zustand geht, und dann wieder im stabilen umschaltet und bis zur nächsten Anregung darin verbleibt. Die Schaltung dazu ist in Abbildung 4.7a aufgeführt. Im Gegensatz zum bi- und astabilen Fall, sind nun **DIS** und **THR** zusammen auf C_1 geschaltet. **TRI** ist ein active-low Eingang. Im stabilen Zustand liegt **TRI** auf *high*, **THR** wird durch **DIS** auf *low* gezogen und der Ausgang ist *low*. Wird nun ein negativer Puls auf **TRI** gegeben setzt er der Flipflop, schaltet den Ausgang auf *high*, **DIS** geht im *hi-Z*-Zustand über und C_1 beginnt sich aufzuladen. Wenn dadurch $THR > 0,6 \cdot U_B$ erreicht, wird der Flipflop zurückgesetzt, C_1 schlagartig entladen, und der Ausgang auf *low* gesetzt - der stabile Zustand stellt sich wieder ein. Die Haltezeit wird, wie bei den vorherigen Schaltungen, durch τ eingestellt.

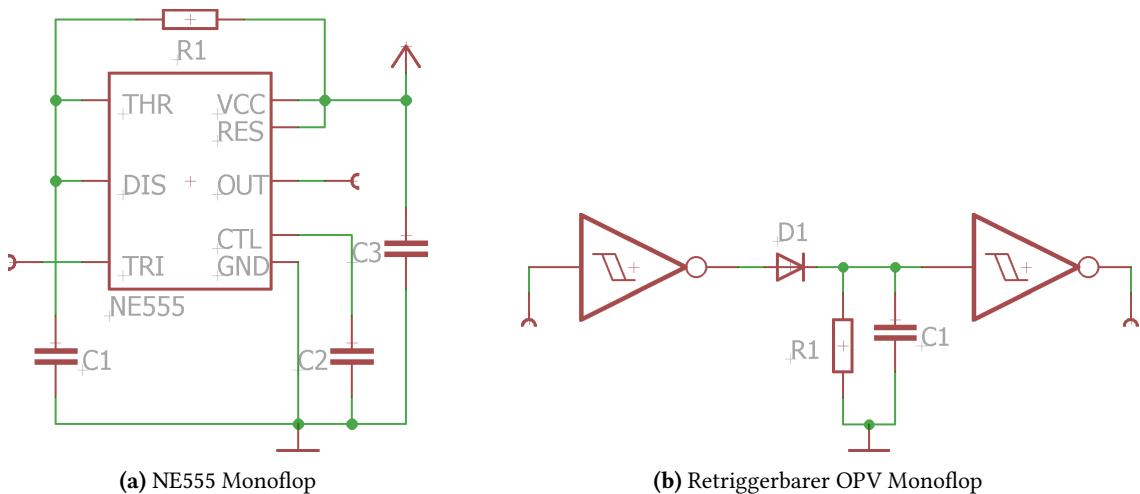


Abb. 4.7: NE555 Oszillator

Zu bemerken ist, dass dieses Monoflop nicht retriggerbar ist, d.h. man kann den Aufenthalt im instabilen Zustand nicht durch einen weiteren Puls verlängern. Das System muss erstmal in der Ruhelage übergehen. Eine einfache OPV Schaltung die dies erlaubt ist in Abbildung 4.7b zu sehen. C_1 wird unmittelbar aufgeladen, und entlädt sich danach progressiv über R_1 . Die einzuhaltende Bedingung ist hierbei, dass die Pulsdauer ausreichend zur 'kompletten' Aufladung von C_1 durch den davor geschalteten Puffer ist.

4.2 Laboraufgaben

Notwendige Geräte:

- einstellbare Spannungsquelle(n)
- Oszilloskop (opt. Multimeter)
- einstellbarer Frequenzgenerator
- Benötigte Halbleiterbauelemente
 - Operationsverstärker TL071 oder TL072 o.ä.
 - NE555

Hinweis: Aus dem Dreieck-Rechteck-Oszillatator kann man einen VCO ableiten, einen solchen benötigen Sie in Abschnitt 5.

4.2.1 Phasenschieberoszillator

Es soll ein Phasenschieberoszillator aus einem rückgekoppelten invertierenden Verstärker mit einer Oszillationsfrequenz von 1 kHz entworfen werden.

1. **Vorbereitung:** Dimensionieren Sie einen geeigneten passiven Hochpass 3. Ordnung.
2. Bauen Sie diesen auf und nehmen Sie Amplituden und Phasengang auf.
3. **Vorbereitung:** Dimensionieren Sie einen invertierenden Verstärker so, dass die Schwingbedingung des Oszillators erfüllt sind.
4. Erweitern Sie den invertierenden Verstärker um ein zuverlässiges Anschwingen zu ermöglichen.

4.2.2 NE555

1. **Vorbereitung:** Dimensionieren Sie eine astabile Kippstufe mit einer Oszillationsfrequenz von 10 kHz und einem Tastgrad von etwa 50%
2. Erweiteren Sie die Schaltung, sodass ein einstellbarer Tastgrad möglich ist.
3. Bauen Sie ein Monoflop mit einer Zeitkonstante von $\tau = 100 \mu\text{s}$ auf.

4.2.3 Dreieck-Rechteck-Oszillator

Es soll ein Dreieck-Rechteck-Oszillatator mit einer Frequenz von $f = 2 \text{ kHz}$ aufgebaut werden.

1. **Vorbereitung:** Dimensionieren Sie einen Schmitt-Trigger mit Schaltschwellen von $\frac{V_{CC}}{2}$.
2. **Vorbereitung:** Dimensionieren Sie einen Integrator mit einer sinnvoll gewählten Zeitkonstante.
3. Bauen Sie auf und charakterisieren Sie den Oszillatator.

Laborthema 5

Phase-Locked-Loop

5.1 Theoretische Grundlagen und Vorbereitung

Eine Phasenregelschleife (PLL) regelt die Phasenlage eines erzeugten Signals so, dass die Abweichung zur Phase eines Referenzsignals konstant ist. Sie folgt also der Phase und Frequenz eines Signals. Eine PLL besteht prinzipiell aus drei Funktionsblöcken: Einem Phasendetektor, der die Phasendifferenz der beiden Signale auswertet; Einem Schleifenfilter, das das Steuersignal aufbereitet und das Impulsverhalten der PLL prägt; Und einem VCO bzw. DCO, also einem spannungsgesteuerten oder digital gesteuerten Oszillator, der entsprechend dem Steuersignal oszilliert.

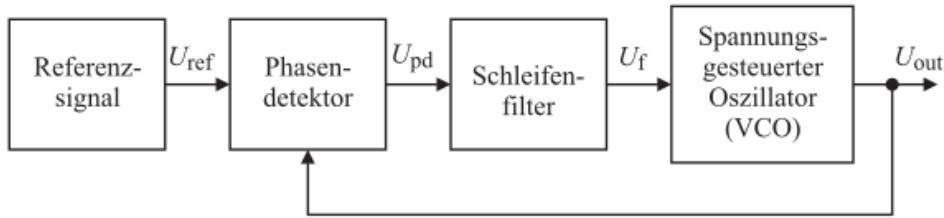


Abb. 5.1: Aufbau einer PLL (Quelle: [1])

Zunächst wird die Abweichung der Phasenlage gemessen und entsprechend der Differenz ein Oszillator angeregt. Das Steuersignal für den Oszillator wird dabei zunächst mit einem Schleifenfilter, üblicherweise einem PI- oder einem Lag-Filter, gefiltert. Die erzeugte Schwingung wird nun in den Phasendetektor zurückgespeist.

Typische Anwendungsgebiete sind die Demodulation von frequenzmodulierten Signalen, die Rekonstruktion von Trägerfrequenzen, Frequenzsynthese und die Gewinnung von quarzstabilen Taktsignalen im GHz-Bereich.

Der Aufbau einer PLL kann prinzipiell analog oder auch digital erfolgen. In diesem Praktikum wird eine hybride PLL implementiert, deren VCO mit einer analogen Steuerspannung arbeitet. Rein analoge PLLs arbeiten mit einem Multiplizierer als Detektor, volldigitale PLLs arbeiten mit einem DCO (Digitally Controlled Oscillator) und einem digitalen Phasendetektor (z.B. XOR oder JK-FF). Je nach Detektor kann so eine konstante Abweichung der Phase zum Referenzsignal entstehen. Ein Vorteil von digitalen PLLs ist, dass durch einen einfachen Frequenzteiler die PLL auch auf harmonischen Vielfachen der Referenzschwingung einrasten kann.

Die Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises ergibt sich nach dem Blockschaltbild also zu

$$H_{PLL}(S) = \frac{\varphi_{VCO}}{\varphi_{ref}} = \frac{H_{PD}H_{LP}(s)H_{VCO}}{s + H_{PD}H_{LP}(s)H_{VCO}} \quad (5.1)$$

Da das Integral der Frequenz die Phase darstellt, besitzt die Übertragungsfunktion des VCO den Faktor $\frac{1}{s}$. Bei einem linearen VCO kann H_{VCO} als (nahezu) konstanter Faktor angenommen werden. Die Phasendetektion stellt vereinfacht betrachtet ebenfalls einen linearen Faktor dar. Das Verhalten der PLL

wird also im wesentlichen durch das Schleifenfilter geprägt. Die Übertragungsfunktion der PLL kann auch als

$$H_{PLL}(s) = \frac{2s\delta\omega_n + \omega_n^2}{s^2 + 2s\delta\omega_n + \omega_n^2} \quad (5.2)$$

wobei ω_n als natürliche Frequenz und δ als Dämpfung bezeichnet wird.

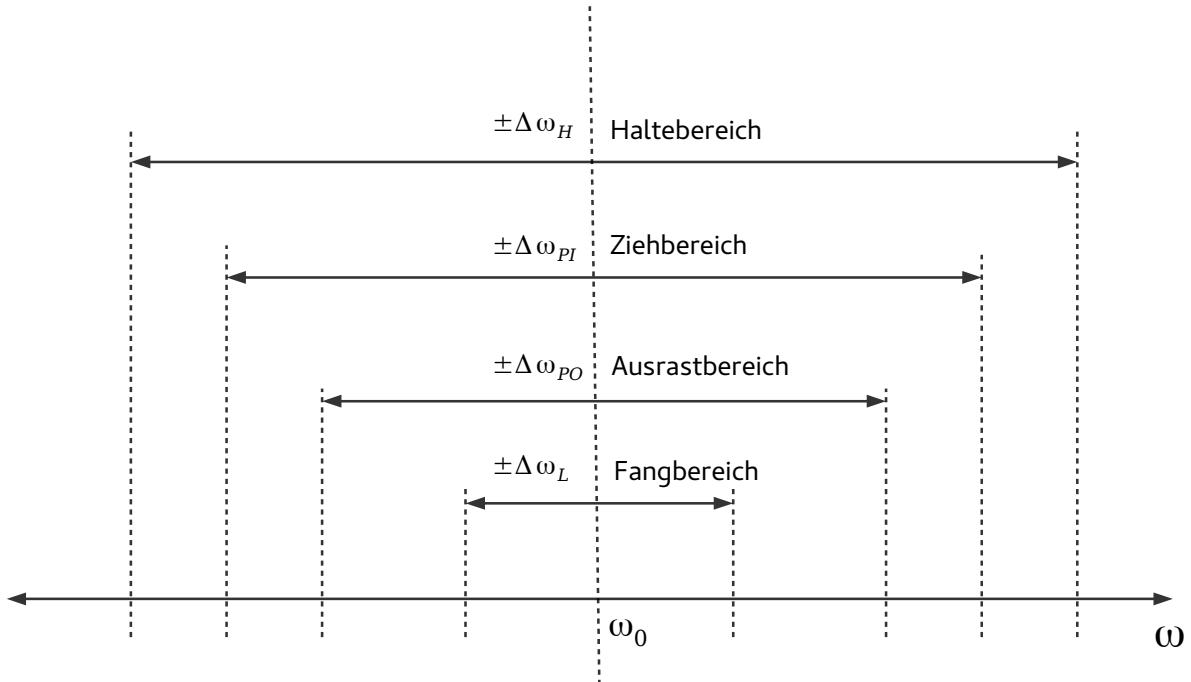


Abb. 5.2: Arbeitsbereiche einer PLL

Die Funktionalität jeder PLL gliedert sich in folgende Funktionsbereiche:

- **Haltebereich:** Der Haltebereich ist die maximale Frequenzdifferenz unter der die PLL in endlicher Zeit einrasten kann. Dieser ist eher akademischer Natur.
- **Ziehbereich:** Im Ziehbereich kann die PLL innerhalb vieler Perioden einrasten.
- **Ausrastbereich:** Im Ausrastbereich rastet die PLL innerhalb weniger Perioden ein. Gleichzeitig definiert dieser den maximalen Frequenzsprung, in dem die PLL nicht ausrastet.
- **Fangbereich:** Unter dem Fangbereich versteht man die maximale Frequenzdifferenz, unter der die PLL innerhalb einer Periode einrastet. Hier ist die PLL in Normalbetrieb.

