

Skriptum der Vorlesung im studienbegleitenden Unterricht
des 2. praktischen Studienseesters
im Fachbereich Elektrotechnik
der Fachhochschule Regensburg

P R A K T I S C H E E L E K T R O N I K

von Dr. Hans-Hellmuth Cuno
Stand 09/2003

Dies Skriptum besteht aus 132 Seiten

Alle Rechte vorbehalten ©

Inhaltsverzeichnis

I	Halbleiter und Bauelemente	
I.1	Halbleiter Materialien	1-1
I.2	Dotierung	1-2
I.3	Eigenschaften von Halbleitern	1-3
I.4	Halbleiter Bauelemente	1-4
I.5	Herstellverfahren	1-9
I.6	IC-Herstellung	1-11
II	Schaltungstechnik	
II.1	Der Transistor als Verstärker	2-1
II.2	Einstellung des Arbeitspunkts	2-1
II.3	Schaltungsanordnungen	2-3
II.4	Aufbau einfacher Schaltungen	2-7
II.5	Betriebweisen von Transistoren	2-10
III	Berechnung von Schaltungen	
III.1	Die ideale Diode	3-1
III.2	Die Faustformeln	3-2
III.3	Durchrechnung einfacher Verstärkerschaltungen	3-4
III.4	Bootstrap Schaltungen	3-7
III.5	Zuverlässigkeit elektronischer Schaltungen	3-9
IV	Operationsverstärker	
IV.1	Daten von Operationsverstärkern	4-1
IV.2	Operationsverstärker-Schaltungen	4-6
IV.3	Schaltungsberechnung	4-14
IV.4	Stabilität von Operationsverstärkern	4-16
V	Fuzzy -Logik	
V.1	Die Grundbegriffe	5-1
V.2	Die Fuzzyfizierung	5-2
V.3	Die logischen Inferenzen	5-3
V.4	Die Defuzzyfizierung	5-5
V.5	Neuronale Netze	5-6
VI	Das Rauschen	
VI.1	Rauschen und Nutzsignal	6-1
VI.2	Rauscharten	6-2
VI.3	Erzeugung von Rauschen	6-3
VI.4	Messgrößen des Rauschens	6-4
VI.5	Die Rauschzahl	6-5
VI.6	Rauschberechnung eines Verstärkers	6-6
VI.7	Konsequenzen aus dem Rauschen	6-8
VI.8	Rauschen im Alltag	6-10
VII	Stromquellen	
VII.1	Anwendungsbereich	7-1
VII.2	Stromquellenschaltungen	7-1

VIII	Oszillatorschaltungen	
VIII.1	Oszillatoren mit dem Timer-IC 555	8-1
VIII.2	RC-Oszillatoren für höhere Frequenzen	8-3
VIII.3	Harmonische Oszillatoren	8-4
VIII.4	Quarze	8-5
VIII.5	DDS-Synthesizer	8-8
IX	Filterschaltungen	
IX.1	Aktive RC-Filter	9-1
IX.2	Filterfunktionen und ihre Eigenschaften	9-1
IX.3	Filter vom Gaußtyp	9-2
IX.4	Skalierung eines Filters	9-5
IX.5	Cauerfilter	9-5
IX.6	Bandpaßfilter	9-7
X	Digitale Signalverarbeitung	
X.1	Aliasing	10-1
X.2	SC-Filter	10-2
X.3	Phase Locked Loops	10-3
X.4	Digitale Filter	10-7
X.5	Realisierung digitaler Filter	10-8
XI	Leistungselektronik	
XI.1	Einsatz des Thyristors	11-1
XI.2	Schaltwandler	11-4
XI.3	Schaltwandler Anordnungen	11-6
XI.4	Schaltwandler Regelung	11-10
XI.5	Leistungsfaktor-Korrektur	11-11
XI.6	Schaltwandler Bauelemente	11-12
XII	A/D- und D/A Wandlung	
XII.1	Wandlereigenschaften	12-1
XII.2	ADC Typen	12-2
XII.3	Oversampling	12-7
XII.4	Digital/Analog Konverter	12-7
XII.6	DAC-Typen	12-9
XIII	Lichtwellenleiter	
XIII.1	Lichtwellenleiter	13-1
XIII.2	Lichtwellenleiter Typen	13-1
XIII.3	Vorteile von Lichtwellenleitern	13-2
XIII.4	LWL Kabel und Verbindungen	13-3
XIII.5	Daten von Lichtwellenleitern	13-4
XIII.6	Elektrooptische Bauelemente für LWL	13-5

I. Halbleiter und Bauelemente

I.1 Halbleiter Materialien

Halbleiter-Bauelemente dominieren heute in der Elektronik und haben z.B. die Röhre fast völlig verdrängt. Nur höchste Leistungen und Frequenzen sowie Bildröhren werden heute noch durch Röhren bedient. Trotzdem zeichnen sich Entwicklungen ab, wie IC's nach dem Röhrenprinzip mit Feldemissions-Kathoden.

Halbleiter stehen elektrisch zwischen den Isolatoren und Leitern. Chemisch reinen Halbleitern ist gemeinsam, daß sie bei tiefen Temperaturen isolieren und von einer bestimmten Temperatur an eine rasch anwachsende Leitfähigkeit zeigen. Diese intrinsische oder Eigenleitfähigkeit stört den Einsatz bei hohen Temperaturen.

Es gibt eine ganze Reihe halbleitender Materialien. Man unterscheidet zuerst Element- und Verbindungshalbleiter. Letztere werden weiter unterteilt nach den Hauptgruppen der beteiligten Elemente im Periodensy-

stem, z.B. III-V, II-VI und IV-IV Halbleiter. Zusätzlich kann man noch die Zahl der Verbindungspartner angeben: Binär (2), ternär (3) und quaternär (4). In ternären und quaternären Verbindungen müssen sich die Anzahlen der Atome aus den verschiedenen Hauptgruppen natürlich entsprechen. So hat Galliumarsenidphosphid GaAsP die variable Zusammensetzung $\text{GaAs}(x)\text{P}(1-x)$, wobei x zwischen 0 und 1 liegt. Entsprechend lautet die Formel beim Galliumindiumarsenidphosphid: $\text{Ga}_x\text{In}_{1-x}\text{As}_y\text{P}_{1-y}$ mit x und y jeweils zwischen 0 und 1.

Tabelle 1 zeigt die für Halbleiter wichtigen Elemente des Periodensystems. Die II. Hauptgruppe umfaßt die Erdalkalimetalle Beryllium - Barium. Für Halbleiter ist nur die II. Nebengruppe interessant, von der das jeweils wichtige Element aufgeführt ist.

II. Nebengr.	III. Hauptgr.	IV. Hauptgr.	V. Hauptgr.	VI. Hauptgr.
	B Bor	C Kohlenstoff	N Stickstoff	O Sauerstoff
	Al Aluminium	Si Silizium	P Phosphor	S Schwefel
Zn Zink	Ga Gallium	Ge Germanium	As Arsen	Se Selen
Cd Cadmium	In Indium	Sn Zinn	Sb Antimon	Te Tellur
Hg Quecksilber	Tl Thallium	Pb Blei	Bi Wismut	Po Polonium

Tab. 1: Auszug des Periodensystems der Elemente

I.2 Dotierung

Von elementarer Bedeutung für alle Halbleiter-Bauelemente ist die Möglichkeit, die Leitfähigkeit durch Beimischen winziger Mengen anderer Elemente zu beeinflussen. Diese "Dotierung" erzeugt je nach Dotierelement im Halbleiter positive oder negative freibewegliche Ladungsträger. Positive Ladungsträger sind Elektronenlöcher (Defektelektronen) und führen zu p-leitendem Halbleiter. Negative Ladungsträger sind Elektronen, die n-Leitung verursachen. P-dotierend wirken Elemente aus einer niedrigeren Hauptgruppe des Periodensystems, n-dotierend sind dagegen Elemente aus einer höheren Hauptgruppe.

So wird Silizium (IV. HG) durch Gallium (III. HG) p-dotiert und durch Arsen (V. HG) n-dotiert. Ein bereits dotierter Halbleiter kann in den anderen Leitfähigkeitstyp umdotiert werden. Der wirkungsmäßig überwiegende Dotierstoff entscheidet, ob p- oder n-Leitfähigkeit herrscht. Wichtig ist auch, daß in einem dotierten Halbleiter neben den Ladungsträgern des Leitfähigkeitstyps (Majoritätsträger) immer auch eine geringe Konzentration von Ladungsträgern des jeweils anderen Leitungstyps vorhanden ist (Minoritätsträger). Das Produkt der beiden ist eine Materialkonstante.

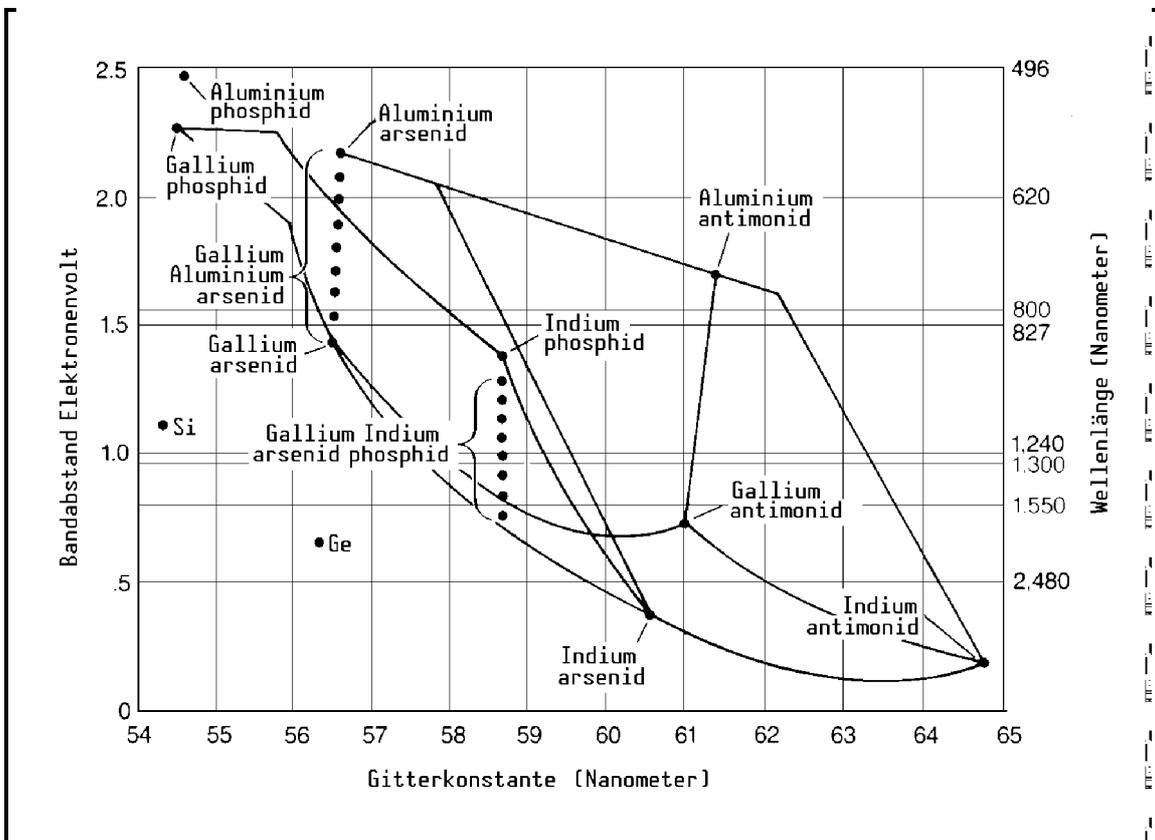


Abb. 1-1: Gitterkonstante und Bandabstand

Beispiele für verwendete Halbleiter und typische Anwendungen sind:

Element-Halbleiter:

Si, Ge: Die "klassischen" Halbleiter

Se: Fotoelemente

C: (Diamant) in Entwicklung

Einige Verbindungs-Halbleiter:

III-V Verbindungen:

GaAs: Feldeffekt Transistoren, schnelle IC's, Optoelektronik

InSb, InAs: Feldplatten und Hallgeneratoren

GaAsP, GaAlAs, GaInAsP: LED's, Laserdioden, Infrarot Detektoren

II-VI Verbindungen:

ZnS: Leuchtstoffe, Farbe je nach Dotation

CdS: CdSe: Fotowiderstände

HgCdTe: Infrarot-Detektoren

IV-IV Verbindungen:

SiC: Leistungsbaulemente, blaue Leuchtdioden

SiGe: Höchstfrequenz-Baulemente

I.3 Eigenschaften von Halbleitern

Die Vielzahl der verwendeten Halbleiter Materialien zeigt schon, daß für bestimmte Bauelemente Halbleiter mit passenden Eigenschaften benötigt werden. So kann man aus Silizium keine Leuchtdioden herstellen und aus GaAs keine bipolaren Transistoren (siehe I.3). Die wichtigsten Eigenschaften eines Halbleiters sind:

Der Bandabstand:

Der Bandabstand entspricht der erforderlichen Energie zur Erzeugung eines Elektron-Loch Paares. Er beeinflusst die Flußspannung einer Diode und die Farbe des Lichts einer

Leuchtdiode. Je größer er ist, desto höher ist die mögliche Betriebstemperatur.

Die Gitterkonstante:

Das ist der Abstand zwischen gleichen Atomanordnungen im Halbleiterkristall. Sie muß bei Schichtenfolgen ungleicher Halbleiter möglichst genau übereinstimmen. Moderne optoelektronische Bauelemente werden aus Schichtenfolgen von Halbleitern verschiedenen Bandabstands aber gleicher Gitterkonstante aufgebaut. Mangels passender Halbleiter in der Natur setzt man ternäre und quaternäre III-V Verbindungshalbleiter ein, die man durch Wahl der Zusammensetzung für ein Bauelement maßschneidern kann. Man sieht in Abb. I.1 Bandabstand und Gitterkonstante verschiedener Verbindungshalbleiter. Beim GaAlAs und dem GaInAsP ändert sich in Abhängigkeit von der Zusammensetzung wohl der Bandabstand, nicht aber die Gitterkonstante. Damit kann man Schichten dieser Verbindungen aufeinander aufwachsen lassen. Der Bereich dieser Verbindungen ist in Abb. 1-1 punktiert.

Die Ladungsträgerbeweglichkeit

Eine hohe Beweglichkeit der Ladungsträger ist für hochfrequente und galvanomagnetische (Feldplatten und Hallgeneratoren) Bauelemente wichtig. Der Strom wird dann (z.B. InSb, GaAs) von sehr wenigen, schnell bewegten Ladungsträgern getragen, bei geringer Beweglichkeit (z.B. Si) von sehr vielen, relativ langsam bewegten Ladungsträgern.

I.4 Halbleiter Bauelemente

Halbleiter Bauelemente lassen sich in bipolare und monopolare Bauelemente einteilen. In bipolaren Bauelementen fließt der Strom durch Gebiete beiderlei Dotierung, durchquert also auch pn-Übergänge, während bei den monopolaren MOS-Bauelementen der Strom nur in n- oder p-dotiertem Halbleiter fließt.

a) Dioden

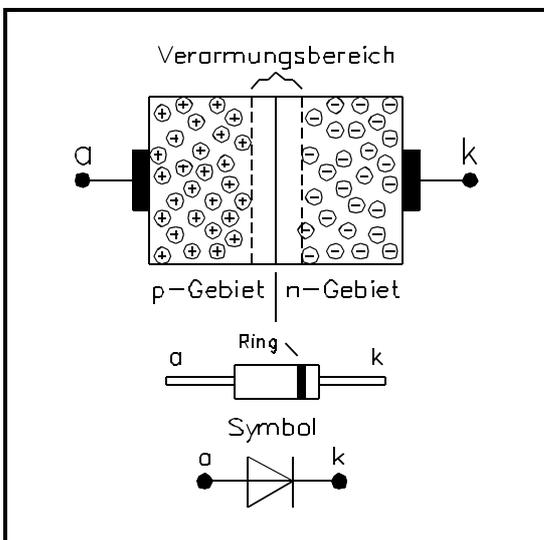


Abb. 1-2: pn-Übergang und Diode

Das einfachste bipolare Bauelement ist die Diode, deren Funktion auf einem pn-Übergang beruht. Am pn-Übergang grenzen p- und n-dotierter Halbleiter aneinander. Ist der n-Bereich (Kathode) positiv gegenüber dem p-Bereich (Anode), so werden in beiden Bereichen die Ladungsträger vom pn-Übergang weggezogen (verschiedene Vorzeichen) und es entsteht um den pn-Übergang herum ein Gebiet ohne Ladungsträger, der Verarmungsbereich. Mangels Ladungsträgern ist dieser hochohmig und es fließt kein Strom - die Diode sperrt.

Bei umgekehrter Polung der Diode werden von beiden Bereichen her die Ladungsträger zum pn-Übergang und weiter ins Gebiet des anderen Leitfähigkeitstyps gezogen. Dort rekombinieren Elektronen und Elektronenlöcher beim Aufeinandertreffen. Bildlich gesprochen "fällt" ein Elektron in ein Loch und setzt dabei etwas Energie in Form von Wärme frei. In dieser Polung fließt ein Strom durch die Diode, der mit wachsender Spannung sehr stark zunimmt - die Diode leitet. Der Spannungsabfall bei einem fließenden Strom wird als Flußspannung bezeichnet. Sie beträgt bei Siliziumdioden etwa 0,65 V und ändert sich nicht allzu stark bei Zunahme des Stroms.

Ein anderer (nicht bipolarer) Diodontyp nutzt einen Metall-Halbleiter Übergang, z.B. Aluminium gegen n-Silizium. Die nach dem Entdecker dieses Effekts benannten Schottky-Dioden sind extrem schnell und haben eine kleinere Flußspannung als pn-Dioden. Nachteilig sind die höheren, mit wachsender Temperatur stark zunehmenden Sperrströme.

b) bipolare Transistoren

Ein gewöhnlicher (=bipolarer) Transistor besteht aus drei Halbleiterschichten mit abwechselnder Leitfähigkeit. Die Transistoren werden nach den zwei möglichen Schichtenfolgen npn und pnp bezeichnet. Alle Ströme und Spannungen beim pnp-Transistor haben das umgekehrte Vorzeichen wie beim npn-Transistor. Alle Eigenschaften des npn-Transistors gelten mit diesem Unterschied auch für den pnp-Transistor.

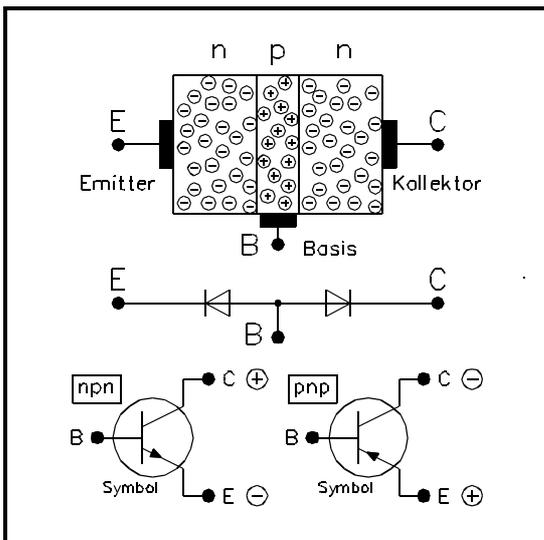


Abb. 1-3: pn-Übergang und Diode

Die 3 Schichten des Transistors sind in Reihenfolge der n-leitende Emitter E, die p-leitende Basis B und der n-leitende Kollektor C. Elektrisch besteht der Transistor aus 2 pn-Übergängen mit gemeinsamer Anode an der Basis des Transistors. Diese Anordnung erlaubt eine rasche Feststellung der Polarität und der Funktionsfähigkeit eines Transistors. Beim npn-Transistor leitet bei positiver Basis die BE- und die BC-Diode und ist niederohmig. Bei umgekehrtem Vorzeichen (negative Basis) sperren beide Dioden und sind hochohmig. Die CE-Strecke muß immer hochohmig sein, da ja stets eine der beiden Dioden sperrt.

Zum Verstehen der Funktion des Transistors nehmen wir an, daß der Emitter mit dem Minuspol und der Kollektor mit dem Pluspol einer Spannungsquelle verbunden ist. Wir wissen bereits, daß bei offenem Basisanschluß kein Strom fließt, weil die CB-Diode sperrt. Das ändert sich, wenn wir einen kleinen Strom in die Basis hineinfließen lassen, z.B. über einen Widerstand.

Der Basisstrom fließt zum Emitter ab, dabei wandern aus der Basis Löcher in die Emitterschicht und aus dem Emitter Elektronen in die Basischicht. Das allein wäre in keiner Weise bemerkenswert, da die CB-Diode weiterhin sperrt. Entscheidend für den Transistoreffekt ist die sehr dünne Basisschicht. Dank der geringen Dicke der Basiszone haben die Elektronen gute Aussichten, diese zu durchlaufen, bevor sie mit einem Loch in der Basisschicht rekombinieren. Hat ein Elektron erst einmal den Verarmungsbereich der CB-Diode erreicht, so wird es mit Vehemenz zum positiven Kollektor gezogen. In einem durchschnittlichen Niederfrequenz-Transistor schaffen mehr als 99% der vom Emitter kommenden Elektronen den Weg durch die Basis zum Kollektor und weniger als 1% rekombinieren in der Basisschicht. Das bedeutet, daß der Kollektorstrom mehr als 99 mal so groß ist, wie der Basisstrom. Der Quotient I_C/I_B wird als Gleichstromverstärkung B bezeichnet: $B = I_C/I_B$. B hängt nur wenig von der Größe der Ströme ab.

Auf diese Weise steuert im Transistor der kleine Basisstrom den viel größeren Kollektorstrom. Schaltet man den Basisstrom wieder ab, so werden keine Elektronen mehr vom Emitter in die Basisschicht gezogen und der Kollektorstrom versiegt.

Trotz des geringen Basisstroms fließt durch die Basis-Emitter Diode der volle Kollektorstrom und U_{BE} ist gleich der Flußspannung einer vom Kollektorstrom durchflossenen Diode (ca. 0,65 V). Der Basisstrom führt dazu, daß ein bipolarer Transistor immer eine Steuerleistung P_S braucht:

$$P_S = I_B \cdot U_{BE}$$

c) MOSFETs vom Anreicherungstyp

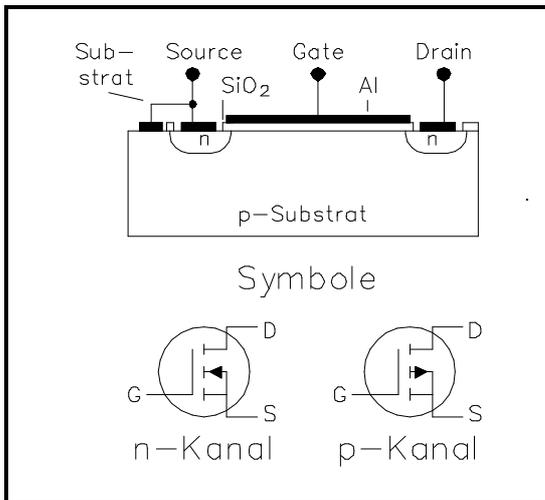


Abb. 1-4: MOSFET (Anreicherungstyp)

Der MOS-Feldeffekttransistor, kurz MOSFET (= Metall-Oxid-Semiconductor Field Effect Transistor) bewirkt die Steuerung des Stroms nach einem völlig anderen Prinzip. Das den Stromfluß steuernde Gate (=Tor) ist durch eine sehr dünne Schicht aus isolierendem SiO₂ (Siliziumdioxid, kurz: Oxid) von den anderen Anschlüssen elektrisch vollkommen isoliert. Im schwach p-leitenden Substrat befinden sich zwei n-leitende Inseln, welche Source (=Quelle) und Drain (=Abfluß) genannt werden.

Im Bauelement ist Source mit dem Substrat verbunden und liegt am Minuspol, während Drain über den Arbeitswiderstand mit dem Pluspol einer Spannungsquelle verbunden ist. Der pn-Übergang Drain-Substrat ist in Sperrichtung vorgespannt und ohne Gatespannung fließt kein Drainstrom. Das ändert sich, sobald an das Gate eine positive Spannung gelegt wird.

Wegen der extrem geringen Dicke (nur einige μm) der Oxidschicht tritt schon bei kleinen Spannungen eine sehr hohe elektrische Feldstärke an der Oberfläche des Substrats auf. Das Feld ist so stark, daß die im p-leitenden Substrat in geringer Zahl vorhandenen Elektronen an die Oberfläche gezogen werden und sich unter dem Oxid anhäufen. Bei ausreichender Gatespannung überschreitet die Konzentration der Elektronen die Konzentration der Löcher und an der Oberfläche des Substratmaterials unter dem Oxid entsteht ein dünner n-leitender Kanal. Dieser stellt eine sperrschichtfreie Verbindung von der Source zum Drain dar und der Stromfluß setzt ein. Mit wachsender Gatespannung wird der Kanal immer dicker und niederohmiger und der Strom nimmt rasch zu.

So steuert die Gatespannung den Drainstrom, wobei das Gate strom- und daher leistungslos bleibt. Die leistungslose Steuerung im MOSFET hat ein prinzipielles Problem: Die extrem geringe Dicke des Gate-Oxids ergibt schon bei kleinen Spannungen die hohen Feldstärken. Bei höheren Spannungen (ca. 30V) bricht die Isolierschicht bereits durch. Schon geringfügige elektrostatische Aufladungen des völlig isolierten Gates können zur Durchschlag der Oxidschicht führen. Obwohl moderne MOS-Bauelemente Schutzdioden zur Ableitung von Überspannungen haben, ist Vorsicht bei der Handhabung und beim Einbau immer geboten.

d) MOSFETs vom Verarmungstyp

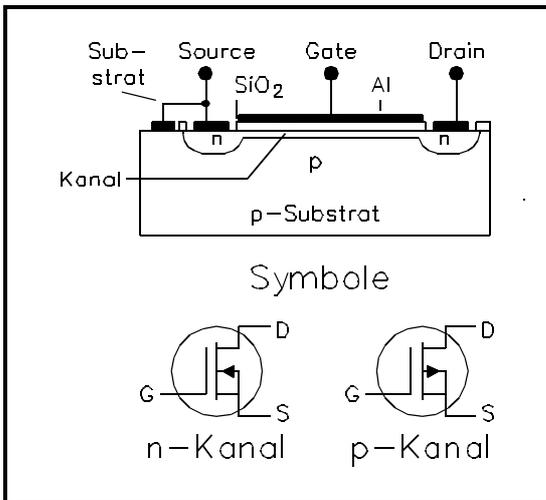


Abb. 1-5: MOSFETs (Verarmungstyp)

Im Verarmungs-MOSFET wird bei der Herstellung ein Kanal zwischen Source und Drain erzeugt. Legt man eine negative Spannung ans Gate, so bildet sich nach dem gleichen Prinzip wie beim Anreicherungstyp eine p-leitende Schicht direkt unter dem Gate-Oxid. Diese Schicht trägt aber nicht zum Stromfluß bei, sondern verengt vielmehr den Kanalquerschnitt und verringert dadurch den Drainstrom. Bei Gatespannung 0 fließt also Strom, der bei negativ werdender Gatespannung kleiner wird. Hieran kann man den Verarmungstyp vom Anreicherungstyp unterscheiden, der bei Gatespannung 0 sperrt. Bei beiden Typen erhöht aber eine positiver werdende Gatespannung den Drainstrom und umgekehrt.

e) Sperrschicht Feldeffekttransistoren

Sperrschicht-Feldeffekttransistoren (JFET= Junction FET) haben ein Gate aus dotiertem Silizium, das vom Kanal durch eine Sperrschicht isoliert ist. Sie gehören auch zum Verarmungstyp. Bei Anlegen einer negativen Spannung ans Gate bildet sich eine Verarmungsschicht zwischen

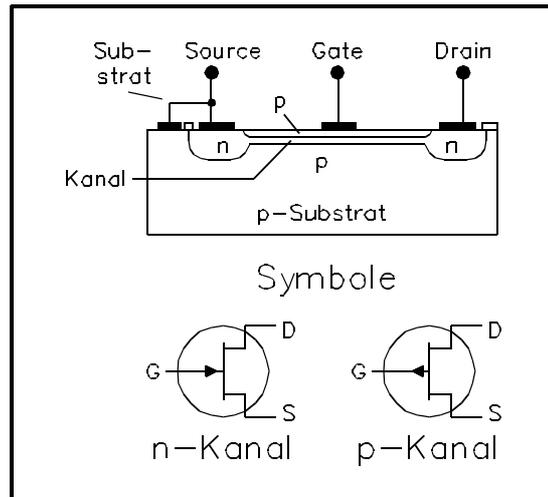


Abb. 1-6: JFETs

Gate und Kanal, die genau wie im Verarmungs MOSFET den Kanalquerschnitt einengt und den Stromfluß hemmt.

f) Leistungs MOSFETs

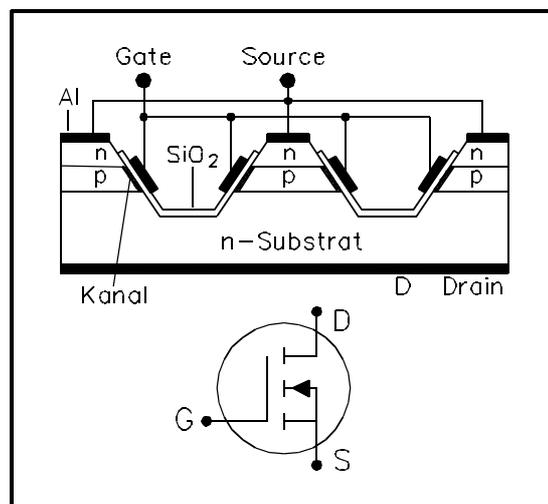


Abb. 1-7: Leistungs MOSFET

Für Leistungsanwendungen muß der Kanalwiderstand möglichst klein sein, um die ohmschen Verluste im eingeschalteten Zustand zu minimieren. Um einen möglichst großen Kanalquerschnitt auf einer möglichst kleinen Chipfläche unterzubringen benutzt man Anordnungen wie z. B. in Abb. 1-7. Auf dem n-Substrat befindet sich eine p- und darüber eine n-

leitende Siliziumschicht. Auf die Innenfläche der eingeätzten Gruben wird erst das Gateoxid und dann das Gatematerial aufgebracht. Positive Spannung am Gate erzeugt an der Oberfläche der p-Schicht den Kanal, durch den der Strom von der Source zum Drain fließt. Für höhere Sperrspannungen muß der Kanal länger und damit hochohmiger werden.

Leistungs MOSFETs schalten sehr schnell und sind damit für Schaltregler (siehe Kap. XI.3) hervorragend geeignet.

g) Insulated Gate Base Transistor

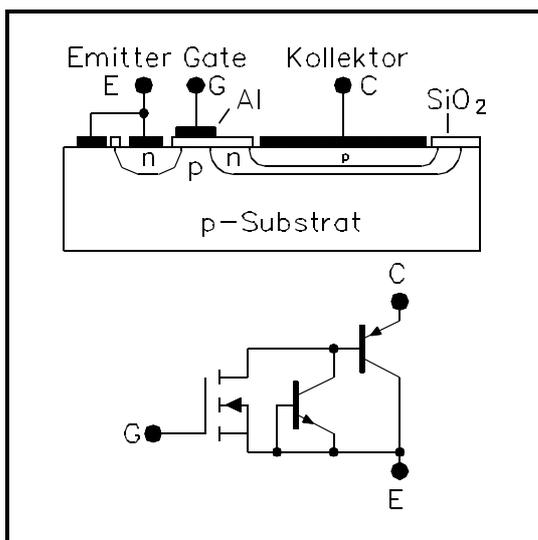


Abb. 1-8: Insulated Gate Base Transistor

Mit wachsender Sperrspannung brauchen MOSFETs einen immer längeren und dadurch hochohmigeren Kanal. Deswegen haben bei Sperrspannungen ab etwa 150 V bipolare Transistoren im eingeschalteten Zustand geringere Verluste als Leistungs MOSFETs. Den Nachteil des relativ großen Basisstroms vermeidet der Insulated Gate Base Transistor (IGBT) durch die Kombination eines n-Kanal MOSFETs mit einem pnp-Leistungstransistor.

Der MOSFET wird leistungslos gesteuert und schaltet den Basisstrom des pnp-Transistors. Der Spannungsabfall auch bei großen Strömen liegt um 1 Volt. Das Ersatzschaltbild in Abb. 1-8 zeigt auch den parasitären npn-Transistor aus Source, Substrat und Drain des MOSFET. Zusammen mit dem Emitter des pnp-Transistors entsteht so ein Thyristor (nnpn), dessen Zünden durch spezielle Maßnahmen ausgeschlossen werden muß.

h) Thyristoren

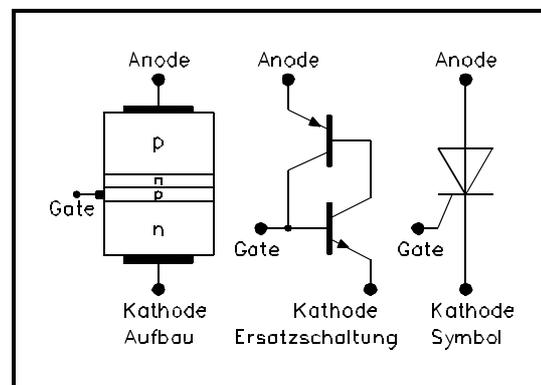


Abb. 1-9: Thyristor

Thyristoren sind in der Schichtfolge pnpn aufgebaut. Fast alle Eigenschaften werden durch die 2-Transistor Ersatzschaltung gut beschrieben. Bei negativer Anode sperrt der Thyristor immer. Bei positiver Anode sperrt der Thyristor, solange das Gate nicht angesteuert wird. Fließt ein kleiner Strom ins Gate, so verstärkt ihn der npn Transistor und schickt seinen Kollektorstrom in die Basis des pnp-Transistors. Dieser verstärkt den Strom weiter und führt ihn zum Gate zurück. Ist das Produkt der beiden Stromverstärkungen $B_{pnp} \cdot B_{nnpn} > 1$, so schaukelt sich der Strom sehr schnell auf, bis er z. B. durch die Last begrenzt wird. Man sagt: der Thyristor zündet. Im gezündeten Zustand überschweben die Ladungsträger die

beiden inneren Schichten und die Flußspannung ist sehr klein.

Der Thyristor bleibt gezündet, solange ein Mindeststrom - der Haltestrom - fließt. Gelöscht wird der Thyristor nicht über das Gate sondern durch Unterschreiten des Haltestroms für die Dauer der Freiwerdezeit. Dies ist die Zeit, welche die Ladungsträger brauchen, um durch Rekombination auszusterben.

Zum Leidwesen der Bauelementehersteller stellt jede Schichtfolge pnpn in einem Bauelement im Prinzip einen Thyristor dar. Dieser kann bei Zusammentreffen ungünstiger Umstände zünden, was für das Bauelement sehr negative Folgen haben kann. Man spricht dann von Latchup (Einschnappen), der in der Regel zur Zerstörung führt. Durch spezielle Maßnahmen senkt man das Produkt der beiden Stromverstärkungen unter 1 und beseitigt so diese Gefahr.

Spezielle GTO-Thyristoren (GTO = Gate Turn Off) können mit einem Stromimpuls in das Gate gelöscht werden. Dieser Strom muß aber durchaus 30 - 50% des fließenden Stroms betragen, keinesfalls genügen die zum Zünden erforderlichen Ströme im mA-Bereich.

Zum Einsatz des Thyristors siehe Abschnitt XI.1.

I.5 Herstellverfahren

Etwas lax ausgedrückt besteht die Kunst der Herstellung von Halbleiter-Bauelementen im gezielten Verschmutzen (=Dotieren) des Halbleiters. Die erste Dotierung des Halbleiters erfolgt bei der Herstellung des Basismaterials. Nach der extremen Reinigung wird vor dem Kristallziehen die erforderliche Menge Dotierstoff zugegeben, um die gewünschte Leitfähigkeit einzustellen. Die Produktion des Basismaterials ist eine Domäne von Spezialfirmen, welche die Hersteller von Bauelementen mit fertig gesägten Kristallscheiben der gewünschten Leitfähigkeit beliefern.

Die älteste Dotiermethode ist das Legieren. Man stellte früher Germanium Transistoren her, indem man auf beide Seiten eines dünn geschliffenen Plättchens aus n-Germanium je ein Kügelchen aus Indium setzte und in einem Ofen schmelzen ließ. Das Indium legierte sich in das Germanium hinein und erzeugte an der Grenze je eine p-leitende Schicht. Die Dicke der verbleibenden Basisschicht ließ sich über Ofentemperatur und Verweilzeit steuern. Durch die viele Handarbeit waren diese Transistoren bei recht mäßigen Eigenschaften noch ziemlich teuer. Trotzdem lösten sie eine Revolution in der Elektronik aus.

Für eine rationelle Massenproduktion von Transistoren und IC's eignet sich weit besser das Diffundieren. Man macht sich hier die Eigenschaft des Siliziums zunutze, sich in einer Sauerstoffatmosphäre bei hoher Temperatur mit einer Oxid- (=Quarz) Schicht zu überziehen. Diese Schicht ist sehr widerstandsfähig und verhindert den Zutritt von Dotierstoffen zum Silizium.

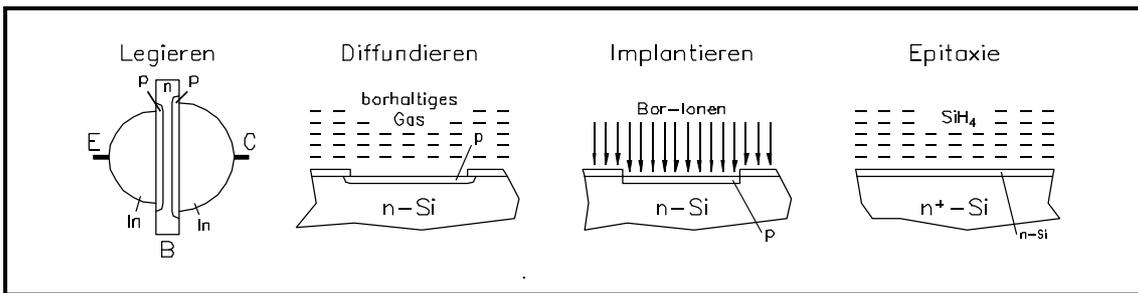


Abb. 1-10: Dotiermethoden

Vor dem Diffundieren muß man mit dem Prozeß der Photolithografie Öffnungen (=Fenster) in der Oxidschicht erzeugen. Dazu überzieht man die oxidierte Scheibe mit einem Photolack, der durch eine Maske belichtet und sodann entwickelt wird. Der Photolack hat jetzt Öffnungen, durch die hindurch man Öffnungen in die Oxidschicht ätzt und danach den Photolack wieder entfernt. Viele auf diese Weise vorbehandelte Scheiben kommen nun in einen Diffusionsofen, in dem bei hoher Temperatur ein dotierstoffhaltiges Gas über die Scheiben strömt. Der Dotierstoff Borwasserstoff BH_3 oder Phosphorwasserstoff PH_3 zersetzt sich an der Scheibenoberfläche und die Dotieratome diffundieren durch die Fenster in das Silizium hinein. Über Dotierstoffkonzentration und Temperatur kann man das Dotierungsprofil im Halbleiter steuern.

Das modernste Dotierverfahren ist die Ionenimplantation. Die Dotieratome werden ionisiert und mit einem kleinen Beschleuniger auf hohe Geschwindigkeit gebracht. Ähnlich einem Geschoß in einem Sandsack bleiben die Ionen in einer von der Geschwindigkeit abhängigen Tiefe im Halbleiter stecken. Über die Be-

schleunigungsspannung kann die Geschwindigkeit und damit die Eindringtiefe gesteuert werden, eine Messung des Ionenstroms ergibt mit höchster Präzision die Menge des Dotierstoffs. Beides sind ganz wesentliche Vorteile gegenüber der Diffusion. Die Eindringtiefe der Ionen ist mit der Beschleunigungsspannung einstellbar, aber doch relativ klein. Sie bleiben schon in der Oxidschicht stecken. Es können daher die üblichen photolithografischen Verfahren eingesetzt werden. Für moderne, hochtechnologische Bauelemente ist die Ionenimplantation unentbehrlich.

Bei der Herstellung von Transistoren schließt sich an die Dotierung der Basiszonen eine Oxidation der Oberfläche und ein zweiter, gleichartiger Schritt zur Dotierung der Emitter an. Als letztes wird nochmals oxidiert und Fenster geätzt, um eine Aluminiumschicht für die elektrische Kontaktierung aufzubringen. Eine Halbleiterscheibe mit 4 Zoll Durchmesser kann über 10000 Transistorsysteme enthalten, die nach Ritzen mit einem Diamanten oder mit Diamantsägen vereinzelt und in Gehäuse eingebaut werden.

Eine Komplikation liegt darin, daß für eine ausreichende Stabilität die Scheibe einige 100 µm dick sein muß, von denen der Transistor selbst nur etwa 20 µm in Anspruch nimmt. Der Widerstand dieser Siliziumschicht liegt in Reihe mit dem Kollektor des Transistors. Er stört besonders bei Transistoren mit höherer Sperrspannung, die hochohmiges Ausgangsmaterial erfordern.

Abhilfe bringt die Epitaxietechnik. Man geht von einer extrem hoch dotierten, äußerst niederohmigen Einkristallscheibe (Substrat) aus und läßt durch Darüberleiten von Silan (SiH_4) und Dotiergas bei hoher Temperatur eine dünne Kristallschicht passender Leitfähigkeit aufwachsen. Diese Epitaxieschicht ist gerade dick genug für den Transistor. Die sehr gut leitende, hochdotierte Substratscheibe versteift sie mechanisch ohne einen überflüssigen Widerstand zu verursachen. Eine geringfügig schlechtere Kristallqualität der Epitaxieschicht muß in Kauf genommen werden.

I.6 IC-Herstellung

Aus mehreren Gründen ist Silizium für die Herstellung von integrierten Schaltkreisen prädestiniert:

- Silizium bildet bei hoher Temperatur und Zutritt von Sauerstoff ein festhaftendes Oxid mit sehr guter mechanischer und chemischer Beständigkeit
- Silizium läßt sich einfach reinigen und dotieren
- Aus Silizium sind fast fehlerfreie Kristalle großen Durchmessers herstellbar

Das Galliumarsenid, ein Halbleiter mit hervorragenden elektrischen Eigenschaften hat kein Oxid wie das Silizium und die Kristalle weisen eine weitaus höhere Fehlerdichte auf. In hochintegrierten IC's genügt ein Kristallfehler zum Ausfall des betroffenen Chips. Deswegen bleibt der Integrationsgrad von Schaltungen aus GaAs weit hinter dem Silizium zurück.

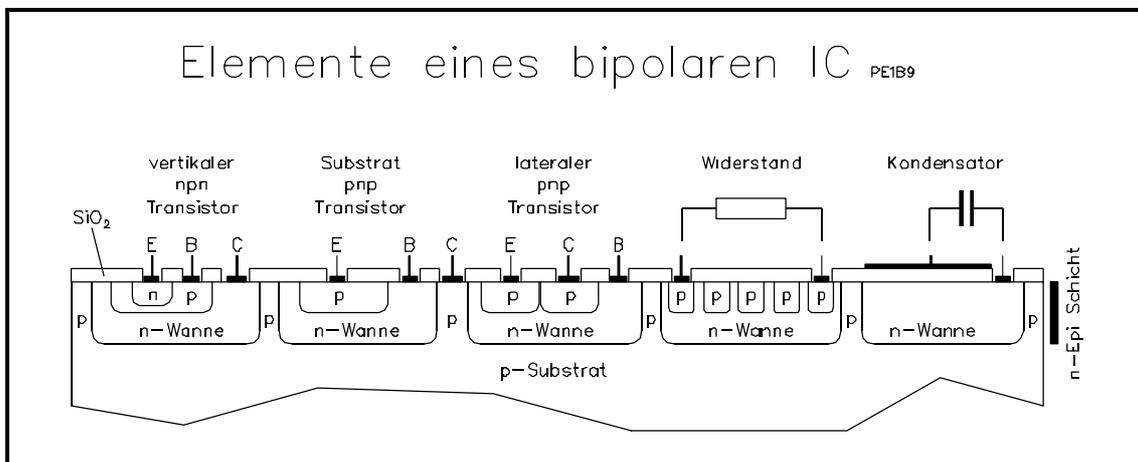


Abb. 1-11: Bauelemente eines bipolaren ICs

In IC's müssen die Kollektoren der einzelnen Transistoren elektrisch voneinander isoliert sein. Diese Isolation erreicht man durch Aufbringen einer n-leitenden Epitaxieschicht auf eine p-leitende Substratscheibe. In der n-leitenden Epitaxieschicht erzeugt man voneinander isolierte "Wannen", indem man entlang ihrer Grenzen p-leitende Streifen bis zum p-Substrat eindiffundiert, siehe Abb. 1-11. Wenn das Substrat mit der negativen Versorgungsspannung verbunden ist, isolieren die in Sperrichtung gepolten pn-Übergänge die Wannen voneinander.

In diesen Wannen entstehen mittels zweier Diffusionen in gewohnter Weise npn-Transistoren. Ein Problem stellen pnp-Transistoren dar. Zusammen mit den npn-Transistoren kann man ohne weiteres pnp-Transistoren mit dem Substrat als Kollektor und der Epitaxieschicht als Basis herstellen. Der Kollektor dieser Transistoren ist aber zwangsweise mit der negativen Versorgungsspannung verbunden, so daß sie nur als Emitterfolger einsetzbar sind.

Braucht man pnp-Transistoren mit isoliertem Kollektor, so müssen in der als Basis wirkenden p-Wanne Kollektor und Emitter in der Schichtenfolge nicht übereinander (vertikaler Transistor) sondern nebeneinander liegen (lateraler Transistor).

Laterale pnp-Transistoren haben sehr kleine Stromverstärkungen (3...5) und Grenzfrequenzen um 100 kHz. Man gleicht ihre schlechten Eigenschaften durch eine entsprechende Auslegung der Schaltung aus. Der Aufwand für diese Maßnahmen ist weit geringer als ein weiterer Diffusionsschritt für vertikale pnp-Transistoren. Man nimmt diese Eigenart bei bipolaren IC's daher gewöhnlich in Kauf.

Widerstände liegen als schmale, p-dotierte Streifen mäanderförmig in den Wannen. Kondensatoren verwenden die Oxidschicht als Dielektrikum und sind auf relativ kleine Werte beschränkt. Die Verwendung der Sperrschichtkapazität eines pn-Übergangs ermöglicht größere, aber stark spannungsabhängige Kapazitätswerte.

Hochintegrierte digitale Schaltkreise werden zur Begrenzung der Verlustleistung heute überwiegend in CMOS-Technik aufgebaut. In ein p-Substrat werden Source und Drain der n-Kanal Transistoren eindiffundiert oder implantiert. Für die p-Kanal Transistoren sind n-leitende Wannen erforderlich, in denen Source und Drain entstehen. Das erfordert eine zweimalige Diffusion oder Implantation. Dies erklärt den höheren Preis von CMOS-Schaltkreisen.

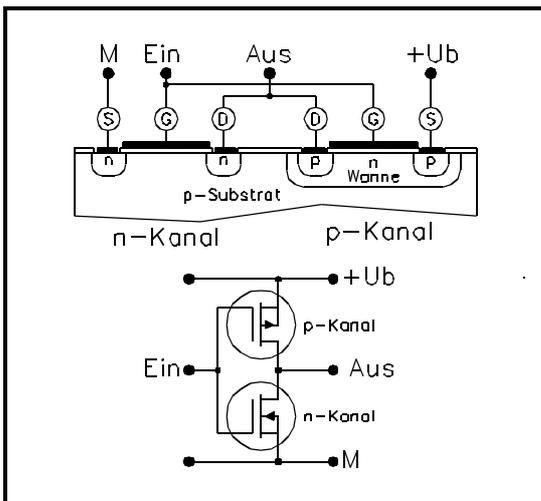


Abb. 1-12: CMOS Inverter

Grundelement der CMOS-Technik ist der CMOS-Inverter. Er besteht aus je einem n- und p-Kanal Transistor mit verbundenen Gates zwischen U_b und Masse. Liegt der Eingang an Masse oder U_b , so ist immer ein Transistor gesperrt, während der andere voll durchschaltet. Da immer einer der beiden Transistoren sperrt, fließt kein Ruhestrom. Nur während des Umschaltens leiten kurzzeitig beide Transistoren, was als cross-conduction bezeichnet wird. Bei den steilen Flanken in digitalen Schaltungen ist der kurzzeitige Stromfluß vernachlässigbar. Liegt der Eingang dauernd auf halber Versorgungsspannung, so kann bei höherer Versorgungsspannung der Querstrom den Inverter thermisch überlasten.

Bei 5V Versorgungsspannung ist der Querstrom noch zulässig, so daß man Inverter als billige analoge Verstärker mit einem Verstärkungsfaktor von ca. 7 und extrem hohem Eingangswiderstand einsetzen kann. Man findet diese in Frequenzzählern, Infrarot-Bewegungsmeldern und anderen Geräten mit geringen Anforderungen an die Genauigkeit. Als Beispiel siehe auch den Gatteroszillator in Kap. VIII.2, Abb. 8-4.

Im CMOS-Gatter tritt die Schichtenfolge pnpn als möglicher Thyristor auf. Dieser liegt zwischen der Versorgungsspannung und Masse. Zündet dieser Thyristor (Latch-up), so fließt ein sehr hoher Strom aus der Versorgungsspannung, der den IC zerstört. Durch besondere Techniken versuchen die Hersteller, die Latch-up Empfindlichkeit zu verringern. Vollkommen ausschließen kann man ihn nur durch Einsatz der sehr kostspieligen dielektrischen Isolation, also ohne sperrende pn-Übergänge.

II. Schaltungstechnik

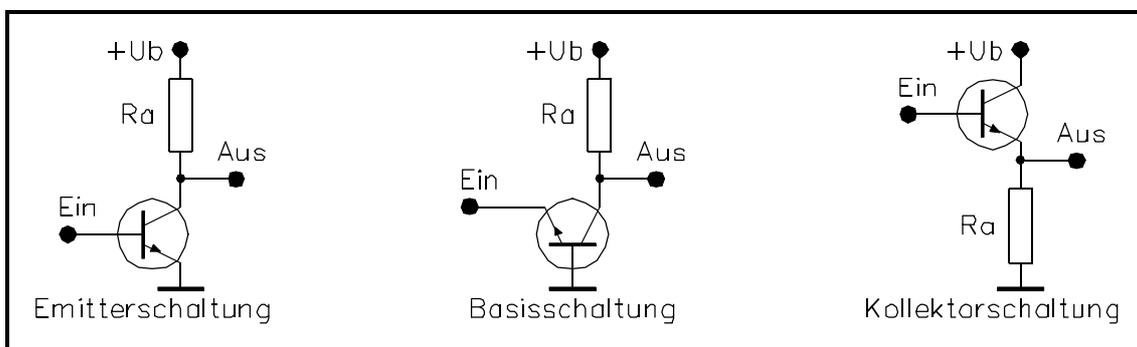


Abb. 2-1: Transistor-Grundsaltungen

Alle am Beispiel von bipolaren Transistoren beschriebenen Anordnungen lassen sich ebenso mit Feldeffekttransistoren realisieren. Dabei entspricht dem Emittor die Source, der Basis das Gate und dem Kollektor das Drain.

II.1 Der Transistor als Verstärker

Von den 3 Anschlüssen des Transistors fungiert im allgemeinen je einer als Ein- und Ausgang, während der dritte signalmäßig an Masse liegt. Gemeinsam ist allen Anordnungen, daß die Eingangsspannung die Basis-Emitter Spannung und damit den Kollektorstrom steuert. Der Kollektorstrom fließt durch einen Arbeitswiderstand und erzeugt hier einen Spannungsabfall. Der mit dem Kollektorstrom schwankende Spannungsabfall stellt die Ausgangsspannung der Verstärkerstufe dar. Es zeigt sich, daß nur die 3 in Bild 2-1 gezeigten Anordnungen sinnvoll sind:

a) Emitterschaltung

In Emitterschaltung wird die Basis des Transistors von der Eingangsspannung angesteuert, der Emittor liegt wechsellspannungsmäßig fest. Der Kollektor ist über einen Arbeitswi-

derstand mit der Versorgungsspannung verbunden. An ihm wird das Ausgangssignal abgenommen.

b) Basisschaltung

In Basisschaltung liegt die Basis wechsellspannungsmäßig fest und der Emittor dient als Eingang. Der Arbeitswiderstand liegt ebenfalls zwischen Kollektor und positiver Versorgungsspannung und der Kollektor ist Ausgang.

c) Kollektorschaltung

Hier wird die Basis angesteuert und der Arbeitswiderstand liegt zwischen Emittor und negativer Versorgungsspannung. Der Emittor ist Ausgang, während der Kollektor wechsellspannungsmäßig festliegt.

II.2 Einstellung des Arbeitspunkts

Die 3 Grundsaltungen des Transistors werden erst durch zusätzliche Bauelemente und eine Stromversorgung funktionsfähig. Jede lineare Verstärkerschaltung hat ihren Arbeitspunkt, bei dem im Transistor ein Ruhestrom fließt und eine CE-Spannung anliegt. Die variable Eingangsspannung prägt beiden Änderungen auf,

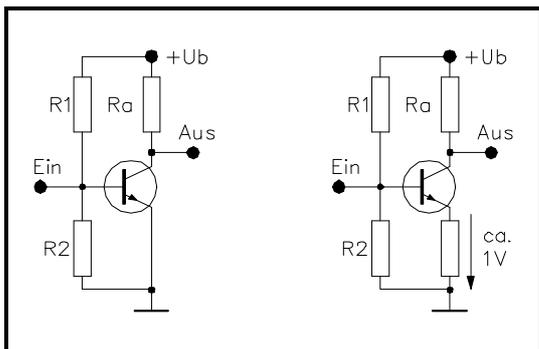


Abb. 2-2: Ruhestrom Stabilisierung

die letztlich das Ausgangssignal darstellen. Als einfachste Möglichkeit zur Einstellung des Arbeitspunkts kann ein Spannungsteiler dienen, der die Basis-Emitter Spannung für den gewünschten Ruhestrom abgibt. Am Arbeitswiderstand R_a stellt sich von selber die entsprechenden CE-Spannung ein. Das funktioniert gut bei konstanter Temperatur und konstanter Versorgungsspannung, ergibt aber unzumutbare Änderungen des Ruhestroms mit der Temperatur. Eine Temperaturzunahme um 1°C erhöht den Kollektorstrom eines bipolaren Transistors um ca. 10 %, 25°C verzehnfachen ihn annähernd. Das ist für ein der Außentemperatur ausgesetztes Gerät völlig unzumutbar. Für einen konstanten Ruhestrom müßte man die Basis-Emitter Spannung mit einer mehr oder minder aufwendigen Kompensationsschaltung pro $^\circ\text{C}$ um etwa 2,5 mV verkleinern.

Zum Glück geht es auch einfacher, den Ruhestrom gegenüber Temperatur- und Spannungsschwankungen zu stabilisieren: Man legt zwischen Emitter und Masse einen Widerstand, an dem beim Ruhestrom eine Spannung von etwa 1 Volt abfällt und dimensioniert den Spannungsteiler für die Basis entsprechend um. Wenn jetzt die Temperatur um 1°C zunimmt, sinkt die erforderliche Basis-Emitter Spannung um 2,5 mV. Um diesen Wert er-

höht sich die Spannung am Emitterwiderstand, so daß der Ruhestrom nur noch um 0,25% zunimmt, eine Verbesserung um den Faktor 40 bei minimalem Aufwand. Temperaturschwankungen um $\pm 40^\circ\text{C}$ lassen den Ruhestrom um $\pm 10\%$ schwanken, was für einen Verstärker vollkommen akzeptabel ist.

Als Konstantstromquelle eingesetzt, hat die Schaltung einen sehr hohen Innenwiderstand, so daß Änderungen der Spannung am Kollektor den fließenden Strom nur ganz minimal beeinflussen.

In Emitterschaltung liegt der Arbeitswiderstand zwischen Kollektor und positiver Versorgungsspannung. Eine Zunahme der Eingangsspannung erhöht den Kollektorstrom und den Spannungsabfall am Arbeitswiderstand. Die Spannung am Kollektor sinkt dadurch ab und die Ausgangsspannung ist gegenphasig zur Eingangsspannung. Eine Verstärkerstufe in Emitterschaltung invertiert daher das Eingangssignal.

Für die Basisschaltung gelten die Betrachtungen über den Ruhestrom in gleicher Weise. Eine Zunahme der Eingangsspannung verringert hier aber die Basis-Emitter Spannung und damit den Kollektorstrom. Der sinkende Spannungsabfall am Arbeitswiderstand läßt die Spannung am Kollektor ansteigen, so daß eine Verstärkerstufe in Basisschaltung das Eingangssignal nicht invertiert.

Völlig unkritisch in Bezug auf den Ruhestrom ist die Kollektorschaltung mit dem Arbeitswiderstand zwischen Emitter und negativer Versorgungsspannung. Der Emitter folgt der Basis mit der Basis-Emitter Spannung als

Differenz, der Emitterfolger invertiert nicht.

II.3 Schaltungsanordnungen

Eine Durchsicht von Schaltungen elektronischer Geräte und des "Innenlebens" von IC's zeigt, daß Transistoren immer wieder in den gleichen Grundanordnungen verschaltet sind. Eine Kenntnis dieser Grundanordnungen und ihrer Eigenschaften ist eine Voraussetzung für das Verständnis der Arbeitsweise dieser Schaltungen. Wenn man die Schaltungstechnik als Sprache ansieht, dann sind die 8 besprochenen Grundanordnungen ihre Vokabeln. Die 3 Anordnungen Emitter-, Basis und Kollektorschaltung wurden bereits in Abschnitt II.1 besprochen.

Die Bezeichnungen Komplementär Darlington und Komplementär Emitterfolger sind nicht standardisiert. Sie werden ab hier konsistent verwendet.

a) Darlingtonschaltung

Sie besteht aus einem Transistor mit vorgeschaltetem Emitterfolger und hat daher die doppelte Basis-Emitter Spannung wie ein einfacher Transistor und das Produkt der beiden Stromverstärkungen als Gesamtstromverstärkung. Ein "Darling-

ton" kann in jeder der 3 Grundschaltungen eingesetzt werden. Nachteilig ist die hohe Sättigungsspannung (siehe II.8), die gleich der Summe der Sättigungsspannung des ersten Transistors und der Basis-Emitter Spannung des zweiten Transistors ist. Typische Werte liegen um 1 Volt.

