

Systematische Entwicklung elektronischer Schaltungen

Band 1 Grundlagen

Heinz Wellhausen

1 EINLEITUNG.....	1
2 SYSTEMANALYSE.....	2
2.1 IDEENFINDUNG	2
2.2 IST-SOLL-ANALYSE	3
2.3 PROBLEMANALYSE.....	4
2.4 PFLICHTENHEFT.....	6
2.5 FUNKTIONSANALYSE UND SYSTEMENTWURF	7
2.6 ZUSAMMENFASSUNG	9
2.7 QUALITÄTSSICHERUNG.....	10
2.8 TECHNISCHE DOKUMENTATION	10
2.8.1 ÄUßERE FORM.....	10
2.8.2 INHALT	11
2.8.3 GLIEDERUNG	11
3 ELEKTROTECHNISCHE GRUNDLAGEN	13
3.1 ELEKTRIZITÄT	13
3.2 ELEKTRISCHE SPANNUNG.....	13
3.3 ELEKTRISCHER STROM.....	13
3.4 ELEKTRISCHE LEISTUNG.....	14
3.5 OHMSCHES GESETZ.....	14
3.6 ELEKTRISCHES FELD	14
3.7 MAGNETISCHES FELD.....	16
3.8 INDUKTIONSGESETZ	17
3.9 ELEKTROMAGNETISCHE WELLEN	19
3.10 WECHSELSPANNUNG UND WECHSELSTROM.....	19
3.11 WECHSELSTROMLEISTUNG	22
3.12 PASSIVE BAUELEMENTE.....	22
3.12.1 DEFINITION DES KOMPLEXEN WIDERSTANDES	23
3.12.2 BLINDENERGIE	24
3.12.3 NORMWERTE.....	25
4 SYSTEMATIK DER ELEKTRONISCHEN SCHALTUNG.....	27
4.1 ZWEIPOLE.....	27
4.1.1 PASSIVE ZWEIPOLE.....	27
4.1.2 AKTIVE ZWEIPOLE.....	28
4.1.3 STROMKREISE	28
4.2 VIERPOLE	30
4.2.1 VIERPOLGLEICHUNGEN.....	30
4.2.2 INTERPRETATION DER VIERPOLGLEICHUNGEN	31
4.2.3 BEDEUTUNG DER VIERPOLPARAMETER	31
4.2.4 AKTIVE VIERPOLE	32
4.2.5 ÜBERTRAGUNGSKENNGRÖßEN DES BESCHALTETEN VIERPOLS	33
4.3 BERECHNUNG VON SCHALTKREISEN	35
5 GEGENSEITIGE BEEINFLUSSUNG ELEKTRISCHER STROMKREISE	37
5.1 STABILITÄT.....	37
5.2 GALVANISCHE RÜCKWIRKUNG.....	38
5.3 KAPAZITIVE RÜCKWIRKUNG.....	39
5.4 INDUKTIVE RÜCKWIRKUNG	40
5.5 RÜCKWIRKUNGSARMER AUFBAU VON SCHALTUNGEN	41
5.6 STABILITÄT EINES BELASTETEN AKTIVEN VIERPOLS	41
6 ELEKTROMAGNETISCHE SCHIRMUNG	44

6.1 ABSCHIRMUNG VON BAUGRUPPEN	44
6.2 ABGESCHIRMTE LEITUNGEN	45
6.3 MEßAUFBAUTEN	47
6.3.1 TASTKOPF	48
6.3.2 IMPEDANZANPASSUNG	49
6.3.3 ANSCHALTUNG VON GLEICHSPANNUNGSMEßGERÄTEN	50
7 ELEKTRISCHE LEITUNGEN	51
7.1 AUSBREITUNGSGESCHWINDIGKEIT AUF LEITUNGEN	51
7.2 WELLENWIDERSTAND	51
7.3 STEHENDE WELLEN	53
7.4 ANTENNEN	55
8 WÄRMEABFUHR	57
9 RAUSCHEN	59
10 GRENZFREQUENZ	61
10.1 EINFLUß DES GENERATORINNENWIDERSTANDES AUF DIE GRENZFREQUENZ	61
10.2 ZUSAMMENWIRKEN MEHRERER ENTKOPPELTER RC-GLIEDER	62
11 GEGENKOPPLUNG	65
11.1 DEFINITION DES OPERATIONSVERSTÄRKERS	66
11.2 VERZERRUNGEN	66
11.3 GEGENKOPPLUNGSARTEN	67
11.4 ZUSAMMENFASSUNG	71
12 PASSIVE NETZWERKE	73
12.1 OHMSCHE SPANNUNGSTEILER	73
12.2 UMRECHNUNG VON ZWEIPOLEN	76
12.3 ELEKTRISCHER SCHWINGKREIS	77
12.4 VERLUSTLOSE SPANNUNGSTEILER	80
12.5 VERLUSTLOSE VIERPOLE	80
13 AKTIVE BAUELEMENTE	85
13.1 GESETZE DES PN-ÜBERGANGES	86
13.2 TRANSISTOR	88
13.2.1 Y-PARAMETER DES TRANSISTORS	89
13.3 FELDEFFEKTTRANSISTOR	90
13.3.1 Y-PARAMETER DES FELDEFFEKTTRANSISTORS	90
14 ARBEITSPUNKTEINSTELLUNG	92
14.1 ARBEITSPUNKT DES TRANSISTORS	92
14.1.1 RÜCKFÜHRUNG AUF DIE BASIS	92
14.1.2 RÜCKFÜHRUNG AUF DEN EMITTER	93
14.2 ARBEITSPUNKT DES FELDEFFEKTTRANSISTORS	94
15 RC-VERSTÄRKER	97
15.1 ENTWURF DER SCHALTUNG	98
15.2 SYMMETRISCHE AUSSTEUERUNG	98
15.3 DIMENSIONIERUNG DER WIDERSTÄNDE	100
15.4 DIMENSIONIERUNG DER KONDENSATOREN	101
15.5 VERSTÄRKUNG	102
16 GEGENGEKOPPELTE RC-VERSTÄRKER	103
16.1 GEGENGEKOPPELTE EMITTERSCHALTUNG	103
16.2 KOLLEKTORSCHALTUNG	104
16.3 BASISSCHALTUNG	105

17 GALVANISCH GEKOPPELTE VERSTÄRKER	107
17.1 NF-VORVERSTÄRKER	107
17.2 DIFFERENZVERSTÄRKER.....	110
17.3 LEISTUNGSENDSTUFE	111
17.3.1 NF-GEGENTAKTENDSTUFE.....	112
17.3.2 ARBEITSPUNKTSTABILISIERUNG	114
17.3.3 BOOTSTRAP-SCHALTUNG	115
17.4 NF-VERSTÄRKER	115
18 OPERATIONSVERSTÄRKER	118
18.1 STABILITÄT DES OPERATIONSVERSTÄRKERS	119
18.1.1 MILLERINTEGRATOR	119
18.1.2 ANSTIEGSGESCHWINDIGKEIT	120
18.2 SCHALTUNGSENTWURF MIT OPERATIONSVERSTÄRKERN.....	120
18.2.1 INVERTIERENDER PEGELUMSETZER	121
18.2.2 SUBTRAHIERER	123
18.2.3 NICHT INVERTIERENDER PEGELUMSETZER	124
18.2.4 ADDIERER	125
18.2.5 WECHSELSPANNUNGSVERSTÄRKER	126
18.2.6 SCHMITT-TRIGGER	127
18.3 ZUSAMMENFASSUNG OPERATIONSVERSTÄRKER	129
19 ZEITABHÄNGIGE SCHALTVORGÄNGE	130
19.1 OSZILLATOREN.....	131
19.2 ABTASTSCHALTUNGEN.....	134
20 DIODENSCHALTUNGEN	137
20.1 STABILISIERUNGSSCHALTUNG	137
20.2 GLEICHRICHTUNG.....	138
20.2.1 DEMODULATORSCHALTUNGEN.....	139
20.2.2 NETZGLEICHRICHTER	140
21 KLEINTRANSFORMATOREN.....	143
22 SYSTEMATIK DER DIGITALEN SCHALTUNG.....	146
22.1 SCHNITTSTELLEN.....	147
22.2 LAYOUT VON DIGITALSCHALTUNGEN.....	149
23 LOGISCHE VERKNÜPFUNGEN	151
23.1 FUNKTIONEN DER AUSSAGELOGIK.....	152
23.2 GESETZE DER AUSSAGELOGIK.....	153
23.3 MINIMIERUNG LOGISCHER SCHALTUNGEN	154
24 SPEICHER.....	158
24.1 RS-FLIP-FLOP.....	159
24.2 TAKTEINGÄNGE.....	160
24.3 JK FLIP-FLOP	161
24.4 FLIP-FLOP ARTEN.....	162
25 ZÄHLER	164
25.1 ENTWURF VON ZÄHLERN	164
25.2 CODE-ANALYSE VON ZÄHLERN.....	166
25.3 ABLAUFSTEUERUNGEN.....	167
26 D/A-WANDLER.....	169
27 A/D-WANDLER.....	171

27.1 PARALLELVORFAHREN	171
27.2 KOMPENSATIONSVERFAHREN.....	172
28 MIKROCONTROLLER	173
28.1 INTERRUPT	173
28.2 ZÄHLER	173
28.3 A/D-WANDLER	174

1 Einleitung

Eine elektronische Schaltung soll ein Signal am Eingang auf ein anderes am Ausgang umformen. Dies bedeutet in der analogen Technik unter anderem gewöhnlich eine Verstärkung, in der digitalen eine Umsetzung von Signalkombinationen. Für die Realisierung einer Schaltung stehen genau sechs Typen von Bauelementen zur Verfügung: Widerstand, Kondensator, Spule, Verstärkerelement, elektronischer Schalter und Gleichrichter.

Daraus können mit Hilfe elektrischer Quellen im Prinzip beliebig verzweigte Stromkreise gebildet werden, für die das Ohmsche Gesetz gilt. Verstärkerelemente und elektronische Schalter haben die Eigenschaft, mehr oder weniger rückwirkungsfrei von einem Stromkreis in den anderen überzugreifen, wodurch zum einen eine Trennung der Kreise, zum anderen eine Signalverstärkung möglich wird. Das einfachste Beispiel hierfür ist das Relais.

Schaltungstechnisch zu lösende Probleme stellen die nicht idealen Eigenschaften der Bauelemente und mögliche Störgrößen dar. Die moderne Technologie wirkt sich "nur" dahingehend aus, daß durch die hohe Packungsdichte die Stromkreise enger zusammenrücken und Funktionsgruppen durch Integration als Bausteine zusammengefaßt werden.

Der Entwurf einer Schaltung erfordert zunächst eine Festlegung der Anforderungen, was im wesentlichen durch die Definition von Eingangs- und Ausgangsgrößen geschieht. Eine hierfür sehr brauchbare Methode ist die Systemanalyse. Sie legt die Gesamtfunktion fest, die durch weitere Untergliederung auf Grundfunktionen zurückgeführt wird, welche leicht schaltungstechnisch realisierbar sind.

Im vorliegenden Buch werden in Form einer Systemanalyse alle schaltungstechnischen Probleme vorweg behandelt. Theoretische Abhandlungen dienen zum Verständnis der Zusammenhänge und sind an der Umsetzung in die Praxis orientiert.

Die elektrische Signalverarbeitung beruht auf dem Ohmschen Gesetz und dem Induktionsgesetz. Auch alle Störgrößen lassen sich darauf zurückführen.

Eine neue Schaltung entsteht allein auf Grund logischer Denkvorgänge und ist weder durch Probieren noch durch Üben an Beispielen zu erstellen. Auch die Kontrolle durch Messung ist nur möglich, wenn man weiß, welche Werte an welcher Stelle zu erwarten sind und das kann nur der voraussagen, der die Schaltung durchdacht hat.

Mit der Computersimulation ist eine vorgegebene Schaltung zu testen, aber keine neue zu entwickeln. Bei analogen Schaltungen wird auch das fragwürdig, da selbst ein gutes Programm nicht alle Einflüsse durch den Schaltungsaufbau berücksichtigen kann.

2 Systemanalyse

Ein technisches Produkt hat immer eine Umgebung und ist Teil eines größeren Systems. Die Übergabestellen zu seiner Umwelt bezeichnet man als Schnittstellen. Ihre Beschreibung definiert eindeutig einen vorhandenen oder gewünschten Zustand und stellt die Gesamtfunktion dar. Sie legen nicht nur Eingangs- und Ausgangsgrößen, sondern auch Stromversorgung und Umgebungstemperatur fest. Selbst die Bedienung und der Service sind eine Schnittstelle.

Die Systemanalyse ist ein Verfahren zum Erstellen einer solchen Schnittstellenbeschreibung, die folgend als Pflichtenheft bezeichnet wird. Es handelt sich dabei um allgemeine Forderungen, die völlig lösungsneutral sein müssen. Da der Begriff Pflichtenheft oftmals für eine detaillierte Lösungsbeschreibung benutzt wird, hat sich für den hier gemeinten Anforderungskatalog die Bezeichnung Lastenheft eingebürgert. Wir wollen dies jedoch nicht übernehmen, da der Begriff irreführend ist.

Zur Durchführung einer solchen Analyse ist der Entwickler weitgehend auf das eigene Urteilsvermögen angewiesen. Daher muß er über hinreichende Kenntnisse verfügen, um Arbeitsabläufe und deren Abhängigkeiten zu bewerten und Erfahrungen und Wünsche Beteiligter richtig einzuordnen. Wichtig ist auch die Fähigkeit, gezielte Fragen zu stellen und die Antworten zu filtern.

In den seltensten Fällen hat der Auftraggeber eine klare Vorstellung von dem, was er will, geschweige denn von dem, was er braucht. Oftmals wird auch verlangt, bestimmte Lösungen unverändert zu übernehmen. Dadurch wird aber jede Verbesserung unmöglich gemacht. Denn eine vorgefaßte Meinung über eine bestimmte Vorgehensweise verhindert bessere Lösungen.

Weiter ist es notwendig, auch die Probleme im Umfeld der Aufgabe zu erkennen, um unerwünschte Nebenwirkungen abzufangen. Es muß sichergestellt sein, daß die aufgestellten Forderungen mit den Naturgesetzen vereinbar sind und technisch realisiert werden können.

Hinter vorhandenen Lösungen steht immer ein Problem, dieses ist in die Analyse aufzunehmen und die zugehörige Lösung daraufhin zu untersuchen, wie weit sie dem Problem gerecht wird.

2.1 Ideenfindung

Eine neue Produktentwicklung wird von einer Idee eingeleitet. Diese entsteht im allgemeinen durch Assoziationen, also durch Anregungen aus der Umwelt, ist aber nicht gezielt produzierbar.

Es liegt in der Natur des Menschen, nur seine eigenen Überlegungen gelten zu lassen. Dadurch ist die Akzeptanz fremder Ideen äußerst gering ("not invented here" - Effekt). Auch die Bewertung von Ideen geschieht meist sehr subjektiv und wird häufig nicht ihrer eigentlichen Bedeutung gerecht.

Die Entscheidung, einer Idee nachzugehen, kann relativ objektiv am Marktwert getroffen werden, nicht etwa an voreilig erfundenen Lösungsvorschlägen.

Durch die Systemanalyse soll uns ein Beispiel begleiten, es beginnt mit der Idee:

Einem Autofahrer fällt auf, daß er, durch die unterschiedlichen Fahrgeräusche bedingt, häufig die Lautstärke seines Autoradios ändern muß. Irgendwie ärgert ihn das und er fragt sich, warum man so etwas nicht automatisch macht. Schon ist eine Idee geboren.

Sie hat bereits viele Erfinder auf den Plan gelockt, aber etwas Brauchbares ist kaum dabei herausgekommen. Darum ist gerade dieses Beispiel geeignet, die Überlegenheit der Systemanalyse unter Beweis zu stellen.

2.2 IST-SOLL-Analyse

Es gibt heute selten ein neues technisches Produkt, das nicht irgendeinen ähnlichen Vorgänger hatte. Das Schwergewicht der technischen Entwicklung liegt auf der Verbesserung des Vorhandenen.

Man muß also herausfinden, welche Stärken und Schwächen der jetzige Zustand besitzt und welche Änderungswünsche bestehen. Hierbei stößt man zwangsläufig auf die Unzulänglichkeiten der menschlichen Natur. Einmal ist es der Widerstand gegen Veränderungen, zum anderen die Überschätzung der technischen Möglichkeiten, zumal wenn es um die Durchsetzung eigener Ideen geht. Die größte Schwierigkeit ergibt sich daraus, daß nicht Wünsche geäußert, sondern bestimmte, meist undurchdachte Lösungen gefordert werden.

Nun stellt jedes Produkt eine Lösung dar. Aber dahinter steht ein Problem, das auf solche Weise gelöst wurde. Dieses ist für unsere Systemanalyse wichtig und muß herausgefunden werden. Hierbei ist es sehr nützlich, wenn man sich fragt, warum eine bestimmte Lösung gewählt wurde.

Bei der Befragung von Personen ist damit zu rechnen, daß sich der Befragte darüber noch keine Gedanken gemacht hat und irgendeine Begründung abgibt, die ihm gerade einfällt und plausibel erscheint. In diesem Falle ist es nutzlos, solche Antworten auszuwerten.

Achtung! Jeder Mensch, auch man selbst, reagiert schon aus Bequemlichkeit so! Man sollte sich daher nie mit der erst besten Begründung zufrieden geben. Eine Kontrolle ist möglich durch den logischen Einschluß anderer Erklärungen.

Die IST-Analyse soll einen umfassenden Marktüberblick liefern. Dabei sind folgende Fragen zu klären:

Welche ähnlichen oder gleichwertigen Produkte gibt es bereits auf dem Markt und was kosten sie?
Wer braucht das Produkt und was ist es ihm wert?
Gibt es einen Bedarf, der durch das bestehende Angebot nicht gedeckt ist (Marktlücke)?

Wenn man mit einem eigenen Produkt in diesen Markt einsteigen möchte, muß man nun in der SOLL-Analyse festlegen, zu welchen Bedingungen dies ermöglicht werden kann. Dabei bleibt zunächst unberücksichtigt, ob sich die Wünsche realisieren lassen. Es geht ausschließlich um Zielsetzung und Aufgabenstellung. Hierzu sind folgende Fragen zu stellen:

Wie muß ein brauchbares Produkt aussehen und was darf es kosten?
Welche Verbesserungen bestehender Erzeugnisse könnten den Marktwert steigern?
Welcher Käuferkreis soll angesprochen werden und kann man diesen erweitern?

Die aus dieser Untersuchung bereits entstandene Beschreibung der Schnittstellen läßt eine relativ sichere Abschätzung des Marktwertes bzw. des Gebrauchswertes zu. Man kann nun entscheiden, ob das Projekt weiter verfolgt werden soll.

Dabei darf jedoch auf keinen Fall die Beurteilung von Lösungsmöglichkeiten eine Rolle spielen, etwa nach dem Motto: "Das geht sowieso nicht!" oder "Das haben wir schon ohne Erfolg probiert!". Es ist davon auszugehen, daß es eine Lösung im Sinne der Aufgabenstellung gibt, wenn nicht, wird sich das bei der Systemanalyse schlüssig herausstellen.

Als nächstes ist die Frage zu beantworten, ob sich das Produkt vermarkten läßt und wenn ja, zu welchem Preis. Letzterer geht direkt in das Pflichtenheft ein.

Der Wert eines Produktes ist daran abzuschätzen, ob der Benutzer einen Vorteil gegenüber bestehenden Ausführungen hat und ob er diesen auch erkennt und wünscht. Man hüte sich vor der Überbewertung des eigenen Spieltriebes, der schon manches Produkt zum Ladenhüter machte. Bei neuen Produkten muß man den Gebrauchswert schätzen.

Welchen Wert hat nun unsere geräuschabhängige Lautstärkesteuerung? Dabei ist zu beachten, daß im PKW die Innengeräusche in den letzten Jahren stark reduziert wurden. Somit ist eine Nachsteuerung der Lautstärke in vielen Fahrzeugen hinfällig geworden oder nur so selten nötig, daß für eine Automatisierung kein Bedarf besteht. Eine solche Funktion kann folglich nur den Spieltrieb des Käufers ansprechen und indirekt den Marktwert erhöhen, wenn der Preis sich dadurch nicht ändert.

Wenn wir also unser Projekt weiterverfolgen, müssen wir einschränken, daß es nur für Geräte in Frage kommt, wo es preislich keine Rolle spielt.

2.3 Problemanalyse

Es ist nun zu prüfen, welche Probleme bei der Lösungsfindung berücksichtigt werden müssen. Hierbei geht es wohlgermerkt nicht um die Untersuchung von bekannten Lösungen, sondern um die Beurteilung der Realisierbarkeit der zu stellenden Anforderungen. Eine sorgfältige Problemanalyse schließt aus, daß im Pflichtenheft nicht oder nur kostspielig zu erfüllende Forderungen stehen.

Im allgemeinen bestehen schon konkrete Vorstellungen, in welcher Umgebung sich das Projekt befindet, da zu diesem Zeitpunkt die Schnittstellen durch die IST-SOLL-Analyse weitgehend feststehen. Untersucht wird nun alles, was in irgendeiner Form Einfluß haben könnte. Im wesentlichen sind das physikalische Zusammenhänge, Störgrößen, Bedienung, gesetzliche oder technische Vorschriften, Handhabung und Service.

Aus den so gewonnenen Erkenntnissen werden die Forderungen des Pflichtenheftes formuliert und auf ihre Realisierbarkeit überprüft. Wenn hierbei etwas übersehen wird, kann das schlimme Folgen haben und hohe Kosten verursachen. Darum sollte man auch dem kleinsten Hinweis sorgfältig nachgehen, auch wenn er zunächst unwesentlich erscheint.

Hilfreiche Fragen sind zum Beispiel:

Welche physikalischen Gesetze werden benutzt?

Wodurch kann die Funktion gestört werden?

Wie könnte man durch Fehlbedienung eine Störung verursachen?

Mit welchen Einflüssen ist bei verschiedenen Umgebungen zu rechnen?

Wie steht es mit der Servicefreundlichkeit?

Welche Anforderungen werden an die Handhabung gestellt?

Welche Probleme könnten zu einem späteren Zeitpunkt auftreten?

Gibt es andere, noch nicht berücksichtigte Möglichkeiten der Verwendung?

Sind die Soll-Vorgaben zu eng gefaßt, könnte man sie erweitern?

Sind die Vorgaben sinnvoll oder widersprechen sie sich?

Wo ist mit Schwierigkeiten bei der Lösung zu rechnen?

Welche Probleme liegen bekannten Lösungen zugrunde?

Sind irgendwelche Vorschriften zu beachten?

Zweckmäßigerweise notiert man sich zunächst ungeordnet die Probleme und sortiert sie erst, wenn man die Stoffsammlung für vollständig hält. Viele Probleme lassen sich dann bei der Bearbeitung zusammenfassen; manche entfallen, nachdem sie genauer untersucht wurden.

Auch Dinge, die an sich dem Bearbeiter selbstverständlich sind, gehören in die Aufstellung. Oftmals hat sich nämlich noch niemand grundlegende Gedanken darüber gemacht. Um die eigene Betriebsblindheit zu vermeiden, sollte man auch die Meinung von Außenstehenden bzw. Laien einholen. Häufig sind zur vollständigen Erfassung des Problems umfangreiche Voruntersuchungen in Form von Studien oder Messungen notwendig. Der an dieser Stelle betriebene Aufwand bewirkt jedoch maßgeblich den späteren Erfolg. Ungeduld ist fehl am Platz. Daher muß die Problemanalyse bei der Terminplanung entsprechend berücksichtigt werden.

Zur Bearbeitung der Probleme sind folgende Regeln zu beachten:

Hinter jeder Lösung steht ein Problem. Dies muß man erkennen und anschließend prüfen, wie weit es wirklich gelöst wurde. Oft gibt es verschiedene Lösungen zum gleichen Problem, deren Vor- und Nachteile zu untersuchen sind.

Jedes Problem muß völlig unabhängig von der Lösung anderer Probleme behandelt werden, um Einschränkungen bei der Lösungsfindung zu vermeiden.

Die Wahrscheinlichkeit, eine neue Lösung für ein Problem zu finden, ist um so größer, je sorgfältiger man es untersucht.

Neue Lösungen findet man nicht in der Literatur, denn dann wären sie ja nicht neu.

Betrachten wir wieder unser Beispiel. Der Ist-Zustand ist, daß die Lautstärke von Hand mit Hilfe eines Lautstärkestellers bei Änderung der Fahrgeräusche angepaßt wird. Um die Probleme zu erkennen, stellen wir folgende Fragen:

Warum ist eine Nachführung der Lautstärke nötig?

Nach welchen Kriterien wird sie eingestellt?

Wie ist der Stellvorgang gelöst und warum gerade so?

Da es darauf ankommt, die genauen Zusammenhänge zu finden, erzwingt die Beantwortung der Fragen zum Teil umfangreiche Untersuchungen. In unserem Fall kommen wir zu folgenden Ergebnissen:

Wenn zwei Schallsignale sich überlagern, wie hier Geräusch und Nutzsignal, so wird dasjenige vom Menschen wahrgenommen, welches eine deutlich höhere Leistung hat. Dies ist bekannt als Verdeckungseffekt. Für die Verständlichkeit bei Sprache wird ein Signal/Geräuschabstand von 6 dB angesehen, das heißt, die Nutzsignalleistung entspricht der vierfachen Geräuschleistung.

Die Lautstärke ist also so nachzuführen, daß der Signal/Geräuschabstand konstant bleibt. (Eine Verdopplung der Geräuschleistung erzwingt eine Verdopplung der Nutzleistung.) Auf Grund dieser Forderung braucht der Lautstärkesteller eine logarithmische Kennlinie. Im Idealfall bewirkt, unabhängig von der Grundstellung, die Verdrehung um einen bestimmten gleichen Winkel eine Verdopplung oder Halbierung des vorher eingestellten Wertes.

Die Entscheidung über den einzuhaltenden Signal/Geräuschabstand trifft der Mensch. Daran darf sich auch mit der Automatisierung nichts ändern. Dabei ist zu beachten, daß die Grundeinstellung bei jedem Geräuschpegel vornehmbar ist.

Die Geräusche im Fahrzeug nimmt man mit Hilfe eines Mikrophons auf und speichert sie im Hörbereich bis zu sehr tiefen Frequenzen mit einem Tonbandgerät, das mit einem frequenzmodulierten Träger arbeitet. Die spektrale Verteilung des Geräusches liefert dann ein Spektrumanalysator.

Den stark vereinfachten aber hier ausreichenden Verlauf von Geräusch und Nutzsignal über der Frequenz zeigen die Bilder 2.1 und 2.2. Bei tiefen Frequenzen steigt das Geräusch derart stark an, daß wir Schmerz empfinden würden, wenn unsere Ohren dort noch empfindlich wären. Es ist sinnlos, das Geräusch in diesem Bereich übertönen zu wollen. Gleichzeitig ändert es sich dort nicht in Abhängigkeit von den Fahrbedingungen und liefert somit regelungstechnisch keine Information.

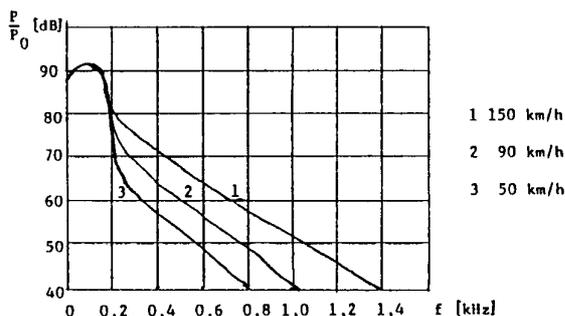


Bild 2.1 Linearisierte typische

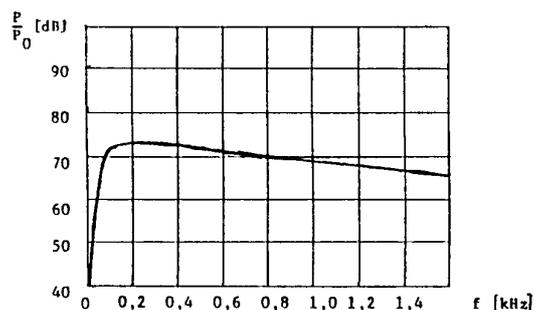


Bild 2.2 Nutzsignalleistung über der Frequenz

Geräuschleistung über Frequenz
bei verschiedenen Geschwindigkeiten

Der Bereich, in dem sich das Geräusch ändert, liegt zwischen 200 Hz und 1,5 kHz, also genau dort, wo die wesentlichen Anteile des Nutzsignales zu finden sind. Da das Geräusch sich aus vielen Komponenten zusammensetzt, läßt sich seine Stärke nicht von einer einzelnen Komponente ableiten, wie z.B. Geschwindigkeit oder Drehzahl. Wir müssen den Geräuschpegel folglich aus dem Gemisch Geräusch/Nutzsignal herausfinden.

Als größte Pegeländerung des Geräusches ist etwa 15 dB anzunehmen, was den Faktor 32 in der Leistung bedeutet. Dies ist auch der Stellbereich der Lautstärke. Das Nutzsignal liegt naturgemäß um ca. 20 bis 30 dB höher.

Wie läßt sich nun hier das Geräusch erkennen? Es gibt die beiden Informationen: elektrisches Nutzsignal ohne Bezug auf die akustischen Verhältnisse und akustisches Signal/Geräuschgemisch, bei dem im Mittel der Signalpegel weit höher liegt. Es muß das Verhältnis zweier Leistungen konstant gehalten werden. Aus der gewählten Formulierung läßt sich bereits entnehmen, daß eine einfache Differenzbildung der vom Mikrophon erzeugten Spannungen und dem elektrischen Nutzsignal nicht genügt, wie sie die Grundlage vieler Erfindungen ist. (Diese Begründung reicht in einer Systemanalyse nicht aus, die vollständigen Überlegungen können aber hier wegen ihres Umfanges nicht wiedergegeben werden.)

Es muß unbedingt sichergestellt sein, daß bei der Bestimmung des Geräuschpegels keine Anteile des Nutzsignales einbezogen werden, da sich sonst das System unweigerlich aufschaukeln würde. Darum kommt man zwangsweise zu der Erkenntnis, daß sich das Geräusch nur in Abwesenheit des Nutzsignales, also in dessen Pausen, messen läßt.

Man könnte auch noch heranziehen, daß sich Geräusch und Nutzsignal durch ihre Dynamik unterscheiden. Dies gilt auch für die Sprache bei einer Unterhaltung im Fahrzeug, die ja möglichst nicht als Geräusch erkannt werden soll. Während letzteres gleichmäßig im Pegel ist, hat das Nutzsignal recht unterschiedliche Lautstärken.

Jeder Fahrzeugtyp verhält sich in seinen Geräuschen anders, wobei deren Messung mit einfachen Mitteln nicht möglich ist, da sie ja nur im Fahrbetrieb entstehen. Darum kann eine fahrzeugspezifische Anpassung durch den Service nicht in Frage kommen. Aus Sicherheitsgründen darf auch keine Einstellung vom Benutzer vorgesehen werden.

2.4 Pflichtenheft

Das Pflichtenheft ist eine allgemeine aber lösungsneutrale und realistische Beschreibung des zu entwickelnden Produktes. Es besteht aus einer Anzahl nicht weiter erläuteter Forderungen, die sich aus der IST-SOLL-Analyse und der Problemanalyse ableiten, also dort vollständig beschrieben wurden.

Jede gefundene Lösung wird auf die Erfüllung der Forderungen des Pflichtenheftes überprüft. Wird diese ihnen nicht gerecht, muß eine bessere gesucht werden. Falls sich keine findet, weiß man, welche Schwachpunkte das Produkt noch hat.

Die bisher ermittelten Fakten formulieren die Anforderungen an das Produkt, man gliedert sie zweckmäßig nach Funktionen :

Umweltbedingungen / Handhabung und Bedienung / Eigenschaften / Service / Toleranzen und Vorschriften / Markterfordernisse

Hier können und müssen durchaus Zahlenwerte für Grenzen und Toleranzen erscheinen, wenn sie in der Problemanalyse definiert wurden.

Das Pflichtenheft darf keine Lösungswege vorgeben. Dadurch würde eine Produktverbesserung und eine neue Lösungsfindung stark eingeschränkt. Es kann höchstens die Anpassung an vorhandene Gegebenheiten fordern (z.B. Fertigungseinrichtungen). Alle Forderungen müssen vorher durch die Problemanalyse be-

gründet und als realisierbar abgesichert sein. Das Pflichtenheft gibt keine Begründungen.

Nicht jede Forderung eines Pflichtenheftes hat gleiches Gewicht. Daher sollte man eine Bewertung mit Punkten einführen nach: unbedingt erforderlich (3), wünschenswert (2) und verzichtbar (1). Dies ist sehr hilfreich, wenn zwischen alternativen Lösungen gewählt werden muß. Bewertet man diese nun danach, ob sie die Anforderungspunkte ganz (3), teilweise (2), mangelhaft (1) oder gar nicht (0) erfüllen, multipliziert die Bewertungen und summiert die Ergebnisse für jede Lösung, so erhält man mit den erreichten Punktzahlen ein Maß für die Qualität der einzelnen Lösungen.

Da das Pflichtenheft die für alle Beteiligten verbindliche Aufgabenstellung ist, muß jede Forderung eindeutig verständlich sein. Darum ist in der Dokumentation die Problemanalyse erklärend voranzustellen.

Für die geräuschabhängige Lautstärkesteuerung ergibt sich folgendes Pflichtenheft:

Der Nutzsollpegel soll in konstantem Verhältnis zum Geräuschpegel stehen.

Eine fahrzeugspezifische Anpassung ist verboten.

Die Anlage darf in der Wiedergabequalität nicht beeinflußt werden.

Die Grundeinstellung der Lautstärke muß mit Hilfe des vorhandenen Lautstärkestellers unabhängig vom Geräuschpegel möglich sein.

Das Störgeräusch muß direkt erkannt werden.

Eine Selbsterregung ist auszuschließen.

Die Unterhaltung der Fahrzeuginsassen soll das System nicht beeinflussen.

Die Geräuscherkennung muß unabhängig vom Einbauort im Fahrzeug und vom Fahrzeugtyp arbeiten.

Der Stellbereich ist 15 dB.

Es gelten die Vorschriften für die Autoelektronik.

Als Verkaufspreis ist maximal DM 50,- zulässig.

2.5 Funktionsanalyse und Systementwurf

Im Pflichtenheft sind die äußeren Schnittstellen des Produktes festgelegt, wodurch gleichzeitig in Verbindung mit der IST-SOLL-Analyse die Gesamtfunktion erkennbar ist. Es lassen sich nun Unterfunktionen ermitteln, denen man Lösungen zuordnen kann. Dabei dient das Pflichtenheft als Maßstab.

Funktionsblöcke sind genau beschreibbare Einheiten mit definierten Schnittstellen. Man findet sie, wenn man den Daten- oder Signalfluß verfolgt und Verarbeitungsabschnitte festlegt. Die weitere Untergliederung ist meist lösungswegabhängig, das heißt, zu jedem Funktionsblock muß eine Lösung ermittelt werden, die mit dem Pflichtenheft vereinbar ist.

Die einzelnen Blöcke lassen sich durch Definition neuer Schnittstellen in weitere Funktionen zerlegen, bis sie mit einfachen Grundschaltungen lösbar sind, deren Berechnung keine Probleme bereitet. In der Dokumentation dient das bekannte Blockschalbild nur zur Erläuterung des Textes, nicht umgekehrt, das heißt, es sollte selbst die Zusammenhänge zeigen, ohne daß es zusätzlich beschrieben werden muß.

Grundsätzlich treten bei der Lösungsfindung wiederum Probleme auf, die jetzt untersucht werden müssen. Diese erkennt man sofort, wenn man die Bewertung der jeweiligen Lösung mit dem Pflichtenheft vornimmt. Hier kann es erforderlich sein, eine neue Systemanalyse für ein Teilproblem anzusetzen. So erhält man von mehreren Lösungsmöglichkeiten garantiert die beste.

Läßt sich für eine Funktion keine Lösung finden, ist es eventuell besser, die Problemanalyse und das Pflichtenheft zu überarbeiten, als Schwachstellen durch Notlösungen zu akzeptieren. Andererseits sollte man die Probleme mit anderen Mitarbeitern diskutieren und auch in der Literatur nachlesen. Oftmals hat man sich lediglich festgerannt. Der große Vorteil ist, daß man dank des

Pflichtenheftes genau weiß, was man erreichen will und daher ganz gezielt vorgehen kann.

Verfolgen wir das in unserem Beispiel. Aus dem Pflichtenheft ergeben sich zwei große Funktionsblöcke, die Erkennung des Geräuschpegels und die Nachsteuerung der Lautstärke. (Eine Erkennung der Sprachgeräusche wird hier nicht berücksichtigt.)

Die Funktion des ersten Blockes können wir aus den Kenntnissen der Problemanalyse wie folgt beschreiben: Es ist der Faktor zu messen, um den sich die Geräuschleistung ändert und zwar in den Pausen des Nutzsignales. Um den Signal/Geräuschabstand zu erhalten, muß die Lautstärke genau um diesen Faktor nachgestellt werden. Die Stellinformation wird an den zweiten Block übergeben.

Wir können die Funktion nun weiter aufteilen, wobei wir uns jedoch schon für Lösungswege entscheiden müssen. Die eigentliche Messung erfolgt mit einem Mikrophon, das eine Spannung abgibt, die die Zeitfunktion des Geräuschspektrums ist. Um einen Faktor darzustellen, muß ihr Mittelwert logarithmiert und verstärkt werden. Zu messen ist nur in den Signalpausen, die aus dem elektrischen Nutzsignal zu erkennen sind. Der Meßwert wird integriert und als Gleichspannung oder Binärwert übergeben.

Da es sich bei der Lautstärkenachführung um eine reine Steuerung handelt, die sich nicht wie bei einer Regelung selbst kontrolliert, muß der Stellvorgang streng proportional zur Übergabegröße erfolgen. Es bietet sich daher ein geschaltetes Stellglied und ein binäres Übergabesignal an. Die Einstellung erfolgt logarithmisch, wobei Sprünge von 3 dB genügen, weil man kleinere Änderungen nicht wahrnimmt.

Um eine Übersteuerung zu vermeiden, sollte das Stellglied nach dem Lautstärkesteller angeordnet sein. Aus diesen Überlegungen ergibt sich das Blockschaltbild Bild 2.3.

Selbstverständlich läuft in der Praxis nicht alles so glatt, wie es in unserem Beispiel den Anschein hat. Aber es sollte ja auch nur gezeigt werden, wie notwendig und hilfreich eine Systemanalyse ist. Dabei konnten nur die wichtigsten Punkte angesprochen werden.

Wenn man die Funktionen soweit wie im Beispiel aufgeschlüsselt hat, folgt der eigentliche Schaltungsentwurf und dessen Dimensionierung. Es läßt sich eine begrenzte Anzahl von Grundsaltungen definieren, aus denen sich alle anderen Schaltungen zusammensetzen. Die Entwicklung einer Grundsaltung erfolgt ebenfalls mit Hilfe der Systemanalyse.

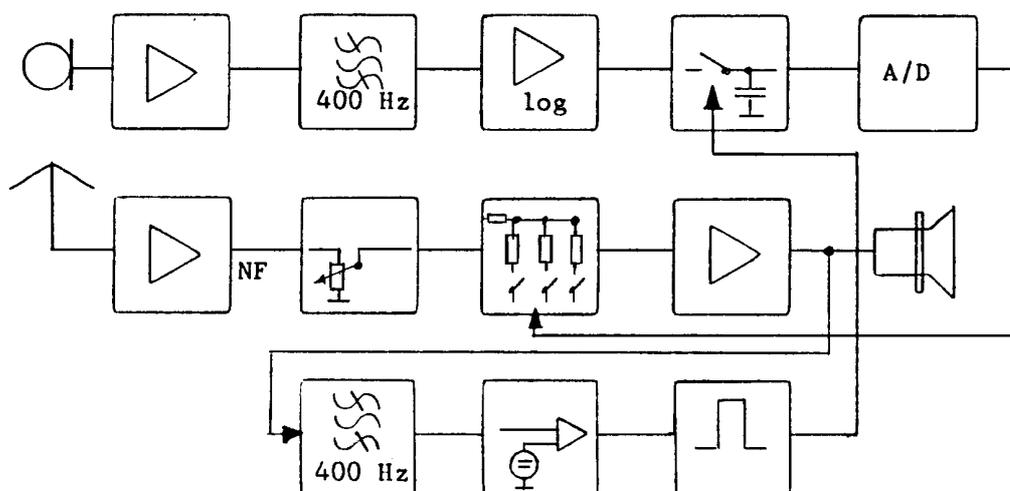


Bild 2.3 Geräuschabhängige Lautstärkesteuerung

In der einschlägigen Literatur werden die Grundsaltungen vorgegeben und nicht aus den Schnittstellenbedingungen entworfen. Dies führt häufig dazu, daß sie nicht in die Praxis umsetzbar sind und die Berechnungen unrealistische Ergebnisse bringen. Man kann daher die entsprechenden Ausführungen lediglich als Anregung nehmen.

2.6 Zusammenfassung

Die Vorgehensweise bei der Systemanalyse soll hier noch einmal mit Hilfe von Fragen verdeutlicht werden.

ZIELSETZUNG

Frage: Was soll warum mit welchen Eigenschaften entwickelt werden?

IST-Analyse: (Marktübersicht, ähnliche Produkte)

- Was gibt es und wie teuer ist es?
- Wo liegen Schwachstellen, was ist gut?
- Wer braucht es und was ist es ihm wert?
- Gibt es eine Marktlücke?

SOLL-Analyse: (Wunschliste)

- Wie sind bestehende Produkte zu verbessern?
- Womit kann man den Marktwert steigern?
- Wie muß Bedienbarkeit, Handhabung und Service aussehen?
- Wer soll angesprochen werden und welche Anforderungen werden vom Nutzer gestellt?

ZIEL-Analyse: (Aufgabenformulierung)

- Wie muß ein brauchbares Produkt aussehen?
- Welche Eigenschaften muß es haben?
- Was darf das Produkt kosten?

PROBLEMANALYSE

Frage: Wo treten welche Probleme wie auf?

PROBLEM-Analyse: (Betrachtung einzelner Probleme mit Lösungsfindung)

- Wie ist die Umweltbeschaffenheit in der das Produkt verwendet wird?
- Welche Naturgesetze sind zu beachten?
- Wie sehen die mathematischen Zusammenhänge aus?
- Wie steht es mit der Handhabung und Bedienung oder dem Service?
- Sind Fehlbedienungen abzufangen?
- Wo liegen Schwachstellen vergleichbarer Produkte?
- Können Gefahren auftreten?
- Gibt es gesetzliche oder andere Vorschriften?
- Sind Vorurteile zu berücksichtigen?
- Wie sind vorhandene Lösungen zu beurteilen, welche Probleme liegen zugrunde?
- Welche problembezogenen Lösungen gibt es?

PFLICHTENHEFT (lösungsneutraler Forderungskatalog)

- Welche Anforderungen müssen nach dem ermittelten Kenntnisstand erfüllt werden?
- Welche Wertigkeit ist ihnen zuzuordnen?

FUNKTIONSANALYSE

Frage: Welche Funktionen müssen wie an welcher Stelle erfüllt werden?

FUNKTIONEN-Analyse: (Definition von Funktionsblöcken)

- Wie sieht die Gesamtfunktion aus?
- In welche Blöcke kann man sie sinnvoll zerlegen?
- Wie sind die Schnittstellen festzulegen?
- Welche Unterfunktionen kann man weiter unterteilen?
- Wie sind deren Schnittstellen zu definieren?

LÖSUNG

Frage: Welche Funktion wird wie mit welchen Mitteln gelöst?

LÖSUNGSWEG: (Zusammensetzung der einzelnen Lösungsansätze)

- Wie sieht die Lösung der Funktionen aus?
- Sind die Schnittstellenbedingungen eingehalten?
- Ist das Pflichtenheft erfüllt?
- Gibt es weitere Lösungen?
- Ist die gewählte Lösung wirklich die beste?
- Wie kann man sicher alle Funktionen überprüfen?
- Wie sind die Schaltungen zu dimensionieren?

2.7 Qualitätssicherung

Nach der Systemanalyse liegen die dimensionierten Schaltpläne vor, mit deren Hilfe nunmehr die Schaltungen aufgebaut werden können. Diese ersten Labormuster dienen ausschließlich der Funktionskontrolle. Auch bei sorgfältigster Überlegung sind Fehler möglich, die erst bei der Messung auffallen.

Im Prinzip bedeutet Qualitätssicherung in dieser Phase eine gewissenhafte meßtechnische Überprüfung auf Erfüllung der Forderungen des Pflichtenheftes. Dazu gehören die Definition geeigneter Testsignale, die Kontrolle sämtlicher Schnittstellen unter Variation der Umgebungsparameter und die Untersuchung der Reaktion auf mögliche Toleranzen.

Hierbei ist zu beachten, daß die Schaltung zum ersten Mal getestet wird, also vorher noch nie funktioniert hat. Daher ist jede Abweichung von den vorhergesagten Werten genau zu untersuchen und bis auf die Ursache zu verfolgen, um auch eventuelle Denkfehler zu erfassen. Wird ein solcher erkannt, muß nach einer neuen Lösung gesucht werden. Im schlimmsten Fall ist die Systemanalyse zu wiederholen.

Die heutigen Techniken erlauben es, auch die ersten Musterschaltungen bereits fertigungsgerecht aufzubauen. Diesen Schritt sollte man jedoch erst gehen, wenn die Funktion der einzelnen Funktionsblöcke genügend abgesichert ist und sie die Schnittstellenbedingungen erfüllen. Da niemand alle Probleme im Schaltungsaufbau voraussehen kann, existiert auch kein brauchbares Computer-Simulationsprogramm für analoge Schaltungen, es sei denn, es dient als Beschäftigungstherapie für Unbelehrbare. Der Musterbau ist folglich unentbehrlich.

Erst wenn die Labormessung das Pflichtenheft bestätigt hat, wird die Prüfvorschrift für die Fertigungsendkontrolle erstellt. Diese darf nur die für die Sicherstellung der Funktionstüchtigkeit unbedingt notwendigen Messungen enthalten, da die Prüfung an jedem Exemplar durchzuführen ist. Die aufwendigen Labormessungen zur Qualitätsüberwachung werden stichprobenartig in längeren Zeitabständen vorgenommen.

2.8 Technische Dokumentation

Da im Zeitalter der integrierten Technik Schaltbilder nicht mehr lesbar sind, weil sie lediglich Verdrahtungspläne darstellen, gehört zu jedem Schaltungsentwurf eine ausführliche technische Dokumentation. Sie orientiert sich an der Systemanalyse, übernimmt jedoch nur die für die endgültige Ausführung relevanten Überlegungen.

Schriftliche Informationen kann man nur vermitteln, wenn der Leser bereit ist, sie zu lesen, den Inhalt versteht, das Wesentliche erkennt und sich merken kann.

2.8.1 Äußere Form

Es kommt nicht darauf an, daß ein Schriftstück aus der Ferne wirkt, sondern daß durch die Formgebung das Lesen erleichtert wird. Hierzu gehören ein sauberes, unaufdringliches Schriftbild, eine übersichtliche Gliederung und häufige Absätze, die am linken Rand, nämlich dort, wo man mit dem Lesen beginnt, erkennbar sind. Blocksatz sollte man nur dann verwenden, wenn durch häufiges Trennen sichergestellt ist, daß sich nur geringfügige Leerräume zwischen den Wörtern ergeben. Ein Inhaltsverzeichnis wirkt bei Berichten von wenigen Sei-

ten lächerlich. Mit Computerspielereien und Fachkauderwelsch kann ein dürftiger Inhalt nicht verbessert werden.

2.8.2 Inhalt

Man darf grundsätzlich nicht voraussetzen, daß der Leser eines technischen Berichtes das Spezialwissen des Verfassers hat. Daher muß er einleitend in das Thema mit allgemein bekannten Begriffen eingeführt werden (z.B. Inhalt der IST-SOLL-Analyse). Wenn er so mit der Zielsetzung oder Aufgabenstellung vertraut ist, werden ihm die Probleme erläutert, wobei alle Fachbegriffe zu erklären sind und keine Abkürzungen gebraucht werden dürfen. Bilder stellen nur das Prinzip dar, keine unnötigen Details. Sie erläutern sich selbst und müssen nicht im Text erklärt werden.

Da das menschliche Gedächtnis nur in Zusammenhängen speichert, ist es sinnlos, Einzelheiten aufzuzählen. Man kann nur das Wesentliche behalten, und das muß man als solches erkennen können. Darum sind reine Schaltbildbeschreibungen vergebliche Liebesmühe, denn niemand würde sie lesen. Auch derjenige, der die Schaltung nachbauen will, braucht Informationen über die Funktion und nicht über das, was er sowieso aus dem Schaltbild entnehmen kann. Selbst Reparaturen lassen sich nicht mehr nur mit Hilfe des Schaltplanes durchführen.

Darum folgt nach der Einleitung inhaltlich die Problemanalyse, in der die Hintergründe der Lösungen deutlich gemacht werden. Jedem neuen Problem ist ein Abschnitt zu widmen, dessen Überschrift treffend seinen Inhalt beschreibt. Sie selbst dient jedoch nicht als Informationsträger für den folgenden Text. Einleitend wird der Bezug zum Thema hergestellt, nicht etwa eine Inhaltsangabe über das nun folgende Kapitel unterbreitet, der Leser kann damit absolut nichts anfangen.

Die nun folgende Auseinandersetzung mit dem Problem muß den Zusammenhang mit der Aufgabe zeigen, sollte aber von anderen Problemen scharf abgegrenzt sein. Am Ende des Abschnittes werden die Schlußfolgerungen in Bezug auf mögliche Lösungsansätze gezogen. Diese Vorgehensweise hilft dem Leser beim Mitdenken, so daß er interessiert weiterliest.

Unbewiesene Behauptungen führen zu nichts, der Leser wird mißtrauisch und glaubt den Ausführungen nicht mehr. Aus diesem Grunde sind immer die Ansätze anzugeben, die zu den beschriebenen Ergebnissen führen, wobei jedoch Zwischenrechnungen entfallen, da diese doch nicht gelesen werden und notfalls vom Leser selbst nachvollzogen werden können. Grundsätzlich müssen Ansatz und Begründung vor dem Ergebnis stehen und nicht umgekehrt. Es ist ein schlechter Stil, den Leser auf eine für ihn in diesem Moment unerreichbare Literaturstelle zu verweisen. Wenn man schon abschreibt, dann kann man auch den Ansatz mit übernehmen. Fehlt dieser jedoch dort, sollte man ihn selbst erstellen, oder aber deutlich machen, daß man das nicht überprüft hat.

Im Prinzip ist die Systemanalyse für den ganzen Bericht oder auch für die einzelnen Abschnitte als Leitfaden zu sehen. Aus dem Pflichtenheft folgt die Lösung so selbstverständlich, daß sie im Bericht nicht mehr beschrieben werden muß. Sinnlose Schaltungsbeschreibungen sind also nicht notwendig, ein gut dokumentiertes (ausführlich beschriftetes) Schaltbild ist nach den Vorinformationen wesentlich aussagekräftiger.

Statt dessen sollte der Qualitätssicherung ein großer Raum gegeben werden. Hier ist durch die Auswertung von Meßergebnissen zu dokumentieren, daß die erwarteten Werte erreicht und alle Punkte des Pflichtenheftes erfüllt wurden.

2.8.3 Gliederung

Eine Gliederung der technischen Dokumentation zu einem Schaltungsentwurf könnte folgendermaßen aussehen:

Titelblatt (Thema, Verfasser, Abteilung, Mitarbeiter, usw.)	
Zusammenfassung, Suchbegriffe	
Einleitung (Einführung in das Thema)	10%
IST-SOLL-Analyse	

Vor- und Nachteile vorhandener Lösungen	
Abgrenzung der Aufgabe	
Problemanalyse (Darstellung der einzelnen Probleme)	70%
Mathematische Nachweise (Ansatz - Ergebnis)	
Erläuterung der Anwendung von Naturgesetzen	
Erklärung von Zusammenhängen	
Abschätzung von Störgrößen und Toleranzen	
Bedingungen der Handhabung, Bedienung, Service	
Begründung von Vorgaben	
Lösungsansätze, Lösungsprinzipien	
Pflichtenheft (Anforderungskatalog)	
Lösungsneutrale aus dem Vorhergehenden abgeleitete Forderungen	
Wertung der Forderungen	
Funktionsbeschreibung und Lösungsweg (nur Prinzip)	5%
Erklärung der Gesamtfunktion	
Ableitung von Unterfunktionen	
Schnittstellenbedingungen	
Begründung der gewählten Lösungen	
Berechnungsansatz und Ergebnis für besondere Lösungswege	
Dokumentiertes Schaltbild	
Qualitätssicherung (Absicherung der Funktionsfähigkeit)	15%
Nachweis der Erfüllung der Forderungen des Pflichtenheftes	
Erläuterung der Meßergebnisse	
Abgrenzung des Einsatzbereiches	
Mögliche Schwachstellen	

Die zugeordneten Prozente geben an, welchen Umfang vom Gesamtkonzept die einzelnen Abschnitte etwa einnehmen sollten. Damit ist noch einmal deutlich gemacht, daß der Schwerpunkt der technischen Dokumentation auf der Begründung und nicht auf der Ausführung liegt.