5.1.1 VCO

Spannungsgesteuerte Oszillatoren (Englisch: Voltage Controlled Oscillator, kurz: VCO) sind Oszillatoren, die sich durch eine Steuerspannung steuern bzw. verstimmen lassen. Dies wird in der Hochfrequenztechnik meist mit Varaktoren, also als spannungsgesteuerte Kapazitäten genutzte Dioden, erreicht. Durch die variable Kapazität ändert sich die kapazitätsabhängige Zeitkonstante des Oszillators und somit dessen Schwingfrequenz. In Niederfrequenten Anwendungen sind diese Kapazitäten jedoch meist

zu gering. Jedoch können zum Beispiel J-FETs¹ als gatespannungabhängige Widerstände und OTAs (Operational Transconductional² Amplifier) als spannungsgesteuerte Stromquellen genutzt werden um auch geringe Oszillationsfrequenzen in VCOs zu erreichen.

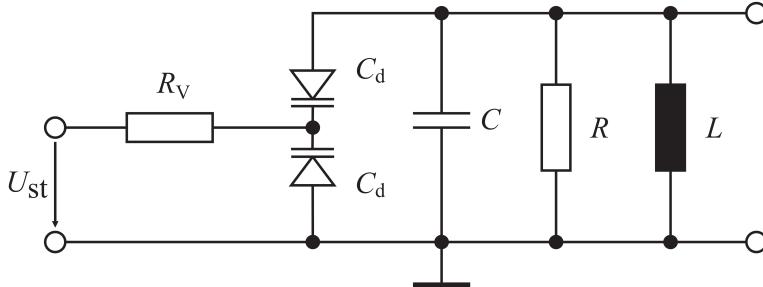


Abb. 5.3: Varaktorgesteuerter LC-Oszillator (Quelle: [1])

Da in diesem Versuch eine hybride PLL konstruiert werden soll, betrachten wir in Abb. 5.4 einen Dreieck-Rechteck Oszillator. Bereits aus dem letzten Termin bekannt, wurde dieser durch zwei Emitterfolger ergänzt ist. Diese schalten zwischen einer einstellbaren Steuerspannung und deren Komplementärsignal um, welche vom Spannungsfolger und invertierenden Verstärker zuvor erzeugt werden. Emitterfolger und Widerstand R_3 zusammen sind äquivalent zu einer umschaltbaren Stromquelle, die abwechselnd den Kondensator des Integrators lädt und entlädt. Ändert sich der Strom dieser Quelle, also die Spannung über dem Widerstand, so ändert sich die Ladedauer der Kapazität und somit die Frequenz des ganzen Oszillators. Am Ausgang des Schmitttriggers stellt sich als Konsequenz ein steuerspannungsabhängiges Rechtecksignal ein, welches wir für unsere PLL nutzen können.

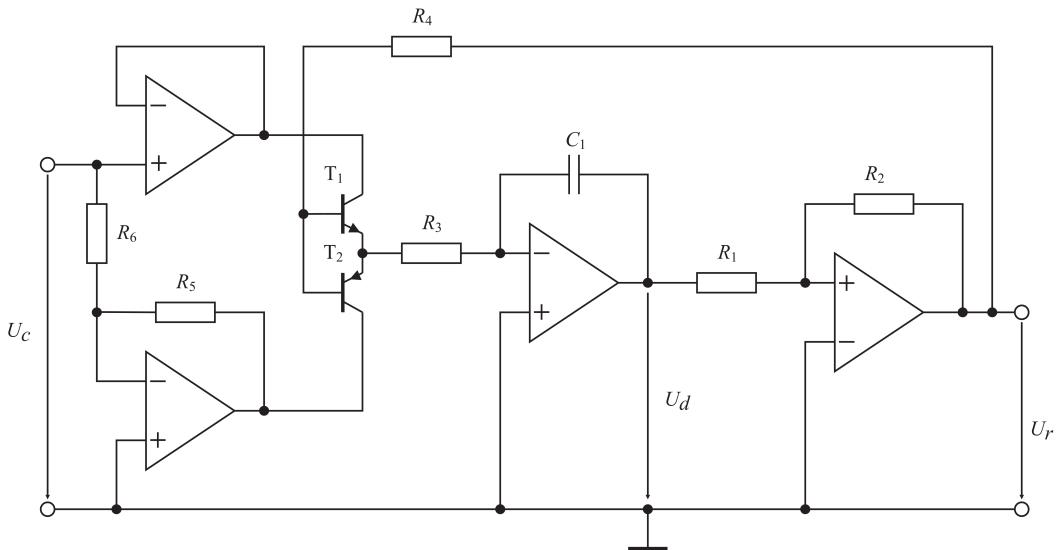


Abb. 5.4: Dreieck-Rechteck-VCO (Quelle: [1])

5.1.2 Phasendetektor

Die Phasendifferenz des VCO und des Referenzsignals wird durch einen Phasendetektor ermittelt. Bei analogen Phasenregelschleifen wird dies typisch über eine Multiplikation gelöst, die einen kontinuierlichen Phasenversatz ergibt. Für digitale PLLs wird ein Wertediskretes Signal erzeugt - im einfachsten

¹Junction Field Effect Transistor

²Transkonduktanz, auch genannt Steilheit $g_m = \frac{\Delta U_{out}}{\Delta I_{in}}$

Fall über eine Verknüpfung durch ein exklusives Oder oder ein JK-Flipflop. Abhängig davon, welches Eingangssignal vorrausseilt, wird der Phasenversatz in Form einer Pulsdichtemodulation ausgedrückt. Je nach Art des Detektors ist die PLL nur mit einer weiteren Fangschaltung in der Lage, auf das Referenzsignal einzurasten.

Der in Abb. 5.6 dargestellte Phasendetektor bestimmt die Phasenabweichung in Form einer (balancierten) ternären Pulsweitenmodulation. Hierbei wird das ober D-Flipflop zunächst von der steigende Flanke des einen Signals gesetzt und von der darauffolgenden steigenden Flanke des anderen Signals das untere Flipflop gesetzt. Sind beide Ausgänge der D-Flipflops auf High, werden beide durch das AND-Gatter in der Rückkopplung zurückgesetzt. Je nachdem welches Flipflop gerade gesetzt ist, gibt der darauffolgende Subtrahierer eine positive, oder eine negative Spannung aus. Je hochfrequenter das Referenzsignal als das vom VCO erzeugte Signal, desto häufiger ist das Ausgangssignal des Subtrahierers positiv, je niederfrequenter das Referenzsignal als das vom VCO erzeugte Signal, desto häufiger ist das Ausgangssignal des Subtrahierers negativ. Durch den integrativen Anteil des Schleifenfilters wird so eine Steuerspannung für den VCO erzeugt, die je nach Phasenversatz und Frequenzdifferenz nach unten oder oben korrigiert wird.

Im Gegensatz zum einfachen JK-Flipflop fungiert diese Unsetzung der Phasendetektion auch als Frequenzdetektor, wie man an der Kennlinie erkennt. Dies hat den Vorteil, dass keine zusätzliche Fangschaltung benötigt wird, um die Phasenregelschleife einzurasten, falls die PLL nicht bereits auf der Referenzfrequenz läuft. Der Fangbereich wird also deutlich vergrößert. Zum Vergleich zwischen den verschiedenen Phasendetektoren sei an dieser Stelle auf das Skript der Vorlesung verwiesen.

Das Übertragungsverhalten eines Phasendetektors kann als der Quotient aus Ausgangsspannungsbereich und Arbeitsbereich

$$H_{PD} = \frac{U_{aus,max} - U_{aus,min}}{\Delta\varphi_{max}} (= \text{const.}) \quad (5.3)$$

des Phasendetektors charakterisiert werden. Selbstverständlich können der Subtrahierer des Phasendetektors und das Schleifenfilter auch in ein einem Filter mit zwei Eingängen zusammengefasst werden.

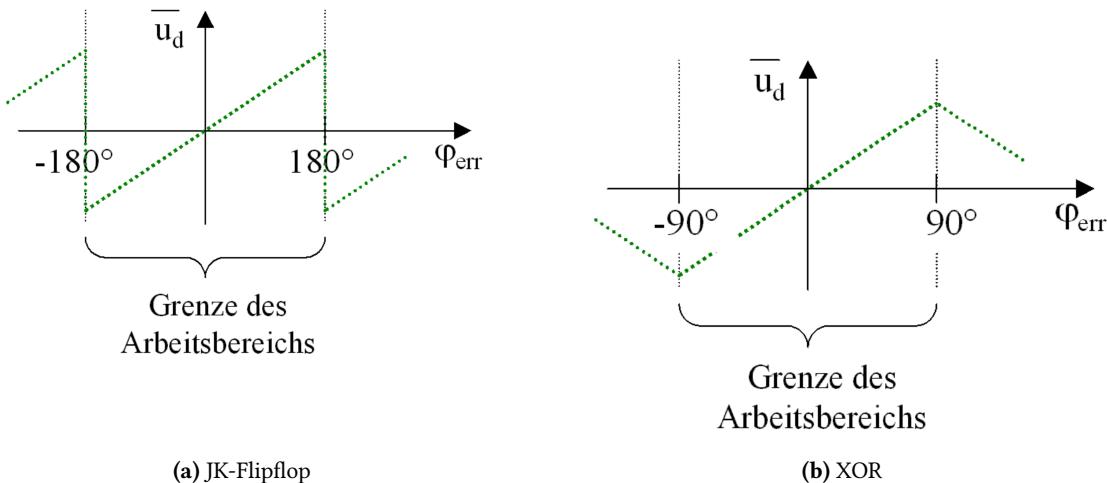


Abb. 5.5: Arbeitsbereiche digitaler Phasendetektoren

5.1.3 Schleifenfilter

Das Schleifenfilter dient zur Filterung des vom Phasendetektors generierten Signals und enthält in der Regel einen integrativen Anteil, um eine stabile Regelschleife zu gewährleisten. Im einfachsten Fall kann ein Schleifenfilter durch ein RC-Glied dargestellt werden. Da das Filter jedoch maßgeblich die Impulsantwort und das Regelverhalten der PLL beeinflusst, sind komplexere Implementationen, wie z.B. ein PI-Glied, PI-T2 Glied oder ein Lag-Filter meist sinnvoller