Wird der Kollektor des ersten Transistors mit der positiven Betriebsspannung verbunden, so ist das Verhalten außerhalb der Sättigung dem Darlington fast gleich. Ganz genau genommen ist das aber kein Darlington mehr.

b) Komplementär Darlington

Er entsteht, indem man an Stelle des ersten npn-Transistors im Darlington einen pnp-Transistor setzt. Die Gesamtschaltung verhält sich wie ein pnp Transistor mit dem Produkt der beiden Stromverstärkungen und einer Basis-Emitterspannung von ca. 0,65V. Sie wird häufig an Stelle eines pnp-Leistungstransistors verwendet. Wegen der deutlich geringeren Löcherbeweglichkeit in Silizium müssen die Chips von pnp-Leistungstransistoren für den gleichen Kollektorstrom etwa die doppelte Fläche haben. Sie sind deshalb teurer als npn-Typen und werden gerne durch diese Schaltung substituiert. Bei der Sättigungsspannung gleicht die Komplementär

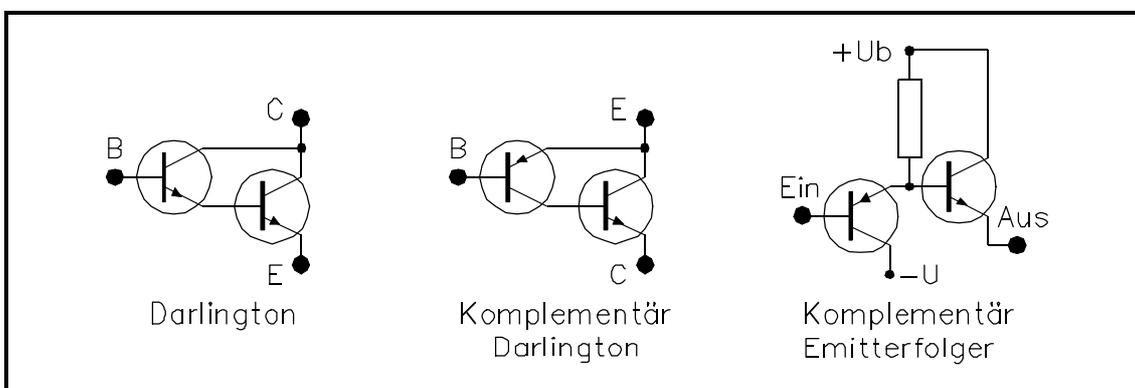


Abb. 2-3: Kombinationen von 2 Transistoren

Darlingtonschaltung dem normalen Darlington.

c) Komplementär Emitterfolger

Die Hintereinanderschaltung von 2 Emitterfolgern mit komplementären Transistoren hat eine ähnlich hohe Stromverstärkung wie die beiden Darlington-Schaltungen. Ihre wichtigste Eigenschaft resultiert daraus, daß die beiden Basis-Emitter Spannungen umgekehrte Vorzeichen haben und sich damit gegenseitig aufheben. Die Ausgangsspannung ist dadurch mit guter Genauigkeit gleich der Eingangsspannung. Der Komplementär Emitterfolger benötigt einen Widerstand oder eine Stromquelle am Emitter des ersten Transistors, da der Emitterstrom dieses Transistors das gleiche Vorzeichen hat, wie der Basisstrom des zweiten Transistors. In der Ausgangsstufe hochwertiger Operationsverstärker findet man häufig zwei Komplementär Emitterfolger mit umgekehrter Polarität, z.B. in Abb. 2-7. Jeder der beiden Ausgangstransistoren kann Strom in einer Richtung liefern. Der fehlende Spannungsversatz ergibt einen lückenlosen Übergang bei Vorzeichenwechsel des Ausgangstroms.

d) Differenzverstärker

Der Differenzverstärker besteht aus 2 Transistoren, deren Emitter miteinander verbunden sind. Der Emitterstrom für beide Transistoren wird von einer Konstantstromquelle geliefert, die Summe der beiden Ströme ist also konstant. Verbindet man die Basisanschlüsse der beiden Transistoren, so haben beide exakt die gleiche Basis-Emitter Spannung und lassen daher genau den gleichen Kollektorstrom fließen. Dieser Strom ist unabhängig vom Wert der Basisspannung, solan-

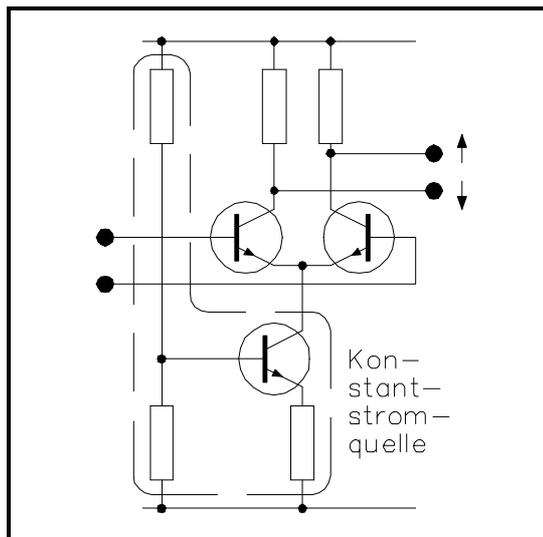


Abb. 2-4: Differenzverstärker

ge man im Arbeitsbereich der Stromquelle bleibt. Die Ausgangsspannungen ändern sich dabei nicht. Diese Eigenschaft des Differenzverstärkers nennt man Gleichtaktunterdrückung. Eine Spannungsdifferenz zwischen den beiden Basisanschlüssen erhöht die Basis-Emitter Spannung und damit auch den Strom des Transistors mit der positiveren Basis (bei npn), beides auf Kosten des anderen Transistors. Die Stromquelle erzwingt eine konstante Summe beider Ströme, so daß der eine Kollektorstrom gerade um den Betrag zunimmt, um den der andere zurückgeht. Die Spannung an einem Arbeitswiderstand nimmt daher um den gleichen Betrag zu, um den die andere abnimmt. Der Differenzverstärker hat dadurch einen exakten Gegentaktausgang, dem keine Änderungen der Gleichtaktspannung überlagert sind. Beide Eigenschaften prädestinieren den Differenzverstärker für Eingangsstufen von Operationsverstärkern. Die gleichzeitige Herstellung der Transistoren auf einem IC-Chip sorgt für exzellente Übereinstimmung aller Eigenschaften.

e) pnp-Darlington-Differenzverstärker

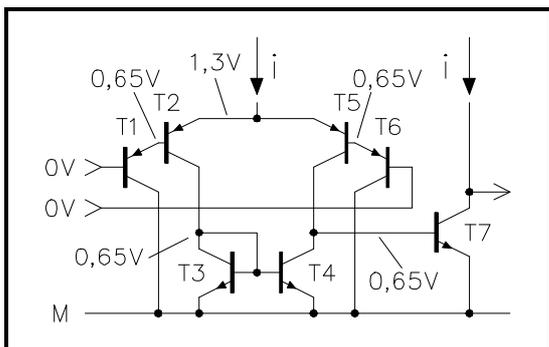


Abb. 2-5: Darlington-Differenzverst.

Der Gleichtaktbereich des pnp-Darlington-Differenzverstärkers in Abb. 2-5 reicht bis zur negativen Versorgungsspannung. Die Schaltung wird als Eingangsstufe in vielen bipolaren Operationsverstärkern eingesetzt.

Die Schaltung nutzt aus, daß Silizium-Transistoren eine Basis-Emitter-Spannung von 0,65V haben, mit ca. 0,15V zwischen Kollektor und Emitter aber schon linear arbeiten. In Abb. 2-5 sind die Spannungen bei 0V Eingangsspannung eingezeichnet. Man sieht, daß jeder Transistor ein U_{CE} von 0,65V hat und im linearen Bereich arbeitet. Der Kollektorstrom von T2 wird im Stromspiegel T3/T4 gespiegelt, die Differenz zum Kollektorstrom von T5 fließt in die Basis von Transistor T7, dessen Kollektor die weiteren Stufen der Schaltung ansteuert.

f) Stromspiegel

Für das Verständnis des Stromspiegels muß man sich erst einmal über den Unterschied zwischen einer Stromquelle und einer Stromsenke klar werden. Praktisch alle elektronischen (Konstant-) Stromquellen bestehen aus einem irgendwie gesteuerten Vorwiderstand, der mit einer der beiden Versorgungsspannungen verbunden ist. Bei einer Stromquelle ist dies die positive Versorgungsspannung, bei einer Stromsenke die negative. Der Konstantstrom kann also nur aus der Richtung der anderen Versorgungsspannung her zu der jeweiligen Versorgungsspannung hin fließen.

Die Funktion des Stromspiegels ist leicht zu verstehen: In den linken Transistor fließt Strom aus irgendeiner Quelle aus Richtung der positiven Versorgung her. Er teilt sich entsprechend der Stromverstärkung auf Basis und Kollektor auf und es stellen sich automatisch der zum Kollektorstrom gehörende Basisstrom und die zugehörige Basis-Emitter Spannung ein. Diese Spannung liegt auch an der Basis des rechten Transistors, so daß dieser exakt den gleichen Kollektorstrom fließen läßt. Der rechte Transistor wirkt so als Stromsenke für (fast) genau den Strom, der aus einer Stromquelle in den linken Transistor

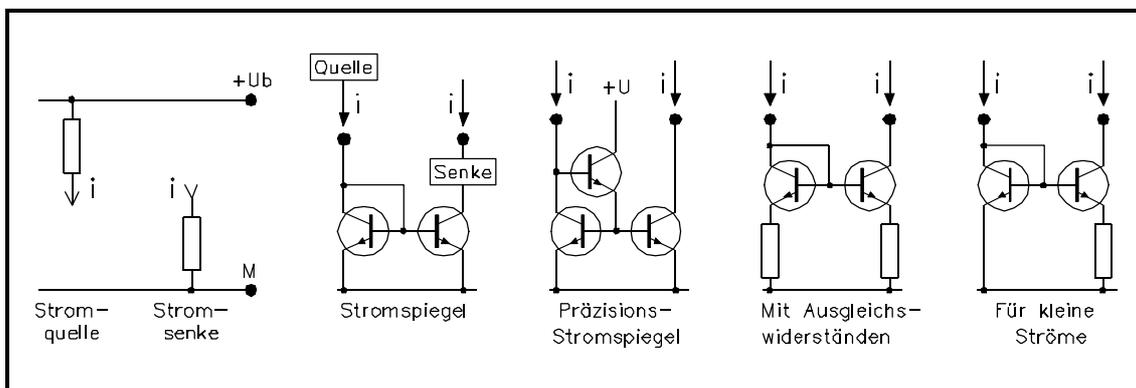


Abb. 2-6: Stromspiegel

hineinfließt. Mit umgekehrten Vorzeichen gilt dies für Stromspiegel aus pnp-Transistoren. Die klassische Anwendung eines Stromspiegels in IC's zeigt Abb. 2-7.

Die Basisströme der beiden Transistoren fließen nicht als Kollektorstrom durch den linken Transistor und fehlen dem gespiegelten Strom. Für bessere Genauigkeit kann man einen Emitterfolger einsetzen, der den Kollektor des linken Transistors nur mit seinem Basisstrom belastet und so den Fehler um seine Gleichstromverstärkung verringert.

Auch der Stromspiegel profitiert von der guten Übereinstimmung von Transistoren auf einem IC-Chip. Beim Aufbau mit diskreten Transistoren setzt man zur Symmetrierung je einen Ausgleichswiderstand zwischen Emitter und Masse, an dem beim Nennstrom etwa 0,2 Volt Spannung abfallen.

Ein Emitterwiderstand am Ausgangstransistor setzt dessen Basis-Emitter Spannung und damit den Ausgangsstrom stark herab. Schon mit relativ kleinen Widerständen ist der gespiegelte Strom sehr viel kleiner als der Eingangsstrom.

g) Analogschalter

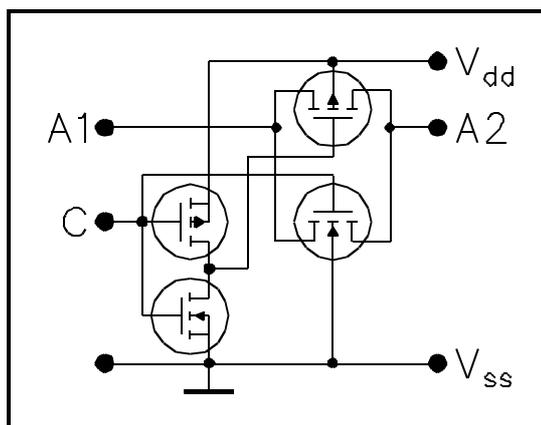


Abb. 2-6: CMOS-Analogschalter

Analogschalter in CMOS-Technik haben hervorragende Eigenschaften. Sie kommen denen von Relais nahe und übertreffen sie in mancher Hinsicht. Ein CMOS-Analogschalter besteht aus je einem n-Kanal und p-Kanal MOSFET, deren Substrate an V_{SS} und V_{DD} liegen, siehe Abb. 2-6. Der Eingang C steuert das Gate des n-Kanal MOSFET direkt und das Gate des p-Kanal MOSFET über einen Inverter an.

Im ausgeschalteten ($C=V_{SS}$) Zustand sperren beide Transistoren. Im eingeschalteten Zustand ($C=V_{DD}$) leiten sie und verbinden die Anschlüsse A1 und A2 wie der Kontakt eines Relais. Liegt die Analogspannung nahe an V_{SS} , so leitet vor allem der p-Kanal Transistor, entsprechend bei einer Analogspannung nahe an V_{DD} der n-Kanal Transistor. Der Ein-Widerstand liegt bei modernen Schaltern im Bereich von 5 - 20 Ω .

Der Bereich der Analogspannungen ist naturgemäß auf den Bereich zwischen den beiden Versorgungsspannungen beschränkt. Das Schalten selbst erfolgt sehr schnell und ist natürlich völlig verschleißfrei.

II.4 Aufbau einfacher Schaltungen

Das Vorkommen der besprochenen Schaltungsanordnungen soll anhand einiger Anlogschaltungen untersucht werden.

Zur Frequenzkompensation dient das RC-Glied R5/C1 sowie die Kondensatoren C2 und C4. R10 ist gleichzeitig Arbeitswiderstand von T3. Dies ist eine Mitkopplung zur Anhebung der Verstärkung.

Der Operationsverstärker P55AU

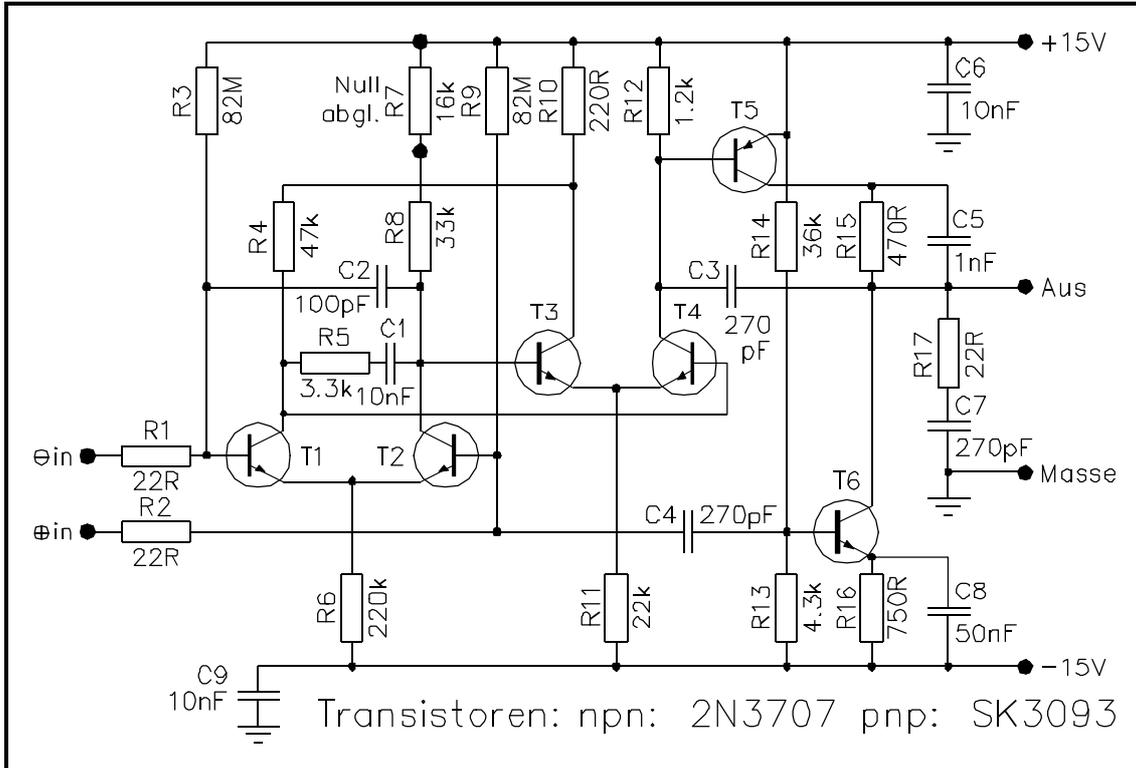


Abb. 2-7: Operationsverstärker Philbrick P55AU

Die erste Schaltung stammt von einem der ersten transistorbestückten Operationsverstärker, dem P55AU der Firma Philbrick (USA, ca. 1960). Von George A. Philbrick stammt die Idee des Operationsverstärkers, die er sich patentieren ließ. Seine Firma stellte lange Zeit Operationsverstärker und analoge Baugruppen her. Entsprechend dem damals hohen Preis für Halbleiter wurden nur 6 Transistoren eingesetzt. Zum Ausgleich trieb man mit 17 Widerständen und 9 Kondensatoren einen großen Aufwand an passiven Bauelementen. Die Eingangsstufe mit T1 und T2 ist ein Differenzverstärker mit R4, R7, R8 und R10 als Arbeitswiderständen.

Der Differenzverstärker T1/T2 hat als "Konstantstromquelle" nur den Widerstand R6. Das ergibt keine besonders gute Gleichtaktunterdrückung. Zum Ausgleich folgt ein zweiter Differenzverstärker T3/T4. Dessen Gleichtaktunterdrückung mit R11 als Konstantstromquelle hält sich ebenfalls in Grenzen, offensichtlich reicht die kombinierte Gleichtaktunterdrückung beider Verstärker aber aus. Transistor T4 steuert direkt den pnp-Transistor T5 an, dessen Kollektor über R15 und C5 zum Ausgang führt. Der "Arbeitswiderstand" besteht aus T6 als Konstantstromquelle (-senke) in Emitter-schaltung. Wieder findet man Frequenzkompensationsglieder nämlich

C3, C5 und R17/C7 am Ausgang. Die Verwendung einer Konstantstromquelle als Arbeitswiderstand bewirkt, daß die Differenz der Kollektorströme von T5 und T6 zum Ausgang fließt und das Ausgangssignal des Verstärkers darstellt.

dere über einen Vorwiderstand am Null-Eingang. Legt man an die beiden Null-Eingänge die Enden eines Trimmers, dessen Schleifer an -U liegt, so kann man kleine Asymmetrien der Eingangsstufe ausgleichen.

Der IC-Operationsverstärker OP-22

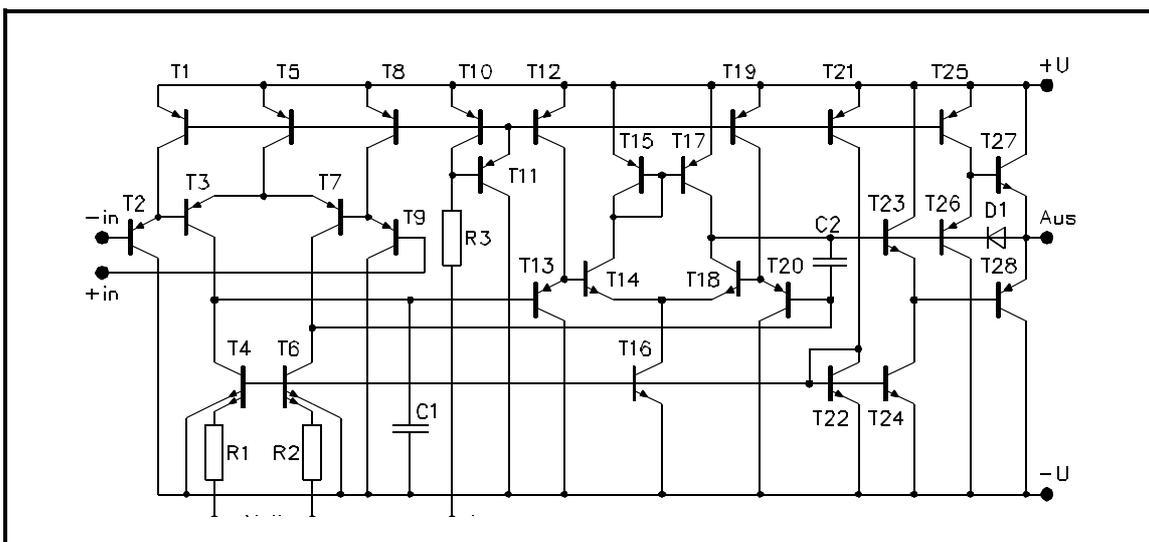


Abb. 2-8: IC-Operationsverstärker OP-22

Abb. 2-7 zeigt das Innenleben des Operationsverstärkers OP-22. Sein Betriebsstrom ist in einem weiten Bereich einstellbar. Seiner Schaltung liegt die Einsicht zugrunde, daß ein Transistor auf einem IC-Chip weitaus weniger Fläche einnimmt als ein Widerstand. Somit enthält diese Schaltung bei 28 Transistoren nur noch 3 Widerstände und 2 Kondensatoren.

In der Eingangsstufe steuern die beiden Emitterfolger T2 und T9 den pnp-Differenzverstärker T3/T7 an, der T5 als Konstantstromquelle hat. Als Arbeitswiderstände dienen die Stromquellen T4 und T6, die von T22 gesteuert werden. T4 und T6 sind Multiemitter-Transistoren, in deren Basis zwei Emitter eindiffundiert sind. Der eine Emitter liegt an -U, der an-

Die Ausgänge des ersten Differenzverstärkers gehen über die beiden Emitterfolger T13 und T20 zum 2. Differenzverstärker T14/T18 mit T16 als Konstantstromquelle. Dessen Ausgänge arbeiten auf einen Stromspiegel T15/T17. Diese Anordnung versteht man am einfachsten durch Betrachtung der Strombilanz: Der Kollektorstrom von T14 wird gespiegelt und fließt dann als Kollektorstrom von T17. Als Stromsenke fungiert der Kollektor von T18. Die Differenz der beiden Ströme fließt zur Ausgangsstufe, die aus 2 Komplementär-Emitterfolgern besteht. Der eine davon (T26/T27) liefert positive, der andere (T23/T28) negative Ströme zum Ausgang. Wegen des minimalen Spannungsversatzes der Komplementär Emitterfolger geschieht der Wechsel

der Stromrichtung vollkommen stetig.

Die beiden Kondensatoren C1 und C2 stellen den für Stabilität erforderlichen Frequenzgang der Leerlaufverstärkung ein. Die vielen Stufen haben ausreichend Verstärkung, so daß man sie durch die Kondensatoren auf den korrekten Frequenzgang herunterdrücken kann.

Der in den I_{set} Eingang fließende Strom steuert die Stromspiegel an der + und -Versorgung im Verstärker an und gibt so alle Ströme vor. Dazu wird dieser Eingang über einen Widerstand mit $-U$ verbunden. Der Verstärker ist bei $20 \mu A$ Gesamtstromaufnahme zwar langsam, aber bereits voll arbeitsfähig.

Der Universal Timer-IC 555

Als letzte Schaltung soll der Zeitgeber IC 555 besprochen werden. Die Schaltung enthält 2 Komparatoren, die beide als Darlington-Differenzver-

stärker aufgebaut sind. Diese vergleichen ihre Eingangsspannung mit den Spannungen an den Abgriffen des Spannungsteilers aus den 3 gleichgroßen Widerständen R8-R10. Die Schaltschwelle des Trigger-Eingangs beträgt dadurch $1/3$, diejenige des Schwellen-Eingangs $2/3$ der Versorgungsspannung U_b . Der Abgriff bei $2/3 \cdot U_b$ (Kontrollspannung) ist herausgeführt, um ihn mit einem Kondensator abblocken zu können.

Die beiden Komparatoren des 555 steuern das Flipflop aus den Transistoren T18 und T20. Leitet T18 (Flipflop rückgesetzt), so sperrt T20 und über R12 fließt Basisstrom zu T18. Leitet T20 (Flipflop gesetzt), so kann über R12 kein Basisstrom zu T18 fließen. Dieser sperrt und über R11 und D1 fließt Basisstrom zu T20.

Das Flipflop wird gesetzt, wenn die Spannung am Trigger Eingang unter $1/3 \cdot U_b$ absinkt. Der linke Darlington

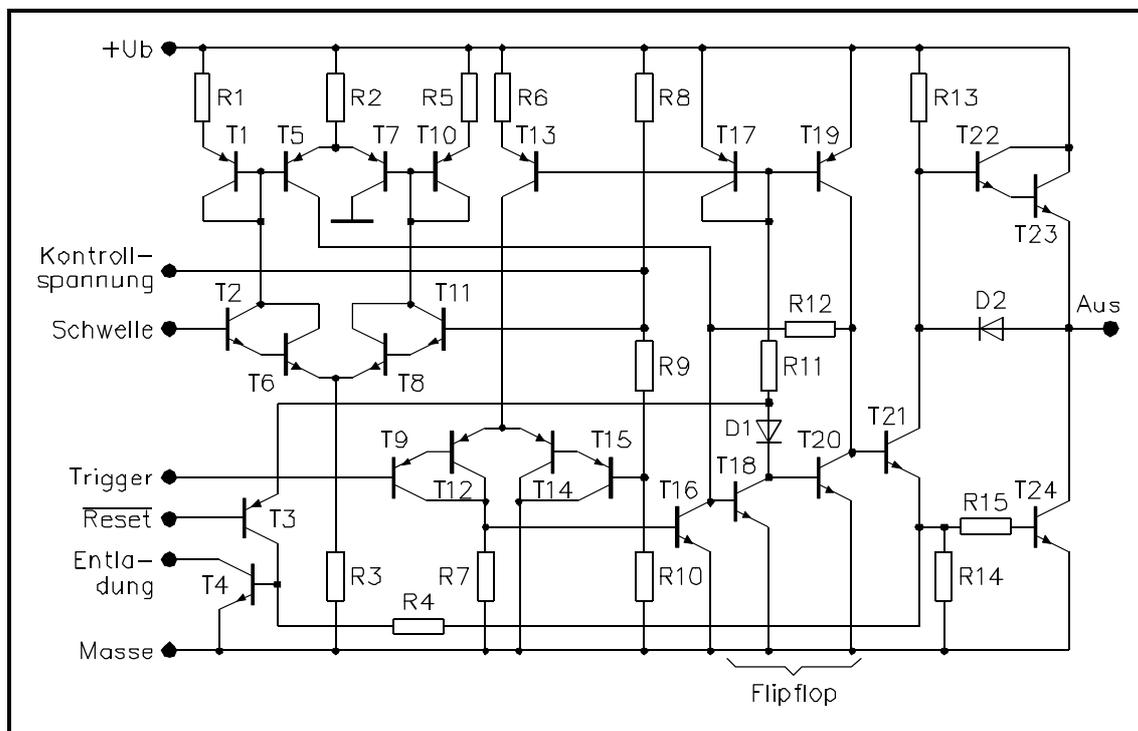


Abb. 2-9: Universal Timer-IC 555

T9/T12 des Differenzverstärkers zieht Strom, der in die Basis von T16 fließt und diesen einschaltet. Dadurch wird der Basisstrom von T18 abgeleitet und dieser sperrt.

Rückgesetzt wird das Flipflop in jedem Fall, wenn der Reset-Eingang nach Masse gezogen wird. Über D1 kann kein Basisstrom mehr in T20 fließen, so daß dieser sperrt. Der Darlington-Differenzverstärker am Schwelle- Eingang aus T2/T6/T8/T11 hat als Arbeitswiderstände die beiden Stromspiegel T1/T5 und T7/T10. Die beiden Ausgangstransistoren T5 und T7 der Stromspiegel sind als Differenzverstärker verschaltet, so daß der Kollektorstrom von T5 in die Basis von T18 fließt. Steigt die Spannung am Schwelle- Eingang auf $\frac{2}{3} \cdot U_b$, so werden T2/T6 leitend und steuern T1/T5 an. Dessen Kollektorstrom schaltet T18 durch, dieser sperrt T20 und setzt das Flipflop zurück.

Der Flipfloptransistor T20 steuert über T21 die Ausgangstransistoren T22-T24 und den Entladungstransistor T4 an. Sperrt T20 (Flipflop rückgesetzt) so wird der Ausgang nach M gezogen und der Entladetransistor T4 leitet. Priorität am Flipflop haben in dieser Reihenfolge Reset-, Trigger- und Schwelle- Eingang. Der Einsatz des 555 als Zeitgeber wird in Abschnitt VIII.2 beschrieben.

II.5 Betriebsweisen von Transistoren

a) Inverser Betrieb

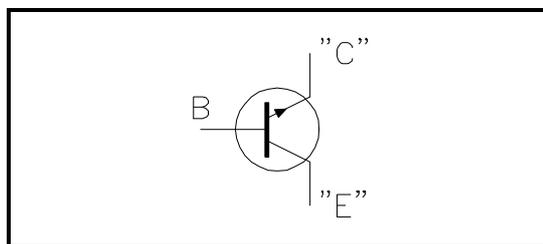


Abb. 2-10: Inverser Betrieb

Die Schichtenfolge npn eines Transistors "stimmt" auch beim Vertauschen von Kollektor oder Emitter. Man nennt dies inversen Betrieb. Ein für normalen Betrieb aufgebauter Transistor hat invers nur sehr geringe Werte von Stromverstärkung (3 - 5), CE-Sperrspannung (um 5 V) und Grenzfrequenz. Die Sättigungsspannung aber erreicht extrem kleine Werte bis zu wenigen mV. Dies kann für spezielle Anlogschaltungen interessant sein.

b) Sättigung und Schaltzeiten

Will man die Kollektor-Emitter Spannung eines Schalttransistors so klein wie möglich machen, so führt man ihm deutlich mehr Basisstrom zu, als er benötigt. Diese Betriebsweise nennt man Sättigung, in der die CE-Spannung je nach Grad der Übersteuerung, Kollektorstrom und Transistortyp bis unter 0,1 V zurückgeht. Die Energieersparnis durch den kleineren Spannungsabfall macht den größeren Basisstrom meist mehr als wett. Üblich sind Übersteuerungen um den Faktor 2 (doppelter Basisstrom), bei Leistungsschaltern für ein B von 10, der Basisstrom beträgt also 1/10 des Kollektorstroms.

Nachteilig bei der Sättigung ist die deutliche Verzögerung des Abschaltens. Dies kommt von der Überschwemmung der Basiszone mit

Ladungsträgern, welche bis zu ihrer Aufzehrung den Basisstrom liefern und die Speicherzeit stark verlängern. Dieser Effekt tritt bei allen bipolaren Bauelementen auf, auch bei Dioden, nicht aber bei allen Arten von Feldefekttransistoren.

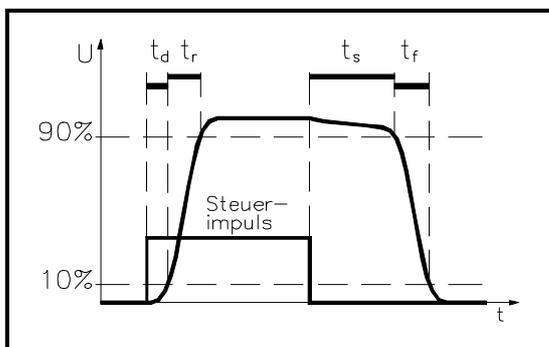


Abb. 2-11: Die Schaltzeiten

Abb. 2-11 zeigt die international übliche Definition der Schaltzeiten elektronischer Bauelemente. Alle Zeiten sind auf die Zeiten des Steuerimpulses und die Zeiten beim Erreichen von 10% und 90% der Maximalamplitude bezogen. Die Anstiegszeit t_r (rise time) und die Abfallzeit t_f (fall time) sind die Zeiten zwischen 10% und 90% der Maximalamplitude. Die Verzögerungszeit t_d (delay time) verstreicht zwischen der Ein-Flanke des Steuerimpulses und dem Erreichen der 10% Schwelle, die Speicherzeit t_s (storage time) zwischen der Aus-Flanke des Steuerimpulses und dem Erreichen der 90% Schwelle.

Während man bei Leistungsanwendungen die Sättigung meist in Kauf nimmt, setzt man in digitalen Schaltungen zwei Methoden zu ihrer Vermeidung ein:

Man leitet entweder den überschüssigen Basisstrom durch eine Schottky-Diode ab (Schottky-TTL) oder verhindert bei ECL (Emitter Coupled Logic) die Sättigung durch Schaltungsauslegung.

c) Schottky-Logik

Schottky-TTL-IC's enthalten eine

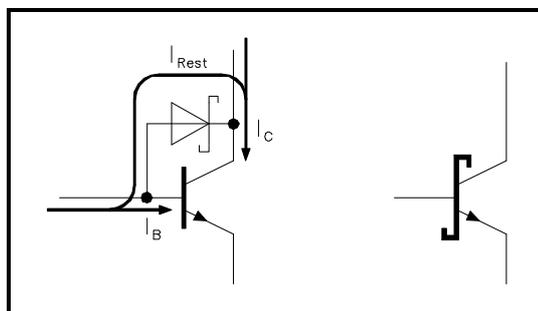


Abb. 2-12: Schottky-Transistor

Schottky-Diode ($U_F = 0,45 \text{ V}$) zwischen Kollektor und Basis der in Sättigung kommenden Transistoren. Sinkt bei $U_{BE} = 0,65 \text{ V}$ die Spannung am Kollektor auf $0,2 \text{ V}$ ab, so wird die Diode leitend und führt den überschüssigen Basisstrom über den Kollektor nach Masse ab, genau wie im Steuertransistor eines Stromspiegels. Der Transistor schaltet bis auf etwa $0,2 \text{ V}$ durch, ohne in Sättigung zu gehen. Beim Abschalten des Stroms tritt daher keine verlängerte Speicherzeit auf.

d). Emittergekoppelte Logik ECL

ECL setzt als Basisgatter einen Differenzverstärker ein, dessen Stromquelle und dessen Arbeitswiderstände so bemessen sind, daß kein Transistor in Sättigung kommen kann. Die Arbeitsgeschwindigkeit ist enorm hoch durch hohe Ströme und kleinen Spannungshub. Die ECL-Pegel für H und L betragen:

$$H = -1,48 \text{ V} (< -1,4 \text{ V})$$

$$L = -0,85 \text{ V} (> -1 \text{ V})$$

ECL-Gatter findet man in Supercomputern, extrem schnellen Zählern und der optischen Übertragungstechnik.

III Berechnung von Schaltungen

III.1 Die ideale Diode

Wegen der großen Bedeutung der Strom-Spannungs Kennlinie eines pn-Übergangs für alle bipolaren Bauele-

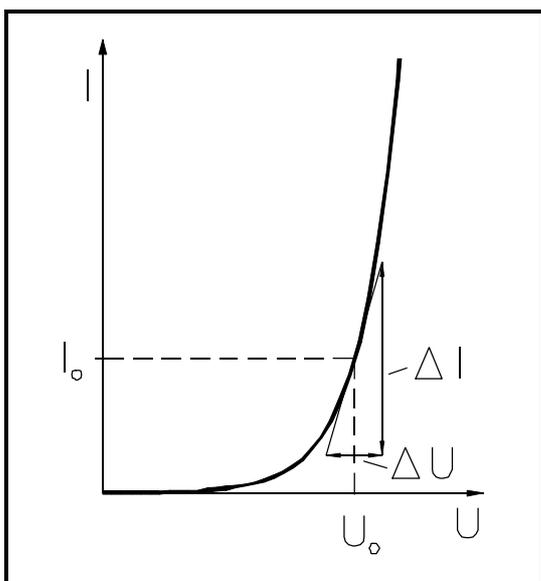


Abb. 3-1: Kennlinie ideale Diode

mente soll diese genauer betrachtet werden. Man kann die Kennlinie einer idealen Diode aus sehr grundlegenden physikalischen Gesetzen herleiten. Da dies den Rahmen dieser Vorlesung sprengen würde, wird die Formel vorgegeben:

$$i = i_0 \cdot \left(e^{\left(\frac{q \cdot U}{k \cdot T} \right)} - 1 \right)$$

Mit: $q = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{ As} =$
Elektronenladung

$$k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K} =$$

Boltzmann Konstante

$$T = \text{°C} + 273,15 =$$

absolute Temp. in Kelvin

Diese Formel beschreibt auch reale Dioden sehr gut. Der Strom i_0 hängt ab von Fläche, Dotierung, Temperatur

etc. des pn-Übergangs. Im Exponenten stehen außer der Spannung U und der Temperatur T nur die beiden Naturkonstanten k und q .

kT/q hat die Dimension einer Spannung, die bei 25 °C einen Wert von $25,69 \text{ mV}$ hat. Nimmt die Spannung um $25,69 \text{ mV}$ zu, so wächst der Strom um den Faktor e ($=2,71828$). Dieser hängt also exponentiell von der Spannung ab. Umgekehrt hängt die Spannung logarithmisch vom Strom ab, was bei der elektronischen Logarithmierung ausgenutzt wird. Ohne Spannung wird der Strom zu 0 . Negative Spannungen ergeben große negative Exponenten der e -Funktion. Ihr Wert ist gegen die Zahl -1 vernachlässigbar, so daß der Sperrstrom der idealen Diode schon bei kleinen Sperrspannungen den Wert $-i_0$ erreicht.

Für die Berechnung der Verstärkung von Schaltungen ist die Steilheit S wichtig, die Änderung des Stroms in Abhängigkeit von der Spannung. Diese entspricht der Steigung $\Delta I / \Delta U$ der Tangente an die Diodenkennlinie (siehe Abb. 3-1). Ihr Wert ist gleich der Ableitung di/dU der Formel für den Strom im Arbeitspunkt i_0, U_0 :

$$i_0 = i_0 \cdot \left(e^{\left(\frac{q \cdot U_0}{k \cdot T} \right)} - 1 \right) =$$

$$S = di / dU =$$

$$S = i_0 \cdot \left(e^{\left(\frac{q \cdot U_0}{k \cdot T} \right)} \right) \cdot \frac{q}{k \cdot T}$$

Abgesehen von der zu subtrahierenden 1 ist dies gleich:

$$S = I_0 \cdot \frac{q}{k \cdot T} = I_0 \cdot 38,9 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

Die Steilheit S ist also einfach gleich dem Strom $I_0 \cdot 38,9$ (mA/V).

Für die Praxis runden wir auf:

$$S \approx I_0 \cdot 40 \text{ (mA/V)}$$

Neben einer geringen Abhängigkeit von der Temperatur hängt die Steilheit also nur vom fließenden Ruhestrom ab.

Die Größe des Stroms I_0 soll einmal aus den Datenblattwerten einer realen Diode errechnet werden:

Durch die Diode BAY41 fließt bei 0,6 V und 25°C ein Strom von 2 mA. Man erhält:

$$\begin{aligned} 2 \text{ mA} &= I_0 \cdot \left(e^{\left(\frac{600}{25,7}\right)} - 1 \right) \\ &= I_0 \cdot \left(e^{23,3} - 1 \right) = \\ &= I_0 \cdot \left(1,38 \cdot 10^{10} - 1 \right) \end{aligned}$$

Die subtrahierte 1 darf sicher vernachlässigt werden und wir erhalten den Wert von I_0 :

$$I_0 = 2 \text{ mA} / 1,38 \cdot 10^{10} = 0,145 \text{ pA}$$

I_0 ist relativ stark von der Temperatur abhängig. Er ändert sich bei 1°C Temperaturänderung um etwa 10 %. Einfach zu merken sind die Anhaltswerte:

1 °C Erhöhung: 1,1-facher Strom
25 °C Erhöhung: 10-facher Strom

Dies gilt gleichermaßen für Fluß- und Sperrströme. Auf ähnlichen (Diffusions-) Prozessen beruht auch die Alterung elektronischer Bauelemente. Zur Zuverlässigkeit elektronischer Bauelemente siehe Abschnitt III.5.

III.2 Die Faustformeln

Aus der Formel der idealen Diode erhalten wir für die Steilheit:

$S = dI/dU = 40 \cdot I_f$ (mA/V), bei anderen Transistortypen muß man die Steilheit dem Datenblatt entnehmen.

Der Kehrwert der Steilheit dU/dI ist ein differentieller Widerstand. Der Steilheit S entspricht daher dem differentiellen Innenwiderstand $dU/dI = 1/S$. So beträgt bei einer Steilheit S von 40 (mA/V) der differentielle Innenwiderstand 25 Ω. In Kenntnis der Steilheit und des Innenwiderstands können wir die Formeln für das elektrische Verhalten von Transistoren in verschiedenen Anordnungen ableiten. Die Ein- und Ausgangswiderstände sind immer die differentiellen Innenwiderstände.

An Stelle von Emitter / Basis / Kollektor treten bei FETs Source / Gate / Drain.

a) Eingangswiderstände R_{ein} Basisschaltung

Am Emitteranschluß tritt völlig unverfälscht der Innenwiderstand der BE-Diode auf:

$$R_{\text{ein}} = 1/S.$$

Emitterschaltung

Der Basisstrom ist um den Faktor B (Gleichstromverstärkung) kleiner als der Kollektorstrom. Daher ist der Eingangswiderstand B -mal so groß:

$$R_{\text{ein}} = B/S$$

Kollektorschaltung

Der Basisstrom ist um den Faktor B kleiner (Emitterfolger) als der Emitterstrom (=Kollektorstrom). Die Stromaufnahme des Widerstands am Emitter erscheint daher um den Faktor B geringer an der Basis. Der Eingangswiderstand an der Basis ist um

Schaltung:	R_{ein}	R_{aus}	Verstärkung
Emitter-	B / S	∞	$S \cdot R_a$
Basis-	$1 / S$	∞	$S \cdot R_a$
Kollektor-	$B \cdot R_{\text{em}}$	$1 / S$	1

den Faktor B höher als der Emitterwiderstand:

$$R_{\text{ein}} = B \cdot R_{\text{Emitter}}$$

Das Gate eines Feldeffekttransistors bzw. das Gitter einer Röhre sind stromlos. Die Eingangswiderstände dieser Bauelemente sind daher bei Gleichspannung unendlich groß, bei Wechselfspannung wirkt die Eingangskapazität.

b) Ausgangswiderstände R_{aus} Basis- und Emitterschaltung

Sowohl in der Emitter- als auch der Basisschaltung ist der Kollektor der Ausgang. Der Kollektorstrom hängt nur ganz geringfügig von der CE-Spannung ab, so daß der Ausgangswiderstand beider Schaltungen sehr hoch ist. Man darf ihn als unendlich groß annehmen:

$$R_{\text{aus}} \approx \infty$$

Kollektorschaltung

Am Emitter erscheint der Innenwiderstand der (Emitterfolger) BE-Diode. Damit ist der Ausgangswiderstand gleich dem Kehrwert der Steilheit:

$$R_{\text{aus}} = 1/S.$$

c) Verstärkungen V

Wie bei den Widerständen der differentiellen Widerstand gemeint ist, so verstehen wir bei den Verstärkungen die Spannungen und Ströme als kleine Auslenkungen vom Ruhewert aus.
Basis- und Emitterschaltung
Die Spannung an der BE-Diode steuert

über die Steilheit den Kollektorstrom.

$$\begin{aligned} \Delta I_C &= S \cdot \Delta U_{BE} = \\ &= S \cdot \Delta U_{\text{ein}} \end{aligned}$$

Der Kollektorstrom verursacht die Ausgangsspannung als Spannungsabfall am Arbeitswiderstand:

$$\Delta U_{\text{aus}} = \Delta I_C \cdot R_a$$

Beim Einsetzen von I_C erhalten wir:

$$\Delta U_{\text{aus}} = S \cdot \Delta U_{\text{ein}} \cdot R_a$$

$$\frac{\Delta U_{\text{aus}}}{\Delta U_{\text{ein}}} = V = S \cdot R_a$$

Das ist die leicht zu merkende Formel für die Kleinsignalverstärkung V der Emitter- und der Basisschaltung, die sich nur im Eingangswiderstand unterscheiden.

Es sei nochmal betont, daß diese Formeln für alle Transistortypen gelten. Bei FETs muß die Steilheit dem Datenblatt entnommen werden.

Kollektorschaltung

Der Emitter folgt der Basis, wobei eine Stromzunahme um den Faktor e die Basis-Emitter Spannung nur um 25,7 mV erhöht. Wir begehen also nur einen minimalen Fehler, wenn wir $V = 1$ setzen.

Damit sind alle Formeln gefunden. Die Fehler durch die Vereinfachungen meist in den Toleranzen der Bauelemente unter. Auf jeden Fall erhält man mit geringem Rechenaufwand eine relativ gute Abschätzung.

III.3 Durchrechnung einfacher Verstärkerschaltungen

Die Auslegung einer elektronischen Schaltung erfordert eine gewisse Erfahrung, wenn natürlich auch Grundregeln existieren. Die erste Arbeit an einer vorgegebenen, noch unerprobten Schaltung ist die Prüfung der korrekten Polarität der Gleichspannungsgegenkopplung für die Festlegung des Arbeitspunkts. Man nimmt dabei an, daß am Eingang durch eine kleine Störung die Spannung ein wenig ansteigt und kennzeichnet dies durch einen kleinen, nach oben gerichteten Pfeil. Am Ausgang der ersten Stufe wird dann, je nach Schaltung, die Spannung ansteigen (Pfeil nach oben) oder abfallen (Pfeil nach unten). So verfolgt man den Pfad der Gleichstromgegenkopplung bis zum Eingang zurück. Das am Eingang resultierende Signal muß auf jeden Fall der Störung entgegenwirken um eine Stabilisierung zu bewirken.

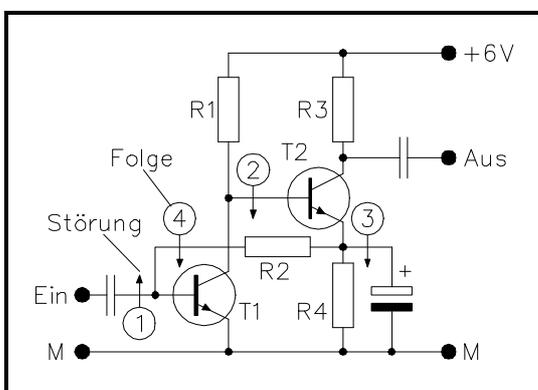


Abb. 3-2: Polarität der Gegenkopplung

Steigt in Abb. 3-2 durch eine Störung die Basisspannung (1) von T1 ein wenig an, so fließt ein höherer Kollektorstrom, der den Spannungsabfall an R1 vergrößert. Die Basisspannung von T2 (2) sinkt und damit auch die Spannung an dessen Emitter (3). Die niedrigere Spannung wird über R2

zur Basis (4) von T1 zurückgeführt. Sie wirkt der Störung entgegen und stabilisiert die Arbeitspunkte in der Schaltung.

Nach dieser Überprüfung legt man die nicht vorgegebenen Spannungen und Ströme (=Arbeitspunkte) aller Transistoren fest. Ausgehend von der gewünschten Ausgangsleistung oder Gesamtstromaufnahme beginnt man mit dem Kollektorstrom der Ausgangsstufe und macht vom Ausgang zum Eingang hin fortschreitend die Ströme von Stufe zu Stufe um den Faktor 3-10 kleiner. Bei den Spannungen achtet man auf einen möglichst großen Ausgangsspannungshub der Endstufe. In den davorliegenden Stufen ist durch die Verstärkung der Hub unkritisch.

Die Spannung am Kollektor kann zwischen der Versorgungsspannung und der Emitterspannung (zuzüglich Sättigungsspannung) schwanken. Man dimensioniert darum den Ruhestrom und den Arbeitswiderstand für eine Ruhespannung in der Mitte zwischen diesen beiden Werten, also beim arithmetischen Mittelwert.

Damit kann die Berechnung der passiven Bauelemente und der Daten der Schaltung beginnen. Hierzu sollen 2 Vereinbarungen getroffen werden, die für alle besprochenen Schaltungen Gültigkeit haben:

- Spannungsabfälle durch Basisströme werden vernachlässigt
- Wenn nicht angegeben beträgt die Basis-Emitter Spannung $U_{BE} 0,65 \text{ V}$

	B	I _C	S	R _{ein}	R _a	V
T1	300	200 μA	8 mA/V	37,5 kΩ	4,12 kΩ	32,96
T2	200	1 mA	40 mA/V	5 kΩ	2,5 kΩ	100

Zwischenwerte und Ergebnisse der Rechnung

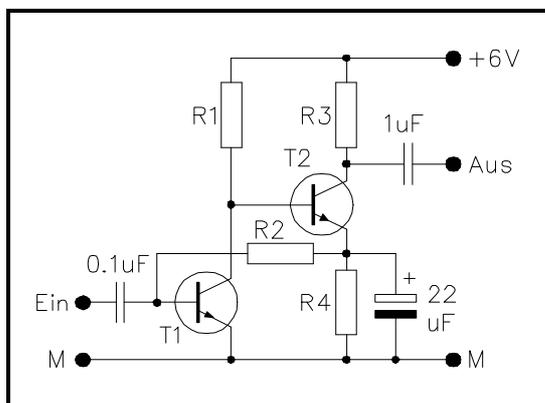


Abb. 3-3: Übungsschaltung 1

Als 1. Beispiel soll die Übungsschaltung 1 in Abb. 3-3 durchgerechnet werden:

Vorgegeben sind:

I_{C1} = 200 μA, B1 = 300,
 I_{C2} = 1 mA, B2 = 200,
 R2 = 100 kΩ, U_{C2} = 3,5 V
 U_{BE1} = U_{BE2} = 0,65 V
 und alle Kondensatoren.

Die Berechnung beginnt mit U_{BE} von T1 mit 0,65 V. Diese Spannung muß (I_B von T2 vernachlässigt!) auch am Emitter von T2 anliegen.

Durch R4 fließt 1 mA bei 0,65 V, das ergibt einen Widerstand von 650 Ω. Die Basis von T2 liegt 0,65 V über dem Emitter, also auf 1,3 V. An R1 liegen daher 6V - 1,3V = 4,7 V bei 200 μA, das ergibt 23,5 kΩ.

Bleibt noch R3 mit 6V - 3,5V = 2,5 V bei 1 mA, was 2,5 kΩ erfordert. Damit sind alle Gleichstromwerte bestimmt.

Zur Berechnung der Verstärkung und des Eingangswiderstands empfiehlt sich eine schematische Anordnung der Vorgaben und Zwischenergebnisse, wie sie oben auf dieser Seite steht.

Zuerst berechnet man immer die Steilheiten und Eingangswiderstände. Der wirksame Arbeitswiderstand von T1 besteht nämlich aus der Parallelschaltung seines Arbeitswiderstands R1 mit dem Eingangswiderstand von T2. Dies ergibt 23,5kΩ || 5kΩ = 4,12 kΩ für R_a. Da über die Belastung des Ausgangs nichts gesagt ist, darf bei T2 der Wert von R3 als Arbeitswiderstand eingesetzt werden.

Jetzt kann man die Verstärkungen mit der Formel $V = S \cdot R_a$ berechnen, sowie die Gesamtverstärkung als deren Produkt. Man erhält 3296-fach für die Gesamtverstärkung, entsprechend einem dB-Wert von $20 \cdot \log(3296) = 20 \cdot 3,52 = 70,4$ dB. Der Eingangswiderstand der Gesamtschaltung ist die Parallelschaltung von R2 mit dem Eingangswiderstand von T1. Es ergibt sich dafür $100 \text{ k}\Omega || 37,5 \text{ k}\Omega = 27,3 \text{ k}\Omega$ und die Werte aller Bauelemente der Schaltung sind bestimmt.

Nun nimmt man noch Standardwerte für die Widerstände:

R1 = 23,5 kΩ => 22 kΩ
 R3 = 2,5 kΩ. => 2,7 kΩ.
 R4 = 650 Ω. => 680 Ω.

Stufe:	B	I _C	S	R _{ein}	R _a	V
T1	250	100 μA	4 mA/V	62,5 kΩ	5,84 kΩ	23,38
T2	150	500 μA	20 mA/V	7,5kΩ	10 kΩ	200

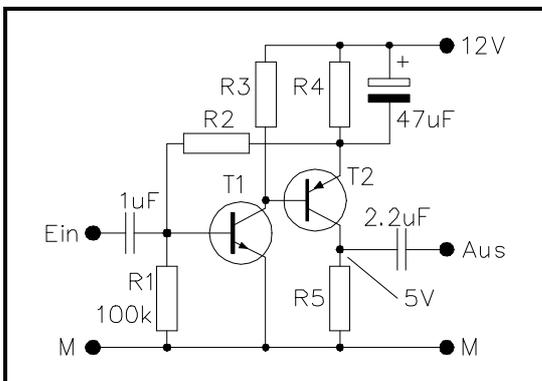


Abb. 3-4: Übungsschaltung 2

Übungsschaltung 2 in Abb. 3-4 soll nur noch stichpunktartig besprochen werden. Beachten Sie bitte, daß T2 ein **pnp**-Transistor ist.

Vorgaben:

I_{C1} = 100μA, B1 = 250, U_{E2} = 10V

I_{C2} = 500μA, B2 = 150, U_{C2} = 5V

U_{BE} von T1 beträgt 0,65 V. Der Spannungsteiler R2/R1 muß von 10V (Emitterspannung von T2) auf 0,65 V, also um den Faktor 10/0,65 = 15,38 herunterteilen. R2 muß daher 14,38 mal so groß sein wie R1, woraus sich für R2 1,438 MΩ ergeben.

An R4 müssen 2 V bei 500 μA abfallen, das ergibt R4 = 4 kΩ.

An R5 liegen 5 V bei 500 μA was 10 kΩ erfordert.

T2 ist ein **pnp**-Transistor, an dessen Basis die Spannung um 0,65 V negativer ist als die Spannung am Emittor (=10V). U_B = U_E - U_{BE} = 10V - 0,65 V = 9,35 V.

An R3 fallen 2,65 V ab, das ergibt bei 100 μA für R3 einen Wert von 26,5 kΩ.

Es folgt die wechsellspannungsmäßige Rechnung nach Schema.

Der Arbeitswiderstand R_a von T1 ist R_{ein} von T2 parallel zu R3. Das ergibt 7,5 kΩ || 26,5 kΩ = 5,84 kΩ. T1 verstärkt daher (4 mA/V) * (5,84 kΩ) = 23,38-fach, T2 verstärkt (20 mA / V) * (100 kΩ) = 200-fach und die Gesamtverstärkung ist 23,38 * 200 = 4676-fach. In dB sind das 20 · log(4676) = 20 · 9,67 = 73,4 dB. Der Eingangswiderstand besteht aus der Parallelschaltung des R_{ein} von T1 mit R1 und R2.

R_{ein} = 62,5 kΩ || 100 kΩ || 1438 kΩ = 37,46 kΩ..

Beim Aufbau einer Schaltung muß man für die Widerstände die nächstgelegenen Standardwerte nehmen. Dabei zeigt sich, daß selbst bei Verwendung von Widerständen der E12-er Reihe mit einem Stufungsfaktor von 1,21 die Abweichungen von den errechneten Werten gering sind und durch die Gleichstromgegenkopplung nur zu geringen Abweichungen bei Spannungen und Strömen führen.

R2 = 1,438 MΩ => 1,5 MΩ

R3 = 26,5 kΩ. => 27 kΩ.

R4 = 4 kΩ. => 3,9 kΩ.

III.4 Bootstrap-Schaltungen

a) Spannungsfolger mit hohem Eingangswiderstand

Mit einem Darlington oder Feldeffekttransistor als Eingangsstufe lassen sich leicht sehr hohe Eingangswiderstände erzielen. Ein Problem ist der bei Wechselspannungsbetrieb nötige Widerstand R1 zur Festlegung der Basisvorspannung. Dieser Widerstand sollte zumindest gleich groß sein wie der Eingangswiderstand der Schaltung. Dies bereitet Schwierigkeiten mit dem Spannungsabfall des Basisstroms, Isolationswiderständen und der Beschaffung der Höchstohmwiderstände.

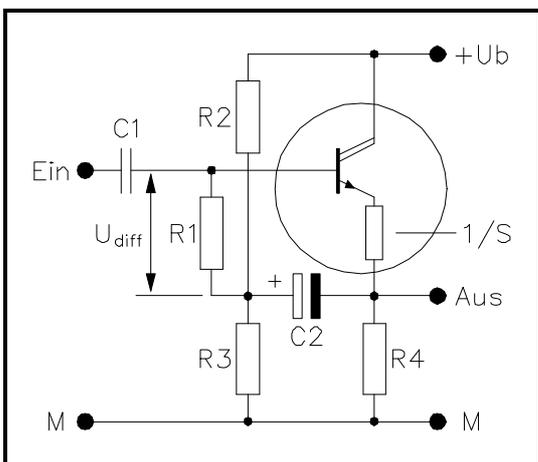


Abb. 3-5: Bootstrap Schaltung

Abhilfe kann eine sogenannte Bootstrap-Schaltung bringen. Der auch in der Computertechnik ("Booten") bekannte Name geht auf das amerikanische Pendant zu unserem Baron von Münchhausen zurück. Dieser zog sich an seinen eigenen Schnürsenkeln (Boot-strap = Stiefelstrippe) aus einem Sumpf.

Die gleiche Methode wird in elektronischen Schaltungen benutzt, um mit Hilfe des Ausgangssignals Einflüsse auf den Eingang zu verringern oder ganz auszuschließen. In der bespro-

chenen Schaltung wird die Spannung U_{diff} am Widerstand R1 stark herabgesetzt, was seinen wirksamen Wert um den gleichen Faktor erhöht.

R1 führt dem Darlington die Basisvorspannung vom Spannungsteiler R2, R3 zu und trägt wesentlich zum Eingangswiderstand der Schaltung bei. Um seinen Einfluß mit der Bootstrap Methode zu verringern, wird der Abgriff des Spannungsteilers R2, R3 über den Kondensator C2 wechsellspannungsmäßig mit dem Ausgang des Darlington verbunden. Jetzt liegt an R1 nicht mehr die volle Eingangsspannung, sondern nur noch die sehr viel kleinere Spannungsdifferenz U_{diff} zwischen Ein- und Ausgang der Schaltung. Bei der kleineren Spannung fließt ein kleinerer Strom und entsprechend wächst der wirksame Widerstand.