In einem technischen Bericht werden nur die Probleme beschrieben, die zur Lösungsfindung beigetragen haben. Irrwege sind nicht zu erwähnen, auch wenn sie zeitaufwendig waren. Der Bericht dient der Information und ist kein Arbeitsnachweis.

3 Elektrotechnische Grundlagen

Wie bei allen Naturerscheinungen können wir auch für das Wesen der Elektrizität keine Erklärung finden. Wir müssen uns auf Modellvorstellungen beschränken, die bereits in der Literatur ausgiebig behandelt sind. Im Sinne einer Systemanalyse werden die Grundlagen der Elektrizitätslehre hier nochmals im Hinblick auf das Verständnis der Schaltungstechnik dargestellt.

3.1 Elektrizität

Ein Atom besteht aus einem Atomkern und der umgebenden Elektronenhülle. Jedes Elektron hat im Kern ein zugeordnetes Element, das Proton. Zwischen beiden wirkt eine elektrische Kraft, die nach außen verschwindet, aber das Elektron auf einer Umlaufbahn hält. Diesem Gleichgewichtszustand kann man eine genau bestimmbare Energie zuordnen.

Wir erklären die elektrische Kraft, indem wir den beiden Teilchen eines Paares gleich große, aber entgegengesetzt gepolte elektrische Ladungen zuschreiben, die sich gegenseitig anziehen, aber untereinander abstoßen. Letzteres tritt bei den Protonen nicht in Erscheinung, weil sie durch viel größere Kernkräfte gebunden sind, wohl aber bei den beweglichen Elektronen. Die Ladung wird gemessen in Coulomb [C]. Ihre kleinste negative Menge ist die Elektronenladung e_q .

$$e_q = 1,60 \cdot 10^{-19} \quad [\text{C}] \quad (3.1)$$

In elektrisch leitfähigen Materialien sind die Elektronen auf den äußeren Umlaufbahnen nicht mehr auf ihren Kern fixiert, sie können zum benachbarten wechseln, wenn auf sie eine äußere elektrische Kraft in dieser Richtung wirkt. Zurück bleibt die gleich große positive Protonenladung. Es entsteht ein inneres elektrisches Kraftfeld, welches mit dem äußeren im Gleichgewicht ist.

Werden Ladungen gleichmäßig parallel bewegt, dann ziehen sie sich an bei gleichsinniger und stoßen sich ab bei gegensinniger Richtung. Diese Kraft, Magnetismus genannt, überlagert sich der Abstoßungskraft gleich gepolter Ladungen.

3.2 Elektrische Spannung

Um Ladungen zu trennen, muß man eine Kraft F , gemessen in Newton [N], längs eines Weges s , gemessen in Meter [m], einwirken lassen, also eine Arbeit W mit der Einheit Joule [J] vollbringen. Sie ist das skalare Produkt der Vektoren F und s .

$$W \text{ [J]} = F \cdot s \text{ [Nm]} \quad (3.2)$$

Diese wird zurückgewonnen, wenn die Ladungsträger in den vorherigen Zustand zurückfließen.

Eine Ladungsmenge Q erhält also durch Trennung eine potentielle Energie W , welche in kinetische Energie umgesetzt werden kann. Ein Maß für die auf die Ladungseinheit bezogene Energie ist die elektrische Spannung U in Volt [V].

$$U \text{ [V]} = W/Q \text{ [J/C]} \quad (3.3)$$

3.3 Elektrischer Strom

Die magnetische Kraftwirkung bewegter Ladungen aufeinander hängt von der Ladungsmenge Q ab, die in der Zeit t mit der Einheit Sekunden [s] den Leiter-

querschnitt A durchfließt. Ein Maß dafür ist der elektrische Strom I , gemessen in Ampere [A]:

$$I \text{ [A]} = Q/t \text{ [C/s]} \quad (3.4)$$

3.4 Elektrische Leistung

Die Leistung P , gemessen in Watt [W], ist die während der Zeit t geleistete und auf diese bezogene Arbeit W :

$$P \text{ [W]} = W/t \text{ [J/s]} \quad (3.5)$$

Mit den Gleichungen 3.3 und 3.4 kann man auch schreiben:

$$P \text{ [W]} = U \cdot I \text{ [VA]} \quad (3.6)$$

3.5 Ohmsches Gesetz

Wird eine Spannung U an einen Leiter gelegt, so daß sich die getrennten Ladungen kontinuierlich über diesen ausgleichen können, dann werden sie durch die elektrische Anziehungskraft beschleunigt. Je nach Material des Leiters geschieht das aber nur über kurze Wegstrecken, dann stoßen sie an Atome an und übertragen auf diese ihre momentane kinetische Energie. Die Atome beginnen, um ihre Ruhelage zu schwingen. Die so gespeicherte Energie heißt Wärme.

Statistisch erscheint die Bewegung der Elektronen jedoch als gleichförmiger Strom I . Verändert man nun die Spannung U und damit die Anfangsenergie der Ladungsträger, stellt man eine dazu proportionale Änderung des Stromes I fest. Es gilt:

$$U \sim I \quad (3.7)$$

Der Physiker Georg Ohm entdeckte diesen Zusammenhang und definierte als Proportionalitätsfaktor den elektrischen Widerstand R , der ihm zu Ehren in der Einheit Ohm [Ω] gemessen wird.

$$U \text{ [V]} = R \cdot I \text{ [\Omega \cdot A]} \quad 1 \text{ [\Omega]} = 1 \text{ [V/A]} \quad (3.8)$$

Im ohmschen Widerstand R wird die elektrische Energie in Wärme umgesetzt. Dieser Vorgang ist nicht umkehrbar. Unter Berücksichtigung des Ohmschen Gesetzes ist die elektrische Leistung P :

$$P = U^2/R \quad \text{oder} \quad P = I^2 \cdot R \quad (3.9)$$

3.6 Elektrisches Feld

Zwischen zwei getrennten, gleich großen und entgegengesetzt gepolten elektrischen Ladungen besteht eine Anziehungskraft. Sie wirkt aber auch auf jede Ladung, die sich im Raum dazwischen befindet. Diese Erscheinung bezeichnet man als elektrisches Kraftfeld oder kurz elektrisches Feld und definiert darin Linien, entlang denen eine Kraft auf eine Probeladung immer die gleiche Größe hat und deren Richtung mit der Kraft übereinstimmt.

Da sich gleichartige freie Ladungsträger gegenseitig abstoßen, nehmen sie immer den größten Abstand voneinander ein. Den erreichen sie aber nur an der Oberfläche des Leiters, wo sie sich ausschließlich aufhalten. Je nach deren Form werden sie durch die Anziehungskraft der Gegenladung dort zusammengezogen, wo die kürzeste Entfernung zu dieser besteht (Bild 3.1). Offensichtlich herrscht auch dort die größte Kraft. Wegen der Ladungsverteilung an der Oberfläche müssen die Kraftlinien senkrecht austreten.

Entlang jeder Kraftlinie kann man Punkte angeben, zwischen denen für eine bestimmte Ladung die gleiche Differenz potentieller Energie besteht. Bezogen auf die Ladung handelt es sich definitionsgemäß um die entsprechende elektrische Spannungsdifferenz. Die Oberflächen der Leiter müssen überall dasselbe

Potential haben, da die freibeweglichen Ladungsträger jeden Unterschied sofort ausgleichen würden. Verbindet man die Punkte mit dazu gleicher Spannungsdifferenz, so erhält man die Äquipotentiallinien, welche senkrecht auf den Kraftlinien stehen.

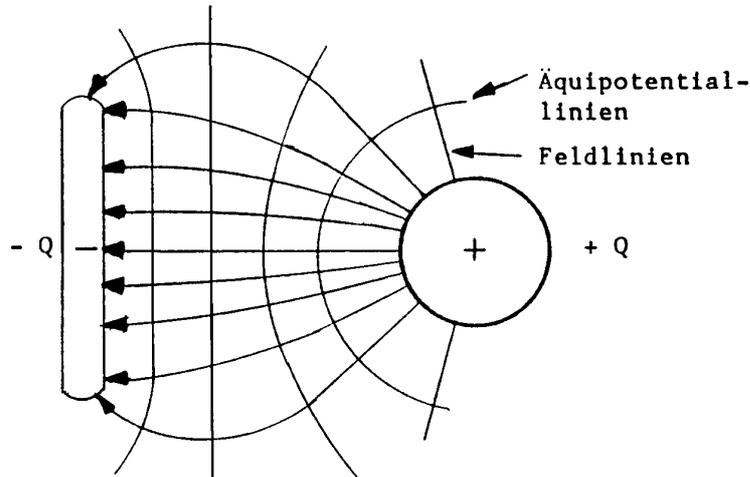


Bild 3.1 Elektrisches Feld

Eine Probeladung erfährt nun bei der Bewegung auf jeder beliebigen Kraftlinie zwischen zwei Äquipotentiallinien die gleiche Arbeit. Da diese aber das skalare Produkt aus Weg s und Kraft F ist, müssen die Beträge der Kraft bei unterschiedlichen Wegstrecken verschieden sein. Die elektrische Feldstärke E ist ein Maß für diese Kraft. Sie wird definiert durch die Spannungsdifferenz U zwischen zwei Äquipotentiallinien bezogen auf die Länge s der zugehörigen Kraftlinie, welche die kürzeste Entfernung zwischen zwei Äquipotentiallinien darstellt. Die Energiedifferenz ist ansonsten vom Weg unabhängig. (E und s sind Vektoren.)

$$E = U/s \quad [\text{V/m}] \quad (3.10)$$

Die Kraft, welche von einer Teilfläche dA des Leiters ausgeht, ist abhängig von der Ladungsmenge dQ , die sich auf ihr befindet bzw. auf ihr, an der Feldliniendichte erkennbar, zusammengeschoben ist. Man definiert hier noch einen weiteren Vektor, die Ladungsdichte oder Verschiebungsdichte D :

$$D = dQ/dA \quad [\text{C/m}^2] \quad (3.11)$$

Er muß zur Feldstärke E proportional sein und hat die gleiche Richtung. Der Proportionalitätsfaktor ist für das Vakuum die absolute Dielektrizitätskonstante ϵ_0 :

$$\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \quad [\text{As}/(\text{Vm})] \quad (3.12)$$

Befindet sich ein Leiter in einem elektrischen Feld, verteilen sich die frei beweglichen Ladungen an seiner Oberfläche so, daß sie entgegengesetzt gepolt gleich den gegenüberliegenden erzeugenden Ladungen sind. Die Leiteroberfläche ist eine Äquipotentialebene, im Innern heben sich die Feldstärken auf und es ist $E = 0$. Diesen Vorgang nennt man Influenz.

Wird ein nicht elektrisch leitendes Material, ein Isolator, in ein elektrisches Feld gebracht, dann bilden sich darin nach einer anschaulichen Erklärung elektrische Dipole aus, die sich in Feldrichtung stellen. Dies führt, ähnlich wie im Leiter, zur Verminderung der elektrischen Feldstärke E . Das wird durch die dimensionslose relative Dielektrizitätskonstante ϵ_r berücksichtigt, welche für jeden Stoff bestimmbar und immer größer eins ist.

$$D = \epsilon_0 \epsilon_r E \quad (3.13)$$

Setzt man Gleichung 3.10 und 3.11 in 3.13 ein, so erhält man formal den Zusammenhang zwischen der Spannung U und der Ladung Q :

$$Q = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{s} U \quad \text{oder} \quad Q = C \cdot U \quad (3.14)$$

Die Größe C wird Kapazität genannt. Sie ist nicht von elektrischen Werten, sondern nur vom mechanischen Aufbau abhängig und wird in Farad [F] angegeben. Anordnungen mit großen Kapazitäten heißen Kondensatoren.

$$1 \text{ [F]} = 1 \text{ [A} \cdot \text{s/V]} \quad (3.15)$$

Differentiell geschrieben lautet die Gleichung (3.14):

$$I \cdot dt = C \cdot dU \quad \text{oder} \quad I = C \cdot dU/dt \quad (3.16)$$

Der in einen Kondensator mit der Kapazität C fließende Strom I ist proportional der zeitlichen Änderung der angelegten Spannung U .

3.7 Magnetisches Feld

Eine elektrische Quelle hat die Fähigkeit, elektrische Ladungen zu trennen. In ihrem Inneren halten sich die trennenden und die elektrischen Kräfte das Gleichgewicht. Nach außen entsteht an den Polen ein elektrisches Feld. Wir messen zwischen ihnen eine Spannung U .

Verbinden wir nun die Klemmen durch einen Leiter, so wird das äußere elektrische Feld auf diesen konzentriert und es wirkt eine Kraft auf die in ihm vorhandenen frei beweglichen Elektronen. Dadurch können sich die Ladungen an den Polen der Quelle über den Leiter ausgleichen. Es fließt ein kontinuierlicher Strom, wenn die Ladungen infolge der Störung des inneren Gleichgewichts von der Quelle laufend ersetzt werden.

Die im Leiter statistisch gesehen gleichmäßig bewegten Ladungen haben eine als magnetisch bezeichnete Kraftwirkung auf andere, parallel und ebenfalls gleichmäßig bewegte Ladungen. Stromfäden ziehen sich bei gleicher Stromrichtung an und stoßen sich bei entgegengesetzter ab. Diese Erscheinung ist bei der Zusammenschneidung von Blitzen gut zu beobachten. Die Kraftwirkung zweier stromdurchflossener Leiter aufeinander dient zur Definition der Grundeinheit Ampere.

Die Größen des magnetischen Feldes wurden mit Hilfe seiner Wirkung auf magnetisch aktive Materialien festgelegt. In diesen bilden sich über die Elektronenbewegung Ringströme aus, die einen magnetischen Dipol darstellen. Sie können sich auf ein äußeres magnetisches Feld ausrichten und dieses so in seiner Wirkung verstärken.

Als Richtung der magnetischen Feldstärke H definiert man die Kraftwirkung der Dipole aufeinander, die zu deren Ausrichtung führt, wie aus den Versuchen mit Eisenfeilspänen bekannt ist. Die eigentliche Kraft auf die bewegten Ladungsträger steht allerdings senkrecht auf diesen Feldlinien und senkrecht auf ihrer Bewegungsrichtung. Nach obiger Definition ist das magnetische Feld ein in sich geschlossenes Wirbelfeld (Bild 3.2). Seine Stärke wird angegeben durch den erzeugenden Strom I bezogen auf die Länge s der zugehörigen geschlossenen Feldlinie (hier ein Kreisumfang mit dem Radius r):

$$H = I/s = I/(2\pi r) \quad [\text{A/m}] \quad (3.17)$$

Normalerweise haben die Dipole in einem magnetisch wirksamen Material, wie Eisen, nur in kleinen Bereichen eine gleiche Ausrichtung, Weißsche Bezirke oder Elementarmagnete genannt. Wird ein äußeres magnetisches Feld angelegt, dann kippen in Abhängigkeit von dessen Stärke eine Anzahl der Elementarmagnete in die dadurch vorgegebene Richtung. Dies erzeugt eine Verstärkung der gegenseitigen Kraftwirkung. Um diese Erscheinung zu berücksichtigen, beschreibt man das magnetische Feld noch mit zwei weiteren Größen.

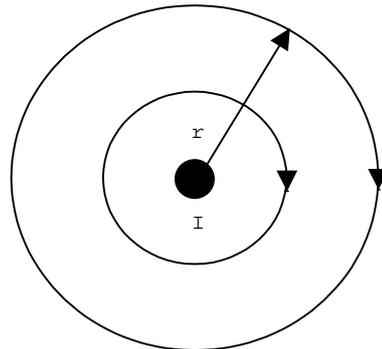


Bild 3.2 Magnetisches Feld eines stromdurchflossenen Leiters

Der magnetische Fluß Φ , gemessen in Weber [Wb], ist eine Mengenangabe für die Gesamtheit des erzeugten magnetischen Feldes, vergleichbar mit der Ladungsmenge Q . Analog zur Ladungsdichte D definiert man weiter die Flußdichte B mit der Dimension Tesla [T] als den Anteil (die Menge) des Flusses, der eine bestimmte Fläche A durchsetzt:

$$B \text{ [T]} = \Phi / A \quad [\text{Wb}/\text{m}^2] \quad (3.18)$$

Die Flußdichte B ist ein Vektor (senkrecht zur Fläche A), hat die gleiche Richtung wie die Feldstärke H und ist ihr proportional. Als Proportionalitätsfaktor dient die absolute Permeabilität oder magnetische Feldkonstante μ_0 und die dimensionslose materialabhängige relative Permeabilität μ_r .

$$B = \mu_r \mu_0 H \quad (3.19)$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \quad [\text{Wb}/(\text{Am})] \quad (3.20)$$

3.8 Induktionsgesetz

Die Kraftwirkung zweier Ströme I_1 und I_2 aufeinander ist in Bild 3.3 dargestellt. Dabei ist angenommen, daß beide in die Bildebene hineinfließen. Wird jetzt ein Strom abgeschaltet, verschwindet die Kraft. Das System reagiert so, daß alle beteiligten Ladungsträger einen Impuls in der ursprünglichen Bewegungsrichtung bekommen. Nach dem Gesetz der Erhaltung der Energie wird die zuvor vorhandene potentielle Energie in kinetische umgewandelt. Der Strom fließt kurzzeitig in der ursprünglichen Richtung weiter und wirkt so seinem Verschwinden entgegen. (Lenzsche Regel: Die Wirkung versucht die Ursache aufzuheben.)

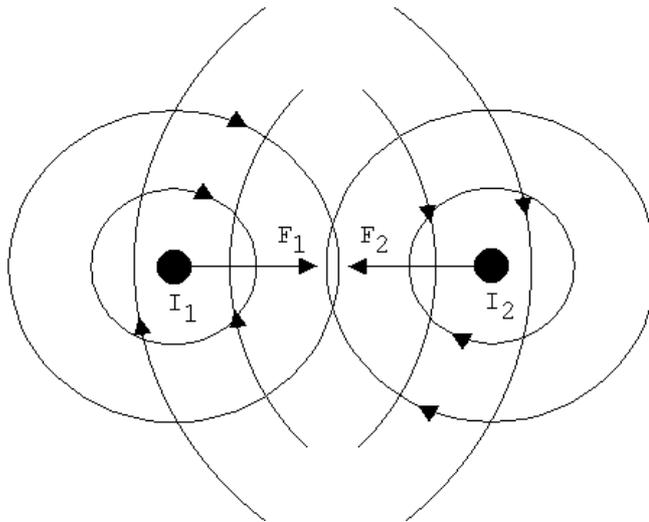


Bild 3.3 Kraftwirkung zweier Leiter

Diesen Vorgang nennt man Induktion. Durch die Trennung der Ladungsträger als Folge des Impulses entsteht ein elektrisches Feld, dessen Stärke von der zeitlichen Änderung der Energie abhängt. Allgemein formuliert heißt das Induktionsgesetz:

Die induzierte Spannung U_i ist gleich der Änderung des magnetischen Flusses ϕ in der Zeit t .

$$U_i \text{ [V]} = d\phi/dt \quad [\text{Wb/s}] \quad (3.21)$$

Hieraus folgt weiter für die Einheiten:

$$1 \text{ [Wb]} = 1 \text{ [Vs]} \quad (3.22)$$

In einer Spule mit der Windungszahl N addiert sich die Wirkung der einzelnen Windungen. Darum wird aus Gleichung (3.17) und (3.21):

$$H = I \cdot N/s \quad (3.23)$$

$$U_i = d\phi \cdot N/dt \quad (3.24)$$

Setzt man in Gleichung (3.24) die Gleichungen (3.23), (3.18) und (3.19) ein, so erhält man die Abhängigkeit der induzierten Spannung U_i von der zeitlichen Änderung des Stromes I :

$$U_i = \frac{\mu_r \mu_0 AN^2}{s} \cdot \frac{dI}{dt} = L \frac{dI}{dt} \quad (3.25)$$

Der nur vom mechanischen Aufbau abhängige Faktor L ist die Induktivität der Spule mit der Einheit Henry [H].

$$1 \text{ [H]} = 1 \text{ [\Omega s]} \quad (3.26)$$

Besonders zu bemerken ist die Proportionalität der Induktivität L zum Quadrat der Windungszahl N :

$$L \sim N^2 \quad (3.27)$$

3.9 Elektromagnetische Wellen

Ein Feld kennzeichnet einen Zustand des Raumes. Wird es verändert, so muß sich dieses dem Raum mitteilen. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit, mit der das bei elektrischen und magnetischen Feldern geschieht, ist die Lichtgeschwindigkeit c .

$$c = 300000 \quad [\text{km/s}] \quad (3.28)$$

Nach dem Induktionsgesetz treten die beiden Felder bei Änderungen immer gemeinsam auf, daher bezeichnet man sie als elektromagnetisches Wechselfeld. Es gelten folgende Regeln:

Die Änderung des magnetischen Feldes hat ein sich änderndes elektrisches Feld zur Folge und umgekehrt.
 Im elektromagnetischen Feld stehen elektrisches und magnetisches Feld senkrecht aufeinander.
 Jedes Feld hat sein Maximum bei der größten Änderungsgeschwindigkeit des anderen.

Ändert man das Feld zeitlich sinusförmig, so entsteht eine elektromagnetische Welle im Raum, anschaulich vergleichbar mit Wellen auf der Wasseroberfläche. Wenn man diese fotografiert, erhält man den Zustand an den verschiedenen Orten zur gleichen Zeit (Bild 3.4). Der Abstand zwischen einem Punkt und dem nächsten, der gleiche Amplitude und Steigung aufweist, heißt Wellenlänge λ .

Trägt man die Änderung an einem Ort über der Zeit auf, sieht man das gleiche Bild, nur daß der Abstand zwischen zwei Punkten mit gleicher Steigung und Amplitude nun die Periodendauer T ist. Sie hängt mit der Wellenlänge λ über die Ausbreitungsgeschwindigkeit c zusammen, das heißt, in der Zeit T wird der Weg der Länge λ zurückgelegt.

$$\lambda = c \cdot T \quad (3.29)$$

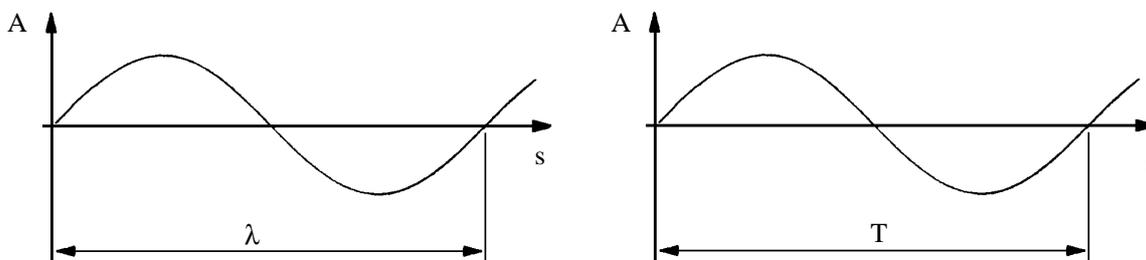


Bild 3.4 Bestimmung der Wellenlänge λ und der Periodendauer T

3.10 Wechselspannung und Wechselstrom

Alle periodischen Zeitfunktionen lassen sich in eine (unendliche) Summe reiner Sinusfunktionen zerlegen, wie der Mathematiker Fourier bewiesen hat. Darum wird in der Wechselstromtechnik und in der Nachrichtentechnik in der Regel von sinusförmigen Größen ausgegangen.

In Bild 3.5 ist ein Zeiger r mit dem Betrag $|r| = r$ im rechtwinkligen Koordinatensystem dargestellt, der zur positiven x -Achse den Winkel φ hat und sich aus den beiden Zeigern x und y zusammensetzt. Stellt man sich nun vor, daß sich die Zeiger mit konstanter Geschwindigkeit v um den Nullpunkt des Koordinatensystems linkssinnig drehen, so nehmen sie nach jeder Periode T wieder die gleichen Positionen ein. Da sich ihre Lage zueinander dabei nicht verändert, kann man die Drehung unberücksichtigt lassen und diesen Momentan-zustand betrachten.

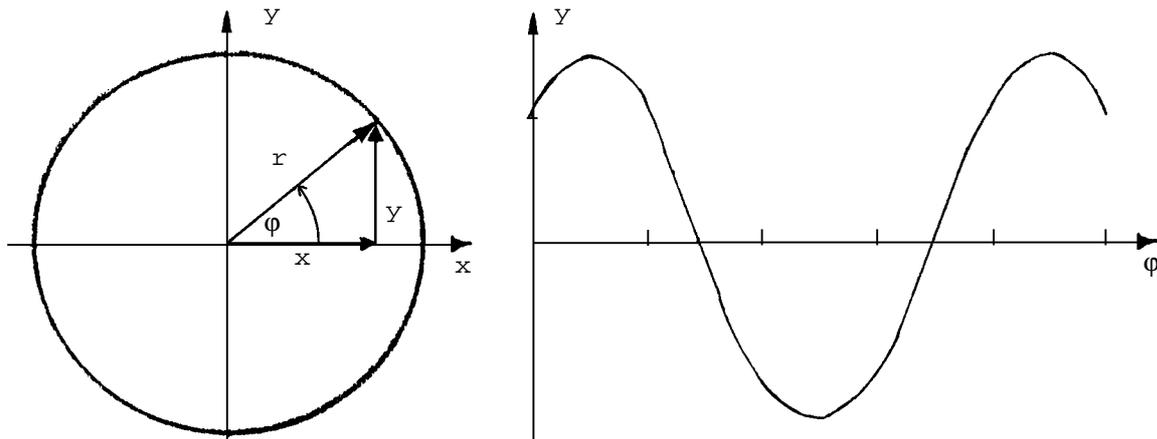


Bild 3.5 Zeigerdarstellung von Wechselgrößen

In der Periodendauer T legt die Spitze des Zeigers r den Weg $s_T = 2\pi r$ zurück. Die Umlaufgeschwindigkeit ist folglich $v = 2\pi r/T$. Mit der gleichen Geschwindigkeit wird in der Zeit t der Weg $s = \varphi \cdot r$ überfahren. Es muß also gelten:

$$\varphi \cdot r/t = 2\pi r/T \quad \varphi = 2\pi t/T \quad (3.30)$$

Die Frequenz f , gemessen in Hertz [Hz], entspricht den Umdrehungen pro Sekunde [1/s]:

$$f \text{ [Hz]} = 1/T \text{ [1/s]} \quad (3.31)$$

Als Winkelgeschwindigkeit oder Kreisfrequenz ω definieren wir:

$$\omega = 2\pi/T = 2\pi f \text{ [1/s]} \quad (3.32)$$

Die Länge y des Zeigers y können wir nun in Bild 3.5 über der Zeit t darstellen:

$$y = r \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad (3.33)$$

Damit ist aber auch der Zeiger r zu jeder Zeit t eindeutig festgelegt. Diese Überlegungen zeigen den Zusammenhang eines rotierenden Zeigers mit der Sinusfunktion. Umgekehrt können wir schließen, daß sich Sinusfunktionen durch Zeiger ersetzen lassen.

Mit der Beziehung $\sin(\alpha+\beta) = \sin\alpha \cdot \cos\beta + \cos\alpha \cdot \sin\beta$ wird aus Gleichung (3.33):

$$y = r \cdot (\cos \varphi \cdot \sin \omega t + \sin \varphi \cdot \cos \omega t) \quad (3.34)$$

Beachten wir, daß $\cos \omega t = \sin(\omega t + 90^\circ)$ ist, also die Funktionen \sin und \cos aufeinander senkrecht stehen, können wir uns für y einen neuen, mit der Kreisfrequenz ω rotierenden Zeiger z denken, dessen Komponente in x -Richtung gleich $r \cdot \cos\varphi$ und in y -Richtung gleich $r \cdot \sin\varphi$ ist.

Der Mathematiker Gauß hat eine komplexe Zahlenebene definiert, die von der reellen Zahlengeraden und der darauf senkrechten imaginären gebildet wird. Darin werden komplexe Zahlen, bestehend aus einem Realteil a und einem Imaginärteil b , als Zeiger z dargestellt (Bild 3.6). Eine imaginäre Zahl ist eine reelle Zahl multipliziert mit der Quadratwurzel aus minus eins ($\sqrt{-1}$), die ja bekanntlich nicht zu ziehen ist, da es definitionsgemäß keine Zahl gibt, die mit sich selbst multipliziert negativ wird.

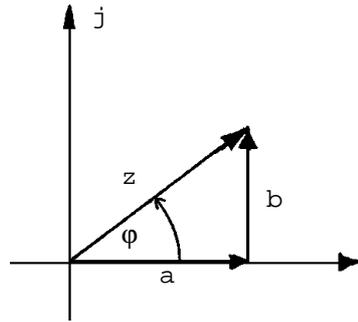


Bild 3.6 Zeigerdarstellung in der Gaußschen Ebene

Wir definieren in der Elektrotechnik, um Verwechslung mit dem Strom I zu vermeiden:

$$j = \sqrt{-1} \quad (3.35)$$

und übernehmen die komplexe Rechnung für alle gängigen Berechnungen der Wechselstromtechnik, indem wir die Sinusfunktionen von Spannung und Strom als Zeiger in der komplexen Ebene auffassen, also in Gleichung (3.34) die Funktion $\sin \omega t$ der reellen und $\cos \omega t$ der imaginären Achse zuordnen und letztere mit j kennzeichnen. Die Voraussetzung dafür ist:

Alle Größen sind sinusförmige Zeitfunktionen und haben die gleiche Kreisfrequenz ω .

Im allgemeinen haben die Wechselspannung u und der dazugehörige Strom i eine Phasenverschiebung φ zueinander, so daß man schreiben kann:

$$u = \hat{u} \cdot \sin \omega t \quad i = \hat{i} \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad (3.36)$$

Die Größen \hat{u} und \hat{i} sind die Spitzenwerte oder Amplituden der Funktionen. Faßt man beide nun als Zeiger in der komplexen Ebene auf, dann liegt u in der reellen Achse und i hat dazu eine positive Phasenverschiebung in Umlaufrichtung:

$$u = \hat{u} \quad i = \hat{i} \cdot (\cos \varphi + j \cdot \sin \varphi) \quad (3.37)$$

Die wesentlichen Gesetze der komplexen Rechnung lassen sich zum Teil direkt aus Bild 3.6 ablesen:

$$z = a + jb \quad a = |z| \cdot \cos \varphi \quad b = |z| \cdot \sin \varphi \quad (3.38)$$

$$|z| = \sqrt{a^2 + b^2} \quad \operatorname{tg} \varphi = b/a \quad (3.39)$$

Weiter gilt nach den Regeln der Potenzrechnung:

$$j^2 = -1 \quad j^3 = -j \quad 1/j = j/j^2 = -j \quad (3.40)$$

Eine wichtige nach dem Mathematiker Euler benannte Beziehung ist:

$$e^{j\varphi} = \cos \varphi + j \cdot \sin \varphi \quad (3.41)$$

Sie läßt sich einfach beweisen, wenn man beide Seiten in eine unendliche Reihe entwickelt.

Gleichstrom und -spannung sind ein Sonderfall mit der Frequenz Null. Es gibt keine Phasenverschiebung und alle Größen liegen in der reellen Achse. Darum unterscheidet man in der Schaltungstechnik die Größen nicht in der Schreibweise sondern durch die Benennung. Ihre Bedeutung ergibt sich aus der vorliegenden Schaltung und ist durch Normung nicht zu erfassen.

3.11 Wechselstromleistung

Die Leistung P zeitlich veränderlicher Größen nach Gleichung 3.36 läßt sich nur als Mittelwert der Momentanleistungen über eine Periode T angeben. Das Produkt $u \cdot i$ hat bei Phasenverschiebung sowohl positive wie negative Momentanwerte.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T \hat{u} \cdot \hat{i} \cdot \sin \omega t \cdot \sin(\omega t + \varphi) \cdot dt \quad (3.42)$$

Als Lösung finden wir:

$$P = \frac{\hat{u} \cdot \hat{i}}{T} \left\{ \cos \varphi \int_0^T \sin^2 \omega t \cdot dt + \sin \varphi \int_0^T \sin \omega t \cdot \cos \omega t \cdot dt \right\}$$

$$P = \frac{\hat{u} \cdot \hat{i}}{2} \cdot \cos \varphi = \frac{\hat{u}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\hat{i}}{\sqrt{2}} \cdot \cos \varphi = U_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}} \cdot \cos \varphi \quad (3.43)$$

Die Effektivwerte U_{eff} der Spannung und I_{eff} des Stromes entsprechen bei der Phasenverschiebung $\varphi = 0$ den Werten U der Gleichspannung und I des Gleichstromes, die gleiche Leistung ergeben.

Ersetzt man in Gleichung (3.37) die Spitzenwerte \hat{u} und \hat{i} durch die Effektivwerte und multipliziert sie, so erhält man die Scheinleistung S :

$$S = U_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}} \cos \varphi + U_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}} \cdot j \cdot \sin \varphi \quad (3.44)$$

Der erste Ausdruck ist die aus Gleichung (3.43) bekannte Wirkleistung P , welche den Stromkreis z.B. als Wärme verläßt. Der zweite Term wird als Blindleistung bezeichnet. Diese ist eine reine Rechengröße, da sie nach außen nicht in Erscheinung tritt. Sie ist stellvertretend für die Energie, die im Stromkreis gespeichert ist.

Bei Wechselstrom ist es nun nicht mehr so, daß die Elektronen von einem Pol der Quelle zum andern wandern, sondern sie schwingen mit der eingprägten Frequenz um ihre Ruhelage. Dabei setzen sie nach wie vor im ohmschen Widerstand ihre Energie in Wärme um. Die Anzahl der aus dem einen Pol der Quelle austretenden Ladungsträger muß jedoch in jedem Zeitpunkt gleich der in den anderen eintretenden sein.

Dies ist aber nicht mehr der Fall, wenn sich induktive oder kapazitive Elemente im Stromkreis befinden. Hierin werden Ladungen zwischengespeichert und zeitlich verschoben wieder abgegeben, was sich als Phasenverschiebung auswirkt. Die gespeicherte Energie wird nicht in Wärme umgesetzt, sondern an die Quelle zurückgegeben. Darum bezeichnet man das Produkt aus der Spannung und dem anteiligen, um 90° phasenverschobenen Strom als Blindleistung.

3.12 Passive Bauelemente

In der Elektronik sind nur drei passive Bauelemente verfügbar. Da ist zunächst der ohmsche Widerstand R , der stellvertretend immer dort Verwendung findet, wo Leistung aus einem elektrischen Stromkreis irreversibel entzogen wird.

Der Kondensator mit der Kapazität C und die Spule mit der Induktivität L sind Energiespeicher. Sie können die elektrische Energie nicht in andere Formen umsetzen, sondern nur zwischenspeichern.

Ein reales Bauelement setzt sich grundsätzlich aus den drei Idealen zusammen. Seine Nenngröße gilt daher nur in einem Frequenzbereich, in dem die bei-

den anderen lediglich einen verschwindend kleinen Einfluß haben. Bild 3.7 zeigt die Ersatzschaltbilder der drei realen Bauelemente.

3.12.1 Definition des komplexen Widerstandes

Der Wert eines Bauelementes wird mit Hilfe von Spannung und Strom nach Gleichung (3.36) aufgrund seiner Definitionsgleichung festgelegt. Fließt durch einen Widerstand R ein Wechselstrom $i = \hat{i} \cdot \sin(\omega t)$, so fällt an ihm nach dem ohmschen Gesetz (3.8) eine Spannung ab von der Größe:

$$u = R \cdot \hat{i} \cdot \sin(\omega t) \quad (3.45)$$

Zwischen Strom und Spannung tritt keine Phasenverschiebung auf. Der Widerstand R ist ein reeller Wert in der komplexen Rechnung.

Wenn der gleiche Strom durch eine ideale verlustfreie Spule fließt, dann gilt mit Gleichung (3.25):

$$u = L \cdot di/dt = L \cdot \hat{i} \cdot \omega \cdot \cos(\omega t) \quad (3.46)$$

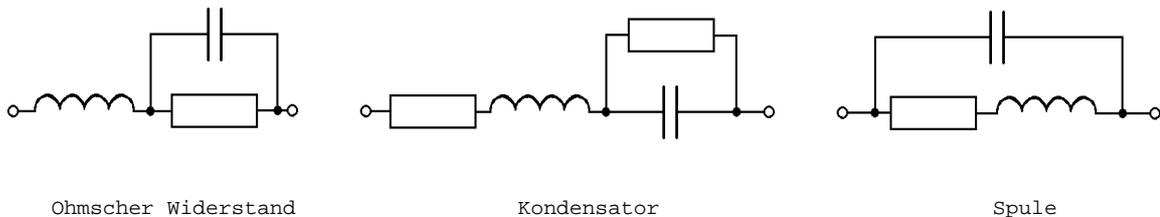


Bild 3.7 Reale Bauelemente

Da $\cos\alpha = \sin(\alpha+90^\circ)$ ist, eilt die Spannung dem Strom um 90° voraus oder der Strom der Spannung um 90° nach.

An einer Induktivität L eilt der Strom I der Spannung U um 90° nach.
(Merkregel: Induktivität = Inach)

Aus dem Verhältnis der Amplituden von Spannung und Strom läßt sich ein induktiver Widerstand X_L definieren, der analog zur Blindleistung auch als Blindwiderstand bezeichnet wird:

$$X_L = \hat{u}/\hat{i} = \omega L \quad (3.47)$$

In der komplexen Schreibweise wird die Phasenverschiebung um 90° durch die Multiplikation mit j berücksichtigt und dem verursachenden Blindwiderstand zugeschrieben, obwohl sie ja nur zwischen Spannung und Strom existiert. Es ist dann:

$$jX_L = j\omega L \quad (3.48)$$

Legt man an einen idealen Kondensator die Spannung $u = \hat{u} \cdot \sin(\omega t)$, so erhält man nach Gleichung (3.16):

$$i = C \cdot du/dt = C \cdot \hat{u} \cdot \omega \cdot \cos(\omega t) \quad (3.49)$$

An einer Kapazität C eilt der Strom I der Spannung U um 90° voraus.

Der kapazitive Widerstand X_C weist in der komplexen Ebene in die negative Richtung der imaginären Achse. Er ist mit der Beziehung $1/j = -j$ folglich:

$$jX_C = 1/(j\omega C) \quad (3.50)$$

Bei einer Serienschaltung fließt durch alle Komponenten der gleiche Strom. Die Phasendrehung der Blindwiderstände um 90° wirkt sich nur auf deren Spannungsabfall aus. Die vektorielle Summe aller Spannungsabfälle muß die angelegte Spannung ergeben. Daran ändert sich nichts, wenn man alle Spannungsbeiträge durch den gleichen Faktor, nämlich den Strom I , dividiert, die Winkel bleiben unverändert. Folglich kann man auch gleich die mit den Phasendrehungen behafteten Widerstände addieren. Wenn man das Ergebnis mit dem Strom multipliziert, erhält man wieder die Spannung.

Daher definiert man einen komplexen Widerstand, der aus einem nicht drehenden, reellen Wirkanteil und einen um plus oder minus 90° drehenden imaginären Blindanteil besteht und nach den Gesetzen der komplexen Rechnung behandelt wird. Das gleiche gilt für den komplexen Leitwert, bei dem die angelegte Spannung für alle Komponenten konstant ist. Ein komplexer Widerstand hat dann die Form:

$$Z = R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C}) \quad (3.51)$$

3.12.2 Blindenergie

Die gespeicherte elektrische Energie ist das Zeitintegral über die aufgenommene Leistung:

$$W = \int U \cdot I \cdot dt \quad (3.52)$$

Mit Gleichung (3.16) erhält man für die im Kondensator gespeicherte Energie W_c :

$$W_c = \frac{1}{2} C \cdot U^2 \quad (3.53)$$

und mit Gleichung (3.25) die Energie W_L der Spule:

$$W_L = \frac{1}{2} L \cdot I^2 \quad (3.54)$$

Schaltet man eine Induktivität und einen geladenen Kondensator parallel, so wird letzterer entladen. Die Spule übernimmt die gesamte Energie aus dem elektrischen Feld der Kapazität und baut damit ihr Magnetfeld auf. Dieses hat das Maximum, wenn die Spannung und damit die Energie am Kondensator null ist. Wegen des Induktionsgesetzes treibt die Spule nun den Strom in der gleichen Richtung weiter und lädt den Kondensator mit der umgekehrten Polarität wieder auf, bis ihr Strom null ist und alle Energie im Kondensator gespeichert ist. Das Spiel beginnt von vorn.

Eine solche Anordnung wird als elektrischer Schwingkreis bezeichnet. Da reale Bauelemente immer einen ohmschen Anteil haben, wird in diesen die gespeicherte Energie allmählich in Wärme umgesetzt und dem Schwingkreis entzogen. Das berücksichtigt man durch einen gedachten, parallel geschalteten ohmschen Widerstand.

Aus der Bedingung, daß (ohne Verluste) in jedem Augenblick Spannung und Strom für Kondensator und Spule gleich sein müssen, folgt, daß sich die Resonanzfrequenz ω_0 so einstellt, daß die Blindwiderstände gleich sind.

$$1/(\omega_0 C) = \omega_0 L \quad \omega_0 = 1/\sqrt{LC} \quad (3.55)$$

Als Güte Q eines Schwingkreises definiert man das Verhältnis der im Kreis verbleibenden Blindleistung P_B zur abgeführten Wirkleistung P . Bei einer Parallelschaltung von R , L und C nach Bild 3.8 heißt das:

$$Q = \frac{P_B}{P} = \frac{\frac{U^2}{\omega_0 L}}{\frac{U}{R}} = \frac{R}{\omega_0 L} = R\omega_0 C \quad (3.56)$$

Der Unterschied zwischen einem Parallelschwingkreis und einem Serienschwingkreis besteht in der gedachten Anordnung des Verlustwiderstandes. Beim letzterem wird er mit r bezeichnet und liegt in Reihe mit Spule und Kondensator. Dann ist:

$$Q = \omega_0 L / r = 1 / (r \cdot \omega_0 C) \quad (3.57)$$

Der Kehrwert der Güte Q heißt Dämpfung d :

$$d = 1/Q \quad (3.58)$$

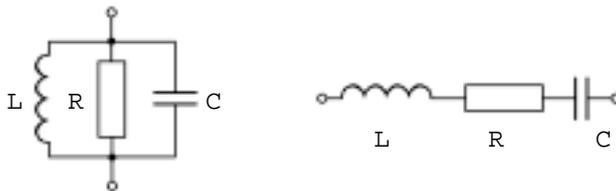


Bild 3.8 Elektrischer Schwingkreis

Eine reale Spule L hat immer eine parallele Kapazität C . Schaltet man in der Induktivität einen Strom I ab, dann wird die magnetische Energie als elektrische im Kondensator gespeichert. Hieraus findet man die Bedingung für die maximal auftretende induzierte Spannung U :

$$\frac{1}{2} C \cdot U^2 = \frac{1}{2} L \cdot I^2 \quad U = I \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.59)$$

Durch Hinzuschalten einer äußeren Kapazität kann man die Spannung verringern. Allerdings muß ein damit in Reihe geschalteter ohmscher Widerstand dafür sorgen, daß die Blindenergie als Wärme abgeführt wird, wenn die Schwingung schnell abklingen soll.

3.12.3 Normwerte

Die Werte, in denen die Bauelemente geliefert werden, sind in DIN 41 426 bzw. IEC 63 genormt. Man geht davon aus, daß jeder Wert sich vom vorhergehenden und vom nachfolgenden um die gleiche relative Änderung unterscheidet. Das erreicht man durch einen konstanten Faktor F , mit dem man einen Wert multipliziert, um den nächsten zu erhalten.

$$F = \sqrt[n]{b/a} \quad (3.60)$$

Hierin stellt a den Anfang und b das Ende des zu unterteilenden Bereiches dar. Der Exponent n ergibt die Anzahl der Werte zwischen a und b . Nach ihm werden die Reihen bezeichnet. Sie sind genormt als E3, E6, E12, E24, E48 und E96. Durch die Verdopplung des Exponenten n folgt, daß die vorhergehenden Reihen immer Untermengen der folgenden sind. Da sich natürlich keine glatten Zahlenwerte ergeben, sind die gerundeten Werte genormt.

Die Toleranz der Werte einer Reihe entspricht immer dem Faktor der nächst folgenden Reihe. So hat zum Beispiel die Reihe E12 den Faktor 1,2 entsprechend 20% und die Toleranz 1,1 entsprechend 10%. Die genormten Werte sind:

$$1, 1,2, 1,5, 1,8, 2,2, 2,7, 3,3, 3,9, 4,7, 5,6, 6,8, 8,2 \quad (3.61)$$

In der Regel reicht in der Schaltungstechnik für Widerstände die Genauigkeit der Reihe E12 völlig aus, zumal infolge moderner Fertigungstechnik die Toleranzen wesentlich enger eingehalten werden. Bei Kondensatoren sollte man vorwiegend Werte der Reihe E6 verwenden, da hier enge Toleranzen noch Probleme bereiten.

Widerstände größer als ein Megohm stellen bereits eng tolerierte Isolatoren dar und sollten daher vermieden werden.

Die wertmäßige Kennzeichnung der Bauelemente erfolgt entweder durch aufgedruckten Klartext oder durch einen Farbcode, dessen Farben folgende Wertigkeit haben:

Kennfarbe	Wert	Multiplikator	Toleranz	Temperaturbeiwert ($10^{-6} \cdot \text{K}^{-1}$)
keine	-	-	20%	-
silber	-	10^{-2}	10%	-
gold	-	10^{-1}	5%	-
schwarz	0	10^0	-	± 200
braun	1	10^1	1%	± 100
rot	2	10^2	2%	± 50
orange	3	10^3	-	± 15
gelb	4	10^4	-	± 25
grün	5	10^5	0,5%	-
blau	6	10^6	0,25%	-
violett	7	10^7	0,1%	-
grau	8	10^8	-	-
weiß	9	10^9	-	-

Bei Widerständen bedeuten die ersten 2 oder 3 Farbringe den Wert, der nächste gibt den Multiplikator an und dann folgen Toleranz und Temperaturbeiwert. Der letzte Ring ist etwas abgesetzt oder der Toleranzring ist breiter ausgeführt. Für Kondensatoren haben die Farben gleiche Wertigkeit, aber die Bedeutung ist anders verschlüsselt. In der Regel werden sie jedoch mit Klartext geliefert.

4 Systematik der elektronischen Schaltung

Eine Schaltung dient zur Übertragung und Veränderung elektrischer Signale. Sie hat Eingänge und Ausgänge und ist im allgemeinen von einer Umgebung abhängig. Diese Übergänge nach außen werden als Schnittstellen bezeichnet.

Als Signalgrößen stehen die elektrische Spannung U und der Strom I zur Verfügung. Das Signal entsteht durch die zeitliche Veränderung dieser Größen und wird als elektrische Energie transportiert.

Nach Fourier läßt sich jede Zeitfunktion in eine (unendliche) Reihe von Sinusfunktionen zerlegen, deren Frequenzen ein ganzzahliges Vielfaches der Grundfrequenz sind. Daher können die Eigenschaften einer Schaltung gleichwertig durch die Veränderung der Zeitfunktion oder durch den Amplitudengang über der Frequenz beschrieben werden.

Die Bauelemente einer Schaltung werden zu Stromkreisen zusammengesetzt, die so miteinander verknüpft sind, daß das Signal vom Eingang zum Ausgang mit den gewünschten Veränderungen übertragen wird (Signalflußrichtung).

4.1 Zweipole

Das Grundelement einer Schaltung ist der Zweipol (Bild 4.1). Er ist von außen zugänglich über zwei Anschlüsse, an denen man seine Eigenschaften messen kann. Dazu stehen die Spannung U und der Strom I als Meßgrößen zur Verfügung. Sie sind in der Schaltungstechnik grundsätzlich als Wechselgrößen nach Gleichung (3.36) zu sehen und werden nicht gesondert gekennzeichnet. Gleichwerte sind ein Grenzfall bei der Frequenz $f = 0$.

Ein passiver Zweipol ist ein Verbraucher, der Leistung aufnimmt oder Energie speichert, während ein aktiver Zweipol eine Quelle beinhaltet und Leistung abgeben kann.

4.1.1 Passive Zweipole

Der passive Zweipol wird in seinem Wert definiert durch das Verhältnis einer angelegten Wechselspannung U und dem daraus resultierenden proportionalen Strom I mit der Phasenverschiebung φ als komplexer Widerstand Z oder komplexer Leitwert Y zu:

$$Z = |U/I| \cdot e^{j\varphi} \qquad Y = |I/U| \cdot e^{-j\varphi} \qquad (4.1)$$

Obwohl es sich bei der Phasenverschiebung φ um den Winkel zwischen Spannung und Strom handelt, wird dieser dem Zweipol zugeordnet, den er genau wie das Spannungs/Stromverhältnis eindeutig charakterisiert. Wir erhalten damit formal das Ohmsche Gesetz für Wechselstrom:

$$U = Z \cdot I \qquad I = Y \cdot U \qquad (4.2)$$

In der komplexen Ebene kann man komplexe Widerstände und Leitwerte nur als Zeiger eintragen und miteinander verknüpfen, wenn man voraussetzt, daß entweder für alle die gleiche Spannung (Leitwerte) anliegt, oder alle vom gleichen Strom (Widerstände) durchflossen werden. Die komplexe Rechnung gilt nur für sinusförmige Zeitfunktionen gleicher Frequenz und Zeigerbilder stellen immer Spannungs- und Strompfeile dar. Die Berücksichtigung komplexer Widerstände wirkt sich lediglich als gemeinsamer Faktor durch ihren Betrag ($|Y|$ oder $|Z|$) auf den Maßstab der Darstellung aus, der Winkel ändert sich durch sie nicht.

4.1.2 Aktive Zweipole

Ein aktiver Zweipol enthält eine Quelle, die Wirkleistung abgibt und durch ihre Leerlaufspannung U_L und ihren Kurzschlußstrom I_k bestimmt ist. Da Blindleistung nach außen nicht in Erscheinung tritt, ist der Innenwiderstand R_i einer Quelle grundsätzlich als reell anzusehen:

$$R_i = U_L / I_k \quad (4.3)$$

Es gibt zwei Möglichkeiten, eine Quelle darzustellen, einmal mit der idealen Spannungsquelle, deren Innenwiderstand gleich Null ist, in Serie mit dem realen Innenwiderstand R_i oder mit der idealen Stromquelle, deren innerer Leitwert gleich Null ist, parallel zu R_i (Bild 4.2). Beide Ersatzschaltbilder sind gleichwertig und von außen nicht zu unterscheiden.

Im allgemeinen wählt man die Ersatzquelle, die den gegebenen Bedingungen am nächsten kommt. So wäre es ziemlich unsinnig, wenn man das 220V-Netz als Stromquelle bezeichnen wollte.

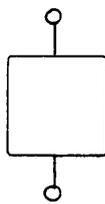
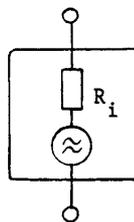
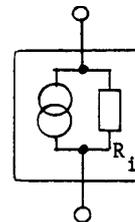


Bild 4.1 Zweipol



Spannungsquelle



Stromquelle

Bild 4.2 Aktiver Zweipol

4.1.3 Stromkreise

Schaltet man einen aktiven Zweipol und einen passiven Zweipol parallel, so erhält man einen elektrischen Stromkreis (Bild 4.3). Der Strom, der aus dem einen Pol der Quelle herausfließt, muß in gleicher Größe und zur gleichen Zeit in den anderen Pol wieder hineinfließen, da unterwegs keine Ladungen verloren gehen können. Dies gilt unabhängig davon, wie oft der Strom durch Hinzuschaltung weiterer Zweipole an einem Knoten verzweigt wird. Daraus folgt das erste Kirchhoffsche Gesetz:

An einem Knoten ist die Summe aller Ströme gleich Null.

Oder anders ausgedrückt: Die Summe der zufließenden Ströme ist gleich der der abfließenden.

$$\sum I = 0 \quad (4.4)$$

Die elektrische Spannung U der Quelle ist ein Maß für die potentielle Energie W der Ladungsträger an ihren Polen (Gleichung (3.3)). Sie muß folglich gegen einen Bezugspunkt mit der potentiellen Energie Null gemessen werden. Dies kann im einfachen Stromkreis, der aus einer Masche besteht, nur einer der beiden Pole der Quelle sein. Man bezeichnet diesen Punkt als Masse. Beim Austritt aus dem anderen Pol haben die Ladungsträger die höchste Energie (Spannung), die beim Durchlaufen des äußeren Stromkreises restlos, in der Regel als Wärme, wieder abgegeben wird. Hieraus folgt das zweite Kirchhoffsche Gesetz:

In einer geschlossenen Masche ist die Summe aller Spannungen gleich Null.

$$\sum U = 0 \quad (4.5)$$

Streng genommen gilt dies nur für ohmsche Widerstände. Bei komplexen Widerständen, welche eine Phasendrehung verursachen, wird ein entsprechender Teil der Energie im elektrischen und magnetischen Feld zwischengespeichert. Diese

Ladungen fließen erst um die Phasenverschiebung zeitlich verzögert in die Quelle zurück. In dieser muß also die gleiche Energie mit umgekehrter Polarität vorhanden sein, die dann ausgeglichen wird. Nach dem Gesetz der Erhaltung der Energie muß weiterhin die Summe der im Stromkreis zugeführten (Quelle), der abgeführten (Wirkleistung) und der gespeicherten (Blindleistung) Energie Null ergeben. Die beiden Kirchhoffschen Gesetze gelten folglich uneingeschränkt für den Wechselstromkreis mit komplexen Widerständen.