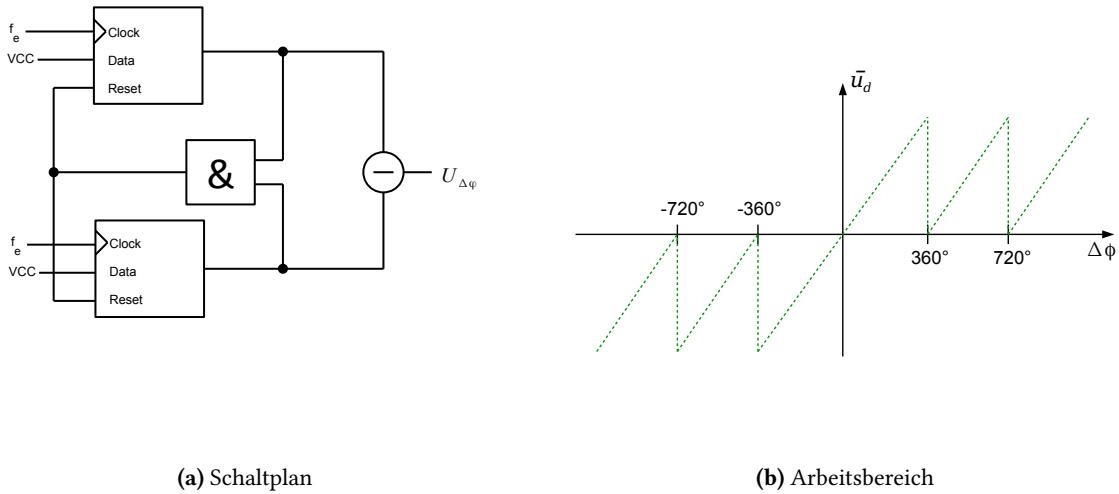


Abb. 5.6: Ternärer Phasendetektor

Durch die Integration des Phasenversatzes erzeugt das Filter eine Steuerspannung, die im eingerasteten Zustand genau der Referenzfrequenz entspricht. Je nach Abweichung der Phase steigt oder sinkt diese. Die Geschwindigkeit, mit der die Abweichung ausgeregelt wird, ist abhängig vom proportionalen Anteil des Filters. Eine größere Verstärkung bedeutet eine schnelle Impulsantwort, aber auch potenziell größeres Überschwingen.³

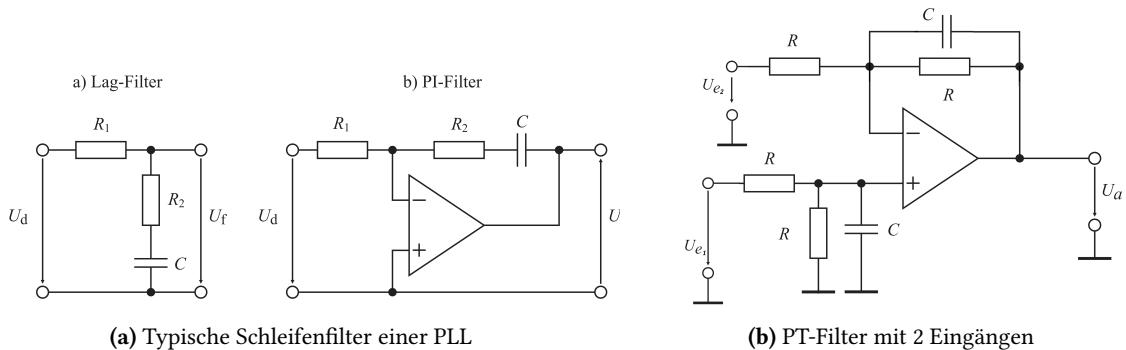


Abb. 5.7: Schleifenfilter (Quelle: [1])

³Für mehr Information zum Verhalten von Systemen sei auf das Skript der Veranstaltung *grqq Grundlagen der Regelungstechnik*, von Prof. Raisch, TU Berlin verwiesen

5.2 Laboraufgaben

In diesem Abschnitt soll Stück für Stück eine einfache PLL konstruiert werden. Diese arbeitet mit einem digitalen Rechtecksignalen und ist auf einen Frequenzbereich von 100 Hz – 1 kHz ausgelegt und besteht aus drei Baugruppen: einem Phasendetektor, einem Schleifenfilter und einem VCO. Machen Sie sich dabei auch Gedanken, an welchen Stellen Signale zunächst konditioniert werden müssen, um eine sinnvolle Schnittstelle mit den anderen Baugruppen zu ergeben.

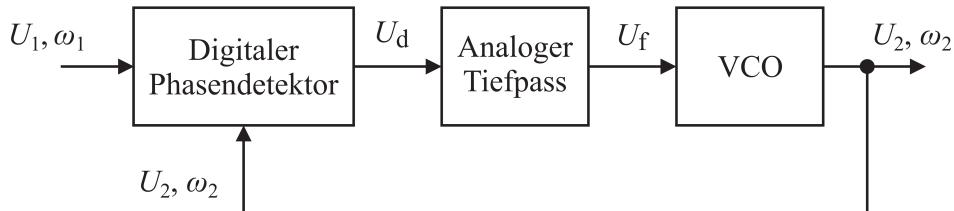


Abb. 5.8: Aufbau einer halbdigitalen PLL (Quelle: [1])

Notwendige Geräte:

- einstellbare Spannungsquelle(n)
- Oszilloskop (opt. Multimeter)
- einstellbarer Frequenzgenerator
- PC mit Simetrix Intro, LTSpice oder einem vergleichbaren Simulationstool
- Benötigte Halbleiterbauelemente
 - Operationsverstärker TL071 oder TL072 o.ä.
 - z.B. CMOS D-Flipflop 4013 oder quad-AND 4081 als Schalter, verwendbar sind auch komplementäre MOSFET oder bipolare Transistoren

5.2.1 Vorbereitung VCO und Phasendetektor

- **Vorbereitung:** Machen Sie sich mit der Funktionsweise des in den Anwendungsaufgaben verwendeten VCO vertraut.
- **Vorbereitung:** Dimensionieren Sie einen Dreieck-Rechteck-VCO nach Abb. 5.4 auf Basis des im letzten Termin aufgebauten Dreieck-Rechteck-Oszillators. Die Amplitude des Dreiecks soll hierbei etwa zwei Drittel der Versorgungsspannung betragen, die maximale Frequenz etwa 2 kHz.
- **Vorbereitung:** Simulieren Sie den entworfenen Oszillator und bringen Sie die Ergebnisse zum Praktikumstermin mit.

5.2.2 Dreieck-Rechteck-VCO

1. Bauen Sie den in den Vorbereitungsaufgaben dimensionierten VCO auf. Hierzu soll ein TL072 genutzt werden.
2. Nehmen Sie eine Kennlinie der Steuerspannung und der Ausgangsfrequenz auf. Untersuchen Sie diese auf Linearität. In wie fern deckt sich die gemessene Kennlinie mit den Simulationsergebnissen?
3. Bestimmen Sie mittels einer einfachen Regression aus der Kennlinie den Koeffizienten H_{VCO} . Hierbei soll von einem linearen Verhältnis zwischen Eingangsspannung und Schwingfrequenz ausgegangen werden.

5.2.3 Phasendetektor

1. Implementieren Sie den ternären Phasendetektor. Hierzu können die Bausteine CD4013 und CD4081 genutzt werden.
2. Zur Auswertung: Bestimmen Sie den Faktor H_{PD}

5.2.4 Vorbereitungsaufgaben Schleifenfilter und Systemintegration

- **Vorbereitung:** Machen Sie sich mit der Funktionsweise des Schleifenfilters in einer PLL vertraut. Welche Filter kommen für diese Aufgabe in Frage? Ein Blick in das Skript [1] und den Abschnitt 3 wird nicht schaden.
- **Vorbereitung:** Dimensionieren Sie ein geeignetes Schleifenfilter für die PLL. Hierzu kann sich am Referenzentwurf orientiert werden⁴. Zum besseren Verständnis wird jedoch ein **eigener Entwurf** dringend empfohlen. Simulieren Sie dieses Filter vorab mit Ihrem Lieblings-Schaltungssimulator!
- **Vorbereitung:** Wie wird sich dieses Filter auf das Regelverhalten der PLL und den Phasenversatz zwischen Eingangs- und Ausgangssignal auswirken?

Schleifenfilter

1. Stecken Sie das in der Vorbereitung dimensionierte Schleifenfilter. Hierzu soll ein TL072 genutzt werden. Dieser kann auch mit zwei Eingängen aufgebaut werden um den Subtrahierer des Phasendetektors mit abzudecken.
2. Bestimmen Sie grob die Übertragungsfunktion des aufgebauten Filters durch wenige, ausgewählte Messwerte und vergleichen Sie diese mit der simulierten.
3. Zur Auswertung: Leiten Sie daraus eine vereinfachte Übertragungsfunktion $H_{\text{Schleifenfilter}}(s)$ ab. Nutzen Sie dazu die generische Übertragungsfunktion Ihres Filtertyps und passen Sie die Koeffizienten an das gemessene Filter an.

PLL

1. Setzen Sie die zuvor konstruierten Baugruppen zu einer PLL zusammen und überprüfen Sie die Funktionalität mit einer sinnvoll gewählten Referenzfrequenz, z.B. 500 Hz.
Beachten Sie hierbei ggf. eine Anpassung der Signalpegel!
2. Untersuchen Sie den Phasenversatz zwischen Eingangs- und Ausgangssignal.
3. Zeichnen Sie eine Sprungantwort Ihrer PLL auf. Machen Sie sich bewusst, wie sie diese indirekt am Eingang des VCO messen können. Bestimmen Sie so, sofern möglich die natürliche Frequenz w_n Ihrer PLL. Falls nicht, beschreiben Sie das Vorgehen oder modifizieren Sie entsprechend Ihr Schleifenfilter.
4. Betrachten Sie die Arbeitsbreite der PLL und die Freilauffrequenz w_0 !
5. **optional:** Ersetzen Sie das Schleifenfilter durch ein anderes Filter. Wie verändert sich dadurch das Verhalten der PLL?
6. Zur Auswertung: Vergleichen Sie die theoretische Übertragungsfunktion mit der vereinfachten Übertragungsfunktion, welche Sie aus den ermittelten Koeffizienten K_{PD} , $H_{\text{Schleifenfilter}}(s)$ und K_{VCO} ermitteln.

⁴Sich an etwas orientieren heißt nicht, dass man das unreflektiert kopiert.