Zur Bestimmung von U_{diff} betrachten wir den Spannungsteiler aus dem Ausgangswiderstand des Darlington und R_{em} , der Parallelschaltung aller Widerstände am Emitter des Darlington. Man erhält für die Spannungsdifferenz U_{diff} :

$$U_{diff} = U_{ein} \cdot \frac{1/S}{1/S + R_{em}} = \frac{1}{(1 + S \cdot R_{em})}$$

weil $S \cdot R_{em}$ groß gegen 1 ist kann man vereinfachen:

$$U_{diff} = \frac{U_{ein}}{S \cdot R_{em}}$$

Die Spannung an R1 ist um den Faktor $S \cdot R_{em}$ kleiner als die Eingangsspannung, um den gleichen Faktor sinkt der Strom durch R1. Damit erscheint R1 für das Eingangssignal um den Faktor $S \cdot R_{em}$ vergrößert.

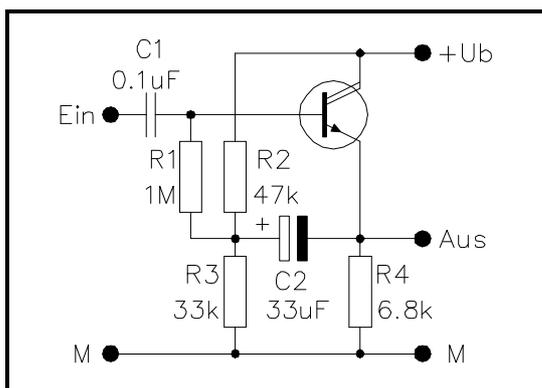


Abb. 3-6: Bootstrap Berechnung

Beispiel:

Nehmen wir für Schaltung von Abb. 3-6 ein Kollektorstrom von 1 mA an, entsprechend einer Steilheit von $S = 40 \text{ mA/V}$. Der wirksame Emitterwiderstand ist gleich der Parallelschaltung aller am Emitter wechselstrommäßig angeschlossenen Widerstände, der $1 \text{ M}\Omega$ -Widerstand wird gegenüber den anderen Widerständen vernachlässigt:

$$R_{em} = 6,8 \text{ k}\Omega \parallel 33 \text{ k}\Omega \parallel 47 \text{ k}\Omega = 5,03 \text{ k}\Omega$$

Der Eingangswiderstand des Darlingtons ist um den Faktor B größer:

$$\begin{aligned} R_{ein} &= 5,03 \text{ k}\Omega \cdot B = \\ &= 5,03 \text{ k}\Omega \cdot 20000 = \\ &= 100,6 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

R1 wirkt als Widerstand $R1_{eff}$:

$$\begin{aligned} R1_{eff} &= R1 \cdot S \cdot R_{em} = \\ &= 1 \text{ M}\Omega \cdot 40 \text{ mA/V} \cdot 5,03 \text{ k}\Omega = \\ &= 201 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

Damit ist der Eingangswiderstand der Gesamtschaltung:

$$\begin{aligned} R_{ein} &= R_{ein} \parallel R1_{eff} = \\ &= 100,6 \text{ M}\Omega \parallel 201 \text{ M}\Omega = \\ &= 67 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

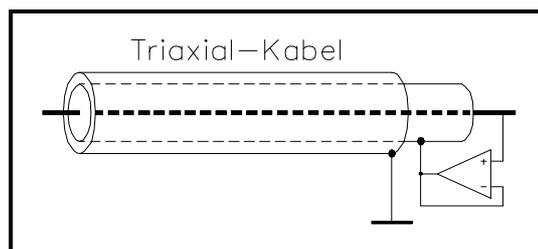


Abb. 3-7: Getriebener Schirm

b) Getriebener Schirm

Eine andere Anwendung der Bootstrap Technik ist die Ausschaltung der Kapazität abgeschirmter Leitungen. Man verwendet einen schnellen Spannungsfolger, um die Abschirmung auf der Spannung am Innenleiter festzuhalten (getriebener Schirm oder auch Guard-Technik). Dieser Verstärker muß für das Treiben kapazitiver Lasten ausgelegt sein.

Ohne Spannung zwischen Innenleiter und innerer Abschirmung ist die dazwischenliegende Kapazität wirkungslos und stört nicht. Für diese Technik gibt es spezielle Triaxial-Kabel mit 2 konzentrischen Abschirmungen. Der äußere Schirm liegt an Masse und verhindert Abstrahlung vom getriebenen inneren Schirm.

Bei Tastköpfen für Oszilloskopen sind die Frequenzen so hoch, daß die Bootstrap Technik allein schon wegen der Laufzeiten versagt. Hier macht man den Innenleiter extrem dünn (ca. $10 \mu\text{m}$), um eine möglichst kleine Kapazität zwischen Innen- und Außenleiter der Leitung zum Tastkopf zu erhalten. Ein Koaxkabel mit 50 Ohm Wellenwiderstand hat eine Kapazität von 100 pF/m . Mit dem $10 \mu\text{m}$ Innenleiter steigt der Wellenwiderstand auf ca. $200 \text{ }\Omega$ und die Kapazität sinkt auf erträgliche 25 pF/m . Der dünne Innenleiter macht das Kabel und vor allem seine Anschlüsse mechanisch empfindlich. Tastköpfe müssen dar-

um sorgfältig behandelt werden.

Die Formel für den Wellenwiderstand Z eines runden Kabels lautet:

$$Z = 138 \cdot \log(D_a / D_i) / \sqrt{\epsilon_r}$$

(log = dekadischer Logarithmus)

D_a = Innendurchm. der Abschirmung
 D_i = Außendurchm. des Innenleiters
 ϵ_r = Dielektrizitätskonst. der Isolation

III.5 Zuverlässigkeit elektronischer Schaltungen

Alle Aussagen über die Zuverlässigkeit elektronischer Bauelemente sind rein statistischer Natur und gelten immer nur für eine große Zahl von Teilen. Es ist deswegen nicht möglich, auch nur den ungefähren Zeitpunkt für den Ausfall eines einzelnen Bauelements oder Geräts vorherzusagen.

Betrachtet man eine große Anzahl fabrikneuer Bauelemente, die unter völlig gleichen Bedingungen betrieben werden, so stellt man ein charakteristisches Verhalten der Ausfallrate fest. Eine Auftragung der Ausfallrate über dem Logarithmus der Zeit ergibt eine Kurve, die in der Form einer Badewanne ähnelt. Zunächst fallen Bauelemente mit Material- und Herstellfehlern als Frühausfälle in rascher

Folge aus. Danach ist die Ausfallrate im Bereich der Zufallsausfälle über lange Zeit niedrig und ziemlich konstant. Erst nach langer Zeit steigt die Ausfallrate wieder an, wenn alterungsbedingt die Verschleißausfälle einsetzen.

Ein seriöser Hersteller wird sich bemühen, die Frühausfälle durch genaue Prüfungen und eventuell sogar eine Voralterung zu eliminieren. Dies verbessert nicht nur den Ruf der Firma, sondern lohnt sich je nach Höhe der Garantie- und Reparaturkosten durchaus auch finanziell.

Alle folgenden Betrachtungen gelten im Bereich der Zufallsausfälle. Die Ausfallrate wird in fit (failure in time) gemessen, wobei 1 fit 1 Ausfall in 10^9 Bauteilestunden ist. Diese Zeitdauer kann durch 1 Bauteil in 10^9 Stunden oder 10^6 Bauteile in 1000 Stunden zusammenkommen. Die Ausfallrate eines Geräts ergibt sich als Summe der Ausfallraten der darin enthaltenen Bauteile. Dabei wird unterstellt, daß der Ausfall jedes beliebigen Bauelements zum Ausfall des Geräts führt.

Stark hängt die Ausfallrate von der Temperatur ab. Nimmt die Temperatur um 1°C zu, so wächst die Ausfall-

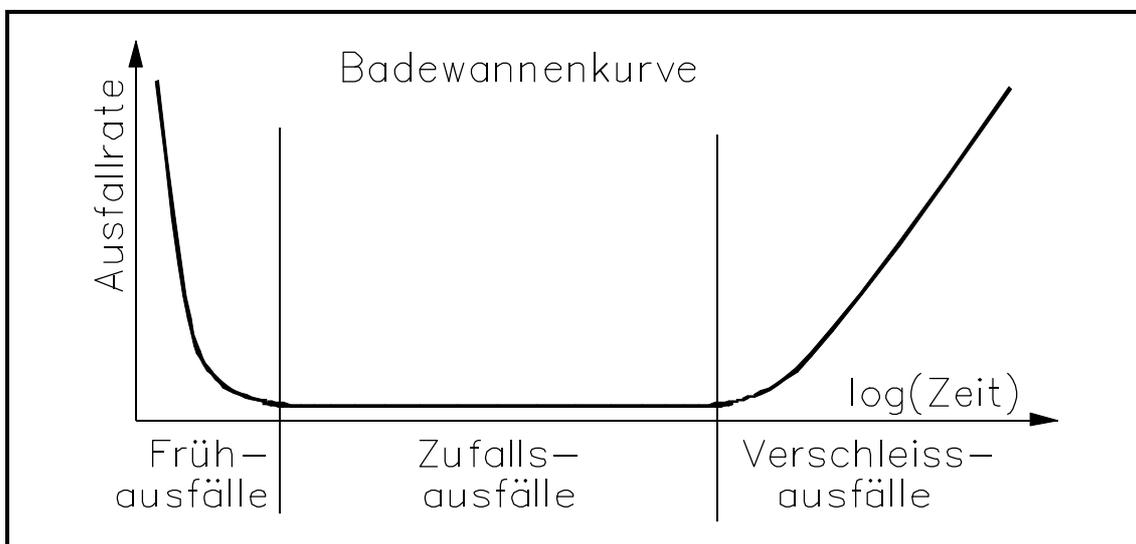


Abb. 3-8: Ausfallrate von Bauelementen

rate um 10 %, 25°C Temperaturerhöhung ergibt die 10-fache Ausfallrate. Hieraus ersieht man die positiven Auswirkungen einer guten Wärmeabfuhr durch Kühlkörper, Luftschlitze und Ventilatoren. Die wesentlich geringere Reparaturanfälligkeit halbleiterbestückter Geräte rührt nicht zuletzt vom Wegfall der stark wärme-producingen Röhren her.

Eine Reihe typischer fit-Werte zeigt die nachstehende Liste. Fit-Werte aus verschiedenen Quellen können durchaus um den Faktor 10 differieren. Diese werden in zeitraffenden Messungen bei erhöhter Temperatur ermittelt. Die Liste enthält die fit-Werte bedrahteter Bauelemente und in Klammern die entsprechenden Werte von SMD Bauteilen.

<u>Bauelement</u>	<u>fit - Wert</u>	
Widerstand	1,5	(0,7)
Potentiometer	200	
Keramik Ko	6	(5)
Folien Ko	10	(5)
Tantal-Elko	40	(30)
Al-Elko	500	
Si-Diode	3	(1)
Si-Leistungsdiode	50	
Si-Transistor	5	(1)
Si-Leistungs- transistor	60	(10)
SSI-IC	100	
MSI, LSI-IC	200	
Netztrafo, Relais	200	
IC-Sockel (1 Stift)	10	
Steckkontakt	10	
Lötstelle	1	

Die MTBF (Mean Time Between Failures) ist die durchschnittliche Zeit zwischen 2 Ausfällen eines Geräts, wobei man annimmt, daß der Ausfall ei-

nes Bauelements zum Ausfall des Geräts führt. Man erhält die MTBF als Inverses der Ausfallrate oder, indem man 10^9 durch die Summe der fit-Werte dividiert.

Beispiel: Ein Gerät enthält folgende Bauelemente:

6	Widerstände	9	fit
2	Folien KO	20	fit
1	Ta-Elko	40	fit
5	Steckkont.	50	fit
1	SSI-IC	100	fit
33	Lötstellen	33	fit

Summe:		252	fit

Vorsorglich wird eine Übertemperatur von 25°C angenommen, was die Ausfallrate auf 2520 fit erhöht. Dem entspricht eine MTBF von $10^9 / 2520 = 396825 \text{ h} = 45,26 \text{ Jahre}$. Diese sehr große MTBF rührt natürlich von der winzigen Schaltung her.

Bei allerhöchsten Forderungen an die Zuverlässigkeit setzt man redundante Schaltungen ein. Diese enthalten Reservebaugruppen, die bei Ausfall einer Baugruppe deren Funktion übernehmen. Der große Mehraufwand rechtfertigt eine Redundanz nur dort, wo eine Reparatur sehr aufwendig oder vollkommen unmöglich ist oder wo ein Ausfall sehr kostspielige oder sogar katastrophale Folgen haben kann. Beispiele sind Seekabel, Nachrichtensatelliten, Herzschrittmacher und Kernkraftwerke.

IV. Operationsverstärker

IV.1 Daten von Operationsverstärkern

a) Auswahl eines Operationsverstärkers

Die wichtigsten Kriterien für die Auswahl eines Operationsverstärkers sind geforderte Genauigkeit und die Bandbreite der Schaltung. Aus der Genauigkeit und der Größe der Eingangssignale geht der zulässige Eingangs-Spannungsfehler hervor. Dieser setzt sich zusammen aus der Eingangs-Offsetspannung und dem Spannungsabfall des Eingangs-Ruhestroms am Innenwiderstand der Schaltung. Bei der Bandbreite prüft man die Schleifenverstärkung des selektierten Verstärkers an der Obergrenze des Frequenzbereichs. Durch gegenseitiges Abwägen dieser Werte für verschiedene Verstärker und einen Seitenblick in die Preisliste muß man den optimalen Kompromiß finden. Leider haben diese 3 Parameter eines Verstärkers gegenläufige Tendenz.

Sind die Eingangsspannungen extrem klein, so muß auch das Rauschen berücksichtigt werden. Die Rauschdaten und Rauschberechnung von Operationsverstärkern werden in Abschnitt VI.5 behandelt.

b) Eingangs-Offsetspannung (Input Offset Voltage): U_{EOS} (Eingangs-Nullspannung)

Die Eingangs-Offsetspannung (kurz: Offsetspannung) eines Operationsverstärkers ist die Spannungsdiffe-

renz zwischen den Eingängen bei einer Ausgangsspannung $U_{aus} = 0$ V und unbelastetem Ausgang. Diese Spannung addiert sich als Fehler zur Signalspannung an den Eingängen und kann von dieser nicht unterschieden werden. Die Offsetspannung soll darum möglichst klein sein.

Die Angabe der Offsetspannung im Datenblatt gilt für den Operationsverstärker ohne Nullabgleich. Eine von Haus aus sehr kleine Offsetspannung kann dem Anwender den arbeitsintensiven Abgleichvorgang und ein Potentiometer ersparen. Dies kann den Einsatz eines besseren, teureren Verstärkers rechtfertigen.

Bei den meisten Operationsverstärkern läßt sich die Offsetspannung mit einem Potentiometer exakt auf 0 V abgleichen. Mit und ohne Nullabgleich sind Temperaturkoeffizient und Langzeitkonstanz der Eingangs-Offsetspannung wichtig, um die Genauigkeit temperaturunabhängig und auf Dauer zu erhalten.

Der exzellente Operationsverstärker OP27 hat beispielsweise folgende Spezifikationen für die Eingangs-Offsetspannung U_{EOS} :

ungetrimmter Wert:
30 (< 60) μ V
Temperaturkoeffizient:
0,2 (<0,6) μ V/ K
Langzeitstabilität:
0,2 (<0,6) μ V/Monat

c) Eingangsstrom (Input bias current): I_E

Der Eingangsstrom ist der im linearen (= nicht übersteuerten) Betrieb in die Eingänge fließende Strom. Dieser Strom ist beim idealen Operationsverstärker = 0, erreicht aber bei Operationsverstärkern mit bipolaren Eingangstransistoren Werte im nA bis μA -Bereich. Der Spannungsabfall des Eingangsstroms am Innenwiderstand der Schaltung bewirkt eine Abweichung vom Idealwert ohne Eingangsstrom. Entsprechend der zulässigen Abweichung muß ein Verstärker mit ausreichend kleinem Eingangsstrom ausgewählt werden.

Operationsverstärker mit Feldeffekt-Eingangstransistoren haben Eingangsströme bis unter 1 pA. Dies geht allerdings mit deutlich schlechteren Werten für die Eingangs-Offsetspannung einher.

d) Eingangs-Offsetstrom (Input offset current). IEOS (Eingangs-Nullstrom)

Der Eingangs-Offsetstrom (kurz: Offsetstrom) ist die Differenz der Eingangsströme der beiden Eingänge des Operationsverstärkers. Ein kleiner Wert des Offsetstroms ist deswegen wichtig, weil durch eine zweckmäßige Beschaltung des Operationsverstärkers der Einfluß der Eingangsströme kompensiert werden kann. Diese soll am Beispiel eines invertierenden Verstärkers erläutert werden:

Der Eingangsstrom des - Eingangs erzeugt am Innenwiderstand des Spannungsteilers R_1 , R_2 eine Fehlerspannung, die sich zur richtigen Spannung addiert. Sie ist gleich dem Eingangsstrom mal dem Innenwiderstand R_k . Legt man nun einen Widerstand mit dem Wert

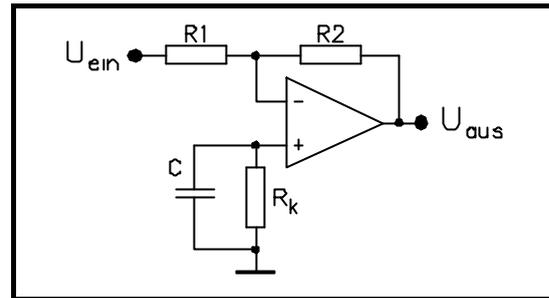


Abb. 4-1: Biasstrom Kompensation

$$R_k = (R_1 \parallel R_2) = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

zwischen den + Eingang und Masse, so tritt an ihm durch den Eingangsstrom des + Eingangs eine gleich große Fehlerspannung auf. Die beiden Fehlerspannungen heben sich damit auf. Das funktioniert aber nur bei exakt gleichen Eingangsströmen des + und - Eingangs, also einem verschwindenden Eingangs-Offsetstrom.

Der Kondensator parallel zum Kompensationswiderstand R_k verhindert in hochohmigen Schaltungen eine kapazitive Rückkopplung auf den + Eingang.

e) Leerlaufspannungsverstärkung (Voltage gain): V_o

Alle für den Operationsverstärker abgeleiteten Formeln gelten exakt nur für den "idealen" Operationsverstärker mit unendlich großer Leerlaufverstärkung V_o . Eine endliche Leerlaufverstärkung führt zum Auftreten einer Spannung ΔU zwischen den Eingängen, wenn U_{aus} verschieden von 0 V wird:

$$\Delta U = U_{aus} / V_o$$

Beim OP-27:

$$\Delta U = 10 \text{ V} / 1,5 \cdot 10^6 = 6,66 \mu\text{V}$$

Diese kleine Spannungsdivergenz stört nur bei höchstpräzisen Schaltungen.

Eine große Leerlaufverstärkung ist vor allem wichtig bei einer hohen Außenverstärkung V_a . Die Schleifenverstärkung V_s ist gleich der Leerlaufverstärkung V_u mal der "Verstärkung" V_g des Gegenkopplungsnetzwerks. Alle Fehler des Operationsverstärkers werden um den Wert von V_s verkleinert, so daß $1/V_s$ eine Abschätzung für die vom Operationsverstärker her rührenden Fehler der Schaltung angibt.

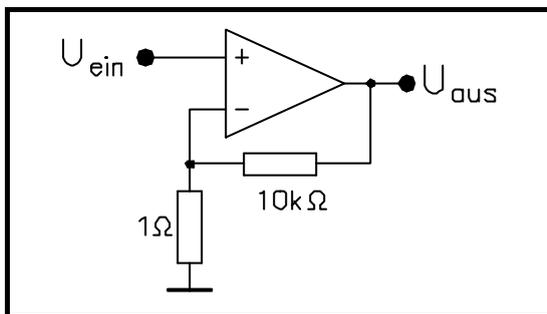


Abb. 4-3: 10000-fach Verstärker

Der Verstärker in Abb. 4-2 hat eine Außenverstärkung von 10^4 . Die Schleifenverstärkung der Schaltung beträgt:

$$V_s = V_u \cdot V_g = 1,5 \cdot 10^6 \cdot 10^{-4} = 1,5 \cdot 10^2.$$

Der Fehler liegt also im Bereich von ca. $1/150$, also um 0,66 %.

Abb. 4-3 zeigt das Absinken von V_0 mit steigender Frequenz. Bei der maximalen Arbeitsfrequenz der Schaltung muß genügend Schleifenverstärkung bleiben, um die nötige Genauigkeit einzuhalten.

f) Verstärkungs-Bandbreite Produkt Gain-Bandwidth Product: GBW

Die Stabilitätsbedingung nach Nyquist sagt aus, daß für Stabilität einer Schaltung die Schleifenverstärkung bei zunehmender Frequenz mit 6 - 12 dB/Oktave zurückgehen muß. Die Leerlaufverstärkung aller intern kom-

pensierten Operationsverstärker geht deswegen von einer bestimmten Frequenz an linear mit einer Steilheit von 6 dB/Oktave zurück. In diesem Bereich sinkt bei einer Verdopplung der Frequenz die Leerlaufverstärkung auf die Hälfte ab. Das Produkt aus beiden, das Verstärkungs-Bandbreite Produkt, ist daher konstant.

Die Leerlaufverstärkung am oberen Ende der Bandbreite ist damit einfach GBW/Maximalfrequenz. Für eine ausreichende Genauigkeit der Schaltung muß die Außenverstärkung der Schaltung mindestens 15 dB (Faktor

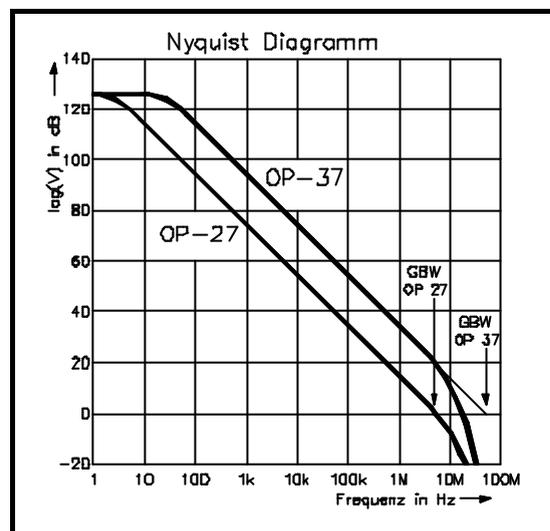


Abb. 4-2: Frequenzgang der Leerlaufverstärkung V_0

6) unter dieser Grenze bleiben. In Abb. 4-3 sind die GBW-Produkte des OP-27 (ca. 5 MHz) und des OP-37 (ca. 40 MHz) markiert.

Operationsverstärker, wie auch der OP27, sind normalerweise so frequenzkompensiert, daß sie bei $V_g = 1$ stabil sind. Dafür muß der lineare Abfall von V_0 mit der Frequenz sich bis zur Frequenz GBW erstrecken ($V_0 = 1$). Deutlich höhere Leerlaufverstärkungen sind möglich, wenn sich der lineare Verstärkungsabfall nur bis zu einer Frequenz erstreckt, bei der V_0 noch über 1 liegt. Für Stabilität darf

die Schleifenverstärkung bei dieser Frequenz maximal den Wert 1 haben und das Gegenkopplungsnetzwerk muß entsprechend dämpfen. Die Außenverstärkung hat dann mindestens den Wert von V_o bei dieser Frequenz.

Der Operationsverstärker OP-37 ist für eine minimale Außenverstärkung von 5 kompensiert. Er hat dadurch im Bereich des linearen Verstärkungsabfalls die 5-fache Leerlaufverstärkung des OP-27 und den 5-fachen Wert von GBW. Entsprechend können Genauigkeit, Außenverstärkung oder Bandbreite um diesen Faktor verbessert werden.

g) Gleichtaktunterdrückung (Common mode rejection ratio): CMRR

Trotz großen schaltungstechnischen Aufwands hat die Eingangs-Gleichtaktspannung realer Operationsverstärker einen kleinen Einfluß auf die Eingangsstufe des Verstärkers. Die Gleichtaktunterdrückung gibt an, um wieviel schwächer eine Gleichtaktspannung an den Eingängen auf den Ausgang wirkt als eine Spannung zwischen den Eingängen.

Eine hohe Gleichtaktunterdrückung ist bei allen Anwendungen mit Gleichtaktspannungen wichtig, z.B. beim nichtinvertierenden und beim Differenzverstärker. Hochwertige Operationsverstärker haben Gleichtaktunterdrückungen von 80 - 130 dB. Leider sinkt die Unterdrückung mit wachsender Frequenz.

h) Betriebsspannungsunterdrückung (Power supply rejection ratio): PSRR

Die Betriebsspannungsunterdrückung wird beim Einsatz von Operationsverstärkern gerne übersehen. Sie eliminiert den Einfluß instabiler, verbrummter oder rauschender Ver-

sorgungsspannungen und ist daher besonders wichtig bei der Verstärkung sehr kleiner Eingangssignale.

Eine Änderung der Betriebsspannung wirkt auf alle Stufen des Verstärkers, wobei die Eingangsstufe am empfindlichsten ist. Die Betriebsspannungsunterdrückung gibt an, um wieviel schwächer eine Änderung der Betriebsspannung auf den Ausgang wirkt als eine Spannung zwischen den Eingängen. Hochwertige Operationsverstärker haben Betriebsspannungsunterdrückungen von 80 - 120 dB. Auch diese Unterdrückung sinkt mit wachsender Frequenz, was sich aber durch eine kapazitive Abblockung der Versorgungsspannung entschärfen läßt.

i) Anstiegsgeschwindigkeit (Slew rate SR): dU_A/dt

Durch die internen Kapazitäten der Schaltung und die Ergiebigkeit der internen Stromquellen kann sich die Ausgangsspannung nur mit einer gewissen Maximalgeschwindigkeit ändern. Die Anstiegsgeschwindigkeit wird in $V/\mu s$ angegeben. Bei geringer Verstärkung und großem Hub der Ausgangsspannung begrenzt die Anstiegsgeschwindigkeit die obere Grenzfrequenz einer Schaltung.

j) Maximale Ausgangsspg.: U_{ASS}
Eingangsgleichtaktbereich: U_{EG}

Der heutige Standard für Operationsverstärker und analoge Funktionsmodule spezifiziert Betriebsspannungen von $\pm 15V$ und einen Signalbereich von $\pm 10 V$. Das heißt, daß die Ausgänge auch mit Belastung einen Spannungshub von mindestens $\pm 10 V$ erreichen müssen. Typische Werte liegen bei $\pm 11 V$ bis $\pm 13 V$ mit einem auch unter Last garantierten Minimalwert von $\pm 10 V$.

Diesem Ausgangsspannungshub müssen die Eingänge folgen können. Zum Beispiel beim Spannungsfolger können die Eingänge im Betrieb den vollen Spannungsbereich durchlaufen. Dementsprechend beträgt der Eingangsgleichtaktbereich typisch $\pm 11\text{ V}$ bis $\pm 13\text{ V}$ mit einem Mindestwert von $\pm 10\text{ V}$. Eine spezielle Schaltungsauslegung kann den Eingangsgleichtaktbereich bis zur negativen Versorgungsspannung erweitern (siehe II.5). Dies ist für batteriegespeiste Geräte wichtig, in denen man mit einer Betriebsspannung auskommen muß.

Mit Hilfe der in Kapitel II.5a beschriebenen Schaltungstechnik kann man Gleichtaktbereiche erzielen, welche beide Versorgungsspannungen einschließen. Solche Eingänge werden als rail-to-rail Eingänge bezeichnet. Legt man den Ausgang mit Transistoren in Emitterschaltung an den Versorgungsspannungen aus, so können diese den Ausgang bis zu ihrer Sättigungsspannung an die Versorgungsleitungen ziehen, also bis auf ca. 150 mV. Solche rail-to-rail Ausgänge sind hilfreich beim Betrieb an kleinen Versorgungsspannungen.

RRIO (rail-to-rail input/output) Verstärker kombinieren diese beiden Eigenschaften.

IV.2 Operationsverstärker-Schaltungen

Die nachfolgenden Schaltungen sollen möglichst verschiedenartige Anwendungen aufzeigen und stellen eine willkürlich getroffene Auswahl dar. Einige Schaltungen von Stromquellen und aktiven Filtern folgen noch in den jeweiligen Kapiteln. Die Formeln werden nicht theoretisch hergeleitet. Zum Ausgleich wird in Abschnitt IV.3 die Berechnung von Operationsverstärker Schaltungen beschrieben.

Weitere Schaltungen finden sich in Kapitel VII: Stromquellen.

a) Invertierender Verstärker

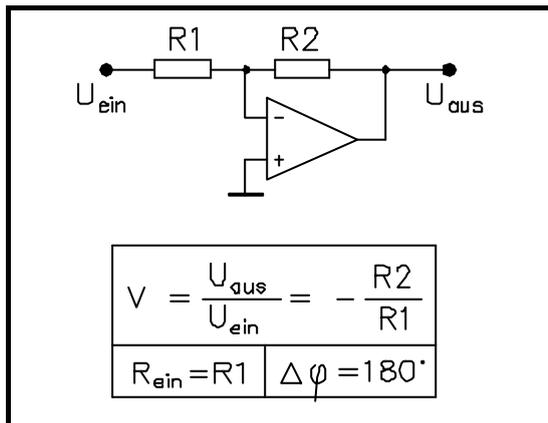


Abb. 4-5: Invertierender Verstärker

Beim invertierenden Verstärker fließt durch R1 Strom zum - Eingang. Der Verstärker gibt eine solche Ausgangsspannung U_{aus} ab, daß der - Eingang auf Massepotential bleibt und der Strom durch R2 zum Ausgang abfließt. Die Schaltung hat den Eingangswiderstand R1

b) Strom-Spannungs Wandler

Im invertierenden Verstärker wandelt R1 die Eingangsspannung in einen Strom um. Läßt man einen Strom direkt zum - Eingang fließen, so wird er

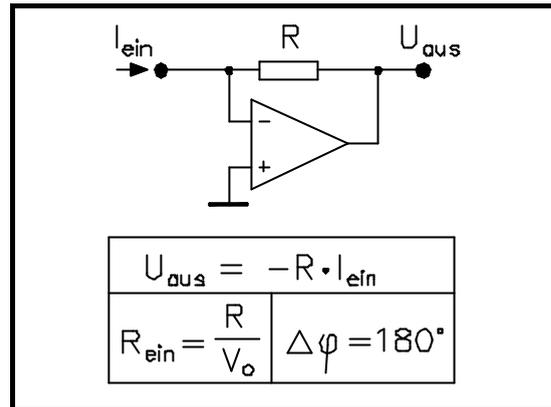


Abb. 4-6: Strom-Spannungs Wandler

durch den Widerstand R zum Ausgang abgeleitet. Der ganz große Vorteil dieser Schaltung liegt im verschwindend kleinen Spannungsabfall bei der Strommessung, der in einem sehr kleinen Eingangswiderstand resultiert. Sein Wert beträgt R/V_o.

c) Nichtinvertierender Verstärker

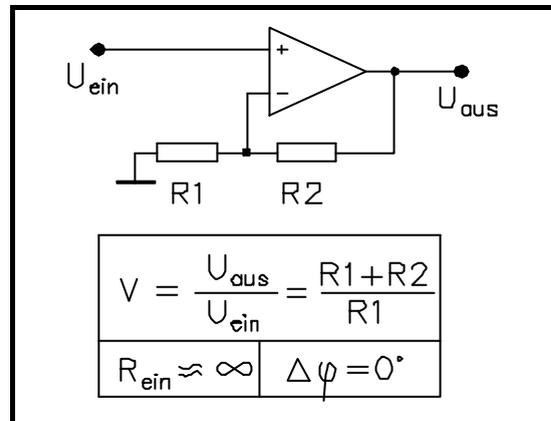


Abb. 4-4: Nichtinvertierender Verstärker

Die Eingangsspannung liegt direkt am hochohmigen + Eingang. Die Ausgangsspannung stellt sich so ein, daß die durch R1 / R2 heruntergeteilte Spannung gleich der Eingangsspannung ist. In dieser Schaltung tritt eine Gleichtaktspannung auf, die gleich der Eingangsspannung ist.

d) Spannungsfolger

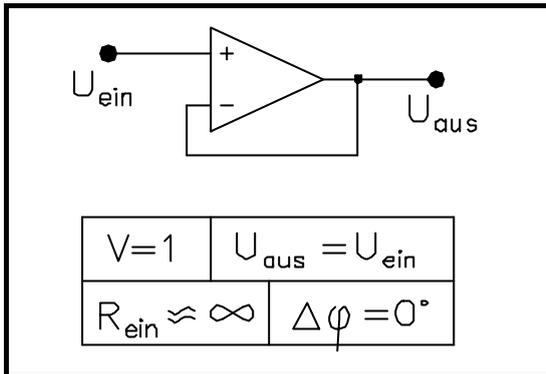


Abb. 4-8: Spannungsfolger

Im Spannungsfolger wird die Ausgangsspannung exakt der Eingangsspannung nachgeführt. Er wird als Impedanzwandler mit sehr großem Eingangs- und sehr kleinem Ausgangswiderstand eingesetzt. Die Gleichtaktspannung überstreicht den vollen Signalbereich. Die Schleifenverstärkung ist gleich der Leerlaufverstärkung, was hohe Forderungen an deren Frequenzgang stellt.

e) Summierer

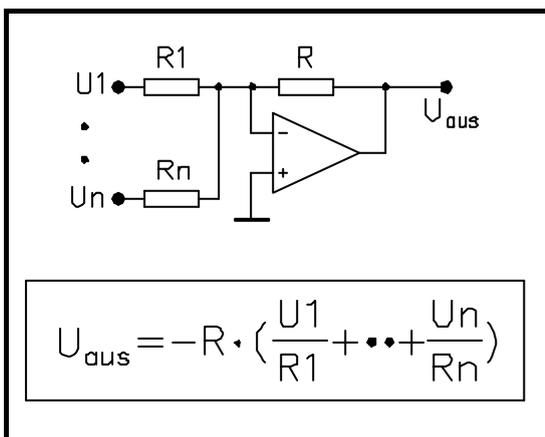


Abb. 4-9: Summierer

Gibt man dem invertierenden Verstärker mehrere Eingänge, so muß der Ausgang die Summe der Ströme ableiten und die Ausgangsspannung gibt die Summe der Eingangsspannungen wieder. Der Verstärker hält die Spannung am Summierpunkt der

Schaltung stets auf Massepotential fest, dadurch können keine Rückwirkungen zwischen den Eingängen auftreten. Die Schaltung ist prädestiniert für Mischpulte etc.

f) Integrierer und Differenzierer

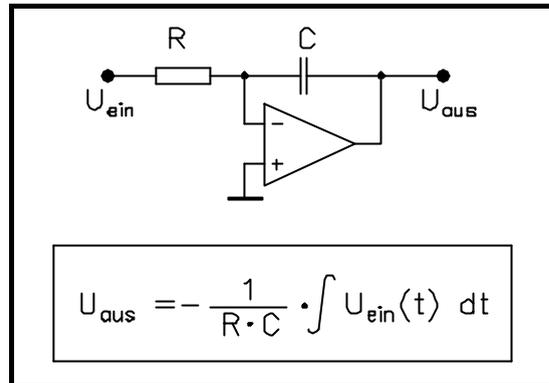


Abb. 4-10: Integrierer

Ersetzt man im invertierenden Verstärker einen der beiden Widerstände durch einen Kondensator C, so entstehen der Integrierer und der Differenzierer. Im Integrierer sitzt C im Gegenkopplungszweig und wird mit dem Strom U_{ein} / R aufgeladen. Die Ausgangsspannung ist exakt gleich dem Integral über die Eingangsspannung bzw. des Eingangsstroms.

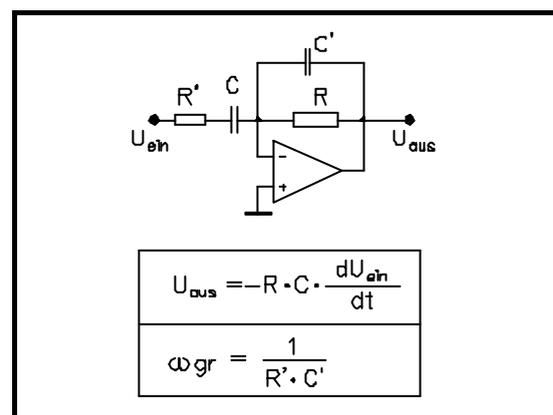


Abb. 4-7: Differenzierer

Im Differenzierer wird der Widerstand R1 des invertierenden Verstärkers durch einen Kondensator C ersetzt. Änderungen der Eingangsspannung,

werden am Kondensator C in einen Strom umgesetzt, der an R die Ausgangsspannung hervorruft. Die Schaltung hat die Komplikation, daß im Gegenkopplungsweg ein RC-Glied liegt, das einen Verstärkungsabfall von 6dB/Oktave hat. Zusammen mit den 6dB/Oktave des Verstärkers selbst liegt man damit an der Grenze der Stabilität gemäß Nyquist. Für kontrolliertes Verhalten müssen R' und C' eingefügt werden, welche die Schleifenverstärkung leicht anheben, leider aber die obere Grenzfrequenz der Schaltung herabsetzen. Genaueres hierzu siehe in Abschnitt IV.4.

Beim Vergleich der Eigenschaften stellt man fest, daß der Integrierer dem Ideal sehr nahe kommt, der Differenzierer aber nicht. Will man die Differentialgleichungen irgendwelcher zeitlichen Vorgänge im Analogrechner mit Operationsverstärker-Schaltungen nachbilden, so wählt man immer die Ausführungsform mit Integrierern. Differenzierer werden nur eingesetzt, wenn ihre Funktion unverzichtbar ist. Ein Beispiel dafür ist die Gewinnung der Geschwindigkeit aus einer ortsabhängigen Spannung.

g) Komparator

Ein Komparator ist ein schneller Operationsverstärker ohne Frequenzkompensation. Natürlich kann man auch einen Operationsverstärker einsetzen. Je nach der Spannung zwischen den Eingängen schaltet der Ausgang. Kritisch wird es bei Spannungsgleichheit der Eingänge. Die extrem hohe Leerlaufverstärkung führt bei Rauschen der Eingangsspannung und auch bei der geringsten Kopplung vom Ausgang zum +Eingang zum Oszillieren des Ausgangs. Dagegen gibt es 2 Abhilfen:

Hysterese: Der Ausgang des Verstär-

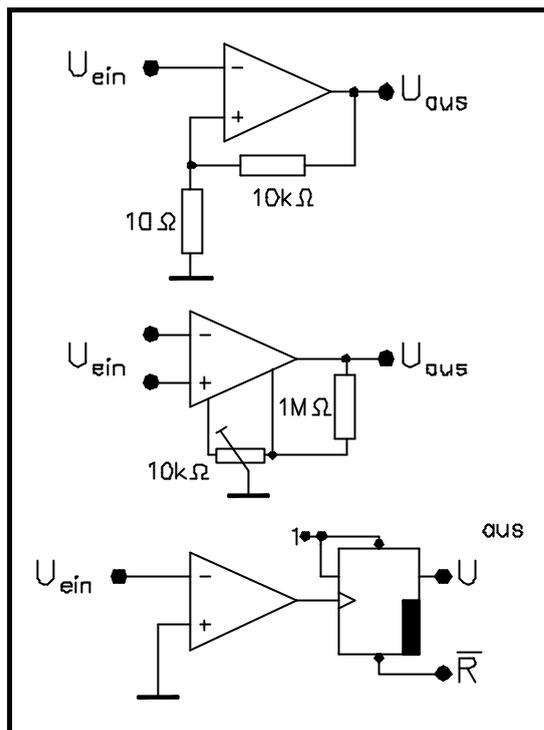


Abb. 4-11 Komparator mit Hysterese und mit Latch

kers wird über einen Spannungsteiler auf den +Eingang zurückgeführt, was eine Mitkopplung bewirkt. Diese Hysteresespannung ist gleich dem Spannungshub am +Eingang. Beim Umschalten des Ausgangs wird der Schaltpunkt des Komparators um die Hysteresespannung versetzt, was auch den Schaltvorgang beschleunigt. Die Spannung am -Eingang muß erst wieder um die Hysteresespannung absinken, damit der Komparator zurückschaltet. Erfahrungsgemäß reichen 5 - 10 mV zur Unterbindung von Oszillationen.

Benötigt die Anordnung den +Eingang, so kann man den Ausgang auch auf den passenden Nullungseingang des Komparators führen.

Latch: Am Ausgang des Komparators ist ein D-Flipflop angeschlossen, das beim ersten Schalten des Ausgangs gesetzt wird und gesetzt bleibt, bis es am \bar{R} -Eingang zurückgesetzt wird. Ein kleiner Nachteil ist die geringfügige Verzögerung durch das Flipflop.

h) Phasenschieber Allpaß

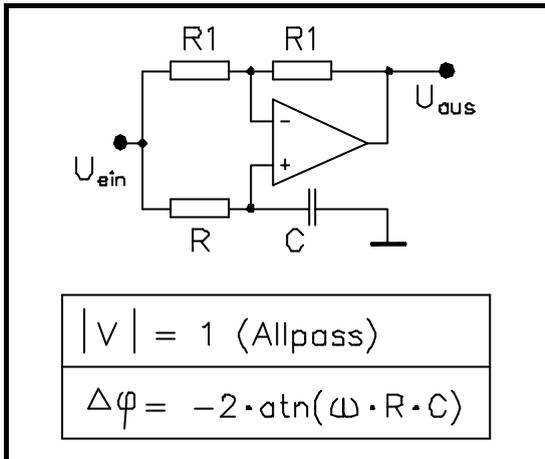


Abb. 4-11: Phasenschieber-Allpaß

Die Schaltung verhält sich als Allpaß. Die Verstärkung ist konstant, frequenzabhängig ist nur der Phasenunterschied zwischen Ein- und Ausgangsspannung. Am einfachsten versteht man die Schaltungen durch Betrachtung bei sehr tiefen und sehr hohen Frequenzen:

Bei tiefen Frequenzen ist der Kondensator sehr hochohmig und man kann ihn völlig wegdenken. Die Eingangsspannung gelangt also unverfälscht auf den +Eingang des Operationsverstärkers. Beide Enden des linken Widerstands R1 liegen an der gleichen Spannung, dadurch ist dieser stromlos. Damit muß auch der rechte Widerstand R1 stromlos sein und U_{aus} ist genau gleich U_{ein} .

Bei sehr hohen Frequenzen ist der Kondensator sehr niederohmig und legt den +Eingang wechsellspannungsmäßig an Masse. Die Schaltung arbeitet als invertierender Verstärker.

Einsatzgebiete dieser Schaltung sind Filter und Entzerrer zur Kompensation von Phasen- und Laufzeitabweichungen.

i) Differenzverstärker

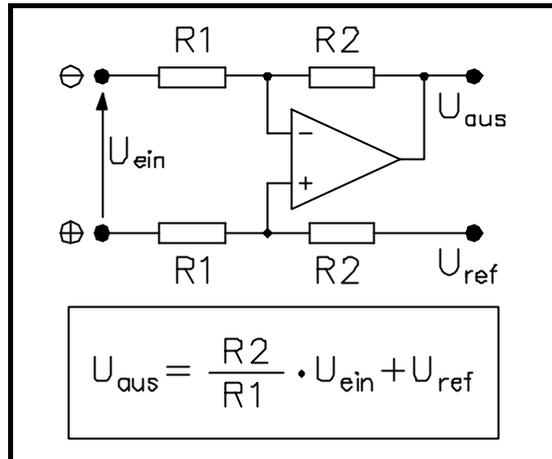


Abb. 4-12: Differenzverstärker

Der Differenzverstärker verstärkt die Spannungsdifferenz zwischen seinen beiden Eingängen um einen definierten Faktor. Seine Eingänge sind nicht hochohmig und der + Eingang wirkt auf den - Eingang zurück. Seine Schaltung wird in Abschnitt IV.3 explizit durchgerechnet.

Sehr gut eignet sich der Differenzverstärker zum Versatz von Gleichspannungen. Die Schaltung hält die Spannung zwischen Ausgang U_{aus} und Bezugsspannung U_{ref} konstant, solange Gleichtakt- und Ausgangsspannungsbereich des Operationsverstärkers eingehalten werden.

Damit löst man das Problem der Ansteuerung von Digital-Panelmetern, deren Eingangs-Bezugspunkt nicht am Minuspol der Versorgungsspannung liegt. Es wird einfach der U_{ref} -Anschluß an den Bezugspunkt gelegt. Auch Erdschleifen können mit ihrer Hilfe aufgetrennt werden.

j) Instrumentenverstärker mit 3 Operationsverstärkern

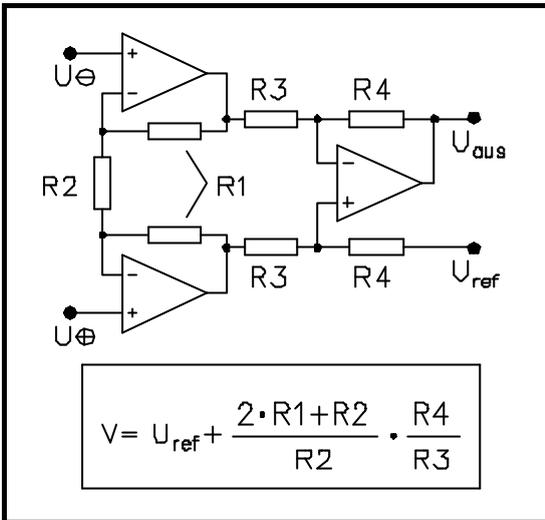


Abb. 4-13: Instrumentenverstärker mit 3 Op.verstärkern

Ein Instrumentenverstärker ist ein Differenzverstärker mit hochohmigen Eingängen. Durch den symmetrischen Aufbau hat er bis zu hohen Frequenzen eine gute Gleichtakterdrückung. Die erste Stufe kann man als 2 nichtinvertierende Verstärker ansehen mit R1 und R2/2 als Widerstandsbeschaltung. Die "Mitte" von R2 liegt auf dem Mittelwert der beiden Eingangsspannungen. Die erste Stufe verstärkt nur die Spannungsdifferenz zwischen den Eingängen, nicht aber die Gleichtaktspannung. Als 2. Stufe dient der schon bekannte Differenzverstärker, der die Gleichtaktspannung unterdrückt und die Ausgangsspannung U_{aus} auf U_{ref} bezieht. R2 als einziger nicht paarweise vorhandener Widerstand ist prädestiniert zur Verstärkungseinstellung.

k) Instrumentenverstärker mit 2 Operationsverstärkern

Dieser Instrumentenverstärker kommt mit 2 Operationsverstärkern aus. Mit dem Widerstand R_G kann die Verstär-

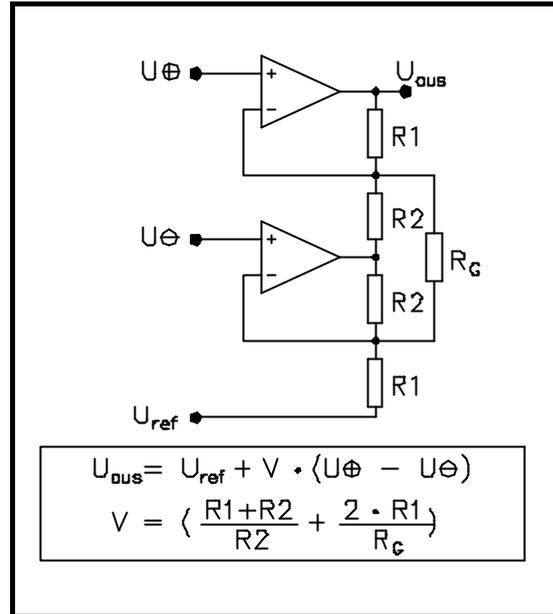


Abb. 4-14: Instrumentenverstärker mit 2 Op.verstärkern

kung zusätzlich erhöht werden, ohne ihn entfällt der rechte Term in der Formel für die Verstärkung. Bei hoher Außenverstärkung V muß der obere Verstärker sehr hoch verstärken, der untere dagegen sehr wenig. Hohe Genauigkeit ist durch diese Unsymmetrie nur bei niedrigen Frequenzen erzielbar.

l) Slew-Rate Filter

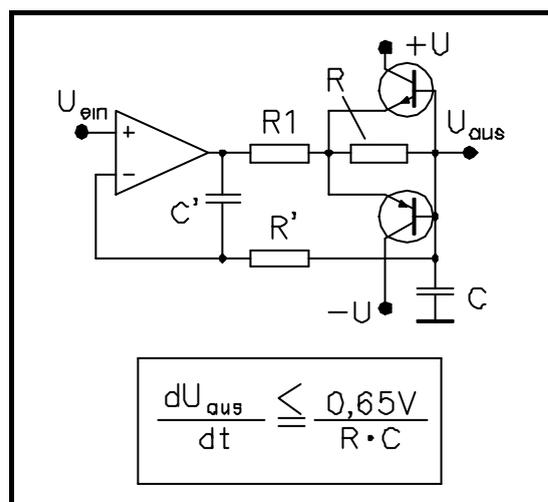


Abb. 4-15: Slew-Rate Filter

Das Filter dämpft Störimpulse durch Begrenzung der Änderungsgeschwin-

digkeit (=Slew-Rate) der Ausgangsspannung. Steigt die Spannung an R über 0,65 V, so wird einer der beiden Emitterfolger leitend und begrenzt die Spannung. Das begrenzt den Lade-strom für C und damit die Anstiegsge-schwindigkeit von U_{aus} . Die Schaltung ist im Prinzip ein Span-nungsfolger, in dem die Ausgangs-spannung über R1, R und R' zum - Eingang zurückgeführt wird. R und C im Gegenkopplungspfad senken die Schleifenverstärkung mit 6 dB/Okt. Ihr schädlicher Einfluß auf die Stabilität wird durch R' und C' ausgeschaltet.

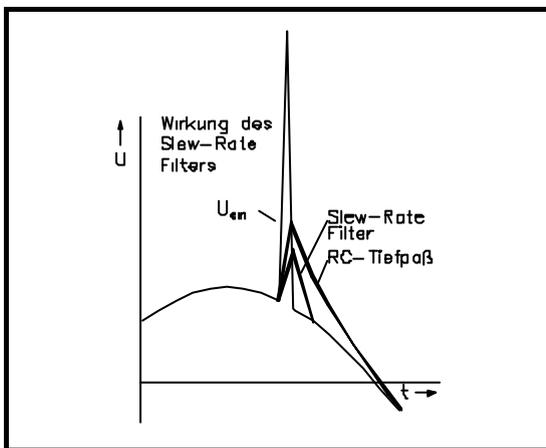


Abb. 4-16: Wirkg. Slew-Rate Filter

Liegt am Eingang ein Störimpuls, so steigt die Ausgangsspannung wäh- rend des Impulses mit Maximalge- schwindigkeit an, um danach auf den Wert der Eingangsspannung zurück- zukehren. Vom hohen Störimpuls bleibt nur eine dreiecksförmige Exkur- sion der Ausgangsspannung übrig, die von einem nachfolgenden RC-Fil- ter leicht unterdrückt wird. Ein einfa- cher RC-Tiefpaß integriert die gesamte Spannungszeitfläche eines Störimpulses auf und bewirkt eine sehr viel größere Spannungsabwei- chung der Ausgangsspannung.

m) Bipolarer Koeffizient

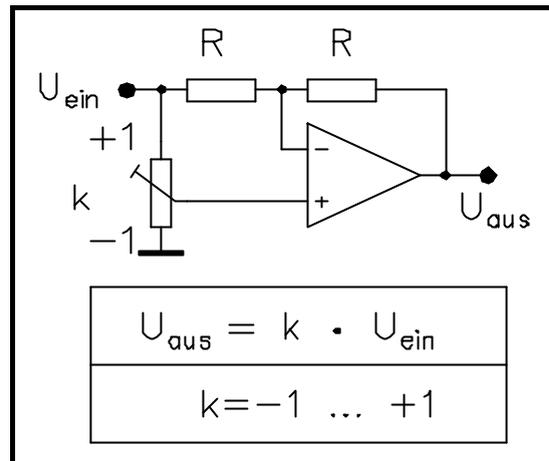


Abb. 4-17: Bipolarer Koeffizient

Schleifer oben: $k=1$, Spannungsfolger mit $U_{aus} = U_{ein}$.

Schleifer mittig: $k=0$, Differenzverstärker mit gleicher Spannung an beiden Eingängen, $U_{aus} = 0$.

Schleifer unten: $k=-1$, invertierender Verstärker, $U_{aus} = -U_{ein}$.

Die Verstärkung k kann kontinuierlich zwischen 1 und -1 eingestellt werden. Interessant ist der Einsatz mit einer Referenzspannung am Eingang, wo- bei die Ausgangsspannung kontinu- ierlich durch 0 hindurch eingestellt werden kann.

n) Sample & Hold Schaltung

Eine Sample&Hold Schaltung ist ein analoger Spannungsspeicher. Bei ge- schlossenem Schalter (Sample-Zu- stand) folgt der Ausgang der Ein- gangsspannung. Die kapazitive Bela- stung der OP-Ausgänge durch den Speicherkondensator erfordert hohe Ströme bei raschen Spannungsände- rungen und stellt erhebliche Anforder- ungen an die Stabilität. Bei offenem Schalter im Hold-Zustand speichert der Kondensator den letzten Span- nungswert und die Ausgangsspan- nung bleibt konstant. Die obere Schaltung in Abb. 4-19 enthält den Spannungsfolger OP1, der den Aus-

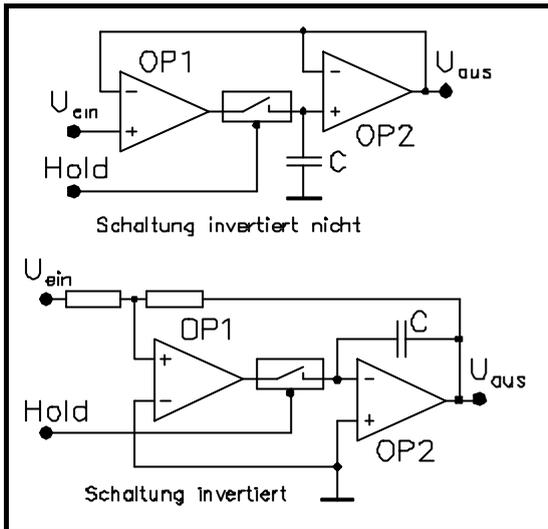


Abb. 4-18: Sample & Hold Schaltung

gang dem Eingang nachführt. Der Spannungsfolger OP2 belastet den Kondensator minimal bei offenem Schalter und der hält die Ausgangsspannung konstant. Die Schaltung invertiert nicht.

Die untere Schaltung enthält einen invertierenden Verstärker OP1, der den Ausgang des Integrierers OP2 dem Eingang nachführt. Bei offenem Schalter bleibt die Ausgangsspannung des Integrierers konstant. Diese Schaltung invertiert die Eingangsspannung.

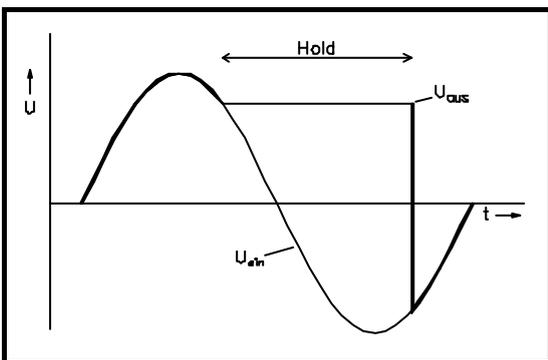


Abb. 4-19: Wirkung der Sample&Hold Schaltung

Eine Track&Hold Schaltung ist mit einer Sample&Hold Schaltung funkti-

onsmäßig identisch. Man will damit nur andeuten, ob im Normalzustand die Ausgangsspannung dem Eingang folgt (Track) oder, ob die Eingangsspannung kurzzeitig abgetastet (Sample) und danach festgehalten wird.

o) Präzisions Gleichrichter

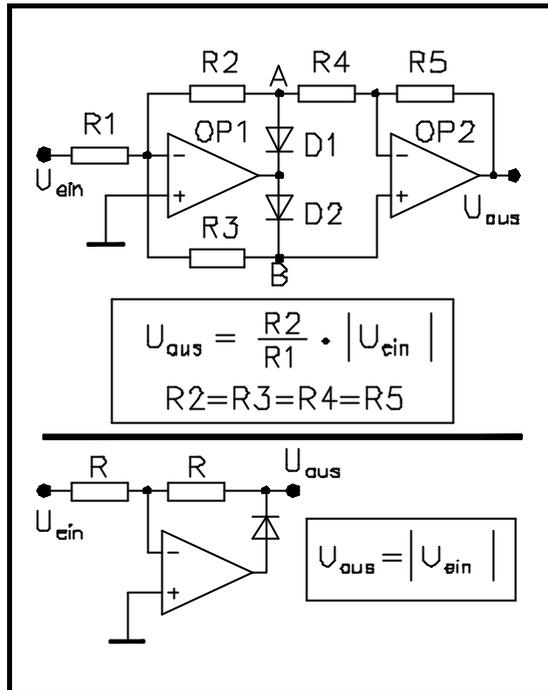


Abb. 4-20: Präzisions Gleichrichter

Die Schaltungen bilden mit hoher Genauigkeit den Betrag der Eingangsspannung. In der oberen Schaltung invertiert OP1 und die beiden Dioden D1 und D2 entscheiden über den Weg der Gegenkopplung. Bei positivem Eingang leitet D1 und an Punkt A liegt die invertierte Eingangsspannung. Diese Spannung wird von OP2 noch einmal invertiert, so daß am Ausgang wieder die Eingangsspannung auftritt.

Bei negativer Eingangsspannung leitet D2 und die invertierte Eingangsspannung liegt an Punkt B. Sie wird von OP2 nichtinvertierend verstärkt, so daß sie am Ausgang mit positivem Wert auftritt. Der durch R2, R4 und

R5 zum Eingang von OP1 zurückfließende Strom gleicht die 1,5-fache Verstärkung von OP2 exakt aus, so daß negative Eingangsspannungen um den gleichen Faktor verstärkt werden, wie positive.

In der unteren Schaltung wird eine positive Eingangsspannung über die beiden Widerstände R einfach durchgereicht. Die Diode sperrt und der Verstärker ist voll in negativer Sättigung. Bei negativer Spannung leitet die Diode und der Verstärker invertiert die Eingangsspannung. Die Ausgangsspannung ist in beiden Fällen positiv.