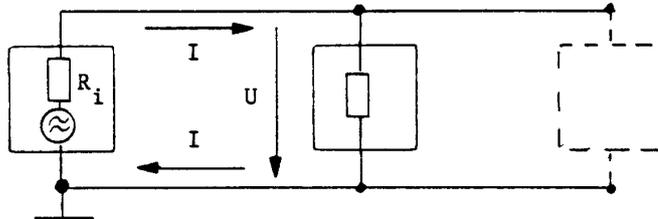


Bild 4.3 Elektrischer Stromkreis

Eine Quelle kann ein Signal nur als Energie, also in Form von Wirkleistung übergeben. Wenn sie mit einem komplexen Widerstand belastet ist, wird sie gezwungen, die in dessen Imaginär- oder Blindanteil zwischengespeicherte Energie zurückzunehmen. Sie muß also ein Signal mit der gleichen Phasenverschiebung in entgegengesetzter Richtung erzeugen. Die Wirkleistung P der Quelle wird ausschließlich in den ohmschen Anteilen R_i des Innenwiderstandes und R des Lastwiderstandes umgesetzt.

In der Nachrichtentechnik sind Signale oftmals gestört. Man versucht daher, das Nutzsignal möglichst groß gegen die Störsignale zu machen. Dies erreicht man, wenn man einer Quelle die höchste Leistung P_{\max} entzieht, die diese abgeben kann (Leistungsanpassung). Nach Bild 4.3 gilt:

$$P = \frac{U^2}{R} = \frac{U_0^2 \cdot R}{(R + R_i)^2} \quad (4.6)$$

Die Bedingung für das Maximum erhält man durch Nullsetzen der ersten Ableitung:

$$\frac{dP}{dR} = U_0^2 \cdot \frac{(R + R_i)^2 - 2 \cdot (R + R_i) \cdot R}{(R + R_i)^4} \quad (4.7)$$

Daraus folgt für die Leistungsanpassung:

$$R = R_i \quad \text{und} \quad P_{\max} = U_0^2 / (4R_i) \quad (4.8)$$

Eine Quelle kann bei Leistungsanpassung genau die Hälfte ihrer verfügbaren Leistung abgeben.

Alle Stromkreise einer Schaltung werden in ihrem Signalfluß von der Signalquelle gesteuert. Um das Signal von einem Stromkreis zum anderen weitergeben zu können, müssen diese über einen gemeinsamen Zweig verfügen. Das kann über mehrere Stromkreise aber nur funktionieren, wenn alle den gleichen Bezugspunkt mit der Quelle haben (Masse). Darum darf in einer in sich abgeschlossenen Schaltung auch nur ein einziger Bezugspunkt gewählt werden, auf den in allen Schaltstufen das Signal definiert ist.

Man kann eine Schaltung an jeder Stelle auftrennen und die eine Seite als aktiven und die andere als passiven Zweipol beschreiben, so daß ein einfacher Stromkreis wie in Bild 4.3 entsteht. Dies ermöglicht eine Aufteilung in Funktionsgruppen mit definierten Schnittstellen.

4.2 Vierpole

Um also ein Signal von einem Stromkreis zum anderen zu übergeben, ist es notwendig, daß ein auf Masse bezogener Zweig beider gemeinsam ist. Alle denkbaren Koppelschaltungen lassen sich auf die beiden Grundschaltungen in Bild 4.4 zurückführen. Die komplexen Impedanzen Z können auch in sinnvoller Weise die Werte Null und Unendlich annehmen.

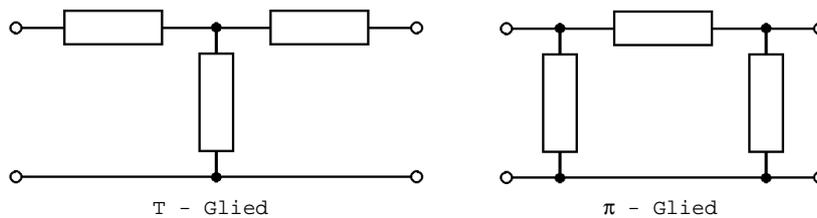


Bild 4.4 Grundschaltungen von Vierpolen

Wir nennen eine solche Schaltung Vierpol (VP), obwohl sie ja wegen der gemeinsamen Masse nur drei Pole aufweist. (Daher ist auch der Begriff "Zweiter" gebräuchlich.) Die drei Elemente eines Vierpols sind passive Zweipole. Ein aktiver Zweipol ist verboten, da er als unabhängige Quelle in einem Koppelnetzwerk keinen Sinn ergibt. Fehlt in einem Vierpol die gemeinsame Masse, so stellt er sich für die nachfolgende Schaltung als aktiver Zweipol, also als Quelle dar und ist kein Koppelnetzwerk mehr.

Eine Schaltung besteht nach diesen Überlegungen aus einer Parallelschaltung von Zweipolen und Vierpolen. Sie wird vom Signal in einer Richtung durchlaufen und zwar von der Quelle (Eingang) zum Verbraucher (Ausgang).

4.2.1 Vierpolgleichungen

Wie bei den Zweipolen definiert man die Kenngrößen eines Vierpols ohne Kenntnis der internen Schaltung. Die angelegten unabhängigen Quellen mit den Wechselspannungen U_1 und U_2 erzeugen die Ströme I_1 und I_2 , die in den Vierpol hineinfließen (Bild 4.5). Es wird vorausgesetzt, daß der Vierpol passiv und linear ist, also keine unabhängigen Quellen besitzt und Strom und Spannung einander proportional sind, bzw. dem allgemeinen ohmschen Gesetz gehorchen.

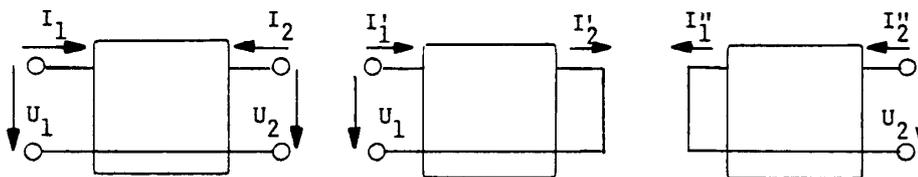


Bild 4.5 Vierpol und Ableitung der Vierpolgleichungen

Nach dem Helmholtzschen Überlagerungsgesetz lassen sich die Ströme I_1 und I_2 ermitteln, indem man die Teilströme I' und I'' addiert, die sich für die einzelnen Spannungsquellen bei Kurzschluß der jeweils anderen Quellen ergeben. Hierbei müssen die Richtungen der Ströme durch die entsprechenden Vorzeichen berücksichtigt werden.

Wir schließen zunächst die rechte Seite des Vierpols kurz ($U_2=0$). Dann erhalten wir die Teilströme I_1' und I_2' , welche proportional der angelegten Spannung U_1 sein müssen (Bild 4.5). Ihre Vorzeichen richten sich nach den festgelegten Pfeilen. Als Proportionalitätsfaktoren definieren wir die sogenannten y -Parameter. Sie sind komplexe Leitwerte, deren erster Zählindex sich

nach dem des zugehörigen Stromes und deren zweiter sich nach dem der zugehörigen Spannung richtet.

$$U_2 = 0 \quad I_1' = Y_{11} \cdot U_1 \quad I_2' = -Y_{21} \cdot U_1 \quad (4.9)$$

Für die andere Seite gilt dann entsprechend:

$$U_1 = 0 \quad I_1'' = -Y_{12} \cdot U_2 \quad I_2'' = Y_{22} \cdot U_2 \quad (4.10)$$

Nun kann man die Ströme zusammenzählen und erhält:

$$I_1 = I_1' + I_1'' = Y_{11} \cdot U_1 - Y_{12} \cdot U_2 \quad (4.11)$$

$$I_2 = I_2' + I_2'' = -Y_{21} \cdot U_1 + Y_{22} \cdot U_2$$

Das Gleichungssystem (4.11) stellt die Leitwertform der Vierpolgleichungen dar. Im allgemeinen benutzt man nur die zugehörige Matrix:

$$\begin{matrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{matrix} \quad (4.12)$$

mit dem Nachteil, daß die Vorzeichen entfallen, da es keine negativen Leitwerte gibt. Dies führt häufig zu Mißverständnissen.

Durch Umstellen der Spannungen und Ströme lassen sich die Vierpolgleichungen in andere Formen überführen. Diese haben für die Schaltungstechnik jedoch keine Bedeutung, da wir es hier ausschließlich mit Parallelschaltungen zu tun haben und letzten Endes alle anderen, wie auch die aus der einschlägigen Literatur bekannten h-Parameter, wieder auf die y-Parameter zurückrechnen müssen.

4.2.2 Interpretation der Vierpolgleichungen

Die Vierpolgleichungen (4.11) führen zu dem Ersatzschaltbild nach Bild 4.6. Der Strom I_1'' am Eingang des Vierpols wird durch die Spannung U_2 am Ausgang erzeugt und ist unabhängig von U_1 . Es ist daher zweckmäßig, ihn durch eine gesteuerte Stromquelle darzustellen. Entsprechendes gilt für den Strom I_2' .

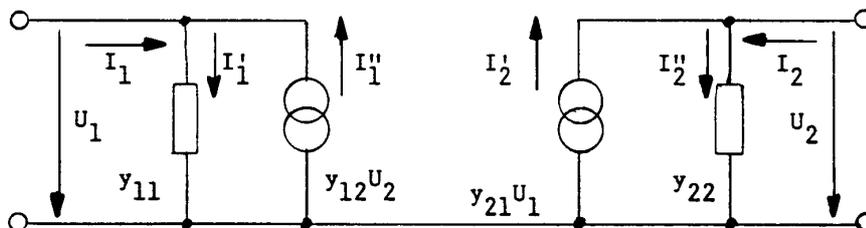


Bild 4.6 Interpretation der Vierpolgleichungen

Daß der Vierpol gesteuerte Stromquellen enthält, verstößt nicht gegen unsere Voraussetzung. Es handelt sich nicht eigentlich um Quellen, sondern um steuerbare Ventile, die einen von außen gelieferten Strom regulieren. Hier muß besonders darauf hingewiesen werden, daß diese Stromquellen nicht mit einem einstellbaren Widerstand gleichzusetzen sind. Der Strom ist unabhängig von der an dem zugehörigen Tor angelegten Spannung, was bei einem Widerstand nicht der Fall wäre.

4.2.3 Bedeutung der Vierpolparameter

In Bild 4.4 sind die möglichen Innenschaltungen eines Vierpols mit komplexen Widerständen Z dargestellt. Dafür sollen mit Hilfe der Gleichungen (4.9) und (4.10) die y-Parameter bestimmt werden.

Man erkennt aus der Zusammenstellung der Lösungen in Tabelle 4.1, daß die Parameter y_{12} und y_{21} sowohl für das T-Glied wie auch für das π -Glied gleich

sind. Sie werden als Steilheit bezeichnet, weil sie die Größe der Stromänderung an einem Eingang in Abhängigkeit der jeweiligen Steuerspannung am anderen Eingang angeben. Wenn also, wie hier, die Vorwärtssteilheit y_{21} und die Rückwärtssteilheit y_{12} gleich sind, dann bedeutet das, daß der Vierpol in beiden Richtungen vom Signal gleichwertig im Sinne einer Dämpfung durchlaufen wird.

Die Größe y_{11} stellt den Eingangsleitwert und der Parameter y_{22} den Ausgangsleitwert dar. Ihre Kehrwerte bilden den Eingangswiderstand r_e und den Innenwiderstand r_i . Diese sind für die angeschlossenen Zweipole eine Belastung, haben aber keinen Einfluß auf das Übertragungsverhalten.

Parameter	T-Glied	π -Glied	
$Y_{11} = \left. \frac{I_1}{U_1} \right _{U_2=0}$	$\frac{Z_2 + Z_3}{Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3 + Z_3 Z_1}$	$\frac{Z_a + Z_b}{Z_a Z_b}$	(4.13)

$Y_{12} = \left. \frac{I_1}{U_2} \right _{U_1=0}$	$\frac{Z_2}{Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3 + Z_3 Z_1}$	$\frac{1}{Z_b}$	(4.14)
---	---	-----------------	--------

$Y_{21} = \left. \frac{I_2}{U_1} \right _{U_2=0}$	$\frac{Z_2}{Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3 + Z_3 Z_1}$	$\frac{1}{Z_b}$	(4.15)
---	---	-----------------	--------

$Y_{22} = \left. \frac{I_2}{U_2} \right _{U_1=0}$	$\frac{Z_2 + Z_1}{Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3 + Z_3 Z_1}$	$\frac{Z_c + Z_b}{Z_c Z_b}$	(4.16)
---	---	-----------------------------	--------

Tabelle 4.1 y-Parameter für das T-Glied und π -Glied

4.2.4 Aktive Vierpole

Bei Verstärkerelementen wie Röhre, Transistor und Feldeffekttransistor ist die Vorwärtssteilheit y_{21} wesentlich größer als die Rückwärtssteilheit y_{12} , was bedeutet, daß man mit einer kleinen Eingangsspannungsänderung eine große Ausgangsstromänderung bewirkt, die Ausgangsspannung aber nur einen vernachlässigbaren Einfluß auf den Eingang hat. Das erfordert jedoch eine zusätzliche Energiequelle (Gleichspannungsquelle), die für den Ausgangskreis den zu steuernden Strom liefert.

$$Y_{21} \gg Y_{12} \quad (4.17)$$

Durch diese Eigenschaft ist einmal Eingangskreis und Ausgangskreis von einander entkoppelt und die Signalflußrichtung festgelegt, zum andern wird durch die Steuerwirkung der Eingangsspannung auf den Ausgangsstrom eine Signalverstärkung möglich. Man bezeichnet solche Bauelemente als aktiv, was wir auch für den zugehörigen Vierpol übernehmen wollen. Dabei ist zu beachten, daß hier das Wort "aktiv" eine ganz andere Bedeutung hat als beim aktiven Zweipol.

Am Beispiel des Relais soll die Eigenschaft des aktiven Vierpols verdeutlicht werden. Die Wicklung stellt den Eingangskreis dar. Durch Anlegen der Spannung U_1 fließt ein Strom mit der Folge, daß über das entstehende Magnetfeld ein Anker betätigt wird, der seinerseits einen Kontakt schließt. Letzterer kann nun einen beliebigen, völlig unabhängigen Sekundärstromkreis aktivieren, ohne daß dies eingangsseitig registriert wird. Die einzige Rück-

wirkung geschieht durch die Änderung der magnetischen Eigenschaften der Spule, welche aber unabhängig von der geschalteten Last sind. Dies wäre als die Rückwärtssteilheit y_{12} zu verstehen.

Eine relativ kleine Eingangsspannung U_1 bewirkt einen nur durch die Eigenschaften des Schaltkontaktes begrenzten Strom I_2 auf der Ausgangsseite. Das Verhältnis ist symbolisch die Vorwärtssteilheit y_{21} . Benutzt man für den Eingangskreis und den Ausgangskreis denselben Bezugspunkt (Masse), so handelt es sich um einen koppelnden aktiven Vierpol, andernfalls um eine Quelle für die nachfolgende Schaltung, da der Bezug zu der vorhergehenden fehlt.

Die Verstärkerelemente werden in der Digitaltechnik genau wie das Relais als Schalter benutzt, haben aber für analoge Anwendungen die zusätzliche Eigenschaft, daß der Übergang kontinuierlich steuerbar ist. Dies geschieht nach einer nichtlinearen aber stetigen, vom Bauelement abhängigen Funktion. Für kleine Aussteuerungen sind die Kennlinien durch Geraden anzunähern, so daß hierfür die Forderung nach der Linearität des Vierpols erfüllt wird.

4.2.5 Übertragungskenngrößen des beschalteten Vierpols

Im Prinzip läßt sich jede Schaltung auf einen beschalteten Vierpol nach Bild 4.7 zurückführen. Der aktive Zweipol am Eingang ist durch seine Leerlaufspannung U_{1L} und seinen Innenwiderstand $1/y_1$, der passive Zweipol am Ausgang durch seinen Leitwert y_L definiert.

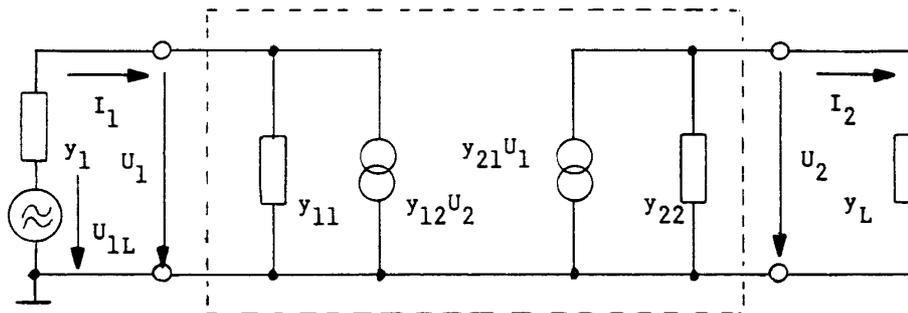


Bild 4.7 Beschalteter Vierpol

Da am Ausgang des Vierpols nunmehr ein passiver Zweipol liegt, muß sich die Richtung des Stromes I_2 gegenüber der Darstellung in Bild 4.6 umkehren. Gleichzeitig ändert sich auch die von ihm abgeleitete Richtung von I_1 . Somit lauten die Gleichungen für den belasteten Vierpol:

$$\begin{aligned} I_1 &= Y_{11}U_1 + Y_{12}U_2 & (4.18) \\ -I_2 &= -Y_{21}U_1 + Y_{22}U_2 & I_2 = U_2Y_L \end{aligned}$$

Hieraus soll nun die Spannungsübertragung des Vierpols, also das als Spannungsverstärkung v_u bezeichnete Verhältnis von Ausgangsspannung U_2 zur Eingangsspannung U_1 , sowie der Eingangsleitwert y_e bei belastetem Ausgang und der Ausgangsleitwert y_i bei belastetem Eingang bestimmt werden.

Gegeben ist die Leerlaufspannung U_{1L} der Quelle und ihr Leitwert y_1 . Daraus ergibt sich die Spannung U_1 unter Berücksichtigung von Gleichung (4.18) zu:

$$U_1 = U_{1L} - \frac{I_1}{Y_1} = U_{1L} - \frac{U_1Y_{11} + U_2Y_{12}}{Y_1} \quad U_1 = \frac{U_{1L} - U_2Y_{12} / Y_1}{1 + Y_{11} / Y_1} \quad (4.19)$$

Dies wird in die zweite Gleichung von (4.18) eingesetzt:

$$-U_2 Y_L = -Y_{21} \frac{U_{1L} - U_2 Y_{12}/Y_1}{1 + Y_{11}/Y_1} \quad (4.20)$$

Durch Umstellung folgt daraus die Spannungsverstärkung v_u :

$$v_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{Y_{21}}{(Y_L + Y_{22})(1 + Y_{11}/Y_1) + Y_{12}Y_{21}/Y_1} \quad (4.21)$$

Der Eingangsleitwert y_e des Vierpols ist formell:

$$y_e = I_1/U_1 \quad (4.22)$$

Mit dem Leitwert y_L der Last und unter Zuhilfenahme von Gleichung (4.18) findet man:

$$Y_e = Y_{11} + \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22} + Y_L} \quad (4.23)$$

Entsprechend ergibt sich der Ausgangsleitwert y_i :

$$Y_i = Y_{22} + \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22} + Y_L} \quad (4.24)$$

Stellt man Gleichung (4.23) nach y_{11} um und setzt dies in Gleichung (4.21) ein, so wird die Spannungsverstärkung:

$$v_u = \frac{Y_{21}}{Y_{22} + Y_L} \cdot \frac{1}{1 + Y_e/Y_1} \quad (4.25)$$

Der erste Ausdruck stellt dabei das Verhältnis der Spannungen an den Klemmen des Vierpols dar, während der zweite den Spannungsteiler berücksichtigt, der aus dem Innenwiderstand der Quelle und dem Eingangswiderstand des Vierpols gebildet wird. Letzterer ist im allgemeinen vernachlässigbar, so daß mit der Verstärkung

$$v_u = \frac{Y_{21}}{Y_{22} + Y_L} \quad (4.26)$$

gerechnet werden kann.

Nach Gleichung (4.15) und (4.16) muß für einen passiven Vierpol die Gleichung (4.25) immer einen Wert kleiner als 1 ergeben. Er ist daher ein schlichter Spannungsteiler. Spannungsverstärkung kann nur durch einen aktiven Vierpol erzielt werden.

Dieser benötigt, wie bereits erwähnt, eine zusätzliche Stromversorgung. Hierzu benutzt man eine möglichst ideale Gleichspannungsquelle ($R_i=0$) mit der Quellenspannung U_0 , die in Serie mit dem Lastwiderstand $R_L=1/Y_L$ liegt. Die Stromquelle $y_{21} \cdot U_1$ entnimmt der Spannungsquelle U_0 einen Strom I_2 und steuert ihn mit der Signalspannung U_1 . Für diesen Signalstrom ist sie die alleinige Quelle, daher fließt er sowohl über Y_L wie auch über Y_{22} . Innenwiderstand $r_i=1/Y_{22}$ und Lastwiderstand R_L sind folglich parallel geschaltet.

Man verwendet für sämtliche aktiven Vierpole einer Schaltung nur eine einzige Stromversorgung, die mit einem Pol (in der Regel Minus) an Masse liegt. Da ihr Innenwiderstand $R_i=0$ ist, ist auch die andere Versorgungsleitung (Plus) auf Masse bezogen und alle Ausgangstromkreise der aktiven Vierpole müssen sich über die Stromversorgung schließen.

Durch die Versorgungsspannung U_0 ergibt sich für die Signalspannung U_a am Ausgang des Vierpols eine Phasenumkehr. Fließt kein Strom durch den Lastwiderstand R_L , mißt man die Spannung U_0 . Jeder Strom erzeugt einen Spannungsabfall an R_L , der sich davon abzieht. Das bedeutet, daß bei einer Vergrößerung der Eingangsspannung die Ausgangsspannung verringert wird.

4.3 Berechnung von Schaltkreisen

Um die Bauelemente einer Schaltung zu dimensionieren, ist eine Berechnung von miteinander verknüpften Stromkreisen nötig. Hierzu dienen die Kirchhoffschen Gesetze. Sie liefern je eine Gleichung für alle unabhängigen Knoten und Maschen des Netzwerkes. Damit stehen ausreichend Bedingungen zur Bestimmung der unbekanntenen Zweigströme zur Verfügung.

Es gibt verschiedene, in der Literatur ausführlich behandelte Verfahren zur Vereinfachung des Rechnungsganges. Das im folgenden beschriebene Knotenpotentialverfahren eignet sich ausgezeichnet für die Gegebenheiten der Schaltungstechnik.

Ausgehend von der Knotengleichung $\sum I=0$ drückt man die Ströme I_n für jeden Knoten durch die Spannungsdifferenz dU_n an den auf ihn zuführenden Zweigwiderständen R_n aus:

$$dU_1/R_1 + dU_2/R_2 + \dots + dU_n/R_n = 0 \quad (4.27)$$

Die Spannungen sind alle gegen einen einzigen im Netzwerk festzulegenden Bezugsknoten zu messen. Im Gleichungssystem entfallen dann die Maschengleichungen und die Ströme, wodurch die Zahl der Gleichungen und der Unbekannten, die jetzt die Knotenspannungen sind, auf die Hälfte reduziert werden.

Rechnet man die zufließenden Ströme positiv und die abfließenden negativ, so braucht man zur Ermittlung der Spannungsdifferenzen über den Zweigwiderständen nur die Knotenspannung des betrachteten Knotens von denen der umliegenden Knoten abzuziehen. Das Ergebnis ist positiv, wenn die Spannung am Nachbarknoten größer ist, also der Strom zufließt und entsprechend negativ, wenn sie niedriger ist und der Strom abfließt. Damit wird die Stromrichtung automatisch berücksichtigt.

Der Bezugsknoten hat das Potential Null. Auf ihn fließen alle Ströme zu, seine Knotengleichung ist daher in den anderen enthalten. In einer Schaltung bietet sich an, den Bezugsknoten auf Masse zu legen.

Spannungsquellen prägen ihre Spannung am zugehörigen Knoten ein, da diese unabhängig vom Strom ist, solange der Innenwiderstand als vernachlässigbar klein gesehen wird oder der Schaltung zugeordnet wird, was durch Schaffung eines neuen Knotens ohne weiteres möglich ist. Üblicherweise wird eine Spannungsquelle im Schaltbild nur durch einen Spannungspfeil gekennzeichnet. Das bedeutet grundsätzlich, daß ihr Innenwiderstand Null ist.

Wir wollen als Beispiel den Ansatz für die Schaltung nach Bild 4.8 ermitteln. Gegeben sind die Spannung U_1 und die Widerstände R_1 bis R_4 , gesucht ist die Spannung U_3 . Der Knoten 1 braucht nicht berechnet zu werden, weil die Spannung U_1 dort eingepreßt ist. Für den Knoten 2 finden wir:

$$\frac{U_1 - U_2}{R_1} + \frac{U_3 - U_2}{R_3} + \frac{0 - U_2}{R_2} = 0 \quad (4.28)$$

Der Knoten 3 ergibt:

$$\frac{U_2 - U_3}{R_3} + \frac{0 - U_3}{R_4} = 0 \quad (4.29)$$

Wir erhalten zwei Gleichungen mit den Unbekannten U_2 und U_3 , die wir nach der gesuchten Spannung U_3 auflösen können.

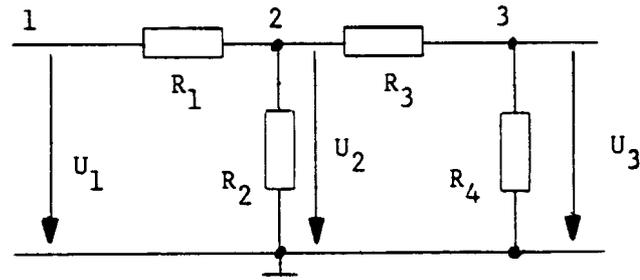


Bild 4.8 Schaltbeispiel für das Knotenpotentialverfahren

Das Knotenpotentialverfahren ist für die Berechnung von elektronischen Schaltungen darum so geeignet, weil dort die Masse als Bezugsknoten vorgegeben ist und häufig eingeprägte Spannungen auftreten.

Die Verwendung der Kirchhoffschen Gesetze und damit auch des Knotenpotentialverfahrens findet nur dann zum richtigen Ergebnis, wenn die Festlegung der Richtungen im gesamten Netzwerk einheitlich ist und konsequent den Knoten- und Maschenregeln entspricht. Das bedeutet, daß dem Netzwerk von außen zu- und abfließende Ströme im gleichen Sinne zu handhaben sind. Dabei gilt hier die Regel:

Ströme, die über den betrachteten Knoten direkt zum Bezugsknoten fließen, sind positiv, solche die über einen anderen Knoten dorthin fließen, sind negativ zu rechnen.

Wie auch die Kirchhoffschen Gesetze gilt das Knotenpotentialverfahren uneingeschränkt für Wechselgrößen. Die Zweige bestehen dann aus komplexen Widerständen Z oder komplexen Leitwerten Y .

Bei der Dimensionierung von Schaltungen sind häufig nicht die Widerstände absolut, sondern nur ihre Verhältnisse bestimmbar. Auch hier leistet das Knotenpotentialverfahren gute Dienste. Man erkennt dies sofort, wenn man die Gleichungen mit einem der Widerstände multipliziert

5 Gegenseitige Beeinflussung elektrischer Stromkreise

Eine elektronische Schaltung wird im Prinzip immer so aufgebaut, wie es Bild 5.1 zeigt. Die Signalquelle ist ein aktiver Zweipol (ZP_0), dessen Signal von Stromkreis zu Stromkreis über aktive Vierpole (VP) weitergegeben wird. Diese müssen über passive Zweipole, die gleichzeitig zur Signalübergabe dienen, an eine Stromversorgung angeschlossen werden.

Die Vierpole geben mit einer großen Vorwärtssteilheit y_{21} und einer kleinen Rückwärtssteilheit y_{12} die Signalflußrichtung vor. Es läßt sich jedoch nicht vermeiden, daß durch die Anordnung der Bauteile und die Leitungsführung parasitäre passive Vierpole gebildet werden, welche einen Signalfluß in der Gegenrichtung ermöglichen. Dies bezeichnet man als Rückwirkung. Auch die Auswirkung der Rückwärtssteilheit y_{12} zählt hierzu.

Wenn ein Teil des Ausgangssignals zurück in den Eingangstromkreis gelangt, kann es dem Eingangssignal als Gegenkopplung entgegenwirken oder es unterstützen, was als Mitkopplung bezeichnet wird. Ersteres bewirkt eine Verringerung der Verstärkung, letzteres macht die Schaltung instabil und führt zu Eigenschwingungen. Im allgemeinen findet sich bei Rückwirkungen immer eine Frequenz, bei der die Schwingbedingung erfüllt ist und auf der das System dann schwingt.

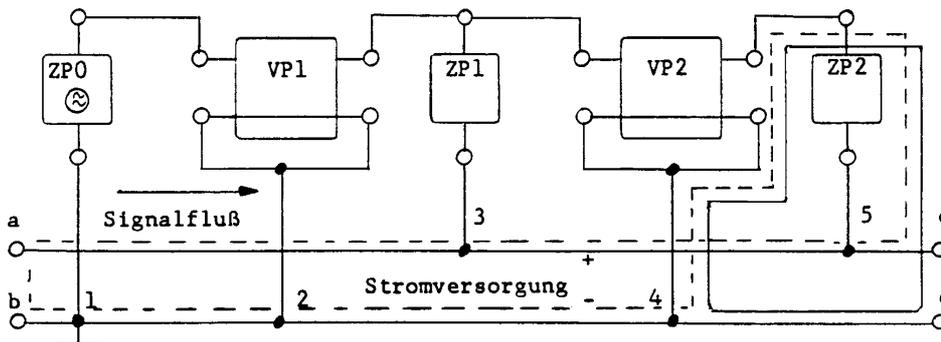


Bild 5.1 Aufbau einer Verstärkerschaltung

5.1 Stabilität

Der Zusammenhang zwischen Ausgangsspannung U_2 und Eingangsspannung U_1 ist durch die Verstärkung v gegeben:

$$U_2 = vU_1 \quad (5.1)$$

Gelangt nun ein Teil k der Ausgangsspannung in der richtigen Phasenlage auf den Eingang zurück, so gilt:

$$U_2 = v(U_1 + kU_2) \quad (5.2)$$

und für den sich selbst überlassenen Verstärker:

$$U_2 = kvU_2 \quad \text{mit } U_1 = 0 \quad (5.3)$$

Diese Gleichung ist nur gültig für $kv = 1$. Offensichtlich verschwindet U_2 , solange kv kleiner als 1 ist. Wird jedoch kv größer als 1, so wächst U_2 über alle Grenzen. Da wir es nur mit gesteuerten Stromquellen zu tun haben, sind Aussteuerungsgrenzen gesetzt. Wenn ein aktiver Vierpol übersteuert ist, hat er die Spannungsverstärkung $v=0$, da sich seine Ausgangsspannung nicht mehr

mit der Eingangsspannung ändert. So erfolgt zwangsläufig eine Umkehr der Ausgangsspannung und eine Übersteuerung in der anderen Richtung, der Verstärker schwingt.

Zwischen Aussteuerung und Übersteuerung stellt sich ein solches Verhältnis ein, daß im Mittel

$$kv = 1 \quad (5.4)$$

ist. Dies ist die Schwingbedingung unter der Voraussetzung, daß keine Phasendrehung zwischen Eingangsspannung und rückgeführter Ausgangsspannung besteht. Man kann das berücksichtigen, wenn man k und v als komplexe Größen auffaßt, deren Produkt reell und größer gleich 1 ist.

Für den Schwingeneinsatz muß der Betrag von kv größer oder gleich eins sein (Amplitudenbedingung) und die Phasenlage von Ein- und Ausgang übereinstimmen (Phasenbedingung).

5.2 Galvanische Rückwirkung

In Bild 5.1 kann die Spannungsquelle U_0 für die Stromversorgung der aktiven Vierpole sowohl an die Klemmen a-b als auch an die Klemmen c-d angeschlossen werden.

Betrachten wir zunächst die Klemmen a-b. Für diesen Fall ist der Ausgangsstromkreis in Bild 5.1 gestrichelt eingetragen. Das Leitungsstück 1-2 ist dann dem Eingangsstromkreis des Vierpols VP_1 und dem Ausgangsstromkreis des Vierpols VP_2 gemeinsam. An dem Leitungswiderstand und der zugehörigen Induktivität, auch wenn sie noch so klein sind, erzeugt der relativ große Ausgangsstrom einen Spannungsabfall, der sich zur Steuerspannung des Zweipols ZP_0 addiert.

Eine positive Eingangsspannungsänderung an VP_1 treibt bei der vorgegebenen Polung der Versorgungsspannung einen Strom aus Klemme a über ZP_1 , VP_1 und den Leitungswiderstand R_{12} in Klemme b zurück, was den Punkt 2 positiv gegen 1 macht. Dadurch wird die Steuerspannung an VP_1 verringert, was eine Gegenkopplung bedeutet. VP_2 wird dabei so angesteuert, daß sich der Strom über den Weg a, 5, 4, 2, 1 und b verringert. Dadurch entsteht eine Vergrößerung der Steuerspannung an VP_1 und damit eine Mitkopplung, die zur Selbsterregung führen kann.

Klemmt man die Versorgungsquelle an c und d, so können sich die Stromkreise der hinteren Stufen direkt schließen, ohne Einfluß auf die empfindlichen Eingangsstufen zu nehmen. Dies ist in Bild 5.1 durch die durchgezogene Linie angedeutet.

Galvanische Rückwirkungen lassen sich stark verringern, wenn die Stromversorgung gegen die Signalflußrichtung erfolgt.

Über die Versorgungsquelle schließen sich alle Ausgangsstromkreise, so daß noch eine Rückwirkung über deren Innenwiderstand und die andere Versorgungsleitung möglich ist. Um dies zu verhindern, wird mit einer sogenannten Siebschaltung der Stromweg vorgegeben (R_{s1} und C_{s1} in Bild 5.2). Hierbei bildet der Kondensator für Wechselspannungen einen Kurzschluß und der Widerstand macht den Weg zur Quelle hochohmig. So kann bei Bedarf jede Schaltungsstufe für sich gesiebt werden (R_{s2} und C_{s2}). Dabei darf auf keinen Fall der Siebwiderstand R_{s2} fortgelassen werden, sonst hätte der Kondensator C_{s2} die gleiche Wirkung wie die Stromversorgung an den Klemmen a - b.

Eine Siebschaltung dient nicht zur Siebung der Versorgungsspannung, sondern zum definierten Schließen der Stromkreise.

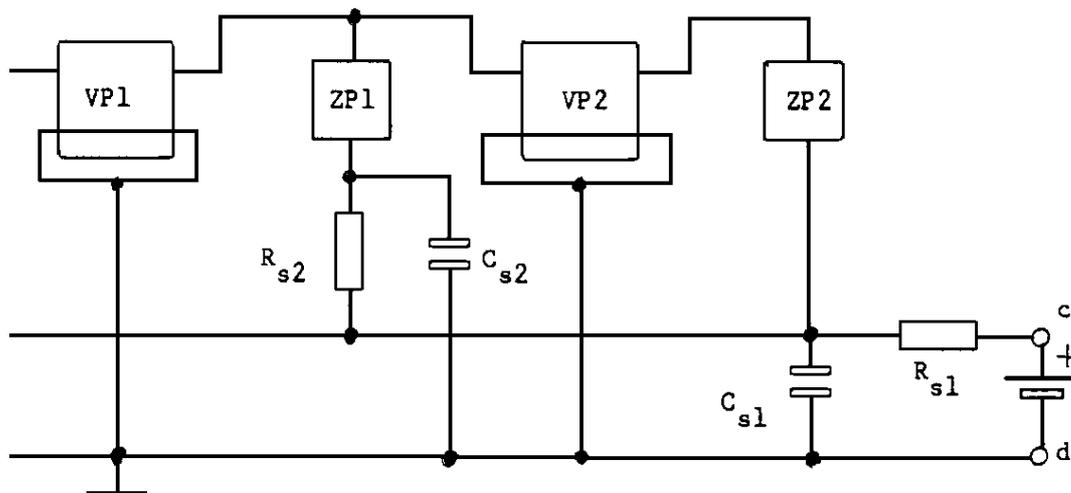


Bild 5.2 Schließen der Stromkreise über Siebglieder

Alle Stromkreise einer Schaltung beziehen sich auf einen gemeinsamen Bezugsknoten, Masse. Es liegt daher nahe, eine sternförmige Verdrahtung vorzuschlagen. Dies würde jedoch zu weit schlimmeren induktiven Rückwirkungen führen, wie wir später sehen werden. Die galvanische Rückwirkung ist am geringsten, wenn man die Reihenfolge der Stromkreise so einhält, wie sie vom Signalfluß gefordert wird und die Stromversorgung gegen die Signalrichtung einspeist.

Dabei hilft ein gut aufgebautes Schaltbild, das sich nach der Signalflußrichtung ausrichtet und in dem die Stromversorgungsleitungen, insbesondere die Masseleitung, ausgezogen sind. Hier kann man ohne Mühe die Stromkreise erkennen und bei der Druckauslegung berücksichtigen. Oftmals ist es sinnvoller, Masseleitungen isoliert voneinander parallel zu führen als große Flächen anzulegen, weil darauf die Stromwege nicht kontrollierbar sind.

Galvanische Rückwirkungen lassen sich finden, wenn man Leitungen durch Parallelschaltung von Schaltdraht verstärkt (Verringerung des Widerstandes) oder auftrennt und neu verlegt.

5.3 Kapazitive Rückwirkung

Im Aufbau von Schaltungen ergeben sich zwischen Leitungen und Bauelementen Kapazitäten, die man als Schaltkapazitäten bezeichnet. Diese können zu Rückwirkungen führen, wenn sie zwei Stromkreise miteinander verbinden (Bild 5.3). Faßt man einen solchen Kondensator als Zweipol auf, so bildet er einen Spannungsteiler mit dem gegen Masse liegenden Eingangsleitwert. Je größer letzterer ist, um so geringer ist wegen der Spannungsteilung die Rückwirkung.

Durch geeignete Führung der Versorgungsleitungen zwischen gefährdeten Punkten lassen sich die Schaltkapazitäten weitgehend unschädlich machen, indem man sie auf diese Art und Weise auf Masse bezieht. Dadurch schaltet man sie parallel zu den Eingangs- und Ausgangsleitwerten der Vierpole, die sie dann zwar belasten, aber ein Übergriff auf andere Stromkreise ist ausgeschlossen. Trotzdem sollte darauf geachtet werden, daß die Eingangs- und Ausgangskreise die größtmögliche Entfernung voneinander haben.

Bei den Verstärkerelementen ist die Rückwärtssteilheit y_{12} im wesentlichen eine Kapazität. Diese läßt sich nicht auf so einfache Weise unwirksam machen. Man versucht sie fertigungstechnisch möglichst klein zu halten. Sie bildet mit dem gesamten Eingangsleitwert y_e des Vierpols einen Spannungsteiler. Der Kopplungsfaktor k ist um so kleiner, je größer y_e ist. Darum kann man diese kapazitive Rückwirkung durch niederohmige Eingangsschaltungen verringern.

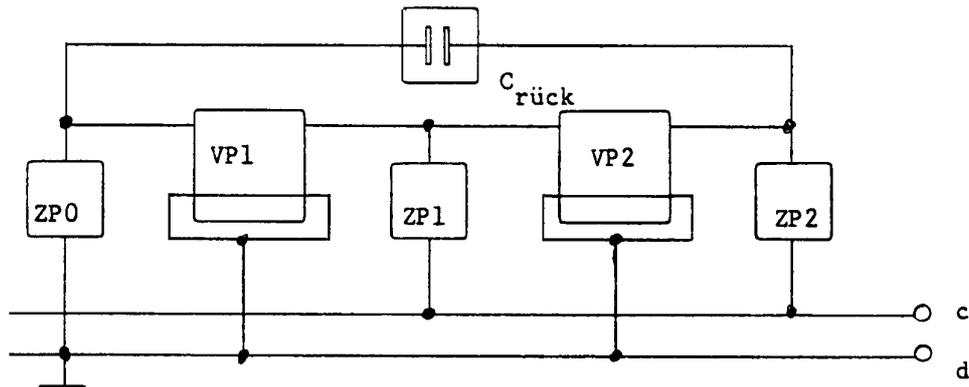


Bild 5.3 Kapazitive Rückwirkung

Die kapazitive Rückwirkung läßt sich relativ leicht experimentell aufspüren. Man verwendet dabei ein mit Masse verbundenes isoliertes Blech, das man über die Leiterbahnen hält.

5.4 Induktive Rückwirkung

Die in einem Stromkreis induzierte Spannung U_i ist von der zeitlichen Änderung dt des magnetischen Flusses Φ und von der Windungszahl N (hier gleich 1) abhängig (Induktionsgesetz).

$$U_i = N \cdot d\Phi/dt \quad (5.5)$$

Für sinusförmige Wechselgrößen mit der Frequenz f ist der Fluß Φ mit der maximalen Flußdichte B in der Fläche A :

$$\Phi = B \cdot A \cdot \sin(2\pi ft) \quad (5.6)$$

Nach der Zeit differenziert heißt das:

$$U_i = N \cdot B \cdot A \cdot 2\pi f \cdot \cos(2\pi ft) \quad (5.7)$$

Mit dem Effektivwert $B = B/\sqrt{2}$ folgt für den Effektivwert der induzierten Spannung aus der Amplitude der Gleichung (5.7):

$$U_{\text{eff}} = (2\pi/\sqrt{2}) \cdot B \cdot f \cdot A \cdot N \quad (5.8)$$

Die induzierte Spannung ist proportional zur Frequenz, folglich steigen auch die Probleme mit der Frequenz.

Zur Reduzierung der induktiven Rückwirkung bleiben nur zwei Möglichkeiten. Einmal kann man die Flußdichte B dadurch schwächen, daß man die Stromkreise möglichst weit voneinander entfernt anordnet. Zum andern muß man die von den Stromkreisen umschlossenen Flächen A klein halten. Beide Maßnahmen bewirken eine Verringerung der Gegeninduktivität, welche stellvertretend für die induktive Kopplung von zwei Stromkreisen steht.

Diese Forderungen sind mit einer sternförmigen Verdrahtung nicht zu vereinbaren. Hierdurch würden im Gegenteil die Stromkreise direkt aneinandergeliegt und ihre Flächen stark vergrößert (Bild 5.4). Wird die gleiche Masseverbindung über mehrere Wege geführt (Masseschleifen), so entstehen mehrere parallele Stromkreise, in denen sich die durch die induzierte Spannung entstehenden Ströme entsprechend den Widerständen der Masseleitungen aufteilen.

Induktive Rückwirkungen lassen sich experimentell durch einen Kurzschlußring beeinflussen, der in der Nähe der sendenden Stromkreise die elektromagnetischen Felder schwächt.

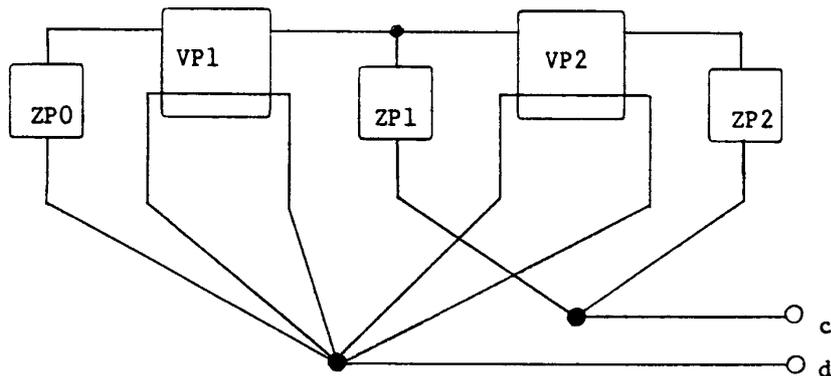


Bild 5.4 Sternförmige Verdrahtung der Masseleitungen

5.5 Rückwirkungsarmer Aufbau von Schaltungen

Rückwirkungen, die in einer Schaltung zum Schwingen führen, lassen sich nur schwer lokalisieren und beseitigen. Durch Probieren ist Besserung nicht zu erreichen. Daher sollte man durch konsequente Beachtung der nachfolgenden Regeln Rückwirkungen von vornherein ausschließen.

Bei der Anordnung der Stufen ist die Signalflußrichtung einzuhalten. Der Verstärker ist geradlinig aufzubauen, so daß Eingangsstufe und Endstufe die größtmögliche Entfernung voneinander haben.

Die Stromversorgung hat gegen die Signalflußrichtung zu erfolgen.

Auf jeder Platine ist mindestens eine Siebschaltung am Einspeisepunkt der Stromversorgung vorzusehen, die für einen definierten Signalweg sorgt. Weitere, davor angeordnete Siebglieder müssen durch einen entsprechenden Siebwiderstand verhindern, daß sich nachfolgende Ausgangsstromkreise über sie schließen.

Schaltkapazitäten sind durch geeignete Leitungsführung gegen Masse zu legen. Niederohmige Eingangsstromkreise sollten bevorzugt werden.

Die von Stromkreisen eingeschlossenen Flächen sind klein zu halten.

Bei der Masse kommt es nicht auf große Masseflächen an, sondern auf das zweckmäßige Schließen der Stromkreise. Zur kapazitiven Schirmung (Schaltkapazitäten auf Masse beziehen) können auch Blindleitungen geführt werden. Es ist manchmal günstiger, zwei schmale Leitungen parallel zu legen als eine breite zu verwenden, wenn so die Stromkreise getrennt geschlossen werden.

Ein Stromkreis darf nicht auf mehreren Wegen geschlossen werden (Masse-schleifen), da dies induktive Rückwirkungen zur Folge hat.

Zur Vorbereitung einer Leiterplattenauslegung sollte man sich die Stromkreise in einem Schaltbild farbig einzeichnen, wobei es wohl selbstverständlich ist, daß man die Stromversorgungsleitungen auszieht. Die Unsitte, diese im Schaltbild fortzulassen und durch Massezeichen zu ersetzen, führt mit Sicherheit zu undefinierter Leiterbahnführung.

5.6 Stabilität eines belasteten aktiven Vierpols

Wird ein aktiver Vierpol zwischen Zweipolen betrieben, die große Phasendrehungen bei relativ kleinen Frequenzänderungen verursachen, wie das z.B. bei Schwingkreisen der Fall ist, kann er über seine Rückwärtssteilheit y_{12} zum Schwingen angeregt werden. Fassen wir die komplexen y -Parameter des Vierpols mit den Leitwerten der äußeren Belastung zusammen, so erhalten wir mit den Bezeichnungen nach Bild 5.5:

$$Y_E = Y_i + Y_{11} = g_E + jb_E = g_E(1 + jX_E) = g_E \sqrt{(1 + X_E^2)} \cdot e^{j\varphi_E} \quad (5.9)$$

$$Y_A = Y_{22} + Y_L = g_A + jb_A = g_A(1 + jX_A) = g_A \sqrt{(1 + X_A^2)} \cdot e^{j\varphi_A} \quad (5.10)$$

Hierin ist g der Real- und b der Blindanteil und $X = \tan\varphi$. Der Rückkopplungsfaktor k ist nach Gleichung (5.2) das Verhältnis der rückgeführten Spannung U_2' zur Ausgangsspannung U_2 :

$$k = U_2'/U_2 \quad U_2' = -U_2 \cdot Y_{12}/Y_E \quad k = -Y_{12}/Y_E \quad (5.11)$$

Aus Gleichung (4.26) entnehmen wir die Spannungsverstärkung v des Vierpols mit:

$$v = Y_{21}/(Y_{22} + Y_L) = Y_{21}/Y_A \quad (5.12)$$

So erhalten wir die Schwingbedingung für den Vierpol nach Bild 5.5:

$$kv = \frac{-Y_{21}Y_{12}}{Y_E Y_A} \quad (5.13)$$

$$\frac{|Y_{12}Y_{21}| \cdot e^{j(\varphi_{12} + \varphi_{21})}}{g_E g_A \sqrt{(1 + X_E^2)(1 + X_A^2)} \cdot e^{j(\varphi_A + \varphi_E)}} \geq 1 \quad (5.14)$$

Das Minuszeichen in Gleichung (5.13) ist in Gleichung (5.14) im Winkel φ_{21} berücksichtigt, dessen Ausgangswert gleich 180° zu setzen ist. Da die eine Seite von Gleichung (5.14) reell ist, muß es auch die andere sein. Dies ist der Fall, wenn die Phasenbedingung

$$\varphi_{12} + \varphi_{21} = \varphi_A + \varphi_E \quad (5.15)$$

erfüllt ist. Es bietet sich an, den Tangens bzw. X durch den Kosinus zu ersetzen. Man erhält dann für die Amplitudenbedingung:

$$\frac{|Y_{12}Y_{21}|}{g_A g_E} \cos\varphi_E \cos\varphi_A = \frac{|Y_{12}Y_{21}|}{2 \cdot g_A g_E} [\cos(\varphi_E + \varphi_A) + \cos(\varphi_E - \varphi_A)] \quad (5.16)$$

Die Differenz der Winkel φ_A und φ_E kann schlimmstenfalls Null werden, so daß dann der $\cos(\varphi_E - \varphi_A)$ gleich 1 ist. Man definiert nun unter Berücksichtigung von Gleichung (5.14) den Kehrwert von Gleichung (5.16) als Schwingsicherheitsabstand S :

$$S = \frac{2g_E g_A}{|Y_{12}Y_{21}| \cdot (1 + \cos(\varphi_{12} + \varphi_{21}))} \quad (5.17)$$

Solange die Phase der Rückwärtssteilheit $\varphi_{12}=0^\circ$ und die der Vorwärtssteilheit $\varphi_{21}=180^\circ$ ist, wird der Schwingsicherheitsabstand unendlich groß, es handelt sich um Gegenkopplung. Der Winkel $\varphi_{12} + \varphi_{21}$ ist natürlich auch frequenzabhängig, aber durch die Schwingkreise wird der Frequenzbereich so stark eingeschränkt, daß er als konstant anzunehmen ist.

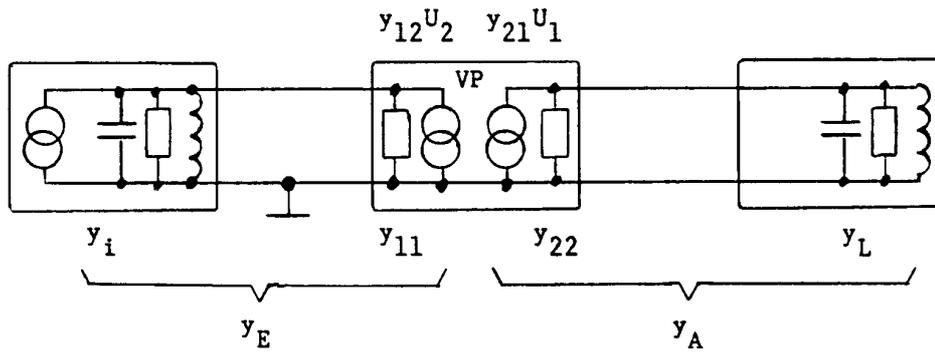


Bild 5.5 Mit Schwingkreisen belasteter Vierpol

Nun ist bei Verstärkerelementen die Rückwärtssteilheit y_{12} fast rein kapazitiv, so daß der Winkel φ_{12} mit 90° anzusetzen ist. Darum wird es schwer, einen brauchbaren Schwingsicherheitsabstand zu erhalten. Wenn es nicht gelingt, die Eingangs- und Ausgangsleitwerte entsprechend groß zu machen, hilft man sich durch eine Kompensationsschaltung (Bild 5.6), indem man ein gleich großes Signal mit umgekehrter Phasenlage auf den Eingang zurückführt (Brückenschaltung).

Die gegenphasige Lage des rückgeführten Signals wird durch entsprechende transformatorische Auskopplung aus dem Schwingkreis erreicht. Wie die Brückenersatzschaltung in Bild 5.6 zeigt, liegt der Eingang des Vierpols dann im Nullzweig der Brücke.