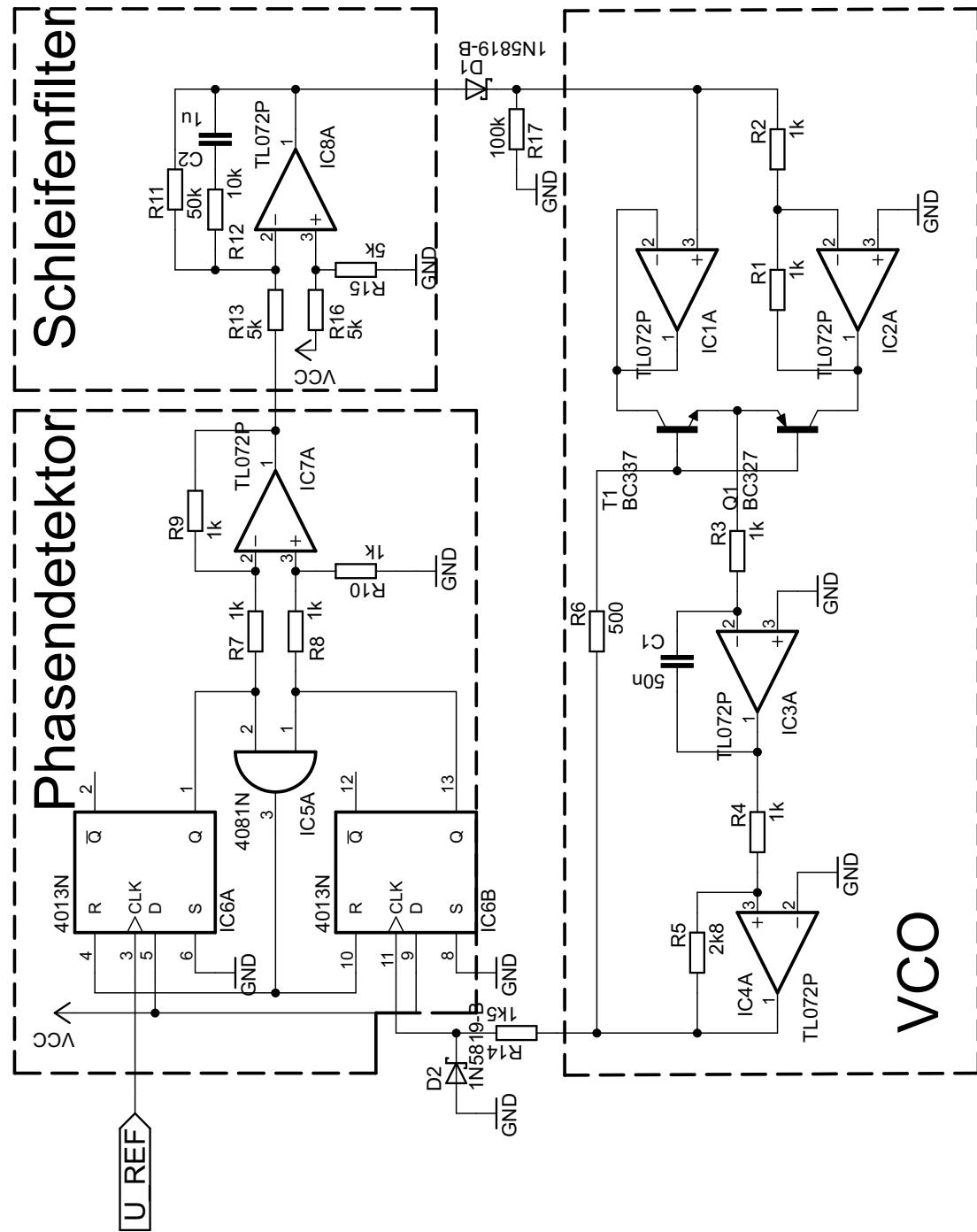


Abb. 5.9: Beispielentwurf PLL

Laborthema 6

Bonus: Switched-Capacitor-Filter und Stromversorgungsschaltungen

6.1 Theoretische Grundlagen und Vorbereitung

Manchmal ist es nötig, im laufenden Betrieb die Charakteristika von Schaltungen zu ändern, um diese an wechselnde Eingangssignale oder Umstände anzupassen. Man kann durch analoge Schalter (z.B. Transistoren oder Transmission Gates) Elemente dazu- oder wegschalten - jedoch ist dieser Ansatz nur für eine endliche Anzahl an Zwischenwerten realisierbar. Will man eine kontinuierliche Variation erzielen, muss man entweder Transistoren im Triodenbereich [31] oder spezielle spannungs-/stromgesteuerte Komponenten wie z.B. Kapazitätsdiode [32] benutzen. Man kann dadurch spannungsgesteuerte Widerstände (eng. VCR - voltage controled resistor) oder Kapazitäten (eng. Varactor, Varicap) implementieren. Kapazitätsdiode, vor allem, sind allgegenwärtig in HF Sendern und Empfängern, VCRs werden hingegen nicht oft eingesetzt wegen der Nichtlinearität und dem begrenzten Spannungsbereich.

6.1.1 Switched Capacitor

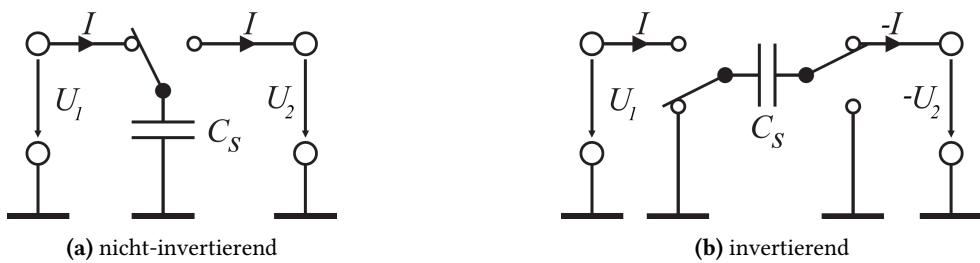


Abb. 6.1: Switched-Capacitor Schaltungen

Eine Alternative zum VCR ist der switched-capacitor Ansatz, kurz SC [1]. Durch einen geschalteten Kondensator wird ein Widerstand im Zeitmittel emuliert. Formelblock 6.1 zeigt die bekannten Gleichungen für Widerstand und Kapazität, auf denen im Nachfolgenden aufgebaut wird.

$$R = \frac{U_R}{I_R} = \frac{U_R}{dQ/dt} \quad \text{und} \quad C = \frac{Q}{U} \quad (6.1)$$

Nun wird die Schaltung in Abbildung 6.1a betrachtet - die zwei Schalter (S_1 und S_2) arbeiten komplementär, mit der Frequenz f_s und einem Tastverhältnis von 1:1. Der Spannungsabfall vom Ein- zum Ausgang ist $U_s = U_e - U_a$. Ist S_1 geschlossen, lädt sich C_S auf U_e auf, die gespeicherte Ladung beträgt $Q_e = C_S U_e$. Andernfalls entlädt er sich auf U_a , mit der Ladung $Q_a = C_S U_a$. Die Ladungsdifferenz pro Zyklus ($T_s = 1/f_s$) beträgt $Q_e - Q_a = \Delta Q = C_S U_s$, i.e. im zeitlichen Mittel fließt ein Strom

$\Delta Q/T_s = \bar{I}_s$. Setzt man nun den Strom und die Spannung im Ohmschen Gesetz ein, erhält man die äquivalenten Widerstand der switched-cap Schaltung:

$$\overline{R_{\text{äq}}} = \frac{U_s}{\bar{I}_s} = \frac{U_s}{\Delta Q/T_s} = \frac{U_s}{C_s U_s f_s} \quad \text{also} \quad R_{\text{äq}} = \frac{1}{C_s f_s} \quad (6.2)$$

Somit verhält sich der Kondensator für Frequenzen (viel¹) kleiner als f_s identisch zu einem Widerstand, dessen Wert man durch Änderung des Taktes linear einstellen kann. Außer der angemerkt Bedingung, dass die Schalfrequenz deutlich über die des Signals liegen muss, ist auch eine maximale Schaltrate von den Spezifikationen der eingesetzten Schalter² und der Ladezeit des Kondensators vorgeschrieben. Nachteilig ist weiterhin, dass eine genaue Frequenz zur Verfügung stehen und unter Umständen die Schaltung auch kalibriert werden muss.

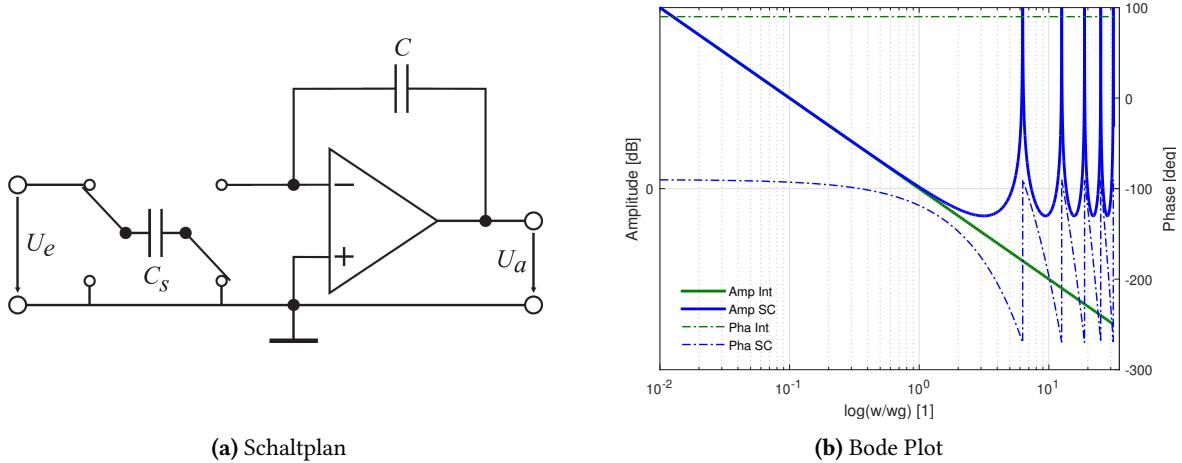


Abb. 6.2: Switched-Capacitor Integrator

Außer der linearen Einstellmöglichkeit bietet der SC Ansatz einen weiteren Vorteil: zu Kosten von einem zusätzlichen Schalter, kann man einen „invertierenden“ Widerstand realisieren (Abb. 6.1b). Der Kondensator wird wie gewohnt vom Eingang geladen, jedoch mit umgekehrter Polarität am Ausgang entladen. Dadurch wirkt sich die Eingangsspannung wie ihr Inverses über den emulierten Widerstand aus - die anderen Eigenschaften bleiben jedoch gleich. So lassen sich z.B. invertierende OPV Schaltungen wie Verstärker oder Integratoren in eine nicht-invertierende, einstellbare Variante umwandeln, ohne die damit assoziierten Nachteile (Genauigkeit, Verstärkungsbereich) mit sich zu ziehen. Vorsicht ist geboten, weil die entstandenen Schaltungen sich nur im Frequenzbereich weit unter der Schalfrequenz wie erwartet verhalten. Abbildung 6.2 zeigt einen so realisierten nicht-invertierenden Integrator, nebst seinem Amplitudengang [33]. Da nur Kondensatoren in der Schaltung zum Einsatz kommen, ist ein sehr genaues Verhältnis dieser realisierbar. Für $f = N \cdot f_s$ tauchen Polstellen in der Übertragungsfunktion auf. Die Begründung dafür ist auch anschaulich zu verstehen: der Integrator hat für Gleichspannung eine unendliche Verstärkung. Tastet man einen Sinus genau mit seiner eigenen Frequenz ab, ist die rekonstruierte Signalform eine Gleichspannung, sodass der SC bei Vielfachen der Abtastfrequenz eine Solche sieht und somit diese unendlich verstärkt.

6.1.2 Einfacher Spannungsinverter mit SC-Technik

Wie bisher schon bemerkt, ist eine symmetrische Betriebsspannung für die OPV Schaltungen vorteilhaft. Man kann durch eine virtuelle Masse natürlich eine solche emulieren, jedoch wird der Aussteuer-

¹Es ist schon zu erkennen, dass wenn Schalter im Spiel sind, eine Art der Abtastung vorliegt. Es muss hier wie gewohnt zumindest das Nyquist-Kriterium eingehalten werden, sonst findet Aliasing statt. Für gute Ergebnisse sollte aber $f_s > 10 \cdot f_{\text{max}}$ sein.