Ungünstig für das dynamische Verhalten ist die Tatsache, daß bei positiver Eingangsspannung der Verstärker in Sättigung geht. Die Rückkehr aus der Sättigung in den linearen Betrieb dauert einige μs und beim Einsatz der Gegenkopplung kann ein Überschwingen auftreten.

p) High-Side Strommessung

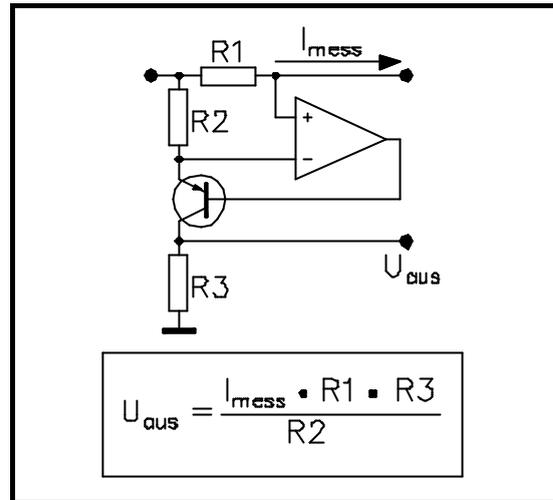


Abb. 4-21: High-Side Strommessung

Die Schaltung setzt den Strom I_{mess} in der +Leitung in eine Spannung gegen Masse um. Der Operationsverstärker erzwingt gleiche Spannungen an R1 und R2. Der Strom durch R2 fließt auch durch R3, der Spannungsabfall ist die Ausgangsspannung.

IV.3 Berechnung von Operationsverstärker-Schaltungen

Die Grundschaltungen des Operationsverstärkers lassen sich in Kenntnis der Spannungsgleichheit und Stromlosigkeit der beiden Eingänge sehr einfach berechnen. In komplizierteren Anordnungen tut man sich oft schwer mit der Aufstellung der Formeln. Die hier beschriebene "Holzhammer"-Methode beruht auf einfachsten Prinzipien und führt immer zum Ziel.

Man nimmt einfach an, die Ein- und Ausgangsspannung zu kennen und rechnet aus ihnen und der Beschaltung die Spannung an den beiden Eingängen des Verstärkers aus. Im zweiten Schritt setzt man die Spannungen an den Eingängen gleich und löst auf nach U_{aus} . Die Vorgehensweise soll an zwei einfachen Beispielen gezeigt werden:

a) Differenzverstärker

Als erstes Beispiel soll die Verstärkung des in IV.2 j vorgestellten und in Abb. 4-23 nochmals gezeigten Differenzverstärkers berechnet werden:

1. Schritt: Spannungen an den Eingängen:

Beim -Eingang wird zur Spannung U_{aus} die vom Spannungsteiler R_1 , R_2 heruntergeteilte Spannungsdifferenz zwischen U_- und U_{aus} addiert:

$$U_{\text{Op-}} = U_{\text{aus}} + (U_- - U_{\text{aus}}) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Am +Eingang liegt die heruntergeteilte Spannung U_+ :

$$U_{\text{Op+}} = U_+ \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

2. Schritt: Gleichsetzen:

$$\begin{aligned} U_{\text{Op+}} &= U_+ \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \\ &= U_{\text{aus}} + (U_- - U_{\text{aus}}) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\ U_+ &= U_{\text{aus}} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} + U_- - U_{\text{aus}} \\ U_+ - U_- &= U_{\text{aus}} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} - U_{\text{aus}} \cdot \frac{R_2}{R_2} \\ &= U_{\text{aus}} \cdot \frac{R_1}{R_2} \end{aligned}$$

Damit erhält man die gesuchte Beziehung:

$$U_{\text{aus}} = \frac{R_2}{R_1} \cdot (U_+ - U_-)$$

b. Instrumentenverstärker mit 2 Operationsverstärkern:

(Siehe IV.2 I und Abb. 4-15)

"Unterer" Operationsverstärker. U^* ist die Spannung an seinem Ausgang:

1. Schritt: Spannungen berechnen:

Spg. am Op. +Eingang:

$$U_{\text{Op+}} = U_-$$

Spg. am Op. -Eingang::

$$U_{\text{Op-}} = U_{\text{ref}} + (U^* - U_{\text{ref}}) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

2. Schritt: Gleichsetzen:

$$U_{\text{Op+}} = U_{\text{Op-}}$$

$$U_- = U_{\text{ref}} + (U^* - U_{\text{ref}}) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Nach U^* auflösen:

$$\begin{aligned} U_- &= U_{\text{ref}} + U^* \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \\ &\quad - U_{\text{ref}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} U^* \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} &= \\ &= U_- + U_{\text{ref}} \cdot \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - 1 \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= U_- + U_{\text{ref}} \cdot \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2} \right) \\
 &= U_- + U_{\text{ref}} \cdot \frac{-R_2}{R_1 + R_2} \\
 &= U_- - U_{\text{ref}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}
 \end{aligned}$$

Nun wird $\frac{R_1}{R_1 + R_2}$ auf die rechte Seite gebracht:

$$\begin{aligned}
 U^* &= U_- \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} - \\
 &\quad - U_{\text{ref}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1}
 \end{aligned}$$

Damit ist der Wert von U^* gefunden:

$$U^* = U_- \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} - U_{\text{ref}} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

Jetzt wird der "obere" Operationsverstärker berechnet:

1. Schritt: Spannungen berechnen:
Spg. am Op. +Eingang:

$$U_{\text{Op}+} = U_+$$

Spg. am Op. -Eingang:

$$U_{\text{Op}-} = U^* + (U_{\text{aus}} - U^*) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

2. Schritt: Gleichsetzen:

$$U_{\text{Op}+} = U_{\text{Op}-}$$

$$U_+ = U^* + (U_{\text{aus}} - U^*) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Nach U_{aus} auflösen:

$$\begin{aligned}
 U_+ &= U^* + U_{\text{aus}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \\
 &\quad - U^* \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}
 \end{aligned}$$

$$U_{\text{aus}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} =$$

$$\begin{aligned}
 &= U^* \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U^* + U_+ \\
 &= U^* \cdot \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - 1 \right) + U_+
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= U^* \cdot \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2} \right) + U_+ \\
 &= U^* \cdot \frac{-R_1}{R_1 + R_2} + U_+ \\
 &= U_+ - U^* \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}
 \end{aligned}$$

Beide Seiten werden durch $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$ dividiert:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{aus}} &= U_+ \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} - \\
 &\quad - U^* \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2}
 \end{aligned}$$

$$U_{\text{aus}} = U_+ \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} - U^* \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

zum Abschluß U^* einsetzen:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{aus}} &= U_+ \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} - \\
 &\quad - \left(U_- \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} - U_{\text{ref}} \cdot \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot \frac{R_1}{R_2} \\
 &= U_+ \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} - U_- \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_1}{R_2} + \\
 &\quad + U_{\text{ref}} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_1}{R_2}
 \end{aligned}$$

$$= U_+ \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} - U_- \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} + U_{\text{ref}}$$

Ergebnis:

$$U_{\text{aus}} = U_{\text{ref}} + \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot (U_+ - U_-)$$

Für eigene Rechenübungen eignet sich sehr gut die Howland Stromquelle aus Kapitel VII.2c. Ihre Formeln fallen am Ende wie ein Kartenhaus in sich zusammen.

IV.4 Stabilität von Operationsverstärkern

Nach Nyquist ist es hinreichend für die Stabilität einer Operationsverstärker-Schaltung, daß die Schleifenverstärkung ab einer bestimmten Frequenz mit einer Steigung zwischen 6 und 12 dB/Oktave abfällt. Bei Verdopplung der Frequenz muß die Verstärkung mindestens auf die Hälfte und darf maximal auf 1/4 abfallen. Wir wollen jetzt Maßnahmen studieren, mit denen man einer real vorhandenen Schaltung das Schwingen abgewöhnen kann. Das Wissen um die Theorie ist zwar auch hier sehr hilfreich (es ist nichts so praktisch wie eine gute Theorie), aber die Maßnahmen müssen wirklich am Arbeitstisch ausgeführt werden und zum Erfolg führen.

a) Ursachen des Schwingens und Abhilfe

Das erste praktische Problem liegt darin, daß eine schwingende Schaltung durchaus arbeitet, aber teilweise merkwürdige Eigenschaften zeigt. Selbst so behäbige Operationsverstärker wie der 741 können mit kleiner Amplitude bei unerwartet hohen Frequenzen schwingen. Indizien für Schwingen sind Handempfindlichkeit der Schaltung und jähe Spannungsänderungen beim Anschließen von Prüfspitzen oder beim Stochern mit einem Schraubenzieher. Handempfindlichkeit kann aber auch von antiparallelen Schutzdioden zwischen den Eingängen herrühren, die bei wechselnder Beleuchtung schwankende Photoströme abgeben.

Sehr oft ist das Schwingen auf einen zu schnellen Verstärkungsabfall bei hohen Frequenzen zurückzuführen und so sollten als erste Maßnahme die Betriebsspannungen unmittelbar

am Verstärker auf kürzestem Weg mit induktionsarmen Kondensatoren nach Masse abgeblockt werden. Gut eignen sich hierfür keramische Scheibenkondensatoren mit 0,1 μF .

Dadurch sind die Versorgungsspannungen des Verstärkers auch bei hohen Frequenzen stabil und Spannungsabfälle an Zuleitungsinduktivitäten können nicht über die Betriebsspannung die Verstärkung herabsetzen.

Diese Methode wird auch beim Einsatz von 3-beinigen Spannungsreglern dringend empfohlen. Ein 0,1 μF Kondensator zwischen Eingang und Masse direkt am Spannungsregler sorgt für Ruhe. Auch ein Mensch steht beim Arbeiten lieber auf festem Boden als auf einem wackligen Stuhl oder Glatteis.

Eine weitere Ursache für Schwingen von ansonsten unkritischen Schaltungen kann eine kapazitive Belastung des Ausgangs sein. Zusammen mit dem Innenwiderstand des Ausgangs ergibt eine kapazitive Last einen Tiefpaß mit 6 dB/Oktave Verstärkungsabfall. Abhilfe bringt ein Entkopplungswiderstand (Richtwert 47 Ω) zwischen Ausgang und Last. Die Gleichstromgegenkopplung wird an der Last abgegriffen, eine eventuelle Wechselspannungsgegenkopplung direkt am Ausgang des Operationsverstärkers.

b) Die Wald- und Wiesenmethode

Diese Maßnahmen sind noch kein Allheilmittel. Schwingt die Schaltung immer noch, so kann man versuchen, die Schleifenverstärkung so weit herabzusetzen, daß sie die Verstärkung 1 mit einer Steigung zwischen 6 und 12 dB/Oktave durchläuft. Dies ist die "Wald- und Wiesenmethode", die immer zum Erfolg führt, aber wegen des Absenkens der Schleifenverstärkung die Regelgenauigkeit herabsetzt.

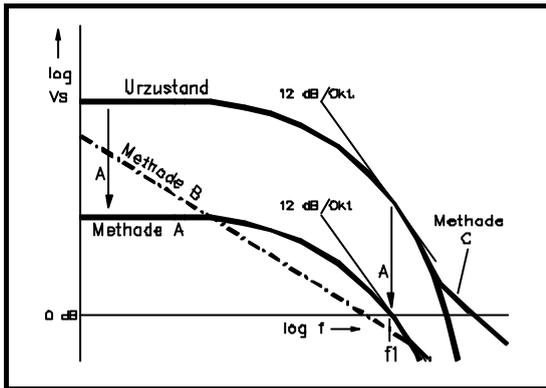
Abb. 4-22: Nyquist Diagramm von V_s

Abb. 4-24 zeigt den Frequenzgang der Schleifenverstärkung V_s einer instabilen Schaltung und die Frequenz f_1 , oberhalb derer die Verstärkung mit mehr als 12 dB/Oktave absinkt. Die schon besprochene Möglichkeit (A) zur Beruhigung besteht in einer Absenkung der Schleifenverstärkung. Die Schleifenverstärkung der Schaltung ist jetzt so weit herabgesetzt, daß sie bei der Frequenz f_1 gleich 1 wird. Damit ist die Schaltung stabil, aber auf Kosten der Genauigkeit. Dies Verfahren ist bei Temperaturreglern üblich. Dort umschreibt man die rigorose Herabsetzung der Schleifenverstärkung vornehm als "Proportionalbereich", also einen Temperaturbereich, in dem sich die Stellgröße proportional zur Regelabweichung ändert. Übliche Werte liegen um 1 °C und sind mittels Potentiometer einstellbar.

c) Durchführung der Verstärkungsabsenkung

Die einfachste Möglichkeit zur probeweisen Herabsetzung der Schleifenverstärkung ist ein Widerstand von 1k Ω direkt zwischen den beiden Eingängen des Operationsverstärkers. Von den Auswirkungen vor allem auf den Biasstrom wollen wir lieber schweigen, aber der Einbau ist rasch ausgeführt. Will man den Widerstand auf Dauer installieren, so lege man

probeweise einen Kondensator (ca. 0,1 μ F) in Reihe mit dem Widerstand, um die Gleichstromgenauigkeit zu erhalten. Wichtig sind in jedem Fall kurze Verbindungen, um Rückwirkungen vom Ausgang auf den +Eingang zu vermeiden.

Die andere Möglichkeit (B) besteht im Einführen einer Zeitkonstante in die Gegenkopplungsschleife, die deutlich (ca. Faktor 10) größer ist, als alle vorhandenen Zeitkonstanten. Man legt dazu einen Kondensator vom Ausgang des Operationsverstärkers zum -Eingang und steuert den -Eingang mit einem ausreichend großen Innenwiderstand an. Dies Verfahren funktioniert gut bei höheren Frequenzen, erfordert aber unrealistisch große Zeitkonstanten bei Temperaturregelungen. Hier erzielt man Stabilität auf Kosten eines langsameren Einschwingverhaltens. Natürlich kann man die Möglichkeiten A und B kombinieren.

Mathematisch Bewanderte entnehmen dem Ausdruck "hinreichend" im Nyquist-Kriterium, daß eine Schaltung stabil sein kann, obwohl die Bedingung nicht erfüllt ist. Ein weniger scharfes Kriterium sagt aus, daß es für Stabilität ausreicht, wenn die Verstärkung bei hohen Frequenzen mit 6-12 dB/Oktave abfällt und mit dieser Steigung die Frequenz durchläuft, bei welcher die Schleifenverstärkung = 1 wird. Der Verstärkungsverlauf in der Nähe dieser Frequenz ist also für die Stabilität entscheidend. Damit wird das Nyquist Kriterium aber nicht wertlos, denn eine nach Nyquist stabiler Regelkreis hat ein viel besseres Einschwingverhalten als ein gerade noch stabiler Kreis nach dem anderen Kriterium.

Wir haben die Anwendung dieses Kriteriums schon beim Differenzierer und beim Slew-Rate Filter kennengelernt, wo R' und C' die Schleifenverstärkung bei hohen Frequenzen wieder anheben. Bei Einsatz in einem Regelkreis legt man ein RC-Glied vom Ausgang zum -Eingang des Operationsverstärkers (Methode C). Der Kondensator sperrt Gleichstrom und erhält so die Regelgenauigkeit bei tiefen Frequenzen, während der Widerstand bei hohen Frequenzen einen Bruchteil der Ausgangsspannung zum Eingang zurückführt. Aus Sicht des Operationsverstärkers wird die Schleifenverstärkung so weit angehoben, bis sie beim Wert 0 dB bei der Frequenz f_1 mit maximal 12 dB/Oktave abfällt. Diese Rückkopplung stellt Ruhe her, sie behandelt aber nur die Symptome und verbessert nicht das Regelverhalten. Das RC-Glied muß für diejenige Frequenz bemessen sein, bei der die Schleifenverstärkung den Wert 1 durchläuft.

Bei der Temperaturregelung eines Peltierkühlers erwiesen sich 100 μF in Reihe mit 100 $\text{k}\Omega$ als optimal, nachdem anfangs lange mit kleineren Werten des Kondensators und vor allem des Widerstands herumprobiert wurde.

d) Ein Beispiel aus der Praxis Temperaturregelungen z.B. eines Wärmeofens zeigen oft hartnäckige Schwingungen bei recht tiefen Frequenzen. Die Wald- und Wiesenmethode A hilft auch hier, doch sollte man zuvor die Anordnung des Temperaturfühlers betrachten:

Die Wärme wird vom Heizwiderstand zum Fühler vor allem durch die Ofenwände geleitet, die sowohl einen Wärmewiderstand als auch eine Wärmekapazität haben. Dem entspricht elektrisch eine Reihenschaltung sehr vieler RC-Glieder, die ab einer Grenzfrequenz einen immer steiler werdenden Verstärkungsabfall bewirken. Dies ist ein Kettenleiter (gefürchtet bei Regelungstechnikern!).

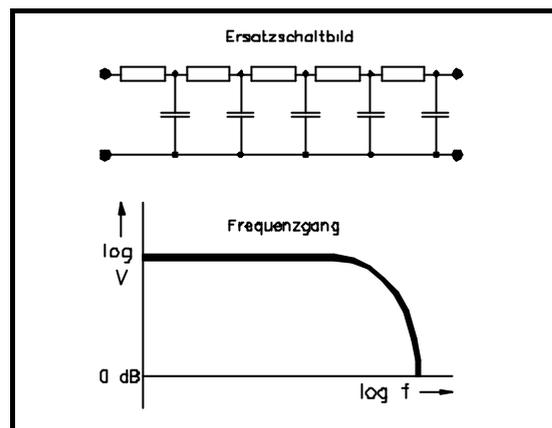


Abb. 4-23: Ein Kettenleiter

Um den Kettenleiter kurz zu halten, darf der Temperaturfühler nicht allzu weit vom Heizwiderstand entfernt sein. Als Anhaltswert seien 10 % der Ofenabmessungen genannt. Dies widerspricht der intuitiven Absicht, durch eine weit entfernte Anordnung eine völlige Durchwärmung der Ofenwände zu erreichen und wird deswegen ausdrücklich erwähnt.

V Fuzzy Logik

V.1 Die Grundbegriffe

Hinter der leider etwas irreführenden Bezeichnung (fuzzy = unscharf, verschwommen) verbirgt sich eine geniale Mischung aus Analogtechnik, Logik und wissensbasiertem System. Unscharf oder gar zufällig ist Fuzzy Logik in keinerlei Weise. Vielmehr arbeitet sie nach genau vorgegeben Regeln und liefert ein völlig determiniertes Ergebnis. Fuzzy Logik eignet sich ganz hervorragend für Steuerungen und Regelungen aller Art. Diese praktische Anwendung von Fuzzy Logik wird Fuzzy Control (=Regelung) genannt. Die Erfahrung aus der Praxis zeigt, daß man sehr schnell zu einer gut funktionierenden Lösung kommt. Vor allem ist es sehr einfach, praktische Erfahrung als Verhaltensregeln in das System einzubringen. Änderungen und Anpassungen sind jederzeit in einfacher Weise möglich.

Die Kehrseite der Medaille sieht so aus, daß man immer einen Signalprozessor einsetzen muß. Spezielle Fuzzy-Prozessoren wurden von der Weiterentwicklung von Microcontrollern etc. überholt. Nachdem die Hardware heute in der Regel nicht die Hauptkosten eines Systems verursacht und der Prozessor auch andere Aufgaben durchführen kann, gleicht der Vorteil einer kürzeren Entwicklungszeit den kleinen Mehraufwand mehr als aus.

Jede Fuzzy Regelung arbeitet so, daß andauernd in rascher Folge 3 Arbeitsschritte durchlaufen werden:

Im ersten Schritt, der **Fuzzifizierung**, werden alle Eingangswerte des Sy-

stems anhand der zugehörigen Klassenschemata in Wahrheitsgrade ("Belief") umgesetzt. Die Wahrheitsgrade mit Werten zwischen 0 und 1 ersetzen die analogen Eingangswerte herkömmlicher Regler.

Im zweiten Schritt kommt die eigentliche Fuzzy Logik in Gestalt der **logischen Inferenzen** zum Zug. Sie verknüpfen die Wahrheitsgrade mit UND- und ODER-Operatoren wie die digitalen Logik. Die Ergebnisse sind aber keine Ja/Nein Entscheidungen sondern wiederum Wahrheitsgrade, diesmal aber für die Aktivitäten der Stellglieder des Systems.

Im dritten Schritt, der **Defuzzifizierung**, werden für jedes Stellglied des Systems die von allen Inferenzen gelieferten Wahrheitsgrade zusammengefaßt und in die Stellgröße umgesetzt. Dies geschieht nach einem Gewichtungsverfahren, bei dem die Ergebnisse aller logischen Inferenzen zum Endresultat beitragen.

Die große Flexibilität und Anpassungsfähigkeit von Fuzzy Reglern beruht vor allem auf der Verknüpfung der Wahrheitsgrade der Eingangsgrößen durch die logischen Inferenzen und die demokratische Auswertung der Ergebnisse. Sie gestatten es in einfacher Weise, beliebig geformte Regelkennlinien stückweise mit weichen Übergängen zusammensetzen. Auch praktische Erfahrungen lassen sich sehr einfach durch logische Inferenzen ausdrücken. So kann in einem Fuzzy Regler ein regelrechtes Expertensystem enthalten sein. Probleme in bestimmten Situationen

können sofort durch neue logische Inferenzen berücksichtigt werden. Auch eine Veränderung der Kennlinien der Fuzzyfizierung kann durchgeführt werden. Beispielsweise kann man das Einschwingen eines Reglers erst kurz vor Erreichen des Sollwerts stark abbremesen, um rasches Einschwingen ohne Überschwingen zu erhalten.

V.2 Die Fuzzyfizierung

Die Fuzzyfizierung der Eingangsgrößen erfolgt für jede einzelne Eingangsgröße mit einem Klassenschema. Darin sind die Wahrheitsgrade der einzelnen Klassen in Abhängigkeit von der Eingangsgröße aufgetragen. Abb. 5-1 zeigt ein Klassenschema für eine Temperatur als Eingangsgröße. Wenn diese ihren Wertebereich durchläuft, nehmen der Reihe nach die einzelnen Klassen einen Wahrheitsgrad zwischen 0 und 1 an. Die Einteilung ist dabei so, daß für jeden Wert der Eingangsgröße die Summe aller Wahrheitsgrade = 1 ist. Mit den heute üblichen 8-Bit Prozessoren stellt man die Wahrheitsgrade von 0 bis 1 durch die Binärzahlen 0

bis 255 dar. Diese Auflösung reicht erfahrungsgemäß vollkommen aus.

Der gestrichelt gezeichnete Wert der Temperatur als Eingangsgröße in Abb. 5-1 ergibt bei der Fuzzyfizierung für die Klasse "tief" den Wahrheitsgrad 0,8, die Klasse "normal" den Wahrheitsgrad 0,2 und alle anderen Klassen den Wahrheitsgrad 0.

Möchte man beispielsweise die Temperatur besonders genau auf "normal" einregeln, so kann man die Klassengrenzen schmaler machen und so die Regelverstärkung erhöhen.

Im Klassenschema in Abb. 5-2 für die Temperaturänderung erhält die Eingangsgröße für die Klasse "steigt" den Wahrheitsgrad 0,75 und die Klasse "steigt rasch" den Wahrheitsgrad 0,25. In dieser Weise werden alle Eingangsgrößen anhand ihrer Klassenschemata in Wahrheitsgrade umgesetzt. Die ziemlich grobe Einteilung in Klassen erlaubt auch den Einsatz relativ ungenauer bzw. wenig auflösen-

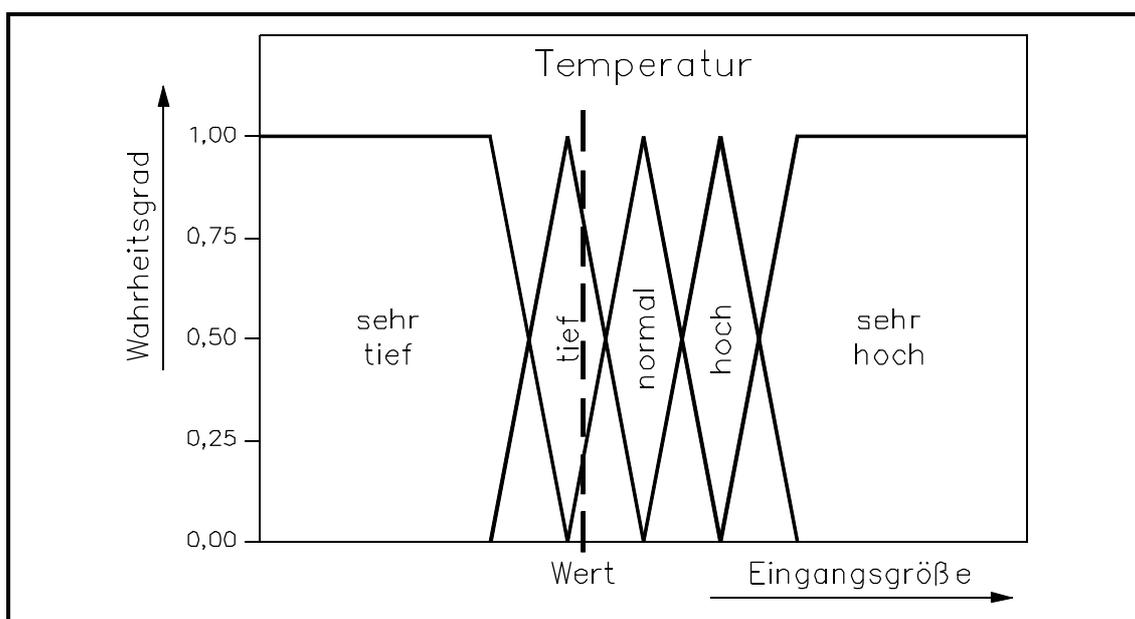


Abb. 5-1: Klassenschema der Temperatur

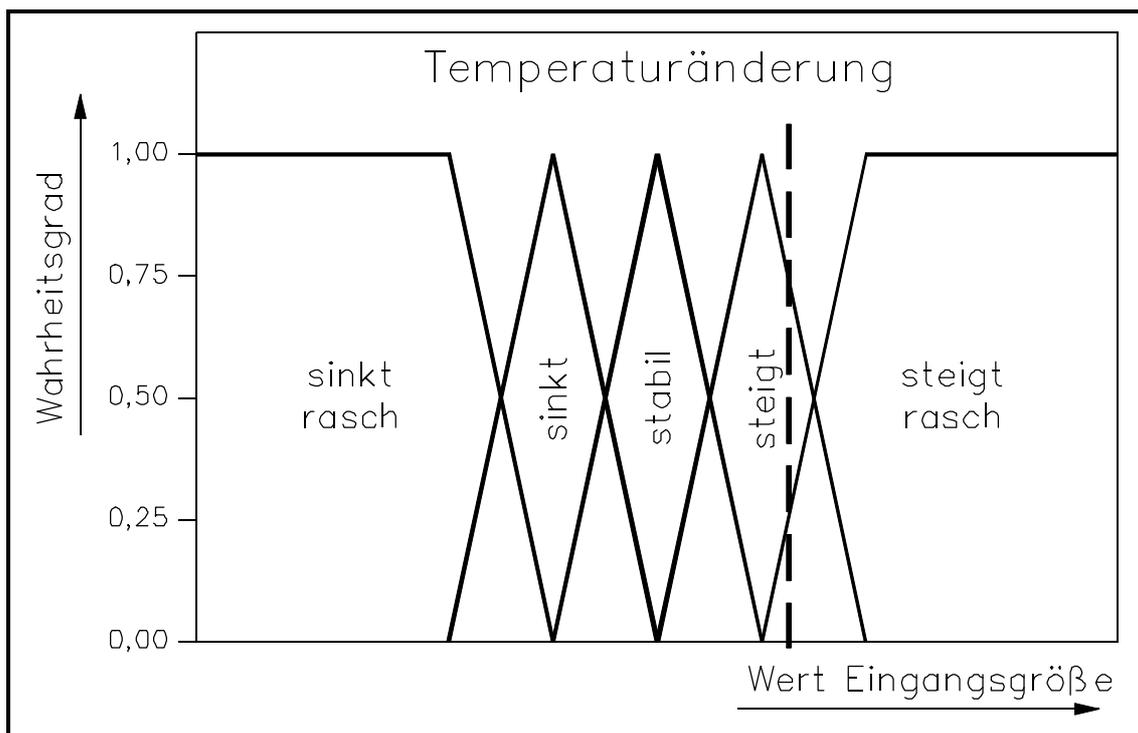


Abb. 5-2: Klassenschema der Temperaturänderung

der Sensoren.

V.3 Die logischen Inferenzen

Die logischen Inferenzen weisen aufgrund der Wahrheitsgrade der Klassen der Eingangsgrößen den Klassen der Ausgangsgrößen Wahrheitsgrade zu. So wird festgelegt, welchen Klassen der Stellorgane welche Wahrheitsgrade zugewiesen werden. Nehmen wir eine Temperaturregelung mit den 2 Eingangsgrößen Temperatur T und Temperaturänderung Δ

(Schemata in Abb. 5-1 und 5-2) und der Ausgangsgröße Ventil V an.

Die logischen Inferenzen könnten beispielsweise folgendermaßen aussehen. Dabei ist hinter jede Klasse in Klammern ihr Wahrheitsgehalt gemäß den Abbildungen 5-1 und 5-2 geschrieben:

Die ersten 5 Inferenzen würden einen einfachen P-Regler ergeben. Die Stärke von Fuzzy Logik liegt aber in

Logische Inferenzen eines Temperaturreglers

- 1: WENN T sehr hoch (0) DANN V zu (0)
- 2: WENN T hoch (0) DANN V wenig auf (0)
- 3: WENN T normal (0,2) DANN V halb auf (0,2)
- 4: WENN T tief (0,8) DANN V weit auf (0,8)
- 5: WENN T sehr tief (0) DANN V ganz auf (0)

Inferenzen mit Einbeziehung der T-Änderung

- 6: WENN T normal (0,2) UND T steigt rasch (0,25) DANN V zu (0,2)
- 7: WENN T normal (0,2) UND T steigt (0,75) DANN V wenig auf (0,2)
- 8: WENN T hoch (0) UND T sinkt (0) DANN V halb auf (0)
- 9: WENN T hoch (0) UND T sinkt rasch (0) DANN V weit auf (0)

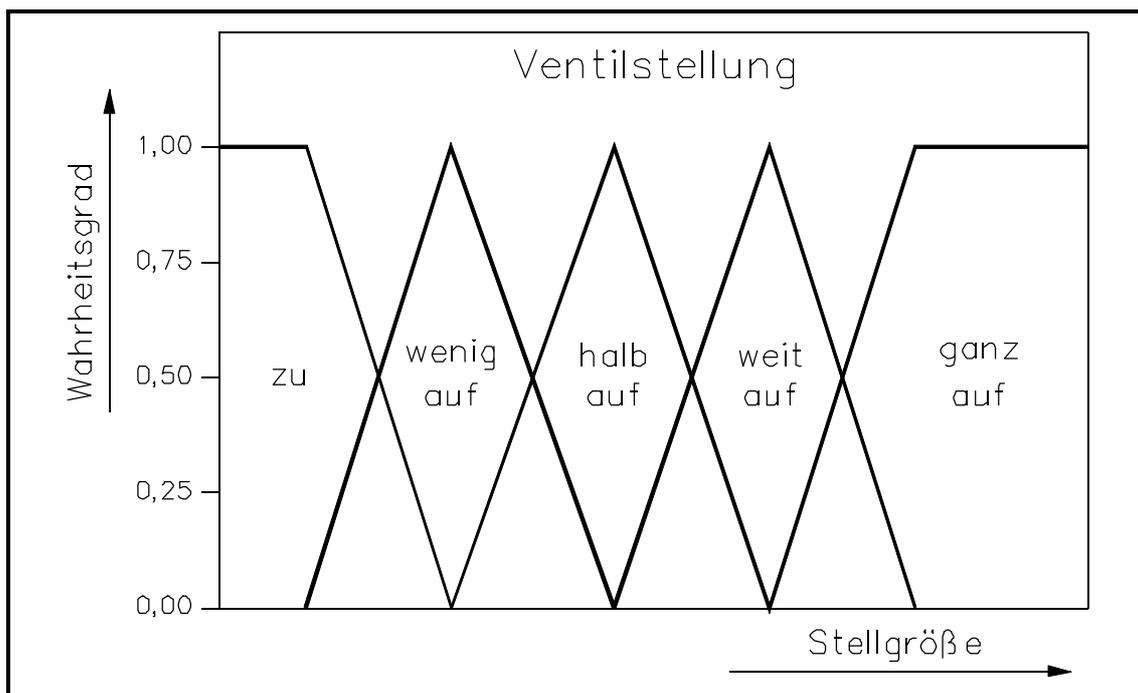


Abb. 5-3: Klassenschema der Ventilstellung

den logischen Inferenzen. Beim Fuzzy-UND wird der kleinste der beteiligten Wahrheitsgrade genommen, beim ODER der größte. Die Inferenzen 6-8 enthalten logische Operationen:

gen anpassen, die sich in zusätzlichen Inferenzen niederschlagen. Auf diese Weise kann man allen möglichen Eingangszuständen je eine Ventilstellung zuordnen.

Die Einbeziehung der Temperaturänderung entspricht einem D-Anteil. Man kann damit den Fuzzy-Regler ganz gezielt an praktische Erfahrungen

Trägt man die Klassen der Temperatur und der T-Änderung in eine Matrix (Tab. 1) ein, so ergibt sich eine sehr übersichtliche Darstellung aller Kom-

Temperatur	sinkt rasch	sinkt	stabil	steigt (0,75)	steigt rasch (0,25)
sehr tief	ganz auf	ganz auf	ganz auf	weit auf	halb auf
tief (0,8)	ganz auf	weit auf	weit auf	halb auf (0,75)	wenig auf (0,25)
normal (0,2)	ganz auf	weit auf	halb auf	wenig auf (0,2)	zu (0,2)
hoch	weit auf	halb auf	wenig auf	wenig auf	zu

Tab. 1: Matrix der logischen Inferenzen mit Wahrheitsgraden

Klasse	zu	wenig auf	halb auf	weit auf	ganz auf
Summe d. Wahrh.-grade	0,2	0,45	0,75		
Normierte Summe	0,143	0,321	0,536		

Tab. 2: Wahrheitsgrade der Klassen der Ventilstellung

binationen der beiden. Den in der Matrix angegebenen Ventilstellungen entsprechen 25 kombinierte Inferenzen.

V.4 Die Defuzzifizierung

Die Defuzzifizierung benutzt wieder Klassenschemata, die denen für die Fuzzifizierung völlig gleichen. Die Defuzzifizierung geschieht in folgenden Etappen:

- a) Für alle logischen Inferenzen werden aus den Wahrheitsgraden der Eingangsgrößen die Wahrheitsgrade für die Ventilstellung errechnet.
- b) Die Resultate für die jeweils gleiche Ventilstellung werden summiert.
- c) Die Summe aller resultierenden Wahrheitsgrade wird auf 1 normiert.
- d) Die Größe der Flächen im Klassenschema des Ventils wird entspre-

chend dem Wahrheitsgrad der Klasse verkleinert.

e) Der Schwerpunkt der resultierenden Flächenstücke wird ermittelt, seine Abszisse ist die resultierende Stellung des Ventils.

Man kann sich die Defuzzifizierung anschaulich so vorstellen, daß jedes Flächenstück des Schemas mit dem Wahrheitsgrad seiner Klasse gewichtet und der resultierende Schwerpunkt der ganzen Anordnung ermittelt wird.

Tabelle 1 zeigt die Matrix der logischen Inferenzen mit den resultierenden Wahrheitsgraden. Alle Klassen ohne Zahlenangabe haben den Wahrheitsgrad 0. Die Summen sind in Tabelle 2 summiert und in der nor-

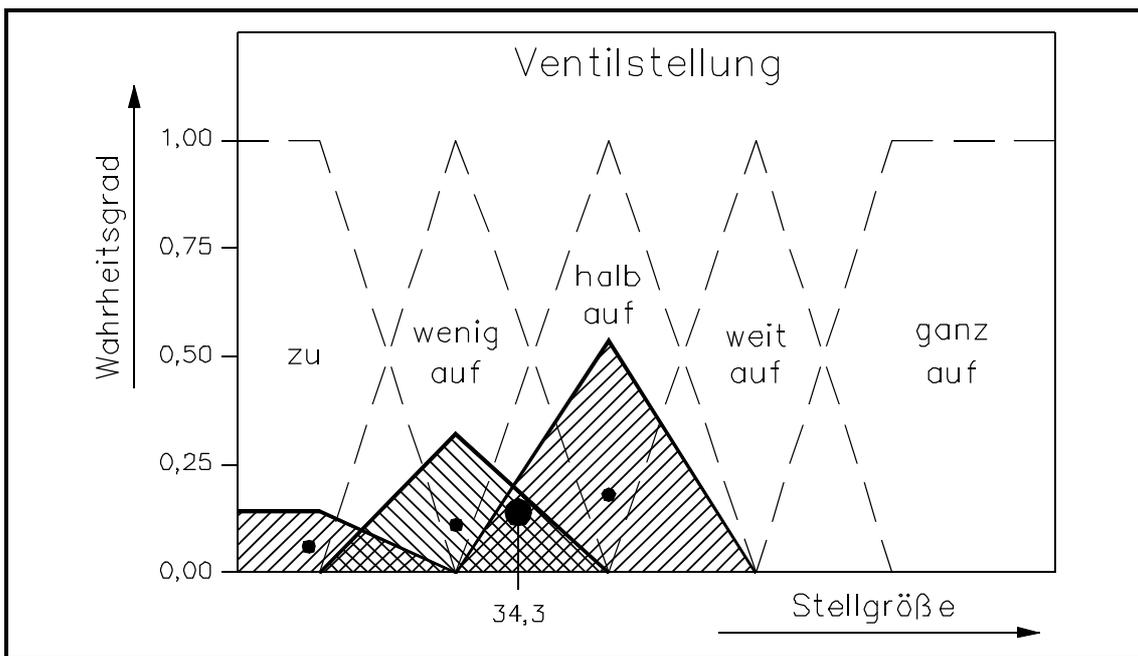


Abb. 5-4: Defuzzifizierung der Ventilstellung

mierten Summe auf 1 normiert. Abb 5-4 zeigt das Klassenschema der Ventilstellungen mit den in der Höhe eingestellten Klassen. Der Gesamtschwerpunkt ist groß markiert. Seine Abszisse ist die Stellung des Ventils, die aus den Eingangsgrößen und den logischen Inferenzen von Abb. 5-3 resultiert. Die Stellung beträgt 34,3% der X-Achse. Man sieht, daß dies Ergebnis in vollkommen determinierter Weise erhalten wird und sich kontinuierlich verändern kann.

Einander widersprechende Resultate einzelner logischer Inferenzen machen keine Probleme, da jedes bei der Schwerpunktbildung mit seinem Gewicht beiträgt. Natürlich schwächen sich einander widersprechende Ergebnisse gegenseitig ab. Die Entscheidung wird dann durch die anderen Inferenzen getroffen.

Man kann sich regelrecht bildlich vorstellen, wie bei steigender Temperatur die Wahrheitsgrade der oberen Klassen anwachsen und den Gesamtschwerpunkt nach rechts drücken.

Eine wichtige praktische Erfahrung beim Einsatz von Fuzzy Reglern besagt, daß es äußerst wichtig ist, allen möglichen Kombinationen der Eingangsgrößen mindestens eine von 0 verschiedene Klasse im Klassenschema der Defuzzifizierung zuzuordnen. Die Matrix der logischen Inferenzen muß also völlig besetzt sein. Damit wird gewährleistet, daß die Regelung immer irgendeinen definierten Ausgangszustand einnimmt. Aus der klassischen Regelungstechnik ist so ein Verhalten als "toter Bereich" oder "Lose" ebenfalls als ungünstig bekannt.

Die Stärke von Fuzzy-Logik liegt darin, daß sie in sehr anschaulicher Weise das Zustandekommen der Ausgangsgröße nachvollziehbar macht und daß man jederzeit durch zusätzliche logische Inferenzen das Verhalten korrigieren kann. So fließen praktische Erfahrungen aus dem Betrieb einer Anlage in einfacher und mit Worten ausdrückbarer Weise in das Regelverhalten ein.

Wie jeder andere Regler auch, ordnet ein Fuzzy-Regler den Eingangszuständen Werte der Ausgangsgröße(n) zu. Der wesentliche Vorteil liegt in der Übersichtlichkeit der Programmierung und in der einfachen Korrektur und Änderung von Regeleigenschaften.

V.5 Neuronale Netze

Neuronale Netze arbeiten nach einem Prinzip, das man in den Gehirnen von Lebewesen gefunden hat. Alle Ausgangswerte entstehen als gewichtete Summe der Eingangswerte. Die Funktion des Netzes wird durch die Gewichte (=Faktoren) festgelegt.

Zur Ermittlung der Gewichte wird das Netz anhand sehr vieler Kombinationen von Eingangswerten und den gewünschten Ausgangswerten trainiert. Dabei erhalten die Gewichte die Werte, welche für die Funktion nötig sind. Auch neuronale Netze können mit ungenauen Eingangswerten auskommen. Sie werden heute zur Erkennung von Handschrift (Postleitzahlen), Spracherkennung etc. eingesetzt.

VI Das Rauschen

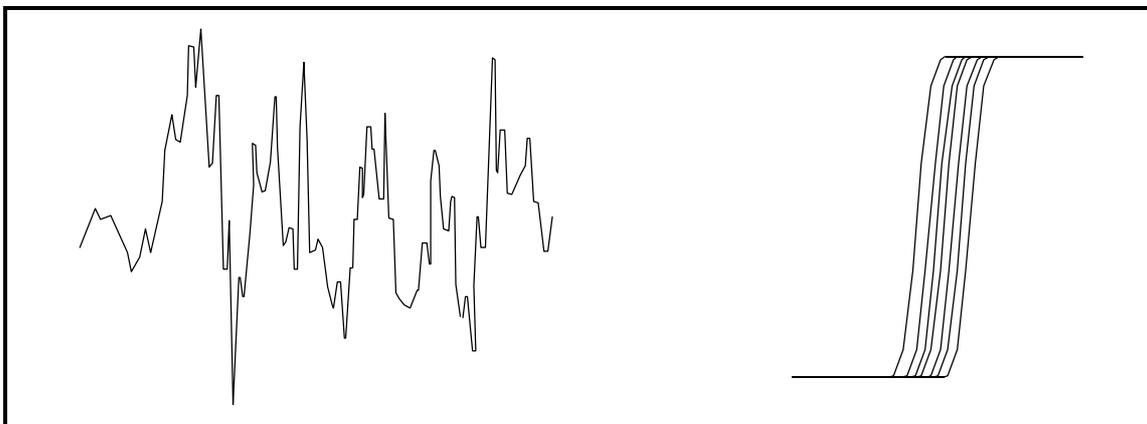


Abb. 6-1: Amplitudenrauschen und Jitter

VI.1 Rauschen und Nutzsignal

Rauschen ist ein breitbandiges Signal mit einem völlig zufallsbedingtem Spannungsverlauf. Wegen des Fehlens jeglicher Gesetzmäßigkeit kann das einem Nutzsignal beigemischte Rauschen aus dem Frequenzbereich des Nutzsignals nicht mehr herausgefiltert werden. Dadurch kann der Anteil des Rauschens an einem Signal bei jeder Verarbeitung nur zunehmen oder bleibt im Idealfall gleich.

Das Maß für den Rauschanteil in einem Signal ist das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR = Signal to Noise Ratio), das durch den Quotienten definiert ist:

$$\text{SNR} = \frac{\text{Signal} + \text{Rauschen}}{\text{Rauschen}}$$

Zur Bestimmung mißt man das verrauschte Signal und bei abgeschaltetem Signal das Rauschen allein.

Messungen von Rauschspannungen oder verrauschten Signalen dürfen nur mit Meßgeräten erfolgen, welche den Effektivwert der Spannung bzw. des Stroms bestimmen. Nur so werden die schmalen, hohen Spitzen kor-

rekt erfaßt. Die 3 Buchstaben rms = Root-Mean-Square stehen für die Rechenoperationen zur Ermittlung des Effektivwerts. Zuerst berechnet man aus der Spannung die Leistung, mittelt diese dann und rechnet sie in Spannung zurück. Der Effektivwert ist damit die Wurzel aus dem zeitlichen Mittelwert der quadrierten Spannungswerte.

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{\overline{U^2}}$$

Meßgeräte für den echten Effektivwert sind oft mit trms (True Root Mean Square) beschriftet. Sofern nicht ausdrücklich anders erwähnt sind Spannungs- oder Stromangaben von Wechselsignalen immer die Effektivwerte.

Ein wichtiger Begriff bei allen Wechselspannungssignalen ist der Crestfaktor. Er ist der gleich der Maximalamplitude des Signals geteilt durch den Effektivwert. Jedem bekannt ist der Crestfaktor $\sqrt{2}$ der Sinuswelle. Beim Rauschen kann man keinen Crestfaktor angeben, sondern eine Liste der zeitlichen Wahrscheinlichkeiten, daß ein Crestfaktor überschritten wird. Die nachfolgende Liste gilt für weißes Rauschen, das alle

Frequenzen mit gleicher Amplitude enthält.

Amplitudenverteilung von weißem Rauschen

Crestfaktor	Wahrscheinlichkeit
1	32 %
2	4,8 %
3	0,37 %
3,3	0,1 %
3,9	0,01 %
4	63 ppm
4,4	10 ppm
4,9	1 ppm
6	$2 \cdot 10^{-9}$

Für einen Fehler von 1% muß ein Meßgerät Crest-Faktoren bis 5 korrekt verarbeiten können. Deshalb hat man für die Praxis den Crestfaktor von weißem Rauschen (willkürlich) auf 5 festgelegt.

Die Spannungspegel digitaler Signale werden in jedem Gatter regeneriert, wodurch kein Amplitudenrauschen auftreten kann. Die Umschaltflanke eines digitalen Signals hat jedoch immer eine endliche Anstiegszeit. Während der Flanke kann überlagertes Amplitudenrauschen zu kleinen Zeitverschiebungen beim Überschreiten der Umschaltchwelle führen. Der Umschaltzeitpunkt des Ausgangssignals eines Gatters variiert damit zeitlich etwas gegenüber dem Eingangssignal. Dieses Rauschen im Zeitbereich wird als Jitter (Bibbern) bezeichnet.

VI.2 Rauscharten

Nach ihren Eigenschaften unterscheidet man 3 Arten von Rauschen:

Weißes Rauschen ist frequenzunabhängig und tritt im Bereich von 0 Hz bis ca. 100 THz auf. Die Bezeichnung "weiß" wird von weißem Licht über-

nommen, das alle Frequenzen des optischen Spektrums in gleicher Stärke enthält.

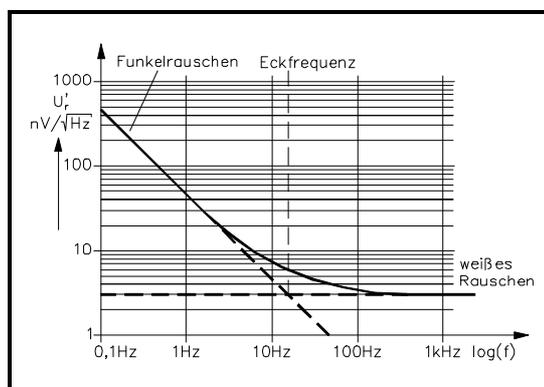


Abb. 6-2: Spektren von weißem und Funkelrauschen

Funkelrauschen hat eine proportional zu $1/f$ verlaufende spektrale Dichte. Oberhalb von etwa 100 Hz wird das Funkelrauschen vom weißen Rauschen völlig verdeckt. Viele natürliche Vorgänge wie Meeresbrandung, Wind, Wasserfälle, turbulente Strömung etc. sind Funkelrauschen. Elektrisch tritt es in allen aktiven Bauelementen (Transistor, IC, Röhre) auf. Die weltweit standardisierte Angabe der Rauschspannung im Frequenzbereich von 0,1 Hz - 10 Hz dient zur Erfassung des Funkelrauschens.

Abb. 6-2 zeigt den Verlauf der Spannungsdichte von weißem und von Funkelrauschen. Die Eckfrequenz liegt am Schnittpunkt beider Verläufe. Sie wird bei rauschcharmen Verstärkern oft angegeben und sollte möglichst niedrig liegen.

Die Frage, was mit dem Funkelrauschen bei Gleichspannung (Frequenz = 0) passiert sei kurzerhand damit beantwortet, daß es $f=0$ nicht gibt. Messe ich 1 Stunde lang, so ist die niedrigste vorkommende Frequenz 0,28 mHz. Die Gesamtspannung des

Funkelrauschens als Integral von der kleinsten Signalfrequenz bis zur Eckfrequenz bleibt damit immer endlich.

Das Stoßrauschen (englisch: Pop-corn-noise) besteht aus kleinen, ruckartigen Verlagerungen des Gleichspannungspegels, die sich dem "normalen" Rauschen überlagern. Es scheint von Kristallfehlern in aktiven Bauelementen herzurühren, denn mit großer Sorgfalt hergestellte Bauelemente zeigen es nicht. Dem Stoßrauschen kann kein definierter Frequenzverlauf zugeordnet werden.

Das Schrotrauschen hat den Frequenzverlauf von weißem Rauschen. Es entsteht durch der Bewegung der Ladungsträger beim Stromfluß durch einen Leiter. Man kann es mit dem Aufprallen von Schrotkörnern auf ein Blech vergleichen.

Rauschen in elektronischen Bauelementen entsteht durch Bewegung von Ladungsträgern. Auch ohne Stromfluß verursacht die Brownsche Molekularbewegung das Widerstandsrauschen, das nur an Wirkwiderständen in Erscheinung tritt. Ideale Induktivitäten und Kapazitäten sind rauschfrei. Nur die ohmschen Verlustwiderstände realer Spulen und Kondensatoren tragen zum Rauschen bei.

VI.3 Erzeugung von Rauschen

Für Meßzwecke benötigt man reproduzierbare Rauschsignale. Man unterscheidet dabei Zufallsrauschen (random noise), das durch einen stochastischen (zufälligen) Prozeß entsteht. Pseudorandom Noise (PN) wird dagegen digital erzeugt und weist dadurch absolute Reproduzierbarkeit auf.

Zufallsrauschen, Random Noise

Zufallsrauschen kann nur mit Zufallsprozessen erzeugt werden. Es ist frequenzunabhängig mit völlig kontinuierlichem Spektrum und hat die in der Liste angegebene Amplitudenverteilung. Zur Erzeugung nutzt man das sehr breitbandige weiße Schrotrauschen bei Stromfluß durch Vakuumdioden oder die Rauschspannung von im Glüheinsatz betriebenen Glühlampen. Beide liefern nur leider nur geringe Amplituden.

Relativ hohe Rauschamplituden liefern im Durchbruch betriebene Zenerdioden.

Pseudorandom Noise (PN)

PN wird mit rückgekoppelten Schieberegistern mit N Bits erzeugt. Dabei werden das höchstwertige und die Anzapfung eines Schieberegisters über ein Exklusiv ODER Gatter auf den Eingang zurückgeführt. Unten sind Beispiele für die maximal $2^N - 1$ Zustände angegeben, der Zustand 0 kann nicht vorkommen. Das binäre Rauschsignal ist bis etwa 25% der Taktfrequenz weiß, also frequenzunabhängig.

PN-Schiebereg. mit $2^N - 1$ Zustd.

Zahl der Bit N	Anzapf bei
7	6
10	3
15	14
23	18
31	13

PN-Rauschen hat ein diskretes Spektrum mit der Wiederholfrequenz der Codes des Registers als Linienabstand. Durch Vergrößern der Länge kann man beide beliebig klein machen. Der große Vorteil ist die absolute Reproduzierbarkeit.

VI.4 Meßgrößen des Rauschens

Alle folgenden Betrachtungen gelten nur für weißes Rauschen!

Jeder ohmsche Widerstand gibt eine Rauschleistung P_r ab, die unabhängig vom Wert des Widerstands ist. Sie hat den Wert:

$$P_r = 4 \cdot k \cdot T \cdot B$$

k: Boltzmann Konstante
 $= 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$
 T: absolute Temperatur in K
 B: Bandbreite in Hz

Jede Abhängigkeit der Rauschleistung vom Wert des Widerstands würde dazu führen, daß man durch eine Kombination von Widerständen die Rauschleistung beliebig steigern und so Energie "aus dem Nichts" erzeugen könnte (Perpetuum mobile).

Bei bekanntem Widerstandswert R kann aus der Rauschleistung P_r die Rauschspannung U_r und der Rauschstrom I_r berechnet werden.

$$\begin{aligned} U_r &= \sqrt{P_r \cdot R} = \\ &= \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot B \cdot R} \quad (\text{V}) \\ I_r &= \sqrt{\frac{P_r}{R}} = \\ &= \sqrt{\frac{4 \cdot k \cdot T \cdot B}{R}} \quad (\text{A}) \end{aligned}$$

Die Rauschspannung wird am offenen, der Rauschstrom am kurzgeschlossenen Widerstand gemessen.

Bei weißem Rauschen rechnet man nicht mit den Werten von P_r , U_r und I_r , sondern mit deren spektralen Dichten P_r' , U_r' und I_r' . Man erhält die Rauschleistungsdichte P_r'

$$P_r' = 4 \cdot k \cdot T \quad (\text{W / Hz})$$

die Rauschspannungsdichte U_r'

$$U_r' = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R} \quad (\text{V} / \sqrt{\text{Hz}})$$

und die Rauschstromdichte I_r'

$$I_r' = \sqrt{\frac{4 \cdot k \cdot T}{R}} \quad (\text{A} / \sqrt{\text{Hz}})$$

Während die Leistung proportional zur Bandbreite ist, sind Spannung und Strom proportional zur Wurzel aus der Bandbreite. Die Wurzel aus der Frequenz rührt nur von der Umrechnung der Leistung in Spannung bzw. Strom her. 1/4 der Leistung entspricht der halben Spannung.

Die Spannungsdichte in $\text{V} / \sqrt{\text{Hz}}$ besagt, daß dieser Wert multipliziert mit der Wurzel aus der Bandbreite B die Rauschspannung ergibt:

$$U_r = U_r' \cdot \sqrt{B}$$

Bei $U_r' = 8 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$ und $B = 10 \text{ kHz}$ erhält man:

$$\begin{aligned} U_r &= 8 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}} \cdot \sqrt{10^4 \text{ Hz}} = \\ &= 8 \cdot 10^{-9} \cdot 10^2 = \\ &= 8 \cdot 10^{-7} \text{ V} = 0.8 \text{ } \mu\text{V} \end{aligned}$$

Diese Formeln und die folgenden Beziehungen gelten für einen einzelnen Widerstand.

Bei der im Hochfrequenzbereich erforderlichen Anpassung ist der Eingangswiderstand des Verstärkers gleich dem Quellwiderstand. Dessen Rauschstrom fließt nun durch die Parallelschaltung beider Widerstände, durch jeden also die Hälfte. Dem entspricht nur 1/4 der Leistung im Eingangswiderstand des Verstärkers. Bei HF-mäßiger Anpassung gibt deshalb ein rauschender Widerstand an den Verstärker die Rauschleistung $P_r = k \cdot T \cdot B$ ab, also ohne den Faktor 4.

Das durch die Elektronenbewegung verursachte Schrotrauschen hat die spektrale Rauschdichte I_r' :

$$I_r' = \sqrt{2 \cdot e \cdot I} \quad (\text{A} / \sqrt{\text{Hz}})$$

Hier ist I der fließende Strom und e die Elektronenladung ($1,6 \cdot 10^{-19}$ Cb).

VI.5 Die Rauschzahl

In Empfängern für Frequenzen oberhalb 30 MHz ist das Rauschen der begrenzende Faktor beim Empfang schwacher Sender. Hier sind Verstärker mit guten Rauschdaten obligatorisch. Die Rauschspannung am Ausgang eines Verstärkers hängt neben dem Rauschen der Eingangsstufe von der Bandbreite und der Verstärkung ab. Daher ist es sinnlos, die Rauschqualität anhand der Rauschspannung am Ausgang zu vergleichen. Die wirkliche Rauschqualität eines Verstärkers wird durch die Rauschzahl F beschrieben.

Um dieses Maß zu verstehen, betrachten wir einen idealen, völlig rauschfreien HF-Verstärker, der an einen Widerstand R angeschlossen wird. Der ideale Verstärker verstärkt

U_r , die Rauschspannung des Widerstands rauschfrei um den Faktor V auf die Ausgangsspannung U_{ideal} .

$$U_{\text{ideal}} = V \cdot U_r \quad (\text{V})$$

Ein realer, rauschender Verstärker gibt eine Ausgangsspannung U_{real} ab, die größer ist als U_{ideal} . Diese beiden Spannungen, genauer: Leistungen, bestimmen die Rauschzahl F : Rauschzahl F in "kT₀":

$$F = \frac{P_{\text{real}}}{P_{\text{ideal}}} = \left(\frac{U_{\text{real}}}{U_{\text{ideal}}} \right)^2 kT_0$$

Rauschzahl F in "dB":

$$\begin{aligned} F &= 10 \cdot \log(F) = \\ &= 20 \cdot \log\left(\frac{U_{\text{real}}}{U_{\text{ideal}}}\right) \quad \text{dB} \end{aligned}$$

Sowohl der Zähler als auch der Nenner des Bruchs enthält Verstärkung und Bandbreite als multiplikativen Faktor, der bei der Division herausfällt. Damit gibt die Rauschzahl wirklich die Rauschqualität des Verstärkers wieder.

Manchmal findet man auch die Angabe der Rauschtemperatur. Auf diese Temperatur muß man beim idealen Verstärker den Widerstand R aufheizen, damit er gleiche Ausgangsspannung abgibt wie der reale Verstärker mit nicht geheiztem Widerstand.

$$\begin{aligned} \text{Rauschtemperatur} &= \\ &= F \cdot \text{Umgebungstemperatur} \quad (\text{K}) \end{aligned}$$

Ein Empfänger mit einer Rauschzahl von 2 kT₀ bzw. 3 dB bzw. einer Rauschtemperatur von 421 K gibt also die 1,4-fache Rauschspannung ab wie ein idealer Empfänger. Das ist schon eine recht gute Rauschzahl, 1 dB ist ein hervorragender Wert.

VI.6 Rauschberechnung eines Verstärkers

Das Rauschverhalten hochwertiger rauscharmer Operationsverstärker wird durch 3 Zahlenwerte beschrieben, die sich immer auf die Eingänge des Verstärkers beziehen.

- U_r' die Rauschspannungsdichte (Input noise voltage density).

- I_r' die Rauschstromdichte (Input noise current density).

- U_r die Rauschspannung (Input noise voltage) im Frequenzbereich von 0,1 - 10 Hz. Hier trägt das Funkelrauschen deutlich zum Gesamtrauschen bei.

Im Bereich des weißen Rauschens werden Rauschspannungs- und Rauschstromdichte bei einer oder auch mehreren Frequenzen angegeben. Mit diesen Angaben kann man eine Rauschberechnung vollständig durchführen. Als Beispiel wird hier ein der Vorverstärker durchgerechnet, dessen Schaltung in Abb. 6-3 dargestellt ist.