Es handelt sich hier um eine Brückenschaltung und eine Spannungsübersetzung. Die Brückenwiderstände verhalten sich wie die zugehörigen Spannungen und werden nicht etwa transformiert. Der Koppelleitwert y_k errechnet sich aus y_{12} über das einfache Windungszahlverhältnis N_1/N_2 .

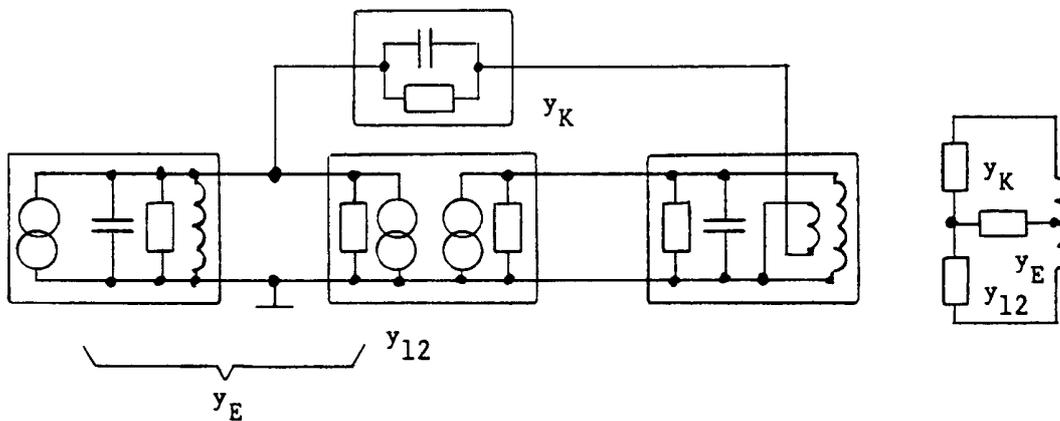


Bild 5.6 Kompensationsschaltung und zugehöriges Brückenersatzschaltbild

6 Elektromagnetische Schirmung

Jeder elektrische Stromkreis stellt eine Antenne dar, die sowohl elektromagnetische Wellen ausstrahlen wie empfangen kann. Eine Sendeantenne erzeugt im Raum ein elektrisches und ein magnetisches Wechselfeld, die sich umschließen und aufeinander senkrecht stehen. Freibewegliche Ladungen im Raum werden durch die Kraftwirkung des Feldes beschleunigt und bewirken ihrerseits wiederum ein elektromagnetisches Feld, das dem erzeugenden entgegengerichtet ist (Lenzsche Regel).

Diesen Effekt benutzt man, um elektromagnetische Felder abzuschirmen. Es handelt sich also nicht um eine Schwächung durch Energieentzug, sondern um die Erzeugung eines Gegenfeldes, das um so wirksamer ist, je weniger Energie verloren geht.

Man kann sich diesen Zusammenhang am Transformator klar machen. Die Richtung des magnetischen Feldes wird durch den Eisenkern, die des elektrischen Feldes durch die Wicklung vorgegeben. Legt man eine Wechselspannung an die Primärwicklung, so fließt ein Strom, der ein Magnetfeld zur Folge hat. Das zugehörige induzierte elektrische Feld bewirkt in der Wicklung eine Gegenspannung. Der Strom ist genau so groß, wie es für den Gleichgewichtszustand notwendig ist.

Belastet man nun die Sekundärwicklung, so wirkt das vom Sekundärstrom herführende Magnetfeld dem erzeugenden entgegen und der Primärstrom muß größer werden, um das Gleichgewicht wiederherzustellen. Bei idealem Kurzschluß wird der Strom unendlich und das magnetische Feld und damit die Gegenspannung verschwindet.

6.1 Abschirmung von Baugruppen

Um eine Baugruppe abzuschirmen, muß man das Prinzip des kurzgeschlossenen Transformators nachbauen. Dabei ist es unerheblich, wo das zu schirmende Feld erzeugt wird, ob innerhalb oder außerhalb. Es kommt nur darauf an, daß die Lage der Kurzschlußwicklung geometrisch mit der Richtung des elektrischen Feldes übereinstimmt und daß der Leitwert des verwendeten Materials möglichst groß ist, damit keine Energie verloren geht.

Da in den meisten Fällen die Richtung des elektromagnetischen Feldes unbekannt ist, ist eine Abschirmung im Prinzip durch eine kugelförmige Umhüllung erreichbar. Aus aufbautechnischen Gründen verwendet man Quader. Bei solchen Gehäusen dürfen keine Übergangswiderstände (Schlitze) auftreten, sie müssen allseitig elektrisch leitend geschlossen sein.

Wenn die Feldrichtung bekannt ist, kann man das bei der Formgebung des Abschirmbeckers nutzen. Dies ist bei Spulen der Fall (Bild 6.1). Es würde bereits ein einfacher Kurzschlußring eine befriedigende Wirkung zeigen, er müßte jedoch genau justiert werden. Daher benutzt man einen oben und unten offenen Becher.

Alle Feldlinien, die sich außerhalb des Beckers schließen, erzeugen ein entsprechendes Gegenfeld, um das der Gesamtfluß der Spule geschwächt wird. Das heißt aber, daß sich die Induktivität der Spule um genau diesen Anteil reduziert. Dies ist unerwünscht, aber nicht vermeidbar. Man kann nur die Abschirmung möglichst weit entfernt anbringen oder das magnetische Feld mit Hilfe magnetischer Materialien definiert innerhalb der Abschirmung leiten.

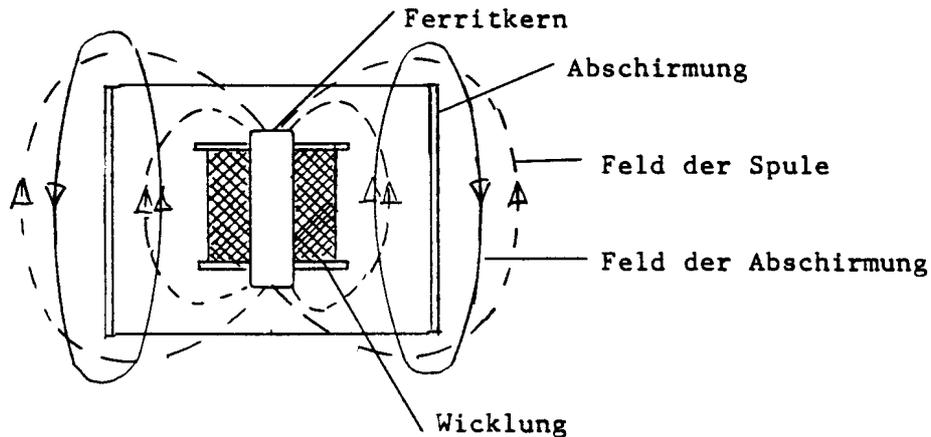


Bild 6.1 Abschirmung einer Spule

Eine gemeinsame Abschirmung für mehrere Baugruppen bildet selbst einen kurzgeschlossenen Stromkreis, über den alle anderen inneren Stromkreise gekoppelt sind. Dies führt dann zu Rückwirkungen. Darum lassen sich nur kleine Einheiten abschirmen. Größere Gehäuse müssen in Kammern aufgeteilt werden.

Zwischen Gehäuse und den verschiedenen Stromkreisen entstehen Kapazitäten, die, jeweils zwei in Serie, die Stromkreise verbinden. Man kann sie dadurch unschädlich machen, indem man das Gehäuse und damit die Kapazitäten auf Massepotential legt. Das darf jedoch nur an einer Stelle geschehen, da sonst nicht überschaubare Masseschleifen entstehen, über die es zu Rückwirkungen und zur Einstrahlung von Störungen kommen kann.

6.2 Abgeschirmte Leitungen

Auch die Schirmung von Leitungen beruht auf dem Erzeugen von Gegenfeldern. Führt man Hin- und Rückleitung parallel, so wirkt die Fläche dazwischen als Antenne. Durch einfaches Verdrillen erreicht man, daß nach jeder Umdrehung die Spannung gegensinnig induziert wird bzw. das von der Leitung abgestrahlte Feld entgegengesetzt gerichtet ist (Bild 6.2).

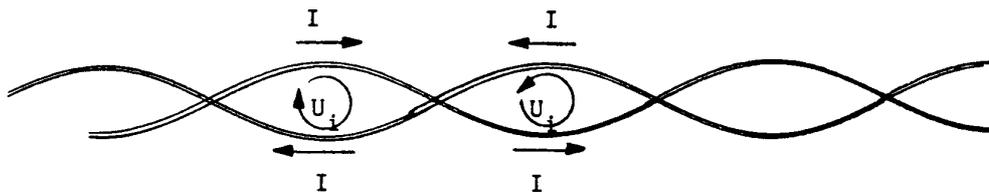


Bild 6.2 Verdrillte Leitung

Bei konzentrischen Leitungen hebt der im Außenleiter zurückfließende Strom nach außen hin das Feld des Innenleiters wieder auf. Störfelder von außen erzeugen gegensinnige Spannungen (Bild 6.3). Dies gilt nur, wenn beide Ströme im Innen- wie im Außenleiter exakt entgegengesetzt gleich sind und die Anordnung rotationssymmetrisch ist. Gibt es noch eine zweite, zum Außenleiter parallele Rückführung, so bildet sich nach Bild 6.4 eine Schleife mit dem Innenleiter, die als Antenne wirkt. Die Schirmwirkung geht im gleichen Verhältnis zurück, wie sich die Ströme in den Rückleitungen aufteilen.

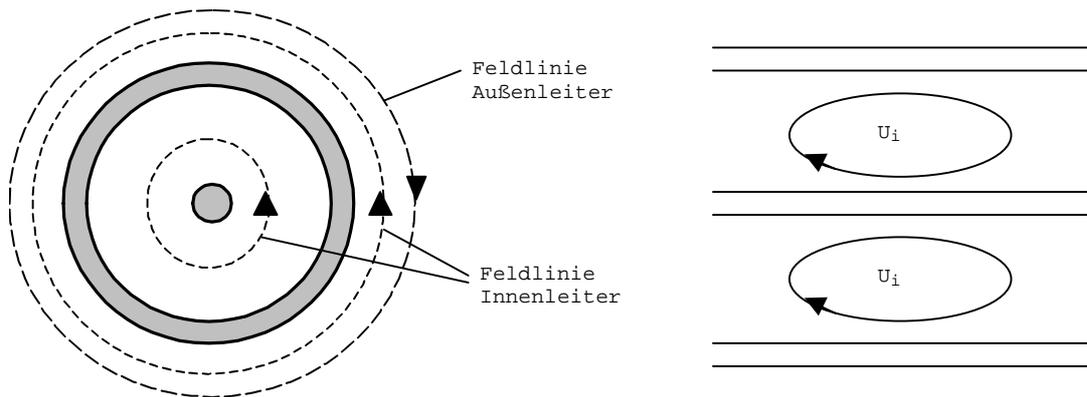


Bild 6.3 Abschirmwirkung einer konzentrischen Leitung

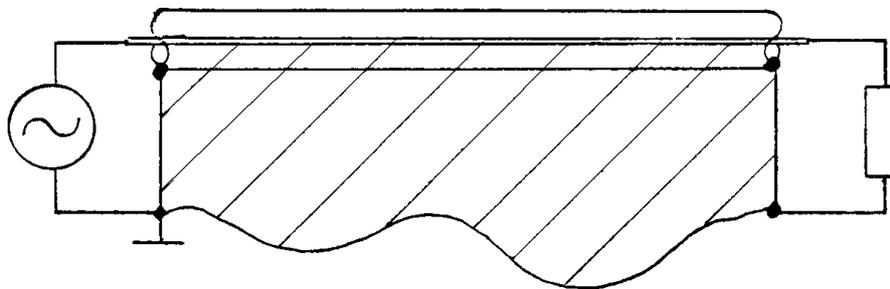


Bild 6.4 Masseschleife durch zweite Verbindung

Wenn innerhalb eines Gerätes ein Signal über eine abgeschirmte Leitung übergeben werden soll, so hat dies nur Sinn, wenn keine zweite Masseverbindung vorhanden ist. Das heißt aber, daß die Masseleitung der Stromversorgung mit über die Abschirmung laufen muß. Die andere Versorgungsleitung ist mit Hilfe von Siebgliedern von den Signalen freizuhalten (Bild 6.5).

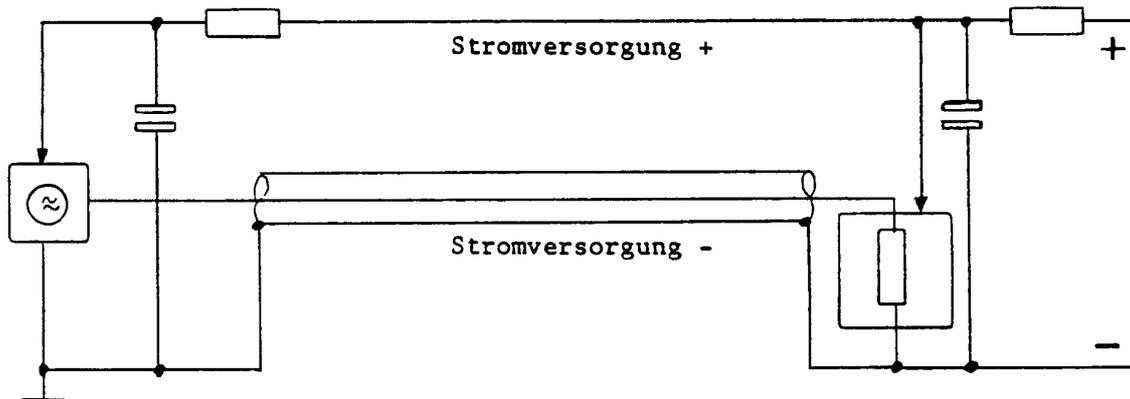


Bild 6.5 Signalübergabe mit geschirmter Leitung

Sollen zwei Geräte mit eigenen Stromversorgungen miteinander verbunden werden, besteht in der Regel immer eine zweite Masseverbindung über das Netz. Auch wenn man die Schutzerdung unterbricht, so bleibt der Weg über die Wicklungskapazität der Transformatoren. Dieser kann nur durch ein entsprechendes

Filter in der Netzleitung unterbrochen werden.

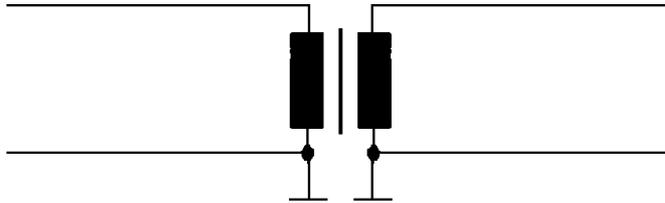


Bild 6.6 Trennung der Masse durch Übertrager

Eine weitere Möglichkeit, dies Problem zu umgehen, ist die induktive Signaleinkopplung nach Bild 6.6, was jedoch vom Frequenzbereich des Übertragers eingeschränkt ist. Hierbei schließt eine beliebige Masseverbindung keinen Stromkreis und die Schaltungen sind entkoppelt. Allerdings entsteht zwischen den Übertragerwicklungen eine Kapazität, die dennoch eine Kopplung bewirkt. Sie muß durch kapazitive Schirmung (gegen eine Masse) mit Hilfe einer Zwischenlage klein gehalten werden.

Wenn bei einer Leitung die Abschirmung nur einseitig auf Masse gelegt wird, wirkt sie wie ein Kondensator (Bild 6.7). Damit wird lediglich das kapazitive Übersprechen parallel geführter Leitungen abgeschirmt, nicht aber die den Stromkreis durchsetzenden elektromagnetischen Felder. Da die Führung der Rückleitung (Masse) in diesem Fall undefiniert ist, muß man im Gegenteil mit erheblichen Störungen rechnen.

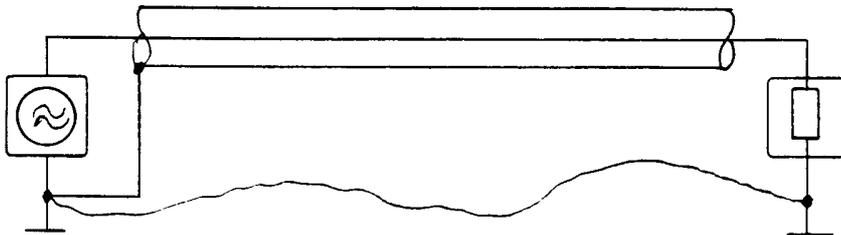


Bild 6.7 Kapazitive Abschirmung durch einseitig geerdeten Schirm

6.3 Meßaufbauten

Jede Messung stellt zwangsläufig einen Eingriff in die Schaltung dar. Einmal wird Energie entzogen und zum anderen werden neue Stromkreise geschaffen, die wiederum Antennen bilden.

Bei netzbetriebenen Geräten entstehen über die Stromversorgung und die Schutzerdung Masseschleifen (Bild 6.8), die nur bei hochwertigen Meßgeräten vom Hersteller durch entsprechende Filter in den Zuleitungen vermieden werden. Diese Maßnahme ermöglicht es, das Testsignal definiert über abgeschirmte Leitungen zu führen.

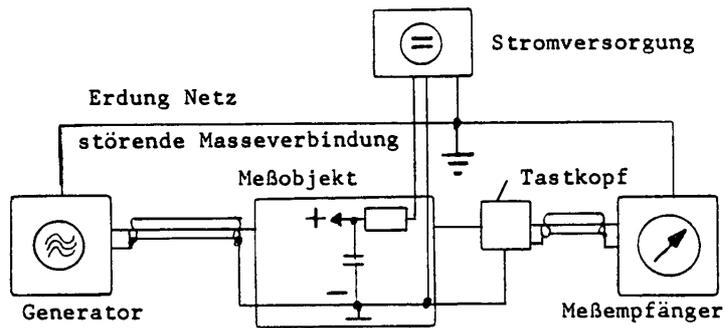


Bild 6.8 Meßaufbau

In einem Meßaufbau (Bild 6.8) muß die Signalflußrichtung strikt eingehalten werden. Dies gilt besonders auch für die Masseanschlüsse, um Schleifen und Rückwirkungen zu vermeiden. Es darf nur eine Masseführung vom Generator über das Meßobjekt zum Meßempfänger geben. Die Stromversorgung des Meßobjekts ist auf jeden Fall in dessen Aufbau zu sieben, um die Stromkreise auf der Platine zu schließen.

6.3.1 Tastkopf

Der Tastkopf eines Oszillographen (Bild 6.9) hat einen hochohmigen frequenzunabhängigen Teiler, der mit Hilfe eines Rechtecksignals abgeglichen wird. Dadurch ist sein Eingangswiderstand und der Einfluß auf das Meßobjekt definiert (10 MΩ parallel 10 pF). Genaue zeitkritische Messungen lassen sich nur mit einem solchen 10:1 Tastkopf durchführen. Allerdings bildet der Masseanschluß mit der Klemmspitze eine sehr große Schleife, die erhebliche Störungen empfangen kann. Für solche Fälle stehen jedoch geeignete Adapter zur Verfügung, die die Masseverbindung direkt an der Spitze ermöglichen.

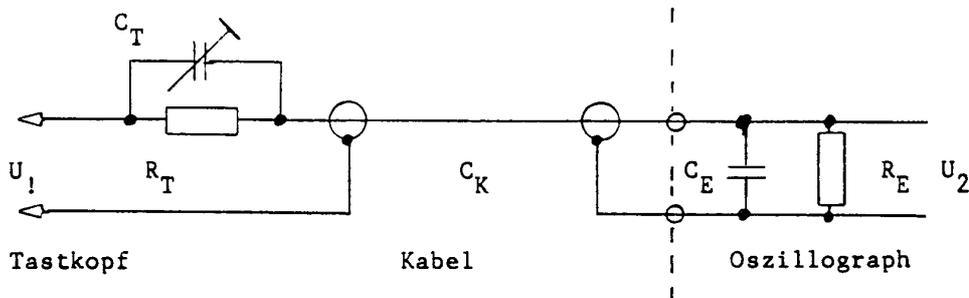


Bild 6.9 Tastkopf

Faßt man in Bild 6.9 die Kabelkapazität C_K mit der Eingangskapazität C_E des Oszillographen zu C_g zusammen, kann man die beiden komplexen Widerstände des Meßkopfes Z_k und des Eingangs Z_e berechnen:

$$Z_k = \frac{1}{\frac{1}{R_T} + j\omega C_T} \quad Z_e = \frac{1}{\frac{1}{R_E} + j\omega C_g} \quad (6.1)$$

Damit findet man für das Übersetzungsverhältnis U_2/U_1 des Tastkopfes:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{Z_e}{Z_k + Z_e} = \frac{1}{1 + \frac{R_T}{R_E} \cdot \frac{1 + j\omega C_g R_E}{1 + j\omega C_T R_T}} \quad (6.2)$$

Der Teiler wird frequenzunabhängig, wenn die Zeitkonstanten $C_g R_E$ und $C_T R_T$ gleich sind. Dies stellt man mit Hilfe der Flankenverformung einer Rechteckschwingung über C_T ein. Wenn der Teiler frequenzunabhängig ist, also weder Tiefpaß- oder Hochpaßcharakteristik hat, wird das Rechteck sauber abgebildet.

Ein 1:1 Tastkopf ist weiter nichts als ein abgeschirmtes Kabel. Da der Eingang des Oszillographen hochohmig ist, stellt es eine unbekannte kapazitive Belastung für die Schaltung dar.

6.3.2 Impedanzanpassung

Meßgeneratoren haben in der Regel niedrige Innenwiderstände. Wenn für eine Schnittstelle eine Stromquelle definiert ist, führt die direkte Anschaltung des Generators zu falschen Meßergebnissen. In solchen Fällen macht man den Ausgangswiderstand hochohmig, indem man einen Kondensator mit geeigneter Kapazität in Serie schaltet (Bild 6.10)

Rechnet man die Serienschaltung in die belastende Parallelschaltung um, so sieht man, daß der Parallelwiderstand bei richtiger Wahl der Kapazität sehr hochohmig werden kann. Mit den Bezeichnungen aus Bild 6.10 erhält man durch Gleichsetzen der Leitwerte:

$$\frac{1}{R_p} + j\omega C = \frac{1}{R_s + \frac{1}{j\omega C_s}} \quad (6.3)$$

Eine komplexe Gleichung enthält zwei Bestimmungsgleichungen, es müssen sowohl die Realteile wie auch die Imaginärteile gleich sein. Die Gleichsetzung der Realteile ergibt den Parallelwiderstand R_p und die der Imaginärteile die Parallelkapazität C_p .

$$R_p = R_s \left(1 + \frac{1}{(\omega C_s R_s)^2} \right) \quad (6.4)$$

$$C_p = \frac{C_s}{1 + (\omega C_s R_s)^2} \quad (6.5)$$

Ist der kapazitive Widerstand $1/(\omega C_s)$ groß gegen den Serienwiderstand R_s , wächst der Parallelwiderstand auf hohe Werte, während die Parallelkapazität annähernd gleich bleibt.

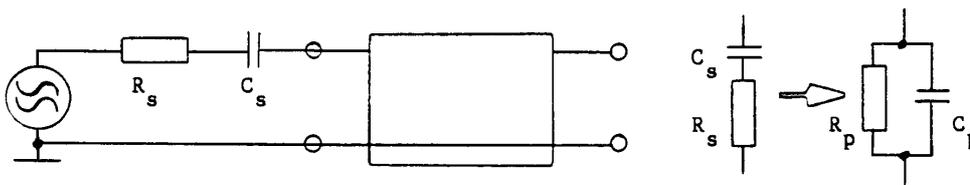


Bild 6.10 Umrechnung einer Serienschaltung in eine Parallelschaltung

6.3.3 Anschaltung von Gleichspannungsmessgeräten

Zur Überwachung von Arbeitspunkten ist es notwendig, innerhalb der Schaltung Gleichspannungen gegen Masse zu messen. Hierfür legt man Meßpunkte an solchen Stellen fest, die möglichst niederohmig sind, so daß die Meßwerte durch den Eingangswiderstand des Meßgerätes nicht verfälscht werden. Die Messungen sind mit einem Meßgerät nacheinander durchzuführen und auf keinen Fall gleichzeitig mit einer Wechselspannungsmessung.

Auch wenn die Eingangswiderstände moderner Meßgeräte sehr hochohmig sind, stellen die Zuleitungen Antennen und kapazitive Lasten dar. Strommessungen sind in einer Schaltung praktisch nicht möglich, da dabei der Stromkreis verändert wird. Sie erfolgen ausschließlich über den Umweg der Spannungsmessung.

Es läßt sich nicht immer vermeiden, Gleich- und Wechselspannungsmessungen zu trennen. Hier empfiehlt es sich, das Gleichspannungsmessgerät über ein Netzwerk nach Bild 6.11 zu entkoppeln. Die Spannungsteilung der zugeschalteten Widerstände mit dem Eingangswiderstand des Meßgerätes läßt sich einrechnen. Ihr Wert richtet sich nach der Empfindlichkeit des Meßpunktes. Wenn man gegen Masse mißt, kann der Widerstand in dieser Leitung unter der Bedingung entfallen, daß keine Erdschleifen entstehen.

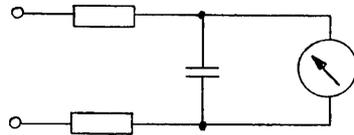


Bild 6.11 Entkopplungsnetzwerk für Gleichspannungsmessungen

7 Elektrische Leitungen

Eine elektrische Leitung schließt einen Stromkreis über beliebige Entfernungen und besteht grundsätzlich aus Hin- und Rückleitung. Man kann sie sich zusammengesetzt denken aus Teilstücken der Länge l mit einer Induktivität L und einer Kapazität C , wie es Bild 7.1 darstellt. Die Leitungstheorie führt den Induktivitätsbelag $L' = L/l$ [H/m] und den Kapazitätsbelag $C' = C/l$ [F/m] ein, um von der Leitungslänge unabhängig zu sein. In der Praxis kann man die Verluste der Leitungen vernachlässigen. Im folgenden sind auch die theoretischen Ableitungen stark vereinfacht und anwendungsbezogen erläutert.

Legt man an eine sehr lange Leitung einen Spannungssprung wie in Bild 7.2 an, so müssen die Kondensatoren über die Induktivitäten, die eine Stromänderung zu verhindern suchen, nacheinander geladen werden. Es dauert also eine gewisse Zeit, bis der Impuls am Ende der Leitung ankommt. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit des elektromagnetischen Feldes ist auf Leitungen immer kleiner als die Lichtgeschwindigkeit.

7.1 Ausbreitungsgeschwindigkeit auf Leitungen

Für jedes Teilstück der Einheitslänge wird die Energie aus der Induktivität L' in die Kapazität C' übergeben. Wie wir beim Schwingkreis abgeleitet haben, erfolgt dies bei der Resonanzfrequenz ω_0 . Hieraus ergibt sich die Ausbreitungsgeschwindigkeit v :

$$v = \omega_0 l = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{L' C'}} \quad [\text{m/s}] \quad (7.1)$$

In der Schaltungstechnik benutzt man sogenannte Laufzeitleitungen zur definierten Verzögerung von Signalen. Bei längeren Laufzeiten ist es jedoch günstiger, das elektrische Signal zwischenzeitlich in ein akustisches umzuwandeln und die wesentlich geringere Schallgeschwindigkeit des Körperschalls zu nutzen.

Die Laufzeit t auf einer Leitung von der Länge x ist dann:

$$t = x/v = \sqrt{LC} \quad [\text{s}] \quad (7.2)$$

Auf die Länge bezogen ergibt sich:

$$t' = \sqrt{L' C'} \quad [\text{s/m}] \quad (7.3)$$

Am Ausgang der Leitung trifft das Signal um die Zeit t verzögert ein. Es hat dann natürlich eine andere Phasenlage als am Eingang. Ändert man die Frequenz um $d\omega$, so verschiebt sich die Phase proportional um $d\phi$, solange keine Laufzeitverzerrungen auftreten. Dies kennzeichnet man durch die Phasenlaufzeit t_p :

$$t_p = d\phi/d\omega \quad (7.4)$$

Ihre eigentliche Bedeutung hat sie jedoch bei der Signalübertragung über aktive Vierpole, denn bei Leitungen und passiven Bauelementen, aus denen man Leitungen nachbildet, treten in der Regel solche Verzerrungen nicht auf. Dann ist sie konstant.

7.2 Wellenwiderstand

Betrachten wir nochmals den Spannungssprung beim Einschalten einer Leitung in Bild 7.2. Im ersten Moment messen wir am Kabelanfang eine Spannung und ei-

nen Strom, aus denen sich nach dem ohmschen Gesetz ein Widerstand errechnen läßt. Diesen nennen wir den Wellenwiderstand Z_0 der Leitung.

Ist die Leitung am Ende offen, dann kann dort kein Strom fließen, wenn der Spannungssprung erscheint. Da er aber kontinuierlich am Eingang nachgeliefert wird, müssen die Kondensatoren auf eine Spannung aufgeladen werden, die den weiteren Stromfluß verhindert. Das ist genau der doppelte Wert. Dieser Spannungssprung läuft nun zum Eingang zurück, er wird reflektiert. Dort wird er mit der Batteriespannung verglichen. Sind beide gleich, bleibt der Strom Null, andernfalls läuft die Differenzspannung als neuer Sprung wieder in die Leitung hinein.

Wenn die Leitung am Ende kurzgeschlossen ist, kann dort beliebig viel Strom fließen und die Spannung ist null. Daher werden die Kondensatoren von dort her wieder entladen und zwar mit dem doppelten Strom, mit dem sie aufgeladen wurden, da ja der weiterfließende Eingangsstrom ebenfalls kompensiert werden muß. Auf der Leitung läuft ein Spannungsimpuls gleicher Größe mit umgekehrter Polarität zurück. Am Anfang wird dann schließlich dieser Strom verlangt. Stimmt er nicht mit dem der kurzgeschlossenen Quelle überein, läuft ein neuer Impuls in die Leitung hinein.

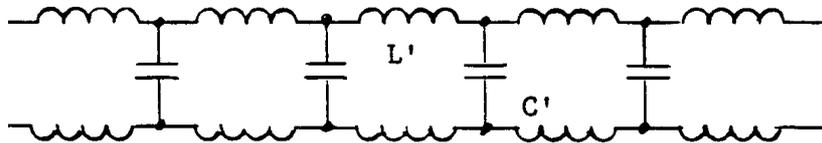


Bild 7.1 Ersatzschaltbild einer Leitung

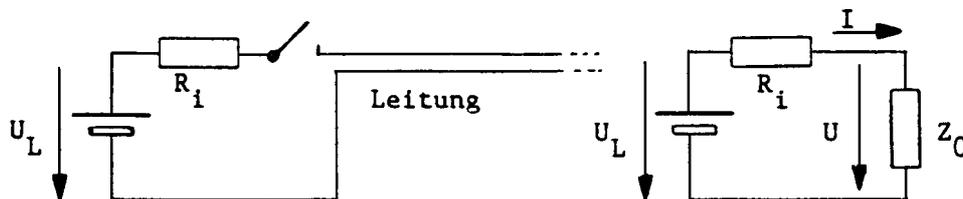


Bild 7.2 Spannungssprungerzeugung und Verhalten im Moment des Einschaltens

Nur wenn das Kabel mit seinem Wellenwiderstand abgeschlossen ist, wird der Strom gebraucht, der von der Quelle geliefert wird und es findet keine Reflexion statt. Diese Vorgänge sind in Bild 7.3 dargestellt.

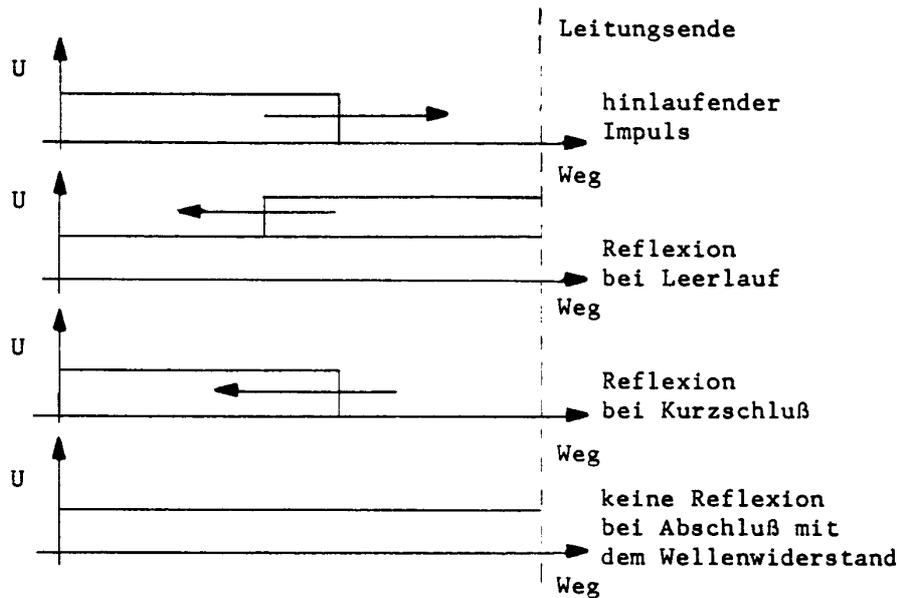


Bild 7.3 Reflexion auf einer Leitung

Eine Signalübertragung soll jedoch nur in einer Richtung laufen, daher muß jedes Kabel am Ende mit seinem Wellenwiderstand abgeschlossen sein. Im Generator paßt man dessen Innenwiderstand an, damit rücklaufende Wellen nicht wieder reflektiert werden.

Man ermittelt den Wellenwiderstand, indem man mit verschiedenen Widerständen abschließt und die Reflexion mißt. Da der Wellenwiderstand durch die Kapazität und Induktivität der Leitung bestimmt ist, kann man auch diese messen (bei tiefen Frequenzen, Kapazität im Leerlauf, Induktivität im Kurzschluß). Den Wellenwiderstand Z_0 erhält man dann aus der Überlegung, daß die Energie in den Teilinduktivitäten und -kapazitäten gleich sein muß:

$$\frac{1}{2} C' U^2 = \frac{1}{2} L' I^2 \quad Z_0 = U/I = \sqrt{L'/C'} = \sqrt{L/C} \quad (7.5)$$

Bei der Übertragung digitaler Signale entstehen an den Flanken wegen der darin enthaltenen hohen Frequenzen durch Resonanzen infolge Fehlanpassung sogenannte Überschwinger, die Fehler hervorrufen können. Die Leitungstreiber sind meist niederohmig im Ausgang und müssen durch einen zusätzlichen Widerstand auf den Wert des Wellenwiderstandes der Leitung erweitert werden. Dadurch wird aber die Amplitude des Signals auf die Hälfte heruntergeteilt.

Sogenannte Busleitungen, über die Signale in verschiedenen Richtungen auf beliebige Empfänger verteilt werden, benötigen ebenfalls am Ende einen sauberen Abschluß.

7.3 Stehende Wellen

Betrachtet man nicht nur einen Einschaltimpuls sondern ein kontinuierliches sinusförmiges Signal, so überlagern sich hinlaufende und rücklaufende Größen und es werden stehende Wellen erzeugt. Bei kurzgeschlossener oder offener Leitung sind die Amplituden für beide Signale gleich. Wie in Bild 7.4 gezeigt ist, gibt es Orte, wo sich die Signale ständig auslöschen (Knoten) und andere, wo sie sich zur doppelten Amplitude (Bäuche) addieren. Bei fehlangepaßten Leitungen bildet sich eine Amplitudenwelligkeit heraus.

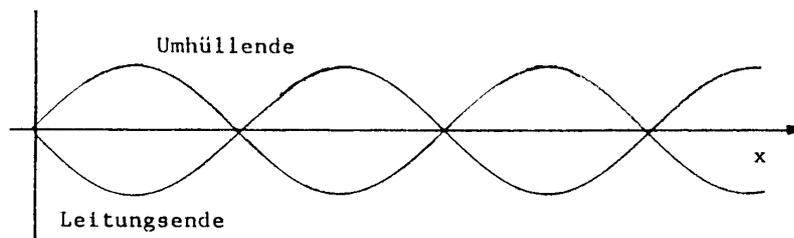


Bild 7.4 Stehende Welle

Der Abstand zwischen je zwei Knoten oder Bäuchen ist die halbe Wellenlänge. Daher verschiebt er sich mit der Frequenz und man kann durch Frequenzänderung am Eingang der Leitung alle Zustände auf ihr durchlaufen. Beim Spannungsbauch ist der Strom null (Stromknoten), beim Spannungsknoten hat er sein Maximum (Strombauch), was einer Phasenverschiebung von jeweils 90° entspricht. Die am Ende offene oder kurzgeschlossene Leitung verhält sich wie ein Schwingkreis und überträgt keine Energie.

Unterscheidet man auf der Leitung mit dem beliebigen Abschlußwiderstand Z_2 zwischen hinlaufender (U_h) und rücklaufender (U_r) Welle, dann gilt am Abschlußwiderstand, wenn man sich die Leitung darüber hinaus fortgesetzt denkt:

$$U_2 = U_h + U_r \quad I_2 = U_h/Z_0 - U_r/Z_0 = U_2/Z_2 \quad (7.6)$$

Hinlaufender und rücklaufender Strom werden auf der Leitung durch den Wellenwiderstand Z_0 bestimmt, sie werden folglich subtrahiert. Mit dem Ansatz $U_2 = I_2 Z_2$ kann ein Reflexionsfaktor r bestimmt werden, der die rücklaufende Amplitude U_r als Anteil der hinlaufenden U_h angibt:

$$U_h + U_r = (U_h/Z_0 - U_r/Z_0) Z_2 \quad r = U_r/U_h = (Z_2 - Z_0)/(Z_2 + Z_0) \quad (7.7)$$

Vom Ort x der Leitung hat das Signal bis zum Ende die Laufzeit t_0 . In der Zeit $2t_0$ ist es wieder zurück. Das Summensignal U ist folglich an dieser Stelle:

$$U = U_h \cdot \sin \omega t + U_r \cdot \sin \omega(t + 2t_0) \quad (7.8)$$

$$U = U_h \cdot (\sin \omega t + r \cdot \sin \omega(t + 2t_0)) \quad (7.9)$$

Mit der Umrechnung:

$$x = t_0/t' \quad (7.10)$$

finden wir für die am Ende offene Leitung ($r=1$) nach einigen Umformungen:

$$U(x) = 2U_h \cdot \cos(\omega t' x) \cdot \sin(\omega(t + xt')) \quad (7.11)$$

Diese Gleichung läßt sich besser übersehen, wenn man sie mit der Beziehung:

$$T = \lambda t' \quad (7.12)$$

über die Periodendauer T auf die Wellenlänge λ bezieht:

$$U(x) = 2U_h \cdot \cos(2\pi x/\lambda) \cdot \sin(\omega t + 2\pi x/\lambda) \quad (7.12)$$

Die Amplitude ändert sich folglich über den Weg x nach einer \cos -Funktion. Für den zugehörigen Strom ergibt sich über die Gleichung (7.6):

$$I(x) = 2(U_h/Z_0) \cdot \sin(2\pi x/\lambda) \cdot \cos(\omega t + 2\pi x/\lambda) \quad (7.13)$$

Wie man erkennt, sind bei Strom und Spannung \cos und \sin vertauscht. Das bedeutet, der Strom läuft zunächst um 90° vor und ist grundsätzlich immer um $\pm 90^\circ$ phasenverschoben. Der Quotient aus den Amplituden ergibt den Blindwiderstand Z der Leitung an der Stelle x bei Leerlauf am Ende:

$$Z(x) = -jZ_0 \cdot \text{ctg}(2\pi x/\lambda) \quad (7.14)$$

Für den Kurzschluß am Ende der Leitung findet man:

$$Z(x) = jZ_0 \cdot \operatorname{tg}(2\pi x/\lambda) \quad (7.15)$$

daraus folgt, daß der Wellenwiderstand Z_0 auch durch das Produkt aus Leerlaufwiderstand $Z(x)_L$ (Leitung am Ende offen) und Kurzschlußwiderstand $Z(x)_K$ (Leitung am Ende kurzgeschlossen) an der Stelle x bestimmt ist:

$$Z_0 = \sqrt{Z(x)_L \cdot Z(x)_K} \quad (7.16)$$

Der Blindwiderstand wechselt alle $\pi/4$ von kapazitiv nach induktiv (Vorzeichen) und nimmt gleichzeitig Werte zwischen unendlich (Spannungsbauch und Stromknoten entspricht Parallelresonanz) und null (Serienresonanz) an. Ein Generator am Eingang der Leitung (an der Stelle x) sieht genau diesen Blindwiderstand.

7.4 Antennen

Eine Antenne ist eine offene Leitung, deren Leiter in entgegengesetzter Richtung angeordnet sind (Bild 7.5). Sie wird mit ihrer Resonanzfrequenz betrieben und hat daher eine Länge, die ein Vielfaches der viertel Wellenlänge ($n\lambda/4$, $n=1,2,3,\dots$) beträgt (Abstand zwischen Knoten und Bauch). Eine $\lambda/4$ Antenne hat folglich nach Gleichung (7.11) am Einspeisepunkt einen Spannungsknoten und an den Enden einen Spannungsbauch. Dieses ist besonders günstig, weil sich keine Isolationsprobleme ergeben.



Bild 7.5 Antenne

Zwischen beiden Leitern baut sich ein elektromagnetisches Feld auf, das den Raum durchsetzt und abgestrahlt wird. Die dadurch entzogene Energie heißt Strahlungsleistung. Sie wird durch einen ohmschen Widerstand (Fußpunkt- oder Strahlungswiderstand) am Einspeisepunkt der Antenne schaltungstechnisch dargestellt.

Da eine Antenne immer als abgestimmter Schwingkreis betrieben wird, ist es gleichgültig, wie dieser angeregt wird, sie kann folglich völlig gleichberechtigt als Sende- oder Empfangsantenne arbeiten. Wenn die Länge für die Resonanz nicht stimmt, wird mit Induktivitäten oder Kapazitäten nachgeholfen.

Grundsätzlich ist eine Antenne ein symmetrischer Dipol. Wenn man einen Stab fortläßt (Stabantenne), arbeitet der verbleibende gegen eine leitende Oberfläche, wie zum Beispiel die Erdoberfläche oder die Karosserie eines Fahrzeuges, in der er sich mehr oder weniger spiegelt.

Richtantennen entstehen dadurch, daß man mehrere Stäbe frei schwingen läßt und ihre Länge und ihren Abstand von der Hauptantenne so wählt, daß sich dort ihre Wirkung addiert.

Parabolantennen nutzen die Reflexionseigenschaften des Parabolspiegels, die sich von der Parabel herleiten (Bild 7.6). Parallel zur Parabelachse, also senkrecht zur Parabelöffnung (Aperturbene) einfallende Strahlen werden in den Brennpunkt reflektiert. Dabei ist der Weg für alle Strahlen gleich, so daß keine Phasenverschiebungen bzw. Auslöschungen auftreten.

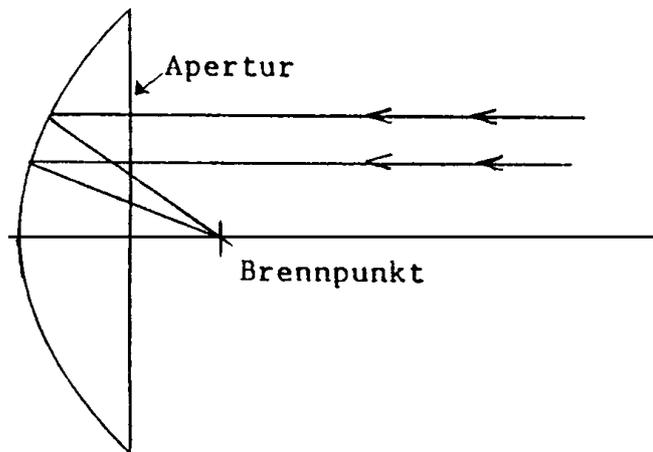


Bild 7.6 Strahlengang einer Parabolantenne

8 Wärmeabfuhr

Die durch die Stromversorgung einer Schaltung zugeführte Energie wird zum großen Teil in Wärme umgesetzt und als Wärmeleistung P_v (Verlustleistung) ständig an die Umgebung abgegeben, wobei an den zu überwindenden Wärmeübergangswiderständen R_{th} Temperaturgefälle dT entstehen.

Wenn man den Wärmestrom P_v [W] als elektrischen Strom I , den Wärmewiderstand R_{th} [K/W] als ohmschen Widerstand R und die Temperatur T , gemessen in Kelvin [K], als elektrische Spannung U sieht, gilt das ohmsche Gesetz auch für die Wärmeleitung. Mit den Bezeichnungen aus Bild 8.1 ist:

$$P_v = \frac{T_0 - T_U}{R_{th1} + R_{th2} + R_{th3}} = \frac{T_2 - T_U}{R_{th3}} \quad (8.1)$$

Die Wärmequelle gleicht einer Stromquelle mit dem Wärmestrom P_v , während die Umgebung, deren Temperatur T_U nicht beeinflussbar ist, als Spannungsquelle gesetzt wird. Bei den Kondensatoren C_w handelt es sich um Wärmekapazitäten, die jedoch nur bei Wechselbelastungen eine Rolle spielen. Sie geben die Wärmemenge Q [J] an, welche das Material mit der spezifischen Wärmekapazität c [J/(kg·K)] und der Masse m [kg] bei der Temperaturänderung dT [K] aufnehmen kann:

$$Q = C_w \cdot dT \quad \text{mit} \quad C_w = c \cdot m \quad (8.2)$$

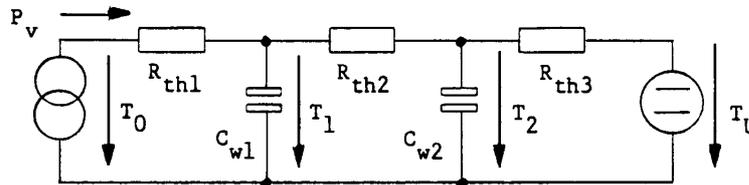


Bild 8.1 Wärmeersatzschaltbild

Für den Wärmeübergang von der Sperrschicht zum Gehäuse eines Halbleiters ist der Wärmewiderstand im Datenbuch angegeben. Er ist nur indirekt über den Temperaturgang der Diode meßbar. Alle anderen Widerstände, vom Gehäuse zum Kühlblech und vom Kühlblech zur Umgebung sollten unter Betriebsbedingungen nach den Beziehungen in Gleichung (8.1) gemessen werden.

Der Wärmeübergang zur Umgebung entsteht einmal durch die annähernd linear von der Temperatur abhängige Konvektion (Berührung mit den Luftmolekülen an der Grenzfläche und Übergabe der Wärmeenergie in Form von Bewegung) und zum andern durch Wärmestrahlung, welche mit der vierten Potenz der absoluten Temperatur zusammenhängt und außerdem noch durch die Oberflächenbeschaffenheit bestimmt wird. Daher ist es nicht möglich, eine in der Praxis brauchbare Berechnungsformel für einen größeren Temperaturbereich anzugeben.

Der Wärmewiderstand ist umgekehrt proportional zur wärmeabführenden Oberfläche A [m²] und zu einem wegen der Wärmestrahlung stark temperaturabhängigen Wärmeübergangskoeffizienten α . Eine recht grobe Abschätzung für diesen ist möglich im Temperaturbereich von 50 bis 100 [°C] mit:

$$\alpha = 10 - 15 \text{ [W/(m}^2\text{K)]} \quad (8.3)$$

Somit ist der Wärmewiderstand:

$$R_{\text{th}} = 1/(\alpha A) \quad (8.4)$$

Das ersetzt aber keinesfalls die Messung. Man führt diese möglichst mit dem endgültigen Gehäuse durch, indem man über die entsprechenden Halbleiter eine definierte Leistung in der zu erwartenden Größe erzeugt und die Temperatur von Halbleitergehäuse, Kühlblech und Umgebung mißt. Die Wärmewiderstände ergeben sich dann aus der Beziehung (8.1). Damit Luftströmungen die Messung nicht verfälschen, ist es zweckmäßig, das ganze in einen großen, nach oben offenen Karton zu stellen.

Kühlrippen dienen zur Vergrößerung der Oberfläche, sie haben aber nur Sinn, wenn sie weit auseinanderstehen, so daß der Luftstrom nicht durch Reibung behindert wird. Die größere Fläche kommt zum Tragen bei der Konvektion, wenn sich eine natürliche Kaminwirkung ergibt, bei der Strahlung bringen gegenüberliegende Flächen nichts, da sie sich gegenseitig anstrahlen. Zu kleine Löcher in der Gehäusewand sind ebenfalls wegen der Luftreibung nutzlos, es sei denn, die Luft wird hindurchgeblasen.

Eine Schwärzung der Oberfläche soll die Wärmeabstrahlung verbessern. Hierzu ist jedoch nicht jede schwarze Farbe geeignet. Es kommt auf ihren Emissionsgrad an, der ein Maß dafür ist, wieviel der Wärme im Verhältnis zum Idealfall abgestrahlt wird. Man sollte auf jeden Fall durch Messung kontrollieren, ob sich der Aufwand lohnt.

Bei der Kühlung ist noch zu beachten, daß viele Kunststoffe bei 100°C bereits weich werden und durch Fließen angreifenden Kräften ausweichen. Dadurch kann zum Beispiel eine Isolierung durchgedrückt werden. Temperaturen über 40°C empfindet der Mensch als heiß, sie dürfen an Außenflächen nicht auftreten, die berührt werden können.

9 Rauschen

Durch Wärmebewegung treten an den Enden eines jeden Leiters Potentialschwankungen auf, die man als "Rauschen" bezeichnet. Es handelt sich um einen Generator, der eine konstante Rauschleistung P_r als Folge der nur von der absoluten Temperatur T abhängigen Wärmeenergie erzeugt. Da die Wärme eine ungeordnete Bewegung ist, verteilt sich diese Leistung auf sämtliche Frequenzen f . Für einen bestimmten Ausschnitt mit der Bandbreite b ist die Rauschleistung P_r , welche der Widerstand R als Generator bei Leistungsanpassung abgibt:

$$P_r = kTb \quad k = 1,3804 \cdot 10^{-23} \text{ [J/K]} \text{ (Boltzmannkonstante)} \quad (9.1)$$

Die Rauschspannung U_r am Lastwiderstand R ist unter dieser Bedingung nach Gleichung (4.8):

$$U_r = \sqrt{4RP_r} = \sqrt{4RkTb} \quad (9.2)$$

Wenn durch einen Leiter ein Strom fließt, vollzieht sich das für die Ladungsträger in unregelmäßigen Sprüngen, was wiederum eine Rauschleistung erzeugt. Ein aktiver Vierpol ist daher nicht rauschfrei.

Die am Eingang eines aktiven Vierpols stehende Rauschleistung sei P_{r0} , seine Leistungsverstärkung g und die eigene Rauschleistung P_{r1} . Dann gilt für die Gesamtleistung P_a am Ausgang:

$$P_a = gP_{r0} + P_{r1} \quad (9.3)$$

Man definiert die Rauschzahl F eines Vierpols an seinem Ausgang als das Verhältnis der Rauschleistung P_a zu der Rauschleistung, die bei rauschfreiem Vierpol vorhanden wäre.

$$F = P_a / (gP_{r0}) = 1 + P_{r1} / (gP_{r0}) = 1 + F_z \quad (9.4)$$

Die Rauschzahl F ist um die dem Vierpol zuzuordnende Zusatzrauschzahl F_z größer als 1.

Schaltet man einen Vierpol 1 und einen Vierpol 2 hintereinander, so ist die Rauschleistung P_{a2} am Ausgang:

$$P_{a2} = g_2(g_1P_{r0} + P_{r1}) + P_{r2} \quad (9.5)$$

Für die Rauschzahl gilt damit:

$$F = P_{a2} / (g_1g_2P_{r0}) = 1 + P_{r1} / (g_1P_{r0}) + P_{r2} / (g_1g_2P_{r0})$$

$$F = 1 + F_{z1} + F_{z2} / g_1 \quad (9.6)$$

Man erkennt, daß die Zusatzrauschzahl F_{z2} durch die Leistungsverstärkung g_1 des ersten Vierpols reduziert wird. Allgemein gilt:

Die Zusatzrauschzahl eines Vierpols wird dividiert durch das Produkt der Leistungsverstärkungen der vorangehenden Vierpole.

Das Rauschen eines Verstärkers ist im wesentlichen bestimmt durch die Rauschzahl und die Leistungsverstärkung seiner ersten Stufe.

Aus dieser Erkenntnis läßt sich leicht eine Methode zur Messung der Zusatzrauschzahl F_z eines Verstärkers ableiten. Da nachfolgende Stufen keinen merkbaren Einfluß haben, verstärkt man sein Rauschen auf gut meßbare Werte. Es muß ein Effektivwertvoltmeter verwendet und die Ausgangsrauschleistung bestimmt werden.

Die Eingangsrauschleistung ist die eines Widerstandes und damit durch Gleichung (9.1) bekannt, wenn man die absolute Umgebungstemperatur T_0 einsetzt. Sie ist mit der Gesamtleistungsverstärkung zu multiplizieren und nach Gleichung (9.6) zu dividieren, um die Zusatzrauschzahl F_z zu erhalten.

chung (9.4) mit der Ausgangsrauschleistung ins Verhältnis zu setzen, um die Rauschzahl F zu berechnen.