²Durch Leckströme in den Schaltern und ggf. Selbstantladung des Kondensators, gibt es eine weitere untere Grenzfrequenz. Diese ist meist so klein (im Vgl. zur Nyquist), dass sie typischerweise nie berücksichtigt wird.

bereich der einzelnen Stufen dadurch halbiert. Zudem ist das Mittenpotential dann nicht eine niederimpedante Masse, sondern eine (im Bestfall) von einem OPV getriebene Referenzspannung. Mit Hilfe der invertierenden SC kann man eine negative Versorgungsspannung leicht implementieren, zumindest für niedrigen Stromverbrauch³. Zudem ist auch eine Spannungsverdopplung oder -halbierung mit demselben Prinzip zu bewerkstelligen. Vorteilhaft ist, dass, im Gegensatz zu anderen Architekturen, keine Induktivitäten benötigt werden. Man sollte diese Schaltung jedoch nicht mit einem Spannungsregler verwechseln – die Ausgangsspannung ist ungeregelt, d.h. lastabhängig.

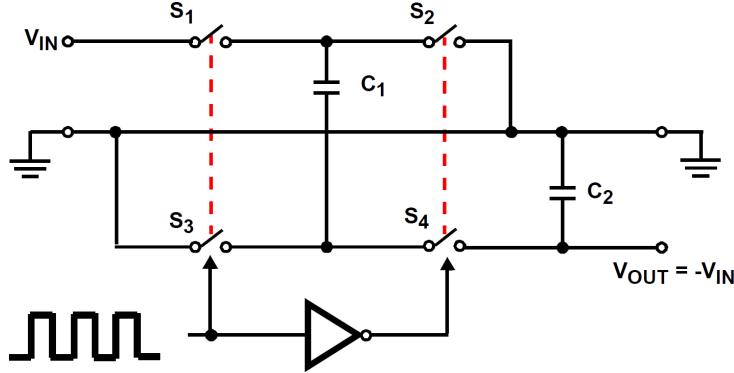


Abb. 6.3: Switched Cap Spannungsinverter (Quelle: [34])

Abbildung 6.3 zeigt den prinzipiellen internen Aufbau eines SC Spannungsinverters. C_1 ist äquivalent zum vorherigen C_s , und C_2 dient bloß der Ausgangspufferung. Die Funktionsweise ist identisch zu der in Abb. 6.1b dargestellten Schaltung. Selbst wenn es sich im jetzigen Anwendungsfall um Gleichspannungen handelt, muss die Schaltfrequenz dennoch hoch gewählt sein. Ein SC verhält sich ja wie ein Widerstand, dementsprechend erhält man eine negative Spannungsquelle mit der Ausgangsimpedanz R_{aq} . Die Anforderung ist deswegen R_{aq} möglichst klein zu halten, durch Erhöhen von entweder f_s oder C_s . Eine größere Schaltfrequenz hat auch den positiven Nebeneffekt, dass die Ausgangswelligkeit kleiner und in einem leichter herauszufilternden Bereich verschoben wird. Beide Methoden werden leider durch die benutzten Schalter limitiert, da diese bei hohen Strömen (i.e. bei großem C_s) Leistung durch ihren internen Widerstand R_{DSon} dissipieren, und bei hohen Frequenzen die Transitzeiten vom ON im OFF Zustand (wo sich der Transistor im linearen Bereich befindet, und auch Leistung dissipiert) in der Größenordnung der Schaltperiode gelangen.

SC Spannungsinverters sind aufgrund ihrer oben genannten Eigenschaften sehr gut für Erzeugung einer negativen Spannungsschiene geeignet. Braucht man einen besonders reinen Ausgang, kann man einen Linearregler nachschalten, der zu Kosten eines kleinen Spannungsabfalls die Restwelligkeit glättet. Es gibt Betriebsmodi die man mit zusätzlicher externer Beschaltung oder mehreren ICs realisieren kann: positive/negative Spannungsmultiplikation, Spannungshalbiierung und sogar geregelte Ausgangsspannung [34].

6.1.3 Spannungsregler

Jedes aktive Bauelement benötigt eine stabile Versorgungsspannung, die innerhalb eines bestimmten Wertebereiches liegen darf. Oft wird diese Spannung nicht direkt von der Energieversorgung zur Verfügung gestellt, oder die einzelnen Komponenten haben nicht-überlappende Spannungsversorgungsbereiche⁴. Daher braucht man Schaltungen, die eine beliebige Gleichspannung in eine andere **niederimpedant** überführen können – die DC-DC Wandler.

³Für Applikationen mit hohem Stromverbrauch (über ein paar 10 mA) werden Schaltregler eingesetzt. Diese werden im nachfolgendem Kapitel besprochen.

⁴Der klassische Ansatz war der Einsatz eines Transformators - funktioniert aber nur für Wechselspannungen und nimmt viel Platz und Gewicht in Anspruch. Die moderne Alternative sind Schaltnetzteile, die die Abmessungen des internen Transformatoren klein halten indem sie höhere Frequenzen benutzen.

Linearregler

Der erste Ansatz um eine niedrigere Spannung als die verfügbare zu generieren, ist trivialerweise einen resistiven Spannungsteiler einzusetzen. Das Problem hierbei ist zweifach: erstmal gibt ein belasteter⁵ Spannungsteiler nicht dieselbe Spannung aus wie im unbelasteten Zustand, was man jedoch ggf. noch kompensieren könnte, wäre die Last bekannt und konstant. Zweitens: während das erste unter Umständen noch im Rahmen des Möglichen wäre, kann das letztere so gut wie nie angenommen werden, sodass sich für variable Stromverbraucher keine vernünftige Versorgung damit realisieren lässt. Geht man davon aus, dass in irgendeinem zeitlichen Mittel die Last aber konstant ist, könnte man versuchen mit einem Block-Kondensator zu puffern - solange die zu überbrückenden Zeitspannen dessen Wert nicht unrealistisch groß werden lassen. Eine elegantere Lösung wäre daher, den Spannungsteiler dynamisch in Echtzeit einstellen zu können, sodass das Verhältnis von Last zum Vorwiderstand immer gleich bleibt.

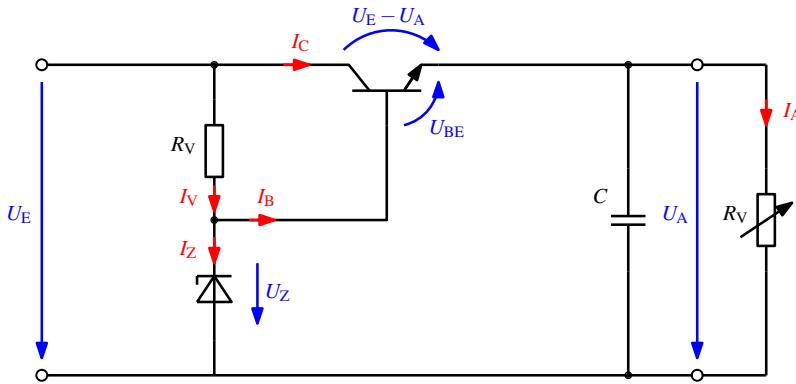


Abb. 6.4: Spannungssteller mit Zenerreferenz, Blockschaltbild

Als einfachste Form eines Längsreglers kann ein Spannungsstabilisator genutzt werden. Hierbei handelt es sich genau genommen nicht um einen Regler, sondern um einen Steller, da keine Rückkopplung der Ausgangsspannung stattfindet. Hierbei wird ein Transistor als Emitterfolger betrieben, der die durch eine Zenerdiode⁶ Spannung stützt - Der Widerstand dient zur Begrenzung des Diodenstroms. Durch den Arbeitspunkt des Transistors ist der Ausgangswiderstand dieser Schaltungskonfiguration deutlich geringer als der einer reinen Zenerreferenz. Der Nachteil dieser Lösung liegt darin, dass $U_a = U_z - U_{BE}$ auf Grund der Laststromabhängigen Basis-Emitterspannung nicht zwingend konstant ist. Des weiteren bedingt der Spannungsabfall über der Kollektor-Emitter-Strecke eine hohe Verlustleistung. Eine bessere Variante bietet daher die Erweiterung um einen Regler, wie z.B. in Abb. 6.5 dargestellt.

Genau auf dem Prinzip des VCR beruhen alle Linearregler. Als regelbares Widerstandselement benutzt man verschiedene Arten von Transistoren [35], je nachdem was für Anforderungen gestellt sind. Da ein Transistor im Ausgangskreis einen minimalen Spannungsabfall (U_{DS} oder U_{CE}) aufweist, haben alle Linearregler eine darüber abfallende Spannung, die *drop-out*-Spannung. Dies beschränkt ihren maximalen Ausgangswert einige Volt unter der Eingangsspannung – Regler mit sehr kleinen solchen Spannungsabfällen (typ. im paar 100mV Bereich für FETs) werden als LDO bezeichnet (eng. low dropout). Mit steigendem Strom wird die Dropoutspannung durch die Transistorkennline bzw. durch R_{DSon} auch erhöht, wobei der Wirkungsgrad vom LDO sinkt. Generell sind LDOs nicht für Leistungsanwendungen und besonders nicht für solche mit großem Spannungsunterschied zwischen Ein- und Ausgangsspannung zu benutzen, da ein großer Teil der Leistung einfach ohmsch über den Transistor in Wärme

⁵Belastet ist dabei ein äußerst relateriver Term - solange die Last viel kleiner als die Widerstandswerte des Teilers bleibt, ist die Ausgangsspannung wenig betroffen. Es ergibt sich dadurch ein sehr schlechter Wirkungsgrad, was aber bei sehr kleinem Verbrauch vernachlässigt werden kann.

⁶trivialerweise könnte man hier auch einen resistiven Spannungsteiler einsetzen, natürlich mit den bereit genannten Nachteilen

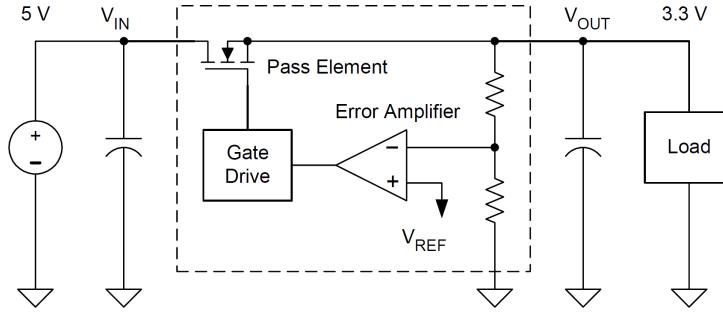


Abb. 6.5: LDO Blockschaltbild (Quelle: [35])

umgewandelt wird. Zudem muss eine Regelschleife implementiert werden, wie in Abbildung 6.5 zu sehen. Dies führt natürlich zu potentieller Instabilität wenn die externe Kapazität oder die Last nicht den Datenblattspezifikationen entsprechen. Die Fähigkeit von LDOs die Ausgangsspannung zu regeln und Eingangsrauschen zu unterdrücken wird im Datenblatt unter 'load regulation' und 'PSRR' angegeben - man unterscheidet dabei 2 große LDO Typen, low-current und high-speed [36]. Der Vorteil von LDOs liegt in zwei Bereichen: zu einem sind sie einfach zu implementieren - es gibt sie als 3-Pin ICs die nur 2 externe Kondensatoren benötigen - und zum anderen ist ihr Ausgang frequenzmäßig sehr sauber, da sie keine Schaltvorgänge benutzen. Deswegen werden sie in störsensitiven Anwendungen selbst zulasten der Effizienz bevorzugt eingesetzt, oder zumindest einem Schaltregler nachgeschaltet [37].