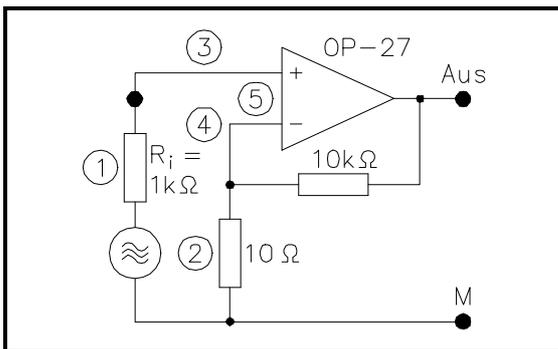


Abb. 6-3: Rauschquellen einer Schaltung

Der Vorverstärker für kleine Spannungen enthält den OP-27 als nichtinvertierenden Verstärker mit $V = 1000$. Die Signalquelle hat einen Innenwiderstand von 1 kOhm, der Span-

nungsteiler für die Gegenkopplung einen von 10 Ohm. Die Rauschquellen (1) und (2) sind das Spannungsrauschen der Innenwiderstände an den beiden Eingängen. Ihre Rauschspannungsdichten betragen:

Die Signalquelle hat einen Quellwiderstand von 1 kΩ:

$$\begin{aligned}
 1 \text{ k}\Omega: \\
 U_r' &= \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R} \\
 &= \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 298 \cdot 10^3} = \\
 &= \sqrt{1,64 \cdot 10^{-17}} = \\
 &= 4,06 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}
 \end{aligned}$$

Der Innenwiderstand des Spannungsteilers beträgt 10 Ω:

$$\begin{aligned}
 10 \Omega: \\
 U_r' &= \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 298 \cdot 10} = \\
 \dots &= 0,41 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}
 \end{aligned}$$

Die Rauschquellen (3) und (4) sind der Spannungsabfall des Stromrauschens I_r' der Eingänge an den Innenwiderständen:

Datenbuchangabe:

$$I_r' = 0,4 \quad \text{pA} / \sqrt{\text{Hz}}$$

$$\begin{aligned}
 1 \text{ k}\Omega: U_r' &= I_r' \cdot R = \\
 &= 0,4 \cdot 10^{-12} \cdot 10^3 \\
 &= 0,4 \quad \text{nV} / \sqrt{\text{Hz}}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 10 \Omega: U_r' &= I_r' \cdot R = \\
 &= 0,4 \cdot 10^{-12} \cdot 10 \\
 &= 0,004 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}
 \end{aligned}$$

Die letzte Rauschquelle (5) ist das Spannungsrauschen der Verstärkereingänge selbst.

Datenbuchangabe: $U_r' = 3 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$

Zur Ermittlung der gesamten Rauschspannungsdichte $U_r'_{\text{ges}}$ an den Eingängen müssen die Rauschleistungen summiert und in Spannung zurückgerechnet werden. Wegen $P = U^2 \cdot R$ addiert man die der Quadrate aller Einzelrauschdichten und zieht daraus die Wurzel. Alle Werte werden hier in $\text{nV} / \sqrt{\text{Hz}}$ eingesetzt:

$$\begin{aligned} U_r'_{\text{ges}} &= \sqrt{(U_r'1)^2 + \dots + (U_r'5)^2} = \\ &= \sqrt{4,06^2 + 0,41^2 + 0,4^2 + 0,004^2 + 3^2} \\ &= \sqrt{25,81} = 5,08 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}} \end{aligned}$$

Zu diesem Wert trägt allein das Spannungsrauschen des Quellwiderstands $4,06 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$ bei, während der bewußt niederohmig ausgelegte Spannungsteiler vernachlässigt werden kann.

Die Rauschzahl der Schaltung beträgt:

$$\begin{aligned} \text{In } kT_0: F &= (5,08 / 4,06)^2 = \\ &= 1,57 \text{ } kT_0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{in dB: } F &= 10 \cdot \log(1,57) = \\ &= 1,96 \text{ dB} \end{aligned}$$

Rauschtemp.:

$$\begin{aligned} T &= 1,57 \cdot 298 \text{ K} = \\ &= 468 \text{ K} \end{aligned}$$

Die Rauschspannung am Ausgang erhält man durch Multiplikation mit der Verstärkung V und der Wurzel aus der Bandbreite B , die mit 10 kHz angenommen wird.

$$\begin{aligned} U_r &= U_r'_{\text{ges}} \cdot V \cdot \sqrt{B} = \\ &= 5,08 \cdot 10^{-9} \cdot 10^3 \cdot \sqrt{10^4} \\ &= 0,51 \text{ mV} \end{aligned}$$

Die Rauschspannung am Ausgang der Verstärkeranordnung beträgt damit $0,51 \text{ mV}$.

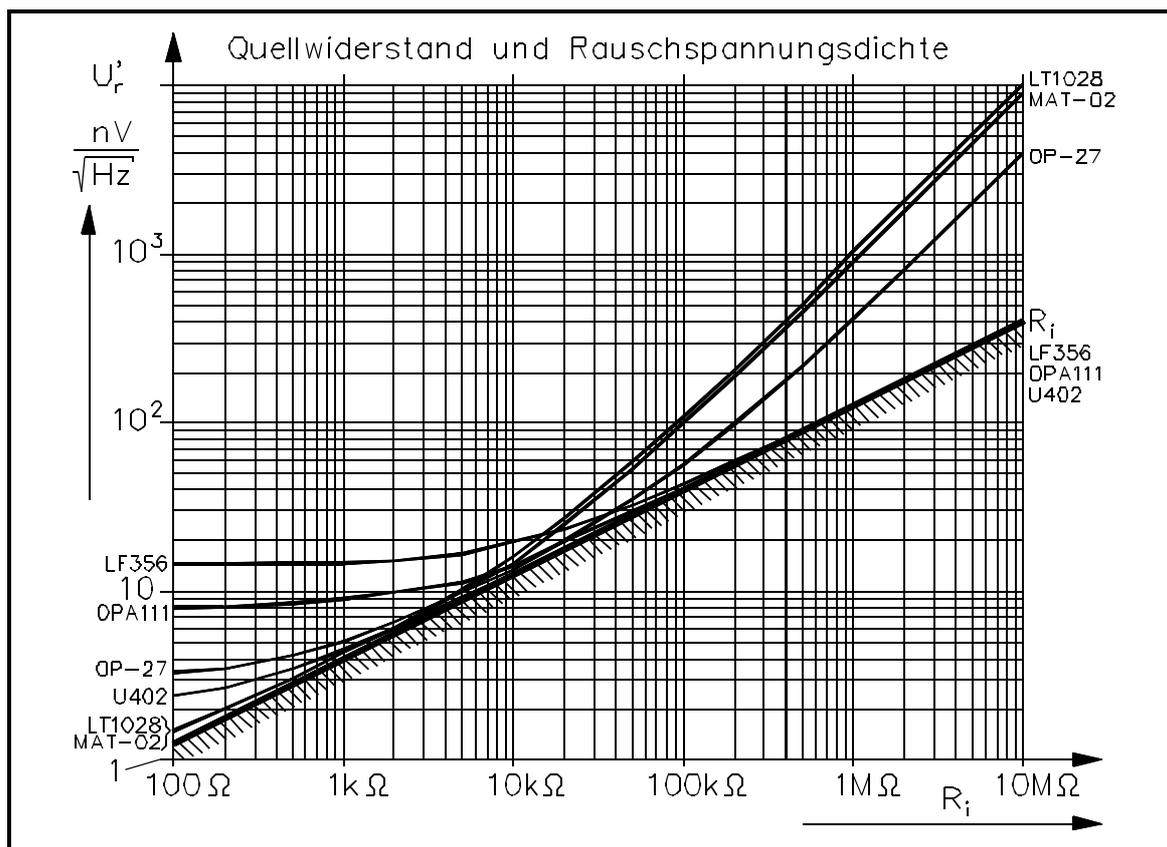


Abb. 6-4: Quellwiderstand und Rauschspannung

Abbildung 6-5 zeigt den Verlauf der Rauschspannungsdichte über dem Quellwiderstand für verschiedene Operationsverstärker und Transistoren. Mit einer Schraffur unterlegt ist die Rauschspannungsdichte des Innenwiderstands R_i allein als absolute Grenze.

Bei kleinen Innenwiderständen ist allein das Spannungsrauschen wichtig und bipolare Verstärker sind optimal. Ihr relativ großes Stromrauschen rührt vom Schrotrauschen des Eingangsstroms her, erzeugt aber an kleinen Innenwiderständen nur wenig Spannungsrauschen.

Mit wachsenden Innenwiderständen wird ein geringes Stromrauschen immer wichtiger, da die erzeugte Rauschspannung proportional zum Widerstand anwächst. Man bevorzugt hier FET-Operationsverstärker mit ih-

ren äußerst kleinen Stromrauschdichten. Es gibt also keinen "rauschärmsten" Operationsverstärker.

VI.7 Konsequenzen aus dem Rauschen

Außer am unerreichbaren absoluten Nullpunkt ist das Rauschen allgegenwärtig und stört überall, wo man es mit sehr schwachen Signalen zu tun hat. Dies soll am Beispiel der Radiokommunikation über große Entfernungen erläutert werden, zusammen mit den Maßnahmen, die trotz des Rauschens eine Verbindung aufrecht erhalten.

Nehmen wir an, daß eine Raumsonde aus sehr großer Entfernung ihre Daten zur Erde sendet. Entscheidend für eine fehlerfreie Übertragung ist das Signal/Rauschverhältnis SNR (Signal to noise ratio), das von den spektralen Dichten abhängt.

Folgende Faktoren bestimmen über das SNR auf der Erde:

- Entfernung der Sonde
- Sendeleistung und Antennengewinn der Sonde
- Antennengewinn und Antennentemperatur auf der Erde
- Rauschen des Empfängers
- Modulationsart und Qualität des Demodulators
- Bandbreite des Signals
- Dämpfung des Übertragungswegs, z. B. der Atmosphäre

Die Entfernung der Sonde ist vorgegeben, ebenso Antennengewinn und Sendeleistung durch die Konstruktion der Sonde. Der Gewinn der Empfangsantenne auf der Erde hängt vor allem von ihrem Durchmesser ab. Daneben muß die Antenne eine möglichst niedrige Rauschtemperatur haben. Dazu darf sie nur den Himmel in Richtung der Sonde "sehen" und nicht durch Nebenzipfel Rauschen vom Erdboden auffangen. Niemals zu vermeiden sind Störungen durch kosmische Rauschquellen.

Der Empfänger soll natürlich so rauscharm sein wie irgend möglich. Mit steilflankigen Filtern wird aus dem empfangenen Frequenzgemisch nur das Sondersignal selbst herausgefiltert und kein frequenzmäßig benachbartes Rauschen. Als letztes Glied in der Kette ist noch der Demodulator des Empfängers zu nennen, der bei einem möglichst ungünstigen Signal-Rausch-Verhältnis noch fehlerfrei demodulieren soll.

Auch die Bandbreite des Sondersignals beeinflusst das SNR, da die spektrale Leistungsdichte mit wachsender Bandbreite absinkt. Hier hat

man spezieller Modulationsverfahren (Pulsmodulation) entwickelt, welche die vorgegebene Bandbreite optimal mit Information ausfüllen und dadurch das theoretische Maximum der Datenrate erreichen.

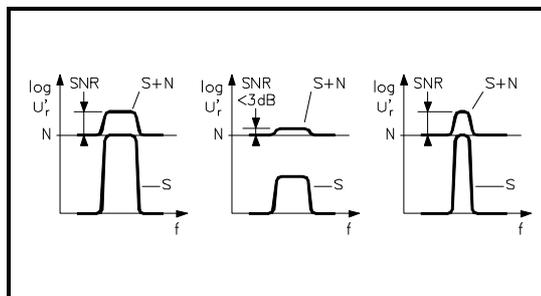


Abb. 6-5: Spektrale Dichten von Signal und Rauschen

Große Empfangsantennen sind sehr teuer im Betrieb und wegen der Vielzahl von Sonden immer stark ausgelastet. Um Zeit zu sparen, soll daher die Datenrate auf dem Übertragungsweg möglichst groß sein. Nach Optimierung des gesamten Systems macht man die Datenrate und damit die Bandbreite so groß, daß ein gerade noch ausreichendes SNR erzielt wird. In Abb. 6-5 ist die Spannungsdichte des Signals S im linken Bild gleich derjenigen des Rauschens N und das SNR beträgt 3 dB. Dies ergibt erfahrungsgemäß eine noch weitgehend fehlerfreie Demodulation.

Entfernt sich die Sonde weiter von der Erde, so nimmt die spektrale Leistungsdichte des Signals ab (Abb. 6-5 Mitte) und damit das SNR. Als einzige Möglichkeit, das erforderliche SNR wieder herzustellen, verbleibt eine Erhöhung der spektralen Dichte durch Zurücknahme der Bandbreite des Signals und damit leider auch der Datenrate (Abb. 6-5 rechts).

Wenn der Übertragungsweg völlig ausgereizt ist, besteht eine letzte Möglichkeit zur Anhebung der Datenrate in einer Datenkompression. Diese lohnt sich ganz besonders bei Bildern mit ihren großen Datenmengen. Man nutzt dabei die Tatsache aus, daß die Helligkeiten nebeneinanderliegender Bildpunkte sich nur an Kanten wesentlich unterscheiden. Sendet man nur noch die Helligkeitsunterschiede aufeinanderfolgender Punkte, so treten überwiegend kleine Zahlen um 0 herum auf.

Damit allein wäre noch nichts gewonnen. Reduziert wird die Anzahl der zu übertragenden Bits erst durch eine Codierung der Zahlen, welche den häufigsten Zahlen kurze Bitfolgen und den seltenen großen Zahlen lange Bitfolgen zuweist. Das klassische Beispiel ist das Morsealphabet mit kurzen Zeichen für häufige und längeren Zeichen für seltene Buchstaben. Zur digitalen Datenübertragung eignet sich die Huffman-Codierung, deren Baumstruktur folgendermaßen aussehen könnte:

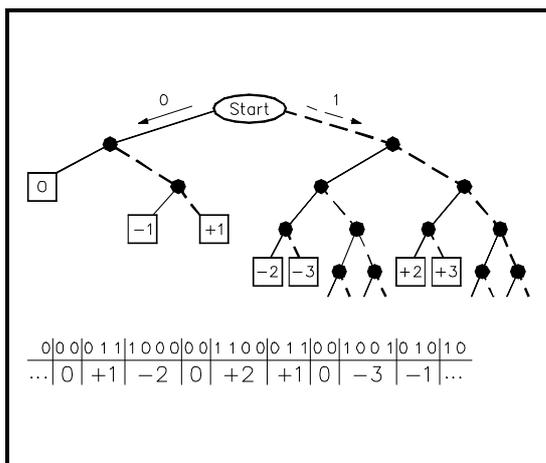


Abb. 6-6: Huffman Codebaum

In der Huffman codierten Datenfolge unten in Abb. 6-6 folgt man dem Pfad im Codebaum, der dem aktuellen Bit

entspricht, bis man bei einer Zahl ankommt. Mit dem nächsten Bit beginnt man wieder beim Start. Die Codierung ist eindeutig, da nie ein längerer Code mit derselben Bitfolge beginnt, wie ein kürzerer. Die Erfahrung zeigt auch, daß man nach Verlust der Synchronität sehr schnell wieder in den richtigen Tritt kommt und nicht dauernd Unsinn decodiert wird.

Bei dieser Codierung geht keine Information verloren. Es gibt aber auch verlustbehaftete Kompressionsverfahren, welche weniger wichtige Informationen weglassen. Musterbeispiel ist die JPEG-Kompression (Joint Photographic Experts Group) von Bildern.

VI.8 Rauschen im Alltag

Es wird auf Unglauben stoßen, wenn hier behauptet wird, daß man auch ohne elektronische Hilfsmittel mit dem Rauschen konfrontiert wird. Beginnen wir mit dem weißen Rauschen: Seine spektrale Dichte ist frequenzunabhängig und es müßte daher auch noch bei der Frequenz von sichtbarem Licht vorhanden sein. Dies ist erfahrungsgemäß nicht der Fall. Grund dafür ist, daß bei Raumtemperatur Quanteneffekte die Bandbreite des weißen Rauschens auf ca. 100 THz ($\lambda = 3 \mu\text{m}$) begrenzen. Die Energie der Wärmebewegung reicht einfach nicht zur Erzeugung von noch höherfrequenten (=energiereichen) Lichtquanten aus.

Wir können die Atombewegung durch Temperaturerhöhung beschleunigen, so daß bei ca. 800°C (Glühbeginn) das weiße Rauschen bis in den roten Bereich des Spektrums reicht. Weiteres Erhitzen führt über Rot- und Gelbglut zur Weißglut entsprechend

weißem Rauschen im Frequenzbereich des sichtbaren Lichts ($f = 400 \dots 550 \text{ THz}$, $\lambda = 750 \dots 400 \text{ nm}$).

Auch bei niedrigen Temperaturen wird durchaus Strahlung (= Rauschen) erzeugt und abgestrahlt. Man spürt diese z.B., wenn man die Hand ohne zu berühren dicht neben das Gesicht hält. Die abgestrahlte Leistung ist beträchtlich. Sie gehorcht der Formel:

$$P = s \cdot A \cdot T^4 \text{ (W)}$$

Hierin sind:

$$s = 5,67 \cdot 10^{-8} \left(\frac{\text{W}}{\text{m}^2 \cdot \text{K}^4} \right)$$

A: Fläche in m^2

T: abs. Temperatur in Kelvin

Einige Werte für die Wärmeabstrahlung von schwarzen Flächen:

0 °C	315 W / m^2
20 °C	418 W / m^2
37 °C	524 W / m^2
60 °C	697 W / m^2
100 °C	1098 W / m^2

Bei diesen Leistungen wundert es nicht, daß man sich in einem Zimmer mit kalten Wänden nicht behaglich fühlt und daß einen in einer klaren Winternacht die Kälte förmlich "anspringt". Jeder kennt Autoscheiben, die in klaren Nächten auch bei Lufttemperaturen über 0 °C völlig vereisen. Der klare Himmel hat strahlungsmäßig eine Temperatur von etwa -120°C, so daß die Scheiben durch Wärmeabstrahlung weit unter 0°C abkühlen und sich das Kondenswasser aus der Luft als Eis niederschlägt. Die einem nahen Haus zugewandten Scheiben des Autos bleiben klar, weil die Hauswand ihnen

Wärme zustrahlt. Bei bedecktem Himmel, unter dem einfachen Dach eines Carports oder einer aufgelegten Papppe tritt ebenfalls keine Vereisung auf.

Eine in den Weltraum gerichtete Antenne hat eine Rauschtemperatur deutlich unter der Umgebungstemperatur. Man fragt sich sofort, wie so etwas möglich ist, da die Antenne nicht gekühlt wird. Die Erklärung liegt darin, daß zwar die Rauschleistung eines Widerstands unabhängig vom Wert ist, nicht aber Rauschstrom und -spannung. In den metallisch leitenden Teilen der Antenne ist der Widerstand extrem klein, in den elektrisch isolierenden extrem groß. Dadurch herrscht eine völlige Fehlanpassung an den Fußpunktswiderstand Z. Zum Rauschen können nur Widerstände beisteuern, die in der Größenordnung von Z - meist 50 Ω - liegen.

Das Rauschen der Antenne steigt stark an, wenn sie den "warmen" Erdboden sieht, der widerstandsmäßig halbwegs zu Z paßt. Aus diesem Grund müssen Satellitenantennen ein sauberes Richtdiagramm ohne Nebenzipfel haben, um keine Energie vom Erdboden aufzufangen.

Literatur:

G. Hoch, "Bestimmung der Empfindlichkeit von Empfangsanlagen mittels Sonnenrauschen", UKW Berichte, 4/1979, S. 194

D. Dobricic, "Bestimmen der Parameter eines Empfangssystems durch Messen kosmischer Radioquellen", UKW Berichte 2/1983, S. 89

VII Stromquellen

VII.1 Anwendungsbereich

Stromquellen haben ihre Domäne in der Meßtechnik, wobei sie meist andere Funktionen unterstützen.

Ohmmeter mit digitaler Anzeige schicken einen Konstantstrom durch den Prüfling und zeigen den Spannungsabfall als Widerstand an. Weiterhin setzt man Stromquellen überall dort ein, wo der Strom die auslösende Größe für einen Effekt ist. Beispiele sind Hallgeneratoren, Spulen zur Erzeugung eines konstanten Magnetfelds, Sägezahngeneratoren usw.

Sehr wichtig in der industriellen Meßtechnik ist die Übertragung von Meßwerten mittels eingepprägter Ströme. Nach weltweiter Norm wird das Fühlersignal linear in einen Strom von 4-20 mA umgesetzt. Die Betriebsenergie für die Wandlerschaltung und den Fühler wird von diesem Strom abgezweigt. Für moderne Analogschaltungen reicht der Mindeststrom von 4 mA zur Versorgung völlig aus. Solange die Spannung an der Stromquelle im Ausregelbereich bleibt, haben Leitungs- und Übergangswiderstände sowie eingekoppelte Störsignale keinen Einfluß. Gefordert werden muß lediglich ein hoher Isolationswiderstand zwischen den beiden Leitungen, was kein Problem darstellt.

Mit dieser Technik ist der Aufbau einer Betriebsdatenerfassung denkbar unkompliziert. Alle Fühler sind über verdrehte Zweidrahtleitungen mit der

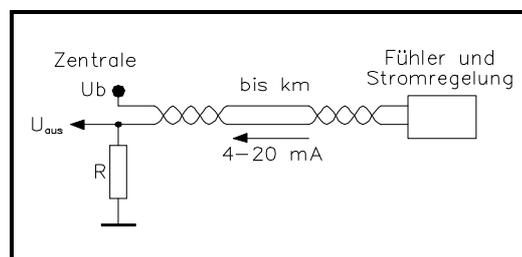


Abb. 7-1: Meßwertübertragung mit Konstantstrom

Zentrale verbunden. Zur Abfrage wird der eine Anschluß der Leitung mit einer passenden Spannung verbunden und der aus dem anderen Anschluß fließende Strom durch einen Präzisionswiderstand geleitet. Der Spannungsabfall gibt dann mit hoher Genauigkeit das Sensorsignal wieder. Die überbrückbaren Entfernungen liegen im Bereich von mehreren Kilometern.

Zu den Vorteilen des minimalen Aufwands der verdrehten Zweidrahtleitung (twisted pair) kommt die sofortige Erkennung eines Drahtbruchs oder Kurzschlusses hinzu, wenn der Strom außerhalb des festgelegten Bereichs liegt.

VII.2 Stromquellschaltungen

Alle Schaltungen arbeiten nach dem Prinzip, daß der abgegebene Konstantstrom I_k durch einen Widerstand fließt, an dem der Spannungsabfall konstant gehalten wird. Die nachfolgend beschriebenen Quellen sind bewußt wegen ihrer unterschiedlichen Anordnungen ausgewählt worden.

a) Quelle mit invertierendem Operationsverstärker

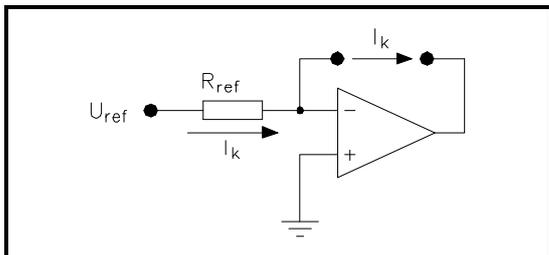


Abb. 7-2: Einfache Stromquelle

Die Schaltung mit einem invertierenden Operationsverstärker verbindet hervorragende Eigenschaften mit minimalem Aufwand. Zum virtuellen Massepunkt am -Eingang fließt aus einer Referenzspannungsquelle U_{ref} durch den Widerstand R_{ref} der konstante Strom $I_k = U_{ref} / R_{ref}$. Dieser Strom kann nur durch den im Gegenkopplungspfad liegenden Verbraucher abfließen, wobei der Operationsverstärker die Spannung entsprechend einregelt. Der einzige, aber entscheidende Schönheitsfehler die-

ser bestehend einfachen Anordnung liegt darin, daß der Verbraucher nicht mit einem Anschluß an Masse liegt.

b) Sägezahngenerator

Bei Aufladung eines Kondensators mit Konstantstrom steigt die Spannung linear sägezahnförmig an. Als Stromquelle arbeitet hier der pnp-Transistor T2 mit R2 als Emitterwiderstand. Die Basisspannung wird über Transistor T1 und einen 2,5 V Referenzspannungs-IC eingestellt. Die Basis-Emitterspannungen von T1 und T2 heben sich genau auf und an R2 liegen exakt 2,5 V. Damit fließt der Konstantstrom $I_k = 2,5 \text{ V} / 2,2 \text{ k}\Omega = 1,14 \text{ mA}$ in den Kondensator C2 und lädt ihn mit der Anstiegsgeschwindigkeit $dU/dt = I/C = 1,14 \text{ mA} / 100 \text{ pF} = 1,14 \times 10^7 \text{ V/s}$. Die sägezahnförmige Ausgangsspannung ist zur X-Ablenkung eines Oszillografen vorgesehen. Umschaltbare Kondensatoren ergeben die verschiedenen Zeitmaßstäbe.

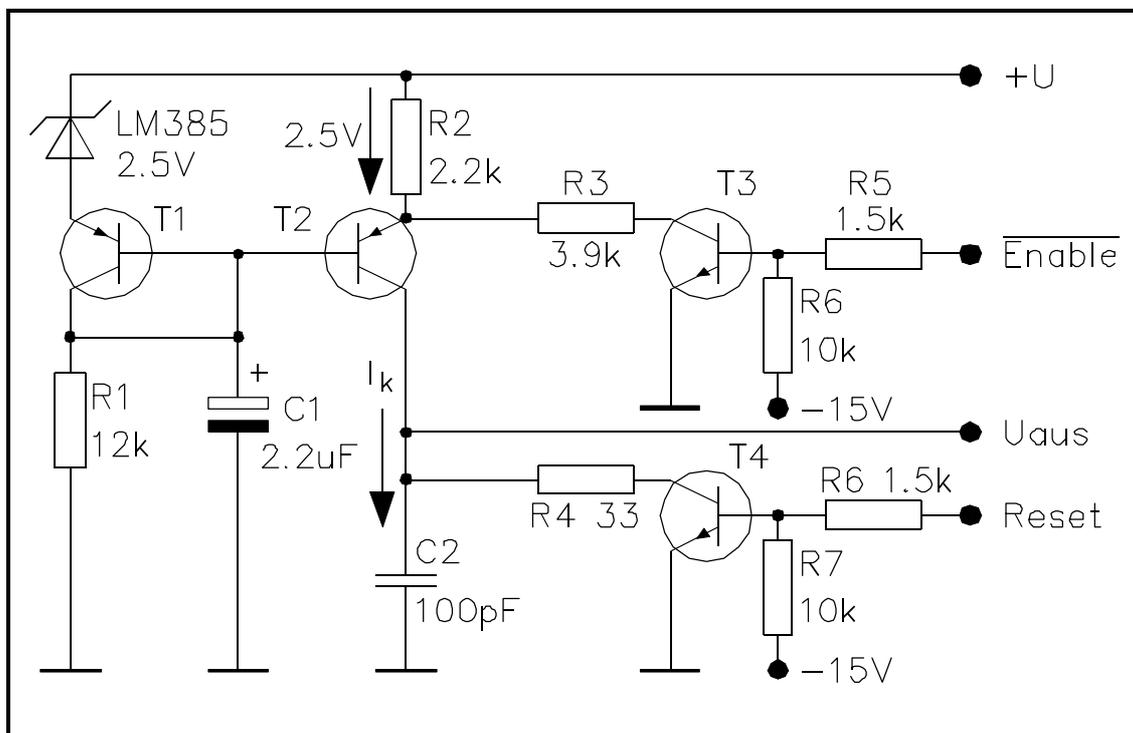


Abb. 7-3: Sägezahngenerator mit Stromquelle

Transistor T3 zieht in eingeschaltetem Zustand über R3 den Emitter von T2 auf eine gegenüber der Basis etwas negative Spannung und leitet den Kollektorstrom von T2 nach Masse ab. Die Triggerschaltung des Oszillografen steuert über den Enable-Eingang die Basis von T3 an. Sperren von T3 schaltet den Konstantstrom ein und setzt die Zeitablenkung in Gang.

Der Reset-Eingang steuert T4, der nach erfolgter Ablenkung den Kondensator entlädt. Der Vorwiderstand R4 begrenzt den Strom bei der Entladung großer Kondensatoren für langsame Zeitablenkung.

c) Howland-Stromquelle

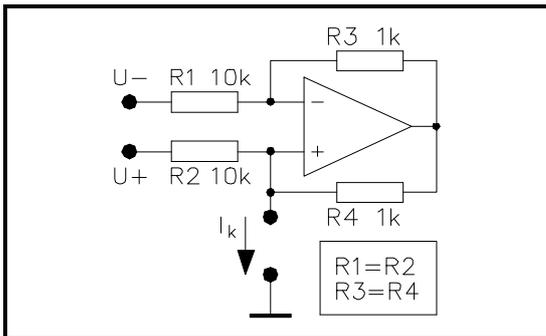


Abb. 7-4: Howland-Stromquelle

Die Arbeitsweise dieser Schaltung ist nicht auf den ersten Blick zu durchschauen. Sie eignet sich daher hervorragend für eine Durchrechnung mit der Methode von Abschnitt III.3. Für den Ausgangsstrom I_k dieser Quelle gilt:

$$I_k = \frac{U_+ - U_-}{R_2}$$

Nachteilig sind der geringe Maximalstrom, die Niederohmigkeit der Eingänge und die Rückwirkung des +Eingangs auf den -Eingang. Dennoch ist diese Quelle ein schönes Beispiel dafür, was mit einem einzigen Operationsverstärker möglich ist.

d) Präzisions-Stromquelle

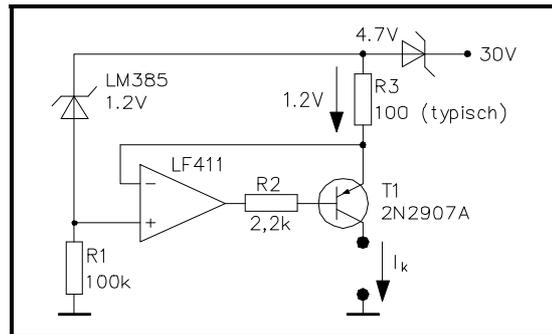


Abb. 7-5: Präzisions-Stromquelle

Diese Anordnung kann man als Standard-Stromquelle für Meßzwecke ansehen. Der Operationsverstärker erzwingt gleiche Spannungen am Referenzspannungs IC und an R3. Die 4,7 V Zenerdiode verschiebt beide Spannungen in den Gleichaktbereich des Verstärkers. Der Widerstand R2 begrenzt bei offenem Ausgang der Quelle den Basisstrom des Transistors. Dieser Strom mindert zwar den Ausgangsstrom der Quelle, doch ist der Basisstrom klein gegenüber dem Kollektorstrom und obendrein ist die Gleichstromverstärkung B eines Transistors wenig abhängig von Temperatur und Kollektorspannung. Perfektionisten können hier einen p-Kanal FET oder MOSFET einsetzen.

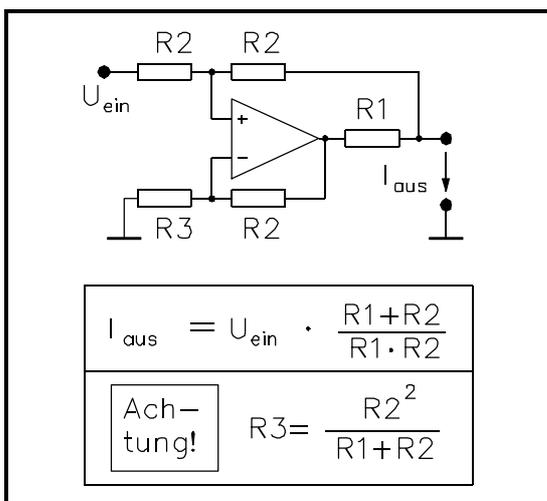
e) Konstantstromquelle

Abb. 7-6: Konstantstromquelle

Diese Konstantstromquelle wandelt die Eingangsspannung in einen proportionalen Strom um. Für einen unendlich hohen Innenwiderstand muß R3 exakt den formelmäßigen Wert haben. Nur dann hängt der eingepreßte Strom nicht von der Spannung am Ausgang ab.

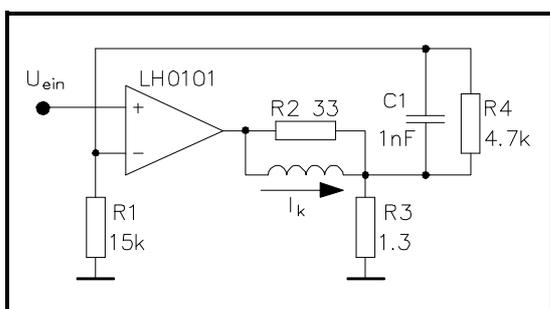
f) Ablenkjoch-Treiberquelle

Abb. 7-7: Ablenkjoch Treiberquelle

Diese Quelle ist zur Ansteuerung der Wicklung des Ablenkjochs von Vector-Scan Bildröhren vorgesehen, die in Radargeräten, Präzisionsfilm-

belichtern und Lichtpunktscannern (Flying spot digitizer) eingesetzt werden. Hier ist eine Stromquelle erforderlich, weil der Widerstand von Kupfer mit der Temperatur zunimmt. Beim Vector-Scan wird der Strahl nicht periodisch über den Schirm abgelenkt (Raster scan), sondern kann in beliebiger Folge an jede Stelle auf dem Bildschirm geführt werden.

Der Ausgangsstrom des schnellen Hochstrom-Operationsverstärkers LH0101, fließt durch die Wicklung und verursacht einen Spannungsabfall an R3. Diese Spannung wird über den Spannungsteiler R4 / R1 zum - Eingang geführt. Mit dem Kondensator C1 läßt sich das Einschwingverhalten optimieren, während der Widerstand R2 die Induktivität der Wicklung bedämpft. Gleichstrommäßig kann R2 gegenüber dem Wicklungswiderstand vernachlässigt werden.

g) Nanoampere-Quelle

Die Einprägung von Strömen im pA- und nA-Bereich erfordert eine spezielle Schaltungstechnik, da die Sperrströme der eingesetzten Transistoren schon im nA-Bereich liegen. Der Trick bei dieser Stromquelle besteht im Einsatz einer elektrisch völlig isolierten Stromquelle. Sie besteht aus 4 Optokopplern, deren Fototransistoren mit ihren Kollektor-Basis Dioden als Fotoelemente arbeiten. Die Reihenschaltung der Koppler erreicht ohne weiteres Ströme bis ca. 20 µA und Spannungen bis ca. 1,8 V, was hier völlig ausreicht.

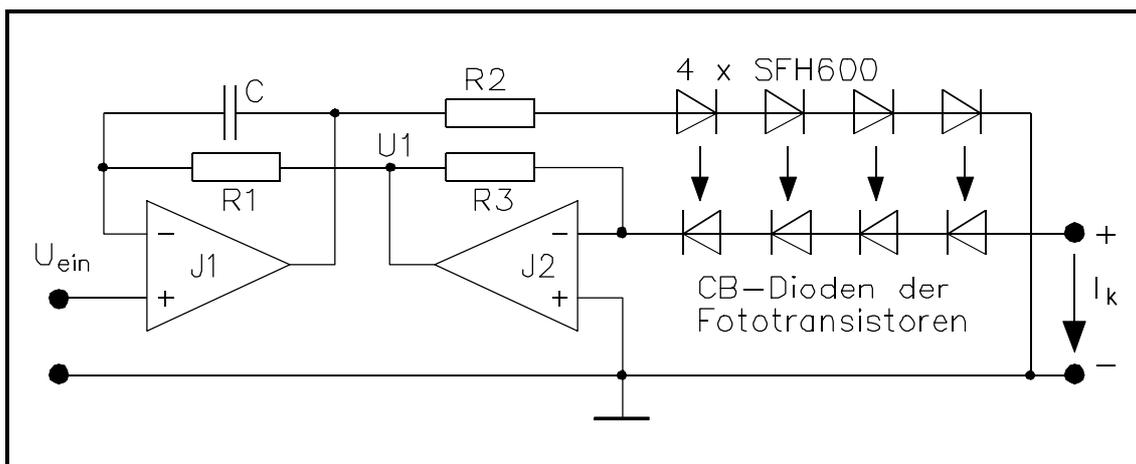
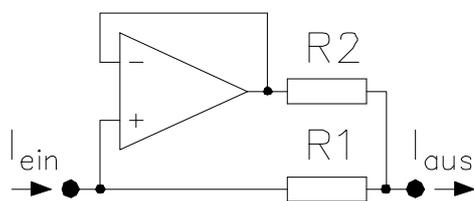


Abb. 7-8: Nanoampere-Quelle

Das dem Ausgang abgewandte Ende der Diodenkette liegt am Eingang des Strom-Spannungswandlers mit J2 und R3. Der Konstantstrom I_k fließt auch in ihn hinein und ergibt eine Ausgangsspannung von $U_1 = I_k \cdot R_3$. J1 vergleicht diese Spannung mit der Eingangsspannung und regelt den Strom durch die Sendedioden ein. Der Kondensator C stabilisiert Verstärker J1 während R2 den Strom durch die Sendedioden bei Leerlauf der Quelle begrenzt. Durch Wahl von R3 und Einsatz eines passenden Verstärkers J2 sind beliebig kleine Ströme möglich.

h) Strom Vervielfacher



$$I_{\text{aus}} = I_{\text{ein}} \cdot (1 + R_1/R_2)$$

Abb.7-9: Strom Vervielfacher

gangsstrom. Diese Schaltung kann den Strom einer Stromquelle um einen festen Faktor vergrößern. Der seinen Widerstand R1 an den parallel liegenden Widerstand R2. Zum Strom I_{ein} wird so der Strom durch R2 addiert. Gibt man R2 1/9 des Werts von R1, so fließt in ihm der 9-fache Strom und der Strom I_{ein} der Meßquelle wird verzehnfacht.

Die Schaltung ist übrigens bidirektional, ein am Ausgang eingespeister Strom wird um den gleichen Faktor erniedrigt am Eingang abgegeben.

i) Strom Reduzierung

Eine sehr einfache Methode zur Verkleinerung von Strömen um einen konstanten, hohen Faktor stellt ein einfacher Emitterfolger dar. Läßt man beispielsweise den Strom einer (positiven) Stromquelle in den Emitter eines pnp-Transistors fließen, dessen Kollektor an Masse liegt, so ist der Basisstrom um die Gleichstromverstärkung B kleiner. Dieser Strom fließt ebenfalls nach Masse. So kann man z.B. ohne Verwendung von Höchstohm Widerständen sehr kleine Ströme für Langzeit RC-Glieder erzeugen.

Stromquellen für Meßzwecke haben meist ihre Grenzen bei ca. 1 A Aus-

VIII Oszillatorschaltungen

Bei den Oszillatoren unterscheidet man grundsätzlich harmonische Oszillatoren und Relaxationsoszillatoren, in denen .

In harmonischen Oszillatoren pendelt die Energie zwischen 2 Speichern hin und her. Sie werden bei hohen Anforderungen an Frequenzkonstanz und spektrale Reinheit eingesetzt.

Relaxationsoszillatoren haben nur einen Energiespeicher, der zwischen 2 Grenzen auf- und entladen wird. Man findet sie in Schaltungen zur Bereitstellung von Tonfrequenzen etc., wo die Anforderungen geringer sind.

VIII.1 Oszillatoren mit dem Timer-IC 555

Der Timer-IC 555 ist zur Erzeugung von stabilen Frequenzen im Bereich von unter 1 Hz bis ca. 50 kHz gut geeignet. Mit seinem Kondensator ist er ein klassischer Relaxationsoszillator. Sein Aufbau wurde bereits in Abschnitt II.4 besprochen. Das Blockschaltbild zeigt 2 Komparatoren, deren Vergleichsspannungen durch einen Spannungsteiler aus 3 gleich großen Widerständen auf $1/3 U_b$ und $2/3 U_b$ festgelegt sind. Der Abgriff mit

$2/3 U_b$ ist zu einem Anschluß geführt, um ihn mit einem Kondensator abblocken oder anderweitig benutzen zu können. Die beiden Komparatoren setzen und resetten ein RS-Flipflop. Absinken des Trigger-Eingangs unter $1/3 U_b$ setzt das Flipflop, während Ansteigen des Schwellen-Eingangs über $2/3 U_b$ oder 0-Pegel am Reset-Eingang es rücksetzen. Bei gesetztem Flipflop liegt der Ausgang auf High-Pegel ($\approx U_b$) und der Entladetransistor sperrt. In zurückgesetztem Zustand ist der Ausgang auf Low-Pegel und der Entladetransistor eingeschaltet. Der Ausgang der bipolaren Version ist für Ströme bis zu 200 mA spezifiziert.

Der Schaltungsaufwand mit 2 Komparatoren macht den 555 zu einem relativ genauen und konstanten Frequenzgenerator für Frequenzen bis ca. 50 kHz. Alle Spannungen und Ströme in einer 555-Schaltung ändern sich proportional zur Versorgungsspannung U_b . Deren Schwankungen werden dadurch kompensiert und man kann im gesamten Temperatur- und U_b -Bereich eine Genauig-

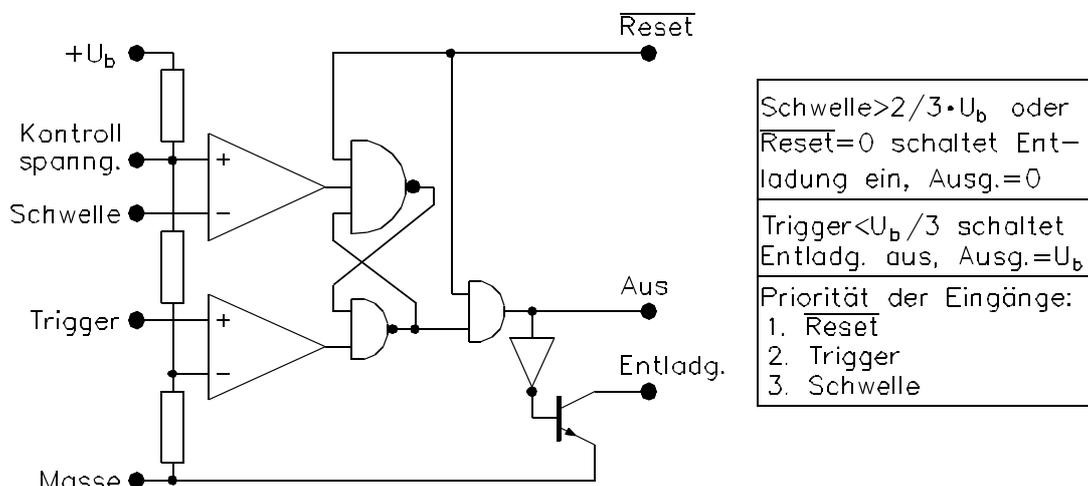


Bild 8-1: Blockschaltbild des Timer-IC 555

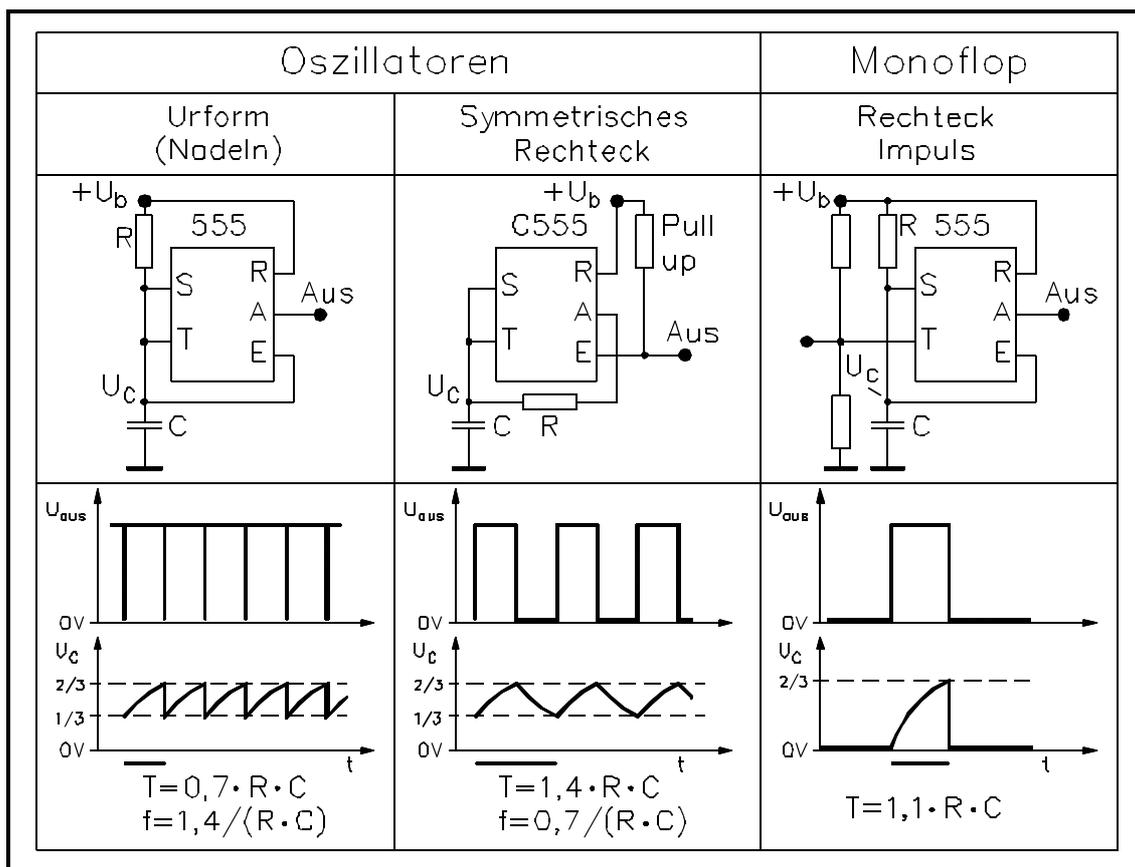


Abb. 8-2: Der 555 als Oszillator und Monoflop

keit besser als ca. 2 % erwarten. Hier sollen nun die Betriebsweisen des 555 als Oszillator und als Monoflop erläutert werden.

Die einfachste Oszillatorschaltung legt Schwelle, Trigger und Entladung zusammen und verbindet diesen Punkt über R mit $+U_b$ und über C mit Masse. Der Strom durch R lädt C auf, bis die Spannung $2/3 U_b$ erreicht und der Schwelle-Komparator das Flipflop rücksetzt. C wird nun vom Entladungsausgang sehr schnell entladen, bis bei $1/3 U_b$ der Trigger-Komparator das Flipflop wieder setzt und die Entladung abschaltet. Dieser Zyklus wiederholt sich fortlaufend. Wegen der raschen Entladung werden am Ausgang nur sehr kurze Impulse nach 0-Pegel abgegeben. Die Aufladezeit beträgt $0,7 \cdot R \cdot C$ Sekunden, das ergibt eine Frequenz von $1,4 / (R \cdot C)$.

Die kurzen Impulse sind nicht günstig für Logikschaltungen und am Oszillographen schlecht zu sehen. Man verlängert die Entladezeit mit einem Widerstand zwischen den Entladungsausgang und C. Dieser darf nur so groß werden, daß im Zusammenwirken mit R als Spannungsteiler U_c beim Entladen noch unter $1/3 U_b$ absinkt.

Besser ist es, mit dem 555 eine symmetrische Rechteckwelle zu erzeugen. Hierfür eignet sich gut die CMOS-Version des 555, deren Ausgang bis auf wenige mV die Spannungen von Masse und $+U_b$ erreicht. Man legt nun den Widerstand R zwischen Ausgang und C, während der Entladungsausgang mittels eines Pullup-Widerstands als Ausgang fungiert. Vom Ausgang fließt durch den

Widerstand R Strom zum Kondensator. Dessen Spannung pendelt laufend zwischen den Schaltschwellen hin und her, da beim Erreichen einer Schwelle der Ausgang umschaltet und den Ladestrom von C umpolt.

Man erhält die doppelte Periodendauer und die halbe Frequenz wie bei der ersten Schaltung. Für hohe Ausgangsströme muß ein Hilfstransistor eingesetzt werden, da die CMOS Ausführung keine großen Ströme liefern kann.

Zum Betrieb als Monoflop werden R und C mit den Anschlüssen Schwelle und Entladung verbunden. Den Trigger-Eingang hält ein Spannungsteiler auf einer Spannung oberhalb $1/3 U_b$, so daß er inaktiv ist. Im Ruhezustand des Monoflops ist der Ausgang auf Masse und die Entladung eingeschaltet. Wird nun der Trigger-Eingang kurzzeitig unter $1/3 U_b$ gezogen, so geht der Ausgang nach High und die Entladung wird abgeschaltet. C wird über R bis auf $2/3 U_b$ aufgeladen, woraufhin die Entladung eingeschaltet wird und die Schaltung in den Ruhezustand zurückkehrt. Die Impulslänge des Monoflops beträgt $1,1 \cdot R \cdot C$ Sekunden.

Während der Aufladung von C ist das Flipflop gesetzt und der Trigger-Eingang wirkungslos. Das 555 Monoflop ist somit nicht nachtriggerbar. Nach dem Impuls wird der Kondensator vehement entladen und auf Masse gehalten, so daß der 555 nach sehr kurzer Zeit für den nächsten Impuls bereit ist. Das 555 Monoflop hat dadurch eine sehr kurze Erholzeit.

Es gibt auch nachtriggerbare Monoflops, wie das TTL-Monoflop 74LS123. Diese registrieren Triggerimpulse immer und halten ihre Ausgänge nach der letzten Triggerung für die programmierte Zeit aktiv. Bei genügend häufiger Triggerung kippt der Ausgang eines nachtriggerbaren Monoflops nie zurück. Man kann diese Eigenschaft für Frequenzdiskriminatoren ausnutzen.

VIII.2 RC-Oszillatoren für höhere Frequenzen

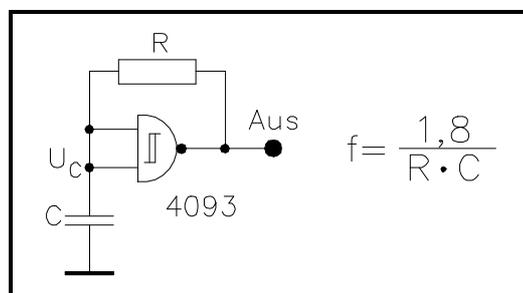


Abb. 8-3: Einfachst RC-Oszillator

Unüberbietbar einfach ist die Oszillatorschaltung in Abb. 8-3 mit dem 4-fach CMOS NAND Schmitt-Trigger 4093. Die Eingänge sind über einen Kondensator mit Masse und über einen Widerstand mit dem Ausgang verbunden. Wie beim 555 schaltet der Ausgang beim Erreichen der jeweiligen Schaltschwelle um und die Kondensatorspannung pendelt im Hysteresebereich der Eingänge zwischen den beiden Schaltschwellen hin und her. Die Frequenz beträgt etwa $1,8 / (R \cdot C)$ Hz bei symmetrischer Wellenform am Ausgang. Genauigkeit und Frequenzkonstanz dieser Schaltung sind allerdings weniger gut. Die relativ große Verzögerung im Schmitt-Trigger begrenzt die maximale Frequenz auf ca. 100 kHz.

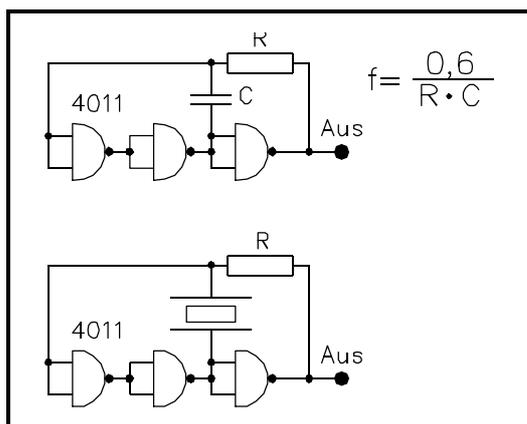


Abb. 8-4: Gatter Oszillatoren

Deutlich höhere Frequenzen erzielt die Schaltung in Abb. 8-4 mit 3 in Reihe liegenden NAND Gattern 4011 oder auch 74.00. Die 3-malige Invertierung bewirkt eine Gleichspannungs Gegenkopplung über den Widerstand R vom Ausgang zum Eingang für einen mittleren Gleichspannungspegel am ersten Gatter. Der Kondensator verbindet Punkte gleicher Signalpolarität und läßt die Gatter mit einer Frequenz von etwa $0,6 / (R \cdot C)$ Hz bis zu mehreren MHz schwingen. Ersetzt man den Kondensator durch einen Quarz (siehe Abschnitt VIII.3), so entsteht ein harmonischer Oszillator mit hochstabiler Ausgangsfrequenz. Abgewandelt findet sich diese Schaltung in den Taktoszillatoren von Mikroprozessoren, Uhren etc. wieder.

VIII.3 Harmonische Oszillatoren

Elektronische harmonische Oszillatoren enthalten einen Schwingkreis mit Spule und Kondensator als Energiespeichern. Ein mechanisches Analogon ist die Pendeluhr.

Im Einfachst-Oszillator in Abb. 8-5 arbeitet Transistor T1 in Basisschaltung mit dem LC-Schwingkreis als Arbeitswiderstand. T2 steuert als Emitterfolger den Emitter von T1 mit dieser Spannung niederohmig an. Basis und Kollektor beider Transistoren liegen

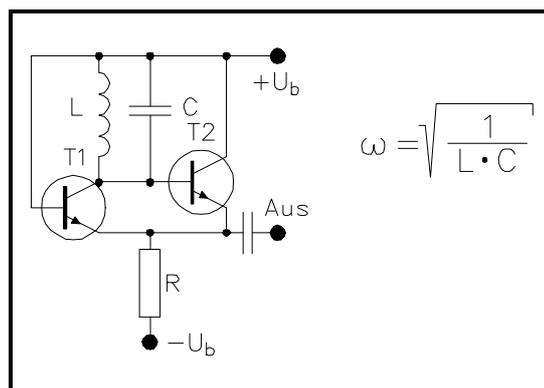


Abb. 8-5: Einfachst-Oszillator

gleichspannungsmäßig an $+U_b$, so daß die U_{CE} etwa $0,65$ V beträgt. Über R fließt der Betriebsstrom, der sich bei gleichem U_{BE} je zur Hälfte auf die Transistoren aufteilt.

Gute HF-Transistoren schwingen in dieser Schaltung bis in den GHz-Bereich. Bei solch hohen Frequenzen kann man den Schwingkreis durch ein am Ende kurzgeschlossenes Stück Koaxkabel oder ein Stück Leiterbahn (Stripline) ersetzen und so den Bauteil Aufwand minimieren.

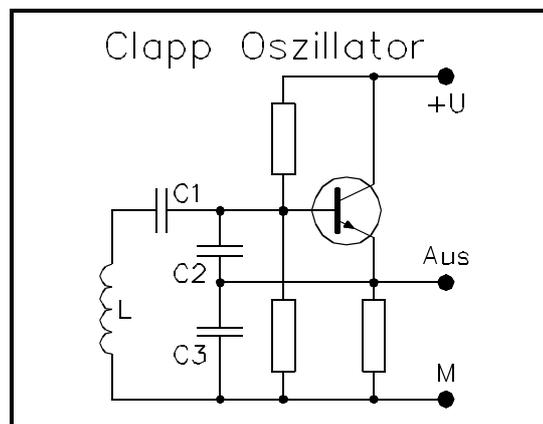


Abb. 8-6: Clapp-Oszillator

Abb. 8-6 zeigt den Clapp-Oszillator, der sehr saubere und frequenzkonstante Sinussignale liefert. Sein Schwingkreis besteht aus L und der Reihenschaltung von C1, C2 und C3. C2 und C3 sind dabei deutlich größer

als C1. Sie werden vom Schwingkreisstrom durchflossen und transformieren dadurch die Spannung vom Emitter zur Basis hoch. So kann der als Emitterfolger mit $V=1$ arbeitende Transistor den Kreis zum Schwingen anregen. Die relativ großen Kapazitäten C2 und C3 liegen parallel zum Transistor und minimieren den Einfluß seiner Kapazitäten. Daher rührt die hohe Frequenzstabilität und Signalqualität.

Mit einem Drehkondensator für C1 erhält man einen VFO (variable frequency oscillator) mit ausgezeichneten Eigenschaften.

VIII.4 Quarze

Schwingquarze sind mechanische Resonatoren aus einem Quarzkristall (Siliziumdioxid, SiO_2). Die Besonderheit von Quarz sind seine piezoelektrischen Eigenschaften. In bestimmten Kristallrichtungen führt das Anlegen einer Spannung zu einer mechanischen Verformung und umgekehrt, der Quarz ist also ein elektromechanischer Wandler. Wenn wir einen Quarz in einer Oszillatorschaltung betreiben, so werden die elektrischen Signale in mechanische Verformungen umgesetzt, die den Quarz zum Mitschwingen anregen. Umgekehrt wird die Verformung des schwingenden Quarzplättchens in elektrische Signale zurückverwandelt. Das elektrische Verhalten des Quarzes ist das durch Hin- und Rückwandlung umgesetzte mechanische Verhalten des Quarzes.

Der Quarz verhält sich elektrisch wie ein extrem hochohmiger Serienresonanzkreis in Reihe mit einem Widerstand R, typische Werte zeigt Abb. 8-7. Parallel dazu liegt

die Kapazität C_0 , welche sich aus Elektroden- und Gehäusekapazität zusammensetzt. Die extrem hohe mechanische Güte des Quarzresonators führt zu einer ebenso hohen elektrischen Güte Q, siehe dazu IX.6.

Die extremen Werte für die Schaltelemente eines Quarzes sind natürlich nicht physikalisch vorhanden, sondern die Folge der Wandlung der angelegten Spannung in Verformung des Quarzes und der Rückwandlung der Verformung beim Mitschwingen in elektrische Spannung.