Die Leistungsverstärkung g wird bei der Frequenz ermittelt, bei der sie den Maximalwert besitzt. Gleichzeitig stellt man die Bandbreite b fest. Einfacher geht es, wenn man mit einem in kT_0 -Einheiten geeichten Rauschgenerator einspeist und die ohne diesen gemessene Rauschleistung am Ausgang verdoppelt, also den Ausgangspegel um 3dB erhöht. So läßt sich die Rauschzahl aus der zugeführten Rauschleistung praktisch direkt als Vielfaches von kT_0 ablesen, da Leistungsverstärkung und Bandbreite in die Messung mit eingehen.

In den Datenbüchern findet man die Rauschzahl F eines Verstärkerelementes meist im logarithmischen Maßstab, also in dB angegeben. Es wird auch die Rauschspannung U_r benutzt, die dann auf die Wurzel aus 1 Hertz bezogen ist (siehe Gleichung (9.2)).

Der dekadische Logarithmus eines Leistungsverhältnisses P_2/P_1 wird nach dem Amerikaner A. G. Bell als Bel [B] bezeichnet, der zehnte Teil davon als Dezibel [dB]. Eine Dämpfung a , bei der die Ausgangsleistung P_2 am Widerstand R_2 kleiner ist als die zugeführte Leistung P_1 am Eingangswiderstand R_1 , kann dann wie folgt angegeben werden:

$$a \text{ [B]} = \log(P_2/P_1) \quad a \text{ [dB]} = 10 \cdot \log(P_2/P_1) \quad (9.7)$$

Im Allgemeinen mißt man die Spannungen U . Damit wird aus Gleichung (9.7) mit der Beziehung $P = U^2/R$:

$$a \text{ [dB]} = 20 \cdot \log(U_2/U_1) + 10 \cdot \log(R_1/R_2) \quad (9.8)$$

Unter der Bedingung $R_1 = R_2$ ist der zweite Ausdruck gleich null. Dies läßt sich aber nicht immer voraussetzen, auf keinen Fall jedoch bei Rauschmessungen. Daher wird hierbei grundsätzlich mit Leistungsverhältnissen und Leistungsverstärkung gearbeitet.

Ein Signal gilt als erkennbar, wenn es um etwa 6dB größer als das Rauschen ist. Dieses Maß heißt Signal/Rauschabstand. Ein Musiksignal ist brauchbar, wenn es einen Signal/Rauschabstand von 26dB hat und wird als rauschfrei empfunden, wenn dieser 40dB beträgt.

Das Rauschen der Eingangsstufe begrenzt die Empfindlichkeit eines Verstärkers. Es geht um so geringer ein, je größer das Eingangssignal ist. Dies hat wie das Rauschen bei Leistungsanpassung den höchsten Wert. Die Empfindlichkeit eines Gerätes wird als die Eingangsspannung definiert, die für einen vorgegebenen Signal/Rauschabstand an seinem Ausgang (meist 6dB) nötig ist.

10 Grenzfrequenz

Eine Schaltung ist immer nur für einen bestimmten Frequenzbereich ausgelegt, der durch die untere und obere Grenzfrequenz f_g festgelegt ist. Diese ist wie folgt definiert:

Die Grenzfrequenz einer Stufe ist bei der Frequenz erreicht, bei der ihre Ausgangsleistung auf die Hälfte des Maximalwertes abgesunken ist.

Meßtechnisch bestimmt man sie, indem man ein Signal mit konstanter Amplitude einspeist, dessen Frequenz solange variiert wird, bis die Ausgangsleistung auf die Hälfte ihres maximalen Wertes zurückgegangen ist. Dies entspricht einer Verminderung der Ausgangsspannung auf $1/\sqrt{2}$ oder um -3dB .

Die Berechnung erfolgt nach dem gleichen Prinzip. Man ermittelt zunächst die Übertragungsfunktion, das heißt, das Verhältnis der Ausgangsspannung U_2 zur Eingangsspannung U_1 . Da U_1 für alle Frequenzen in der Amplitude konstant ist, ist diese Funktion direkt proportional zu U_2 . Bei der Signalübertragung handelt es sich um Wirkleistung, daher spielt eine Phasenverschiebung keine Rolle. Folglich setzt man den Betrag der Übertragungsfunktion bei der Grenzfrequenz f_g zu dem bei der Frequenz f_0 im Falle maximaler Leistung ins Verhältnis. Dieses muß dann den Wert $1/\sqrt{2}$ haben.

10.1 Einfluß des Generatorinnenwiderstandes auf die Grenzfrequenz

Wir betrachten einen Stromkreis nach Bild 10.1 und stellen die Übertragungsgleichung auf für die Ausgangsspannung U_2 bezogen auf die Eingangsspannung U_1 :

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R}{R + R_g + 1/(j\omega C)} \quad (10.1)$$

Dieses Verhältnis hat ein Maximum, wenn die Frequenz f gegen unendlich geht:

$$\left. \frac{U_2}{U_1} \right|_{\max} = \frac{R}{R + R_g} \quad (10.2)$$

Setzen wir das Quadrat der Beträge von 10.1 und 10.2 ins Verhältnis, so gilt:

$$\left| \frac{U_2/U_1|_{\max}}{U_2/U_1|_{f_g}} \right|^2 = \frac{(1 + R_g/R)^2 + 1/(\omega_g CR)^2}{(1 + R_g/R)^2} = 2 \quad (10.3)$$

Hieraus folgt für die Grenzfrequenz f_g :

$$f_g = \frac{1}{2\pi C(R + R_g)} \quad (10.4)$$

Zur Berechnung der Grenzfrequenz eines RC-Gliedes ist der Innenwiderstand R_g des Generators zu berücksichtigen.

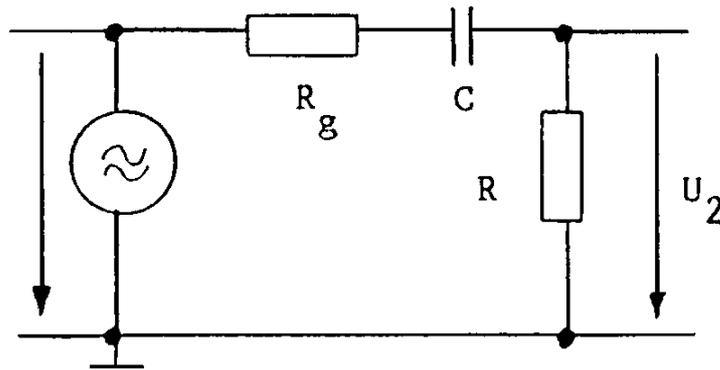


Bild 10.1 Berücksichtigung des Generatorinnenwiderstandes bei der Grenzfrequenzbestimmung

10.2 Zusammenwirken mehrerer entkoppelter RC-Glieder

Im allgemeinen sind in einer Schaltung die RC-Glieder durch aktive Vierpole voneinander entkoppelt. Jedes einzelne wirkt aber auf die obere oder untere Grenzfrequenz der gesamten Schaltung ein.

Wir wählen die untere Grenzfrequenz und untersuchen ein Ersatzschaltbild nach Bild 10.2, wo die Entkopplung durch ideale Operationsverstärker mit der Verstärkung 1, dem Eingangswiderstand unendlich und dem Ausgangswiderstand 0 erfolgt.

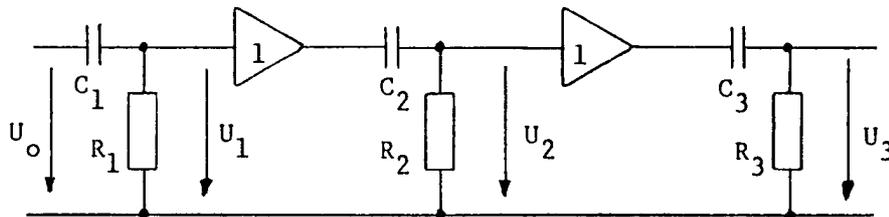


Bild 10.2 Grenzfrequenz bei mehreren voneinander unabhängigen RC-Gliedern

Für das Spannungsverhältnis eines der RC-Glieder gilt allgemein:

$$\frac{U_{n+1}}{U_n} = \frac{R_n}{R_n + 1/(j\omega C_n)} = \frac{1}{1 + 1/(j\omega R_n C_n)} \quad (10.5)$$

Der Gesamtfrequenzgang ist das Produkt der Frequenzgänge der Einzelglieder:

$$\frac{U_3}{U_0} = \frac{1}{1 + 1/(j\omega R_1 C_1)} \cdot \frac{1}{1 + 1/(j\omega R_2 C_2)} \cdot \frac{1}{1 + 1/(j\omega R_3 C_3)} \quad (10.6)$$

Dieser Ausdruck wird für hohe Frequenzen

$$U_3/U_0 = 1 \quad (10.7)$$

was der größten Ausgangsleistung entspricht. Das Quadrat des Verhältnisses des Betrages von 10.7 zu dem Betrag von 10.6 muß für die untere Grenzfrequenz ω_g den Wert 2 ergeben:

$$(1 + 1/(\omega_g R_1 C_1)^2) (1 + 1/(\omega_g R_2 C_2)^2) (1 + 1/(\omega_g R_3 C_3)^2) = 2 \quad (10.8)$$

Diese Gleichung läßt sich nur nach $\omega_g = 2\pi f_g$ auflösen, wenn man die Zeitkonstanten gleichsetzt:

$$C_1 R_1 = C_2 R_2 = C_3 R_3 = CR \quad (10.9)$$

Man erhält dann:

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC \sqrt[3]{2} - 1} \quad (10.10)$$

Für ein RC-Glied wäre die Grenzfrequenz:

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC} \quad (10.11)$$

Wirken dagegen n voneinander entkoppelte RC-Glieder mit gleicher Zeitkonstante zusammen, wird die untere Grenzfrequenz nach oben verschoben, da der Wurzelausdruck < 1 ist:

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC \sqrt[3]{2} - 1} \quad (10.12)$$

Dies ist die Grenzfrequenz f_g der gesamten Anordnung, welche in der Regel gegeben ist. Um sie zu erreichen, muß man die Zeitkonstante RC eines einzelnen Gliedes für eine tiefere Grenzfrequenz f_g' auslegen:

$$RC = \frac{1}{2\pi f_g' \sqrt[3]{2} - 1} \quad f_g' = f_g \sqrt[3]{2} - 1 \quad (10.13)$$

Wir wollen nun untersuchen, ob die Gleichsetzung der Zeitkonstanten nach 10.9 gerechtfertigt ist. In Bild 10.3 sind im logarithmischen Maßstab die Frequenzgänge verschiedener Kombinationen entkoppelter RC-Glieder dargestellt. Kurve 1 gilt für ein RC-Glied. Für zwei solcher Glieder werden die Frequenzgänge multipliziert, was logarithmisch eine Addition bedeutet. So entsteht die Kurve 2. Man erkennt, daß die Grenzfrequenz zu höheren Werten verschoben wird. Für drei gleiche RC-Glieder folgt dann Kurve 3.

Liegt nun nach Kurve 4 eine Zeitkonstante weiter entfernt, dann tritt die gegenseitige Beeinflussung (Kurve 5) erst sehr viel später auf, so daß die Grenzfrequenz sich dadurch nicht verändert und diese nun für die gesamte Schaltung bestimmend ist.

Nach diesen Überlegungen ist es sicher sinnvoll, die Zeitkonstanten gleichzusetzen, da dann jedes RC-Glied gleichwertig die Grenzfrequenz mitbestimmt.

Bei der Auslegung einer Schaltung ist die untere Grenzfrequenz gegeben und die Zahl der RC-Glieder bekannt. Daraus ergibt sich die Frequenz f_g' , nach der die einzelnen Zeitkonstanten berechnet werden müssen. Wenn dann die zugehörigen Widerstände ermittelt wurden, können damit die Kondensatoren der Schaltung bestimmt werden.

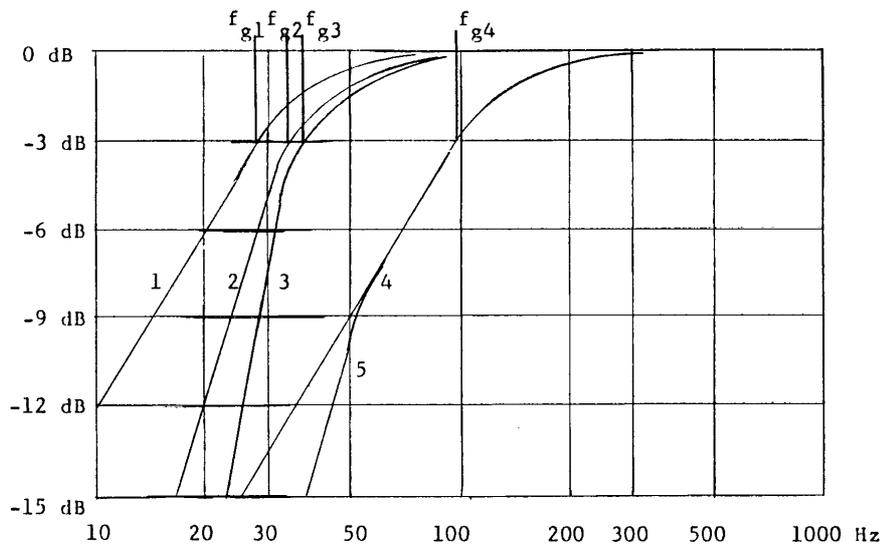


Bild 10.3 Übertragungsfunktion bei verschiedenen Zeitkonstanten

Die obere Grenzfrequenz wird durch Schaltkapazitäten und interne Kapazitäten der Bauelemente festgelegt, wobei durch Parallelschaltung mit den Arbeitswiderständen Tiefpässe entstehen. Durch zusätzliche Kondensatoren lässt sie sich lediglich nach unten verschieben.

Hierbei spielt auch die Parallelschaltung der Schaltkapazitäten zu den Ein- und Ausgängen der Vierpole eine Rolle, die aus den Abschirmungen resultieren, welche man vornimmt, um kapazitive Rückwirkungen zu verhindern.

11 Gegenkopplung

Unter Gegenkopplung versteht man die Rückführung eines Anteils k der Ausgangsspannung U_a auf den Eingang einer Schaltung derart, daß die Steuerwirkung der Eingangsspannung U_e verringert wird.

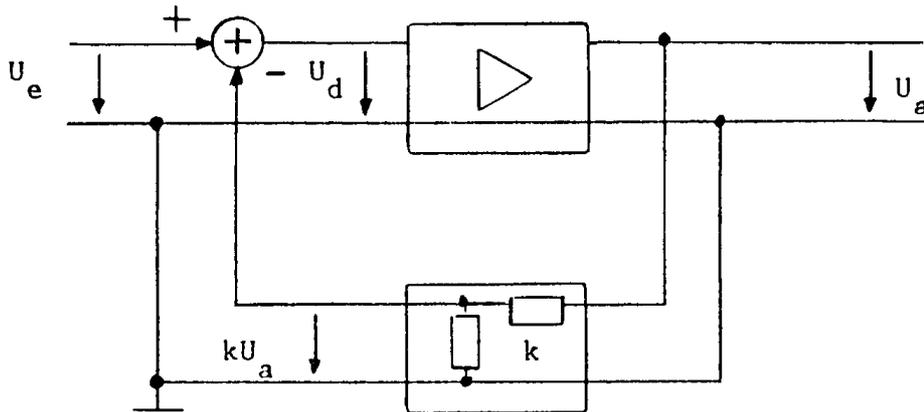


Bild 11.1 Prinzip der Gegenkopplung

Man erreicht dies durch Differenzbildung am Eingang, indem man die Phase des zurückgeführten Signals kU_a um 180° dreht und zum Eingangssignal U_e addiert. (Bild 11.1) Das Differenzsignal U_d ist dann das Steuersignal, welches mit der Spannungsverstärkung v multipliziert das Ausgangssignal U_a ergibt. Dieses kann nur so groß werden, wie es die Bedingung

$$kU_a = U_e - U_d \quad \text{oder} \quad U_d = U_e - kU_a \quad (11.1)$$

vorgibt, das heißt, kU_a bleibt immer etwas kleiner als das Eingangssignal U_e . Je höher die Spannungsverstärkung

$$v = U_a/U_d \quad (11.2)$$

ist, um so kleiner wird U_d . Die Gesamtverstärkung

$$v' = U_a/U_e \quad (11.3)$$

ist dann praktisch nur noch vom Kopplungsfaktor k abhängig. Es gilt für eine gegengekoppelte Stufe:

$$U_a = vU_d = v(U_e - kU_a) \quad (11.4)$$

Daraus läßt sich die Gesamtverstärkung v' ableiten:

$$v' = \frac{v}{1 + kv} \quad (11.5)$$

Für kv groß gegen 1 wird daraus:

$$v' = 1/k \quad (11.6)$$

Dies ist in der Regel der Fall.

11.1 Definition des Operationsverstärkers

Betrachten wir den Additionspunkt in Bild 11.1 als Teil des nachfolgenden Verstärkers, so erhalten wir einen neuen Verstärker mit zwei Eingängen (Bild 11.2). Diese sollen weiterhin mit den Zeichen + und - bezeichnet werden.

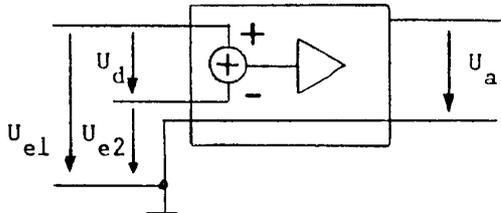


Bild 11.2 Operationsverstärker

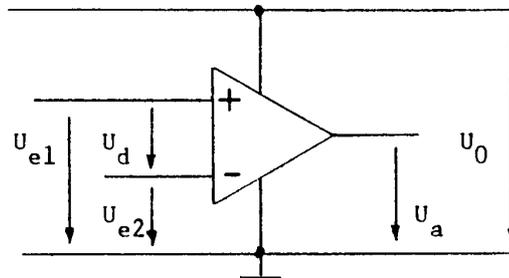


Bild 11.3 Symbol des Operationsverstärkers

Ändern wir nur das Signal U_{e1} am + Eingang, so ändert sich die Ausgangsspannung U_a im gleichen Sinne, während sie durch eine Änderung von U_{e2} am - Eingang gegensinnig verläuft. Daher bezeichnet man die Eingänge als invertierend und nicht invertierend.

Man vereinfacht die Darstellung eines solchen Verstärkers mit dem Symbol nach Bild 11.3 und bezeichnet ihn als Operationsverstärker. Gegenüber üblichen Schaltbildern wird hier und im folgenden immer die Stromversorgung mit eingezeichnet, da diese als Masse Bezug für sämtliche Signale ist. Das gilt auch, wenn die Masseleitung auf einem beliebigen Gleichspannungspotential innerhalb der Versorgungsspannung liegt.

11.2 Verzerrungen

Im allgemeinen ist die Ausgangsspannung U_a einer Verstärkerstufe nicht linear von der Eingangsspannung U_e abhängig, das heißt, die Verstärkung v , welche durch die Steigung der Kurve $U_a=f(U_e)$ verkörpert wird, ändert sich in Abhängigkeit von der Aussteuerung.

Eine reine Sinusfunktion am Eingang erscheint am Ausgang verzerrt. Solche verzerrte aber periodische Zeitfunktion kann man nun nach Fourier wieder als Summe reiner Sinusfunktionen auffassen. Diese werden als Oberwellen bezeichnet und haben Frequenzen, die ganzzahlige Vielfache der Grundwellenfrequenz sind.

In der Nachrichtentechnik hat man als Maß für die Verzerrung den Klirrfaktor K definiert, der die Wurzel aus der Summe der Oberwellenleistungen dividiert durch die Gesamtleistung ist:

$$K = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + P_4 + \dots + P_n}{P_1 + P_2 + P_3 + P_4 + \dots + P_n}} = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}} \quad (11.7)$$

Eine Gegenkopplung erzwingt nun, daß der rückgeführte Anteil kU_a der Ausgangsspannung U_a immer um die Steuerspannung U_d kleiner sein muß als die Eingangsspannung U_e und zwar in jedem Zeitpunkt. Ändert sich die Verstärkung bei der Aussteuerung, so wirkt sich dies nur auf die Spannung U_a aus. Da diese aber bei großer Verstärkung winzig gegenüber den anderen Spannungen ist, wird der Klirrfaktor stark herabgesetzt.

Dies läßt sich auch mathematisch beschreiben, wenn man in Gleichung 11.5 nach v differenziert, den erhaltenen Bruch mit v erweitert und nach den relativen Änderungen umstellt:

$$\frac{dv'}{dv} = \frac{1}{(1 + kv)^2} = \frac{v}{v(1 + kv)(1 + kv)} = v' \frac{1}{v(1 + kv)}$$

$$\frac{dv'}{v'} = \frac{dv}{v} \cdot \frac{1}{1 + kv} \quad (11.8)$$

Man erkennt, daß die relative Änderung der gegengekoppelten Verstärkung dv'/v' um den Faktor $1/(1+kv)$ kleiner ist, als die relative Änderung dv/v der ursprünglichen Verstärkung. Im gleichen Maße wird auch der Klirrfaktor herabgesetzt.

Aus diesem Grunde spielt die Gegenkopplung in der NF-Technik eine große Rolle, ohne sie könnte die HiFi-Norm hinsichtlich Klirrfaktor nicht erfüllt werden. Bei höheren Frequenzen versagt sie wegen der auftretenden Phasendrehungen jedoch ihren Dienst, da so aus der Gegenkopplung eine Mitkopplung mit Selbsterregung als Folge wird.

11.3 Gegenkopplungsarten

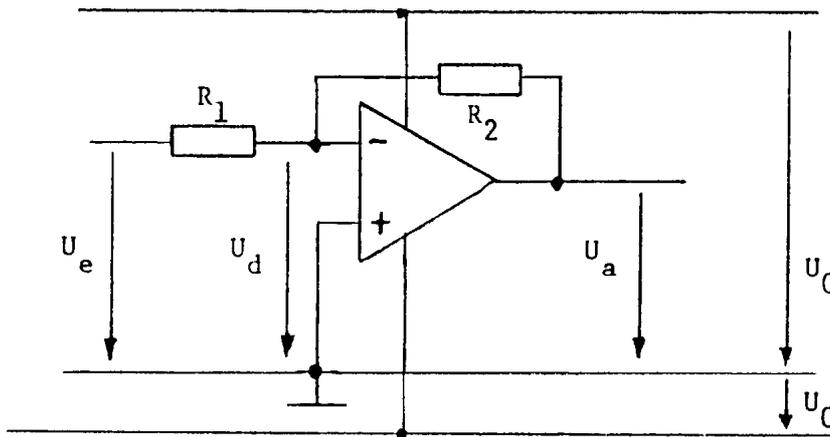
Da bei einer gegengekoppelten Verstärkerstufe die Rückführung grundsätzlich auf den invertierenden Eingang zu erfolgen hat, bleiben schaltungstechnisch nur wenig Variationsmöglichkeiten. Man kann einmal die Gegenkopplungsspannung aus der Ausgangsspannung U_a oder aus dem Ausgangsstrom I_a ableiten und zum anderen die Eingangsspannung U_e auf den invertierenden oder den nicht invertierenden Eingang geben. Dies ergibt insgesamt vier Kombinationen, die in den Bildern 11.4, 11.5, 11.6 und 11.7 dargestellt sind.

Wir fassen die gegengekoppelte Schaltung als neuen Vierpol auf, dessen Größen durch einen Hochstrich (') gekennzeichnet werden. Wie später noch begründet wird, kann man Operationsverstärker nicht ganz bis auf die Potentiale der Versorgungsspannung betreiben, es muß ein Abstand von etwa 2V gehalten werden. Daher ist es üblich, bezogen auf Masse eine positive und eine negative Versorgungsspannung U_0 zu wählen. Das ist jedoch gleichbedeutend mit einer positiven Gleichspannung U_m , um die man die Masse gegenüber dem negativen Pol der Versorgungsquelle verschiebt. Da die Versorgungsleitungen für die Signale ebenfalls Masse bedeuten, werden sie grundsätzlich in den Schaltbildern eingezeichnet.

In der Gegenkopplungsschaltung nach Bild 11.4 wird die rückgeführte Information aus der Ausgangsspannung U_a entnommen und die Eingangsspannung U_e ebenfalls auf den invertierenden Eingang gegeben. Der nicht invertierende Eingang hat Nullpotential (Masse). Wegen der hohen Spannungsverstärkung des Operationsverstärkers ist die Differenzspannung U_d gegenüber allen anderen Spannungen verschwindend klein, so daß man sie in erster Näherung Null setzen kann.

Dies bedeutet, daß die Ausgangsspannung U_a jede Eingangsspannung U_e so kompensieren muß, daß der invertierende Eingang ebenfalls auf Massepotential liegt (virtuelle Masse). U_e fällt folglich an R_1 ab, während U_a an R_2 steht. Das Verhältnis der Spannungen muß also gleich dem Widerstandsverhältnis sein, woraus man nach Gleichung (11.3) und 11.6 auf die Verstärkung v' und den Gegenkopplungsfaktor k schließen kann:

$$v' = R_2/R_1 \quad k = R_1/R_2 \quad (11.9)$$

Bild 11.4 Gegenkopplung, Information aus U_a und invertierender Eingang

Die genaue Rechnung ergibt für den Knoten am invertierenden Eingang:

$$(U_e - U_d)/R_1 + (-U_a - U_d)/R_2 + (0 - U_d)/R_e = 0 \quad (11.10)$$

Hierin ist R_e der Eingangswiderstand des Operationsverstärkers. Durch Umstellung kann man die Gleichung (11.10) auf folgende Form bringen:

$$U_e/U_a - R_1/R_2 = (1 + R_1/R_2 + R_1/R_e)U_d/U_a$$

Darin können die Spannungsverhältnisse nach Gleichung (11.2) und (11.3) durch die zugehörigen Verstärkungen ersetzt werden. Damit erhält man:

$$v' = v/(1 + R_1/R_e + (1 + v)R_1/R_2) \quad (11.11)$$

Setzt man, wie allgemein üblich und durchaus zulässig, R_e sehr groß gegen R_1 und vernachlässigt die 1 gegen v , so wird daraus die Gleichung (11.5) mit:

$$k = R_1/R_2 \quad (11.12)$$

Die Art der Zuführung der Eingangsspannung U_e hat in Verbindung mit der Gegenkopplung einen neuen Eingangswiderstand R_e' zur Folge. Man ermittelt ihn, indem man U_e durch den Eingangsstrom I_e teilt:

$$R_e' = U_e/I_e \quad (11.13)$$

Der Strom I_e ist:

$$I_e = (U_e - U_d)/R_1 \quad (11.14)$$

Setzt man (11.14) in (11.13) ein und berücksichtigt Gleichung (11.2) und (11.3), dann wird:

$$R_e' = R_1(1 + 1/kv) \quad (11.15)$$

Der Eingangswiderstand entspricht praktisch dem Widerstand R_1 der Schaltung, denn mit dem Kopplungsfaktor k (Gleichung (11.9)) wird:

$$R_e' = R_1 + R_2/v \quad (11.16)$$

Die Art der Informationsabnahme am Ausgang bestimmt den Innenwiderstand R_i' der gegengekoppelten Schaltung. Dazu fassen wir sie als aktiven Zweipol auf und berechnen R_i' aus Leerlaufspannung U_L und Kurzschlußstrom I_k .

$$R_i' = U_L/I_k \quad (11.17)$$

Es wird angenommen, daß am Eingang der Schaltung eine konstante Eingangsspannung U_e liegt. Im Leerlauf ist die Gegenkopplung voll wirksam, darum ist:

$$U_L = v'U_e \quad (11.18)$$

Betrachtet man den Kurzschlußfall mit $U_a = 0$, dann ist eine Gegenkopplungsinformation nicht mehr vorhanden. Die interne Quellspannung U_i wird mit der vollen Verstärkung v erzeugt und fällt am Innenwiderstand R_i des Operationsverstärkers ab. Allerdings wird U_e jetzt heruntergeteilt, so daß sich der Kurzschlußstrom I_k wie folgt ergibt:

$$I_k = U_i/R_i = vU_e/(R_i(1+R_1/R_2)) \quad (11.19)$$

Mit Gleichung (11.17), (11.18) und (11.19) findet man:

$$R_i' = R_i(1+R_1/R_2)v'/v = R_i(1+R_1/R_2)/(1+kv) \quad (11.20)$$

Der Innenwiderstand dieser Schaltung ist also sehr klein.

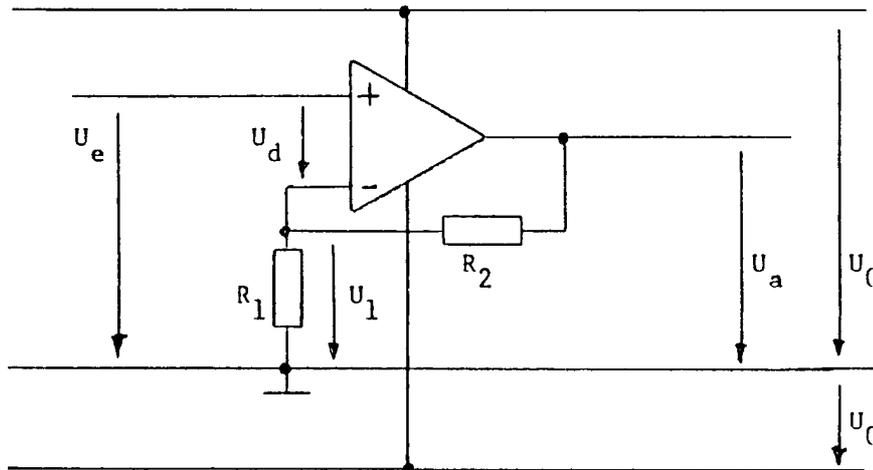


Bild 11.5 Gegenkopplung, Information aus U_a und nicht invertierender Eingang

In der Schaltung nach Bild 11.5 liegt die Eingangsspannung U_e auf dem nicht invertierenden Eingang. Der invertierende wird durch die Gegenkopplungsspannung kU_a nachgeführt, so daß gilt:

$$U_e = kU_a + U_d \quad (11.21)$$

Aus den Gleichungen (11.13), (11.14), (11.21) und (11.2) folgt:

$$R_e' = R_e(kU_a+U_d)/U_d = R_e(1+kv) \quad (11.22)$$

Der Eingangswiderstand vergrößert sich erheblich, während sich am Innenwiderstand R_i' gegenüber Schaltung 11.5 lediglich ändert, daß die Spannungsteilung von U_e hier wegfällt:

$$R_i' = R_i/(1+kv) \quad (11.23)$$

Es ist nunmehr noch der Kopplungsfaktor k der Schaltung zu bestimmen. Dazu gehen wir wieder vom Knoten am invertierenden Eingang aus:

$$(U_e-U_1)/R_e + (U_a-U_1)/R_2 + (0-U_1)/R_1 = 0 \quad (11.24)$$

Nach dem gleichen Verfahren wie in der vorhergehenden Ableitung findet man:

$$v' = v/(1 + R_1R_2/(R_e(R_1+R_2)) + vR_1/(R_1+R_2)) \quad (11.25)$$

Mit R_e sehr groß gegenüber der Parallelschaltung von R_1 und R_2 erhält man wieder die Gleichung 11.5. Der Gegenkopplungsfaktor k ist jetzt:

$$k = R_1/(R_1+R_2) \quad (11.26)$$

Weil diese Schaltung nach Bild 11.5 einen extrem hohen Eingangswiderstand R_e' und einen sehr kleinen Innenwiderstand R_i' aufweist, erhielt sie den Namen "Impedanzwandler" oder "Elektrometerverstärker". Sie wird häufig mit dem Kopplungsfaktor $k=1$ bzw. mit der Verstärkung $v'=1$ eingesetzt.

Die Schaltung nach Bild 11.6 weist als Besonderheit auf, daß die Ausgangsspannung U_a nicht auf Masse bezogen ist. Dafür hat dann die nachfolgende Schaltung zu sorgen. Aus der Beziehung

$$U_e = U_2 + U_d \quad (11.27)$$

geht hervor, daß bei vernachlässigbarer Differenzspannung U_d die Spannung U_2 am Widerstand R_2 praktisch gleich der Eingangsspannung U_e ist. Somit wird der Ausgangsstrom I_a durch

$$I_a = U_e/R_2 \quad (11.28)$$

festgelegt. Er ist also unabhängig vom eigentlichen Lastwiderstand R_1 , für den die Schaltung eine Stromquelle darstellt. Das heißt aber, daß die Gegenkopplungsspannung aus dem Ausgangsstrom I_a abgeleitet wird.

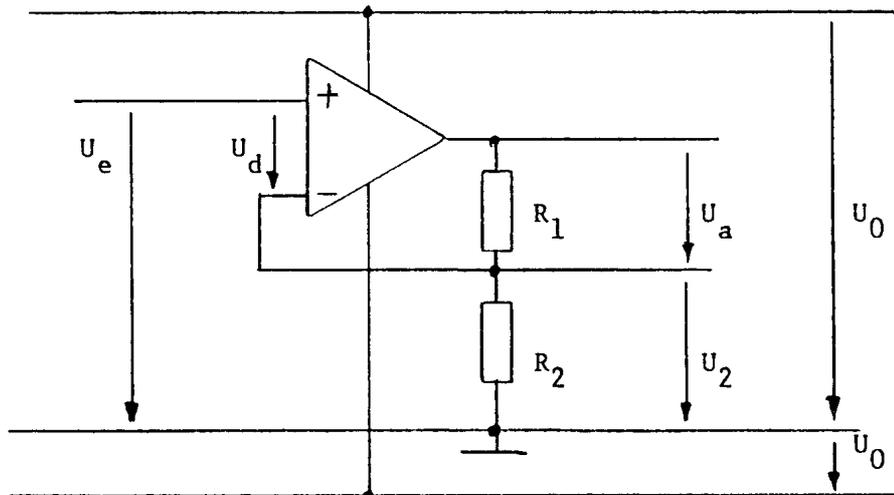


Bild 11.6 Gegenkopplung, Information aus I_a und nicht invertierender Eingang

Darum muß der Innenwiderstand R_1' hier entsprechend groß werden. Schließen wir den Lastwiderstand R_1 kurz, so wirkt die Gegenkopplung weiterhin. Der Kurzschlußstrom I_k ist folglich:

$$I_k = v'U_e/R_1 \quad (11.29)$$

Bei der Leerlaufspannung U_L fällt die Gegenkopplung aus, so daß für sie die volle Verstärkung v gilt:

$$U_L = vU_e \quad (11.30)$$

Damit finden wir:

$$R_1' = U_L/I_k = R_1(1+kv) \quad (11.31)$$

Am Eingang hat sich nichts verändert, es bleibt der hohe Eingangswiderstand.

$$R_e' = R_e(1+kv) \quad (11.32)$$

Nun ist noch der Kopplungsfaktor k zu bestimmen. Dabei gehen wir wieder vom Knoten am invertierenden Eingang aus:

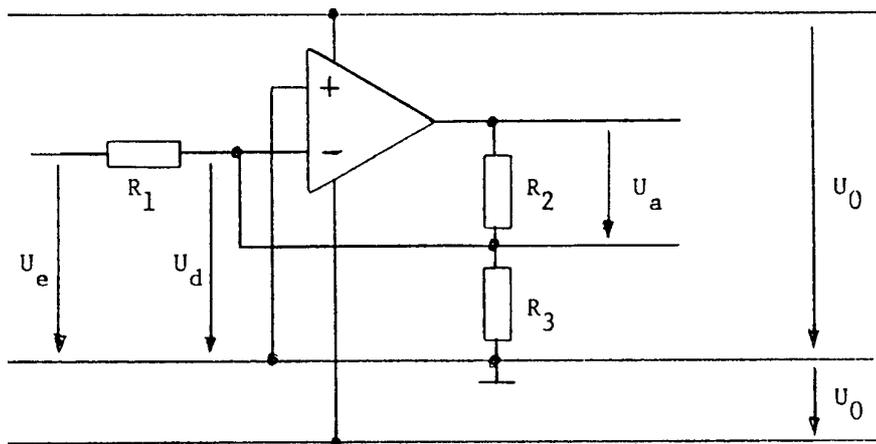
$$(U_e - U_2)/R_e + ((U_a + U_2) - U_2)/R_1 + (0 - U_2)/R_2 = 0 \quad (11.33)$$

Wir finden nach der bekannten Methode:

$$v' = v / (1 + R_2/R_e + vR_2/R_1) \quad (11.34)$$

Aus der Bedingung R_e sehr groß gegen R_2 und dem Vergleich mit Gleichung (11.5) folgt:

$$k = R_2/R_1 \quad (11.35)$$

Bild 11.7 Gegenkopplung, Information aus I_a und invertierender Eingang

In Bild 11.7 ist die letzte Möglichkeit dargestellt, Information aus dem Strom und invertierender Eingang. Der Widerstand R_3 liegt zwischen den beiden Eingängen des Operationsverstärkers und die Ausgangsspannung U_a ist nicht auf Masse bezogen. Die Knotengleichung für den invertierenden Eingang lautet:

$$(U_e - U_d)/R_1 + (-U_a + U_d - U_d)/R_2 + (0 - U_d)/R_3 = 0 \quad (11.36)$$

Die Verstärkungen sind:

$$v = (U_a - U_d)/U_d \quad \text{und} \quad v' = U_a/U_e \quad (11.37)$$

Damit wird die gegengekoppelte Verstärkung:

$$v' = \frac{v + 1}{1 + R_1/R_2 + R_1/R_3 + (v + 1)R_1/R_2} \quad (11.38)$$

Sie ist ebenfalls vergleichbar mit der Gleichung 11.5. Der Gegenkopplungsfaktor k ist in diesem Falle:

$$k = R_1/R_2 \quad (11.39)$$

Nach den bekannten Verfahren findet man den Eingangswiderstand R_e' und den Innenwiderstand R_i' :

$$\begin{aligned} R_e' &= U_e/I_e & I_e &= (U_e - U_d)/R_1 \\ R_e' &= R_1(1 + 1/(R_1/R_2 + R_1/R_3 + (v+1)R_1/R_2)) \\ R_e' &= R_1 + R_2/(v+2 + R_2/R_3) \end{aligned} \quad (11.40)$$

$$\begin{aligned} R_i' &= U_L/I_k & U_L &= (v+1)U_e R_3/(R_1 + R_3) & I_k &= v' U_e/R_i \\ R_i' &= R_i(1 + R_1/R_2 + R_1/R_3 + (v+1)R_1/R_2) \end{aligned} \quad (11.41)$$

11.4 Zusammenfassung

Eine Gegenkopplung entsteht durch Rückführung eines Anteils k der Ausgangsgröße U_a , der von der Eingangsgröße U_e subtrahiert wird. Die entstehende Differenzspannung U_d ist die Steuergröße am Eingang des Verstärkers. Der Operationsverstärker ist eigens für diesen Zweck definiert und hat darum einen invertierenden und einen nicht invertierenden Eingang.

Durch die Gegenkopplung wird die Verstärkung verringert und stabilisiert und der Klirrfaktor im gleichen Maße herabgesetzt.

Die Beeinflussung des Eingangs- und Ausgangswiderstandes ist schaltungsabhängig. Gibt man die Eingangsspannung U_e auf den nicht invertierenden Eingang (+), so wird der Eingangswiderstand R_e' sehr groß, während er mit U_e am invertierenden Eingang (-) gegen Null geht.

Der Innenwiderstand R_i' wird sehr klein, wenn man die Gegenkopplungsspannung kU_a aus der Ausgangsspannung U_a gewinnt und sehr hochohmig, wenn man dazu den Ausgangsstrom I_a benutzt. Welche Art bei einer Schaltung vorliegt, erkennt man leicht, wenn man den Lastwiderstand kurzschließt. Verschwindet dann die Gegenkopplung, war die Information aus der Spannung gewonnen, andernfalls aus dem Strom.

Unter gewissen, jedoch zulässigen Vernachlässigungen kann man für alle Schaltungsarten die gleichen Formeln benutzen. Die Verstärkung v' ist grundsätzlich:

$$v' = v/(1+kv)$$

Der Innenwiderstand R_i' wird, wenn man die Information aus der Ausgangsspannung U_a zurückführt:

$$R_i' = R_i/(1+kv)$$

Benutzt man dagegen den Ausgangsstrom I_a :

$$R_i' = R_i(1+kv)$$

Für den Eingangswiderstand R_e' ist dagegen die Zuführung der Eingangsspannung U_e maßgeblich. Gibt man sie auf den nicht invertierenden Eingang, wird:

$$R_e' = R_e(1+kv)$$

Beim invertierenden ergibt sich:

$$R_e' = R_e/(1+kv)$$

12 Passive Netzwerke

Beim Schaltungsentwurf ist die Funktion gegeben und gesucht wird die dazu geeignete Schaltung. Da die Eigenschaften der aktiven Bauelemente weitgehend vorgegeben sind, sind im wesentlichen die passiven zu dimensionieren. Jedes davon hat eine klar definierte Funktion und damit einen eindeutigen Wertebereich. Wenn dies nicht zutrifft, ist das Bauelement überflüssig und sein Wert nur durch Probieren zu bestimmen.

Jede neue Schaltung ist eine etwas andere Kombination bekannter Grundschaltungen, welche in ihrer Wirkungsweise dem Entwickler bekannt sein müssen. Er benötigt also ein Repertoire, aus dem er der geforderten Funktion entsprechend wählen kann.

Die Eigenschaften einer Grundschaltung erkennt man jedoch nur, wenn man sie nach allen Gesichtspunkten durchgerechnet hat. Erst dann kann man aus den Ergebnissen Dimensionierungsrichtlinien ableiten. Die Vorgehensweise dabei sollen einige Beispiele zeigen. Dabei werden, wenn möglich, Normierungen eingeführt, die eine wesentlich bessere Übersicht vermitteln. Es kommt aber nicht nur darauf an, sich die Ergebnisse zu merken, sondern auch den Rechnungsgang, da dieser sich jeder neuen Dimensionierung anpassen muß.

12.1 Ohmsche Spannungsteiler

Mit Hilfe eines ohmschen Spannungsteilers läßt sich von einer gegebenen Spannung U_1 jede beliebige kleinere Spannung U_2 ableiten. In der Regel ist damit ein bekannter Lastwiderstand R_L zu versorgen oder es ist ein bestimmter Laststrom I_L verlangt (Bild 12.1).

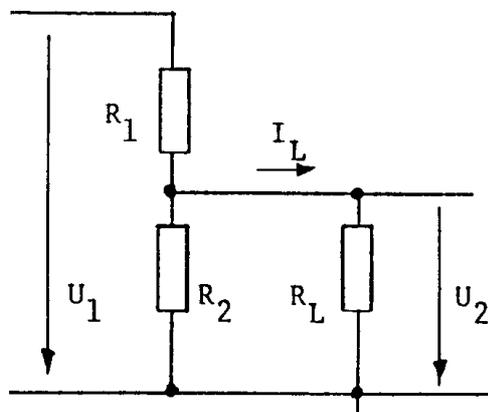


Bild 12.1 Belasteter Spannungsteiler

Für einen gegebenen Laststrom I_L findet man die Knotengleichung:

$$\frac{U_1 - U_2}{R_1} + \frac{0 - U_2}{R_2} - I_L = 0 \quad (12.1)$$

und als Ergebnis:

$$U_2 = \frac{U_1 - R_1 I_L}{1 + R_1/R_2} \quad (12.2)$$

Man bemerkt, daß die um den Spannungsabfall $R_1 I_L$ verminderte Spannung U_1 heruntergeteilt wird. Für einen gegebenen Lastwiderstand R_L sieht das so aus:

$$\frac{U_1 - U_2}{R_1} + \frac{0 - U_2}{R_2} + \frac{0 - U_2}{R_L} = 0 \quad (12.3)$$

$$U_2 = \frac{U_1}{1 + R_1/R_2 + R_1/R_L} \quad (12.4)$$

Wenn man den Nenner der Gleichung (12.4) ein wenig umstellt, erkennt man, daß es sich um einen Teiler aus R_1 und der Parallelschaltung von R_2 und R_L handelt.

Zur Bestimmung der Teilerwiderstände fehlt aber jeweils eine Gleichung. Diese muß aus weiteren Schnittstellenbedingungen abgeleitet werden. Man gibt einen Toleranzbereich vor mit den relativen Änderungen von Laststrom $d_i = dI_L/I_L$, Lastwiderstand $d_r = dR_L/R_L$ und Teilerspannung $d_u = dU_2/U_2$.

Wir differenzieren zunächst Gleichung (12.2) nach dem Laststrom:

$$\frac{dU_2}{dI_L} = \frac{-R_1}{1 + R_1/R_2} \quad (12.5)$$

und teilen dann beide Seiten der Gleichung (12.5) durch die entsprechenden Ausdrücke der Gleichung (12.2). Wir erhalten nach einiger Umstellung:

$$\frac{dU_2}{U_2} = - \frac{dI_L}{I_L} \cdot \frac{1}{U_1/(R_1 I_L) - 1} = d_u \quad (12.6)$$

Hieraus kann mit den positiven Beträgen der relativen Änderungen der Widerstand R_1 bestimmt werden:

$$R_1 = \frac{U_1/I_L}{1 + d_i/d_u} \quad (12.7)$$

Bei gegebenem Lastwiderstand geht man auf gleiche Weise vor und erhält:

$$R_1 = R_L (U_1/U_2) (d_u/d_r) \quad (12.8)$$

Die Schnittstellenbedingungen enthalten also alle Werte für die exakte Auslegung der Schaltung, man muß sie nur aktivieren. Da das nicht immer ganz leicht ist, hat sich bei der Auslegung von belasteten Spannungsteilern die willkürliche Festlegung eines Querstromes I_q als Vielfaches n des Laststromes eingebürgert:

$$I_q = n I_L = U_2/R_2 \quad (12.9)$$

Um den Einfluß von Schwankungen abzuschätzen, bilden wir zunächst die Ersatzspannungsquelle des Teilers mit der Leerlaufspannung U_0 , dem Kurzschlußstrom I_k und dem Innenwiderstand R_i :

$$U_0 = U_1 / (1 + R_1/R_2) \quad I_k = U_1/R_1 \quad R_i = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) \quad (12.10)$$

Dann wird:

$$U_2 = U_0 - I_L R_i = I_q R_2 - I_L R_i \quad (12.11)$$

Die Ableitung nach dem Strom ist:

$$dU_2/dI_L = - R_i \quad (12.12)$$

Genau wie oben dividieren wir durch Gleichung (12.11):

$$\frac{dU_2}{U_2} = - \frac{dI_L}{I_L} \cdot \frac{1}{n R_2/R_1 - 1} \quad (12.13)$$

Grob geschätzt wirken sich also die Stromänderungen um den Faktor n verringert auf die Teilerspannung U_2 aus.

Bei großen Teilerverhältnissen läuft man Gefahr, daß sich, besonders bei Hochfrequenz, andere Wege über Verkopplungen der Stromkreise bilden, die den Teiler unwirksam machen. Hierfür muß man dann mehrere Teiler hintereinanderschalten (Bild 12.2). Diese belasten sich jedoch gegenseitig, so daß das Teilerverhältnis verändert wird. Abhilfe schafft hier die Bedingung, daß der Eingangswiderstand eines Teilers gleich seinem Abschlußwiderstand R_0 nach Bild 12.3 ist.

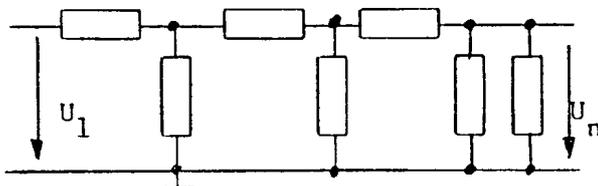


Bild 12.2 Mehrfachteiler

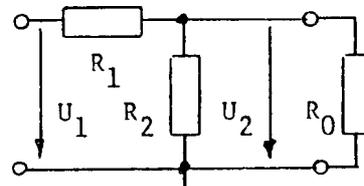


Bild 12.3 Teilervierpol

Mit dem Teilerverhältnis $a=U_2/U_1$ gilt dann:

$$R_0 = R_1 + R_0 R_2 / (R_0 + R_2) \quad (12.14)$$

$$a = \frac{R_0 R_2 / (R_0 + R_2)}{R_1 + R_0 R_2 / (R_0 + R_2)} \quad (12.15)$$

Daraus bestimmen sich die Teilerwiderstände zu:

$$R_1 = (1-a)R_0 \quad (12.16)$$

$$R_2 = \frac{a}{1-a} R_0 \quad (12.17)$$

Mit einer solchen, hinten mit R_0 abgeschlossenen Teilerkette, kann man theoretisch beliebige Dämpfung erzielen. Praktisch ergibt sich bei höheren Frequenzen jedoch ein Übersprechen vom Eingang zum Ausgang. Man kommt daher ohne gezielte Abschirmung nicht aus.

Eine weitere Teileraufgabe kann darin bestehen, einen gegebenen Eingangsspannungsbereich U_1' bis U_1'' in einen geforderten Ausgangsspannungsbereich U_2' bis U_2'' umzusetzen. Man benötigt dabei eine Hilfsspannung U_h (Bild 12.4). Die Knotengleichung und deren Ergebnis lautet:

$$\frac{U_1 - U_2}{R_1} + \frac{U_h - U_2}{R_3} + \frac{0 - U_2}{R_2} = 0 \quad (12.18)$$

$$U_2 = \frac{U_1 + U_h R_1 / R_3}{1 + R_1 / R_2 + R_1 / R_3} \quad (12.19)$$

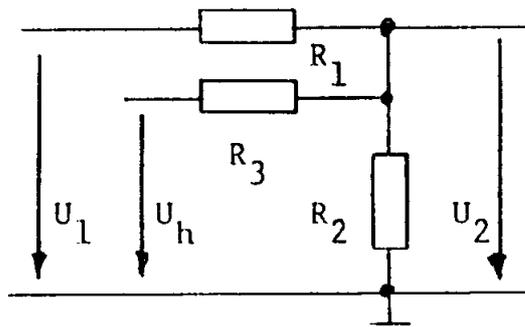


Bild 12.4 Spannungsumsetzer

Setzt man die Spannungsbereiche ein, ergeben sich die Widerstandsverhältnisse:

$$\frac{R_1}{R_3} = \frac{U_1'' (U_1' / U_1'' - U_2' / U_2'')}{U_h (U_2' / U_2'' - 1)} \quad (12.20)$$

$$R_1 / R_2 = U_1' / U_2' + (U_h / U_2' - 1) R_1 / R_3 - 1 \quad (12.21)$$

Der Spannungshub am Eingang muß natürlich größer sein als der am Ausgang. Mit einer negativen Hilfsspannung können auch negative Ausgangswerte erzeugt werden. Der Absolutwert der Widerstände muß sich auf Grund weiterer Schnittstellenbedingungen ergeben.

12.2 Umrechnung von Zweipolen

Ein komplexes Netzwerk ist schaltungstechnisch nur dann zu beurteilen, wenn es als Parallelschaltung von Wirk- und Blindanteil erkenntlich ist. Wie in Abschnitt 4.1.1 gezeigt wurde, läßt sich jeder Zweipol sowohl als Serienschaltung wie als Parallelschaltung interpretieren. Für die Umrechnung setzt man das an, was man als Ergebnis wünscht und rechnet das gegebene Netzwerk dahingehend um.

Soll zum Beispiel eine Serienschaltung in eine Parallelschaltung nach Bild 12.5 überführt werden, so ist das Ergebnis ein Leitwert, er steht auf der linken Seite der Gleichung:

$$G + jY = 1 / (R - jX) = (R + jX) / (R^2 + X^2) \quad (12.22)$$

Das Minuszeichen auf der rechten Seite erklärt sich daraus, daß das gleiche Bauelement als Blindleitwert und als Blindwiderstand jeweils in die entgegengesetzte Richtung der imaginären Achse zeigt.

Bei einer komplexen Gleichung muß Realteil gleich Realteil und Imaginärteil gleich Imaginärteil sein. Daher ergeben sich zwei Bestimmungsgleichungen:

$$G = 1 / (R(1 + X^2/R^2)) \quad (12.23)$$

$$Y = 1 / (X(1 + R^2/X^2)) \quad (12.24)$$

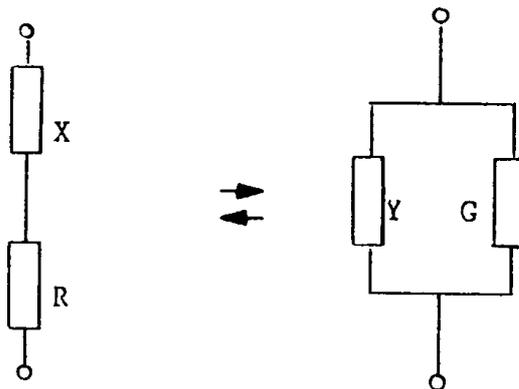


Bild 12.5 Umwandlung von Zweipolen

Will man die Werte einer Serienschaltung bestimmen, setzt man an:

$$R + jX = 1/(G - jY) \quad (12.25)$$

und erhält:

$$R = 1/(G(1 + Y^2/G^2)) \quad X = 1/(Y(1 + G^2/Y^2)) \quad (12.26)$$

Für eine Serienschaltung von einem Widerstand R_s und einem Kondensator C_s ergeben sich die Parallelwerte R_p und C_p wie folgt:

$$R_p = R_s(1 + 1/(\omega C_s R_s)^2) \quad C_p = C_s / (1 + (R_s \omega C_s)^2) \quad (12.27)$$

Ist der Blindwiderstand X_s groß gegen R_s , wächst der Parallelwiderstand R_p enorm an, während die Kapazität praktisch erhalten bleibt. Bei entsprechender Dimensionierung kann man auf diese Weise einen niederohmigen Serienwiderstand in einen hochohmigen Parallelwiderstand verwandeln.