Schaltregler

Eine weitere Möglichkeit aus einer verfügbaren Versorgungsspannung weitere zu erzeugen stellen sogenannte Schaltregler dar. Diese nutzen die Eigenschaft von Induktivitäten, keinen sprunghafte Stromänderung zuzulassen. Die Spannung über der Spule ist gegeben durch die Ableitung des Spulenstroms $U_L = \frac{di_L}{dt}$, der Strom ist durch $i_L = \frac{\int u_L dt}{L}$ gegeben. Bei einer konstant an der Spule anliegenden Spannung, wird der Strom linear ansteigen und Energie im magnetischen Feld der Spule gespeichert. Entfällt diese Spannung nun, fällt das magnetische Feld in sich zusammen und treibt einen Strom durch bzw. induziert eine Spannung über die Spule. Die dadurch erzeugt Spannung ist daher maßgeblich um Tastverhältnis der anliegenden Spannung abhängig. Im Falle eines in Abb. 6.6 dargestellten Tiefsetzsteller, oder auch Buck-Converter genannt, wird dies genutzt, um eine Spannung in Abhängigkeit in Abhängigkeit des Tastverhältnis herunterzuteilen. Bei geschlossenem Schalter liegt über der Spule eine konstante Spannung an, die Diode sperrt. Dabei baut sich linear ein Strom durch die Spule auf, welcher die Kapazität lädt. Schließt der Schalter nun, wird in die Spule eine Spannung induziert. Dadurch fließt weiterhin ein Strom in die Kapazität, nur dass dieser durch die Diode und nicht mehr durch den Schalter fließt. Die dabei induzierte Spannung hängt vom aufgebauten Magnetfeld ab, welches zeitlich linear von der Schließzeit des Schalters abhängt. Je länger der Schalter geschlossen, desto höher ist die sich ergebende Ausgangsspannung am Kondensator.

Hierbei muss beachtet werden, dass die Spule in Abhängigkeit ihrer Induktivität sättigen kann, wenn die zu lange mit einem Strom gespeist wird. Dies lässt sich durch eine größere Induktivität, oder besser einer höheren Schaltfrequenz beheben. Da die Schaltverluste der als Schalter eingesetzten Transistoren für gewöhnlich zu vernachlässigen sind, ist mit Schaltwandlern ein sehr guter Wirkungsgrad zu erringen. Ein Nachteil stellt z.B. im Fall des Tiefsetzstellers die unstetige Belastung der Versorgungsspannung dar.

Dieses Prinzip kann auch genutzt werden, um eine Spannung zu erzeugen, die größer, als die bestehende Versorgungsspannung ist. In Abb. 6.7 ist ein Hochsetzsteller, auch Aufwärtswandler oder Boost-Converter bezeichnet, dargestellt. Durch das Schließen des Schalters wird ein linear ansteigender Strom durch die Spule erreicht, welcher beim Schließen des Schalters über die Diode in die Kapazität fließt. Da sich die Energie aus dem Feld der Spule über die Kapazität entlädt, muss sich eine Spannung einstellen, die $U_L = U_A + U_D$ entspricht - und somit größer als die urprüngliche Betriebsspannung ist. Der so

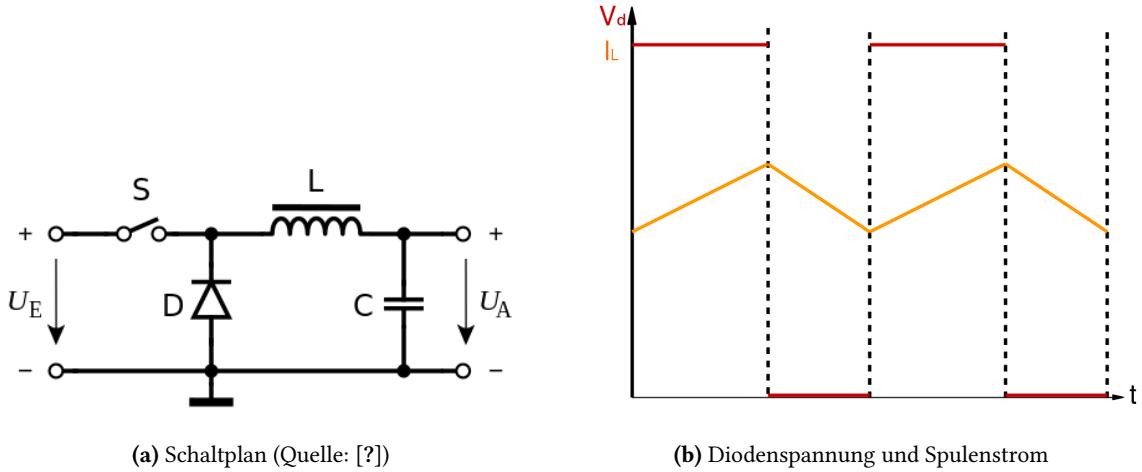


Abb. 6.6: Tiefsetzsteller

getriebene Strom nimmt mit steigender Spannung ab, da die Leistung konstant bleibt.

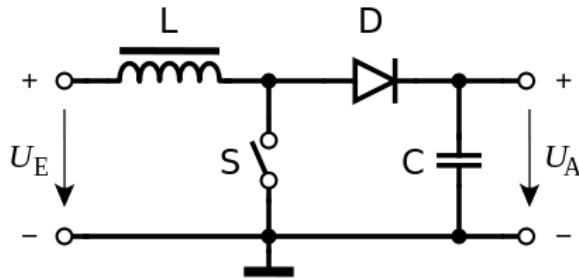


Abb. 6.7: Schaltbild Hochsetzsteller (Quelle: [?])

Ähnlich funktioniert der Inverswandler in Abb.6.8. Durch das Schließen des Schalters liegt über der Spule die Versorgungsspannung an und es wird linear ein Magnetfeld aufgebaut, welches beim Zusammenbruch (offener Schalter) eine Spannung reinduziert. Da der Schalter geöffnet ist, schließt sich der Stromkreis über die Diode. Hierbei fließt ein Strom *aus* dem Kondensator *in* den Wandler, was zu einer negativen Ausgangsspannung über dem Kondensator führt.

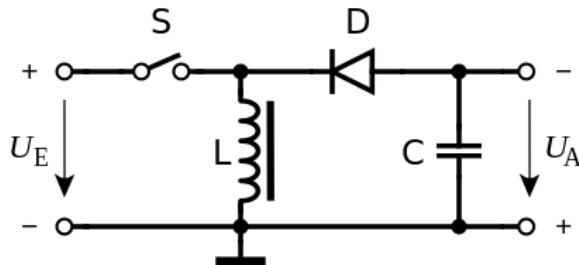


Abb. 6.8: Schaltbild Inverswandler (Quelle: [?])

Als Erweiterung des Inverswandlers soll des Fly-Back-Converter kurz Erwähnung finden. Bei diesem wir die Spule in Primär- und Sekundärwicklung(en) aufgeteilt. So können, galvanisch getrennt, mehrere Spannungen aus einer einzelnen Versorgung gewonnen werden. Schaltwandler sollten, um eine Lastunabhängigkeit zu gewährleisten, geregelt werden. Dies wird oft in integrierten Schaltkreisen umgesetzt, die neben der Regelung auch das Erzeugen der Steuerspannung des Schaltenden MOSFETs

übernehmen. Diese Ansteuerung kann im lückenden oder nicht-lückenden Betrieb umgesetzt werden. Im lückenden Betrieb werden, sofern die Ausgangsspannung ihren Sollwert erreicht hat, Schaltimpulse ausgelassen. Damit ist die Ausgangsspannungs auch unter unzureichender Belastung stabil regelbar. Typische Schaltfrequenzen von Schaltwandlern liegen im Kiloherzbereich.

6.2 Laboraufgaben

Notwendige Geräte:

- einstellbare Spannungsquelle(n)
- Oszilloskop (opt. Multimeter)
- einstellbarer Frequenzgenerator

6.2.1 Spannungsinverter

1. Bauen Sie einen SC-Spannungsinverter mit Hilfe des LMC7660 auf.
2. Untersuchen Sie den Ausgangsripple der Schaltung.

6.2.2 Längsregler

1. Simulieren und konstruieren Sie einen Längsregler/Spannungssteller nach Abb. 6.4. Als Längstransistor kann der BD239 genutzt werden. Achten Sie auf eine geeignete Dimensionierung der Last.

6.2.3 Tiefsetzsteller

1. Simulieren und konstruieren Sie einen ungeregelten Tiefsetzsteller nach Abb. 6.6 unter Belastung. Hierbei kann der Funktionsgenerator als Ansteuerung für einen als Schalter betriebenen PMOS (IRF9Z24) genutzt werden.
2. Untersuchen Sie den der Quelle entnommenen Strom, beispielsweise über einen Shunt. Was fällt hierbei auf?

6.2.4 Hochsetzsteller

1. Simulieren zunächst und bauen Sie anschließend einen ungeregelten Hochsetzsteller nach Abb. 6.7 unter geeigneter Belastung auf. Hierbei kann der Funktionsgenerator als Ansteuerung für einen als Schalter betriebenen NMOS (IRFZ24N) genutzt werden. Mit einer Dimensionierung von $U_B = 3 \text{ V}$, $R = 1 \text{ k}\Omega$, $L = 200 \mu\text{H}$, $f_{schalt} = 5 \dots 10 \text{ kHz}$ können je nach Tastgrad etwa 5 - 20 V erzeugt werden. Beachten Sie, dass bei dieser Schaltung durchaus auch deutlich höhere Spannungen erzeugt werden können.

Die Schaltung sollte daher unbedingt nur durch einen Tutor überprüft und /oder in Betrieb genommen werden!

Anhang A

Anmerkungen zur Protokollierung

Die Gelegenheit ist günstig, auch die angemessene Protokollierung zu Üben. Abgesehen vom inhaltlichen gibt es hier auch ein paar handwerkliche Dinge, die Ihnen auch im folgenden Studium nutzen werden. Machen wir uns nichts vor, auch diese Einarbeitungen kosten Zeit.

• Textverarbeitung

Klar kann man Protokolle auch per Hand schreiben. Aber nur wenn man auch über eine Handschrift verfügt, die den allgemeinen Anforderungen an Schriften überhaupt genügt. Man muss sie lesen können¹. Computer können helfen. Verwenden Sie, was Sie wollen. Ob Word, Pages, Open- oder LibreOffice oder L^AT_EX – wichtig ist dass Sie es bedienen können.

- Gliederung und Absatzvorlagen sollte man kennen
- Korrekter Formelsatz ist wichtig (das Zeichen * ist kein zulässiges Symbol für die Multiplikation, das ist der Faltungsoperator).
- Inhalts- und sonstige Verzeichnisse sollten erstellbar sein.
- Eine Bearbeitung mit mehreren Autoren muss schmerzfrei möglich sein.
- Sie reichen fast immer pdf-Dateien ein, diese muss das Werkzeug erzeugen können.

• Schaltpläne

Ein Screenshot aus dem Schaltungssimulator oder dem Szilloskop ist für den Leser eines Protokolls das Äquivalent einer € 1,29-Pizza vom lokalen Discounter. Eine Verzweiflungstat und ein Eingeständnis, dass man es nicht besser kann. Oder will. Aber keinesfalls mit der Pizza vom gerade wieder geöffneten Lieblingsrestaurant vergleichbar, die man eigentlich erwartet hatte.