Je nach Frequenzbereich und Temperaturverhalten wird das Quarzplättchen aus dem Mutterkristall herausgeschnitten und durch Schleifen und Polieren in die richtigen Abmessungen für die gewünschte Schwingungsform und Frequenz gebracht. Für die tiefsten Frequenzen bis herab zu 1 kHz werden Biegeschwinger und die Stimmgabelform eingesetzt. Für sukzessive immer höher werdende Frequenzen nimmt man Längs-Dehnungsschwinger und Dickenscherschwinger. Die höchsten Frequenzen bis über 150 MHz erreichen Obertonquarze, die analog zu Orgelpfeifen mehrere Knotenebenen haben. Aus Gründen der elektrischen Ankopplung sind nur ungerade Ober-

f	32768Hz	1,05MHz	4,19MHz	60MHz
R	50k	700	75	65
L	7863,5H	2,88H	120mH	7,02mH
C	0,003pF	0,008pF	0,012pF	0,001pF
Q	32380	27100	42165	40769
	Biegeschwinger Stimmgabeltyp	Dickenscherschwinger (Grundton) SC-Schnitt		SC-Schnitt 5. Oberton

Abb. 8-7: Elektrische Daten von Quarzen

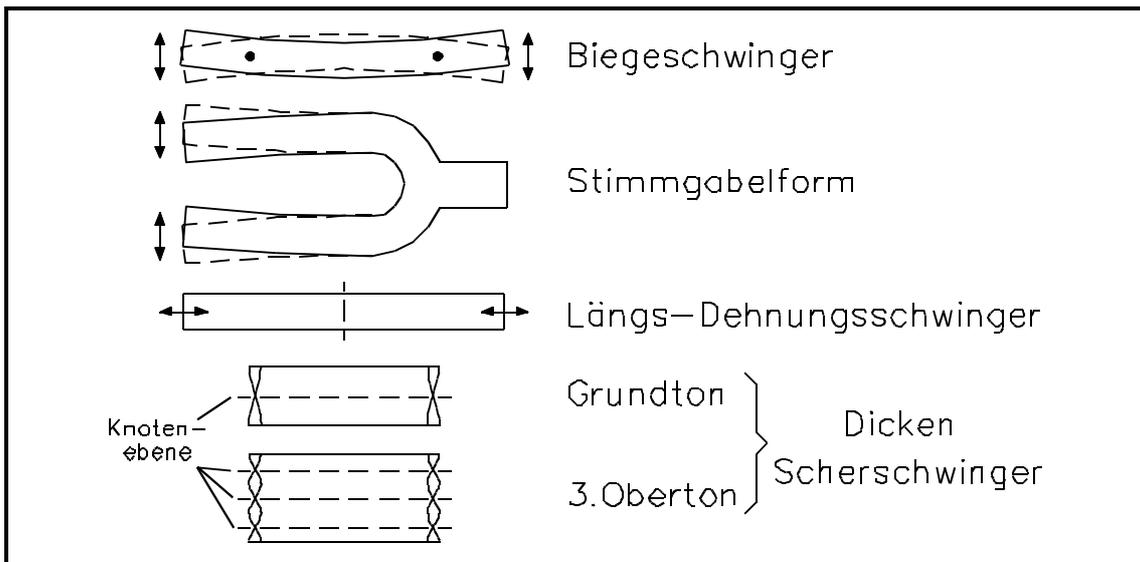


Abb. 8-9: Quarz Resonatorformen

töne möglich, also die 3-, 5-, (2n+1) - fache Frequenz.

Elektrisch kann man den Quarz auf 2 Arten betreiben:

In Serienresonanz wirkt nur L und C des Quarzes, bei der Resonanzfrequenz verbleibt nur der Serienwiderstand R. Bei sehr hohen Frequenzen kann es erforderlich werden, die Parallelkapazität C₀ mit einer Spule L₀ zu kompensieren. Der Schwingkreis aus L₀/C₀ soll auf die Resonanzfrequenz des Quarzes abgestimmt sein. Ohne die Kompensation

kann es passieren, daß die Schaltung mit Hilfe von C₀ als RC-Oszillator schwingt und die sehr schmale Resonanz des Quarzes einfach ignoriert.

Die Parallelresonanz wird am einfachsten aus einer Umzeichnung des Ersatzschaltbildes verständlich. Hier verhält sich der Quarz als Parallelresonanzkreis mit einem kapazitiven Spannungsteiler. Die Reihenschaltung mit C₀ verkleinert die Kreiskapazität ein wenig, was die Resonanzfrequenz etwas anhebt. Die Parallelresonanz wird gerne eingesetzt,

Ersatzschaltbild	Serien-Resonanz	Parallel-Resonanz
<p>L, C, R bilden den Quarz nach. C₀ ist die Gehäuse- und Elektrodenkapazität</p> $Q = \frac{\omega \cdot L}{R}$	<p>L₀ kompensiert C₀</p> $\omega = \sqrt{\frac{1}{L \cdot C}}$ <p>Kurzschluß bei Resonanz</p>	<p>Parallelresonanzkreis mit kapazitivem Teiler</p> <p>$\omega > \omega_{\text{Serie}}$ da Reihenschaltung von C mit C₀</p> <p>Isolator bei Resonanz</p>

Abb. 8-8: Serien- und Parallelresonanz des Quarzes

da sich hier der Quarz durch Parallelschalten eines Trimmkondensators in der Frequenz gut "ziehen" läßt. Die zum Quarz parallelgeschaltete Kapazität wird als Bürde bezeichnet. Quarze für Parallelresonanz werden gewöhnlich bei 30 pF Bürde abgeglichen und sind dann um einige 10^{-5} ziehbar.

Beispiel:

Wir betrachten den 4,19 MHz Quarz der Tabelle in Abb. 8-6. Aus $L = 120$ mH und $C = 0,012$ pF ergibt sich eine Serienresonanzfrequenz f_{res} von exakt 4,194101 MHz.

In Parallelresonanz mit 30 pF Bürde wirkt als Kreiskapazität die Reihenschaltung von 0,012 pF mit 30 pF :
 $C = 0,011995202$ pF, das ergibt:
 $f_{res} = 4,1949398$ MHz.

Die Resonanzfrequenz in Parallelresonanz ist um 839 Hz höher als in Serienresonanz.

Erhöht man die Bürde um 1 pF auf 31 pF, so beträgt die Kreiskapazität $C = 0,0119953566$ pF und $f = 4,1949127$ MHz

Die Resonanzfrequenz sinkt um 27 Hz bei Zunahme der Bürde um 1 pF.

Mit einem Trimmkondensator parallel zum Quarz kann man die Resonanzfrequenz um 27 Hz / pF ziehen. Die Konstanz üblicher Trimmkondensatoren reicht auch für Präzisionsanwendungen völlig aus.

Andere elektrisch eingesetzte mechanische Resonatoren seien wenigstens erwähnt:

Keramische Filter bestehen analog zum Quarz aus piezoelektrischer Keramik. Sie arbeiten von einigen 100 kHz bis in den MHz-Bereich.

Keramische Resonatoren werden von einigen 100 MHz bis in den GHz-Bereich zur Stabilisierung von Oszillatoren eingesetzt.

Alternative Kristallmaterialien mit in mancher Beziehung besseren Eigenschaften als Quarz sind Galliumphosphat $GaPO_4$ und Lanthan-Gallium Verbindungen. Siehe dazu:
www.gapo4.com // www.roditi.de.

"Mechanische Filter" haben Resonatoren aus Edelstahl mit piezokeramischen Wandlern. Ihre Frequenzen gehen kaum über 500 kHz hinaus. Stimmgabeloszillatoren mit einer magnetisch erregten Stimmgabel werden im Tonfrequenzbereich eingesetzt.

Keramik- und Edelstahlresonatoren erreichen die hohen Güten der Kristalle. Ein weiterer Vorteil der kristallinen Resonatoren liegt darin, daß ihr als einkristallines Material keine Korngrenzen aufweist. Sie kennen damit keine Materialermüdung durch die dauernde Belastung beim Schwingen und zeigen auch im Dauerbetrieb nur eine minimale Alterung.

Zu den alternativen Kristallmaterialien siehe:

UKW-Berichte, Heft 4/2002, S. 195

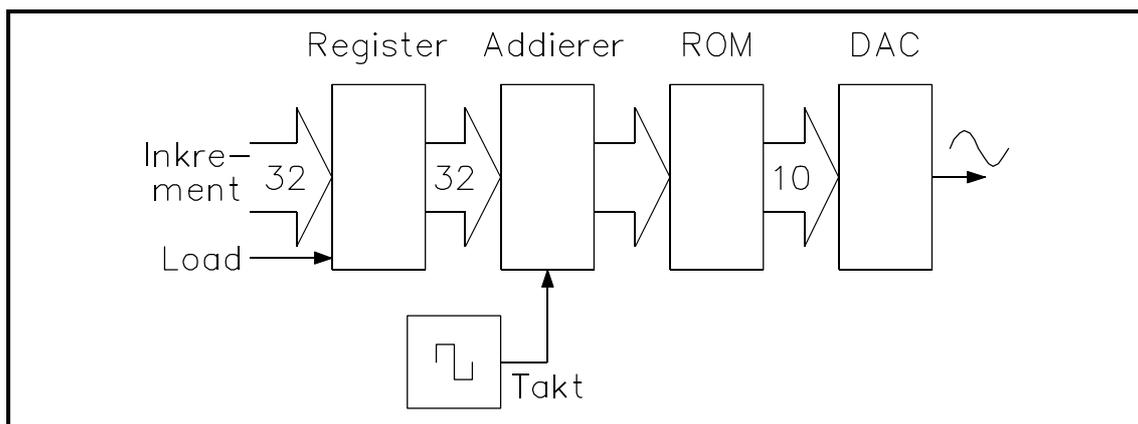


Abb. 8-10: Aufbau eines DDS Synthesizers

VIII.5 DDS-Synthesizer

Generatoren für Sinuswellen werden heute oft als DDS-Synthesizer (DDS = Direct Digital Synthesis) aufgebaut. Sie enthalten einen schnellen 32-Bit Akkumulator, zu dem bei jedem Takt der Inhalt des Inkrement-Registers addiert wird. Der Akkumulator steuert ein ROM an, das die dem Eingangswert gehörenden Spannungswerte einer Sinuskurve enthält. Das ROM seinerseits gibt diese Werte als 10-Bit Zahl zum DAC.

Bei jedem Durchlauf der Werte des Akkumulators wird am Ausgang des DAC eine komplette Sinuswelle abgegeben. Je höher das Inkrement ist, desto rascher durchläuft der Akkumulator seinen Wertebereich $2^{32} = 4,295 \cdot 10^9$. Die abgegebene Frequenz hängt vollkommen linear von der Größe des Inkrements und der Taktfrequenz ab.

Hat der Taktgenerator beispielsweise eine Frequenz von 42,95 MHz, so dauert es bei einem Inkrement von 1 genau 100 Sekunden, bis der Akkumulator einmal seinen Zahlenbereich durchläuft. Die abgegebene Frequenz beträgt also 0,01 Hz. Um eine bestimmte Ausgangsfrequenz in Hz zu

erhalten, speichert man ihren 100-fachen Wert als Inkrement ein. Dabei beträgt der kleinste Frequenzschritt 0,01 Hz.

Mit DDS-Synthesizern kann man in einem großen Frequenzbereich spektral sehr saubere Wellenformen erzeugen. Die Frequenzstabilität und Genauigkeit hängt allein vom Taktgenerator ab. Die meisten DDS-IC's haben zusätzlich ein Register, dessen Inhalt zum Ausgang des Addierers addiert wird und eines für die Signalamplitude. Damit kann in einfacher Weise Phasen- und Amplitudenmodulation erzeugt werden, wie sie für moderne Modems benötigt wird.

Die Taktfrequenz ist meist wesentlich höher, als die Ausgangsfrequenz, was in einem Oversampling mit entsprechendem Gewinn an Auflösung resultiert. So erreichen DDS-Synthesizer auch mit einem 10-Bit DAC erstaunlich gute Unterdrückungen von Nebenwellen und Harmonischen im Ausgangssignal.

Die Taktfrequenzen moderner DDS-IC's reichen heute bis über 200 MHz, entsprechend möglichen Ausgangsfrequenzen bis ca. 60 MHz.

IX Filterschaltungen

IX.1 Aktive RC-Filter

Es gibt in der Elektronik viele Einsatzfälle für die Filterung von Frequenzen. Im Radiofrequenzbereich werden dazu häufig LC-Filter verwendet. Bei niedrigeren Frequenzen vermeidet man gerne die Induktivitäten und setzt lieber mit RC-Anordnungen beschaltete Operationsverstärker ein. RC-Filter profitieren von der einfachen Veränderbarkeit von Widerständen (Potentiometer) im Gegensatz zu Spulen und Kondensatoren. Man kann diese Filter in Hochpässe, Tiefpässe, Bandpässe und Bandsperren einteilen. Obwohl Bandpässe und Sperrungen durch Kombinationen von Hoch- und Tiefpässen realisierbar sind, verwendet man für sie praxisgerechtere Schaltungen (siehe IX.6).

Für Hoch- und Tiefpässe gibt es eine ganze Reihe von Filterfunktionen mit unterschiedlichen Frequenzgängen. Das Ideal eines Tiefpasses mit absolut flachem Durchlaßbereich und unendlich steilem Übergang zum völligen Sperrverhalten kann mit vertretbarem Aufwand gar nicht realisiert werden und hätte ein sehr ungünstiges Einschwingverhalten. Frequenz- und Zeitverhalten jedes Filters sind durch die Fouriertransformation miteinander verknüpft, welche Verbesserungen im Frequenzverhalten automatisch durch ein ungünstigeres Zeitverhalten quittiert. Somit sind alle Filterfunktionen Kompromisse, welche entweder das Zeit- oder das Frequenzverhalten auf bestimmte Anforderungen ausrichten.

IX.2 Filterfunktionen und ihre Eigenschaften

Die Filterfunktionen tragen Namen von Nachrichtentechnikern oder Mathematikern, die zu diesem Filtertyp beitragen. Sie sind in Reihenfolge einer zunehmenden Annäherung an den idealen Tiefpaß aufgeführt. Urform ist die rein passive Gauß Funktion mit einem einfachen RC-Glied.

Während die Funktionen von Bessel bis Tschebyscheff auf der Gauß-Funktion beruhen und durch Operationsverstärker versteilert werden, arbeiten Cauer Filter nach einem ganz anderen Prinzip. Sie enthalten ein Gauß-Element zur Absenkung der hohen Frequenzen und versteilern den Übergang mit Nullstellen in der Übertragungsfunktion. Diese werden mittels Serienresonanzkreisen nach Masse (Saugkreise) realisiert. Aufgebaut sind diese Kreise aus RC-beschalteten Operationsverstärkern. Cauer-Filter haben daher auch im Sperrbereich eine Welligkeit mit Nullstellen der Übertragungsfunktion bei den Resonanzfrequenzen der Saugkreise. Dazwischen liegen Dämpfungseinbrüche bis zum angegebenen Wert der Sperrdämpfung. (Siehe IX.5)

Bei allen Formeln für die in diesem Kapitel besprochenen Filter wird die Kreisfrequenz ω eingesetzt. Man gewöhne sich daher an, die vorgegebene Frequenz sofort in die Kreisfrequenz umzurechnen. Als Eselsbrücke wird empfohlen, für die Frequenz die Einheit Hz zu benutzen, für die Kreisfrequenz die Einheit s^{-1} .

IX.3 Filter vom Gaußtyp

Diese Filter beruhen auf der rein passiven Gauss-Funktion, welche durch die Verstärkung versteilert wird. In den Schaltungen wird der Operationsverstärker zwar als Spannungsfolger mit $V=1$ eingesetzt, Die Verstärkung liegt im größeren Wert des Kondensators vom Ausgang des Verstärkers zum Eingangsnetzwerk. Da keine einfachen Formeln für die Bauteilwerte

existieren, werden die Filter in normierter Form angegeben. Die Koeffizienten der Tschebyscheff-Funktion sind für Welligkeiten von 0,5, 1, 2 und 3 dB im Durchlaßbereich des Filters angegeben.

Dabei gilt immer, daß die Kreisfrequenz $\omega = 1 \text{ s}^{-1}$ ist, die Kondensatoren in Farad und die Widerstände in Ω angegeben werden.

Filterfunktion	Frequenzverhalten (Amp. frequenzgang)	Zeitverhalten (Sprungantwort)
Gauss (rein passiv)	Sehr früher Verstärkungsabfall, weicher Übergang zum Sperren	Absolut kein Überschwingen. Asymptotisches Einschwingen
Bessel	Verstärkung fällt später ab, steilerer Übergang ins Sperren	Minimales Überschwingen, keine Impulsverzerrung da konstante Gruppenlaufzeit
Butterworth	Optimal ebener Durchlaßbereich mit scharfem Übergang ins Sperren	Deutliches Überschwingen und Impulsverzerrung
Tschebyscheff	Noch steilerer Übergang ins Sperren, dafür aber Welligkeit im Durchlaßbereich	Starkes Überschwingen und Impulsverzerrung
Cauer (elliptische Filter)	Geringe Welligkeit im Durchlaßbereich, extrem steiler Übergang ins Sperren. Dämpfungseinbrüche im Sperrbereich	Sehr starkes Überschwingen und Impulsverzerrung

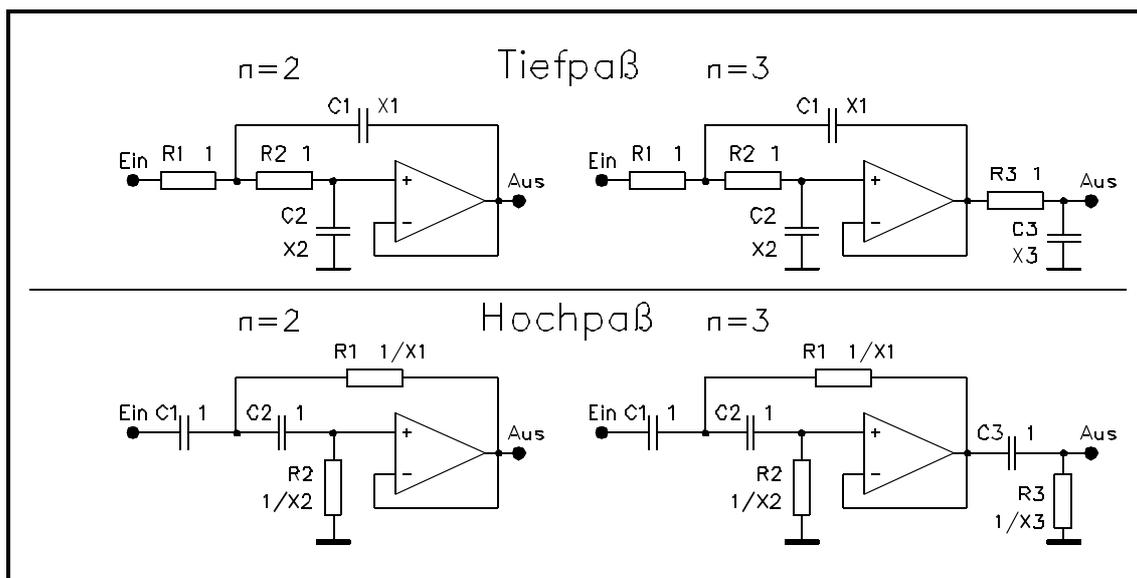


Abb. 9-1: Tief- und Hochpässe vom Gaußtyp

n	Bessel			Butterworth		
	X1	X2	X3	X1	X2	X3
2	0,908	0,681		1,414	0,707	
3	0,955	0,500	0,756	2,000	0,500	1,000
4	0,710 0,978	0,671 0,377		1,082 2,613	0,924 0,383	
5	0,720 1,042	0,570 0,311	0,665	1,236 3,236	0,809 0,309	1,000
6	0,635 0,723 1,070	0,610 0,484 0,256		1,035 1,414 3,864	0,966 0,707 0,259	
	Tschebyscheff 0,5 dB			Tschebyscheff 1 dB		
n	X1	X2	X3	X1	X2	X3
2	1,403	0,470		1,821	0,497	
3	3,159	0,274	1,579	4,049	0,248	2,024
4	5,714 2,364	0,165 1,188		7,143 2,967	0,142 1,207	
5	8,829 3,413	0,108 0,615	2,762	11,236 4,274	0,090 0,545	3,460
6	12,821 4,717 3,460	0,076 0,360 1,848		16,129 5,882 4,310	0,063 0,305 1,862	

In Abb. 9-1 sind nur die Schaltungen für $n = 2$ und $n = 3$ angegeben. Die Filter höherer Ordnung werden aus der entsprechenden Zahl von Blöcken mit $n = 2$ und evtl. einem Block mit $n = 3$ zusammengesetzt. Beim Tiefpaß

haben die Widerstände 1Ω und die Kondensatoren die Kapazität in F laut dem Wert von X in der Tabelle. Die Hochpässe haben Kondensatoren mit $1 F$ und Widerstände in Ω mit dem Kehrwert von X aus der Tabelle.

n	Tschebyscheff 2 dB			Tschebyscheff 3 dB		
	X1	X2	X3	X1	X2	X3
2	2,488	0,632		3,106	0,455	
3	5,435	0,208	2,710	6,711	0,178	3,344
4	0,524 3,953	0,113 1,142		11,765 4,854	0,094 1,050	
5	14,925 5,650	0,070 0,450	4,587	18,182 6,944	0,059 0,382	5,618
6	21,277 7,813 5,714	0,049 0,240 1,754		23,316 9,615 6,993	0,040 0,199 1,605	

Setzen wir die Werte aus der Liste in die Schaltung ein, so haben wir ein Filter mit dem gewünschten Verhalten bei einer Grenzfrequenz von 1 s^{-1} und mit unmöglichen Bauteilwerten. Dies Filter wird in 2 Schritten auf die gewünschte Frequenz und für praktikable Bauteilwerte umgerechnet:

Im ersten Schritt, der Frequenzskalierung, rechnet man das Filter auf die gewünschte Kreisfrequenz um. Dazu dividiert man die ohnehin viel zu großen Kondensatorwerte durch die Kreisfrequenz $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$. Damit ist das RC-Produkt um diesen Faktor verkleinert und die Kreisfrequenz bzw. Frequenz auf den gewünschten Wert angehoben. Das Filter hat nun schon die gewünschten Eigenschaften, aber noch immer zu große Kondensatoren und zu kleine Widerstände.

Im zweiten Schritt, der Impedanzskalierung, bringen wir Widerstände und Kondensatoren auf die endgültigen Werte. Wir brauchen uns dabei nur daran zu erinnern, daß bei konstan-

tem RC-Produkt auch die Frequenz konstant bleibt. Wir müssen daher die Widerstände um den gleichen Faktor vergrößern, um den wir die Kondensatoren verkleinern. Dabei wird man darauf achten, daß die Kondensatoren Werte aus der E6-Normreihe (Stufung 1-1,5-2,2-3,3-4,7-6,8-10) erhalten, da Widerstände in viel engerer Abstufung der Werte erhältlich sind. Bei den Tiefpässen mit ungleichen Koeffizienten für die Kondensatoren kann man jedes RC-Glied $R1/C1$, $R2/C2$, $R3/C3$ noch einmal skalieren, um auf C-Werte der Normreihe zu kommen. Dabei muß das RC-Produkt konstant bleiben und man sollte nur bis zum nächsten Normwert gehen, um die Relationen zwischen den Werten zu erhalten. Anhaltswert sind Widerstände im Bereich von 5-20 k Ω .

Beide Rechnungen führt man am besten in einem Schema aus, um Fehler zu vermeiden und den Überblick zu behalten. An einem kompletten Beispiel soll der ganze Ablauf gezeigt werden.

Frequenz s^{-1}	R Ω	C1 (F)	C2 (F)	C3 (F)
1	1	2	0,5	1
20734	1	96,46 μ	24,11 μ	48,23 μ
20734	9646	10 n	2,5 n	5 n

IX.4 Skalierung eines Filters

Der in Abb. 9-2 gezeigte Butterworth Tiefpaß soll für eine Grenzfrequenz von 3,3 kHz dimensioniert werden: Wir entnehmen der Liste:

$C1 = 2,00$, $C2 = 0,5$, $C3 = 1,0$ alle Widerstände $R = 1$.

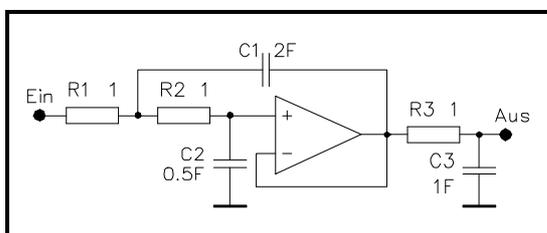


Abb. 9-2: Butterworth Tiefpaß

Diese Werte sind in die 2. Zeile des Schemas oben auf dieser Seite eingetragen.

Für die Frequenzskalierung rechnen wir als erstes die Grenzfrequenz von 3,3 kHz in Kreisfrequenz um:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot 3300 = 20734 \text{ s}^{-1}.$$

Wir müssen für die Frequenzskalierung alle 3 Kapazitäten durch diesen Faktor teilen und tragen die Werte in die 3. Zeile ein.

Für die Impedanzskalierung nehmen wir für C1 einen Wert von 10 nF an, also eine Verkleinerung um den Fak-

tor 9646. Beim Skalieren werden die Kapazitäten durch 9646 geteilt, die Widerstände damit multipliziert. Die unterste Zeile des Rechenschemas zeigt die endgültige Dimensionierung des Tiefpasses. Die Widerstände können durch Parallelschaltung von 10 k Ω und 270 k Ω hergestellt werden (9643 Ω).

IX.5 Cauerfilter

Cauerfilter sind keine durch Verstärker verstellten RC-Pässe, sondern haben Dämpfungspole auf der Frequenzachse. Ihr Frequenzgang hat daher einen charakteristischen Verlauf mit Nullstellen der Übertragungsfunktion und dazwischenliegenden Dämpfungseinbrüchen. Die in den Tabellen angegebene Sperrdämpfung gibt den Mindestwert der Dämpfung zwischen den Nullstellen. Cauerfilter werden in völlig gleicher Weise skaliert wie bei Filter vom Gaußtyp. Lediglich die mit einem * markierten Widerstände werden nicht skaliert. Sie dienen nur zur Herstellung eines Gleichstrompfads und sollen etwa den 100-fachen Wert der frequenzbestimmenden Widerstände haben. Die Tabelle enthält normierte Werte für Cauerfilter gemäß dem Stromlaufplan in Abb 9-3:

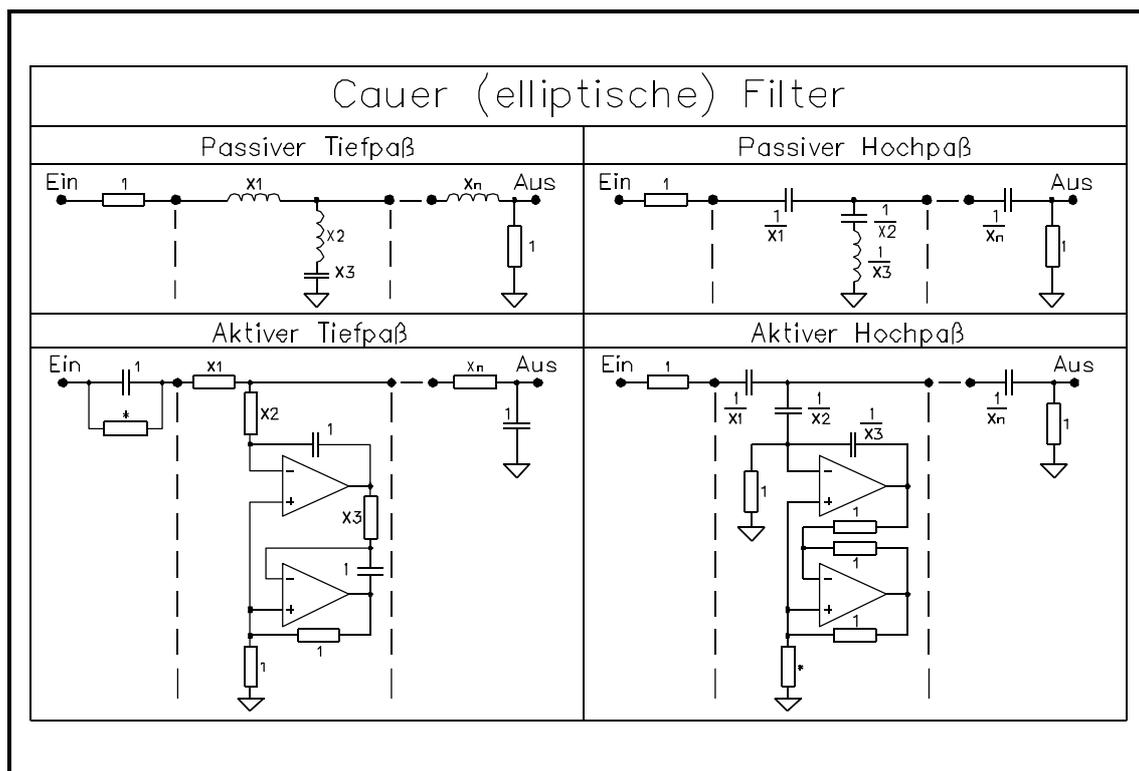


Abb. 9-3: Cauerfilter

Bauteil	9 Pole 8 Nullstellen	7 Pole 6 Nullstellen	5 Pole 4 Nullstellen	3 Pole 2 Nullstellen
X1	2,15275	2,12329	2,05594	1,85199
X2	0,03012	0,04884	0,09152	0,22590
X3	1,09942	1,07993	1,03392	0,85903
X1	2,92871	2,84446	2,73567	1,85199
X2	0,18236	0,23538	0,24486	
X3	1,06415	1,01638	0,93561	
X1	2,79680	2,75306	1,91939	
X2	0,23642	0,16034		
X3	1,02979	1,00567		
X1	2,81748	2,01924		
X2	0,10706			
X3	1,04688			
X1	2,07916			
Sperrdämpfg.	139,2 dB	104,3 dB	69,5 dB	34,5 dB

IX.6 Bandpaßfilter

	Werte => Daten:	Daten => Werte:
	$\omega_o = \frac{1}{C} \cdot \sqrt{\frac{1}{R3 \cdot Rp}}$ $V = \frac{-R3}{2 \cdot R1}$ $Q = \frac{R3}{2 \cdot X_c}$	$R1 = X_c \cdot \frac{Q}{V}$ $R2 = \frac{1}{\frac{2 \cdot Q}{X_c} - \frac{1}{R1}}$ $R3 = 2 \cdot Q \cdot X_c = 2 \cdot V \cdot R1$
$Rp = R1 \parallel R2$ $X_c = \frac{1}{\omega_o \cdot C}$	$V_{loop} = 2 \cdot V \cdot Q^2$	$Rp = \frac{X_c}{2 \cdot Q}$

Abb. 9-4: Bandpaßfilter mit Mehrfachrückkopplung

Bandpaßfilter kann man durch Hintereinanderschalten je eines Hoch- und Tiefpasses aufbauen. Weniger Aufwand erfordern aber spezielle Schaltungen, die weniger Bauelemente erfordern und zum Einsatz als Bandpässe optimiert sind. Für diese Filter existieren Formeln, so daß keine Koeffizienten und Skalierungen nötig sind.

Das Filter mit Mehrfachrückkopplung in Abb. 9-4 hat bei Güten bis etwa 10 eine gute Kombination von Eigenschaften. Alle Parameter f , V und Q sind frei wählbar. Dabei muß aber unbedingt darauf geachtet werden, daß der verwendete Operationsverstärker bei der Resonanzfrequenz genügend Leerlaufverstärkung hat. Die Formel für V_{loop} gibt zur Nachprüfung die Schleifendämpfung an, mit welcher der Operationsverstärker fertigwerden muß. Die Mittenfrequenz wird durch Variation von $R2$ abgestimmt, wobei die Verstärkung konstant bleibt.

Die Bandbreite B in der Formel für die Güte ist die Breite der Durchlaßkurve des Filters beim 0,7-fachen Maximalwert ($1/\sqrt{2}$), entsprechend 3 dB Abfall, siehe Abb. 9-5.

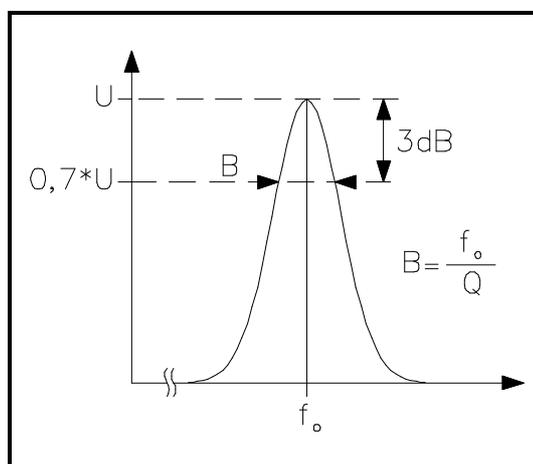


Abb. 9-5: Güte und Bandbreite

Erwähnt seien noch die beiden anderen Definitionen der Güte:

In einem LC-Parallelresonanzkreis ist sie $Q = \frac{\omega \cdot L}{R_s}$ bzw. $Q = \frac{R_p}{\omega \cdot L}$, wobei

R_s der Serienwiderstand und R_p der Parallelwiderstand des Kreises sind.

Q ist auch die Anzahl der Schwingungen, welche ein Schwingkreis bis zum Absinken der Amplitude auf 4,32 % der Anfangsamplitude ausführt.

Für höhere Güten kann man Filter kaskadieren. Die Gesamtgüte steigt dabei aber nur mit der Wurzel aus der

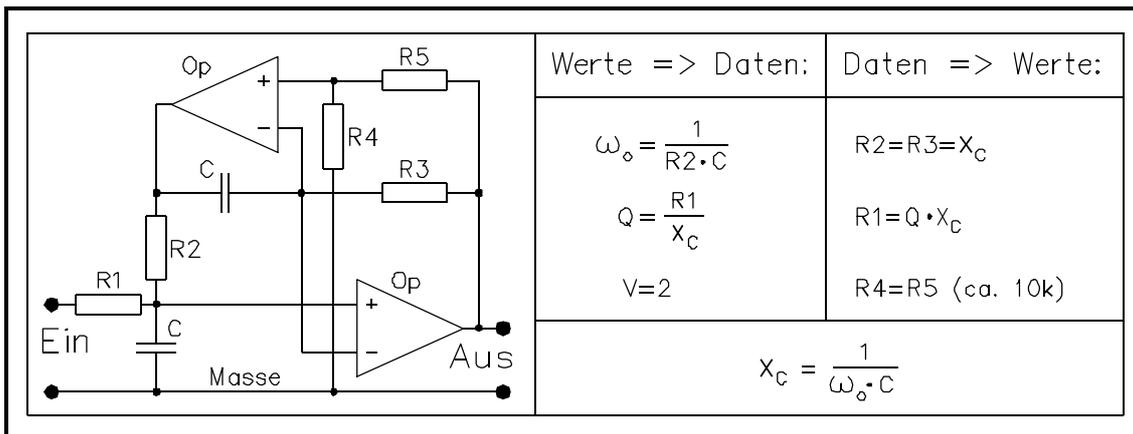


Abb. 9-6: Bandpaßfilter mit 2 Operationsverstärkern

Zahl der Filter. Für hohe Güten ist das Filter mit 2 Operationsverstärkern weitaus besser geeignet.

Die Filterschaltung mit 2 Operationsverstärkern eignet sich besonders für hohe Güten bis über 100. Die Verstärkung dieses Filters ist auf 2 festgelegt. Für einen Frequenzabgleich müssen R2 und R3 im Gleichlauf verändert werden, dafür läßt sich die Güte durch alleiniges Verändern von R1 einstellen.

wird je eine Frequenz zugeordnet, zwischen denen das Signal des Senders hin- und herspringt (AFSK = Audio Frequency Shift Keying = Frequenzumtastung im Tonfrequenzbereich).

Dem AFSK-Demodulator wird das niederfrequente Ausgangssignal des Empfängers zugeführt. Er enthält je ein Bandpaßfilter für die Frequenzen von Mark und Space. Die Ausgangssignale beider Filter werden mit verschiedener Polarität gleichgerichtet und mit Summierwiderständen die Differenz gebildet. Der Komparator mit seiner Schaltschwelle bei 0 V gibt am Ausgang die digitale Information ab. Das Filter mit dem jeweils größeren Ausgangssignal legt so den Schaltzustand des Komparators fest. Rauschen und Störungen beeinflussen beide Filter in gleicher Weise und heben sich bei der Differenzbildung auf. Der Demodulator ist dadurch sehr unempfindlich gegen Störungen. AFSK wird in der Telemetrie und im internationalen Funkfernsehverkehr eingesetzt.

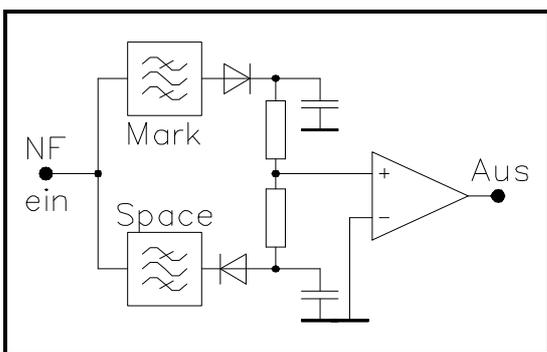


Abb. 9-7: AFSK Demodulator

Eine Anwendung von Bandpaßfiltern ist die Übertragung digitaler Signale über Telefon oder Funk. Den beiden Zuständen 0 (Mark) und 1 (Space)

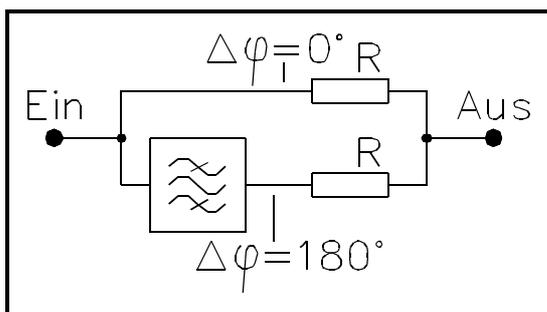


Abb. 9-8: Bandsperre

Auch eine Bandsperre kann mit dem Bandpaßfilter mit Mehrfachrückkopplung realisiert werden. Man nutzt die Tatsache, daß die Verstärkung negativ ist, bei der Mittenfrequenz also 180° Phasenunterschied zwischen Ein- und Ausgang bestehen. Addiert man Eingangs- und Ausgangssignal über passend bemessene Widerstände, so

löschen sich die Signale bei der Mittenfrequenz gegenseitig aus.

Solche Lochfilter (engl. notch filter) eignen sich sehr gut zum Ausblenden einer einzelnen, störenden Frequenz in einem Frequenzgemisch. Anwendungsbeispiele sind das Ausblenden von Störsignalen beim Kurzwellen-Fernempfang und das Unterdrücken von Trägern und Pilottönen in der Übertragungstechnik. Bei einem Sprachsignal ist das Fehlen eines schmalen Frequenzbereichs überhaupt nicht wahrnehmbar.

X Digitale Signalverarbeitung

X.1 Aliasing

Allen digitalen Signalverarbeitungsmethoden ist gemeinsam, daß das Eingangssignal periodisch abgetastet und in einen digitalen Wert umgewandelt wird. Diese Abtastung mit der Frequenz f_0 resultiert in einem sehr oberwellenreichen Ausgangssignal. Neben Eingangssignal und Abtastfrequenz enthält es die Differenzfrequenzen zwischen allen Grund- und Oberwellen sowohl des Eingangssignals als auch des Abtastsignals. Enthält das Eingangssignal Frequenzkomponenten oberhalb der halben Abtastfrequenz, so überlappen sich die Spektren von Eingangssignal und Ausgangssignal. Eine Frequenz im Überlappungsbereich kann nicht mehr eindeutig dem Eingangs- oder Ausgangssignal zugeordnet werden. Man nennt diese Mehrdeutigkeit "Aliasing".

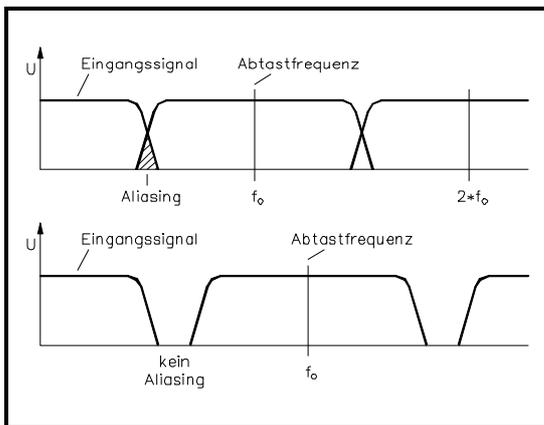


Abb. 10-1: Aliasing

Wird z.B. eine Frequenz von 4,2 kHz mit 8 kHz abgetastet, so treten im Ausgangssignal die Originalfrequenz mit 4,2 kHz und das Mischprodukt mit $8 \text{ kHz} - 4,2 \text{ kHz} = 3,8 \text{ kHz}$ auf. Die Frequenz von 3,8 kHz könnte ebenso eine Originalfrequenz sein und ist da-

von nicht unterscheidbar. In der Praxis äußert sich das Aliasing in Verzerrungen und Störfrequenzen bei der Übertragung bzw. Weiterverarbeitung.

Hierzu sagt das Sampling-Theorem (Abtast-Theorem) aus, daß das Eingangssignal nur dann fehlerfrei rekonstruiert werden kann, wenn die Abtastfrequenz mehr als doppelt so hoch ist, wie die höchste Frequenzkomponente im Frequenzgemisch. Im Signal nach der Abtastung gehören dann alle Frequenzen unterhalb der halben Abtastfrequenz zum Eingangssignal und alle höheren Frequenzen sind Mischprodukte. Damit ist eine eindeutige Zuordnung möglich.

Kann man die Abtastfrequenz nicht hoch genug legen oder ist ihr Wert vorgegeben, so muß man die Bandbreite des Eingangssignals mittels eines Tiefpaßfilters begrenzen. In der modernen Elektronik werden viele Tiefpaßfilter als Antialiasing Filter eingesetzt. In obigem Beispiel könnte ein Tiefpaßfilter mit einer Grenzfrequenz von 3,3 kHz Abhilfe bringen, da es Frequenzen über 4 kHz ausreichend abschwächt.

Auch nach dem korrekten Erfassen einer Wellenform ist Aufmerksamkeit geboten. So darf man auf keinen Fall die Zahl der Amplitudenwerte dadurch halbieren, daß man jeden 2. Wert wegläßt. Das entspräche einer Halbierung der Abtastfrequenz bei der Erfassung, wodurch möglicherweise das Sampling-Theorem verletzt wird.

Will man Meßwerte weglassen, so muß man zuvor eine digitale Tiefpaßfilterung mit passender Grenzfrequenz durchführen, eine sogenannte Dezimation. Ihre Grenzfrequenz muß so niedrig liegen, daß die übrigbleibenden Amplitudenwerte dem Sampling Theorem genügen. Soll die Impulsform erhalten bleiben, so muß das Dezimationsfilter Bessel-Charakteristik haben.

Diese Problematik tritt bei der Darstellung von Werten auf einem Bildschirm auf, beispielsweise in digitalen Speicheroszillografen mit begrenzter Bildschirm Auflösung.

X.2 SC-Filter

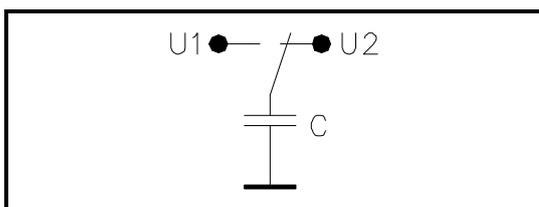


Abb. 10-2: SC "Widerstand"

In SC-Filtern (SC = switched capacitor) werden die frequenzbestimmenden Widerstände durch je einen periodisch betätigten Schalter und einen Kondensator ersetzt. Mit diesen "Widerständen" und Kondensatoren sind SC-Filter als völlig normale Filter mit Bessel, Butterworth, etc. Charakteristik aufgebaut.

Im Betrieb des Filters legt der Umschalter mit der Frequenz f den Kon-

densator abwechselnd an U_1 und U_2 . Bei jedem Umschaltvorgang wird hier die Ladung $Q = C \cdot (U_1 - U_2)$ übertragen. Beim Schalten mit der Frequenz f wird pro Sekunde die Ladung $f \cdot Q$ übertragen, was gleichbedeutend ist mit einem Strom $I = f \cdot C \cdot (U_1 - U_2)$. Wendet man das ohmsche Gesetz an, so erhält man für den "Widerstand":

$$R = \frac{U}{I} = \frac{U_1 - U_2}{f \cdot C \cdot (U_1 - U_2)} = \frac{1}{f \cdot C}$$

Der Vorteil dieser Art von Widerständen liegt darin, daß sich Kondensatoren auf einem IC mit engen Toleranzen und guter Temperaturkonstanz herstellen lassen und daß man durch Wahl der Schaltfrequenz alle Widerstände gleichsinnig verändern kann. Diese Möglichkeit der Frequenzabstimmung mittels der Umschaltfrequenz harmonisiert hervorragend mit digitalen Systemen. SC-Filter werden sehr häufig als Antialiasing Tiefpässe eingesetzt. Ihre Schaltfrequenz liegt mit dem Faktor 50 oder 100 so weit über der maximalen Durchlaßfrequenz, so daß ein einfacher RC-Tiefpaß als Antialiasing-Filter für das SC-Filter selbst völlig ausreicht.

Ein Nachteil der SC-Filter soll nicht verschwiegen werden: Das Umschalten der vielen Schalter erzeugt einen gewissen "Störnebel", der den Signal-Rauschabstand beeinträchtigt.

X.3 Phase Locked Loops

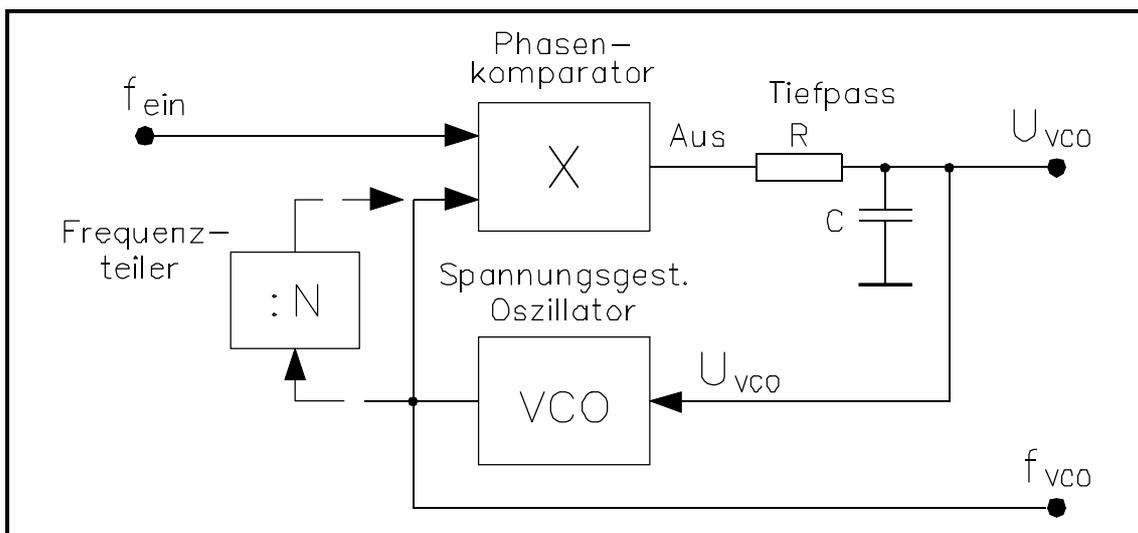


Abb. 10-3: Blockschaltbild einer Phase Locked Loop

a) Funktionsweise

Eine Phase Locked Loop (PLL) besteht aus den 3 Funktionsblöcken:

- VCO Spannungsgesteuerter Oszillator (VCO = Voltage Controlled Oscillator)
- Phasenkomparator
- Tiefpaßfilter

Im Betrieb schwingt der VCO mit der Frequenz des Eingangssignals. Der Phasenkomparator wandelt Abweichungen der Phasenlage in eine Spannungsänderung um, die im Tiefpaßfilter von hohen Frequenzen befreit wird und den VCO korrigiert. Diese Regelschleife läßt das Ausgangssignal des VCO jeder Änderung der Frequenz und Phasenlage des Eingangssignals folgen.

Man unterscheidet bei einer PLL den Haltebereich, in dem der VCO der Frequenz des Eingangssignals folgen kann und den Fangbereich, in dem der anfänglich nicht synchron schwingende VCO auf das Eingangssignal einrastet. Der Haltebereich wird durch den Frequenzbereich des VCO festgelegt, das Einfangverhalten hängt vom verwendeten Phasenkomparator und der Grenzfrequenz des Tiefpaßfilters ab.

Das Nachführen der VCO-Frequenz ist ein Regelvorgang, dessen unter-schwellige Spannungsschwankungen den VCO frequenzmodulieren. Diese Modulation äußert sich als "Seitenbandrauschen" des VCO-Signals, das bei kritischen Anwendungen stören kann. Besserung kann ein von Haus aus sehr konstant und sauber schwingender VCO und eine sorgfältig bemessene 2-stufige PLL bringen, ansonsten muß ein anderes Verfahren zur Frequenzerzeugung gewählt werden.

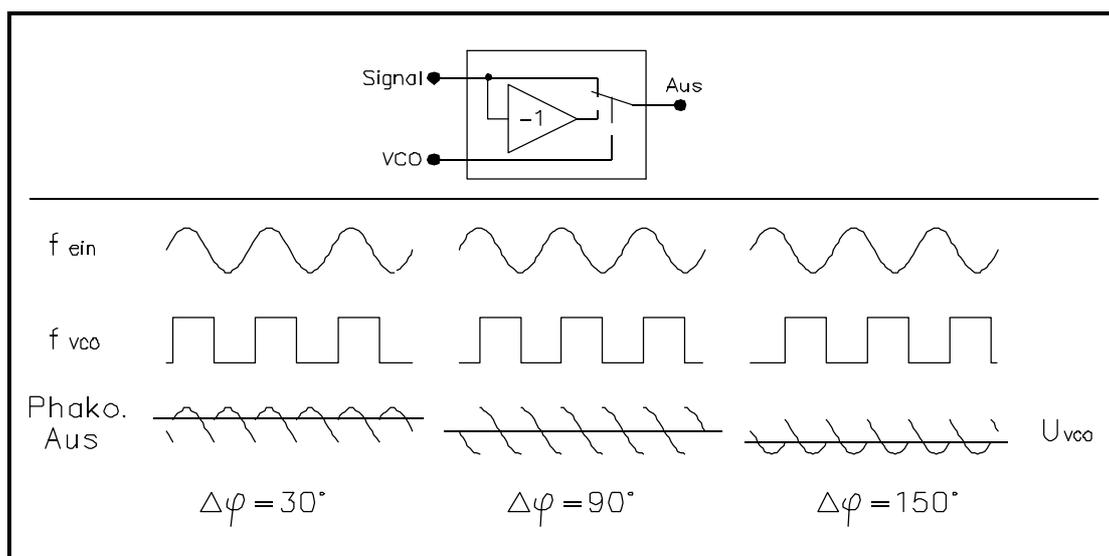


Abb. 10-4: Funktionsweise des EXOR Phasenkomparators

b) Der EXOR Phasenkomparator

Der einfachste, aber für viele Zwecke gut geeignete Phasenkomparator ist ein EXOR-Gatter bzw. Schaltmischer. Der mittlere Gleichstrompegel seines Ausgangssignals hängt vom Phasenunterschied zwischen Eingangssignal und VCO-Signal ab. Durch diese Eigenschaft ändert sich der Phasenunterschied zwischen Eingangssignal und VCO-Signal mit der VCO-Frequenz. Regelungstechnisch verhält sich eine PLL mit EXOR-Komparator als P-Regler.

Im ausgerasteten Zustand herrscht ein großer Frequenzunterschied und der Komparator gibt am Ausgang die Summen- und Differenzfrequenz von Eingangssignal und VCO-Frequenz ab. Am Tiefpaßausgang liegt als mittlerer Gleichstrompegel die halbe Versorgungsspannung und der VCO schwingt in der Mitte seines Bereichs.

Zum Fangen (Einrasten) muß die Eingangsfrequenz der VCO-Frequenz genügend nahe kommen, so daß die Differenzfrequenz durch den Tiefpaß hindurch den VCO beeinflussen kann. Die Breite des Fangbereichs der PLL wird durch die Formel angegeben:

Fangbereich \approx

$$\approx \sqrt{\text{VCO-Freq} * \text{Grenzfrq Tiefpaß}}$$

Der EXOR-Phasenkomparator arbeitet im Zeitbereich linear und macht im Zusammenwirken mit dem Tiefpaß die PLL sehr unempfindlich gegen Störimpulse. Nachteilig ist manchmal der frequenzabhängige Phasenunterschied und die Tatsache, daß die PLL auch auf ungeradzahlige Harmonische ($3 \cdot f$, $5 \cdot f$, ..) wie auch auf Subharmonische ($f/3$, $f/5$, ..) der Eingangsfrequenz einrasten kann.

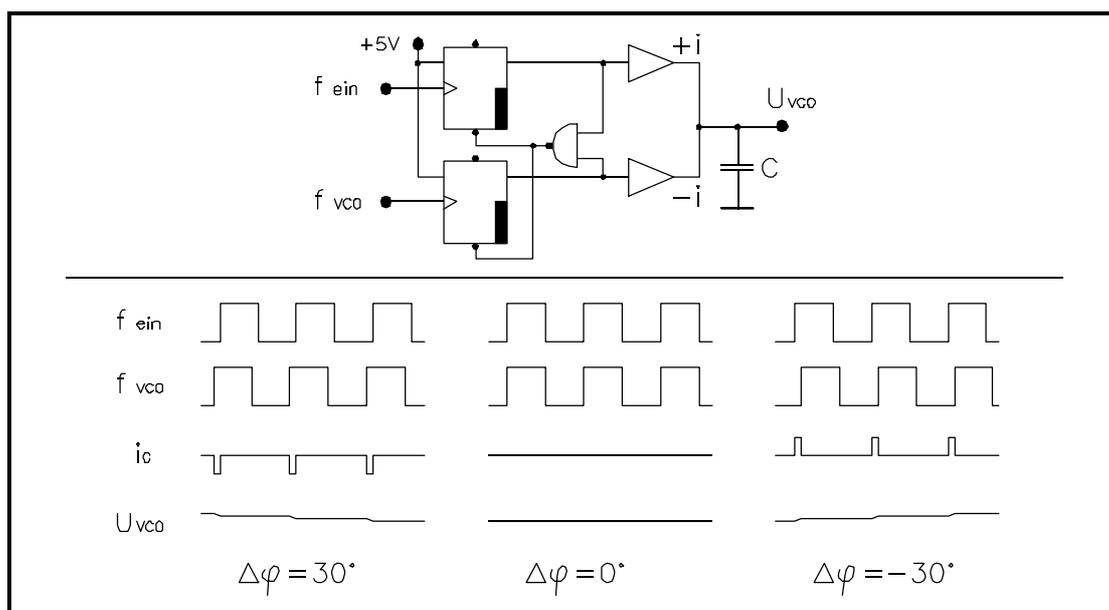


Abb. 10-5: Prinzip des digitalen Phasenkomparators

c) Der digitale Phasenkomparator

Abb. 10-5 zeigt eine Ausführungsform für einen digitalen Phasenkomparator. Sie enthält 2 D-Flipflops, die bei jeder ansteigenden Flanke am Takteingang auf 1 gesetzt werden. Wenn beide Flipflops auf 1 stehen, schaltet das NAND-Gatter und setzt beide zurück. Jedes Flipflop schaltet im gesetzten Zustand eine der beiden Stromquellen ein, die den Kondensator laden bzw. entladen. Eilt der VCO dem Eingangssignal voraus, so wird in jeder Periode der Kondensator ein wenig entladen. Die VCO-Frequenz sinkt solange, bis die Flanken wieder genau gleichzeitig eintreffen. Der umgekehrte Vorgang spielt sich bei Vor-eilen des Eingangssignals ab. Im eingerasteten Zustand besteht daher keine Phasendifferenz zwischen Eingangssignal und dem Ausgangssignal des VCO. Eine PLL mit digitalem Phasenkomparator verhält sich als I-Regler. Sie wird manchmal als digitale PLL bezeichnet.

Im ausgerasteten Zustand wird das von der höheren Frequenz angesteu-

erte Flipflop häufiger gesetzt als das andere und die Kondensatorspannung wandert in die entsprechende Richtung. Der Phasenkomparator verhält sich als Frequenzvergleich, der bei Annäherung an die Synchronität automatisch auf Phasenvergleich übergeht. Der Einrastbereich einer PLL mit digitalem Komparator ist immer gleich groß wie der Haltebereich und das Einrasten ist nur auf der Grundwelle möglich. Eine PLL mit digitalem Komparator kann dem Eingangssignals über den vollen VCO-Frequenzbereich folgen.

Diesen Vorteilen steht der Nachteil der digitalen Arbeitsweise gegenüber. Rauschen und Störimpulse können ein Flipflop vorzeitig setzen und dadurch die VCO-Frequenz bis zum Eintreffen des nächsten regulären Impulses kräftig verschieben. Dies hat heftige Regelvorgänge zur Folge, die beim EXOR-Phasenkomparator nicht auftreten würden. In allen Anwendungen mit Signalen aus der störungsbehafteten Umwelt ist der EXOR-Komparator vorzuziehen.

d) Anwendungen von PLL's

Frequenzvervielfacher:

Wird der im Blockschaltbild (Abb. 10-3) angedeutete Frequenzteiler :N zwischen VCO und Phasenkomparator gelegt, so muß der VCO auf der N-fachen Eingangsfrequenz schwingen. Gibt man auf den Eingang der PLL eine quarzstabile Frequenz und legt zwischen VCO und anderen Eingang einen programmierbaren Frequenzteiler, so kann man durch Umschalten des Teilungsfaktors N alle ganzzahligen Vielfachen der Eingangsfrequenz erzeugen. Die Schrittweite bei der Abstimmung ist gleich der Quarzfrequenz. Sehr viele digital abstimmbare Radioempfänger und Funkgeräte verwenden Oszillatoren nach diesem Prinzip.

Im UKW-FM-Rundfunk beträgt der Kanalabstand der Sender 75 kHz, entsprechend wird die Abstimm-schrittweite festgelegt.

FM-Demodulation:

Bei Frequenzmodulation wird der Momentanwert des Modulationssignals in einen Momentanwert der Hochfre-

quenz umgesetzt. Der VCO folgt dieser Frequenz und seine Ansteuer-spannung ist direkt das demodulierte Signal. Bei Verwendung des EXOR-Phasenkomparators und eines richtig dimensionierten Tiefpasses kann ein PLL-Demodulator ohne jede sonstige Änderung am Empfänger das Signal-Rausch- Verhältnis um etwa 6dB gegenüber anderen Demodulations-verfahren verbessern.

AM- und SSB-Demodulation:

Bei Amplitudenmodulation (AM) und Einseitenbandmodulation (SSB = Single Sideband) rastet die PLL auf den Träger bzw. den Restträger ein. Die Ausgangsfrequenz des VCO steuert einen Produktdetektor (ein Schaltmischer), der das Signal demoduliert. Diese Methode verbessert stark die Demodulation schwacher AM-Signale gegenüber dem üblichen AM-Hüllkurvendemodulator mit Diodengleichrichtung. Beim SSB-Empfang wird dem Benutzer die exakte Abstimmung der Empfangsfrequenz erspart. In hochwertigen Empfängern wird diese Demodulationsmethode als "synchrones AM" bezeichnet.