Interessant ist, daß bei $X_s = R_s$ die Funktion $C_p = f(C_s)$ ein Maximum hat. Dann ist $C_p = C_s/2$. Weicht die Serienkapazität in diesem Punkt vom Sollwert ab, wirkt sich das nur geringfügig auf die Parallelkapazität aus. Man benutzt diesen Effekt, um die Verstimmung eines Schwingkreises durch die spannungsabhängige Kollektorkapazität eines Transistors zu verhindern (Bild 12.6).

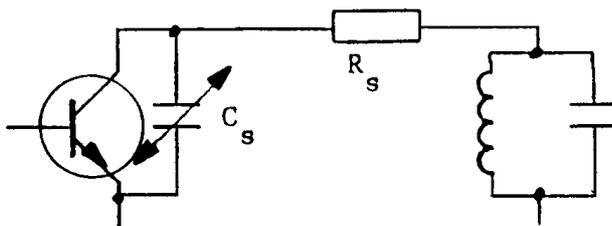


Bild 12.6 Kompensation von Kapazitätsänderungen

12.3 Elektrischer Schwingkreis

Der elektrische Schwingkreis dient auf Grund seiner Resonanzeigenschaften zur Selektion von Frequenzgebieten. Er ist nicht etwa überholt von den keramischen Filtern oder den Oberflächenwellenfiltern. Diese setzen lediglich die elektrischen Schwingungen in mechanische (Körperschall) um, bewerten sie mit mechanisch schwingfähigen Systemen und transformieren sie zurück.

Zwischen elektrischen und mechanischen Größen besteht eine Analogie bezüglich schwingfähiger Systeme. Es entsprechen sich die Energiespeicher Masse m und Induktivität L , sowie Federkraftkonstante c und Kapazität C . Die Verluste werden durch die Dämpfung D und den Widerstand R dargestellt. Man benutzt die mechanischen Wellen, weil deren Ausbreitungsgeschwindigkeit wesentlich gerin-

ger ist als die der elektrischen. Die bekannteste Anwendung ist der Schwingquarz.

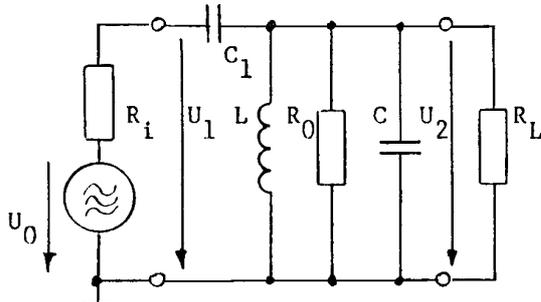


Bild 12.7 Parallelschwingkreis

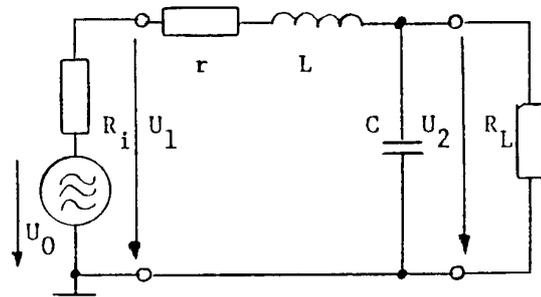


Bild 12.8 Serienschwingkreis

Betrachten wir zunächst den Parallelschwingkreis in Bild 12.7. Den Innenwiderstand R_i der Quelle mit der Leerlaufspannung U_0 rechnen wir über den Koppelkondensator C_1 , der klein gegenüber C sein soll, um in den Parallelwiderstand R_{ip} . Dies ergibt eine Stromquelle mit dem Kurzschlußstrom $I_k = U_0/R_{ip}$. Der Lastwiderstand R_L wird nun mit dem Quellwiderstand R_{ip} und dem Resonanzwiderstand R_0 des unbelasteten Schwingkreises zum Widerstand R zusammengefaßt:

$$1/R = 1/R_L + 1/R_{ip} + 1/R_0 \quad (12.28)$$

Damit findet man den Leitwert $Y = I_k/U_2$ des Kreises:

$$Y = 1/R + 1/(j\omega L) + j\omega(C + C_1) \quad (12.29)$$

Mit der Resonanzfrequenz

$$\omega_0 = \sqrt{L(C + C_1)} \quad (12.30)$$

und der Normierung auf den Widerstand R des Kreises wird daraus:

$$YR = 1 + j\omega(C + C_1)R(1 - \omega_0^2/\omega^2) \quad (12.31)$$

Der imaginäre Ausdruck wird nun mit ω_0/ω erweitert und es wird die Güte Q nach Gleichung (3.56) eingeführt:

$$YR = 1 + j\omega_0(C + C_1)R(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega) = 1 + jQv \quad (12.32)$$

Die Verstimmung v stellt die Abweichung von der Resonanzfrequenz f_0 dar. Man faßt sie mit der Güte Q als normierte Verstimmung Ω zusammen. Damit läßt sich jeder beliebige Schwingkreis auf die gleiche Resonanzkurve zurückführen:

$$YR = 1 + j\Omega \quad (12.33)$$

Als Spannung U_2 ergibt sich dann mit $Y = I_k/U_2$ und $I_k = U_0/R_{ip}$:

$$U_2 = U_0 \frac{R}{R_{ip}(1 + j\Omega)} \quad (12.34a)$$

Bei Resonanz ist $\Omega = 0$ und der Betrag der Spannung U_2 gleich:

$$|U_2| = \frac{R \cdot I_k}{\sqrt{1 + \Omega^2}} \quad U_{2max} = RI_k = U_0R/R_{ip} \quad (12.34b)$$

Ein Schwingkreis hat eine obere (f_{go}) und eine untere (f_{gu}) Grenzfrequenz. Hier muß der Betrag der Spannung U_2 auf $1/\sqrt{2}$ gesunken sein:

$$|U_2| = \frac{R \cdot I_k}{\sqrt{1 + \Omega^2}} \quad 1 + \Omega_g^2 = 2 \quad \Omega_g = \pm 1 \quad (12.35)$$

Die Differenz der beiden Grenzfrequenzen ist die Bandbreite b . Die Rückrechnung der Normierung in Gleichung (12.35) führt auf den Ausdruck:

$$1 = Q(\omega_g - \omega_0)(\omega_g + \omega_0)/(\omega_g \omega_0) \quad (12.36)$$

Für kleine Abweichungen gilt die Näherung $\omega_0 + \omega_g \approx 2\omega_g$, so folgt aus Gleichung (12.36) gekürzt durch 2π :

$$1 = 2Q(f_g - f_0)/f_0 = Qb/f_0 \quad (12.37)$$

$$b = f_0/Q \quad Q = 1/d = f_0/b \quad d = b/f_0 \quad (12.38)$$

Dies zeigt einen wichtigen Zusammenhang zwischen der Bandbreite b und der Güte Q bzw. der Dämpfung d . Wegen der Vernachlässigung in Gleichung (12.36) ist der Anwendungsbereich auf Dämpfungen $\leq 10\%$ eingeschränkt.

Mit Hilfe dieser Beziehung lassen sich bei der Resonanzfrequenz f_0 beliebige komplexe Belastungen eines Schwingkreises bestimmen, wenn dabei die Bedingung $d \leq 10\%$ eingehalten wird. Als Beispiel soll der Lastwiderstand R_L mit einer kleinen Parallelkapazität C_2 berechnet werden. R_{ip} ist hierbei bereits in R_0 enthalten, ebenso C_1 in C . Aus Gleichung (3.56) schreiben wir für die Güte:

$$Q = R_0 2\pi f_0 C \quad (12.39)$$

Dann ist die Leerlaufbandbreite ohne R_L :

$$b = 1/(R_0 2\pi C) \quad (12.40)$$

und die Betriebsbandbreite b_L mit R_0 parallel R_L :

$$\begin{aligned} 1/R &= 1/R_0 + 1/R_L \\ b_L &= 1/(R 2\pi C) = 1/(R_0 2\pi C) + 1/(R_L 2\pi C) \end{aligned} \quad (12.41)$$

Hieraus folgt der Widerstand R_L mit:

$$R_L = 1/((b_L - b) 2\pi C) \quad (12.42)$$

Der Kondensator C_2 ergibt sich aus der Resonanzfrequenzverstimmung des Kreises von f_{01} auf f_{02} , welche sich auf die obige Berechnung praktisch nicht auswirkt:

$$(f_{01}/f_{02})^2 = 1 + C_2/C \quad C_2 = C((f_{01}/f_{02})^2 - 1) \quad (12.43)$$

Es soll nun das Übertragungsverhältnis U_1/U_0 in Bild 12.8 bestimmt werden, jedoch ohne Berücksichtigung des Lastwiderstandes R_L , den man sich in r einbezogen denken kann. Der Ansatz ist:

$$U_1/U_0 = (r + j\omega L + 1/(j\omega C))/(R_i + r + j\omega L + 1/(j\omega C)) \quad (12.44)$$

Als Ergebnis folgt normiert:

$$\frac{U_1}{U_0} = \frac{1 + j\Omega}{R_i/r + 1 + j\Omega} \quad (12.45)$$

Für $\Omega=0$ ist das ein einfacher Spannungsteiler. Bei hohen Kreisgüten Q ist der Widerstand r sehr klein, darum bezeichnet man den Serienkreis auch als Saugkreis. Er unterscheidet sich vom Parallelschwingkreis jedoch nur durch die Art der Einspeisung und des Meßanschlusses. Dies kann gezeigt werden, wenn man den Verlauf der Spannung U_2 untersucht:

$$U_2/U_0 = 1/(j\omega C(R_i + r + j\omega L + 1/(j\omega C))) \quad (12.46)$$

$$U_2/U_0 = 1/(j\omega Cr(R_i/r+1+j\Omega)) \quad (12.47)$$

Bei Resonanzfrequenz mit $\Omega=0$ wird daraus:

$$U_2/U_0 = 1/(j\omega_0 C(R_i+r)) = -jQ \quad (12.48)$$

Man benutzt diese Beziehung für Gütemeßgeräte unter Berücksichtigung, daß $R_i \ll r$ sein muß.

12.4 Verlustlose Spannungsteiler

In Bild 12.9 ist ein Spannungsteiler dargestellt, der aus den Blindwiderständen X_1 und X_2 besteht und mit den Wirkwiderständen R_L und R_i belastet ist. Für das Übertragungsverhalten gilt die Knotengleichung:

$$\frac{U_1 - U_2}{jX_1} + \frac{0 - U_2}{jX_2} + \frac{0 - U_2}{R_L} = 0 \quad (12.49)$$

$$U_1/U_2 = 1 + X_1/X_2 + jX_1/R_L \quad (12.50)$$

Der Lastwiderstand R_L wird als R_L' auf die Primärseite umgerechnet, mit der Bedingung, daß die Leistungen gleich sein müssen und an den Widerständen der Betrag der Spannung wirksam ist:

$$U_2^2/R_L = U_1^2/R_L' \quad (12.51)$$

$$R_L' = R_L \cdot ((1+X_1/X_2)^2 + (X_1/R_L)^2) \quad (12.52)$$

Für die Leistungsanpassung ist $R_L'=R_i$. Zur Dimensionierung fehlt auch hier eine Gleichung, die wieder aus weiteren Schnittstellenbedingungen abgeleitet werden muß.

Will man zum Beispiel einen Schwingkreis über einen kapazitiven Teiler mit den Kondensatoren C_1 und C_2 an den Lastwiderstand R_L anpassen, findet man die zweite Gleichung aus der Resonanzbedingung:

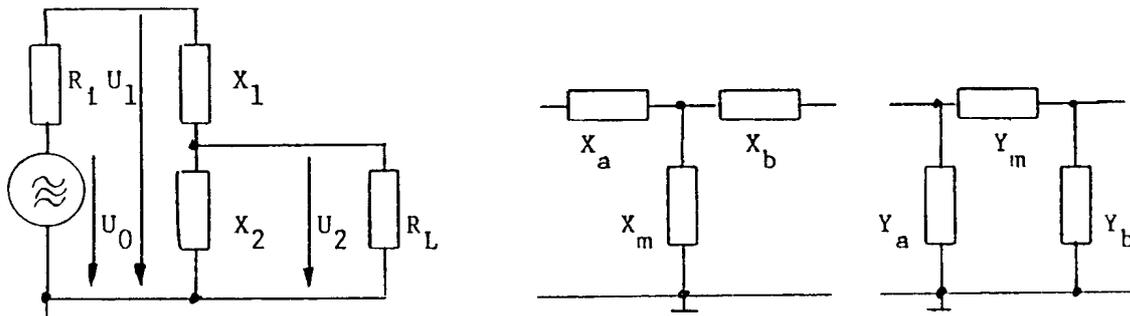
$$C = 1/(\omega_0^2 L) = C_1 C_2 / (C_1 + C_2) \quad (12.53)$$

$$R_i/R_L = (1+C_2/C_1)^2 + 1/(\omega_0 C_1 R_L)^2 \quad (12.54)$$

Hieraus lassen sich die beiden Kondensatoren mit ihren Absolutwerten bestimmen.

12.5 Verlustlose Vierpole

Der in den vorhergehenden Abschnitten behandelte Spannungsteiler ist ein Vierpol zur Kopplung zweier Stromkreise mit jedoch nur zwei Widerstandselementen. Die vollständigen Schaltungen für das T- und π -Glieder zeigt Bild 12.9. Hier sollen nur verlustlose Vierpole behandelt werden, die aus reinen gleichartigen Blindwiderständen bestehen. Da diese selbst keine Verluste haben, geht bei der Signalübertragung keine Energie verloren.

Bild 12.9 Verlustloser Spannungsteiler Verlustloses T- und π - Glied

Wir betrachten zunächst die T-Schaltung in Bild 12.9. Im Koppelzweig befindet sich der Blindwiderstand X_m . Der gesamte Leerlaufeingangswiderstand X_1 bzw. Leerlaufausgangswiderstand X_2 ist:

$$X_1 = X_a + X_m \quad X_2 = X_b + X_m \quad (12.55)$$

Als Kopplungsfaktor k_n im Leerlauf bezeichnen wir das jeweilige Verhältnis des Koppelwiderstandes zum Gesamtwiderstand:

$$k_1 = X_m/X_1 \quad k_2 = X_m/X_2 \quad (12.56)$$

Da beide Seiten sich auf die gleiche Koppelgröße X_m beziehen, wird ein gemeinsamer Koppelfaktor k als geometrisches Mittel definiert:

$$k = \sqrt{(k_1 k_2)} = X_m/\sqrt{(X_1 X_2)} \quad (12.57)$$

Für die π -Schaltung sind die Kurzschlußgrößen maßgeblich:

$$Y_1 = Y_a + Y_m \quad Y_2 = Y_b + Y_m \quad (12.58)$$

$$k_1 = Y_m/Y_1 \quad k_2 = Y_m/Y_2 \quad k = Y_m/\sqrt{(Y_1 Y_2)} \quad (12.59)$$

Der Kopplungsfaktor für das T-Glied läßt sich bestimmen, wenn man es am Ausgang kurzschließt. Dann gilt mit dem Kurzschlußeingangswiderstand X_{1k} :

$$X_{1k} = X_a + \frac{X_b X_m}{X_b + X_m} = X_1 - X_m + \frac{(X_2 - X_m) X_m}{X_2 - X_m + X_m} = X_1 (1 - k^2) \quad (12.60)$$

$$k = \sqrt{1 - \frac{X_{1k}}{X_1}} \quad (12.61)$$

Entsprechend findet sich für das π -Glied im Leerlauf mit dem Leerlaufeingangsleitwert Y_{1L} :

$$k = \sqrt{1 - \frac{Y_{1L}}{Y_1}} \quad (12.62)$$

Das Übersetzungsverhältnis \ddot{u} ist beim T-Glied als Leerlaufspannungsverhältnis und beim π -Glied als Kurzschlußstromverhältnis definiert:

$$\ddot{u} = U_1/U_2 = X_1/X_m = \sqrt{(X_1/X_2)} \quad (12.63)$$

$$\ddot{u} = I_1/I_2 = Y_1/Y_m = \sqrt{(Y_1/Y_2)} \quad (12.64)$$

Belastet man das T-Glied nach Bild 12.10 mit einem komplexen Widerstand Z , so ist der Ansatz für die beiden Knoten:

$$\frac{U_1 - U_m}{X_a} + \frac{U_2 - U_m}{X_b} + \frac{0 - U_m}{X_m} = 0 \quad (12.65)$$

$$\frac{U_m - U_2}{X_b} + \frac{0 - U_2}{Z} = 0 \quad (12.66)$$

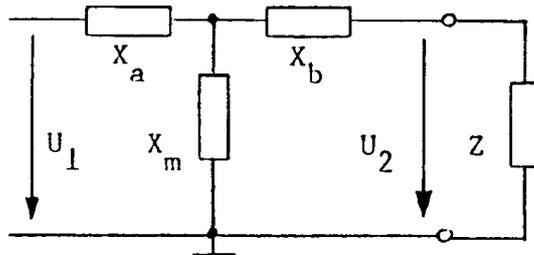


Bild 12.10 Belastetes T-Glied

Hieraus erhält man das Verhältnis von Eingangsspannung U_1 zur Ausgangsspannung U_2 :

$$U_1/U_2 = 1 + X_a/X_m + (1 + X_b/X_a + X_b/X_m) X_a/Z \quad (12.67)$$

Unter Beachtung der Gleichungen (12.55) wird daraus:

$$U_1/U_2 = \frac{X_1}{X_m} + \frac{X_1 - X_m}{Z} \cdot \left(\frac{X_2 - X_m}{X_1 - X_m} + \frac{X_2}{X_m} \right) \quad (12.68)$$

$$U_1/U_2 = X_1/X_m \cdot (1 + X_2/Z \cdot (1 - X_m^2/(X_1 X_2))) \quad (12.69)$$

Mit dem Kopplungsfaktor k (12.57) und dem Übersetzungsverhältnis \ddot{u} ((12.63)) folgt für die Übertragungsfunktion:

$$U_2/U_1 = \frac{k/\ddot{u}}{1 + (1 - k^2) X_2/Z} \quad (12.70)$$

Bei voller Kopplung ($k=1$) entspricht dies dem Übersetzungsverhältnis. Wird sie jedoch kleiner, verringert sich auch die Ausgangsspannung. Dabei spielt dann zunehmend der Nenner eine Rolle.

Als Beispiel nehmen wir an, der Vierpol besteht aus Induktivitäten und ist kapazitiv mit dem Widerstand:

$$Z = 1/(1/R_0 + j\omega C) \quad (12.71)$$

belastet, also zum Schwingkreis ergänzt:

$$U_2/U_1 = \frac{k/\ddot{u}}{1 + j\omega L_2(1/R_0 + j\omega C)(1 - k^2)} \quad (12.72)$$

Mit den Normierungen aus Abschnitt 12.3 erhalten wir schließlich für die Übertragungsfunktion mit $k \ll 1$ bei der Resonanzfrequenz ω_0 :

$$U_2/U_1 = \frac{-jk}{d} \cdot \frac{1}{\ddot{u}} \quad (12.73)$$

Das Verhältnis k/d spielt bei der Kopplung zweier Schwingkreise zum sogenannten Bandfilter eine große Rolle. Ist nämlich $\ddot{u}=1$ und $k/d=1$, dann steht an beiden Kreisen die gleiche Spannung, obwohl der Kopplungsfaktor selbst sehr klein sein kann.

Beim Transformator sind zwei Spulen über ihr Magnetfeld gekoppelt und induzieren sich gegenseitig eine Spannung. Wirksam ist dabei nur der magnetische Fluß (Hauptfluß) Φ_h , der beide gemeinsam durchsetzt. Der Anteil, der die jeweilige andere Spule nicht durchdringt, heißt Streufluß Φ_s . Jede Spule mit der Induktivität L wird nun in zwei Teile zerlegt, in die Hauptinduktivität L_h , welche mit der anderen Spule verkoppelt ist und die Streuinduktivität L_s , sie ist stellvertretend für den Streufluß, den die andere Spule nicht abbekommt. Die Gegeninduktivität M entspricht dem Hauptfluß und ist im T-Ersatzschaltbild beider Seiten gemeinsam. Bild 12.11 zeigt das Ersatzschaltbild des Transformators.

Die Beziehung zwischen dem Fluß Φ und der Induktivität L kann man formal über das Induktionsgesetz herstellen. Es ist

$$U = L \frac{dI}{dt} = N \frac{d\Phi}{dt} \quad L = N \frac{d\Phi}{dI} \quad (12.74)$$

Bei Transformatoren entspricht das Übersetzungsverhältnis \ddot{u} ebenfalls dem Verhältnis der Leerlaufspannungen, also unter Vernachlässigung der Streuinduktivitäten dem Windungszahlverhältnis:

$$\ddot{u} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (12.75)$$

Die Gegeninduktivität M hat den gleichen Wert sowohl mit dem Strom I_1 in der Wicklung N_2 , wie auch mit dem Strom I_2 in der Wicklung N_1 .

$$M = N_2 \frac{\Phi_h}{I_1} = N_1 \frac{\Phi_h}{I_2} = N_2 \frac{\Phi_h}{I_1} \cdot \frac{N_1}{N_1} = \frac{L_{h1}}{\ddot{u}} = L_{h2} \cdot \ddot{u} \quad (12.76)$$

$$L = L_s + L_h \quad L_{s1} = L_1 - \ddot{u}M \quad M = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \quad (12.77)$$

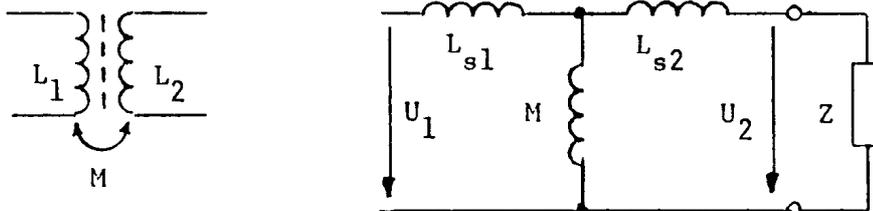


Bild 12.11 Transformator

Es handelt sich also um das oben besprochene T-Glied und es gelten uneingeschränkt die daran abgeleiteten Gesetze. Für die Leistungsanpassung muß der auf die Primärseite transformierte Widerstand R_2' bekannt sein. Wir finden ihn, wenn wir auf Grund der verlustlosen Übertragung die Eingangs- und Ausgangsleistung gleichsetzen:

$$U_1^2/R_2' = U_2^2/R_2 \quad (12.78)$$

Mit Gleichung (12.70) ist dann unter Beachtung, daß am Widerstand R_2 der Betrag der Spannung U_2 steht:

$$R_2' = R_2(\ddot{u}/k)^2(1 + ((1-k^2)\omega L_2/R_2)^2) \quad (12.79)$$

Wenn der Kopplungsfaktor nahe eins liegt, wird der Widerstand von einer zur anderen Seite annähernd mit dem Quadrat des Übersetzungsverhältnisses über-

tragen. Ist der Kopplungsfaktor zu berücksichtigen, vergrößert er diesen Wert entsprechend und schränkt die Leistungsübertragung ein. Es entstehen dadurch aber keine Verluste.

13 Aktive Bauelemente

Die drei Verstärkerelemente Röhre, Transistor und Feldeffekttransistor erfüllen die Bedingungen des in Kapitel 4 definierten aktiven Vierpols. Sie trennen zwei Stromkreise voneinander, indem sie fast rückwirkungsfrei den Strom im Laststromkreis vom Steuerstromkreis aus bestimmen.

Eine Voraussetzung für die Behandlung einer Schaltung als Vierpol war die Linearität der Parameter. Dies ist bei unseren Verstärkerelementen jedoch nicht der Fall. Daher können Berechnungen nur für einen kleinen Arbeitsbereich durchgeführt werden, den wir Arbeitspunkt nennen.

Die Abhängigkeiten der Parameter werden meßtechnisch ermittelt und in sogenannten Kennlinienfeldern dargestellt. Hieraus gewinnt man durch Näherung eine mathematische Funktion, die deren Verlauf im allgemeinen ausreichend genau beschreibt und die Möglichkeit bietet, die y -Parameter für jeden Arbeitspunkt zu berechnen.

Das Ausgangskennlinienfeld zeigt den Zusammenhang zwischen Ausgangsstrom I_2 und der angelegten Versorgungsspannung U_2 des Vierpols mit der Steuerspannung U_1 als Parameter (Bild 13.1). Es wird aufgeteilt in den Arbeitsbereich, wo die Bedingungen für den aktiven Vierpol erfüllt sind, und in den Sättigungsbereich, in der das Verstärkerelement einen niederohmigen Widerstand R_{isat} darstellt, der aus der Steigung der Kennlinien abgelesen werden kann. Bei größeren Spannungen knicken die Kennlinien ab und verlaufen sehr flach. Der Strom I_2 wird weitgehend unabhängig von der Spannung U_2 . Dies bedeutet einen großen Innenwiderstand, was das Kriterium einer Stromquelle ist.

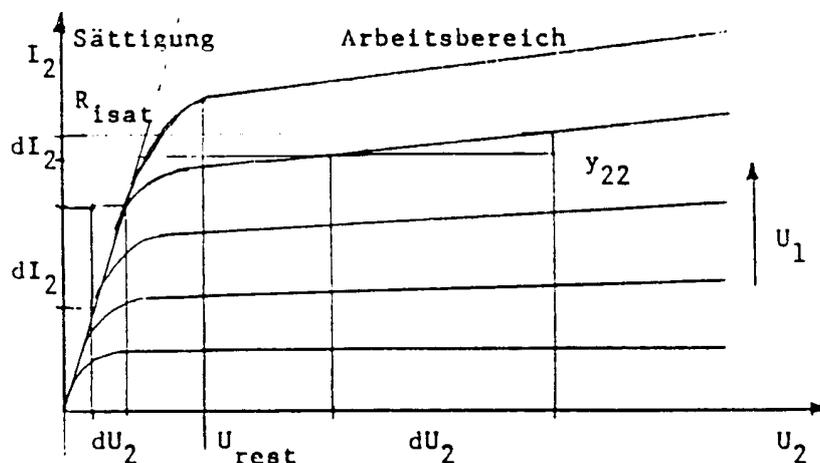


Bild 13.1 Ausgangskennlinienfeld von Verstärkerelementen

Die im Arbeitsbereich verbleibenden Steigungen der Kennlinien kann man als Folge des Ausgangsleitwertes y_{22} auffassen. Wie in Bild 13.1 angedeutet ist, wird die Steigung und damit y_{22} mit steigendem Strom größer, sie hängt also vom Arbeitspunkt ab. Die Trennung von Arbeitsbereich und Sättigungsbereich läßt sich durch die Sättigungsspannung U_{rest} bestimmen, für die gilt:

$$U_{\text{rest}} = I_2 R_{\text{isat}} \quad (13.1)$$

Im allgemeinen reicht es aus, für U_{rest} einen festen Wert vorzugeben, der einen kleinen Sicherheitsabstand von dem zu erwartenden Wert hat.

Die Eingangskennlinie zeigt den Zusammenhang zwischen Ausgangsstrom I_2 und der Eingangsspannung U_1 . Ihre Steigung entspricht der Vorwärtssteilheit y_{21} , die infolge der Krümmung für jeden Arbeitspunkt eine andere ist. Diese Kenn-

linie ist gültig für den Arbeitsbereich und unterschiedlich für die einzelnen Verstärkertypen (Bild 13.2).

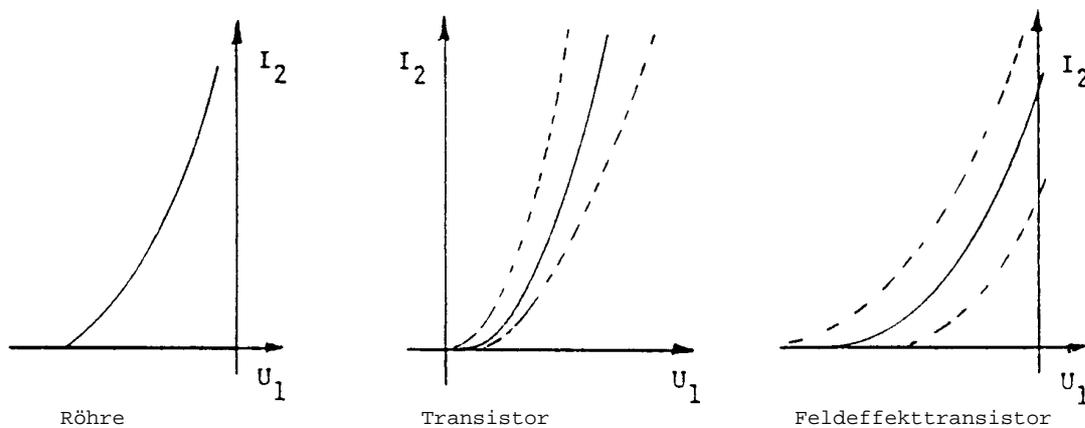


Bild 13.2 Eingangskennlinien der Verstärkerelemente

Eine Eingangskennlinie hat grundsätzlich einen Punkt, dem man den Strom $I_2=0$ zuordnet. Beim Transistor ist es die Schwellspannung U_{be} , beim Feldeffekttransistor die Abklemmspannung (pinch off) U_p . Da der Übergang auf null meßtechnisch undefiniert ist, werden diese Spannungen für einen kleinen, gerade noch meßbaren Strom angegeben.

In der Digitaltechnik hat man nur zwei Zustände zu verarbeiten. Man schaltet den Strom ein und fährt das Bauelement in die Sättigung oder man schaltet ihn aus. Da in beiden Fällen die Verstärkung $v=0$ ist, spielt das Kennlinienfeld keine Rolle. Bei analogen Anwendungen muß ein Arbeitspunkt gewählt werden, um den herum angesteuert wird. Dieser ist schaltungstechnisch zu stabilisieren, damit sich Störungen und Schwankungen nicht auswirken können.

13.1 Gesetze des pn-Überganges

Der pn-Übergang wird als Schaltzeichen durch einen Pfeil dargestellt, der vom positiv leitenden Gebiet (p) zum negativ leitenden Gebiet (n) zeigt und damit die Durchlaßrichtung kennzeichnet (Bild 13.3). Seine Kennlinie mit der zugehörigen Meßschaltung zeigt Bild 13.4. Ein Bauelement mit nur einem pn-Übergang wird als Diode bezeichnet.

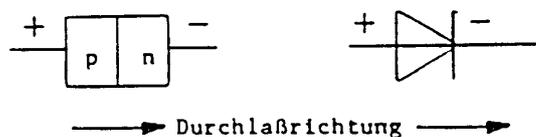


Bild 13.3 Schaltzeichen des pn-Überganges (Diode)

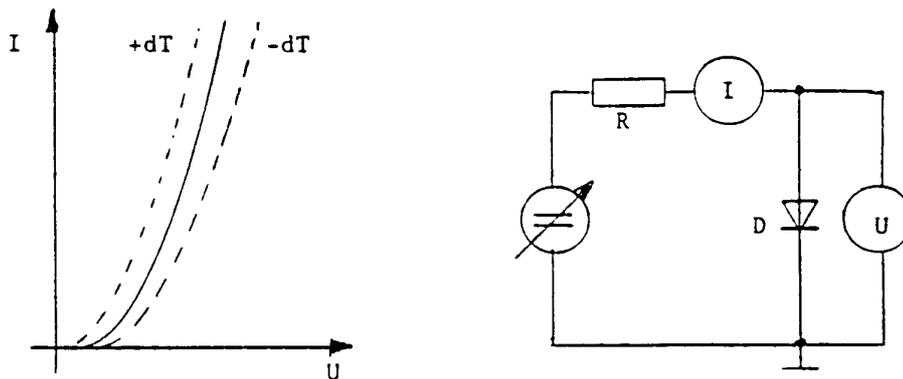


Bild 13.4 Kennlinie des pn-Überganges und zugehörige Meßschaltung

Der Leitungsmechanismus der Diode wird von der Wärmeenergie gesteuert, darum ist ihre Eingangskennlinie $I = f(U)$ stark temperaturabhängig. Sie folgt jedoch aus dem gleichen Grund sehr genau einer e-Funktion:

$$I = I_0 (e^{U/U_T} - 1) \quad (13.2)$$

Hierin ist U_T die Temperaturspannung:

$$U_T = kT_0/e_q \quad (13.3)$$

mit der absoluten Temperatur $T_0 = 300$ [K], der Boltzmannkonstanten

$$k = 1,3804 \cdot 10^{-23} \text{ [J/K]} \quad (13.4)$$

und der Elektronenladung

$$e_q = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{ [C]} \quad (13.5)$$

Damit ist der Zahlenwert der Temperaturspannung:

$$U_T = 26 \text{ [mV]} \quad (13.6)$$

Dieser Wert ist relativ geringfügig von der Temperatur abhängig, da Änderungen auf die absolute Temperatur $T_0 = 300$ [K] bezogen werden müssen. Er wird im folgenden als konstant angenommen.

Die eigentliche Temperaturabhängigkeit ist auf den theoretischen Sperrstrom I_0 zurückzuführen, der sich ebenfalls durch eine e-Funktion beschreiben läßt:

$$I_0 = I_{T_0} e^{C(T - T_0)} \quad (13.7)$$

Hierin ist C die Temperaturkonstante, die man folgendermaßen angeben kann:

$$C = e_q U_b / (2 k T_0^2) \quad (13.8)$$

U_b ist eine Spannung, der sogenannte Bandabstand und drückt die Energieschwelle aus, die überwunden werden muß, um Ladungsträger freizusetzen. Sie ist für Silizium:

$$U_b = 1,1 \text{ [V]} \quad (13.9)$$

damit wird

$$C = 0,071 \text{ [K}^{-1}\text{]} \quad (13.10)$$

T entspricht der absoluten Meßtemperatur und I_{T_0} ist der Strom bei der Temperatur $T_0 = 300$ [K].

Im Sperrbereich der Diode, bei großen negativen Spannungen U , gilt nach Gleichung (13.2):

$$I = -I_0 \quad (13.11)$$

Man kann diesen Strom nicht messen, da er von anderen Restströmen überlagert wird, die z.B. von der Eigenleitfähigkeit des Materials hervorgerufen werden und etwa um den Faktor 1000 größer sind. Aber auch letztere genügen der Gleichung (13.7). Der theoretische Reststrom läßt sich jedoch ermitteln, wenn man in Gleichung (13.2) einen Punkt im Durchlaßbereich einsetzt.

Es soll nun festgestellt werden, bei welchen Temperatursprüngen dT sich der Reststrom verdoppelt. Dazu setzen wir in (13.7) die beiden Temperaturen

$$T_1 = T \quad \text{und} \quad T_2 = T + dT \quad (13.12)$$

ein und setzen das Verhältnis der sich ergebenden Ströme gleich 2:

$$I_{02}/I_{01} = e^{C \cdot dT} = 2 \quad (13.13)$$

Daraus folgt:

$$dT = 10 \text{ [K]} \quad (13.14)$$

Der Reststrom verdoppelt sich alle 10 [K].

Für den Temperaturgang im Durchlaßbereich können wir in Gleichung (13.2) die 1 vernachlässigen und erhalten:

$$I = I_0 e^{U/UT} \quad (13.15)$$

Nach U umgestellt wird daraus:

$$U = U_T \ln (I/I_0) = U_T (\ln I - \ln I_{T0}) \quad (13.16)$$

Wir setzen nun Gleichung (13.7) ein:

$$U = U_T \ln I - U_T (\ln I_{T0} + C (T - T_0)) \quad (13.17)$$

Durch Differenzieren nach der Temperatur T folgt die Temperaturabhängigkeit der Spannung U bei konstantem Strom I im Durchlaßbereich:

$$dU/dT = - U_T C = -1,85 \text{ [mV/K]} \approx -2 \text{ [mV/K]} \quad (13.18)$$

Diesen Quotienten nennen wir den Temperaturdurchgriff D_T .

Wenn man den Strom im Durchlaßbereich einer Diode konstant halten will, muß man die Diodenspannung mit $D_T = -2 \text{ [mV/K]}$ nachführen.

13.2 Transistor

Der Transistor besteht aus zwei unterschiedlich dotierten und gegensinnig gepolten Dioden, deren Sperrschichten sich gegenseitig beeinflussen (Bild 13.5). Wird die Basis-Emitter-Diode in Durchlaßrichtung und die Kollektor-Basis-Diode in Sperrichtung gepolt, so fließt ein Strom I_c vom Emitter zum Kollektor, der ein Vielfaches des Steuerstromes I_b durch die Basis-Emitter-Diode ist.

$$I_c = B I_b \quad (13.19)$$

Den Faktor B nennt man Stromverstärkung. Sein Wert liegt bei Siliziumtransistoren zwischen 50 und 1000.

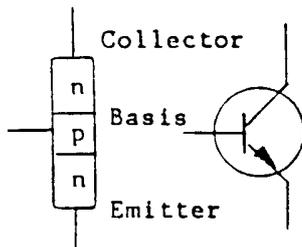
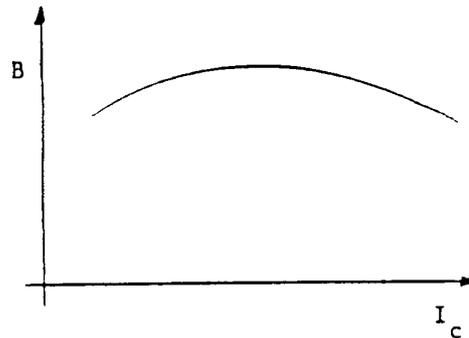


Bild 13.5 Transistor

Bild 13.6 Stromverstärkung B über I_c

Durch den Emitteranschluß fließt der Strom:

$$I_e = I_b + I_c = I_b(1+B) \quad \text{angenähert} \quad I_e = I_c \quad (13.20)$$

Da B sehr groß gegen 1 ist, ist diese Näherung in der Regel zulässig.

Der Kollektorstrom I_c ist nur abhängig vom Basisstrom I_b , die Kollektorspannung U_{ce} hat im Arbeitsbereich des Transistors fast keinen Einfluß. Dies ist das Kennzeichen einer gesteuerten Stromquelle. Basisspannung und Basisstrom hängen über die Kennlinie einer Diode zusammen. Folglich ist nach Gleichung (13.19) auch der Verlauf des Kollektorstromes I_c über der Basisspannung U_{BE} eine Diodenkennlinie mit einem um den Faktor B vergrößerten Strom. Es gelten für den Transistor die gleichen Gesetze wie für die Diode.

In Bild 13.6 ist die Abhängigkeit der Stromverstärkung B vom Kollektorstrom I_c angedeutet. Sie braucht nur sehr selten berücksichtigt zu werden, da die Exemplarstreuungen der Stromverstärkung um ein Vielfaches größer sind. Im Datenbuch ist der Streubereich angegeben. Man wählt für die Schaltungsberechnung den auf die Anwendung bezogenen schlechtesten Wert oder rechnet die beiden Grenzwerte mit ein.

Die Wechselstromverstärkung β ist für die Aussteuerung in der Nähe des Arbeitspunktes definiert. Sie kann jedoch wegen der Exemplarstreuungen ohne Einschränkung gleichgesetzt werden.

$$\beta = B \quad (13.21)$$

13.2.1 y -Parameter des Transistors

Da die Eingangskennlinie des Transistors die einer Diode im Durchlaßbereich ist, gehen wir zur Berechnung der Vorwärtssteilheit y_{21} von der Gleichung (13.15) aus. Nach der Spannung U differenziert ergibt sich:

$$y_{21} = dI_2/dU_1 = I_0/U_T e^{U/U_T} = I_2/U_T$$

$$y_{21} = I_c/U_T \quad (13.22)$$

Die Vorwärtssteilheit ist also direkt proportional dem Strom I_c im Arbeitspunkt. Der Proportionalitätsfaktor ist der Kehrwert der konstant anzunehmenden Temperaturspannung U_T .

Für den Eingangsleitwert y_{11} gilt mit Gleichung (13.19):

$$y_{11} = dI_1/dU_1 = 1/\beta dI_c/dU_1 = y_{21}/\beta$$

$$y_{11} = I_c/(\beta U_T) \quad (13.23)$$

Er ist dem Kollektorstrom I_c ebenfalls proportional, aber von der Stromverstärkung β abhängig und damit den gleichen Streuungen unterworfen.

Die Rückwärtssteilheit y_{12} ist beim Transistor im wesentlichen eine kleine Kapazität C_{12} zwischen Kollektor und Basis, die jedoch wie alle Kapazitäten des Halbleiters spannungsabhängig ist.

$$Y_{12} = \omega C_{12} \quad (13.24)$$

Ein großer Anteil der Rückwirkungskapazität C_{12} wird durch die Anschlußdrähte hervorgerufen. Daher wählt man bei HF Transistoren zur Abschirmung die Anschlußfolge Kollektor, Emitter, Basis.

Bleibt noch der Ausgangsleitwert y_{22} . Er ist direkt proportional dem Kollektorstrom I_c . Als Proportionalitätsfaktor wählen wir eine Spannung U_y , die wir aus den Angaben im Datenbuch (Kollektorstrom I_c und Ausgangsleitwert y_{22}) ermitteln müssen. Sie liegt zwischen 100 und 200V und dient nur zur Umrechnung auf andere Arbeitspunkte.

$$Y_{22} = I_c / U_y \quad (13.25)$$

13.3 Feldeffekttransistor

Ein Feldeffekttransistor FET besteht aus einem Kanal zwischen Source (Quelle) und Drain (Senke), der mit Hilfe eines elektrischen Feldes zwischen ihm und dem isolierten Gate (Tor) in seiner Leitfähigkeit gesteuert wird. Die Dotierung (n oder p) des Kanals erkennt man im Schaltbild an der meist eingezeichneten Diode zum Substrat. Hieran entscheidet sich dann die Polarität der Stromversorgung. Wir wählen einen n-Kanal FET.

Die Isolierung des Gates kann mit Hilfe eines in Sperrichtung betriebenen pn Überganges (junction, JFET) oder durch eine Siliziumoxydschicht (metal oxid semiconductor, MOSFET) erfolgen. Letztere wird bei einem Spannungsdurchschlag sofort zerstört und muß durch eindiffundierte Zenerdioden geschützt werden, während die Diode des JFET wesentlich unempfindlicher ist. Zur Vorsicht verpackt man die MOSFET und insbesondere die damit aufgebauten integrierten Schaltungen in leicht leitfähigen Materialien.

Die Funktion der Eingangskennlinie des Feldeffekttransistors ist empirisch ermittelt:

$$I_d = I_{dss} (1 - U_g / U_p)^2 \quad (13.26)$$

Hierin bedeuten I_d der Drainstrom, I_{dss} der Sättigungsdrainstrom bei der Gatespannung $U_g = 0$ und U_p die Abschnürspannung (pinch off), bei der der Drainstrom null wird (Bild 13.7).

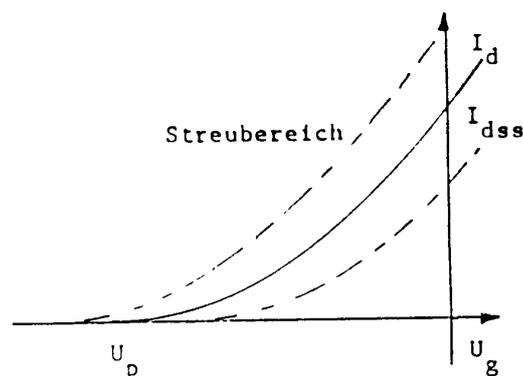


Bild 13.7 Eingangskennlinie des FET

13.3.1 y -Parameter des Feldeffekttransistors

Für die Vorwärtssteilheit y_{21} ist die Steigung der Eingangskennlinie nach Gleichung (13.26) maßgeblich, die wir durch Differenzieren ermitteln:

$$y_{21} = dI_d/dU_g = -2 I_{dss}/U_p (1 - U_g/U_p)$$

$$y_{21} = -2/U_p \cdot \sqrt{I_{dss}} \cdot \sqrt{I_d} \quad (13.27)$$

Sie ist proportional der Wurzel aus dem eingestellten Strom im Arbeitspunkt.

$$y_{21} \sim \sqrt{I_d} \quad (13.28)$$

Auch für den Ausgangsleitwert y_{22} gilt diese Gesetzmäßigkeit:

$$y_{22} \sim \sqrt{I_d} \quad (13.29)$$

Die beiden anderen Parameter, der Eingangsleitwert y_{11} und die Rückwärtssteilheit y_{12} sind beim Feldeffekttransistor reine Kapazitäten:

$$y_{11} = \omega C_{11} \quad \text{und} \quad y_{12} = \omega C_{12} \quad (13.30)$$

Im Datenbuch sind die Parameter für einen Arbeitspunkt angegeben, sie lassen sich jedoch über den Zusammenhang mit dem Drainstrom für jeden anderen Arbeitspunkt umrechnen.

Die Eingangskennlinie des Feldeffekttransistors unterliegt starken Exemplarstreuungen. Sie verschiebt sich, wie in Bild 13.7 angedeutet, parallel in weiten Grenzen, so daß die Parameter ebenfalls stark schwanken. Dies muß bei der Schaltungsauslegung berücksichtigt werden.

14 Arbeitspunkteinstellung

Die Qualität einer elektronischen Schaltung hängt von der Stabilität und der Reproduzierbarkeit ihrer Eigenschaften ab. Bestimmend ist immer das schwächste Glied in der Kette. Es ist also notwendig, jede Teilschaltung bezüglich Temperaturgang und Exemplarstreuungen so zu stabilisieren, daß ihre Funktion in geforderten Grenzen gewährleistet ist. Dabei sollte der Stabilisierungsgrad wählbar sein.

Wie wir aus Kapitel 13 wissen, sind die y -Parameter unserer Verstärkerelemente, die letztendlich ihre Eigenschaften bestimmen, vom Strom im Arbeitspunkt abhängig. Folglich muß dieser stabil und reproduzierbar eingestellt werden.

Die Gesamtfunktion "Arbeitspunkt stabilisieren" kann in die drei Unterfunktionen "Strom messen", "Soll - Ist Vergleich" und "Strom nachführen" unterteilt werden. Das ganze stellt einen geschlossenen Regelkreis bzw. eine Gegenkopplung dar, die uns bereits aus Kapitel 11 bekannt ist.

Das hier zu verarbeitende Signal ist eine Gleichspannung. In der Regel ist das Nutzsignal eine Wechselspannung. Unter dieser Bedingung läßt sich der Gegenkopplungsfaktor k für beide Signale unterschiedlich gestalten, so daß die arbeitspunktstabilisierende Gegenkopplung nur gleichstrommäßig wirkt. Eine Arbeitspunktstabilisierung für Gleichstromnutzsignale ist so nicht möglich.

14.1 Arbeitspunkt des Transistors

Wir vereinbaren zunächst, daß die Basis-Emitter-Spannung U_{be} im Arbeitsbereich des Transistors mit

$$U_{be} = 0,7 \text{ V} \quad (14.1)$$

gegeben ist. Dieser Wert liegt in der Regel etwas zu hoch, jedoch spielt eine Abweichung hier überhaupt keine Rolle, wenn man die Toleranzen der anderen Bauelemente in Betracht zieht.

Weiterhin legen wir die Sättigungsspannung U_{cerest} des Transistors, die ja nach Gleichung (13.1) vom Strom I_c abhängig ist, mit dem konstanten Wert

$$U_{cerest} = 0,5 \text{ V} \quad (14.2)$$

fest. Da ein Sicherheitsabstand eingerechnet ist, ist auch hier der genaue Wert belanglos. Die Versorgungsspannung bezeichnen wir mit U_0 .

14.1.1 Rückführung auf die Basis

Die häufig in der Literatur angeführte Stabilisierungsschaltung nach Bild 14.1, welche einer Gegenkopplung nach Bild 11.4 entspricht, erfüllt in keiner Weise die gestellten Forderungen.

Da der Spannungsabfall über dem Widerstand R_b , der in etwa gleich der Kollektorspannung U_{ce} ist, durch den Basisstrom I_b bestimmt wird, dieser wiederum über die Gleichung (13.19) mit dem Kollektorstrom I_c verknüpft ist, wird der Arbeitspunkt nur von der großen Streuungen unterworfenen Stromverstärkung B festgelegt.

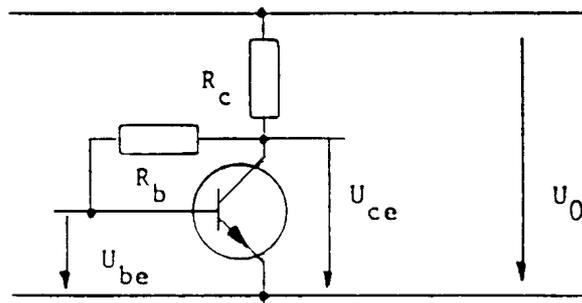


Bild 14.1 Völlig unbrauchbare Stabilisierungsschaltung

Außerdem ist der Stabilisierungsgrad nicht frei wählbar und die Funktion der Schaltung durch die gemeinsame Gegenkopplung mit dem Nutzsignal stark beeinträchtigt.

14.1.2 Rückführung auf den Emitter

Die Gegenkopplungsschaltung nach Bild 11.7 erfüllt die gestellten Anforderungen vollständig. Durch Überbrückung des Widerstandes R_E mit einem Kondensator kann der Gegenkopplungsfaktor für Wechselspannungen auf $k=0$ und für Gleichspannungen auf $k=1$ gesetzt werden. Dies führt zu einer Schaltung nach Bild 14.2.

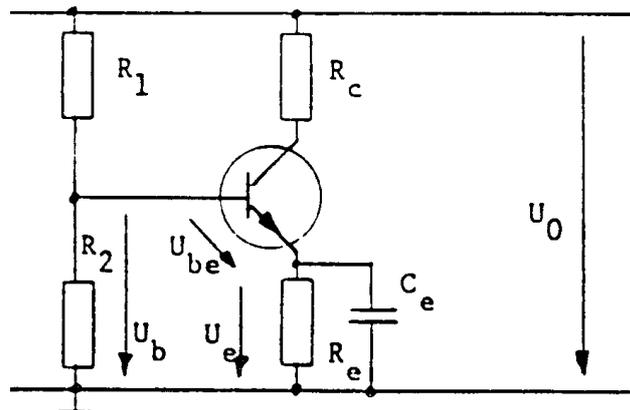


Bild 14.2 Arbeitspunktstabilisierungsschaltung für den Transistor

Die Steuerstrecke zwischen Basis und Emitter bildet hier wie beim Operationsverstärker die beiden Eingänge. Über den Spannungsabfall U_e am Emitterwiderstand R_E wird das Gegenkopplungssignal auf den Emitter geführt, während die Basisspannung U_b durch den Basisspannungsteiler R_1, R_2 konstant gehalten wird.

Wenn der Kollektorstrom I_c wächst, muß zwangsläufig die Basis-Emitter-Spannung U_{be} kleiner werden, wodurch sie der Änderung entgegenwirkt. Bei Temperaturschwankungen wird auf diese Weise U_{be} automatisch mit dem in Gleichung (13.18) gegebenen Temperaturdurchgriff $D_T = 2 \text{ mV/K}$ nachgeführt. Daraus folgt mit der Temperaturänderung dT für die Spannungsverschiebung dU_e am Emitterwiderstand R_E :

$$dU_e = dI_c R_E = D_T dT \quad (14.3)$$

Multipliziert man diese Gleichung mit dem Kollektorstrom I_c im Arbeitspunkt, so wird:

$$D_T dT I_c = dI_c R_E I_c = dI_c U_e \quad (14.4)$$

Wir stellen nach der Emitterspannung um:

$$U_e = D_T dT / (dI_c / I_c) \quad (14.5)$$

Für eine im Temperaturbereich dT zulässige relative Änderung des Kollektorstromes dI_c / I_c ist nach Gleichung (14.5) am Emitterwiderstand R_E ein definierter Spannungsabfall U_e einzustellen.

Die Temperaturstabilität des Arbeitspunktes hängt nur von der eingestellten Emitterspannung ab.

Eine Temperaturschwankung von 50°C und eine zulässige Kollektorstromschwankung von 10% ergibt $U_e = 1\text{V}$.