Anständige Schaltpläne zeichnet man mit MS Visio, LibreOffice Draw oder **ipe**. Das ist kein Hexenwerk, es ist einfache 2D-Grafik.

• Grafische Darstellung von Daten

Zeitverläufe und Kennlinien findet man in fast jedem Protokoll. Auch hier wird gern mit Screenshots oder Handyfotos² gearbeitet. Man kann aber besonders bei Simulationsprogrammen immer die errechneten Daten abspeichern. Fast alle Digitalen Speicheroszilloskope können das auch, gern als CSV-Datei³. Diese kann man mit Mathematikprogrammen wie MATLAB®, Scilab und GNU Octave oder Plotprogrammen wie **gnuplot** einlesen und aufbereiten. Überlegen Sie, welches der Bilder in Abb. A.1 Sie eher an die € 1,29-Pizza erinnert.

Das integrierte Plot-Tool von MATLAB® ist ebenfalls recht mächtig und MATLAB® als mathematisches Werkzeug erlaubt Berechnungen mit den gemessenen Daten.

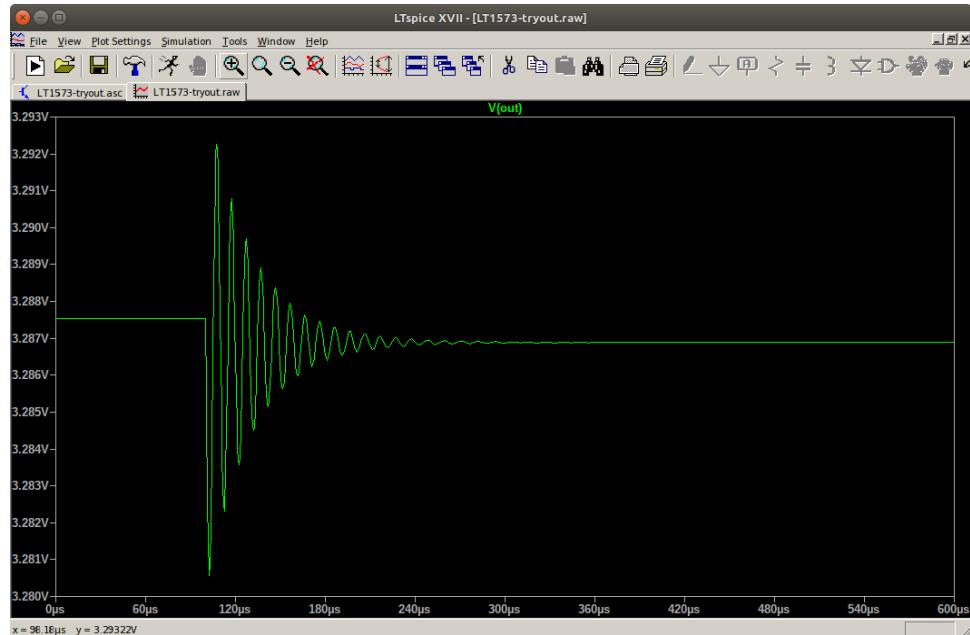
¹Jahrelange Erfahrung im Entziffern von Klausuren sagen mir, dass das wirklich nicht für alle Studierenden zutreffend ist.

²Da wird von einem Digitalen Speicheroszilloskop abfotografiert. Natürlich krumm und schief. Das ist nicht wirklich kompetenter Umgang mit technischem Gerät.

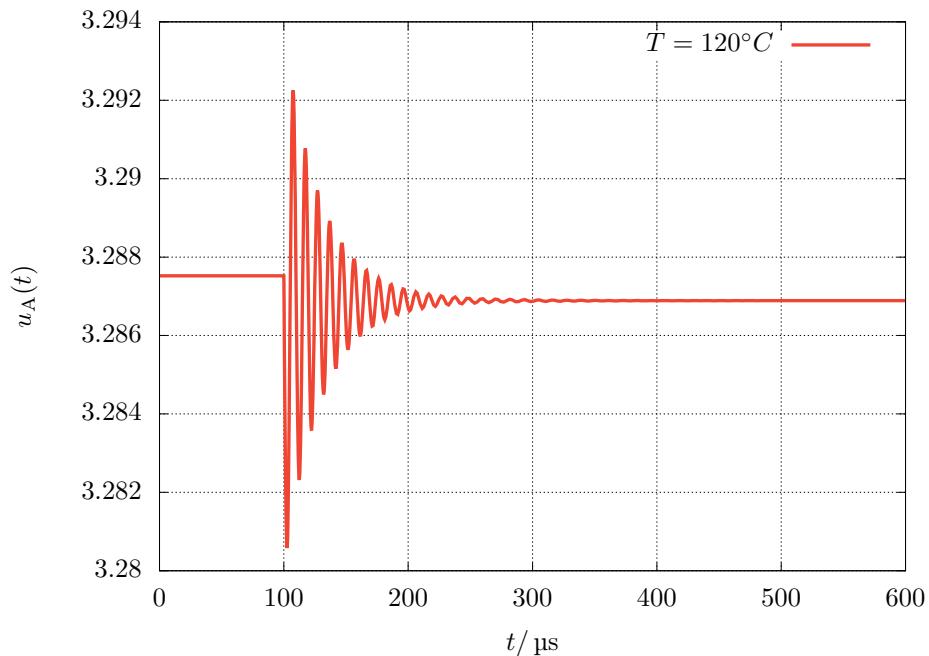
³Recherchieren Sie mal, was das ist.

- **Zitieren aus Quellen**

Selbstverständlich kommt es vor, dass man Abbildungen, Gleichungen oder Aussagen aus fremden Quellen nutzen will, um sich zum einen Zeit zu sparen und zum anderen um Belege anzuführen. Es ergibt Sinn, dass man Wissensquellen verwendet, um dieses Wissen zu weiteren Erkenntnissen weiter zu entwickeln. Denken Sie daran, dass Sie dann den Urheber und die Quelle auch angeben. Andernfalls kommt es einem Diebstahl im Laden gleich. Sie stecken sich was schönes



Screenshot einer Simulation



Aufbereitet mit Gnuplot

Abb. A.1: Ausgangsspannungsverlauf eines Linearreglers bei Lastsprung von 100 mA auf 1 A als Screenshot und aufbereitet mit gnuplot

in die Tasche, was Sie besitzen wollen, aber zahlen dafür nicht. Im wissenschaftlichen Kontext zahlen Sie einfach mit dem Prinzip „Ehre, wem Ehre gebührt!“ und geben daher die Quelle an. Andernfalls gilt es als **Plagiat**. Lesen Sie nach, wie die Prüfungsordnung Plagiate honoriert.

- **Referenzieren**

Je größer ein Dokument ist, desto mehr Gleichungen, Grafiken etc. kommen vor. Vergisst man aber z.B. genau zu referenzieren, so ist der Text schlicht nicht mehr nachvollziehbar und der Leser ist schnell verloren. Da werden Kurvendiagramme im Text beschrieben, die in einer Abbildung dargestellt sind und der Leser wird allein gelassen, sich die passende Abbildung herauszupicken. Das macht zum einen dem Leser wenig Spaß, zum anderen gilt die Maxime: Wird auf eine Gleichung, Abbildung etc. nicht eindeutig verwiesen, so kann man es sich gleich sparen diese überhaupt im Dokument zu erwähnen. Moderne Textverarbeitungssysteme unterstützen Sie beim Pflegen dieser Referenzen⁴.

⁴Das tun diese aber nur, wenn Sie auch wissen, wie das funktioniert. Einarbeitung lohnt!

Anhang B

Materialien für das *Home-Lab*

Um grundlegende Versuche machen zu können benötigt man keine kostspielige Spitzenausstattung. Viele der Versuche des Analoglabors lassen sich ohne Lötkenntnisse auf kleinen Steckbrettern aufbauen, besonders die Operationsverstärker-Aufgaben sind so gut realisierbar.

Die Liste erhebt keinen Anspruch auf Vollständigkeit, die genannten Geräte sind Beispiele. **Die Beschaffung ist keine Pflicht. Alle Labore zur Elektronik sind auch bestehbar, ohne das Sie derartige Anschaffungen machen müssen.**

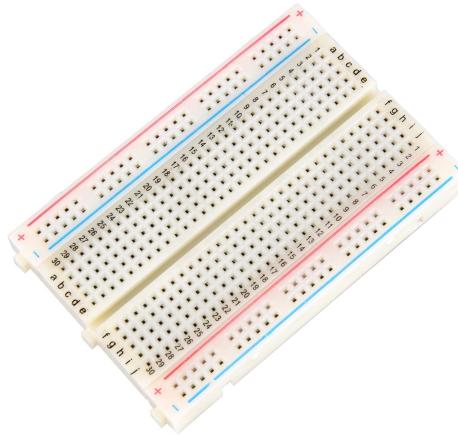
Hilfreich sind folgende Materialien, auch für weitere Lehrveranstaltungen:

- Ein besser oder zwei¹ **Digitale Multimeter** sind hilfreich, wir müssen oft Spannungen und Ströme messen. Das muss ebenfalls kein Hochpreisartikel sein. Einfache Geräte liegen bei 12-€ 25, die reichen uns erst einmal aus. Die Premiumklasse liegt gern über € 200, die hat man aber auch quasi ein Leben lang.



¹Ist ein Oszilloskop vorhanden, dann reicht eines erstmal aus.

- Ein **Steckbrett** (engl. *breadboard*) dient zum Aufbau der Schaltung. Die Bauelemente werden gesteckt und mit Draht verbunden. Sowas gibt es im Online-Handel oder den Auktionsplattformen im Bereich von 3-€ 10. Die dargestellte Größe ist ausreichend und bewegt sich am unteren Ende des Preisbereichs.



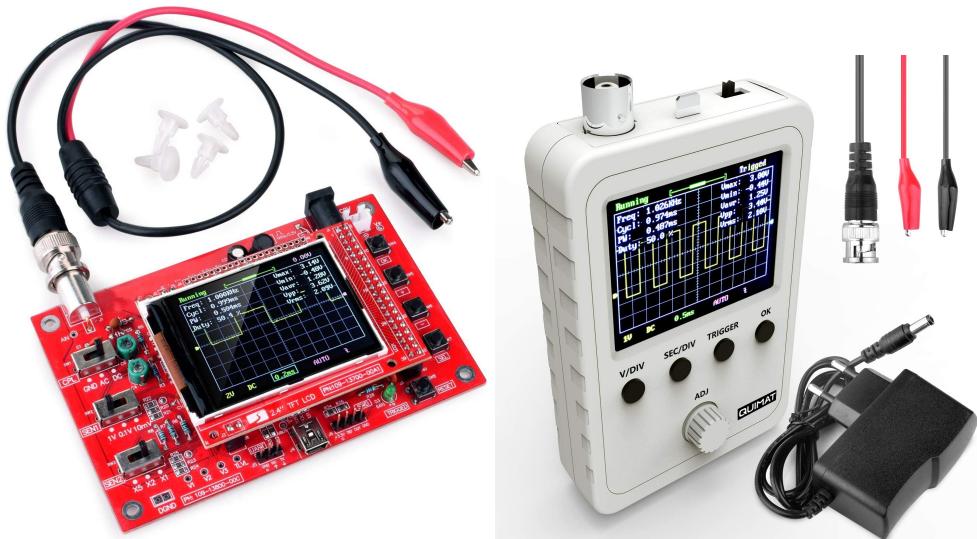
- Ein **Verdrahtungsset** erspart das Schneiden und Abisolieren von Drähten. Je nach Umfang erhältlich von 2-€ 12.