X.4 Digitale Filter

a) Grundprinzip

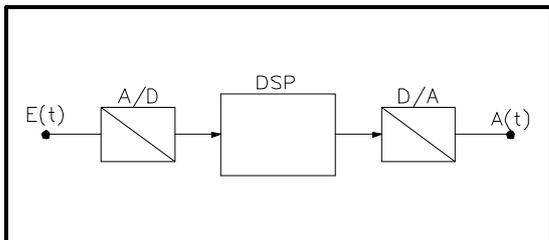


Abb. 10-8: Funktionsblöcke eines

Digitale Filter verarbeiten und erzeugen Analogsignale wie analoge Filter auch. Das Eingangssignal wird digitalisiert, von einem digitalen Signalprozessor verarbeitet und über einen D/A-Konverter als Analogsignal wieder abgegeben.

b) Die Gewichtsfunktion

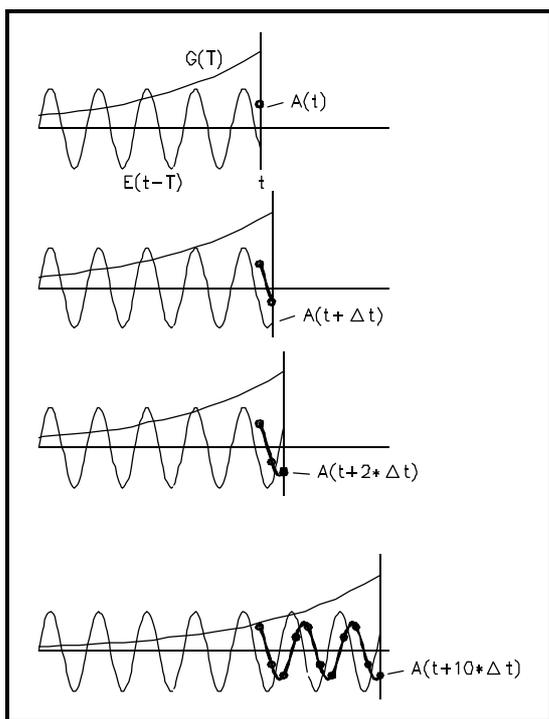


Abb. 10-6: Die Gewichtsfunktion

Im Zeitbereich lassen sich die Eigenschaften eines Filters vollständig durch seine Gewichtsfunktion $G(\tau)$ beschreiben. Die Gewichtsfunktion beschreibt, wie stark eine Eingangsspannung in einem Zeitpunkt nach

der Zeit τ zur Ausgangsspannung beiträgt. Das Ausgangssignal besteht aus der Überlagerung aller Eingangsspannungen der Vergangenheit. Mathematisch wird das durch die nachfolgende Formel für das Ausgangssignal $A(t)$ beschrieben:

$$A(t) = \int_{-\infty}^t G(\tau) \cdot E(t-\tau) d\tau$$

Solch ein Integral über das Produkt aus zwei gegenläufigen Funktionen nennt man ein Faltungsintegral. Es drückt folgenden anschaulichen Sachverhalt aus: Vom momentanen Zeitpunkt aus wird zeitlich rückwärts fortschreitend das Eingangssignal $E(t)$ punktweise mit der Gewichtsfunktion $G(\tau)$ multipliziert. Das Integral über die Produktfunktion ergibt die augenblickliche Ausgangsspannung $A(t)$. Man kann sich das bildhaft so vorstellen, daß die Gewichtsfunktion $G(\tau)$ über den vergangenen Verlauf von $E(t)$ hinweggezogen wird und man dabei laufend das Integral über die Produkte bildet.

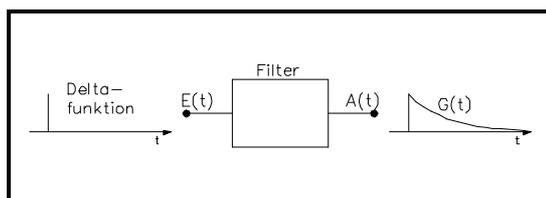


Abb. 10-7: Messung der Gewichtsfunktion

Die Gewichtsfunktion $G(\tau)$ läßt sich meßtechnisch sehr einfach erfassen, indem das untersuchte Filter an seinem Eingang mit der Dirac'schen Deltafunktion angesteuert wird. Die Gewichtsfunktion "gleitet" nun über die Deltafunktion hinweg und mißt dabei punktweise deren Amplitude. Man erhält hiermit die Gewichtsfunktion als Ausgangssignal des Filters. In der Praxis verwendet man einen Impuls,

der kurz gegen die Zeitkonstanten des Filters ist und das Filter nicht übersteuert. Man verkleinert deswegen Impulslänge und Amplitude solange, bis sich die Form des Ausgangssignals nicht mehr ändert.

X.5 Realisierung digitaler Filter

a) FIR-Filter

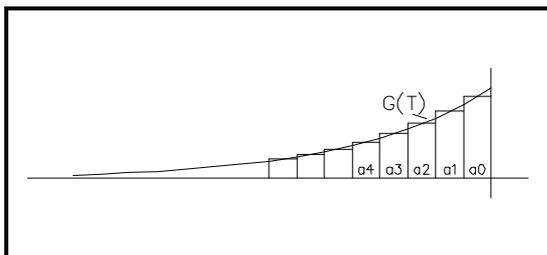


Abb. 10-9: Gewichtsfunktion im FIR-Filter

Ein digitales Filter ersetzt das Integral der Formel durch eine Summe von Werten des Eingangssignals und der Gewichtsfunktion in Zeitabständen T . Die Eingangsspannung wird periodisch in Digitalzahlen umgesetzt, die in ein Schieberegister hineingeschoben werden. An den Stufen dieses Registers erscheinen dann die Spannungswerte zu den um $T, 2 \cdot T, 3 \cdot T$ zurückliegenden Zeitpunkten.

Die Gewichtsfunktion wird durch die

Koeffizienten $a_0, a_1, ..$ wiedergegeben. Mit diesen Koeffizienten $a_0, a_1, a_2, ..$ werden die Digitalzahlen im Schieberegister multipliziert und alle n Produkte addiert. Die resultierende Summe ist das Ausgangssignal $A(t)$ des Filters, das am Ausgang des D/A-Konverters wieder in analoger Form erscheint. Das Faltungsintegral wird als Summe von Produkten der Eingangsspannungswerte mit der durch einen Treppenzug approximierten Gewichtsfunktion gebildet. Je kürzer die Gewichtsfunktion ist und je mehr Stufen das Filter hat, desto genauer ist die Auswertung. Man erreicht jedoch auch schon mit 1 oder 2 Stufen durchaus nützliche Filterfunktionen, da man ja nicht auf die aus der Analogtechnik bekannten Filter beschränkt ist.

Ein Momentanwert der Eingangsspannung durchläuft in der Zeit $n \cdot T$ das n -stufige Schieberegister und fällt dann hinten heraus. Nach der Zeit $n \cdot T$ hat ein Momentanwert der Eingangsspannung daher keinen Einfluß mehr auf das Ausgangssignal. Man nennt diese Art digitaler Filter deswegen FIR-Filter (Finite Impulse Response).

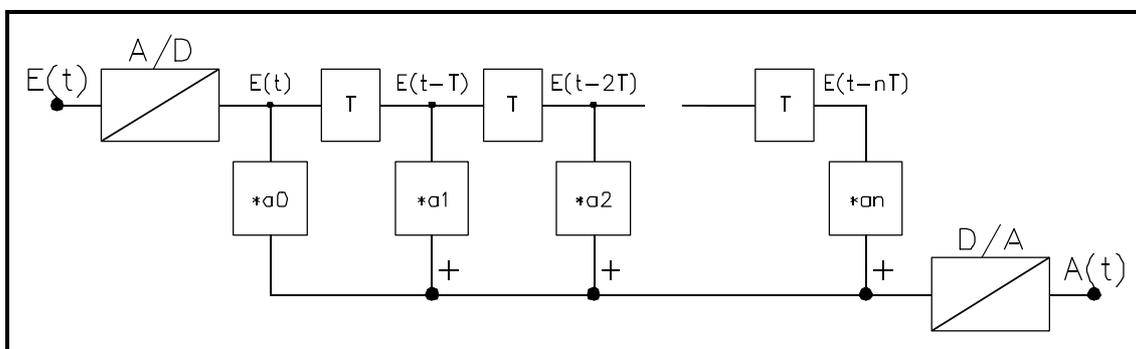


Abb. 10-10: Blockdiagramm eines FIR-Filters

b) Realisierung digitaler Filter

Speziell auf den Einsatz in digitalen Filtern zugeschnitten sind digitale Signalprozessoren (DSP), die extrem schnell multiplizieren und die Resultate akkumulieren können. Der erforderliche A/D- und D/A-Konverter ist auf dem Chip ebenso integriert wie der Programmspeicher, so daß der DSP völlig eigenständig arbeiten kann. Mit DSP ahmt man nicht analoge Filter als FIR-Filter nach, sondern hat spezielle, auf DSP zugeschnittene Filterfunktionen entwickelt. So kann man mit gegebener Stufenzahl den maximalen Effekt erzielen und Filter realisieren, die in analoger Technik praktisch unmöglich wären, z.B. eine Signalverzögerung.

c) Vorteile digitaler Filter:

- Realisierung und Änderung durch Programm des DSP
- Keinerlei Abgleich, absolute Langzeitstabilität
- Realisierung völlig neuartiger

Filterfunktionen

- Verschieben der Filterkurve im Frequenzbereich durch Ändern der Taktfrequenz
- Optimales Phasenverhalten

d) Nachteile digitaler Filter:

- Quantisierungs- und Rundungsrauschen
- Sorgfältige Abschirmung der Digitalsignale erforderlich
- Filterwirkung reicht höchstens bis zur halben Taktfrequenz
- Teure digitale Hochgeschwindigkeits-Bauelemente
- Hoher Stromverbrauch
- Problematische Realisierung von Polen/Nullstellen weitab von der Taktfrequenz.

Ich danke meinem Kollegen Prof. Dr. Zollner für kritische Durchsicht dieses Kapitels und konstruktive Kritik.

XI Leistungselektronik

XI.1 Einsatz des Thyristors

Durch seine Kombination von sehr hohen Sperrspannungen und Durchlaßströmen ist der Thyristor das Bauelement der Leistungselektronik für allerhöchste Leistungen. Man findet ihn deshalb bei der Hochspannungs-Gleichstromübertragung (HGÜ), in Drehstromantrieben variabler Frequenz, Walzwerken, Elektrolokomotiven und Hochleistungs-Schaltnetzteilen. Der Thyristor sperrt immer bei negativer Anode, bei positiver Anode kann er durch Ansteuerung am Gate gezündet werden. Er bleibt gezündet, solange Strom fließt. Für den Einsatz bei Wechselspannung gibt es "Triacs", zwei antiparallele Thyristoren mit gemeinsamem Gate, die aber auf kleinere Ströme bis ca. 30 A beschränkt sind.

Entsprechend seiner Funktion als elektronischer Schalter wird der Thyristor in Reihe mit einem Lastwiderstand an die Versorgungsspannung gelegt. Auch in dieser einfachen Anordnung müssen einige Besonderheiten des Thyristors berücksichtigt werden. Beim Zünden darf der Strom nur mit einer gewissen Maximalgeschwindigkeit ansteigen, da sich der gezündete Bereich erst über die gesamte stromtragende Fläche des Thyristors ausbreiten muß. In Daten-

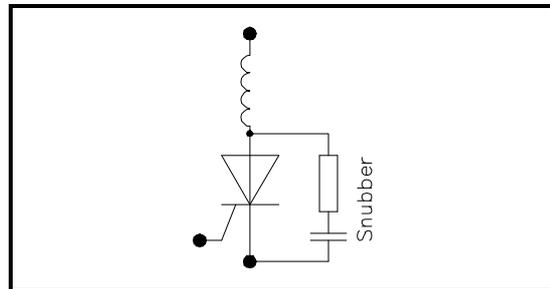


Abb. 11-1: Snubber

blättern findet man die maximal zulässige Anstiegsgeschwindigkeit des Stroms di/dt angegeben. Zur Verzögerung des Stromanstiegs schaltet man eine Induktivität in Serie mit dem Thyristor. Andererseits muß nach dem Zünden zumindest der Haltestrom fließen, um den Thyristor gezündet zu halten. Dieser Strom wird von einer als Snubber bezeichneten RC-Kombination parallel zum Thyristor geliefert. Nach dem Zünden entlädt sich der Kondensator über den Widerstand und überbrückt so die Zeit bis zum Erreichen des Haltestroms. Noch ein Problem besteht darin, daß bei sehr schnellen Anstiegen dU_a/dt der Anodenspannung der Thyristor durch kapazitive Einkopplung in das Gate "über Kopf" gezündet werden kann. Dies kann sehr gefährlich werden, da die Zündung nicht an der dafür vorgesehenen Stelle des Thyristorchips erfolgt.

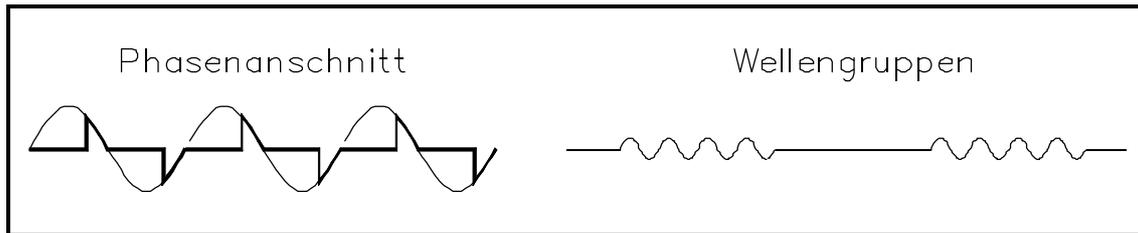


Abb. 11-2: Arten der Stromsteuerung im Thyristor

a) Thyristorspezifische Daten

I_h	Haltestrom, bei dem der Th. sicher gezündet bleibt
di/dt	Kritische Stromanstiegsgeschwindigkeit
dU/dt	Zulässige Spannungsanstiegsgeschwindigkeit ohne Zündung "über Kopf"

b) Betriebsweisen des Thyristors

Im Wechselstrombetrieb erlischt der Thyristor automatisch im Nulldurchgang des Stroms, doch braucht man je einen Thyristor für die beiden Stromrichtungen oder einen Triac. Man unterscheidet hier 2 Methoden:

Bei der Phasenanschnittsteuerung wird der Thyristor in jeder Halbwelle einmal gezündet und leitet bis zum Nulldurchgang. Gut daran ist die schnelle Steuerung mit 100 Strompaketen pro Sekunde, weniger gut dagegen sind die raschen Stromanstiege beim Zünden, die zur Entstörung Drosseln und RC-Glieder (Snubber) erfordern. Sehr nachteilig ist die nicht sinusförmige Belastung des Netzes, die zu einer Verzerrung der Wellenform führt. Der zeitlich verzögerte Stromeinsatz bewirkt, daß der Schwerpunkt des Stromflusses zeitlich nach dem Maximalwert der Spannung liegt. Diese induktive Lastkomponente findet bei den Energieversorgungsunternehmen sehr wenig Gegenliebe.

Im Phasenanschnittsbetrieb arbeiten vor allem die stufenlosen Helligkeitsregler (Dimmer) und Motorregler bei kleinen Leistungen. Der Wellengruppenbetrieb eignet sich für träge Verbraucher hoher Leistung wie beispielsweise Elektrowärmegeräte. Auch die thyristorbestückten Halbleiter-Relais arbeiten im Wellengruppenbetrieb.

Die Wellengruppensteuerung (auch Paketsteuerung) vermeidet diese Nachteile durch das Einschalten einer oder mehrerer vollständiger Netzperioden im Nulldurchgang der Spannung.

Bei der Wellengruppensteuerung wird im Nulldurchgang der Spannung eingeschaltet. Dies kann bei induktiver Last Probleme machen. Im Moment des Einschaltens ist der Strom = 0, wenn er sonst seinen negativen Maximalwert hätte. Während des gesamten ersten Wellenbergs der Wechselspannung steigt der Strom an und erreicht dabei Werte, die im laufenden Betrieb niemals vorkommen.

Moderne Bauelemente halten diesen Stoßstrom aus, dabei können aber durchaus Sicherungsautomaten "aus unerklärlichen Gründen" auslösen.

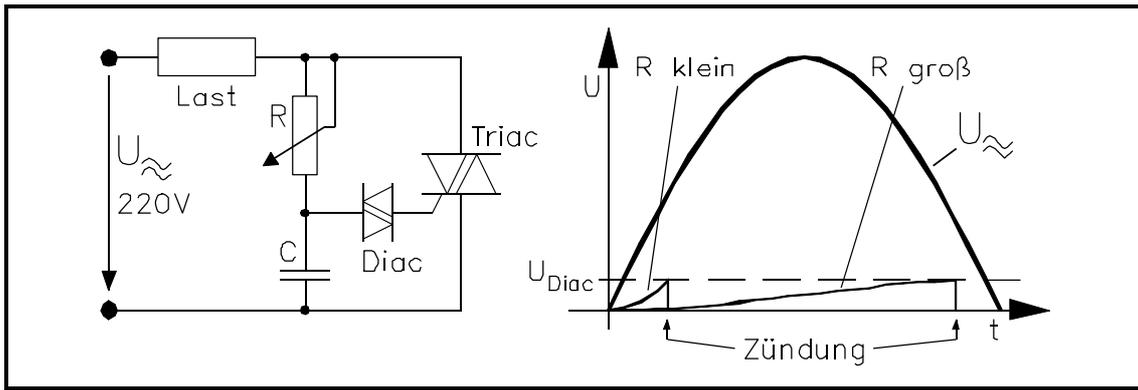


Abb. 11-3: Einfache Phasenanschnittsteuerung im Dimmer

c) Einfache Phasenanschnittsteuerung

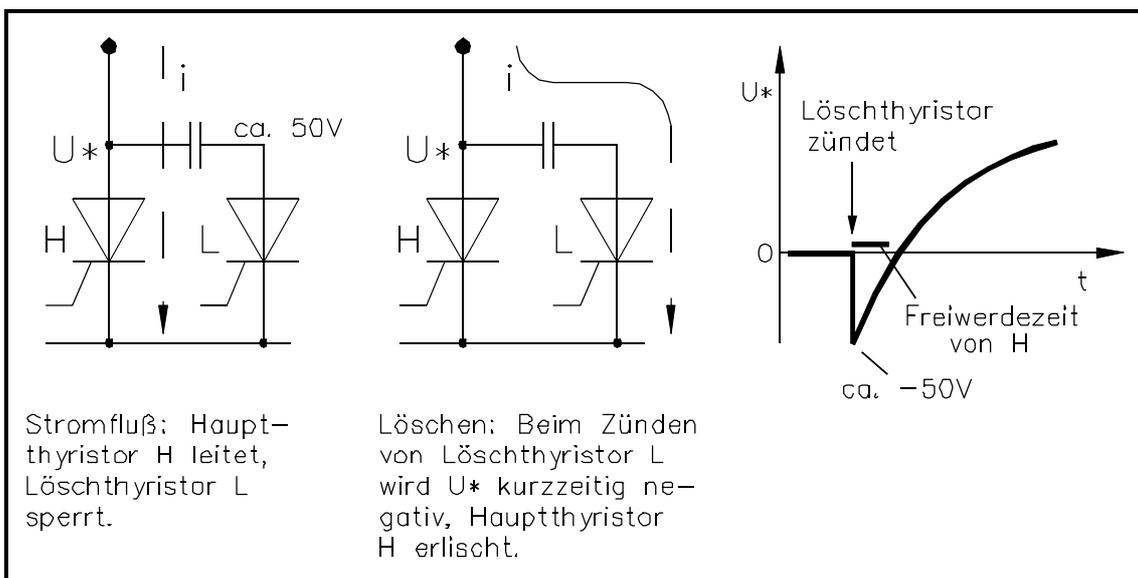
Dimmern zur Helligkeitsregelung von Lampen verwenden Phasenanschnittsteuerung. Sie enthalten neben dem Triac ein Potentiometer, einen Kondensator und einen Diac, einen gateloser Triac, der bei ca. 30V von selbst zündet. In jeder Halbwelle der Netzspannung wird der Kondensator je nach Stellung des Potentiometers mehr oder weniger schnell aufgeladen. Beim Erreichen seiner Zündspannung entlädt der Diac den Kondensator ins Gate des Triacs. Dieser zündet seinerseits und legt die Last an die Netzspannung.

Ist der Widerstand R des Potentiome-

ters klein, so zündet der Triac früh und die Last bekommt die volle Leistung. Bei großem R wird spät gezündet und die Leistung ist gering. Die Zündspannung des Diac wird in diesem Fall schleichend erreicht und kleine Störungen können den Zündzeitpunkt weit verschieben.

c) Der Thyristor an Gleichspannung

Bei Betrieb an Gleichspannung muß der Thyristor mit einer speziellen Kommutierungsschaltung gelöscht werden. Diese besteht in der Regel aus einem zweiten Thyristor in Reihe mit einem aufgeladenen Kondensator. Beim Zünden des Löschyristors wird der Hauptthyristor vorübergehend gesperrt. Der volle Laststrom



Stromfluß: Hauptthyristor H leitet, Löschyristor L sperrt.

Löschen: Beim Zünden von Löschyristor L wird U^* kurzzeitig negativ, Hauptthyristor H erlischt.

Abb. 11-4: Kommutierung bei Gleichstrombetrieb

fließt jetzt durch Löschthyristor und Kondensator, der schnell aufgeladen wird. Der Kondensator muß so groß sein, daß U^* erst nach Ablauf der Freiwerdezeit des Hauptthyristors über 0V ansteigt. Der Löschthyristor erlischt durch Unterschreiten des Haltestroms nach vollständiger Aufladung des Kondensators. Die Kommutierung wird eingesetzt in Computerblitzgeräten, Gleichstromstellern für Elektromotoren bis zur Hochspannungs-Gleichstromübertragung (HGÜ).

Löschthyristor und Kondensator müssen periodisch kurzzeitig den vollen Laststrom aushalten. Bei hohen Strömen erhält der Kondensator beachtliche Abmessungen. Die Kondensatoren einer thyristorgesteuerten Elektrolokomotive wiegen zusammen

mehrere Tonnen.

GTO- (Gate Turn Off) Thyristoren sind über das Gate löschar. Die erforderlichen Gateströme betragen 10-30 % des fließenden Stroms und werden ähnlich erzeugt, wie bei der Kommutierung.

XI.2 Schaltwandler

Der hohe Integrationsgrad moderner IC's verkleinert die Gehäuse moderner Geräte immer mehr. Damit wird die Wärmerwicklung zu einem Problem, das oft nur mit Lüftern zu lösen ist. Einen großen Beitrag zur Wärmerwicklung leistet das Netzteil. Integrierte Spannungsregler in linear regelnden Netzteilen brauchen für die übliche 5 V Versorgung Eingangsspannungen von mindestens 8 V. Davon fallen 3 V am Regelelement ab

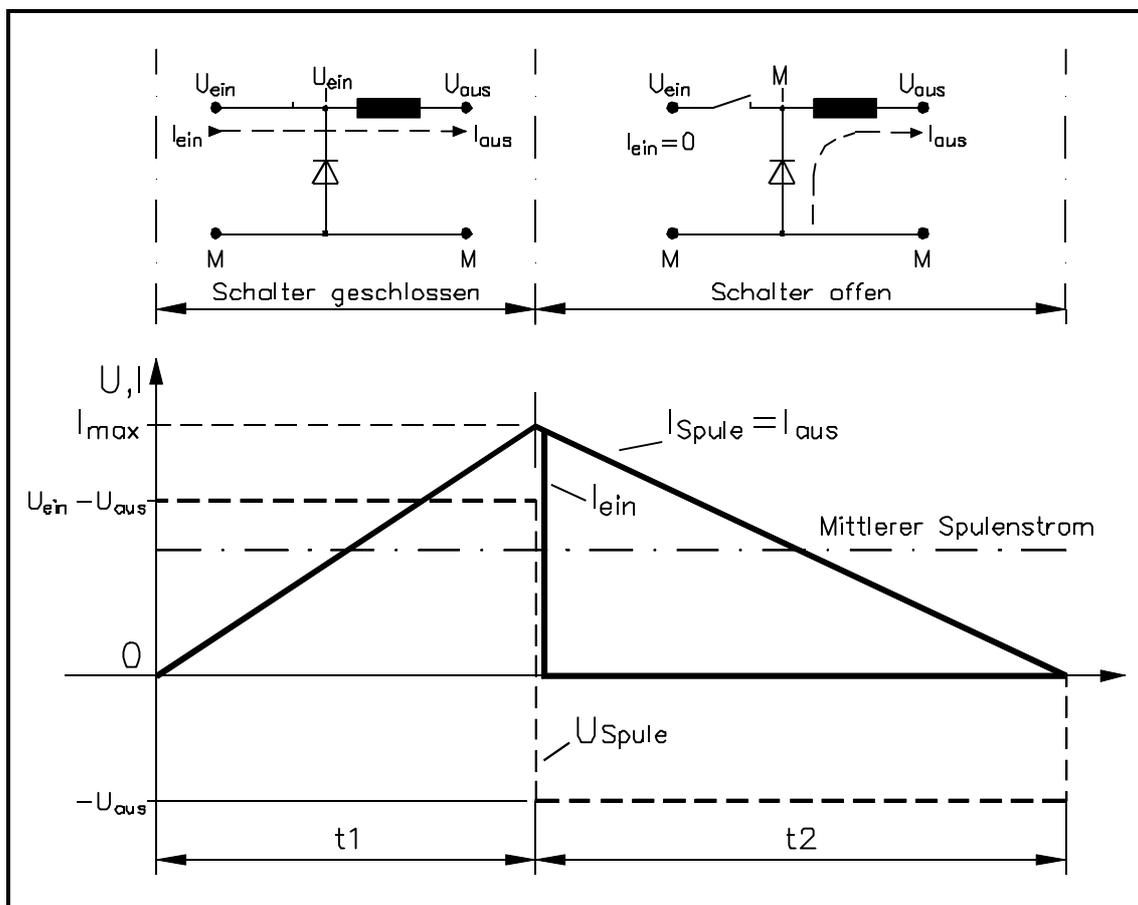


Abb. 11-5: Strom und Spannung im Tiefsetzsteller

und 34 % der Eingangsleistung werden in Wärme umgesetzt. Der Wirkungsgrad beträgt nur 66 %. Die Wärme ist nicht nur unerwünscht sondern bedeutet auch eine Energieverschwendung.

Auf der Suche nach Prinzipien für Netzteile mit höheren Wirkungsgraden entwickelte man den Schaltwandler bzw. das Schaltnetzteil. Es nutzt die Eigenschaft einer Spule aus, die bei einer Spannung hineingepumpte Energie bei einer beliebigen anderen Spannung wieder abgeben zu können. Das Verhalten einer Spule bei anliegender Gleichspannung soll daher genauer betrachtet werden:

Für eine Spule mit der Induktivität L gilt:

$$U = L \cdot \frac{dI}{dt}$$

Integriert: $I = \int \frac{U}{L} dt = \frac{U}{L} \cdot t$

dabei wird L als unabhängig vom Strom angenommen. Der Strom in einer Spule steigt also bei anliegender Spannung linear mit der Zeit an.

Bei geschlossenem Schalter in Ann. 11-5 liegt an der Spule die Spannung $U_{\text{ein}} - U_{\text{aus}}$ und der Strom steigt linear an. Bei Erreichen des Maximalstroms I_{max} wird der Schalter geöffnet. Die Spannung am schalterseitigen Ende

der Spule sinkt soweit ab, bis die Freilaufdiode leitend wird. An der Spule liegt jetzt die Spannung $-U_{\text{aus}}$ und sie gibt bei sinkendem Strom die aufgenommene Energie wieder ab.

Die Spannungszeitflächen entsprechen dem magnetischen Fluß in der Spule und müssen daher gleich groß sein:

$$(U_{\text{ein}} - U_{\text{aus}}) \cdot t_1 = -U_{\text{aus}} \cdot t_2$$

Je kleiner die Ausgangsspannung ist, desto langsamer sinkt der Strom ab und desto länger ist die Zeit t_2 .

Da alle Bauteile ideal verlustlos sind, kann keine Leistung verlorengehen:

$$P_{\text{ein}} = P_{\text{aus}}$$

$$U_{\text{ein}} \cdot I_{\text{ein}} = U_{\text{aus}} \cdot I_{\text{aus}}$$

und wir erhalten für die zeitlich gemittelten Ströme:

$$\frac{\overline{I_{\text{aus}}}}{\overline{I_{\text{ein}}}} = \frac{U_{\text{ein}}}{U_{\text{aus}}}$$

Diese vom idealen Transformator her bekannte Formel gilt auch für den idealen Schaltregler. Er bietet damit die Ausgangsbasis für die verlustarme Umsetzung von Gleichspannungen.

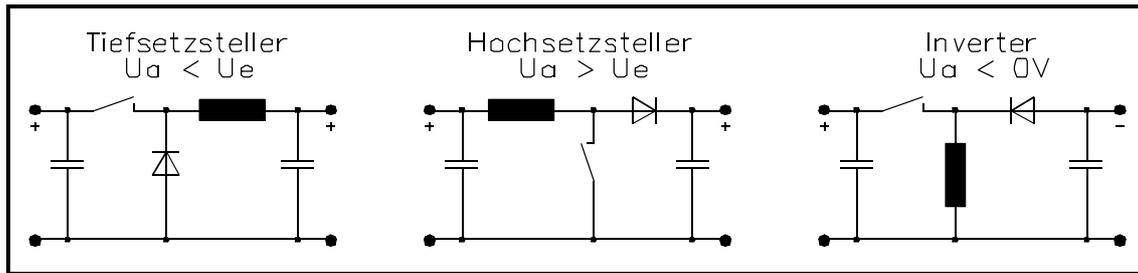


Abb. 11-6: Die 3 Arten von Schaltwandlern

XI.3 Schaltwandler Anordnungen

Für einen Schaltwandler in Minimal-konfiguration sind 3 Bauelemente erforderlich:

Schalter
Spule
Freilaufdiode

Aus diesen 3 Bauelemente können auf 3 Typen von Schaltwandler kombiniert werden, wenn man vom Umpolen der Diode absieht. Dazu kommen noch Glättungskondensatoren zum Glättbügeln des oszillierenden Stroms.

a) Tiefsetzsteller (Buck converter)

Bei geschlossenem Schalter liegt an der Spule die Differenz zwischen Ein- und Ausgangsspannung. Der Strom durch die Spule steigt linear mit der Zeit an. Nach Öffnen des Schalters sinkt die Spannung am schalterseitigen Ende der Spule sofort so weit ab, bis die Freilaufdiode leitend wird. Die Spule ist jetzt umgepolt und gibt die gespeicherte Energie als linear mit der Zeit sinkenden Strom ab. Schließlich wird die Spule stromlos und die Spannung am schalterseitigen Ende steigt auf den Wert der Ausgangsspannung an.

Die Ausgangsspannung U_a ist zwischen 0 und U_e variabel und kann auch bei dauernd geschlossenem Schalter nicht darüber ansteigen. Ein Kurzschluß des Ausgangs bewirkt lediglich, daß an der Spule nur noch

Flußspannung der Freilaufdiode anliegt, wodurch der Strom sehr langsam absinkt.

Die Ausgangsspannung des Tiefsetzstellers kann maximal den Wert der Eingangsspannung erreichen:

$$U_{\text{aus}} \leq U_{\text{ein}}$$

b) Hochsetzsteller (Boost Konverter)

Bei geschlossenem Schalter liegt die volle Eingangsspannung an der Spule. Nach Öffnen des Schalters steigt die Spannung sehr schnell an bis die Diode leitend wird und die Energie in der Spule zum Ausgang abführt. An der Spule liegt dabei die negative Spannungsdifferenz zwischen Aus- und Eingang. Die Ausgangsspannung des Hochsetzstellers ist mindestens so groß oder größer als die Eingangsspannung:

$$U_{\text{aus}} \geq U_{\text{ein}}$$

Durch die Spule und die Freilaufdiode kann immer Strom zum Ausgang fließen. Das erfordert einen separaten Kurzschlußschutz.

c) Inverter

Wie beim Hochsetzsteller liegt bei geschlossenem Schalter die volle Eingangsspannung an der Spule. Bei Öffnen des Schalters wird die Spulenspannung so weit negativ, bis über die Freilaufdiode Strom zum Ausgang fließt. Der Wert der Ausgangsspannung ist völlig frei und wird nur durch die Spannungsfestigkeit des Schalters begrenzt.

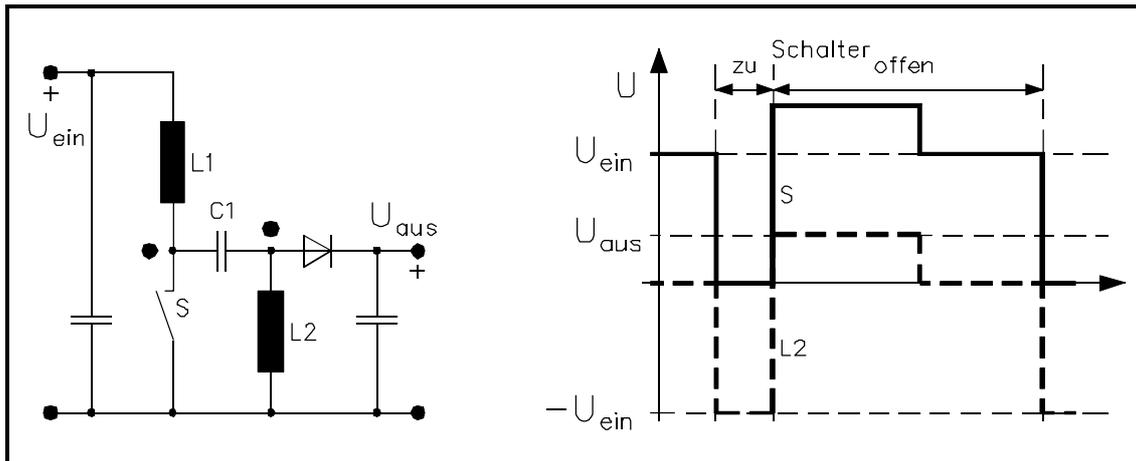


Abb. 11-7: Anordnung und Funktion des SEPIC-Konverters

d) Der SEPIC-Konverter

Der SEPIC-Konverter (Single Ended Primary Inductance) ist eine Abwandlung des Inverters, in dem die Spule in L1 und L2 aufgespalten wurde mit dem Kondensator C1 als galvanische Trennung. Er vereinigt die Vorteile, eine positive Ausgangsspannung beliebiger Größe abzugeben und den Schalter gegen Masse zu betreiben. Beim Einschalten des Schalters liegt an L1 die volle Eingangsspannung und der Spannungssprung wird durch C1 zu L2 übertragen. An L2 liegt dadurch die Eingangsspannung mit umgekehrtem Vorzeichen. In beiden Spulen steigt der Strom an bis zum Öffnen des Schalters. Die Spannung an L2 steigt dabei bis auf die Ausgangsspannung an, wo die Diode leitend wird. Entsprechend steigt die Spannung am Schalter auf die Summe von Ein- und Ausgangsspannung. An beiden Spulen lag die gleiche Spannungszeitfläche und so geben auch beide die gleiche Spannungszeitfläche wieder ab. Sie dürfen daher sogar auf dem gleichen Kern angeordnet sein, was

den Aufbau vereinfacht. Durch den Kondensator fließt der volle Laststrom bei geschlossenem Schalter hin und bei offenem Schalter zurück. Er muß deswegen für eine sehr hohe Strombelastbarkeit ausgelegt sein.

e) Resonante Schaltwandler

In den bisher besprochenen Schaltreglern wird der Schalter beim Maximalwert des Stroms geöffnet. Das ergibt schnelle Spannungsänderungen und steile Spitzen der Verlustleistung. Im resonanten Schaltwandler in Abb. 11-8 liegt zwischen Schalter und Last ein Serienresonanzkreis bestehend aus der Spule L und dem Kondensator C, der sogenannte Tankkreis. Wird der Schalter in die obere Stellung gebracht, so fließt ein sinusförmiger Stromimpuls zur Last. Zurückschalten nach unten entlädt den Kondensator mit ebenfalls sinusförmigem Stromverlauf. Der Tankkreis führt dabei jeweils eine Halbschwingung aus, das Weiter-schwingen wird durch das Sperren der jeweiligen Diode verhindert.

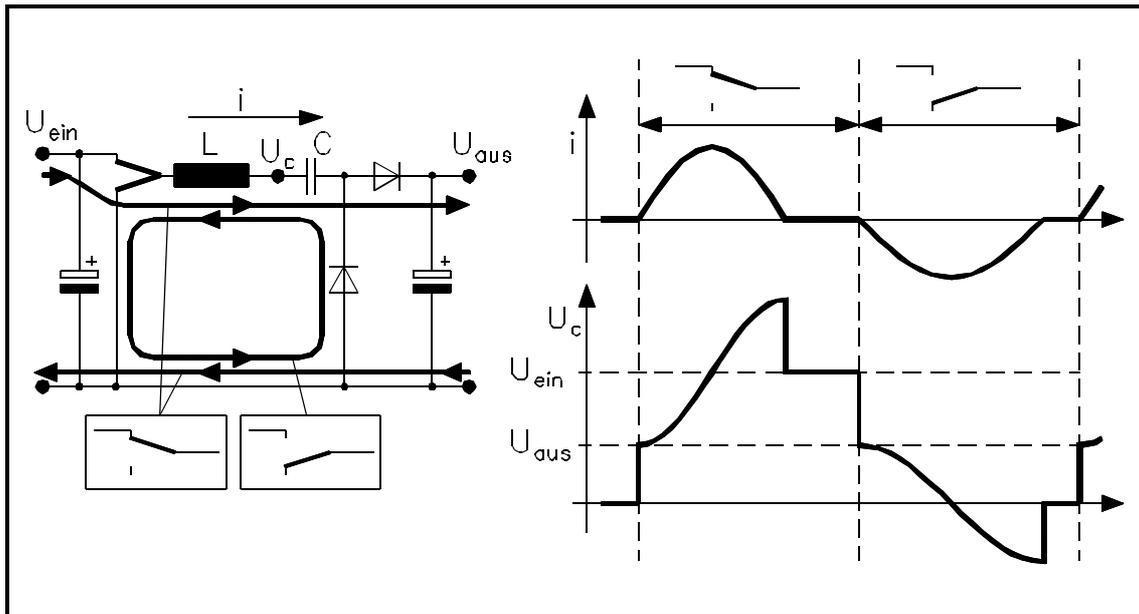


Abb. 11-8: Resonanter Schaltwandler

Bei beiden Umschaltungen steigt der Strom nur langsam an sinkt mit fortschreitender Umladung des Kondensator wieder ab. Der resonante Schaltwandler hat also keine abrupten Änderungen des Stroms und muß nicht bei hohem Strom abschalten. Das stellt deutlich geringere Anforderungen an den Schalter und erzeugt sehr viel weniger Störungen. Resonante Schaltregler arbeiten bei Frequenzen bis über 1 MHz und erfordern nur kleine Werte für Spulen und Kondensatoren.

Die Spulen können sogar ohne hochpermeablen Kern als Luftspulen ausgeführt werden, was Kernverluste und Sättigungseffekte ausschließt. Speziell für resonanten Betrieb entwickelte IC's erlauben zusammen mit MOS-Leistungstransistoren und Schottkydioden den Aufbau extrem kompakter Schaltwandler mit hohem Wirkungsgrad.

e) Schaltwandler mit Transformatoren

Mit Flußwandlern kann man die

Spannung gar nicht erhöhen, mit Sperrwandlern findet die Spannungserhöhung ihre Grenze bei der Sperrfähigkeit des Schalters. Der Einsatz eines Transformators kann dies Problem lösen und obendrein noch eine galvanische Trennung zwischen Ein- und Ausgang bewirken. Transformatoren sind in Fluß- wie auch in Sperrwandlern einsetzbar.

Schaltwandler mit galvanischer Trennung zwischen Ein- und Ausgang werden als DC-DC Konverter bezeichnet. Sie können elektrische Energie über Potentialunterschiede hinweg übertragen. Verwandt sind primär getaktete Netzteile, welche die Netzwechselfspannung direkt gleichrichten und danach als DC-DC Konverter arbeiten. Bei der hohen Schaltfrequenz kommt man mit einem kleinen Transformator aus, so daß primär getaktete Netzgeräte ein Optimum an Wirkungsgrad, Gewicht und Größe darstellen. Sie sind heute in jedem Personalcomputer zu finden.

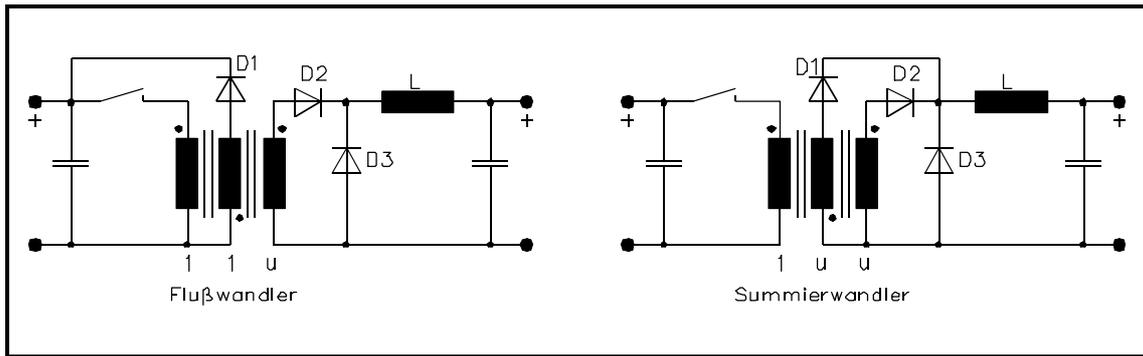


Abb. 11-9: Flußwandler mit Transformatoren

Die Eingangsspannung wird über den Schalter an die Primärseite des Transformators gelegt. Bei geschlossenem Schalter liegt die Sekundärspannung über die Diode D2 an der Spule L. Bei Öffnen des Schalters sperrt D2 sofort und der Ausgangsstrom fließt weiter durch die Freilaufdiode D3. Dies ergibt ausgangsseitig die gleichen Verhältnisse wie beim Tiefsetzsteller.

Die mittlere (Entmagnetisierungs-) Wicklung führt die beim Öffnen des Schalters im Transformator steckende Energie über D1 beim Flußwandler zum Eingang zurück, beim Summierwandler zum Ausgang geführt. Er arbeitet dadurch sowohl als Fluß- als auch als Sperrwandler.

Die Sperrwandler-Schaltung in Abb. 11-10 oben verwendet die Transformatorwicklung als Spule. Bei geschlossenem Schalter wird Energie in den Trafo gepumpt und beim Öffnen auf der Sekundärseite abgegeben. In dieser Anordnung muß sehr darauf geachtet werden, daß nicht durch die Streuinduktivität des Transformators unzulässige Spannungen am Schalter auftreten. Ein RC-Glied parallel zum Schalter kann bei Bedarf Spannungsspitzen bedämpfen.

Auch mit Spannungstransformation aber ohne galvanische Trennung arbeitet der Sperrwandler mit angezapfter Spule (Autotransformator) in Abb. 11-10 unten. Hier kann die Ausgangsspannung um den Faktor \ddot{u} höher sein als die Sperrfähigkeit des Schalters.

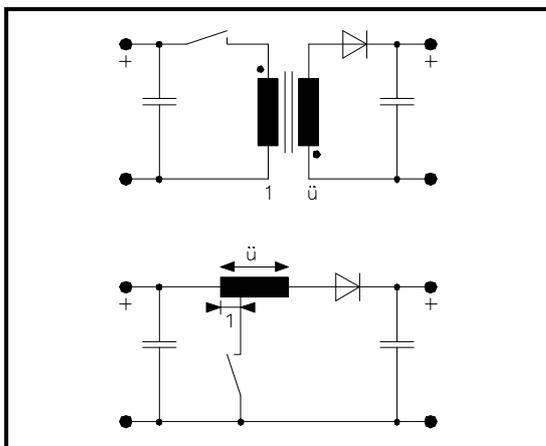


Abb. 11-10: Sperrwandler mit Transformatoren

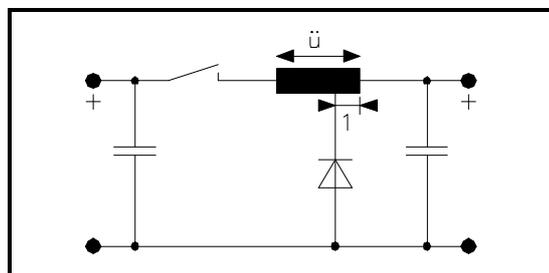


Abb. 11-11: Flußwandler mit Autotrafo

Im Flußwandler mit Autotransformator in Abb. 11-11 fließt nach Öffnen des Schalters der \ddot{u} -fache Strom zum Ausgang. Mit dieser Anordnung kann

man Ausgangsströme erzielen, die deutlich über dem Maximalstrom des Schalters liegen, allerdings auf Kosten der \ddot{u} -fachen Sperrspannung am Schalter.

XI.4 Schaltwandler Regelung

Für die Regelung moderner Schaltwandler haben sich 2 Betriebsweisen bewährt:

a) Impulsbreitenmodulation

Der Schalter wird mit einer Rechteckwellenform angesteuert, deren Tastverhältnis so eingeregelt wird, daß die Ausgangsspannung den Sollwert einhält. Die dafür erforderliche Steuerschaltung ist relativ einfach. Nachteilig an dieser Betriebsart sind die separat erforderliche Strombegrenzung und das ungünstige Regelverhalten durch die integrierende Wirkung der Spule. Insbesondere Laständerungen werden von diesen Schaltreglern vergleichsweise langsam ausgeregelt.

b) Stromsteuerung (current-mode)

In einem Schaltnetzteil mit Stromsteuerung wird der durch den Schalter fließende Strom ausgewertet und in den Regelvorgang einbezogen. In jeder Taktperiode wird der Schalter für einen Zeitraum eingeschaltet, der von der Sollwertabweichung der Ausgangsspannung abhängt. Ein Absinken der Ausgangsspannung durch wachsenden Stromverbrauch erhöht sofort die Einschaltdauer des Schalters und damit den Energienachschub.

Dies Verfahren eliminiert weitgehend den störenden Einfluß der Spule, woraus sich ein gutes Regelverhalten ergibt. Da bei Erreichen des Maximalstroms des Schalters immer abge-

schaltet wird, ist dieser vollkommen vor Überlastung geschützt. Der Preis für die Vorteile ist der Schaltungsaufwand für die schnelle Messung und Auswertung des fließenden Stroms.

Entsprechend dem Stromfluß im Schalter kann man Schaltregler in 2 Gruppen einteilen: Im Flußwandler wird bei geschlossenem und offenem Schalter Energie zum Ausgang übertragen, beim Sperrwandler nur bei offenem (gesperrten) Schalter.

Im Flußwandler, z.B. dem Tiefsetzsteller, fließt bei sowohl bei geschlossenem als auch bei offenem Schalter Strom durch die Spule zum Ausgang. Spulen- und Ausgangsstrom haben dadurch von Haus aus eine geringe Welligkeit und erfordert kleinere Siebkondensatoren. Der Ausgangsstrom kann bis zum Maximalstrom von Spule, Schalter und Freilaufdiode ansteigen. Damit werden die Bauelemente optimal ausgenutzt und der Tiefsetzsteller ist kostenmäßig im Vorteil. Bei hohen Leistungen wird er bevorzugt eingesetzt.

In Sperrwandlern fließt Ausgangsstrom nur bei offenem Schalter und hat somit eine starke Welligkeit. Das erhöht die Anforderungen an Kapazität und Ripplestromfestigkeit der Kondensatoren. Entsprechend den kürzeren Stromflußzeiten müssen Spule, Schalter und Freilaufdiode für deutlich höhere Spitzenströme dimensioniert werden. All das resultiert in einem höheren Preis bei gleicher Leistung. Der Vorteil aller Sperrwandler liegt in der großen Flexibilität hinsichtlich Größe und Vorzeichen der Ausgangsspannung.

XI.5 Leistungsfaktor-Korrektur

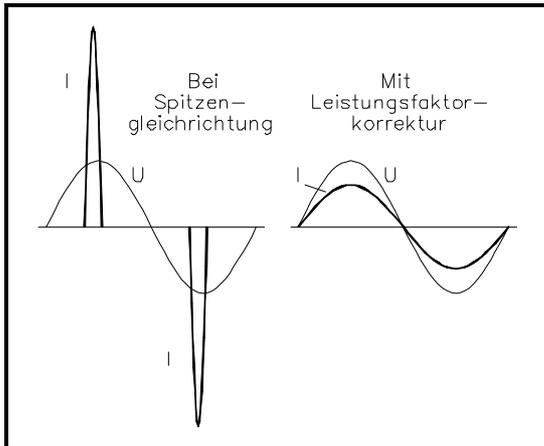


Abb. 11-12: Stromaufnahme aus dem Netz

Netzgeräte für kleine Leistungen verwenden in der Regel Spitzengleichrichtung mit Gleichrichter und Ladekondensator. Diese Anordnung nimmt nur dann Strom auf, wenn der Augenblickswert der Wechselspannung größer ist als die Gleichspannung am Kondensator. Es fließt kurzzeitig ein sehr großer Strom, der entsprechend den langen Pausen ein Vielfaches des Mittelwerts beträgt.

Der ungleichmäßige Stromfluß belastet nicht nur alle Bauelemente, sondern enthält auch sehr viele Oberwellen, die andere Geräte stören können. Darüber hinaus werden bei größeren Leistungen die Stromspitzen so hoch, daß sie bereits die magnetischen Auslöser von Sicherungs-

automaten triggern und die aus einer Steckdose entnehmbare Leistung auf einen Wert weit unter der ohmschen Belastbarkeit begrenzen. Diese Stromaufnahme wird in Ländern mit 110V Netzspannung bereits von Computer-Workstations erreicht. Zusammen mit den Nachteilen des pulsierenden Stroms führte dies zur Entwicklung von Netzgeräten mit Korrektur des Leistungsfaktors für eine sinusförmige Stromaufnahme.

Diese Netzgeräte arbeiten alle nach dem gleichen Prinzip:

- Der Kondensator C1 am Eingang (Anhaltswert $3,3 \mu\text{F}/\text{kW}$) glättet die hochfrequent pulsierende Stromaufnahme aus dem Netz
- Mit einem Brückengleichrichter wird $|U|$ der Betrag der Netzspannung (ohne Ladekondensator!) gebildet.
- Ein Hochsetzsteller setzt diese Spannung auf die Zwischenspannung U^* hoch, wobei eine Steuerschaltung die Stromaufnahme proportional zum Momentanwert der Eingangsspannung hält.
- Der Kondensator C2 an der Zwischenspannung U^* wird vom Hochsetzsteller mit einem sinusförmigen Strom geladen und liefert einen konstanten Strom zum Tiefsetzsteller. Er muß eine hohe Strombelastbarkeit aufweisen.
- Für jede Ausgangsspannung des Netzgeräts wird ein Tiefsetzsteller mit

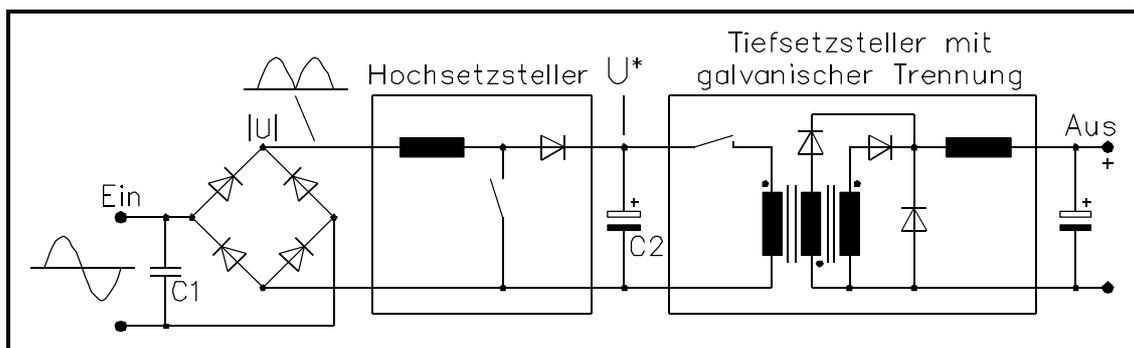


Abb. 11-13: Netzteil mit Leistungsfaktor-Korrektur

galvanischer Trennung vorgesehen, welcher aus der Zwischenspannung U^* gespeist wird.

Der Hochsetzsteller erfordert eine relativ komplexe Steuerschaltung, um die Stromaufnahme sinusförmig zu halten und stets genügend Strom bei der Zwischenspannung U^* bereitzustellen. Der Kondensator an der Zwischenspannung U^* gleicht aus zwischen dem sinusförmigen Strom aus dem Hochsetzsteller und der konstanten Stromentnahme. Die durch ihn fließenden, großen Umladeströme erfordern einen Typ mit sehr kleinem Serienwiderstand.

XI.6 Schaltwandler Bauelemente

a) Bipolare Schalter

Als bipolare Schalter kommen Transistoren, Darlingtons, IGBTs und Thyristoren in Betracht. Sie sind seit langem bewährt und ihren Stärken und Schwächen wohl bekannt. Transistoren haben den Nachteil der bei

hohen Strömen stark absinkenden Stromverstärkung B . Der erforderliche Basisstrom kann den Wirkungsgrad spürbar herabsetzen. Darlingtons haben weit höhere Stromverstärkungen, weisen dafür aber Sättigungsspannungen deutlich über 1V auf. IGBTs haben einen MOS-Eingang, der hohe Strom wird aber bipolar geschaltet. Alle bipolaren Schalter haben die Probleme des langsamen Ausschaltens nach Sättigung (vgl. II.5) und der Gefahr des zweiten Durchbruchs.

Ursache für den zweiten Durchbruch ist die zunehmende Leitfähigkeit eines pn-Übergangs mit steigender Temperatur. Während des Ausschaltens induktiver Lasten fließt kurzzeitig ein hoher Kollektorstrom bei großer Kollektor-Emitter Spannung. Dies erzeugt kurzzeitig eine extrem hohe Verlustleistung. Durch Inhomogenitäten im Transistorkristall treten an einzelnen Stellen der Sperrschicht etwas höhere Stromdichten auf. Diese "hot

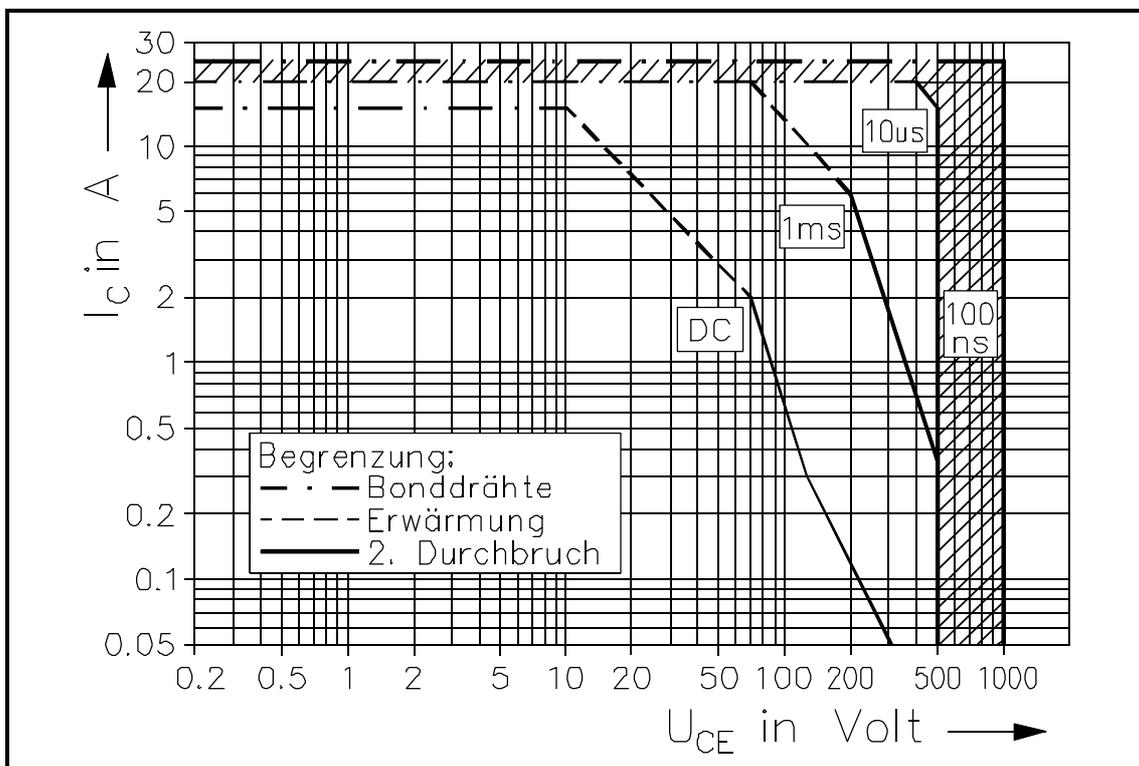


Abb. 11-14: SOA Diagramm eines Leistungstransistors

spots" erwärmen sich stärker, was die Stromdichte weiter erhöht. Reicht die Wärmeleitfähigkeit des Halbleiters zur Kühlung der hot spots nicht mehr aus, so schnürt sich der Strom vollends auf die heißen Stellen ein und erhitzt sie bis zum Schmelzpunkt des Halbleiter. Das bedeutet das Ende des Transistors oder Darlingtons.

Schnelle bipolare Schalter haben deswegen im Datenblatt ein SOA Diagramm (safe operating area), das die maximal zulässigen Ströme, Spannungen und Zeiten beim Schalten aufführt.

IGBTs (siehe auch I.4g) werden leistungslos gesteuert, das Leistungselement ist aber ein pnp-Transistor. So gelten für sie auch die beschriebenen Einschränkungen.

Thyristoren brauchen nach dem Zünden keine Ansteuerung mehr und haben sehr kleine Sättigungsspannungen. Ihre speziellen Eigenschaften wurden in XI.1 besprochen. Sperrspannungen bis über 1000 V und Ströme bis zu vielen 100 A machen Thyristoren konkurrenzlos für hohe und höchste Leistungen.

b) MOS-Schalttransistoren

MOS-Leistungstransistoren (siehe auch I.4f) haben durch moderne Herstellungsverfahren immer größere Kanalquerschnitte pro Chipfläche und damit immer kleinere Ein-Widerstände. Die Steuerung ist zwar leistungslos, wohl aber hat das Gate eine beachtliche Kapazität (ca. 1 nF), die bei jedem Schaltvorgang umgeladen werden muß. Die Ein-Widerstände wachsen mit der Sperrspannung an, da die Kanallänge größer werden muß. Bei 50 V-Typen liegen sie deutlich unter 1 Ω . Bei höheren Sperrspannungen sind

IGBTs eine starke Konkurrenz.