Voraussetzung für diese Temperaturkompensation ist eine konstante Basisspannung U_b . Daher ist zu untersuchen, wie die Teilerwiderstände R_1 und R_2 zu wählen sind. Wir betrachten einen belasteten Spannungsteiler nach Kapitel 12.1 und wählen die Festlegung eines Querstromes I_q . Wie zu erwarten war, geht der Basisstrom umso weniger ein, je größer das Verhältnis n ist. Man setzt im allgemeinen:

$$n = I_q / I_b = 10 \quad (14.6)$$

Die Emitterspannung U_e folgt der Basisspannung U_b durch die Steuerwirkung des Transistors um die als konstant anzunehmende Basis-Emitter-Spannung U_{be} versetzt. Folglich ist sie unabhängig vom Emitterwiderstand R_E , mit dem man darum den Kollektorstrom I_c einstellen kann:

$$I_c = U_e / R_E \quad (14.7)$$

Wir berechnen die Basisspannung also mit der aus Gleichung (14.5) bekannten Emitterspannung:

$$U_b = U_e + U_{be} \quad (14.8)$$

Damit können wir dann unter Berücksichtigung von Gleichung (13.19) die beiden Teilerwiderstände R_1 und R_2 bestimmen, wenn wir noch beachten, daß der Basisstrom I_b nur durch R_1 fließt:

$$R_1 = (U_0 - U_b) B / ((n+1) I_c) \quad (14.9)$$

$$R_2 = U_b B / (n I_c) \quad (14.10)$$

Wenn man den Arbeitspunkt einer gegebenen Schaltung kontrollieren will, ist der Faktor n unbekannt, so daß man nicht einfach über Gleichung (14.6) zurückrechnen kann. Bekannt sind lediglich die Widerstände, die Versorgungsspannung und die Stromverstärkung B , die man gegebenenfalls schätzen muß.

In solchen Fällen führt ein iteratives Verfahren schnell zum Ziel. Man setzt den Basisstrom (I_L in Gleichung (12.2)) zunächst gleich null und ermittelt mit (14.7), (14.8) und (13.19) einen Basisstrom I_b' , der etwas zu groß ist. Dieser ergibt über den gleichen Rechnungsgang einen Wert I_b'' , der wiederum zu klein ist, aber näher an den wirklichen Basisstrom herankommt. Im allgemeinen kann man an dieser Stelle die Rechnung bereits abbrechen, die Genauigkeit ist ausreichend.

Hier ist es jedoch möglich, die angegebenen Gleichungen ineinander einzusetzen und eine exakte Formel herzuleiten. Sie ist für die Emitterspannung:

$$U_E = U_0 \frac{1 - \frac{U_{BE}}{U_0} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_E(1 + \beta)}} \quad (14.11)$$

14.2 Arbeitspunkt des Feldeffekttransistors

Die Eigenschaften eines Feldeffekttransistors sind nur unwesentlich von der Temperatur abhängig, bei ihm liegt das Problem in der von Exemplar zu Exem-

plar unterschiedlichen Eingangskennlinie. Da sein Anwendungsgebiet als Verstärker auf den Hochfrequenzbereich mit relativ kleinen Signalen beschränkt ist, wird er meist mit seinem Sättigungsstrom I_{dss} bei der Gate-Source-Spannung $U_g=0$ betrieben. Man nimmt die Streuung der y -Parameter in Kauf.

Bei großen Signalen muß man den Arbeitspunkt so legen, daß die Aussteuerung des Feldeffekttransistors in jedem Fall gewährleistet ist. Dies erreicht man mit einem Source-Widerstand R_s , durch den der Drainstrom I_d fließt und einen Spannungsabfall erzeugt, der das Gate gegenüber Source über den hochohmigen Gate-Widerstand R_g negativ vorspannt (Bild 14.3).

Die Kennlinie (Gleichung (13.26), Bild 13.7) verschiebt sich nur parallel, das heißt, wenn der Sättigungsstrom I_{dss} größer wird, steigt im gleichen Maß der Betrag der Abklemmspannung U_p . Ein Widerstand wird im Kennlinienfeld als eine Gerade durch den Nullpunkt dargestellt. So kann man nach Bild 14.4 einen Source-Widerstand finden, der alle Kennlinien etwa in der Mitte schneidet.

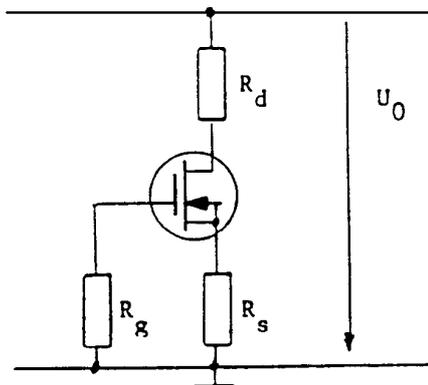
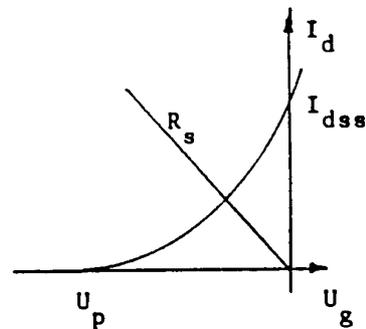


Bild 14.3 Arbeitspunkt beim FET

Bild 14.4 Ermittlung des R_s

Zur Berechnung benutzt man die als typisch im Datenbuch angegebenen Werte bei einem mittleren Strom I_d . Aus Gleichung (13.26) folgt:

$$U_g = U_p \left(1 - \sqrt{\frac{I_d}{I_{dss}}} \right) \quad (14.12)$$

Dann ist der Source-Widerstand:

$$R_s = U_g / I_d = U_p / I_d \left(1 - \sqrt{\frac{I_d}{I_{dss}}} \right) \quad (14.13)$$

Ist die Aufgabe gestellt, in einer gegebenen Schaltung den Arbeitspunkt zu bestimmen, so löst man dies am einfachsten graphisch, indem man in Bild 14.5 die Gerade des gegebenen Sourcewiderstandes R_s einzeichnet und den Schnittpunkt mit der nach Gleichung 13.26 berechneten Kurve ermittelt. Eine exakte aber unübersichtliche Lösung bringt der Ansatz:

$$I_d = I_{dss} (1 - U_g / U_p)^2 \quad U_g = I_d R_s \quad (14.14)$$

Dies führt auf eine quadratische Gleichung mit der Lösung:

$$I_{d1,2} = \frac{U_p}{2R_s} \left[\frac{U_p}{I_{dss} R_s} + 2 - \sqrt{\left(\frac{U_p}{I_{dss} R_s} + 2 \right)^2 - 4} \right] \quad (14.15)$$

Vor der Wurzel gilt das Minuszeichen, da der Betrag von U_g nicht größer als der von U_p sein kann und darum I_d kleiner als U_p / R_s sein muß.

Der Feldeffekttransistor stabilisiert sich temperaturabhängig selbst, da bei ansteigender Temperatur der Kanalwiderstand hochohmiger wird und damit der Drainstrom abnimmt. Wegen dieser Eigenschaft wird er gern in der Leistungselektronik verwendet, wo er zum Verarbeiten von großen Strömen ausgelegt wird (PMOS, SIPMOS).

15 RC-Verstärker

Es soll eine Verstärkerschaltung mit einem Transistor entwickelt werden. Da die dabei auftretenden Probleme bereits analysiert wurden, kann man gleich das Pflichtenheft aufstellen. Die hier angeführten, eingeklammerten Erläuterungen gehören nicht ins Pflichtenheft, sie müssen normalerweise aus der Problemanalyse hervorgehen.

1. Der Generator am Eingang der Schaltung hat den Innenwiderstand R_g . (Es handelt sich hier um die Eingangsschnittstelle. Wenn der Generatorinnenwiderstand nicht bekannt ist, muß er geschätzt werden. Notfalls setzt man ihn auf null.)
2. Das verstärkte Signal wird an den Lastwiderstand R_L übergeben. (Als Ausgangsschnittstelle muß dieser immer gegeben sein, sonst ist eine Schaltungsauslegung nicht möglich.)
3. Die Versorgungsspannung ist U_0 . (In der Regel ist eine Versorgungsspannung schon wegen anderer Baugruppen vorgegeben. Ist sie frei wählbar, legt man sie nach den Grenzdaten der Bauelemente mit ausreichendem Sicherheitsabstand fest.)
4. Im Temperaturbereich dT dürfen die Parameter nur um $p\%$ schwanken. (Der Temperaturbereich richtet sich nach dem Einsatz des Gerätes. Er ist z.B. für Haushaltsgeräte ein anderer als für die Kraftfahrzeugelektronik. Beim Schwankungsbereich ist die vom Gesamtgerät geforderte Genauigkeit maßgeblich. Wirken darin n gleiche Stufen mit der Schwankung $p\%$ zusammen, so folgt die Gesamtdrift $p_g\%$ aus:

$$(1+p_g/100) = (1+p/100)^n$$

$$p_g = ((1+p/100)^n - 1) \cdot 100 \quad (15.1)$$

Umgekehrt gilt für die einzelne Stufe:

$$p = (\sqrt[n]{1 + p_g/100} - 1) \cdot 100 \quad (15.2)$$

Bei 3 Stufen und einer Gesamtschwankung $p_g = 20\%$ bleibt für eine Stufe nur $p = 6,3\%$!

5. Eingang und Ausgang der Schaltung müssen gleichspannungsfrei sein. (Für die Arbeitspunkteinstellung sind bestimmte Gleichspannungspotentiale notwendig, die von außen nicht verfälscht werden dürfen.)
6. Die untere Grenzfrequenz ist f_{gu} . (Zur Potentialtrennung können nur Kondensatoren eingesetzt werden, die dann zusammen die untere Grenzfrequenz der Schaltung bestimmen.)
7. Es soll der größte Aussteuerbereich und die höchste Verstärkung eingestellt werden. (Die höchste Verstärkung wird ohne Gegenkopplung erreicht und ist dann nur vom gewählten Verstärkerelement abhängig. Der Aussteuerbereich wird durch die Versorgungsspannung U_0 begrenzt und ist durch unvermeidliche zusätzliche Spannungsabfälle weiter eingeschränkt. Innerhalb des verbleibenden Bereiches muß der Arbeitspunkt bei optimaler Aussteuerung so gelegt werden, daß das Signal beidseitig beim gleichen Pegel begrenzt wird.)

Mit dieser Grundschialtung befinden wir uns bereits auf der untersten Funktionsebene. Wir müssen nun aus der Kenntnis des Pflichtenheftes die Reihenfolge der Arbeitsgänge logisch festlegen.

1. Schaltung entwerfen

2. Arbeitspunkt (Kollektorstrom I_c) so bestimmen, daß am Lastwiderstand R_L optimal (symmetrisch) ausgesteuert wird.
3. Widerstandswerte für diesen Arbeitspunkt ermitteln.
4. Die Kondensatoren so dimensionieren, daß die gesamte Stufe die untere Grenzfrequenz f_{gu} hat.
5. Verstärkung berechnen.

15.1 Entwurf der Schaltung

Aus Bild 14.2 ist die Schaltung der Arbeitspunkteinstellung bekannt. Die für den aktiven Vierpol nach Abschnitt 4.2.4 notwendige Versorgungsspannung U_0 wird über den Kollektorwiderstand R_c dem Kollektor zugeführt.

Der Generator, wie auch der Lastwiderstand R_L , müssen wegen der Potentialtrennung über Kondensatoren angeschlossen werden und der für die Arbeitspunkteinstellung notwendige Emitterwiderstand ist kapazitiv zu überbrücken. Diese Überlegungen führen zur Schaltung nach Bild 15.1, die man als RC-Verstärker kennt.

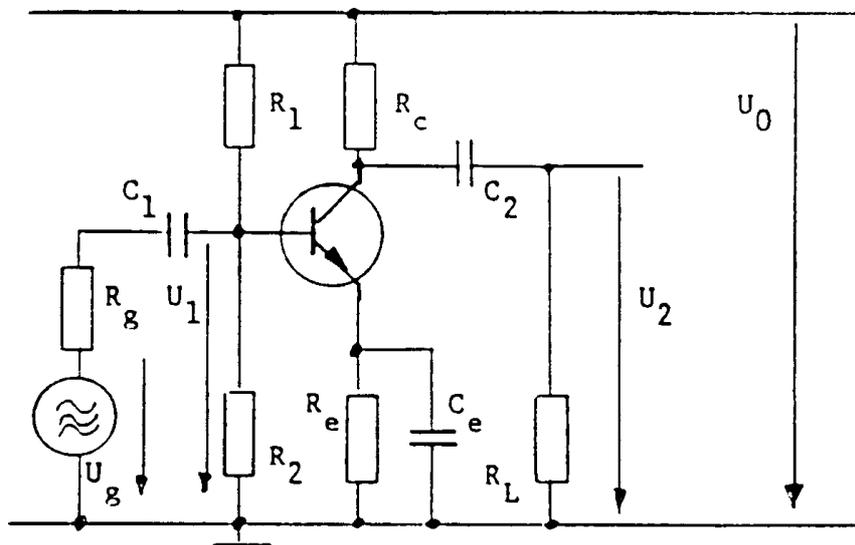


Bild 15.1 RC-Verstärker

15.2 Symmetrische Aussteuerung

Der Kollektor eines Transistors ist als Ausgang des aktiven Vierpols eine gesteuerte Stromquelle. Für maximale Aussteuerung wird der Transistor einmal voll leitend und zum andern gesperrt. Im leitenden Zustand fällt an ihm die Restspannung U_{cerest} und am Emitterwiderstand die Emitterspannung U_e ab. Für die Aussteuerung steht daher nur die Spannung U_0^* zur Verfügung.

$$U_0^* = U_0 - U_e - U_{cerest} \quad (15.3)$$

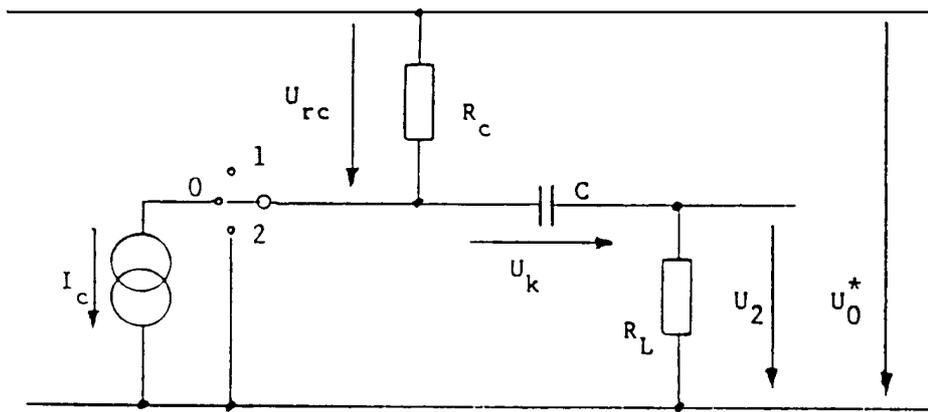


Bild 15.2 Ersatzschaltung für die Aussteuerung eines Transistors

In Bild 15.2 ist der Transistor durch eine Stromquelle ersetzt und die beiden Aussteuergrenzen werden durch den Schalter S simuliert. Bei der Schalterstellung 0 ist der Kondensator auf die Spannung U_k geladen:

$$U_k = U_0^* - I_c R_c = U_0^* - U_{rc} \quad (15.4)$$

Wird der Schalter nun auf die Stellung 2 geschaltet, so kann sich der Kondensator im ersten Moment nicht umladen und seine volle negative Spannung steht am Lastwiderstand R_L . Dies ist die maximale Aussteuerung nach unten:

$$U_{\downarrow} = U_0^* - I_c R_c = U_0^* - U_{rc} = U_0 - U_e - U_{cerest} - U_{rc} \quad (15.5)$$

Wenn der Schalter aus der Stellung 0 auf 1 gelegt wird, entsteht im ersten Moment ein Stromkreis mit den Quellen U_0 und U_k und den Widerständen R_c und R_L , in dem ein Strom I fließt. Der durch diesen hervorgerufene Spannungsabfall am Lastwiderstand R_L ist die maximale Aussteuerung nach oben:

$$\begin{aligned} U_0^* - I R_c - U_k - I R_L &= 0 & I &= I_c R_c / (R_c + R_L) = U_{rc} / (R_c + R_L) \\ U_{\uparrow} &= I R_L = I_c R_c R_L / (R_c + R_L) = U_{rc} R_L / (R_c + R_L) \end{aligned} \quad (15.6)$$

Beim Schalten verschwindet der Strom I_c und es entsteht ein Stromsprung gleicher Größe. Er erzeugt einen Spannungssprung an der Parallelschaltung der Widerstände R_c und R_L . Diese liegen parallel, da für das Signal beide Versorgungsleitungen Massepotential haben.

Offensichtlich steht für die Aussteuerung nach oben nicht die Spannung U_{rc} am Kollektorwiderstand R_c zur Verfügung. Um eine symmetrische Aussteuerung zu erreichen, setzen wir beide Aussteuerspannungen gleich und berechnen daraus die dafür notwendige Spannung U_{rc} .

$$\begin{aligned} U_{\uparrow} &= U_{\downarrow} & U_{rc} R_L / (R_c + R_L) &= U_0^* - U_{rc} \\ U_{rc} &= U_0^* (R_c + R_L) / (R_c + 2R_L) \\ U_{rc} &= (U_0 - U_e - U_{cerest}) (R_c + R_L) / (R_c + 2R_L) \end{aligned} \quad (15.7)$$

Da R_L gegeben, R_c jedoch noch unbekannt ist, gilt es nun, eine geeignete Wahl zu treffen. Wir vergleichen beide in Tabelle 15.1 und berechnen dazu die entsprechenden Aussteuergrößen.

	U_{rc}	$U\downarrow$	$U\uparrow$
$R_c \ll R_L$	$1/2 U_0^*$	$1/2 U_0^*$	$1/2 U_0^*$
$R_c \gg R_L$	U_0^*	0	0
$R_c = R_L$	$2/3 U_0^*$	$1/3 U_0^*$	$1/3 U_0^*$

Tabelle 15.1 Aussteuerung bei verschiedenen Widerstandsverhältnissen

Man erkennt, daß ein sinnvoller Wertebereich für

$$R_c \leq R_L \quad (15.8)$$

in Frage kommt. Dabei sollte der Kollektorstrom I_c nicht kleiner werden als ca. 0,3 mA, weil sonst der Reststrom sich bemerkbar macht. Nach der anderen Seite begrenzt den Strom die zulässige Verlustleistung.

Wenn wir nach Gleichung (15.8) einen Kollektorwiderstand R_c wählen, ist mit Hilfe von Gleichung (15.7) auch der Kollektorstrom I_c festgelegt, bei dem sich eine symmetrische Aussteuerung ergibt.

$$I_c = U_{rc}/R_c \quad (15.9)$$

Damit können zusammen mit den Ausführungen in Abschnitt 14.1.2 alle Widerstände der Verstärkerstufe in Bild 15.1 ausgelegt werden.

15.3 Dimensionierung der Widerstände

Zusammenfassend soll hier noch einmal der Rechnungsgang zur Ermittlung der Widerstände dargestellt werden.

1. Wahl des Kollektorwiderstandes $R_c \leq R_L$. Falls R_L nicht zufällig ein Normwert ist, wählt man zweckmäßig für R_c den nächst kleineren Normwert.
2. Berechnung der Emitterspannung U_e am Emitterwiderstand R_e für die im Arbeitstemperaturbereich dT zulässige Kollektorstromschwankung dI_c/I_c mit dem Temperaturdurchgriff D_T :

$$U_e = D_T \cdot dT / (dI_c/I_c) \quad (15.10)$$

3. Bestimmung des Spannungsabfalles U_{rc} am Kollektorwiderstand R_c und des Kollektorstromes I_c für symmetrische Aussteuerung:

$$U_{rc} = (U_0 - U_e - U_{ce_{rest}}) (R_c + R_L) / (R_c + 2R_L)$$

$$I_c = U_{rc} / R_c \quad (15.11)$$

4. Der Emitterwiderstand R_e ergibt sich dann zu

$$R_e = U_e / I_c \quad (15.12)$$

5. Die Basisspannung U_b liegt um die als konstant anzunehmende Basis-Emitter-Spannung U_{be} über der Emitterspannung U_e :

$$U_b = U_e + U_{be} \quad (15.13)$$

Um auf der sicheren Seite zu sein, entnimmt man dem Datenbuch den niedrigsten möglichen Wert der Stromverstärkung B . Nachdem man noch das Verhältnis n von Teilerquerstrom I_q zu Basisstrom I_b gewählt hat, kann man die Teilerwiderstände R_1 und R_2 berechnen:

$$R_1 = (U_0 - U_b)B / ((n+1)I_c) \quad (15.14)$$

$$R_2 = U_b B / (n I_c) \quad (15.15)$$

15.4 Dimensionierung der Kondensatoren

In der Schaltung befinden sich drei voneinander entkoppelte RC-Glieder. Um die vorgegebene Grenzfrequenz f_{gu} einzuhalten, muß das einzelne RC-Glied nach Gleichung (10.13) für eine Grenzfrequenz:

$$f_{gu}' = f_{gu} \cdot \sqrt[3]{\sqrt{2} - 1} = 0,51 \cdot f_{gu} \quad (15.16)$$

ausgelegt werden. Unter Berücksichtigung des Generatorinnenwiderstandes R_g nach Gleichung (10.4) wird:

$$C_1 = 1 / (2\pi \cdot f_{gu}' (R_g + R_1 \parallel R_2 \parallel r_e)) \quad (15.17)$$

Man beachte, daß der Eingangswiderstand der Stufe gleich der Parallelschaltung der Teilerwiderstände R_1 und R_2 (Versorgungsleitungen haben für das Signal Massepotential) und des Eingangswiderstandes $r_e = 1/Y_{11}$ des Transistors ist.

Für den Kondensator C_2 stellt der Kollektorwiderstand R_c den Generatorinnenwiderstand dar, da der parallele Innenwiderstand des Transistors $r_i = 1/Y_{22}$ dagegen sehr hochohmig ist.

$$C_2 = 1 / (2\pi \cdot f_{gu}' (R_c + R_L)) \quad (15.18)$$

Der Emitterkondensator C_e soll die Gegenkopplung des Emitterwiderstandes R_e für das Nutzsignal unwirksam machen. Die Grenzfrequenz wird also erreicht, wenn die Spannungsverstärkung v auf $v' = 1/\sqrt{2} \cdot v$ zurückgegangen ist.

Als Arbeitswiderstand R^* der Stufe wirkt die Parallelschaltung von Kollektorwiderstand R_c und Lastwiderstand R_L .

$$R^* = R_L R_c / (R_L + R_c) \quad (15.19)$$

Unter Vernachlässigung des Ausgangsleitwertes y_{22} ist nach Gleichung (4.26) die Spannungsverstärkung:

$$v = y_{21} R^* \quad (15.20)$$

Für die gegengekoppelte Verstärkung v' betrachten wir die Emitterkombination als komplexen Widerstand Z_e :

$$Z_e = 1 / (1/R_e + j\omega C_e) \quad (15.21)$$

Dann wird nach Gleichung (11.35) der Kopplungsfaktor:

$$k = Z_e / R^* \quad (15.22)$$

So ergibt sich für die gegengekoppelte Verstärkung v' nach Gleichung (11.5):

$$v' = y_{21} R^* / (1 + y_{21} Z_e) \quad (15.23)$$

Nach den Vorschriften aus Kapitel 10 finden wir damit den Emitterkondensator:

$$C_E = \frac{\sqrt{(1 + y_{21} R_E)^2 - 2}}{2\pi f_{gu}' R_E} \quad (15.24)$$

Wenn der Ausdruck unter der Wurzel negativ wird, steigt die Verstärkung durch Überbrückung von R_e weniger als um den Faktor 2.

15.5 Verstärkung

Nachdem die Stufe dimensioniert ist, läßt sich mit Gleichung (15.20) ihre Verstärkung berechnen:

$$v = y_{21}R^* = y_{21}R_cR_L / (R_c + R_L) \quad (15.25)$$

Setzt man für die Steilheit y_{21} Gleichung (13.22), erhält man:

$$v = I_c / U_T \cdot R_cR_L / (R_c + R_L) = U_{rc} / U_T \cdot R_L / (R_c + R_L) \quad (15.26)$$

Die Verstärkung hängt offensichtlich nur vom Spannungsabfall U_{rc} am Kollektorwiderstand R_c ab, der aber wegen der Bedingung der symmetrischen Aussteuerung nicht mehr frei verfügbar ist. Mit Gleichung (15.7) wird nämlich:

$$v = U_0^* / U_T \cdot R_L / (R_c + 2 \cdot R_L) \quad (15.27)$$

Nehmen wir an, daß für die aussteuerbare Spannung U_0^* etwa 8V zur Verfügung stehen und $R_c = R_L$ ist, dann wird:

$$v = 100 \quad (15.28)$$

Die maximale Spannungsverstärkung einer für symmetrische Aussteuerung ausgelegten RC-Verstärkerstufe liegt in der Größenordnung von $v=100$.

Bei $R_c=R_L$ ist die maximale Aussteuerung erreicht, wenn der Spitzenwert der Ausgangsspannung U_2 nach Tabelle 15.1 ein Drittel der aussteuerbaren Spannung U_0 ist:

$$U_2 = 1/3 U_0^* \quad (15.29)$$

Damit kann mit Gleichung (15.27) die maximale Eingangsspannung U_1 bestimmt werden, die die Stufe noch überträgt:

$$U_1 = U_T \quad (15.30)$$

Die Aussteuerungsgrenze einer solchen Stufe wird unabhängig von ihrer Verstärkung bei dem Effektivwert der Eingangsspannung $U_{1\text{eff}} = 18\text{mV}$ erreicht.

16 Gegengekoppelte RC-Verstärker

Alle Verstärkerelemente haben drei Anschlüsse, von denen in der Vierpoldarstellung jeweils einer für Ausgang und Eingang gemeinsam benutzt wird (durchgezogene Masse). Nach diesem Anschluß wird die Schaltung benannt. So ist für die Emitterschaltung der Emitter, für die Basisschaltung die Basis und für die Kollektorschaltung der Kollektor gemeinsam.

An der Arbeitspunkteinstellung ändert sich dabei grundsätzlich nichts. Lediglich das Signal wird anders eingespeist und abgenommen, wodurch sich bei der Kollektorschaltung und der Basisschaltung automatisch eine Gegenkopplung ergibt. Sie können folglich als gegengekoppelte RC-Verstärker behandelt werden.

16.1 Gegengekoppelte Emitterschaltung

Um die Verstärkung des RC-Verstärkers nach Bild 15.1 zu reduzieren, muß man eine Gegenkopplung vorsehen. Dabei stehen die Möglichkeiten nach Kapitel 11.3 zur Verfügung. Es bietet sich an, die Schaltung in Bild 11.6 zu verwenden, indem man einen Teil des Emitterwiderstandes nicht überbrückt. So entsteht die Schaltung nach Bild 16.1, deren Eigenschaften untersucht werden sollen.

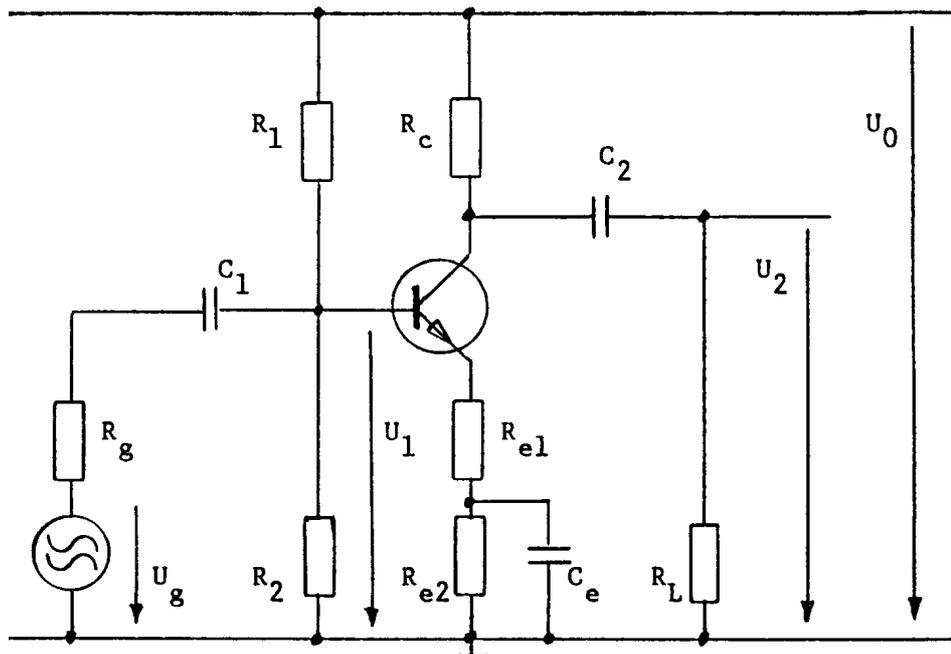


Bild 16.1 Gegengekoppelte Emitterschaltung

Die ursprüngliche Verstärkung ist nach Gleichung (15.20):

$$v = y_{21}R^* \quad R^* = R_c \parallel R_L \quad (16.1)$$

Als Gegenkopplungsfaktor k ergibt sich aus Gleichung 11.35:

$$k = R_{e1}/R^* \quad (16.2)$$

Damit folgt für die gegengekoppelte Verstärkung:

$$v' = v/(1+kv) = y_{21}R^*/(1+y_{21}R_{e1}) \approx 1/k = R^*/R_{e1} \quad (16.3)$$

Der Eingangswiderstand r_e' ist mit Gleichung (11.32) und (13.23):

$$r_e' = r_e(1+kv) = \beta/y_{21} + \beta R_{e1} \quad (16.4)$$

Schließlich ist der Innenwiderstand r_i' nach Gleichung (11.31) und (13.25):

$$r_i' = r_i(1+kv) = I_c/U_y \cdot (1+y_{21}R_{e1}) \quad (16.5)$$

Bei der Auslegung der Schaltung geht man wie in Abschnitt 15 vor und berechnet zunächst den gesamten Emitterwiderstand $R_e = R_{e1} + R_{e2}$, wobei man die Emitterspannung U_e als konstant betrachtet. Den Gegenkopplungswiderstand R_{e1} findet man aus der vorgegebenen Verstärkung v' , Gleichung (16.3) und (16.1) und teilt dann R_e entsprechend auf.

Der nicht überbrückte Emitterwiderstand R_{e1} verringert den verfügbaren Aussteuerbereich. Im allgemeinen kann man seinen Einfluß vernachlässigen, andernfalls muß die Schaltung nochmals durchgerechnet werden. Die Stromänderung bis zur Sättigung des Transistors ist wegen Gleichung (15.5):

$$dI_c = (U_0^* - U_{rc})/R_c^* \quad (16.6)$$

Folglich erhält man ein genaueres Ergebnis, wenn bei der neuen Berechnung von U_0 der Wert $R_{e1}dI$ abgezogen wird.

16.2 Kollektorschaltung

Die Kollektorschaltung ist in Bild 16.2 dargestellt. Der Kollektor liegt über die Versorgungsspannung auf Masse. Da die Emitterspannung U_e der Basisspannung U_b um die konstante Basis-Emitter-Spannung U_{be} versetzt folgt, wird die Schaltung auch als Emitterfolger bezeichnet.

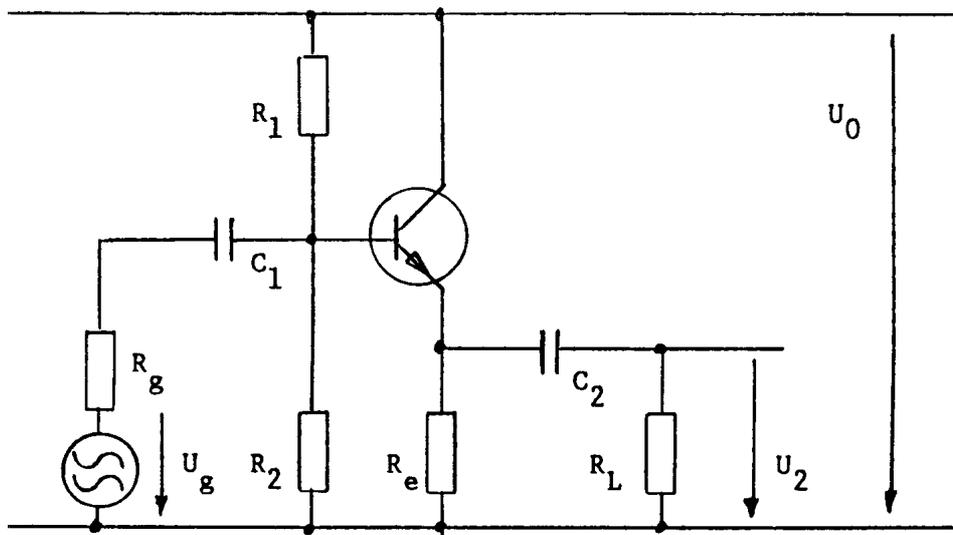


Bild 16.2 Kollektorschaltung oder Emitterfolger

Die Gegenkopplung entspricht dem Bild 11.6 mit $R_2 = 0$ oder

$$k = 1 \quad (16.7)$$

Als ursprüngliche Verstärkung v folgt aus Gleichung (15.20)

$$v = y_{21}R^* \quad \text{mit} \quad R^* = R_e || R_L \quad (16.8)$$

und die gegengekoppelte Verstärkung v' wegen (16.7):

$$v' = 1 \quad (16.9)$$

Der Eingangswiderstand r_e' wird mit Gleichung (11.32) und (13.23):

$$r_e' = r_e(1+kv) = \beta/y_{21} + \beta R_e R_L / (R_e + R_L) \quad (16.10)$$

Den Innenwiderstand r_i' muß man über die Beziehung

$$r_i' = dU_2/dI_2 \quad (16.11)$$

herleiten, da der Wert r_i ohne Gegenkopplung nicht bekannt ist. Nach Bild 16.2 gilt:

$$dU_2 = dU_{be} + dU_{rg} \quad (16.12)$$

Hier ist dU_{rg} der Spannungsabfall am zusammengefaßten Generatorwiderstand R_g^* infolge des Steuerstromes dI_b :

$$dU_{rg} = (R_g \parallel R_1 \parallel R_2) \cdot dI_b = R_g^* \cdot dI_c / \beta \quad (16.13)$$

Die Steuerspannungsänderung dU_{be} ergibt sich aus Gleichung (13.22):

$$dU_{be} = dI_c / Y_{21} \quad (16.14)$$

Geht man davon aus, daß die Spannungsänderung dU_2 einmal nach dem ohmschen Gesetz den Strom dI_2' durch den Emitterwiderstand R_e erzeugt und zum anderen einen Kollektorstrom dI_c steuert, so stellt das die Parallelschaltung von Innenwiderstand r_i' und Emitterwiderstand R_e dar. Ersterer ist mit Gleichung (16.14), (16.11), (16.12) und (16.13):

$$r_i' = dU_2/dI_c = 1/Y_{21} + (R_g \parallel R_1 \parallel R_2) / \beta \quad (16.15)$$

Man beachte, daß der zweite Ausdruck in Gleichung (16.15) sehr oft größer ist als der erste. Da es bei Feldeffekttransistoren keinen Basisstrom gibt, spielt dort der Generatorwiderstand keine Rolle und entfällt.

Beim Emitterfolger ist der Gegenkopplungsfaktor für alle Frequenzen $k=1$, also auch für Gleichstrom. Daher entfällt bei der Berechnung der Schaltung die Temperaturstabilisierung. Man beginnt mit der Bestimmung vom Emitterwiderstand R_e und der Emitterspannung U_e nach den Gesichtspunkten der symmetrischen Aussteuerung (Kapitel 15.2):

$$\begin{aligned} R_e &\leq R_L \\ U_e &= (U_0 - U_{cerest}) (R_e + R_L) / (R_e + 2R_L) \end{aligned} \quad (16.16)$$

Daraus bekommt man die Basisspannung U_b und den Kollektorstrom I_c :

$$\begin{aligned} U_b &= U_e + U_{be} \\ I_c &= U_e / R_e \end{aligned}$$

Den Basisspannungsteiler bestimmt man nach Gleichung (14.9) und (14.10).

16.3 Basisschaltung

Die Basisschaltung (Bild 16.3) stellt eine Gegenkopplungsart dar, die wir in Kapitel 11.3 unter Bild 11.7 vorgestellt haben. Die Information wird aus dem Strom gewonnen und parallel zum Signal auf den Eingang gegeben. Das heißt, daß dieser sehr niederohmig und der Ausgang hochohmig wird. Bei hohen Frequenzen (HF) hat die Basisschaltung jedoch gerade deswegen eine große Bedeutung.

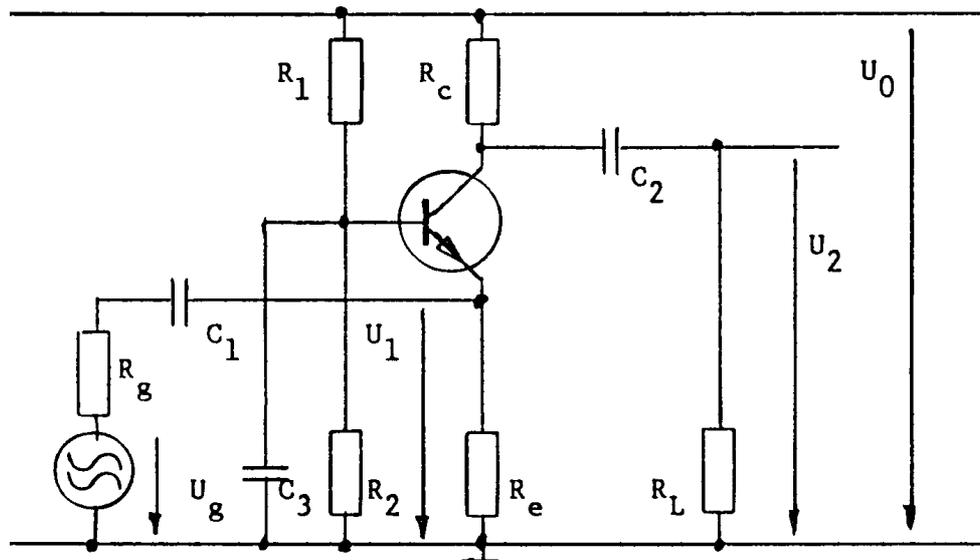


Bild 16.3 Basisschaltung

Ein niederohmiger Eingang bewirkt nach Gleichung 5.17 einen hohen Schwingungsicherheitsabstand. Dieser wird weiter dadurch vergrößert, daß die Rückwirkungssteilheit y_{12} mit der Basis gegen Masse geschaltet und unwirksam gemacht wird. So kann man die Basisschaltung ohne Gefahr einer Schwingneigung auch in sehr breitbandigen HF-Eingangsstufen einsetzen, wo eine Kompensation (Kapitel 5.6) nicht möglich ist.

Nach den Ausführungen in Kapitel 11.3 findet man:

$$k = R_1/R_2 \quad (16.17)$$

Für die Transistorschaltung bedeutet das:

$$k = R_g/(R_c \parallel R_L) \quad (16.18)$$

Der Eingangswiderstand r_e' ist gleichzusetzen mit dem Innenwiderstand r_i' der Kollektorschaltung, wobei der Generatorwiderstand R_g wegen der kurzgeschlossenen Basis hier gleich null ist:

$$r_e' = 1/y_{21} \quad (16.19)$$

Schließlich ist der Innenwiderstand r_i' der Schaltung entsprechend Gleichung (16.5):

$$r_i' = r_i(1+kV) = I_c/U_y \cdot (1+R_g y_{21}) \quad (16.20)$$

Als eigenständiger RC-Verstärker ist die Basisschaltung unbrauchbar, darum ist eine Auslegung nach symmetrischer Aussteuerung hier unsinnig. Der Arbeitspunkt im HF-Bereich wird nach anderen Kriterien festgelegt.

17 Galvanisch gekoppelte Verstärker

Wenn man mehrere RC-Verstärkerstufen hintereinanderschaltet, müssen nach Kapitel 10 zur Einhaltung der unteren Grenzfrequenz f_{gu} immer größere Kapazitätswerte gewählt werden. Daher liegt der Gedanke nahe, die Stufen gleichstrommäßig zu koppeln, um die Zahl der Zeitkonstanten zu verringern.

Wir verfügen heute über völlig gleichwertige pnp und npn Transistoren, die sich schaltungstechnisch nur durch die Polarität ihrer Versorgungsspannung unterscheiden. Dadurch hat der npn Transistor seinen Steuerkreis auf den Minuspol und seinen Ausgangskreis auf den Pluspol der Versorgungsspannung bezogen, während es beim pnp Transistor genau umgekehrt ist.

Dies nutzen wir aus, indem wir beide Typen abwechselnd einsetzen, so daß Ausgangskreis und Eingangskreis galvanisch zusammenpassen. Dabei werden die Arbeitspunkte jedoch voneinander abhängig und müssen über eine gemeinsame Gegenkopplung stabilisiert werden.

17.1 NF-Vorverstärker

Im Bild 17.1 ist eine solche Schaltung dargestellt. Ein Anteil des Kollektorstromes I_{c1} vom Transistor T_1 ist gleichzeitig der Basisstrom I_{b2} von T_2 . Die Gegenkopplung erfolgt über den Widerstand R_5 mit dem Gegenkopplungsfaktor $k=1$ für Gleichstrom und nach Gleichung (11.26):

$$k = R_4 / (R_4 + R_5) \quad (17.1)$$

für Wechselstrom.

Beim Entwurf der Schaltung muß man zunächst überprüfen, ob es sich bei der Arbeitspunktstabilisierung auch wirklich um eine Gegenkopplung handelt. Dazu denkt man sich irgendwo im Regelkreis eine kleine Änderung und verfolgt deren Auswirkung bis an den gleichen Punkt zurück. Steuert das Ergebnis der ursprünglichen Änderung entgegen, handelt es sich um eine Gegenkopplung, andernfalls hat man eine Kippstufe entworfen.

Nehmen wir in Bild 17.1 eine positive Spannungsänderung an der Basis des Transistors T_1 an, so erhalten wir an seinem Emitter ebenfalls eine positive Änderung, die die Steuerwirkung der vorgegebenen verringert.

Die Berechnung einer Schaltung beginnt grundsätzlich am Lastwiderstand R_L , welcher unbedingt festliegen muß. Hier ermittelt man nach den Gesichtspunkten der symmetrischen Aussteuerung (Kapitel 15.2) den Kollektorwiderstand R_6 und die an ihm stehende Spannung U_{r6} . Daraus folgt der Kollektorstrom I_{c2} des Transistors T_2 .

Der zusätzlich durch R_6 fließende Kollektorstrom I_{c1} des Transistors T_1 kann zunächst nicht berücksichtigt werden, da er noch nicht bekannt ist und die Rechnung unnötig kompliziert würde. Wir bestimmen ihn jetzt über den Basisstrom I_{b2} indem wir fordern, daß der Strom durch R_3 das n -fache von I_{b2} betragen soll. Da die Spannung am Widerstand R_3 gleich U_{be} sein muß, ist sein Wert damit festgelegt.

Für den Kollektorstrom I_{c1} ist wegen des möglichen Einflusses der Restströme die untere Grenze ca. 0,3 mA, während er andererseits klein gegen I_{c2} bleiben sollte, um seinen Einfluß auf die Spannung U_{r6} am Widerstand R_6 vernachlässigen zu können.

In der Folge setzen wir für die Steilheit y_{21} den Buchstaben S , um zwischen den Transistoren besser zu unterscheiden.

$$S = Y_{21} \quad (17.2)$$

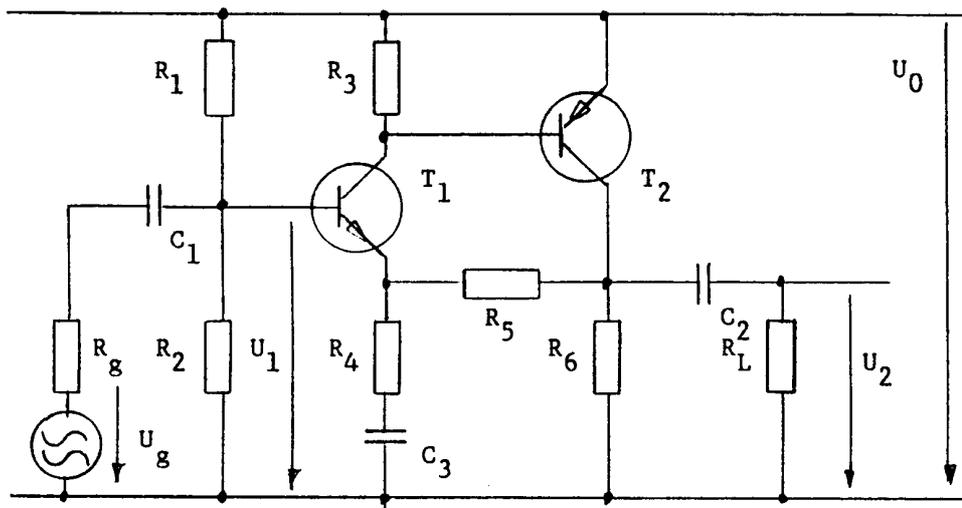


Bild 17.1 Gleichstromgekoppelte Verstärkerschaltung

Da die Ströme bekannt sind, kann die maximale Verstärkung v berechnet werden. Transistor T_1 arbeitet auf die Parallelschaltung von R_3 und den Eingangswiderstand r_{e2} des Transistors T_2 . Damit ist nach Kapitel 15.5:

$$\begin{aligned} v_1 &= S_1(R_3 \parallel r_{e2}) = S_1(R_3 \parallel (\beta_2/S_2)) \\ v_1 &= I_{c1}/U_T \cdot (R_3 \parallel (\beta_2 U_T / I_{c2})) \end{aligned} \quad (17.3)$$

$$\begin{aligned} v_2 &= S_2(R_6 \parallel R_L \parallel (R_5 + R_4)) \approx S_2(R_6 \parallel R_L) \\ v_2 &= I_{c2}/U_T \cdot (R_6 \parallel R_L) \end{aligned} \quad (17.4)$$

$$v = v_1 v_2 \quad (17.5)$$

Hieraus läßt sich mit der gegebenen Verstärkung v' der Gegenkopplungsfaktor k finden:

$$v' = v / (1 + kv) \quad k = 1/v' - 1/v \quad (17.6)$$

Von den beiden Widerständen R_4 und R_5 muß nun einer gewählt werden, um mit Gleichung (17.1) und (17.6) den anderen zu bestimmen. Dies geschieht nach folgenden Gesichtspunkten:

Der Widerstand R_5 muß möglichst klein sein, damit der Spannungsabfall U_{R5} nicht zu groß wird. Am besten man gibt diesen vor mit z.B. $U_{R5} = 0,5 \text{ V}$, woraus dann mit I_{c1} der Widerstand R_5 folgt.

Der Widerstand R_4 liegt in Reihe mit der Impedanz des Kondensators C_3 und darf daher nicht zu klein sein, damit er noch allein die Gegenkopplung bestimmt. Er muß auf jeden Fall größer als 10 Ohm sein. Gegebenenfalls korrigiert man die Annahmen, um für beide Widerstände einen entsprechenden Kompromiß zu finden.

Mit den jetzt bekannten Werten bestimmt man die Basisspannung von T_1 :

$$U_{b1} = U_{be} + I_{c1} R_5 + (I_{c1} + I_{c2}) R_6 \quad (17.7)$$

Daraus lassen sich mit dem n -fachen Basisstrom I_{b1} als Querstrom die Widerstände R_1 und R_2 nach Gleichung (14.9) und (14.10) berechnen.

Die für die Kondensatoren maßgebliche untere Grenzfrequenz f_{gu}' ermittelt man für drei RC-Glieder nach Gleichung (10.13). Es ist zu beachten, daß infolge Gegenkopplung sich der Eingangswiderstand nach Gleichung (11.22) erhöht und am Ausgang parallel zu R_6 der sehr niedrige Innenwiderstand r_i' nach Gleichung (11.23) und (13.25) liegt. Daher kann man bei der Berechnung von C_2 diesen gleich null setzen.

Für den Kondensator C_3 muß nach den Regeln aus Kapitel 10 ein neuer Ansatz gemacht werden. Es handelt sich um den Gegenkopplungsweg, daher ist die Ausgangsspannung der Stufe am größten, wenn bei hohen Frequenzen die Gegenkopplungsspannung am kleinsten ist. Zu tiefen Frequenzen wird letztere größer, darum ist die Grenzfrequenz in dieser Richtung zu bestimmen.

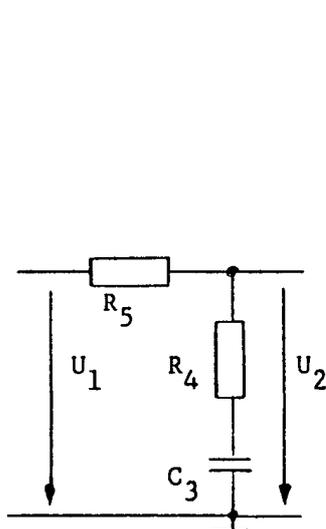


Bild 17.2 RC-Glied

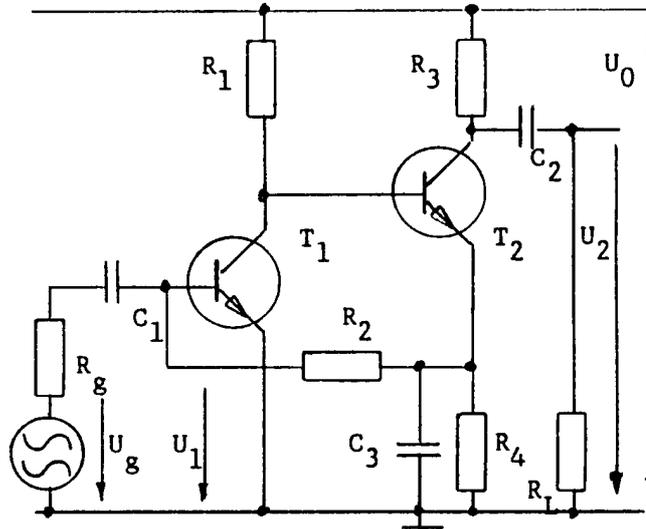


Bild 17.3 Verstärkerschaltung

Man erhält dann mit den Bezeichnungen in Bild 17.2:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + \frac{R_5}{R_4 + \frac{1}{j\omega C_3}}} \tag{17.8}$$

Für den Kondensator C_3 ergibt sich schließlich nach den Regeln aus Kapitel 10:

$$C_3 = \frac{\sqrt{(1 + R_5/R_4)^2 - 2}}{2\pi f_{gu} (R_4 + R_5)} \approx \frac{1}{2\pi f_{gu} R_4} \tag{17.9}$$

Oftmals ist es notwendig, von einer gegebenen und dimensionierten Schaltung die Eigenschaften zu ermitteln. Dazu muß man zunächst einmal den Kollektorstrom I_{c2} des Transistors T_2 schätzen, indem man unter Vernachlässigung des Basisstromes I_{b1} über den Teiler R_1, R_2 die Basisspannung U_{b1} des Transistors T_1 bestimmt. Davon zieht man die konstante Basis-Emitter-Spannung U_{be} sowie einen geschätzten Wert für die Spannung U_{r5} über dem Widerstand R_5 ab und erhält so die Spannung U_{r6} am Kollektorwiderstand R_6 . Hiermit findet man den Kollektorstrom I_{c2} und kann mit der Bedingung, daß am Widerstand R_3 die Spannung U_{be} stehen muß, auch den Kollektorstrom I_{c1} des Transistors T_1 berechnen.

Falls die Genauigkeit nicht ausreicht, wird die Rechnung mit den gefundenen Werten wiederholt.

Bild 17.3 zeigt eine weitere Lösung mit Gleichstromkopplung, jedoch mit gleichartigen Transistoren. Die Gegenkopplungsart ist dieselbe wie bei der in Abschnitt 16.3 besprochenen Basisschaltung und hat entsprechende Nachteile im Niederfrequenzbereich.

Zur Dimensionierung geht man ebenfalls von der symmetrischen Aussteuerung aus und bestimmt den Kollektorstrom I_{c2} von Transistor T_2 . Dabei liegt die

Emitterspannung mit $U_{be} = 0,7V$ fest. Die Kollektorspannung U_{ce1} des Transistors T_1 ist dann:

$$U_{ce1} = 2U_{be} \tag{17.10}$$

Der Widerstand R_2 soll die Eingangsbelastung reduzieren, er kann auch zur Einstellung einer Signalgegenkopplung genutzt werden. Er sollte so gewählt werden, daß sein Spannungsabfall keine Rolle spielt.

Bei gegebener Schaltung kann der Arbeitspunkt durch die Bedingung gefunden werden, daß am Widerstand R_4 die Spannung U_{be} steht.

Da diese Schaltung von Haus aus relativ ungünstige Eigenschaften hat, werden häufig noch weitere Gegenkopplungen eingebaut. Dadurch wird meist aber auch die Verstärkung für die Arbeitspunktstabilisierung mit herabgesetzt und es besteht der Verdacht, daß solche Schaltungen erbastelt und nicht berechnet sind.