- Ein **Oszilloskop** ist die schwierigste Sache. Das wird sehr schnell teuer. Für die meisten Arbeiten benötigen wir 2 Kanäle und 10 MHz analoge Bandbreite. Man findet Einsteigergeräte (z.B. OWON SDS5032, Rigol DS1052, Siglent SDS1102CML+) im Bereich von 250-€ 300, aber das ist auch eine Menge Geld. Eine Alternative sind USB-Oszilloskope, die mit einem PC verwendet werden (z.B. Hantek 6022BE oder Picoscope 2204A), diese starten bei € 70.



Es gibt auch sehr preisgünstige Lösungen wie das DSO 138 (ab € 20) oder das DSO 150 (€ 30). Diese basieren auf einem Mikrocontroller und nutzen dessen Analog-Digital-Umsetzer die analoge Bandbreite liegt bei < 100 kHz, ist aber für den Audiobereich ausreichend. Größter Nachteil ist, dass die Dinger nur eine Kanal haben. Damit ist keine Phasenbeziehung messbar. Amplitudenfrequenzgänge sind aber durchaus messbar. Aber die Bedienung ist auch etwas fummelig.



- Ein **Signalgenerator** oder **Funktionsgenerator** kann auch ein Selbstbauprojekt sein. Mit diesem erzeugt man zeitveränderliche Signale, wichtig sind Sinus, Dreieck und Rechteck. Viele ältere und preiswerte analoge Geräte basieren auf dem Xicor-Chip XR2206. Dieser Chip wird immer noch gefertigt und man erhält kleine Generatoren ab € 12 bei den üblichen Quellen.



- Natürlich braucht man **Bauteile**. Sie werden bei Bedarf einiges von uns bekommen können. Meist reicht das aber nicht aus und es geht auch mal etwas kaputt, dann kommt der lokale Handel ins Spiel. Zwischen TU Berlin und BHT findet man in Fahrradreichweite den Laden von [segor electronics](#). Dort gibt es quasi alles zur Elektronik und das sofort und ohne Versandkosten.



- Eine **DC-Stromversorgung** wird noch benötigt. Wir brauchen ab und an zwei Versorgungsspannungen. Das macht man normalerweise mit einem Labornetzteil, die sind ab € 35 für eine Spannung schon recht kostspielig. Wenn man das kaufen möchte, dann benötigt man einstellbare Spannungen von 0 … 15 V bei einem Ausgangstrom von bis 1 A.



Ein Eigenbau ist absolut denkbar, aber auch da kosten die verbauten Transformatoren einfach Geld.

Eine einfache Lösung sind Batterien. Mit zwei 9 V-Blöcken kann man schon einiges erreichen. Man muss nur daran denken, dass die keine Strombegrenzung haben und ggf. Beuteile einfach grillen. Das riechen Sie dann.

- Auch eine **All-In-One-Lösung** möchte ich Ihnen nicht vorenthalten. Allerdings reißt das **Analog Discovery Studio** von **Digilent** ein Loch von € 699² in die Kasse. Dafür ist eben alles drin:

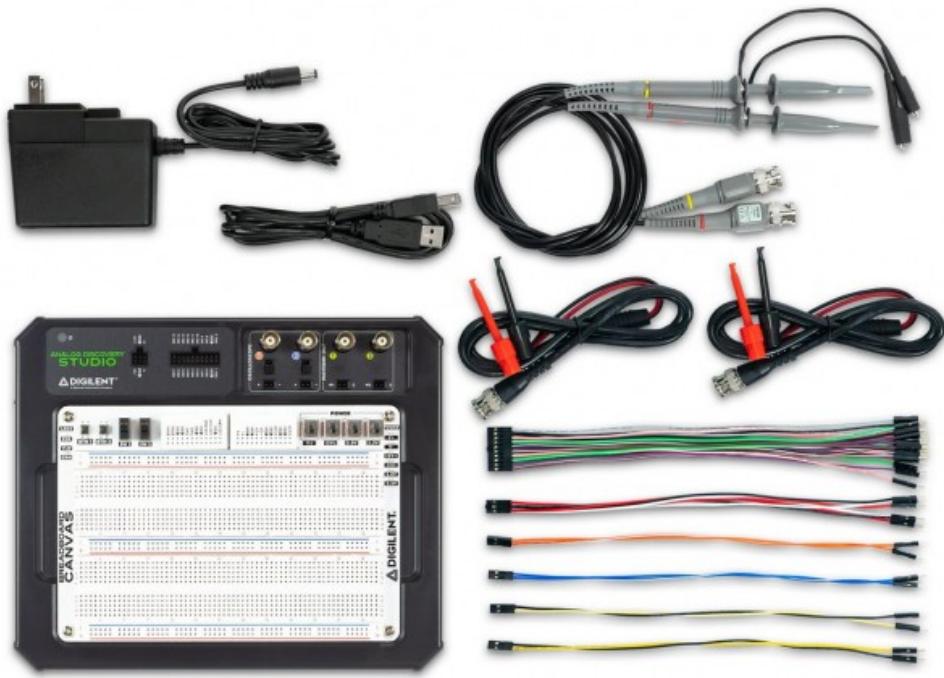
- Zweikanal Oszilloskop mit differenziellen³ oder massebezogenen Eingängen, Analoge Bandbreite bis 30 MHz, 14 Bit-Auflösung
- Netzwerkanalysator, Spektrumanalysator, Impedanzanalysator⁴ und Datenlogger
- Zwei analoge Ausgänge als Signalgeneratoren
- 16 Digitale Ein-und Ausgänge, verwendbar als Logikanalysator, Signalgenerator
- Stromversorgung ±12 V, 5 V, 3,3 V und etwas einstellbares von ±1 … ± 5 V.
- Steckbrett ist dabei

Die Darstellung und Bedienung erfolgt mit einer Software auf dem PC. Es gibt Treiber für LabVIEW, die es erlauben, auch eigene Analyseprogramme zu schreiben, z.B. einen Transistor-tester oder andere automatisierte Dinge. Wenn Sie einmal einen hochauflösenden Frequenzgang nach Betrag und Phase aufgenommen haben, dann werden Sie so etwas schick finden.

²Das ist schon der Studentenpreis, Distributor ist www.trenz-electronic.de, dank Corona ist s oft ausverkauft.

³Das ist sogar bei Tischgeräten selten

⁴Damit kann man z.B. Spulen ausmessen, auch bei hohen Frequenzen



- Eine Nummer kleiner ist das **Analog Discovery 2** ohne Steckbrett und mit schwächeren Stromversorgungen. Es ist auch von **Digilent** und liegt preislich ab € 270 beim selben Distributor. Berichte von Studiernenden höherer Semester, die das im 2. Semester gekauft haben, sind positiv, es ließ sich in nahezu allen Laboren einsetzen.



Literaturverzeichnis

- [1] R. Orglmeister, *Analog- und Digitalelektronik*
- [2] U. Tietze, C. Schenk, *Halbleiterschaltungstechnik*, 16. Aufgabe, ISBN 978-3-662-48553-8
- [3] Michael Reisch, *Elektronische Bauelemente – Funktion, Grundschaltungen, Modellierung mit SPICE*, 2. Auflage, Springer Verlag, ISBN 978-3540340140, EBook <https://link.springer.com/book/10.1007/978-3-540-34015-7>
- [4] Texas Instruments, *Op Amps For Everyone*, Doc.No SLOD006D
- [5] Analog Devices, *Op Amp Open Loop Gain and Open Loop Gain Nonlinearity*, Doc.No MT044
- [6] Analog Devices, *Op Amp Common-Mode Rejection Ratio*, Doc.No MT042
- [7] Texas Instruments, *Matching operational amplifier bandwidth with applications*, Doc.No. SLYT181
- [8] Analog Devices, *Op Amp Input Impedance*, Doc.No. MT040
- [9] Texas Instruments, *Op Amp stability and input capacitance*, Doc.No. SLYT087
- [10] Analog Devices, *Op Amp Input Offset Voltage*, Doc.No. SLOA059
- [11] Otto H. Schmitt - A Thermionic Trigger
- [12] Texas Instruments, *Understanding Schmitt Triggers*, Doc.No. SCEA046
- [13] On-Semiconductor (früher Fairchild Semiconductor) *CMOS Schmitt Trigger - A Uniquely Versatile Design Component*, Doc.No. AN-140
- [14] Actel Corp., *Using Schmitt Triggers for Low Slew-Rate Input*, Doc.No. AC161
- [15] L. V. Wangenheim, *Aktive Filter und Oszillatoren*, Verlage Springer, ISBN 978-3-540-71737-9
- [16] Texas Instruments, Jim Karki, *Active Low-pass Filter Design*, Doc. No. SLOA048B
- [17] J. Audet, *Q Factor Measurements on L-C Circuits*,
<http://hb9abx.no-ip.biz/VE2AZX-Q-factor.pdf>
- [18] Microchip, B. Baker, *Anti-Aliasing, Analog Filters for Data Acquisition Systems*, Doc.No. AN699
- [19] Texas Instruments, M. Steffes, *Design Methodology for MFB Filters in ADC Interface Applications*, Doc.No. SBOA114
- [20] Texas Instruments, B. Carter, *Filter Design in Thirty Seconds*, Doc.No. SLOA093
- [21] Texas Instruments, *FilterPro™ User's Guide*, Doc.No. SBFA001C
- [22] V. Sonti, *Gain, Phase margins, designing with Bode plots, Compensators*,
http://eprints.iisc.ac.in/13500/1/lec_6_web.pdf

- [23] G. Beale, *Phase Lag Compensator Design Using Bode Plots*,
https://people-ece.vse.gmu.edu/~gbeale/ece_421/comp_freq_lag.pdf
- [24] G. Beale, *Phase Lead Compensator Design Using Bode Plots*,
https://people-ece.vse.gmu.edu/~gbeale/ece_421/comp_freq_lead.pdf
- [25] J. Zhong, *PID Controller Tuning: A Short Tutorial*,
<https://engineerscommunity.com/uploads/short-url/ueW04XlcvlQtVgGmhqSFNkkiSz.pdf>
- [26] Texas Instruments, J. Karki *Active Low-Pass Filter Design*, Doc.No. SLOA049B
- [27] Texas Instruments, *Analysis of the Sallen-Key Architecture*, Doc.No. SLOA024B
- [28] Hewlett Packard, *Fundamentals of Quartz Oscillators*, Doc.No. AN 200-2
- [29] Abracon Corp., *Quartz Crystal Glossary of Terms*,
https://abracon.com/Support/qtzcry_glossary.pdf
- [30] Microchip, *Crystal Oscillator Basics and Selection*, Doc.No. AN826a
- [31] Vishay, *FETs as Voltage-Controlled Resistors*, Doc.No. AN105
- [32] Skyworks, *Varactor Diodes Application Note*,
<https://www.skyworksinc.com/-/media/SkyWorks/Documents/Products/1-100/200824A.pdf>
- [33] Linear Technologies, R. Markell, *Taking the Mystery Out of the Switched-Capacitor Filter*, Doc.No. AN40
- [34] Renesas (früher Intersil), *Principles and Applications of the ICL7660 CMOS Voltage Converter*, Doc.No. AN051
- [35] Texas Instruments, *Understanding Low Dropout (LDO) Regulators*, Doc.No. SLUP239
- [36] NXP, *LDO voltage regulators - fundamentals, topologies and parameters*, Doc.No. AN11037
- [37] Analog Dialogue, *How to Successfully Apply Low Dropout Regulators*, Analog Dialogue 43-08 Back Burner, August (2009), www.analog.com/analoguedialog