Die Schaltgeschwindigkeiten von MOS-Schalttransistoren sind sehr hoch und es gibt keine Sättigungseffekte. MOS-Transistoren werden bei steigender Temperatur hochohmiger und sind damit sicher vor dem 2. Durchbruch. Sie sind für Schaltwandler hervorragend geeignet und bei Schaltfrequenzen über ca. 200 kHz unersetzlich.

c) Freilaufdioden

Bipolare (pn-) Dioden haben bei hohen Strömen Flußspannungen um 0,8 V, was bei kleinen Ausgangsspannungen den Wirkungsgrad verschlechtert. Ein Problem ist die Sperrverzögerung, die beim Anlegen von Sperrspannung kurzzeitig den vorherigen Flußstrom als Sperrstrom fließen läßt. Diese Stromimpulse können bei hohen Schaltfrequenzen hohe Verluste bewirken.

Eine große Verbesserung stellen Schottky-Dioden mit einem Metall-Halbleiter Übergang dar. Sie haben deutlich kleinere Flußspannungen bei hohen Strömen (um 0,5 V) und eine minimale Sperrverzögerung. Nachteilig sind die auf etwa 150 V begrenzten Sperrspannungen und die hohen Sperrströme, die mit wachsender Temperatur rasch zunehmen.

d) Spulen

Die hohen Frequenzen in Schaltwandlern erfordern Spulen mit Ferritkernen. Diese werden oft als Ringkerne ausgeführt, um magnetische Streufelder gering zu halten. Die Eigenschaften der Spule sind ganz entscheidend für die Funktion jedes Schaltreglers. Viele Hersteller haben sich auf solche Spulen spezialisiert. Neulingen auf dem Gebiet wird der Kauf fertiger Spulen empfohlen.

Luftspulen erfordern ganz besondere Aufmerksamkeit wegen der elektromagnetischen Abstrahlung. Auch können die Spulen in unerwünschter Weise aufeinander einkoppeln.

e) Kondensatoren

Im Fluß- und ganz besonders im Sperrwandler erfordert der pulsierende Strom große Kondensatoren zur Glättung der Ein- und Ausgangsspannung. Die relativ großen erforderlichen Kapazitätswerte sind nur als Elektrolytkondensatoren (Elkos) realisierbar. Die Kondensatoren müssen kleine Serienwiderstände haben, um den Spannungsabfall und die Verlustleistung durch die beträchtlichen Wechselströme klein zu halten. Kann man nur normale Elkos einsetzen, so sind mehrere kleine Kondensatoren besser als ein großer. Die Serienwiderstände liegen dann parallel und die größere Gehäuseoberfläche erleichtert die Wärmeabfuhr. Auch empfiehlt es sich, die Elkos spannungsmäßig zu überdimensionieren, da dann erfahrungsgemäß der Serienwiderstand kleiner ist. Die Erwärmung des Schaltnetzteils durch die Verlustleistung der Bauelemente er-

fordert den Einsatz von Kondensatoren mit ausreichender Lebensdauer auch bei erhöhten Temperaturen.

Besonders gut zum Filtern geeignet sind Vierpol Elektrolytkondensatoren, durch deren Metallbeläge der zu filternde Strom fließt. Dadurch fällt vor allem die Induktivität der Wicklung fort und der Serienwiderstand ist deutlich kleiner.

f) Filter

Zur ein- und ausgangsseitigen Entstörung von Schaltwandlern sind Filter erforderlich. Besonders am Eingang müssen diese sorgfältig bemessen werden. Eingangsseitig hat nämlich jeder Schaltregler einen negativen Widerstand, da bei sinkender Spannung die Stromaufnahme steigt. Zusammen mit einer zu reichlich bemessenen Filterspule kann dieser negative Widerstand zu Regelschwingungen führen. Am Ausgang verschlechtert ein Filter das Regelverhalten und kann sogar zusätzliche Maßnahmen zur Kompensation der Regelschleife erforderlich machen.

XII A/D- und D/A-Wandlung

Analog/Digital (ADC) und Digital/Analog Konverter sind die Brücke zwischen den stetig veränderlichen Werten der realen Welt und der Welt der digitalen Datenverarbeitung. Ein ADC setzt eine am Eingang anliegende elektrische Größe in eine Digitalzahl um, umgekehrt beim DAC. Dabei tritt unvermeidbar ein Quantisierungsfehler auf, da die kontinuierlich variable Eingangsgröße nur durch eine endliche Zahl diskreter Werte am Ausgang wiedergegeben wird. Auch beim idealen Wandler beträgt die Abweichung im ungünstigsten Fall die Hälfte der Differenz zwischen 2 Ausgangswerten. Durch Einsatz von höher auflösenden Wandlern kann der Fehler verkleinert, aber nie völlig beseitigt werden.

XII.1 Wandlereigenschaften

Als Eingangsgrößen gebräuchlich sind Spannung und Strom. Ausgangsseitig sind anzugeben die Logikfamilie (TTL, ECL, CMOS ...), das Zahlensystem (Binär, BCD, Graycode,...) und die Auflösung in Bit. Am weitesten verbreitet ist die Kombination von Spannungseingang mit TTL-Ausgabe im Binärsystem. Es gibt eine Reihe von Kriterien, nach denen ADC's verglichen und für eine bestimmte Anwendung ausgewählt werden. Diese sollen als erste besprochen werden:

a) Die Auflösung

Sie wird in Bit oder durch den Kehrwert der Anzahl verschiedener Ausgangswerte angegeben. Ein Konverter mit n Bit hat 2^n verschiedene Ausgangswerte und eine Auflösung von

$1/2^n$. Die Auflösung darf nicht mit der Genauigkeit verwechselt werden, die von der Präzision der Bauelemente und der Referenzspannung im ADC abhängt. Man kann bei seriösen Herstellern eine Genauigkeit annehmen, die nur wenig schlechter als die Auflösung ist. Genauer sagt das Datenblatt.

Die endliche Auflösung eines A/D-Wandlers mit n Bits führt bei der Digitalisierung zu Quantisierungsrauschen. Bei einer Sinuswelle, welche den Wandler voll aussteuert, beträgt das Signal-Rausch Verhältnis nach der Digitalisierung:

$$\text{SNR} = 1,76 + 6,02 \cdot n \text{ dB}$$

b) Die Umwandlungszeit / Umwandlungsfrequenz

Die Umwandlungszeit ist die Zeit vom Startn der Wandlung bis zur Ausgabe des gültigen Datenworts. Die Umwandlungsfrequenz liegt sicherlich in der Größenordnung des Kehrwerts der Umwandlungszeit. Sie wird im allgemeinen aber etwas kleiner sein, da ja das Datenwort noch gelesen werden muß und ADCs häufig eine gewisse Vorbereitungszeit benötigen. Die Frequenz kann aber auch deutlich höher liegen, wenn die Umwandlung in mehreren Schritten erfolgt und die Zwischenergebnisse intern "weitergereicht" werden (pipelining). Ganz allgemein geht aber mit einer Erhöhung der Auflösung ein Anwachsen der Umwandlungszeit und/oder des Preises einher.

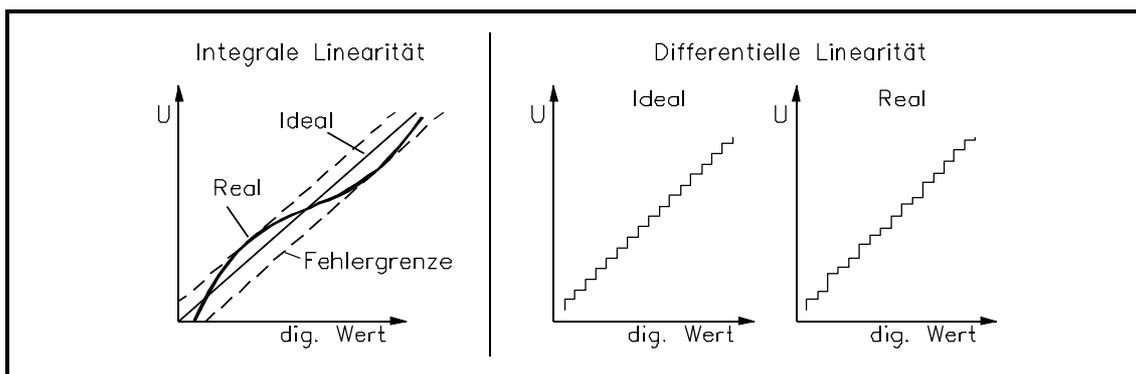


Abb. 12-1: Fehler bei A/D und D/A Wandlung

c) Die integrale Nichtlinearität

Sie gibt die Abweichung der Übertragungskennlinie des einjustierten ADC's von einer geraden Linie an und zwar in Vielfachen des niedrigstwertigen Bit (LSB = least significant bit) oder in Bezug auf den vollen Bereich. Die Gerade wird entweder so durchgelegt, daß sich die kleinste Abweichung ergibt oder sie wird durch die Endpunkte gezogen. Letzteres gibt natürlich ungünstigere Werte, darum auf die Art der Definition achten!

d) Die differentielle Nichtlinearität

Die Höhe der Stufen der Übertragungskennlinie ist beim idealen ADC immer gleich groß und gleich einem LSB. Die maximale Abweichung von diesem Wert wird in Einheiten von LSB angegeben. Sie kann bei bestimmten Typen von ADC's so groß werden, daß eine negative Stufenhöhe auftritt. Der entsprechende Ausgangswert wird dann nie angenommen (missing code).

Nicht als eigenes Kriterium aufgeführt aber dennoch mitentscheidend über die Auswahl eines ADC-Typs ist der Bauaufwand und damit der Preis. Weitere Gesichtspunkte können die Stromaufnahme, Abmessungen und der zulässige Temperaturbereich

sein.

e) Oversampling

Die Auflösung eines ADCs kann durch Oversampling gesteigert werden, indem für jeden Meßwert mehrere Wandlungen gemittelt werden. Oversampling um den Faktor 4 steigert die Auflösung um 1 Bit. Mehr dazu siehe bei XII.3.

XII.2 ADC-Typen

Bei den Analog/Digital-Wandlern haben sich 5 Prinzipien als optimal hinsichtlich der Bewertungskriterien herauskristallisiert. Praktisch alle am Markt erhältlichen ADC's sind von diesen Prinzipien abgeleitet. Generell kann man die ADC's in integrierende und nichtintegrierende Wandler einteilen.

Integrierende Wandler bewerten das Integral der Eingangsgröße über einen bestimmten Zeitraum. Das hat den prinzipiellen Vorteil der Absenkung von Rauschen und hohen Frequenzen mit 6 dB/Oktave auf Kosten einer längeren Wandlungszeit. Macht man die Integrationszeit gleich der Dauer einer Netzschwingung, so wird die Netzfrequenz und alle Oberwellen sehr stark unterdrückt. Die lange resultierende Umwandlungszeit stört z.B. bei Digitalmultimetern überhaupt nicht.

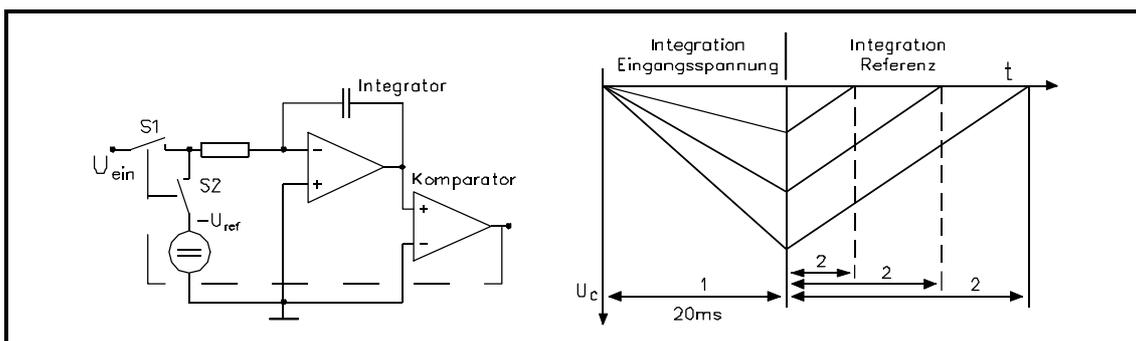


Abb. 12-2: Dual-Slope ADC

Nichtintegrierende Wandler erfassen die Eingangsgröße in einem kurzen Moment und führen danach die Umwandlung aus. Damit können auch zeitlich schnell variable Wellenformen digitalisiert werden, aber Störspitzen und hochfrequente Einstreuungen den erfaßten Wert stark verfälschen.

a) Der Dual-Slope Konverter

Der Dual-Slope (Doppel-Sägezahn) Konverter integriert das Eingangssignal zuerst für eine feste Zeitspanne auf, um dann die negative Referenzspannung an den Eingang zu legen. Die Zeit bis zur völligen Entladung des Integrators ist proportional zum Integral. Zur Festlegung der Integrationsdauer als auch zur Messung der Zeit bis zur Entladung wird ein Zähler benutzt, der die Frequenz eines Taktozillators zählt. Durch eine entsprechende Eichung ist der Zählerstand direkt der angezeigte Meßwert.

Mit geringem Bauaufwand verbindet der Dual-Slope Konverter gute Genauigkeit und Linearität. Begrenzt wird die Genauigkeit vor allem durch das dielektrische Erinnerungsvermögen des Integrationskondensators, der bei der Entladung die hineingeschickten Ladungen nicht sofort vollständig wieder abgibt. Ohne diesen im 10^{-5} Bereich liegenden Effekt wären weit höhere Genauigkeiten erzielbar.

b) Der Konverter mit quantisierter Rückkopplung

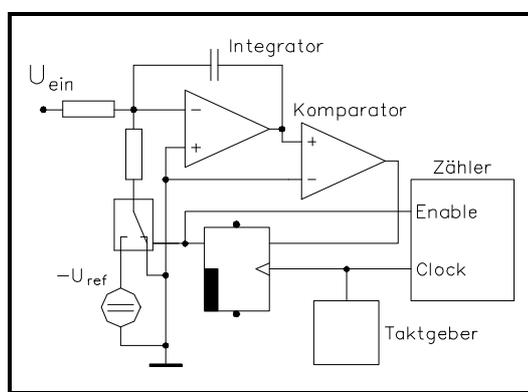


Abb. 12-3: ADC mit quantisierter Rückkopplung

Dieser Konverter führt die Gegenintegration mit der Referenzspannung während der Integration des Eingangssignals durch und hält damit die Spannungsänderungen am Integrationskondensator minimal. Die Eingangsspannung liegt über den Widerstand dauernd am Integrator, der seinerseits den Komparator ansteuert. Ist die Spannung am Integrator unter 0V abgesunken, so schaltet der Komparator und das D-Flipflop übernimmt den Ausgangszustand des Komparators bei der nächsten steigenden Flanke des Taktsignals. Jetzt fließt gleichzeitig mit dem Eingangssignal auch Strom aus der negativen Referenzspannung in den Integrator. Hat bis zur nächsten Taktflanke der Integrator weit genug zurückintegriert und der Komparator zurückgeschal-

tet, so wird das Flipflop wieder zurückgesetzt und der Referenzstrom ausgeschaltet.

Damit ist für eine Periodendauer der Taktfrequenz der Referenzstrom geflossen. Dies ist als Produkt aus Strom und Zeit eine Ladung. Für den angezeigten Wert braucht man nur noch für eine feste Zeit (Zahl von Taktperioden) die Anzahl der Ladungspakete zu zählen, die den Eingangsstrom exakt ausgeglichen haben. Neben der Beseitigung des Fehlers durch das dielektrische Erinnerungsvermögen hat man die Zeit für die separate Rückintegration gespart. Konverter dieses Typs erreichen Auflösungen bis zu 10^7 Schritten entsprechend 23 Bit. Dem entspricht allerdings bei 1 MHz Taktfrequenz eine Umwandlungszeit von 10 Sekunden.

c) Der Konverter mit sukzessiver Approximation

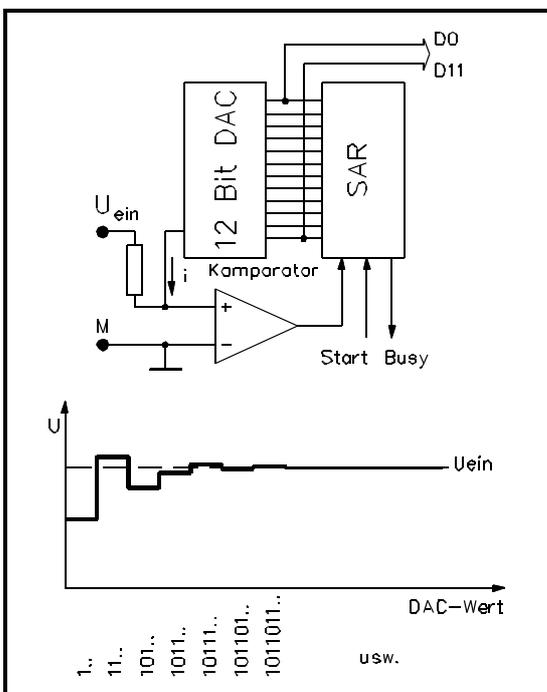


Abb. 12-4: ADC mit sukzessiver Approximation

Der Konverter mit sukzessiver Approximation vollzieht die Wandlung durch Angleichen des Ausgangsstroms eines Digital/Analog Konverters (DAC) an den Strom, der vom Eingang durch den Widerstand fließt. Der digitale Eingang des DAC wird solange geändert, bis die Ströme mit 1 LSB (Least significant Bit) Genauigkeit übereinstimmen. Diese Digitalzahl entspricht der Eingangsspannung und stellt das Ergebnis der A/D Wandlung dar.

Das Blockschaltbild zeigt die wesentlichen Bestandteile mit DAC, Komparator, sukzessivem Approximationsregister (SAR) und Taktoszillator. Die Wandlung wird am Start-Eingang ausgelöst, woraufhin der Busy (beschäftigt) Ausgang auf 1 geht. Als erstes wird das höchstwertige Bit (MSB = Most significant bit) eingeschaltet und der DAC gibt den halben Maximalstrom ab. Ist der DAC-Strom zu klein, so wird das nächstniedrigere Bit addiert, andernfalls wird es vom aktuellen SAR-Ausgangswert subtrahiert. Auf diese Weise wird bei jedem Vergleich ein Bit des Ausgangsworts ermittelt.

Bei dem als Beispiel gezeigten 12 Bit ADC steht nach 12 Vergleichen das Endergebnis fest. Höhere Auflösungen erfordern einen entsprechenden präziseren DAC und Komparator. Nach diesem Prinzip arbeitende Wandler erreichen bis zu 18 Bit Auflösung oder Umwandlungszeiten bis unter $1 \mu\text{s}$.

In Abb. 12-4 sieht man, daß während der Wandlung der Eingangsstrom konstant bleiben muß, da schon der erste Vergleich an der Schwelle des LSB liegen kann, und die niederwertigeren Bits einen Fehler nicht ausgleichen können. Kann sich das Ein-

gangssignal während der Umwandlungszeit um mehr als das Äquivalent von 1 LSB ändern, so muß vor dem Konverter unbedingt ein Sample & Hold Verstärker (siehe IV.2 o) angeordnet werden, der vom Busy Ausgang gesteuert wird und während der Wandlung die Eingangsspannung konstant hält. In modernen Konvertern ist der S&H-Verstärker meist auf dem Chip integriert.

Konverter mit sukzessiver Approximation bieten eine sehr gute Kombination wichtiger Eigenschaften und sind das Arbeitspferd der Datenerfassung. Ihre Achillesferse ist die schlechte differentielle Linearität, für die der DAC verantwortlich ist (siehe bei XII.3). Für spezielle Datenauswertungen, die gleich breite Spannungsbereiche für jeden Ausgangswert erfordern, muß daher auf einen anderen Konvertertyp zurückgegriffen werden. Integrierende Konverter haben beispielsweise eine hervorragende differentielle Nichtlinearität.

d) Der Flash-Konverter

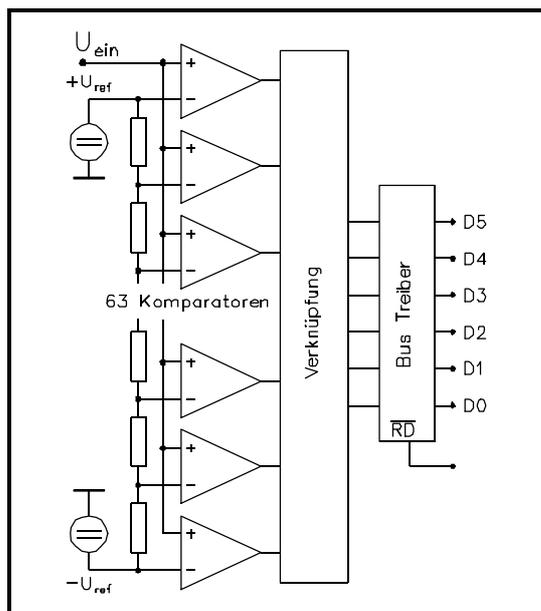


Abb. 12-5: 6 Bit Flash-ADC

Die kürzeste überhaupt mögliche Umwandlungszeit erreicht der Flash- (=Blitz) Konverter. Hier ist für jeden digitalen Ausgangszustand ein eigener Komparator vorgesehen. Ein ADC mit 6 Bit Auflösung hat 64 Ausgangszustände, 63 Umschaltpunkte und dementsprechend 63 Komparatoren. Jedes weitere Bit Auflösung erfordert eine Verdopplung der Zahl der Komparatoren. Jeder Komparator hängt mit einem Eingang an der Eingangsspannung und mit dem anderen an einer Spannungsteilerkette aus lauter gleich großen Widerständen. Alle Komparatoren mit einer Vergleichsspannung oberhalb der Eingangsspannung schalten am Ausgang nach 1, alle darunterliegenden am Ausgang nach 0. Das Verknüpfungsnetzwerk erkennt die Stelle des Übergangs und gibt das entsprechende Binärwort zum Ausgang. Die Umwandlungszeit besteht aus der Schaltzeit der Komparatoren und des Netzwerks und kann weniger als 10 ns betragen.

Für eine gute Genauigkeit erfolgt vor jeder Wandlung ein Nullabgleich der Komparatoren. Die vielen Komparatoren belasten den Eingang kapazitiv und nehmen viel Verlustleistung auf. Flash Konverter werden daher überwiegend in CMOS Technologie aufgebaut. Die Auflösung beträgt zwischen 4 und 8 bit. Höhere Auflösungen erreicht man oft durch Hintereinanderschaltung von 2 Flash Wandlungen (Dual Flash) unter Einsatz eines DAC's. Auf Kosten eines hohen Schaltungsaufwands glänzt der Flash ADC mit äußerst kurzen Umwandlungszeiten. Genauigkeit und Linearität sind recht gut, da eine Kette exakt gleich großer Widerstände gut herstellbar ist.

e) Der Delta-Sigma Konverter

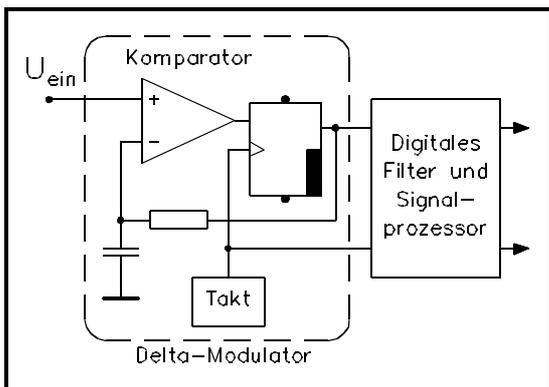


Abb. 12-6: Delta-Sigma Konverter

Dieser Wandlertyp verwendet als Eingangsstufe einen einfachen Delta-Modulator bestehend aus einem Komparator, einem getakteten D-Flipflop und einem RC-Glied. Bei jeder Taktflanke übernimmt das D-Flipflop den Zustand am Ausgang des Komparators und führt über das RC-Glied die Spannung am -Eingang des Komparators der Spannung am +Eingang nach. Zum Oversampling in diesem Konvertertyp siehe XII.3.

Das Ausgangssignal besteht aus einem Strom von Digitalwerten 0 und 1, dessen Tastverhältnis die Eingangsspannung wiedergibt. Er wird von einem digitalen Signalprozessor gefiltert und zur Ausgangsspannung weiterverarbeitet.

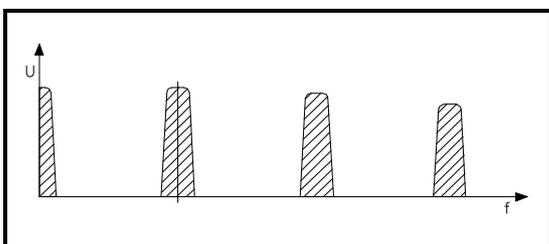


Abb. 12-7: Spektrum des Delta-Modulators

Bild 12-7 zeigt das Spektrum am Ausgang des Delta-Modulators. Da die

Abtastfrequenz weit oberhalb des vom Sampling-Theorem geforderten Werts liegt, liegen zwischen den vom Signal belegten Bereichen weite Lücken. Das digitale Filter hat einen Durchlaßbereich, der an diese spektrale Verteilung angepaßt ist, ein sog. Kammfilter. Der Signalprozessor ermittelt dann aus dem gefilterten Signal den digitalen Wert der Eingangsspannung. Entsprechend dem Faktor der Überabtastung im (1-Bit) Delta-Modulator kann dabei die Anzahl der Bits gesteigert werden. Delta-Sigma Konverter sind mit digitalen Wortlängen bis zu 20 Bit erhältlich.

f) Bewertung der Wandlertypen

Bei der Vielseitigkeit der Anforderungen und Eigenschaften kann es keinen besten A/D-Wandler geben. Jeder Typ stellt einen Kompromiß aus Eigenschaften und Aufwand dar. Die Übersicht soll die wesentlichen Eigenschaften der Wandlertypen pauschal bewerten.

Typ	Geschwindigkeit Auflösung / Genauigkeit				
Dual-Slope	-	0	++	+	++
Quantis. Rückkopplung	--	++	++	++	+
Delta-Sigma	0	+	+	+	+
Sukzess. Approximation	+	+	--	+	+
Flash	++	-	0	+	-

Allen integrierenden Wandlern gemein ist die relativ langsame Arbeits-

weise, der aber gute Linearitäten und Genauigkeiten sowie ein geringer Aufwand gegenüberstehen. Dabei erreicht der mit digitaler Signalverarbeitung ausgestattete Delta-Sigma Konverter schon durchaus akzeptable Wandlungszeiten. Ihr grundsätzlicher Vorteil liegt in der Bewertung des Eingangssignals über einen Zeitraum und die resultierende Unterdrückung von Störungen.

Die nichtintegrierenden Wandler sind prinzipiell schneller. Die besten Allrounder-Eigenschaften hat der Konverter mit sukzessiver Approximation, der aber eine schlechte differentielle Linearität hat und eine Sample/Hold-Schaltung benötigt. Er ist das Arbeitspferd der Datenerfassung, bekommt aber schon Konkurrenz vom Delta-Sigma Wandler. Wenn es auf höchste Geschwindigkeit ankommt, ist der Flash-Konverter unübertroffen. Seine begrenzte Auflösung kann mit Mehrschrittechniken (pipelining) auf das Niveau des Konverters mit sukzessiver Approximation angehoben werden, wobei die Geschwindigkeit nur wenig absinkt.

XII.3 Oversampling

Der Delta-Sigma Konverter tastet die Eingangsspannung mit einer sehr hohen Frequenz ab, die weit oberhalb der Umwandlungsfrequenz liegt. Dadurch wird die Spannung am Delta-Modulator mit hoher Auflösung in einen Digitalwert umgewandelt, obwohl der Komparator im Prinzip ein 1-Bit A/D-Wandler ist. Man nennt dies Verfahren Oversampling (Überabtastung).

Oversampling kann bei allen A/D-Wandlern zur Steigerung der Auflösung eingesetzt werden. Dabei ergibt der Mittelwert von zwei Abtastungen

eine Zunahme der Auflösung um 3 dB, also 1/2 Bit. Zur Steigerung der Auflösung um 1 Bit ist die Mittelung von 4 Abtastungen, für 2 Bit die Mittelung von 16 Werten erforderlich.

Damit allein ist es aber nicht getan, denn die Eingangsspannung kann ja eine stabile Gleichspannung sein. Hier nutzt das Oversampling allein überhaupt nichts, denn der Ausgangswert ist immer gleich und wird durch Mittelung nicht genauer. Kann dieser Fall eintreten, so muß man dem Eingangssignal eine Wechselspannung überlagern, welche eine Gleichverteilung der Amplituden aufweist und einen Hub von mehr als 1 LSB hat, am günstigsten ein symmetrisches Sägezahnsignal. Dies Verfahren nennt man Dithering. Es ergibt die erforderliche Verteilung der Digitalwerte entsprechend der Lage der Eingangsspannung zwischen den Schwellen der benachbarten Ausgangswerte. Damit macht die digitale Mittelung Sinn und ergibt die angestrebte Erhöhung der Auflösung. Sind dem Signal Wechselspannungen jeder Art überlagert, ist das Dithering normalerweise nicht nötig.

Oversampling ist ebenso bei der D/A-Wandlung einsetzbar. Von einer Digitalzahl mit größerer Wortlänge werden nur die ersten N Bit ausgegeben, wobei das Tastverhältnis LSB entsprechend den restlichen Bits gesteuert wird. Dabei wird aber nur die Auflösung erhöht, nicht die Genauigkeit.

XII.4 Digital/Analog-Konverter

Digital/Analog-Konverter (DAC) wandeln Digitalwerte wieder in analoge Werte zurück. Die Eigenschaften und Fehler entsprechen völlig denjenigen von A/D-Wandlern und können bei

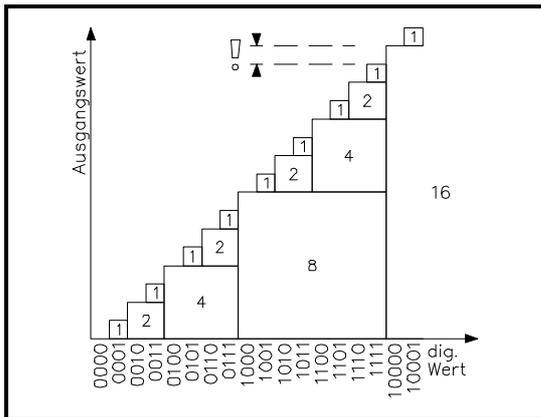


Abb. 12-8: Bitgewichte im DAC

XII.2 nachgelesen werden.

Die Angaben eines D/A Konverters über Auflösung und Linearität sind analog zu den entsprechenden bei ADC's. Den "missing codes" (siehe XII.1d) von ADC's entsprechen hier Bitkombinationen, bei denen eine größere Digitalzahl ein kleineres Ausgangssignal hervorruft. Ein DAC, der für jede größere Digitalzahl ein größeres Ausgangssignal abgibt, wird als monoton bezeichnet.

Am kritischsten ist der Übergang 0111...auf 100..., bei dem das höchstwertige Bit (MSB) ein- und alle niederwertigeren Bits ausgeschaltet werden, siehe Abb. 12-9. Das MSB muß sehr genau um ein LSB größer sein, als die Summe aller niederwertigen

geren Bits. Ein Fehler von -0,05% in einem 12 Bit DAC läßt das Ausgangssignal beim Umschalten nicht mehr zunehmen. Ein noch größerer Fehler führt zu einer Verkleinerung des Ausgangssignals beim Übergang von 0111.. auf 1000... am Eingang.

Ein weiteres Problem sind kleine Zeitunterschiede beim Umschalten der Bits und überhaupt das gleichzeitige Umschalten vieler Schalter, das eine Signalspitze am Ausgang, einem "glitch" bewirken können. Für kritische Anwendungen muß ein "deglitcher" DAC eingesetzt werden, in dem ein Sample & Hold Verstärker (siehe IV.2o) während des Umschaltens und Einschwingens die Ausgangsspannung stabil hält.

Fast alle DAC's summieren Ströme auf, die entsprechend der Wertigkeit der Bits bemessen sind. In einem DAC mit Spannungsausgang muß der Strom mit einem Strom/Spannungswandler (siehe IV.2) in eine

Spannung umgesetzt werden. Wegen der beträchtlichen Einschwingzeit dieses Wandlers sollte man bei zeitkritischen Anwendungen immer versuchen, einen DAC mit Stromausgang einzusetzen. Ein Vergleich von Da-

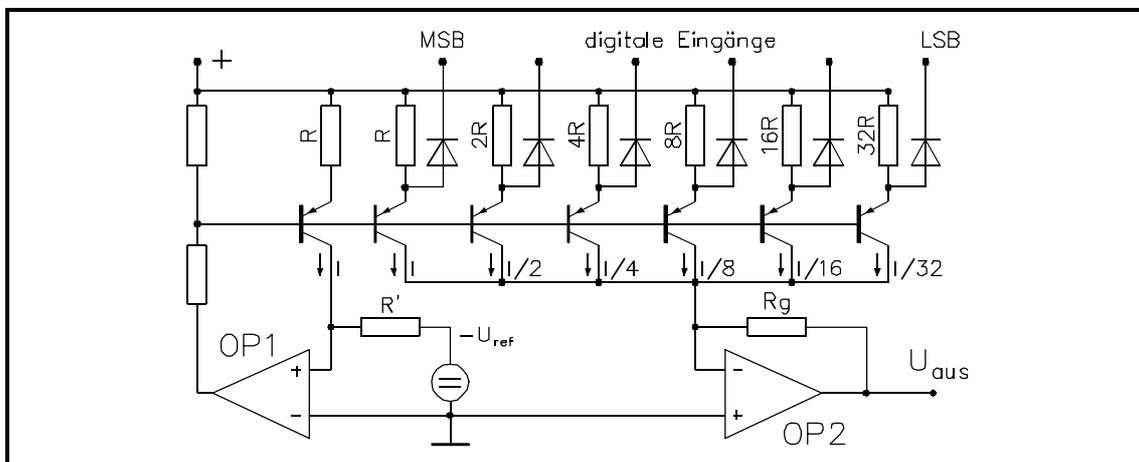


Abb. 12-9: DAC mit geschalteten Stromquellen

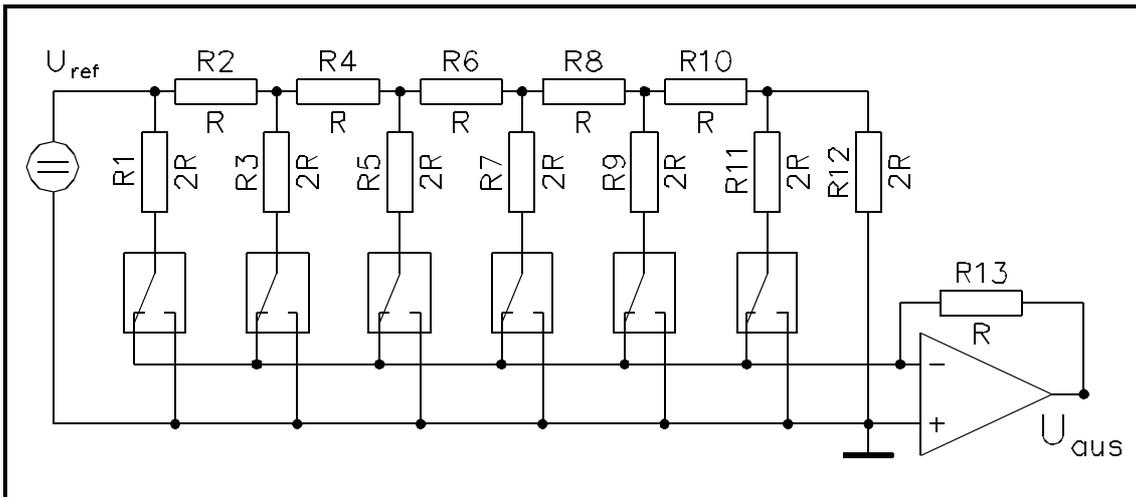


Abb. 12-10: DAC mit R-2R Netzwerk

tenblättern zeigt einen Geschwindigkeitsvorteil um den Faktor 5 für Konverter mit Stromausgang.

XII.5 DAC-Typen

a) DAC mit geschalteten Stromquellen

Der DAC mit geschalteten Stromquellen enthält für jedes Bit eine Stromquelle, die in eine gemeinsame Sammelleitung einspeist. Die Stromquellen können über die Dioden ein- und ausgeschaltet werden. Der Operationsverstärker regelt den Kollektorstrom des linken Transistors auf einen konstanten Wert, indem er die Spannungsabfall am Emitterwiderstand konstant = U_{ref} hält. So werden die Basis- Emitter-Spannungen der Transistoren kompensiert und die Ströme hängen nur von den Emitterwiderständen ab.

b) D/A-Konverter mit R - 2R Netzwerk

Nachteilig beim Konverter mit geschalteten Stromquellen ist der große Bereich der Widerstände. Ein 12 Bit DAC (Industriestandard) summiert Ströme, die sich um den Faktor 2048 unterscheiden. Widerstände über ein solch großen Bereich mit engen Toleranzen und gutem thermischen Gleichlauf sind in IC's und Schicht-

schaltungen schwer zu realisieren.

Das heute bevorzugte R-2R Netzwerk benötigt nur Widerstände mit 2 verschiedenen Werten. Zum Verständnis der Wirkungsweise betrachten wir in Abb. 12-9 die Spannungen an den Verbindungspunkten der horizontal liegenden Widerstände mit dem Wert R:

Vom äußersten rechten Punkt führt R12 nach Masse und R11 zur Sammelleitung, die vom Strom-Spannungswandler an Masse gehalten wird. Die Parallelschaltung der beiden Widerstände mit dem Wert 2R hat den Widerstand R, der zusammen mit dem Widerstand R10 einen 2:1 Spannungsteiler darstellt und den linken Anschluß dieses Widerstands mit $R + R = 2R$ belastet. Diese Innenwiderstände und Spannungsteilungen setzen sich nach links zur Referenzspannung U_{ref} hin fort. Entsprechend verdoppelt sich von rechts nach links mit jeder Stufe die Spannung und der geschaltete Strom. Damit ist die Gewichtung entsprechend dem Binärsystem mit nur 2 verschiedenen Widerstandswerten erreicht. Einen Mehraufwand bedeuten die Umschalter und der OpAmp zum Festhalten der Sammelleitung auf Masse.

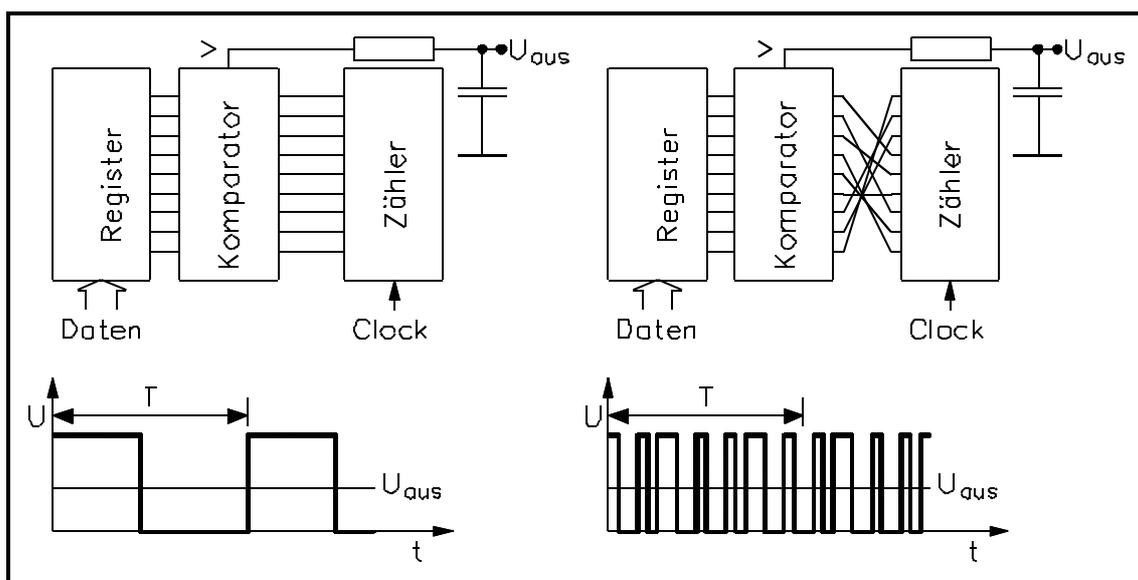


Abb. 12-11: PWM D/A-Konverter

c) PWM D/A-Konverter

Für geringe Umsetzgeschwindigkeiten werden PWM-Konverter (Pulsweitenmodulation) eingesetzt. Das digitale Datenwort wird in ein Register geladen und vom Komparator mit dem Stand des Zählers verglichen. Solange der Zählerstand kleiner ist, als das Datenwort, gibt der Komparator 1 aus, darüber 0. Dadurch hat das Rechtecksignal ein dem Datenwort proportionales Tastverhältnis. Dies Signal wird mit einem Tiefpaß gefiltert, der am Ausgang den mittleren Gleichstrompegel als Ausgangsspannung abgibt.

Eine einfache Verbesserung ist in der rechten Schaltung durch Vertauschen der Leitungen vom Zähler zum Komparator gemacht. Auch mit der Vertauschung wird während eines Durchlaufs T des Zählers jeder Zustand einmal angenommen und es herrscht das gleiche Tastverhältnis. Der Ausgang schaltet aber weitaus häufiger, wodurch ein kleineres RC-Glied genügt.

Der geringe Aufwand prädestiniert diesen Konverter für die Einstellung von Pegeln, Helligkeit und Lautstärke in Geräten der Unterhaltungselektronik.

XIII Lichtwellenleiter

XIII.1 Lichtwellenleiter

In einem Lichtwellenleiter (kurz: LWL) werden Daten in Form von moduliertem Licht übertragen. Mit "Licht" ist hier Strahlung im nahen Infrarot ($\lambda = 850 - 1600 \text{ nm}$) gemeint. Dabei werden auf der Sendeseite die elektrischen Signale in Licht umgewandelt, das in den LWL eingekoppelt wird. Im LWL wird das Licht geführt und kann ihn nicht verlassen. Verluste treten nur auf durch Dämpfung des Lichts an Farbzentren und durch Streuung an Inhomogenitäten. Der LWL selbst ist relativ dünn und kann wie ein Kabel verlegt werden. Auf der Empfangsseite wird das austretende Licht in elektrische Signale verwandelt, aus denen die Daten zurückgewonnen werden.

XIII.2 Lichtwellenleiter Typen

Lichtwellenleiter sind Fasern aus optisch hochtransparentem Material, in denen sich eingekoppeltes Licht sehr verlustarm ausbreitet. In der Regel wird extrem reines Quarzglas eingesetzt. Durch den radialen Verlauf des Brechungsindex n wird das Licht im Kern der Faser geführt. Verluste durch Streuung und Absorption werden durch die Wahl des Fasermaterials und extreme Sauberkeit und Sorgfalt bei der Herstellung minimal gehalten.

Nach dem radialen Verlauf des Brechungsindex unterscheidet man die 3 heute gebräuchlichen Fasertypen:

a) Stufenindexfaser

Totalreflexion tritt an der Grenzfläche zwischen 2 Materialien mit verschiedenem Brechungsindex n auf. Kommt das Licht aus dem Material mit höherem n und trifft so flach auf, daß nach dem Brechungsgesetz kein gebrochener Lichtstrahl mehr existiert, so wird das Licht verlustlos reflektiert. In einer Stufenindexfaser wird der Faserkern konzentrisch vom Mantel mit einem kleineren Brechungsindex umgeben. Bis zu einem Maximalwinkel gegen die Faserachse wird das Licht an der Grenzfläche totalreflektiert und kann den Kern nicht verlassen. Die Strahlen mit verschiedenen Winkeln gegen die Achse haben aber verschiedene optische Weglängen und dadurch Laufzeitunterschiede.

Vorteile: Einfache Herstellung, große Kerndurchmesser möglich, dadurch einfache Einkopplung des Lichts.

Nachteile: Verschieden lange Lichtwege bei verschiedenen Winkeln (Dispersion), hohe Dämpfung

Anwendung: Kurze Übertragungstrecken, geringe Bandbreite (bis ca. 100 kBit/s)

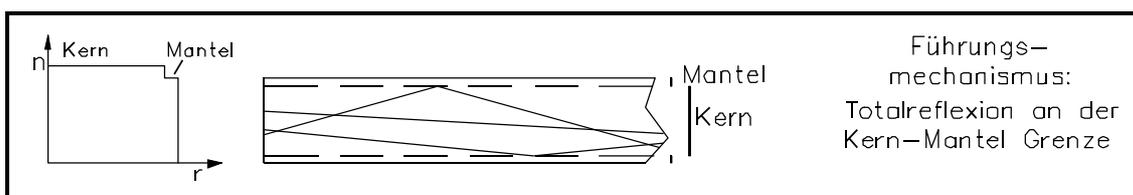


Abb. 13-1: Stufenindexfaser

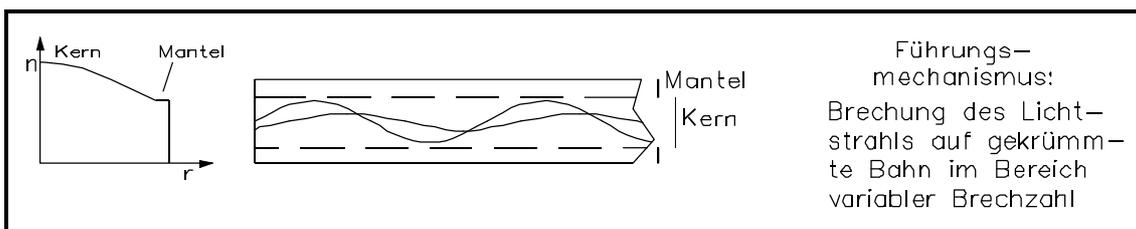


Abb. 13-2: Gradientenindexfaser

b) Gradientenindexfaser

In einem Material mit einem Gradienten (Verlauf) der Brechzahl wird ein Lichtstrahl zum Material mit höherem n hin gebrochen. Dafür hat die Faser eine vom Kern zum Mantel hin stetig abnehmende Brechzahl. Wenn die Brechzahl einen exakt parabelförmigen Verlauf hat, so bewegt sich das Licht im Faserkern auf einer sinusförmigen Bahn. In diesem Fall ist die Laufzeit für verschiedene Winkel gegen die Achse gleich lang, da der längere Lichtweg durch die kleinere Brechzahl am Rande des Faserkerns kompensiert wird. Dort ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit des Lichts höher, als auf der Faserachse. Der Herstellungsprozeß dieser Faser ist sehr aufwendig, da der Brechzahlverlauf sehr genau eingehalten werden muß. Bei allen Arbeitsgängen ist extreme Sauberkeit und Sorgfalt erforderlich.

Vorteile: Minimale Dispersion, geringere Dämpfung

Nachteile: Aufwendige Herstellung, kleiner Kerndurchmesser (typ. 50 μm) erschwert Einkopplung

Anwendung: Längere Übertragungstrecken, mittlere Bandbreite (bis ca. 560 MBit/s)

c) Monomodefaser

Im extrem dünnen Kern (2-5 μm) dieser Faser erlaubt die Wellennatur des Lichts (Beugung) nur eine Ausbreitung des Lichts parallel zur Faserachse. Die Lichtwege sind exakt gleich lang, es verbleibt eine geringe Dispersion durch die spektrale Bandbreite des Senders zusammen mit der wellenlängenabhängigen Brechzahl.

Vorteile: Geringste Dämpfung bei größter Bandbreite

Nachteile: Schwierige Einkopplung, höchste Präzision für Verbindungen erforderlich

Anwendung: Lange Übertragungstrecken mit Bandbreiten >1 GBit/s.

XIII.3 Vorteile von Lichtwellenleitern

Der Mehraufwand für die Hin- und Rückwandlung zwischen Strom und Licht wird durch die großen, damit erzielten Vorteile gerechtfertigt. Diese sind unter anderem:

- Die Dämpfung des Lichts ist sehr gering und unabhängig von der Modulationsfrequenz. Das erspart auf langen Strecken viele Zwischenverstärker.
- Die Bandbreite ist sehr groß und

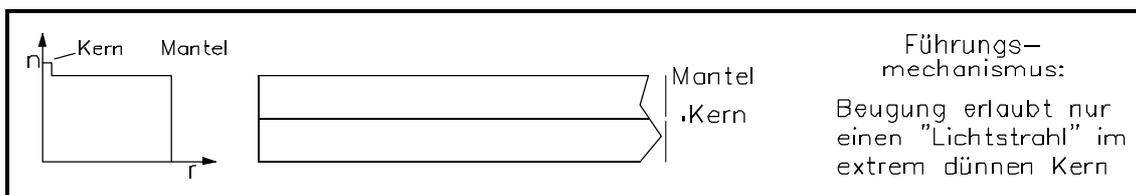


Abb. 13-3: Monomodefaser

wird erst bei sehr hohen Modulationsfrequenzen durch das Verschmieren der Impulse begrenzt. Eine einzige Faser kann ein Vielfaches der Bandbreite eines Koaxkabels übertragen.

- Die Fasern sind sehr dünn und leicht. Ein -zig adriges LWL-Kabel ist nicht dicker als ein herkömmliches Koaxkabel.

- Die Fasern isolieren elektrisch und sind damit immun gegen Blitzschlag und elektromagnetische Störungen. Sie überbrücken Potentialunterschiede, z.B. in der Hochspannungstechnik.

- Es gibt kein Übersprechen zwischen Fasern und das Abhören ist sehr schwierig.

- Das Ausgangsmaterial ist überwiegend Quarz, also Sand. Dieser ist reichlich vorhanden und die Kupfervorräte der Erde werden geschont.

XIII.4 LWL Kabel und Verbindungen

Die Lichtleitfaser ist durch ihren geringen Durchmesser sehr empfindlich gegen Zug. Ihre Oberfläche darf nicht verletzt werden, schon kleinste Kratzer können zur Keimstelle eines Faserbruchs werden. Für die Verlegung in Kabelkanälen und in der Erde muß die nackte Faser geschützt werden.

Der erste Schutz ist ein sofort nach dem Faserziehen aufgebracht "Cladding" aus einem nachgiebigen Kunststoff. Als weiterer Schutz wird die Faser zumindest mit einer Umhüllung umspritzt. Solche Fasern können innerhalb von Geräten eingesetzt werden.

Für eine Verlegung in der Erde oder im Freien muß ein LWL-Kabel unbedingt Elemente zur Zugentlastung haben. Das Problem liegt darin, daß Glas einen relativ hohen E-Modul hat. Eine Möglichkeit ist die Verwendung einer Zugentlastung mit einem höhe-

ren E-Modul als Glas, wie z.B. Kevlar. Diese Fasern wirken auch als Polster bei mechanischer Beanspruchung. Alternativ kann die Faser etwas spiralförmig in eine Hohlader eingebracht werden und dadurch immer etwas Reservelänge haben. Natürlich muß die Zugentlastung bei Verbindungen oder Steckern korrekt abgefangen werden.

Hohe Präzision ist bei der Verbindung von Lichtwellenleitern erforderlich. Jeder Versatz der Faserachsen oder Verkippen führt zu Lichtverlust, also zu Dämpfung. Sind die Toleranzen bei Stufenindexfasern noch erträglich, so stellen insbesondere Monomodefaser mit ihrem wenige µm dicken Kern extreme Forderungen an die Genauigkeit der Verbindungselemente und die Konzentrität von Faser und Verbindungselement.

Fasern werden mit Steckern oder Spleißen verbunden. Stecker werden nur verwendet, wenn eine lösbare Verbindung unverzichtbar ist. In allen anderen Fällen, besonders bei Monomodefaser, wird gespleißt, also Faser direkt mit Faser verbunden. Einfache Spleißgeräte drücken die beiden Faserenden in einer exakt kalibrierten Hülse (=Ferrule) oder einer V-förmigen Nut gegeneinander und verankern sie mit Kleber oder aufgepreßten elastischen Formstücken.

Höchsten Anforderungen genügen Spleißgeräte, welche die aufeinander einjustierten Faserenden in einem HF-Lichtbogen miteinander verschmelzen. Diese Geräte sind aber sehr kostspielig und erfordern sorgfältige Bedienung. Die Dämpfung eines guten Spleißes liegt unter 0,5 dB.

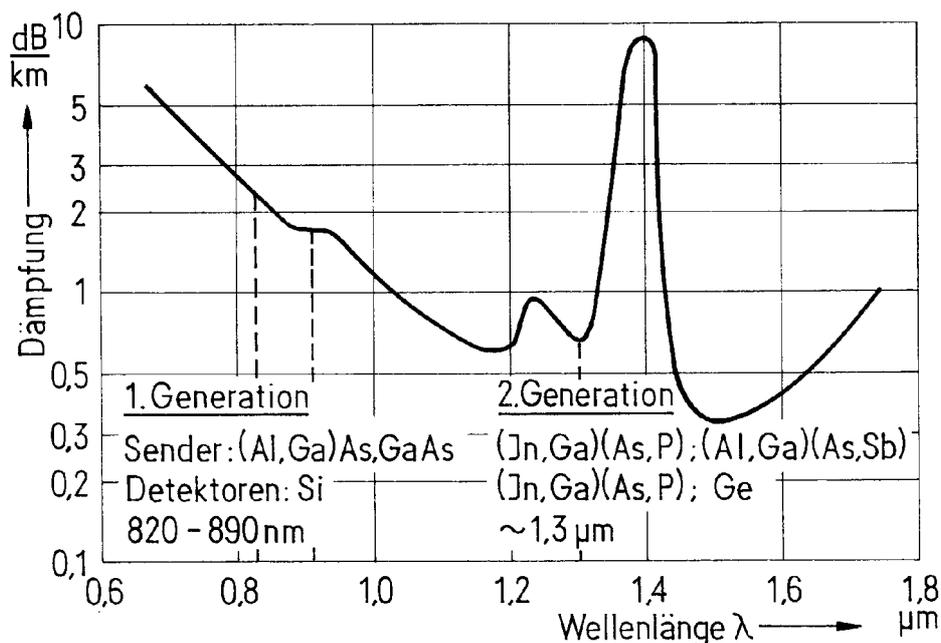


Abb. 13-4: Faserdämpfung und Wellenlänge

XII.5 Daten von Lichtwellenleitern

Abb. 13-4 zeigt den Verlauf der Faserdämpfung in Abhängigkeit von der Wellenlänge. Die Wellenlängenbereiche der 1. und 2. Generation von Sende- und Empfangselementen sind markiert. Bauteile der 3. Generation arbeiten bei 1,6 μm . Diese Bereiche spiegeln die zeitlichen Entwicklung der Halbleitertechnik wieder, welche immer längere Wellenlängen und damit kleinere Dämpfungen erschloß.

Der Verlauf der Faserdämpfung über der Wellenlänge zeigt 3 Dämpfungsm minima bei Wellenlängen um 850, 1300 und 1600 nm. Diese 3 Bereiche haben sich für den LWL Einsatz eingebürgert. 850 nm hat den Vorteil, Empfangsdioden aus Silizium einsetzen zu können. Die mit wachsender Wellenlänge deutlich abnehmende Dämpfung rechtfertigte die Entwicklung zu 1300 und 1600 nm.

Die wichtigsten Eigenschaften einer Lichtleitfaser sind:

Fasertyp:

Stufenindex, Gradientenindex, Monomode

Kerndurchmesser:

Stufenindex: 100 - 350 μm
 Gradientenindex: 50 - 65 μm
 Monomode: 5 - 10 μm

Betriebswellenlänge:

850, 1300, 1600 nm

Dämpfung:

dB/km bei Betriebswellenlänge

Brechzahl des Kerns:

Dispersion:

ns/km Breite eines Nadelimpulses nach Durchlaufen der Faser

Numerische Apertur:

Maximalwinkel gegen die Achse für geführtes Licht

XIII.6 Elektrooptische Bauelemente für LWL

a) Lichtempfänger

Als Lichtempfänger werden heute PIN-Photodioden und Avalanche-(Lawinen-) Photodioden (APD) eingesetzt. Diese Dioden geben einen zur Lichtintensität proportionalen Photostrom ab. Avalanche-Photodioden verstärken diesen Strom in der Diode selbst durch den Lawineneffekt breitbandig um Faktoren von 50 - 200. Sie erfordern aber eine hohe Betriebsspannung (ca. 150-300 V). Beide Empfängertypen erfordern schnelle rauscharme Nachverstärker.

Die für den Einsatz wichtigsten Eigenschaften sind:

- Wellenlängenbereich der Empfindlichkeit
- Schaltzeit und Sperrschichtkapazität
- Größe der Empfangsfläche
- Verstärkungsfaktor und empfohlene Betriebsspannung bei APD
- Dunkelstrom, Rauschdaten

b) Lichtsender

Auch bei den Lichtsendern gibt es 2 Typen, die Lumineszenzdiode und die Laserdiode. Lumineszenzdioden strahlen ihr Licht isotrop in alle Raumrichtungen ab. Besondere Ausführungen mit extrem kleiner Strahlfläche (Burros-Dioden) erzielen hohe Leuchtdichten für eine gute Einkopplung von möglichst viel Licht in den Faserkern.

Laserdioden arbeiten im Laserbetrieb mit den Spaltflächen des Diodenkristalls als Spiegeln. Die gerichtete Abstrahlung und die extrem kleine Austrittsfläche an den Spiegeln resultiert in etwa der 100-fache Strahldichte mit entsprechend besserer Einkopplung. Für Monomodefaser sind nur Laserdioden als Sender einsetzbar.

Die wichtigsten Eigenschaften von Lichtsendern sind:

- Wellenlänge (850-900 nm, ca. 1300 nm, ca. 1600 nm)
- Spektrale Bandbreite der Ausstrahlung
- Abgestrahlte Leistung bzw. die in einen bestimmten Fasertyp eingekoppelte Leistung
- Obere Grenzfrequenz der Modulierbarkeit
- Einsatzstrom der Laserwirkung bei Laserdioden

Die Information wird heute durch digitale Modulation der Lichtintensität übertragen und beim Empfang der Fotostrom des Empfängers ausgenutzt. Man wertet also nur die Lichtmenge aus, nicht die Lichtschwingung. Dies ergibt zwar bereits eine deutliche Verbesserung gegenüber Koaxkabeln, ist aber noch weit vom theoretischen Optimum entfernt.

c) Verstärker

Bei sehr langen Strecken, z.B. Seekabeln erfordert die Faserdämpfung eine Verstärkung des Lichtsignals. In der Anfangszeit wurde dafür in Repeatern das Licht empfangen und die Information einem Sendeelement für den neuen Streckenabschnitt aufmoduliert. Mittlerweile gibt es spezielle, nach dem Laserprinzip funktionierende Fasern, in denen das Lichtsignal direkt beim Durchlaufen verstärkt wird.

Das brachte eine gewaltige Vereinfachung langer LWL-Strecken. Die Dispersion der Faser verschmiert aber die Impulse, was in gewissen Abständen Repeater zur Regeneration des Signals erfordert.