17.2 Differenzverstärker

In der Schaltung nach Bild 17.1 war es besonders störend, daß der Kollektorstrom I_{c1} des Transistors T_1 an den Widerständen R_5 und R_6 einen Spannungsabfall erzeugte. Dies läßt sich leicht verhindern, wenn man einen weiteren Transistor T_3 als Emitterfolger in den Gegenkopplungszweig setzt, der mit dem Transistor T_1 den Emitterwiderstand R_7 gemeinsam hat (Bild 17.4).

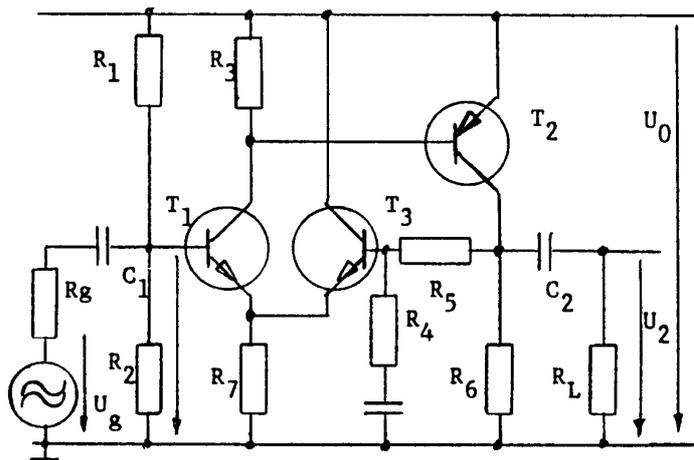


Bild 17.4 Differenzverstärker

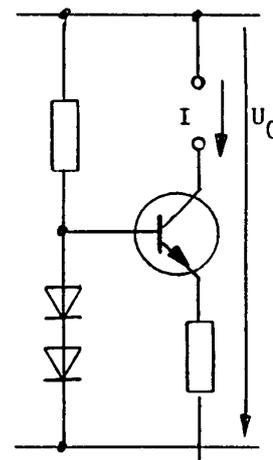


Bild 17.5 Stromquelle

Unter der Voraussetzung, daß beide Transistoren im Arbeitsbereich liegen, stellen sich ihre Basisspannungen U_{b1} und U_{b3} auf gleiches Potential ein. Lenkt man eine davon durch eine Differenzspannung U_d aus, so verteilt sich diese aus Symmetriegründen je zur Hälfte auf die beiden Steuerstrecken. Dabei wird die Stromverteilung der Kollektorströme geändert, während ihre Summe durch den gemeinsamen Emitterwiderstand R_7 konstant bleibt.

Der Transistor T_1 hat, da er nur noch die halbe Steuerspannung erhält, folglich die halbe Verstärkung:

$$v = 1/2 \cdot Y_{21}(R_3 || r_{e2}) \tag{17.11}$$

Die Stromaufteilung ist durch die Bedingung festgelegt, daß am Widerstand R_3 die konstante Spannung U_{be} stehen muß:

$$I_{c1} = U_{be}/R_3 + I_{b2} \tag{17.12}$$

$$I_{c3} = (U_{b1} - U_{be})/R_7 - I_{c1} \tag{17.13}$$

Durch den sehr niederohmigen Innenwiderstand r_1' des Emitterfolgers T_3 wird der gemeinsame Emitterwiderstand R_7 für den Transistor T_1 praktisch überbrückt, so daß ein Emitterkondensator beim Differenzverstärker, wie dieser

Verstärker genannt wird, entfällt. Dabei ist besonders vorteilhaft, daß Gleichspannungen mit der gleichen Empfindlichkeit verstärkt werden. Leider läßt sich das im diskreten Aufbau nicht nutzen, da der eine Eingang zur Arbeitspunktstabilisierung gebraucht wird.

Mit der integrierten Technik kann man durch das Zusammenlegen beider Transistoren auf engstem Raum genau gleiche Kennlinien herstellen und auch garantieren, daß sie die gleiche Temperatur haben. Wenn auf diese Weise die Arbeitspunkte nicht gegeneinander laufen können, wird auch nicht die Stromverteilung beeinflusst. Darum benimmt sich der integrierte Differenzverstärker temperaturabhängig wie ein Einzeltransistor. Zur Stabilisierung des Arbeitspunktes reicht die Gegenkopplung über den gemeinsamen Emitterwiderstand.

Die beiden frei verfügbaren Eingänge eines integrierten Differenzverstärkers erfüllen genau die Forderungen, die wir in Kapitel 11.1 an den Eingang eines Operationsverstärkers gestellt haben. Übrigens ist jede integrierte Verstärkerstufe ein Differenzverstärker, da der keine Kondensatoren benötigt.

Schließt man beide Basisanschlüsse zusammen, reagiert die Schaltung genau so, als wenn T_3 nicht vorhanden wäre. Der Transistor T_1 ist nun über den Emitterwiderstand R_7 stark gegengekoppelt. Die Verstärkung, die sich so einstellt, heißt Gleichtaktverstärkung v_g . Diese sollte gegen die ursprüngliche Verstärkung v möglichst klein sein. Man nennt das Verhältnis beider Verstärkungen die Gleichtaktunterdrückung G , welche wir wie folgt berechnen:

$$v = 1/2 \cdot Y_{21} R_c^* \quad R_c^* = R_3 \parallel r_{e2} \quad (17.14)$$

$$v_g = v_0 / (1 + k_{v0}) \quad k = R_e / R_c^* \quad v_0 = Y_{21} R_c^* \quad R_e = R_7$$

$$v_g = Y_{21} R_c / (1 + Y_{21} R_e) \quad (17.15)$$

$$G = v / v_g = 1/2 \cdot (1 + Y_{21} R_e) \quad (17.16)$$

Die Gleichtaktunterdrückung wird umso größer, je höher der Wert vom Emitterwiderstand R_e gewählt wird. Dies ist wegen des notwendigen Aussteuerbereiches nur begrenzt möglich. In der integrierten Technik ersetzt man daher den Emitterwiderstand durch eine Stromquelle, die durch den Kollektorausgang eines Transistors realisiert ist. Die Prinzipschaltung zeigt Bild 17.5.

17.3 Leistungsendstufe

Am Ausgang eines Verstärkers soll eine Nutzleistung P_n in ein anderes System übergeben werden. Diese muß der Stromversorgung des Verstärkers entnommen werden. Bei der Aussteuerung geht ein Teil der aufgenommenen Leistung P , die Verlustleistung P_v , in Wärme über.

$$P = P_n + P_v \quad (17.17)$$

Von einer Leistungsendstufe ist also zu fordern, daß sie einen möglichst hohen Wirkungsgrad η hat.

$$\eta = P_n / (P_n + P_v) \quad (17.18)$$

Zwangsläufig ergibt sich eine Temperaturerhöhung in den Bauteilen (Kapitel 8), die jedoch keinen Einfluß auf den Arbeitspunkt und den Wirkungsgrad haben soll. Leistungstransistoren können durch Eigenerwärmung zerstört werden, wenn der Strom nicht begrenzt wird.

Die Ausgangsleistung ist quadratisch von der aussteuerbaren Spannung abhängig. Folglich ist ein hoher Wirkungsgrad nur zu erzielen, wenn die verfügbare Versorgungsspannung U_0 voll genutzt wird. Das bedeutet, daß die nicht aussteuerbaren Restspannungen U_{rest} auf ein Minimum reduziert werden müssen.

Mit diesen Überlegungen läßt sich das Pflichtenheft aufstellen:

- 1 Stabiler und temperaturunabhängiger Arbeitspunkt
- 2 Hoher Wirkungsgrad

3 Geringe Eigenerwärmung

4 Gute Ausnutzung des durch die Versorgungsspannung vorgegebenen Aussteuerbereiches

17.3.1 NF-Gegentaktendstufe

Es soll eine Endstufe für einen Niederfrequenzverstärker (NF) entworfen werden, der auf einen Lautsprecher mit dem Widerstand R_L arbeitet und eine Versorgungsspannung U_0 hat.

Zunächst muß die Last vom Verstärker gleichstrommäßig getrennt werden. Dazu benutzen wir einen Elektrolytkondensator (Elko). Mit einem Kollektorwiderstand wie beim RC-Verstärker können die Forderungen des Pflichtenheftes in keiner Weise erfüllt werden. Wir müssen ihn durch einen weiteren Transistor ersetzen und zwar derart, daß ein npn und ein pnp Transistor mit ihren Emittern zusammengeschaltet sind. Dieser Punkt bildet den Ausgang. Dabei arbeitet jeder Transistor als Emitterfolger, dessen Eingang hochohmig und dessen Ausgang niederohmig ist.

Dadurch ist gewährleistet, daß am Lastwiderstand die geforderte Leistung erreicht wird. Die Verlustleistung kann man erheblich herabsetzen, wenn jeder der Transistoren nur in einer Halbwelle Strom führt. Dabei ist für einen glatten Übergang im Nulldurchgang ein geringer Ruhestrom notwendig, um keine Verzerrungen zu erzeugen. Dieser soll jedoch im folgenden vernachlässigt werden.

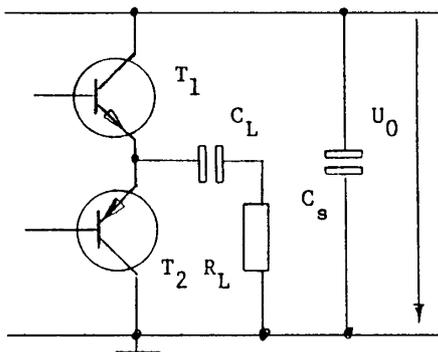


Bild 17.6 Gegentaktendstufe

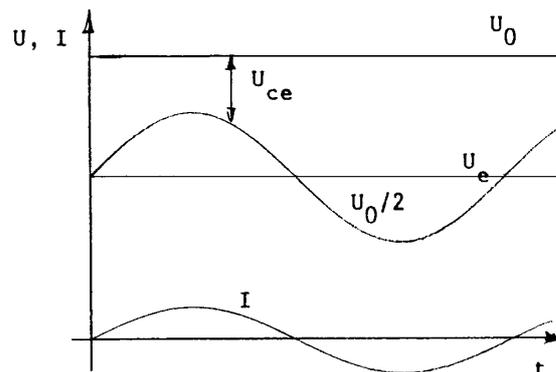


Bild 17.7 Aussteuerung

Es ist zu untersuchen, ob diese Gegentaktschaltung dem Pflichtenheft genügt. Der Kondensator C_L in Bild 17.6 ist auf die halbe Versorgungsspannung aufgeladen. Hierfür sorgt die Arbeitspunkteinstellung. Für die positive Halbwelle wird der Transistor T_1 leitend. Die Kapazität von C_L ist so groß, daß sich in dieser kurzen Zeit seine Spannung praktisch nicht ändert. Am Lastwiderstand R_L steht dann bei voller Aussteuerung die Spannung:

$$U_2 = U_0/2 - U_{\text{rest}} \quad (17.19)$$

Da die Spannung an der Basis von T_1 nicht über die Versorgungsspannung hinausgehen kann, ist die Restspannung U_{rest} mindestens die Basis-Emitter-Spannung U_{be} :

$$U_{\text{rest}} = U_{\text{be}} \quad (17.20)$$

Während der negativen Halbwelle ist T_1 gesperrt und T_2 leitend. Damit liegt am Lastwiderstand R_L die negative Spannung des Kondensators C_L , der auch allein den Strom liefert. Die hierbei abfließende Ladung wird in der positiven Halbwelle jeweils aus der Versorgungsquelle ersetzt. Für die negative Spitzenspannung gilt das gleiche wie in Gleichung (17.19) und (17.20):

$$-U_2 = U_0/2 - U_{\text{rest}} \quad (17.21)$$

Das Signal sei eine Sinusfunktion mit der Kreisfrequenz ω von der Form:

$$u = \hat{u} \cdot \sin(\omega t) \quad (17.22)$$

Als aussteuerbare Spannung setzen wir:

$$U_0^* = U_0 - 2U_{\text{rest}} \quad (17.23)$$

Dann findet man den aufgenommenen Gleichstrom I_0 als Mittelwert über eine Periode bei maximaler Aussteuerung:

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \frac{U_0^*}{2 \cdot R_L} \sin(\omega t) dt \quad (17.24)$$

$$I_0 = U_0^* / (2\pi R_L) \quad (17.25)$$

Daraus folgt die aufgenommene Leistung:

$$P = I_0 U_0 \approx U_0^2 / (2\pi R_L) \quad (17.26)$$

In Bild 17.7 ist der Verlauf der Emitterspannung U_e und des Last- bzw. Kollektorstromes I_L dargestellt. Für die Verlustleistung eines Transistors ist die Kollektor-Emitter-Spannung U_{ce} maßgeblich:

$$U_{ce} = U_0 - U_e \quad (17.27)$$

Sie ist klein, wenn der Strom groß ist und umgekehrt. Letzterer ist:

$$I_c = \hat{u} / R_L \cdot \sin(\omega t) \quad (17.28)$$

Ganz offensichtlich hängt die Verlustleistung P_v von der Aussteuerung ab. Sie ist für einen Transistor:

$$P_{v1} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} (U_0/2 - \hat{u} \cdot \sin(\omega t)) \cdot \hat{u} / R_L \cdot \sin(\omega t) dt \quad (17.29)$$

$$P_{v1} = \frac{U_0 \hat{u}}{2\pi R_L} - \frac{\hat{u}^2}{4R_L} \quad (17.30)$$

Das Maximum erhalten wir daraus bei der Aussteuerung:

$$\hat{u}_{pv\max} = U_0 / \pi \quad (17.31)$$

Setzen wir dies zum theoretisch maximalen Wert

$$\hat{u}_{\max} = U_0 / 2 \quad (17.32)$$

ins Verhältnis, folgt die relative Aussteuerung bei maximaler Verlustleistung mit:

$$\hat{u}_{pv\max} / \hat{u}_{\max} = 2/\pi = 0,64 = 64\% \quad (17.33)$$

Dann ist die gesamte Verlustleistung $P_{v\max}$ für beide Transistoren:

$$P_{v\max} = U_0^2 / (2\pi^2 R_L) \approx U_0^2 / (20R_L) \quad (17.34)$$

An dieser Stelle der Aussteuerung hat die Stufe den schlechtesten Wirkungsgrad.

Hier ist die Nutzleistung:

$$P_n = (\hat{u}_{pv\max} / \sqrt{2})^2 / R_L = U_0^2 / (2\pi^2 R_L) \quad (17.35)$$

Sie ist gleich der Verlustleistung, folglich ist der Wirkungsgrad nach Gleichung (17.18):

$$\eta = 0,5 \quad (17.36)$$

Bei Vollaussteuerung erhalten wir hingegen unter Vernachlässigung der Restspannungen mit $\hat{u} = U_0/2$:

$$P_v = \frac{U_0^2}{4R_L} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{4} \right) \quad (17.37)$$

$$P_n = U_0^2 / (4R_L) \quad (17.38)$$

$$\eta = 0,94 = 94\% \quad (17.39)$$

Der Einfluß der Restspannungen auf den Wirkungsgrad ist relativ gering, so daß man bei Vollaussteuerung immer mit

$$\eta > 90\% \quad (17.40)$$

rechnen kann. Die Forderung 2 des Pflichtenheftes wird durch diese Schaltung hervorragend erfüllt.

17.3.2 Arbeitspunktstabilisierung

Wie bereits erwähnt, muß in den Transistoren ein geringer Ruhestrom fließen, um einen verzerrungsfreien Übergang von einer Halbwelle zur anderen zu gewährleisten. Jeder Transistor benötigt folglich eine Basis-Emitter-Spannung U_{be} , die ihn leicht leitend macht und die abhängig von der Temperatur T mit $D_T = 2\text{mV/K}$ nachgeführt werden muß (Kapitel 13.1).

Zur Erzeugung dieser Spannung von $2U_{be}$ eignen sich zwei in Reihe geschaltete und mit den Transistoren thermisch gekoppelte Dioden in Durchlaßrichtung, die ja den gleichen Temperaturgang haben. Aus Aussteuerungsgründen müssen sie jedoch einen größeren Strom führen als die Basisdioden für den Ruhestrom brauchen, wodurch ihr Arbeitspunkt bei einer zu hohen Spannung liegt.

Man hilft sich mit einem Spannungsteiler, der gleichzeitig zur Feineinstellung des Ruhestromes dient (Bild 17.8). Dabei wird jedoch auch die temperaturbedingte Spannungsänderung heruntergeteilt, so daß die Kompensation nicht mehr vollständig ist.

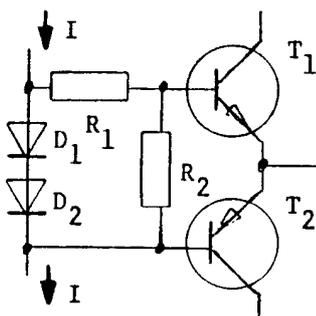


Bild 17.8 Kompensation mit Dioden

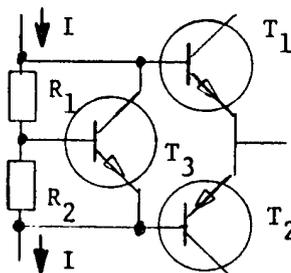


Bild 17.9 Kompensation mit Transistor

Eine bessere Lösung bietet die Schaltung nach Bild 17.9. Der Strom I fließt etwa zur Hälfte durch die Widerstände R_1 und R_2 und zur anderen durch den Transistor T_3 . Am Widerstand R_2 stellt sich automatisch die Basisspannung U_{be} ein, wodurch man mit entsprechender Dimensionierung die Ströme festlegt. Ist der Widerstand R_1 gleich R_2 , so fällt an ihm ebenfalls U_{be} ab. Also muß dann die Kollektorspannung $U_{ce} = 2U_{be}$ sein. Dadurch wird auch die temperaturbedingte Spannungsänderung voll weitergegeben, womit Punkt 1 des Pflichtenheftes erfüllt ist.

17.3.3 Bootstrap-Schaltung

Leistungstransistoren haben eine geringe Stromverstärkung. Daher ist ein großer Basisstrom aufzubringen, der am Kollektorwiderstand des treibenden Transistors T_4 (Bild 17.11) einen erheblichen Spannungsabfall verursacht, um den der Aussteuerbereich gekürzt wird.

Man kann zwar durch Vorschalten eines weiteren Transistors in Darlington-Schaltung nach Bild 17.10 die Stromverstärkung erhöhen ($\beta = \beta_1 \beta_2$), handelt sich dabei aber eine weitere Basis-Emitter-Spannung in der Restspannung ein und hat die Ursache nicht behoben.

Betrachtet man die Aussteuerung der Endstufe genauer, so steht am Lastwiderstand R_L in Bezug auf Masse eine reine Wechselspannung. Das heißt, die negative Halbwelle wird negativer als der Minuspol der Versorgungsquelle, weil die Spannung am Kondensator C_L konstant bleibt.

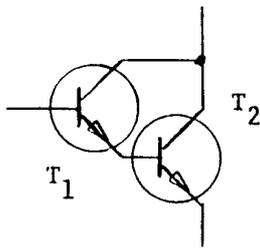


Bild 17.10 Darlington Schaltung

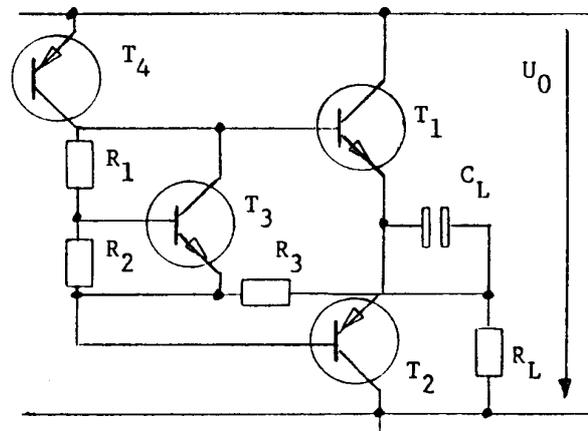


Bild 17.11 Bootstrap Schaltung

Legt man nun den Kollektorwiderstand R_3 des Treibertransistors T_4 wie in Bild 17.11 auf den Lastwiderstand R_L , so steht an ihm unabhängig von der Aussteuerung immer die Kondensatorspannung $U_0/2$. Dies nennt man bildhaft Bootstrap (Stiefelknecht) Schaltung.

Im Ruhezustand fließt ein Kollektorstrom I_{c4} durch den Transistor T_4 , der dafür sorgt, daß der Spannungsabfall an R_3 die gemeinsame Emitterspannung U_e der beiden Endtransistoren T_1 und T_2 auf die halbe Betriebsspannung einstellt. Bei der positiven Halbwelle muß der Transistor T_4 zusätzlich den Basisstrom I_{b1} des Transistors T_1 aufbringen, während er bei der negativen Halbwelle genau den Basisstrom I_{b2} des Transistors T_2 sperrt. Dieser muß dann aus dem Kondensator C_L fließen.

Für den Transistor T_4 sieht es so aus, als ob der Widerstand R_3 bei der Aussteuerung gar nicht vorhanden wäre. Er arbeitet direkt auf den jeweiligen Eingangswiderstand r_e' des Endtransistors. Auf diese Weise geht für den aussteuerbaren Spannungsbereich nur noch die geringe Restspannung U_{cerest} des Transistors T_4 verloren, womit auch Punkt 4 des Pflichtenheftes erfüllt ist. Die letzte Forderung, geringe Erwärmung, kann nur mechanisch nach Kapitel 8 gelöst werden.

17.4 NF-Verstärker

Wir können nun den NF-Vorverstärker und die Leistungsendstufe miteinander kombinieren und erhalten die Schaltung nach Bild 17.12. Die Berechnung soll im folgenden nochmals in der logischen Reihenfolge zusammengestellt werden.

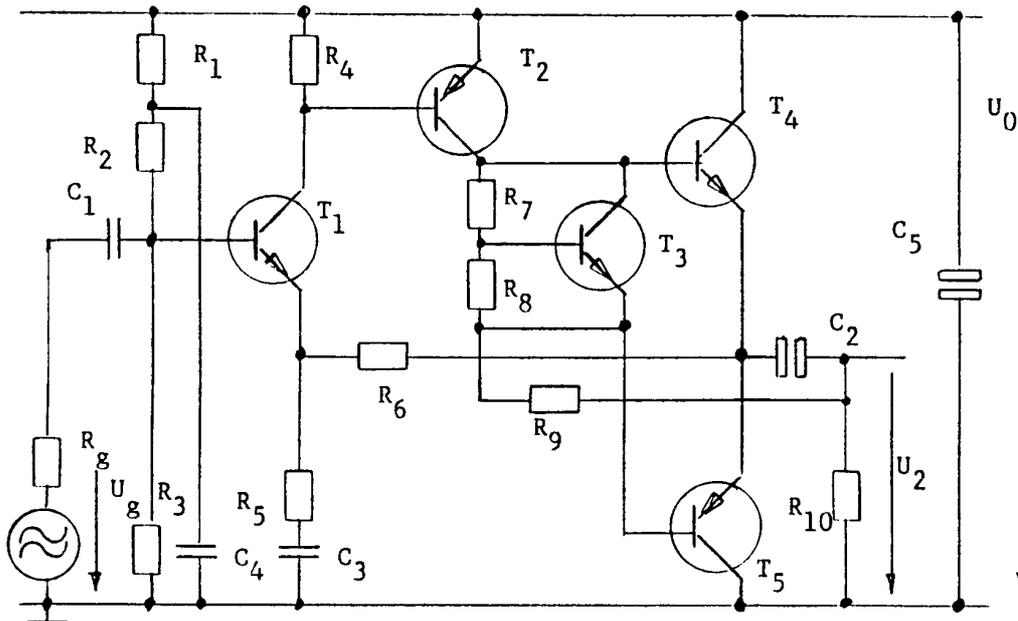


Bild 17.12 NF-Verstärker

Dazu sind gegeben:

Verstärkung v'

Versorgungsspannung U_0

Untere Grenzfrequenz f_{gu}

Lastwiderstand R_L

Generatorinnenwiderstand R_g

Stromverstärkungen β

Die Steilheiten werden mit S bezeichnet: $S = Y_{21}$

Rechnungsgang:

$$P_{vmax} = U_0^2 / (2\pi R_{10})$$

$$I_{Lmax} = U_0 / (2R_{10})$$

$$I_{b5max} = I_{Lmax} / \beta_5$$

$$I_{c2} > I_{b5max}$$

$$R_9 = (U_0/2 - U_{be}) / I_{c2} \quad R_{10} \text{ vernachlässigt}$$

$$R_8 = R_7 = U_{be} / (I_{c2}/2) \quad R_7 \text{ einstellbar}$$

$$R_4 = U_{be} / ((n-1)I_{c2}/\beta_2) \quad I_{c1} = nI_{c2}/\beta_2$$

$$v_1 = S_1(R_4 || r_{e2}) \quad S_1 = I_{c1}/U_T \quad r_{e2} = \beta_2/S_2 \quad S_2 = I_{c2}/U_T$$

$$v_2 = S_2 r_{e4}' \quad r_{e4}' = \beta_4/S_4 + \beta_4 R_{10} \quad S_4 = I_{Lo}/U_T$$

I_{Lo} Ruhestrom

$$v = v_1 v_2$$

$$k = 1/v' - 1/v \quad k = R_5 / (R_5 + R_6)$$

$$R_6 = U_{r6} / I_{c1} \quad U_{r6} = 0,5V \quad \text{vorgegeben}$$

$$R_5 = kR_6 / (1-k)$$

$$U_{b1} = U_0/2 + U_{r6} + U_{be}$$

$$R_1 + R_2 = (U_0 - U_{b1})\beta_1 / (nI_{c1}) \quad R_1 = R_2 \quad (\text{siehe unten})$$

$$R_3 = U_{b1}\beta_1 / ((n-1)I_{c1})$$

$$f_{gu}' = \sqrt{(3\sqrt{2}-1)} \cdot f_{gu} = 0,51 f_{gu}$$

$$C_1 = 1 / (2\pi f_{gu}' ((R_2 \parallel R_3 \parallel r_{e1}') + R_g)) \quad r_{e1}' = \beta_1(1+k_v)U_T / I_{c1}$$

$$C_2 = 1 / (2\pi f_{gu}' R_{10})$$

$$C_3 = \sqrt{((1+R_6/R_5)^2 - 2)} / (2\pi f_{gu}' (R_5 + R_6))$$

Die Siebung des Basisspannungsteilers mit der Zeitkonstanten $R_1 C_4$ ist notwendig, da die Versorgungsquelle nur mit der positiven Halbwelle belastet wird. Diese würde infolge Gegenkopplung in der Amplitude verkleinert, was ein Ansteigen des Klirrfaktors bedeutet. Der Kondensator C_4 wird für eine tiefere Grenzfrequenz als f_{gu}' ausgelegt. Sein Massebezug ist der Fußpunkt des Kondensators C_5 , also im Schaltbild falsch gezeichnet. (Man überlege, welchen Stromkreis er schließt!)

Der Kondensator C_5 ersetzt auf der Platine die Versorgungsquelle. Seine Kapazität ist mindestens genauso groß wie die des Kondensators C_3 zu wählen.

Dieser NF-Verstärker ist ein Musterbeispiel gut durchdachter Schaltungstechnik und wurde in riesigen Stückzahlen gebaut. Inzwischen gibt es ihn in integrierter Technik, an seinem Prinzip hat sich nichts geändert. Wie sollte es auch, denn die moderne Technologie hat zwar andere Verfahren, verfügt aber nach wie vor nur über die gleichen Bauelemente.

18 Operationsverstärker

Unter einem Operationsverstärker versteht man nach der Definition in Kapitel 11.1 eine Verstärkerschaltung mit einem sehr hochohmigen Differenzverstärkereingang, einer großen Spannungsverstärkung und einem niederohmigen Ausgang. In integrierter Technik lassen sich solche Verstärker mit hoher Qualität und relativ temperaturstabilem Arbeitspunkt herstellen.

Der Differenzverstärker am Eingang besteht aus zwei Transistoren, die im Arbeitsbereich einen Basisstrom benötigen. Diesen hält man mit Hilfe entsprechender Schaltungstechnik besonders klein (Darlington-Schaltung). Neuerdings benutzt man auch Sperrschichtfeldeffekttransistoren als Eingang. Hierbei ist der sogenannte Eingangsstrom I_1 jedoch auch nicht gleich null, es fließt ein, wenn auch geringer, Sperrstrom durch die Eingangsdiode.

Der Eingangsstrom I_1 fließt in gleicher Richtung in beiden Eingängen des Operationsverstärkers. Es muß folglich immer ein ohmscher Widerstand vorgesehen werden, durch den er zu- oder abgeführt werden kann. Auch bei integrierten Schaltungen sind die Kennlinien nicht vollkommen gleich, so daß ein Differenzstrom entsteht, den man den Eingangsnullstrom I_0 nennt. Demzufolge entsteht auch eine Differenzspannung, die Eingangsnullspannung U_0 . Diese kann man leicht bestimmen, indem man durch Gegenkopplung eine definierte Verstärkung einstellt und die Eingänge auf Nullpotential kurzschließt. Die Abweichung der Ausgangsspannung von null dividiert durch die Verstärkung ergibt die Eingangsnullspannung.

Bei Gleichspannungsverstärkung ist die Eingangsnullspannung störend, da sie ein Signal vortäuscht. Darum haben manche Operationsverstärker eine Abgleichmöglichkeit. Leider kann man damit nicht die Temperaturabhängigkeit beeinflussen, so daß man diese nach wie vor berücksichtigen muß. Es wurden daher für reinen Gleichspannungsbetrieb besondere Verstärker entwickelt, die durch interne Schalter eine automatische Nullspannungskompensation bewirken.

Ein integrierter Differenzverstärker bezieht seinen Strom über den gemeinsamen Emitteranschluß aus einer Stromquelle. Diese benötigt eine Versorgungsspannung. Dazu kommt noch die Basis-Emitter-Spannung, so daß die beiden Basisanschlüsse gegenüber dem entsprechenden Potential der Versorgungsquelle eine bestimmte Vorspannung haben müssen.

Um trotzdem den Operationsverstärker mit kleiner Eingangsspannung betreiben zu können, benutzt man eine negative und eine positive Versorgungsspannung und definiert die Masse bei null Volt. Diese Schaltungsart wird allgemein vorausgesetzt, ist jedoch keinesfalls notwendig, wenn man nur für die Spannungsabstände von der Versorgungsquelle sorgt. Ganz allgemein gilt dies für beide Pole, wobei etwa 2V ausreichen.

Man findet auch Operationsverstärker, die ausdrücklich für nur eine Versorgungsspannung vorgesehen sind. Diese haben in der Regel einen pnp Emitterfolger nach Bild 18.1 am Eingang. Hier wird die Tatsache genutzt, daß die Kollektoremitterrestspannung wesentlich kleiner ist, als die Basisemitterspannung. Darum hat der Transistor noch genug Betriebsspannung, auch wenn man Basis und Kollektor kurzschließt. Die Basis darf sogar ein wenig negativer sein.

Am Ausgang des Verstärkers hat man immer mit der Restspannung eines Transistors zu tun. Im allgemeinen muß man hier ebenfalls nach beiden Polen der Versorgungsquelle einen Abstand von etwa 2V rechnen. Durch besondere Schaltungstechnik kann einseitig eine geringere Spannung erreicht werden.

Heute ist diese Technik veraltet, die Operationsverstärker erreichen sowohl am Ausgang wie am Eingang die Versorgungsspannungspegel (Schienen = rail), was man mit „rail to rail“ bezeichnet. Dies wird durch die Feldeffekttransistoren ermöglicht, welche nunmehr Verwendung finden. Damit sind Operationsverstärker bereits bei Versorgungsspannungen kleiner 3V einsetzbar.

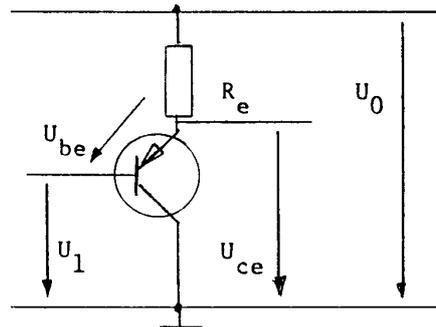


Bild 18.1 Aussteuerung eines pnp Emitterfolgers bei 0V Eingangsspannung

18.1 Stabilität des Operationsverstärkers

Der Operationsverstärker ist für den Betrieb mit Gegenkopplung entwickelt. Dabei muß gewährleistet sein, daß die rückgeführte Größe die Wirkung des Eingangssignals vermindert. Andernfalls entsteht eine Mitkopplung und die Anordnung schwingt.

In jedem Schaltungsaufbau bilden sich durch unvermeidliche Schaltkapazitäten RC-Glieder, welche die obere Grenzfrequenz bestimmen. Sie senken jedoch nicht nur die Amplitude ab, sondern erzeugen auch eine Phasendrehung, die bei der Grenzfrequenz bereits 45° beträgt. Wirken mehrere RC-Glieder zusammen, so existiert immer eine obere Frequenz, bei der die Phasendrehung 180° erreicht wird. Wenn dann das Produkt aus Kopplungsfaktor k und Verstärkung v noch größer als 1 ist, ist die Schwingbedingung nach Gleichung 5.4 erfüllt.

Um eine stabile Schaltung zu erhalten, muß man folglich die Verstärkung kleiner als 1 werden lassen, bevor die Phase um 180° dreht. Eine Einschränkung des Kopplungsfaktors k auf kleinere Werte würde den Anwendungsbereich des Operationsverstärkers begrenzen und kommt nicht in Frage.

Diese Forderung läßt sich erfüllen, indem man ein einziges RC-Glied in der Kette so groß macht, daß es die Verstärkung entsprechend herabgesetzt hat, bevor die anderen wirksam werden. Es allein kann die Phase nur um 90° drehen und damit die Schwingbedingung nicht erfüllen.

18.1.1 Millerintegrator

Nun lassen sich Kondensatoren nicht in beliebiger Kapazität integrieren, denn sie müssen durch Sperrschichten realisiert werden. Dabei ist man in der Fläche stark begrenzt. Man muß also versuchen, die Kapazität durch aktive Bauelemente künstlich zu erhöhen. Hierzu eignet sich die als Millerintegrator bekannte Schaltung nach Bild 18.2.

Wenn die Spannung U_1 erhöht wird, lädt sich der Kondensator C auf und die Spannung U_d vergrößert sich, was ein Absenken der Spannung U_2 mit der vollen Verstärkung v bewirkt. Dadurch verändert sich die Spannung über dem Kondensator C um den Faktor v stärker, als das bei einem einfachen RC-Glied nach Bild 18.3 der Fall wäre. Wegen der großen Verstärkung ist die Änderung von U_d gegenüber der von U_2 verschwindend klein.

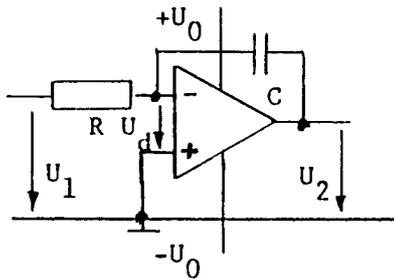


Bild 18.2 Millerintegrator

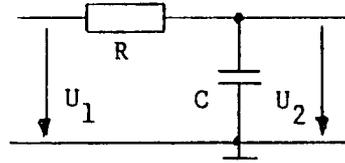


Bild 18.3 RC-Glied

Ein Spannungssprung U_1 hat daher durch den Widerstand R einen praktisch konstanten Strom I zur Folge:

$$I = U_1/R \quad (18.1)$$

Für die Spannung U am Kondensator gilt bei konstantem Strom I ein linearer Anstieg mit der Zeit t :

$$U = It/C = U_1 t / (RC) = U_2 \quad (18.2)$$

Sie ist wegen der hohen Verstärkung v gleich der Ausgangsspannung U_2 . Am Eingang des Operationsverstärkers bewirkt der gleiche Strom I aber nur eine Spannungsänderung:

$$U_d = U_2/v = U_1 t / (vRC) \quad (18.3)$$

Damit erscheint die Zeitkonstante dort um den Faktor v vergrößert. In Wirklichkeit handelt es sich hier auch um eine e -Funktion, durch die hohe Verstärkung wird jedoch ein winziges Stück aus ihrem Anfang stark vergrößert, was einen linearen Verlauf vortäuscht.

Auf diese Weise lassen sich auch in der integrierten Schaltung relativ große Zeitkonstanten erzeugen. In den Operationsverstärkern sind solche Millerkapazitäten eingebaut, so daß eine Schwingneigung ausgeschlossen ist. Bei manchen Typen kann man außerhalb noch Kondensatoren zusätzlich parallel schalten, was man als Frequenzkompensation bezeichnet.

18.1.2 Anstiegsgeschwindigkeit

Der in jedem Operationsverstärker vorhandene Millerintegrator läßt nur eine begrenzte Anstiegsgeschwindigkeit (slew rate) der Ausgangsspannung zu. Diese wird im Datenblatt als dU/dt in $V/\mu s$ angegeben.

Die Steigung dU/dt einer Sinusfunktion $U = \hat{u} \cdot \sin(2\omega t)$ hängt von der Amplitude \hat{u} und von der Frequenz ω ab und ist maximal, wie man durch Differenzieren leicht feststellt, bei:

$$dU/dt = \hat{u} \cdot 2\omega f \quad (18.4)$$

Daraus folgt für die Frequenz f , die bei einer vorgegebenen Amplitude \hat{u} noch verzerrungsfrei zu übertragen ist:

$$f = (dU/dt) / (2\omega \hat{u}) \quad (18.5)$$

Man beachte, daß diese Frequenz unabhängig von der Grenzfrequenz der Schaltung zu betrachten ist, da sie auch von der Amplitude abhängt.

18.2 Schaltungsentwurf mit Operationsverstärkern

Durch die hohe Verstärkung des Operationsverstärkers gibt es nur eine winzige Differenzspannung U_d , mit der er auszusteuern ist. Wird sie über- oder

unterschritten, ist er sofort übersteuert. Nur mit Hilfe der Gegenkopplung ist ein stabiler Arbeitspunkt einzustellen.

Bei allen schaltungstechnischen Überlegungen kann man

$$U_d = 0 \quad (18.6)$$

setzen. Das heißt, daß die Gegenkopplung den invertierenden Eingang auf das gleiche Potential zwingt, auf dem der nicht invertierende liegt. Dies ist der entscheidende Ansatz für alle weiteren Berechnungen. Er gilt auch bei nicht gegengekoppelten Operationsverstärkern. Es handelt sich dann um den Schalt- punkt, der durch Gleichsetzen der Spannungen an den beiden Eingängen bestimmt wird.

Das Verhalten und die Entwurfskriterien bei Wechselspannung wurden bereits im Kapitel 11 unter dem Begriff Gegenkopplung behandelt. Für Gleichspannungen ist es aber günstiger, etwas anders vorzugehen, obwohl natürlich die Gegenkopplung unabhängig von der Frequenz ist. Hier kann man den Operationsverstärker als Pegelumsetzer betrachten. Mit der Gegenkopplung ist (über die Verstärkung) der Hub einstellbar und über die Spannung am nicht invertierenden Eingang der Grundpegel.

Ein weiterer wichtiger Gesichtspunkt ist, daß beim zunächst angenommenen idealen Operationsverstärker der invertierende Eingang durch eine Gegenkopplung zwar auf das Potential des nicht invertierenden gezogen wird, aber zwischen den Eingängen kein Strom fließen kann. Daher müssen alle zufließenden Ströme über den Gegenkopplungswiderstand zum Ausgang abfließen. Dies bedeutet eine Addition der Ströme und der mit den zugehörigen Widerständen bewerteten Spannungen.

Bei der Dimensionierung der äußeren Beschaltung bestimmt man zunächst für einen idealen Operationsverstärker die Widerstandsverhältnisse, dann wählt man unter Berücksichtigung des Eingangsstromes I_1 und den durch ihn verursachten Spannungsabfall einen Absolutwert und findet damit die anderen.

Beim Schaltungsentwurf ist weiter zu berücksichtigen:

Die Verstärkung liegt etwa bei 100 V/mV und nimmt oberhalb der Grenzfrequenz von ca. 10 Hz mit 20 dB pro Dekade ab. Das Einsatzgebiet ist daher bei tiefen Frequenzen und geht mit Einschränkungen bis maximal 20 kHz. Durch die Begrenzung der Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung können andere frequenzmäßige Grenzen gesetzt sein.

Die Eingangsnulspannung U_0 kann zwar kompensiert werden, ist aber nach wie vor temperaturabhängig.

18.2.1 Invertierender Pegelumsetzer

Ein häufiges Anwendungsgebiet des Operationsverstärkers ist die Pegelumsetzung nach Bild 18.4. Dabei soll ein Eingangsspannungsbereich U_1' bis U_1'' in eine Ausgangsspannung von U_2' bis U_2'' umgeformt werden. Gesucht sind die Widerstände R_1 bis R_4 bei gegebener Versorgungsspannung U_0 . Wir setzen die Differenzspannung $U_d = 0$ und vernachlässigen zunächst die sehr niedrigen Eingangsströme I_1 . Für den Knoten am invertierenden Eingang ergibt sich:

$$(U_1 - U_3) / R_1 + (U_2 - U_3) / R_2 = 0 \quad (18.7)$$

Der andere Knoten ist ein Spannungsteiler mit:

$$U_3 = U_0 R_4 / (R_3 + R_4) \quad (18.8)$$

Daraus findet sich eine Gleichung für die Ausgangsspannung U_2 :

$$U_2 = U_0 \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} - U_1 \frac{R_2}{R_1} \tag{18.9}$$

Sie zeigt die Eigenschaft des Subtrahierers. Man kann das noch deutlicher machen, wenn man U_3 nicht ersetzt und folgendermaßen schreibt:

$$U_2 = U_3 + (U_3 - U_1) R_2 / R_1 \tag{18.10}$$

Von der Spannung U_3 wird U_1 abgezogen und mit der Verstärkung $v = R_2/R_1$ bewertet wiederum auf U_3 aufgesetzt.

In Gleichung 18.9 kann man nun die zugeordneten Ein- und Ausgangsspannungen unter Beachtung der Invertierung einsetzen. Nach Subtraktion beider Gleichungen findet man:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{U_2' - U_2''}{U_1'' - U_1'} \tag{18.11}$$

Das Verhältnis Ausgangsspannungshub zu Eingangsspannungshub stellt die Verstärkung $v = R_2/R_1$ dar. Durch Einsetzen erhält man auch das zweite Widerstandsverhältnis:

$$\frac{R_3}{R_4} = U_0 \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{U_2' + U_1'} - 1 \tag{18.12}$$

Zur Ermittlung der absoluten Widerstandswerte muß man schließlich einen Widerstand vorgeben. Da Widerstände größer 1M Ω schwierig herzustellen sind und daher teuer werden, sollte man darauf achten, daß alle Werte darunter liegen.

Der Eingangsstrom I_1 des Operationsverstärkers kann durch seinen Spannungsabfall am Innenwiderstand R_i der Eingangsteiler eine Verschiebung des Arbeitspunktes verursachen. Will man dies verhindern, muß man die Innenwiderstände der beiden Teiler gleich machen. Dann sind die Eingänge gleich behandelt und die Aussteuerungen heben sich am Ausgang gegenseitig auf.

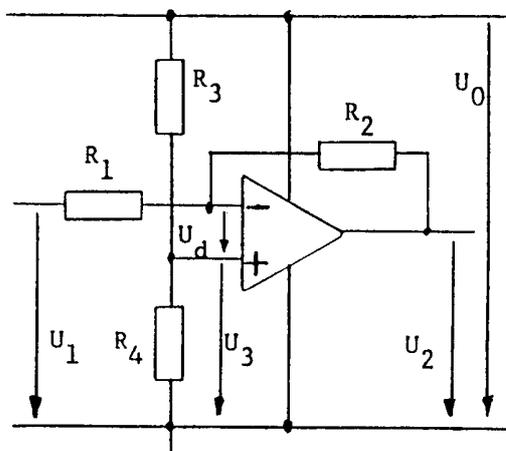


Bild 18.4 Pegelumsetzer

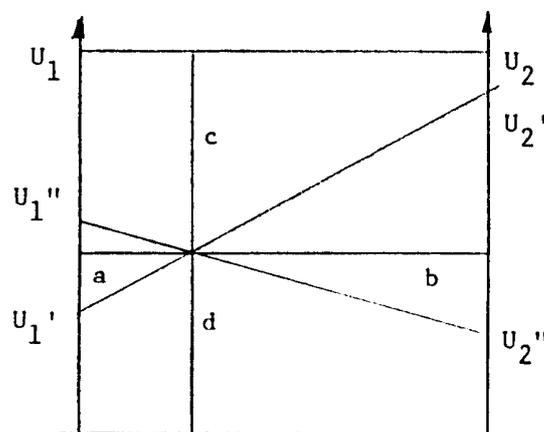


Bild 18.5 Graphische Lösung

Gibt man sich einen kleinen durch I_1 verursachten Spannungsabfall U_v vor, so kann man daraus den Innenwiderstand des Teilers $R_i = U_v/I_1$ ermitteln. Da R_i gleich der Parallelschaltung der beiden Teilerwiderstände ist, deren Verhältnis bekannt ist, ergeben sich darüber die Absolutwerte:

$$R_1 = U_v/I_1 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) = R_2 / (1 + R_2/R_1) = R_3 / (1 + R_3/R_4)$$

$$R_2 = U_v(1 + R_2/R_1) / I_1 \quad (18.13)$$

$$R_3 = U_v(1 + R_3/R_4) / I_1 \quad (18.14)$$

Bild 18.5 zeigt eine Möglichkeit, die Verhältnisse beim Pegelumsetzer graphisch zu ermitteln. Auf zwei parallelen Strahlen bringt man einen gleichen Spannungsmaßstab an und trägt auf der einen Seite die Eingangs- und auf der anderen die Ausgangsspannungen ein. Man verbindet die zugehörigen Punkte und kann aufgrund des Strahlensatzes die Verhältnisse einfach ablesen.

Die Waagerechte durch den Schnittpunkt bedeutet, daß die Eingangsspannung gleich der Ausgangsspannung ist, das heißt, durch R_1 und R_2 fließt kein Strom. Dann muß U_1 gleich U_3 sein. So teilt der Schnittpunkt die Spannung U_0 auf den Spannungsabfall an den Widerständen R_3 und R_4 auf und es folgt:

$$c/d = R_3/R_4 \quad (18.15)$$

Weiterhin ist die Verstärkung v gleich dem Verhältnis der Spannungshöhe und wird wegen der ähnlichen Dreiecke durch:

$$v = b/a = R_2/R_1 \quad (18.16)$$

ausgedrückt. Die graphische Lösung gibt einen schnellen Überblick und kann als Kontrolle ihre Dienste tun.

Wenn bei der Pegelumsetzung keine Verstärkung benötigt wird, das heißt, wenn der Ausgangsspannungshub kleiner als der Eingangsspannungshub ist, kommt man mit einem einfachen Widerstandsnetzwerk und einer Referenzspannung ohne Operationsverstärker zum Ziel (s. Kap. 12.1).

18.2.2 Subtrahierer

Wie bereits angedeutet, handelt es sich beim invertierenden Pegelumsetzer eigentlich um einen analogen Subtrahierer. Wir wollen an Hand der leicht abgeänderten Schaltung nach Bild 18.6 untersuchen, wie man die Widerstandsverhältnisse auslegen muß, damit ausschließlich die Differenz der beiden Eingangsspannungen U_{e1} und U_{e2} verstärkt wird. Dazu bilden wir die Knotengleichungen und lösen sie nach U_a auf:

$$\frac{U_{e1} - U_{R4}}{R_1} + \frac{U_a - U_{R4}}{R_2} = 0 \quad (18.17)$$

$$\frac{U_{e2} - U_{R4}}{R_3} + \frac{U_0 - U_{R4}}{R_5} + \frac{0 - U_{R4}}{R_4} = 0 \quad (18.18)$$

$$U_a = \frac{\left(\frac{U_{e2}}{R_3} + \frac{U_0}{R_5}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5}} - U_{e1} \frac{R_2}{R_1} \quad (18.19)$$

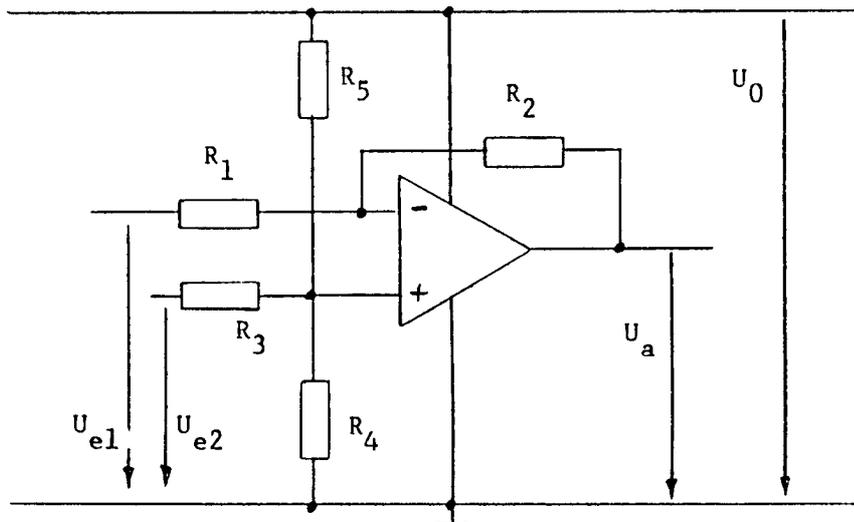


Bild 18.6 Subtrahierer

Wenn U_a nur abhängig von der Differenz $U_{e2}-U_{e1}$ sein soll, dann müssen ihre beiden Koeffizienten gleich sein:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4} + \frac{R_3}{R_5}} \quad (18.20)$$

$$\frac{R_1}{R_2} = R_3 \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} \right) = \frac{R_3}{\frac{R_4 R_5}{R_4 + R_5}} \quad (18.21)$$

Setzt man diese Bedingung in Gleichung (18.19) ein und macht $U_{e1}=U_{e2}$, so erhält man den Arbeitspunkt:

$$U_a = U_0 / (1 + R_5/R_4) \quad (18.22)$$

18.2.3 Nicht invertierender Pegelumsetzer

Der nicht invertierende Pegelumsetzer hat auf Grund seiner Gegenkopplungsart einen extrem hohen Eingangswiderstand (Bild 18.7). Aus der Knotengleichung am invertierenden Eingang folgt die Ausgangsspannung U_a

$$\frac{U_0 - U_e}{R_1} + \frac{U_a - U_e}{R_3} + \frac{0 - U_e}{R_2} = 0 \quad (18.23)$$

$$U_a = U_e \left(1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_3}{R_2} \right) - U_0 R_3 / R_1 \quad (18.24)$$

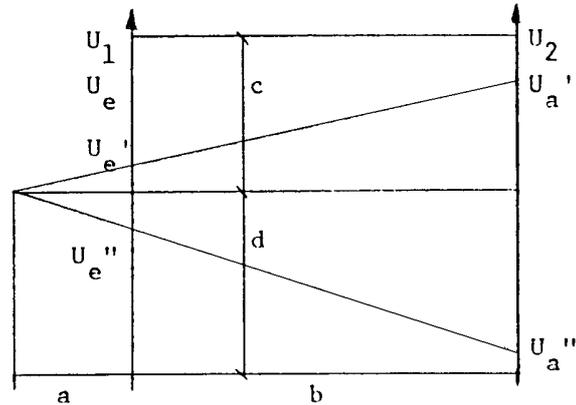
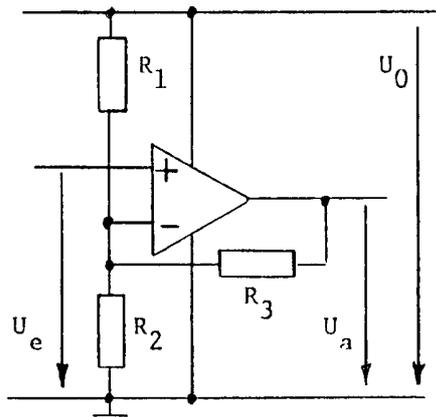


Bild 18.7 Nichtinvertierender Pegelumsetzer Bild 18.8 graphische Lösung

Mit dem gegebenen Eingangs- und Ausgangsspannungshub lassen sich die beiden Widerstandsverhältnisse bestimmen. Die graphische Lösung zeigt Bild 18.8. Darin gilt wieder auf der Basis ähnlicher Dreiecke:

$$v = (a+b)/a = 1+R_3/(R_1 || R_2) \tag{18.25}$$

$$c/d = R_1/R_2 \tag{18.26}$$

18.2.4 Addierer

Da die Eingangsdifferenzspannung U_a beim gegengekoppelten Operationsverstärker praktisch gleich null ist, kann auch kein Strom von einem zum anderen Eingang fließen. Daher müssen in Bild 18.9 die durch die Spannungen U_1' und U_1'' in den Widerständen R_1 und R_5 verursachten Ströme zusammen über den Widerstand R_2 zum Ausgang des Operationsverstärkers weiterfließen. Sie addieren sich also, woher die Schaltung ihren Namen Addierer oder Summierer hat. Die Ausgangsspannung U_2 muß genau um den Spannungsabfall an R_2 negativer werden als die Spannung U_3 am nicht invertierenden Eingang.

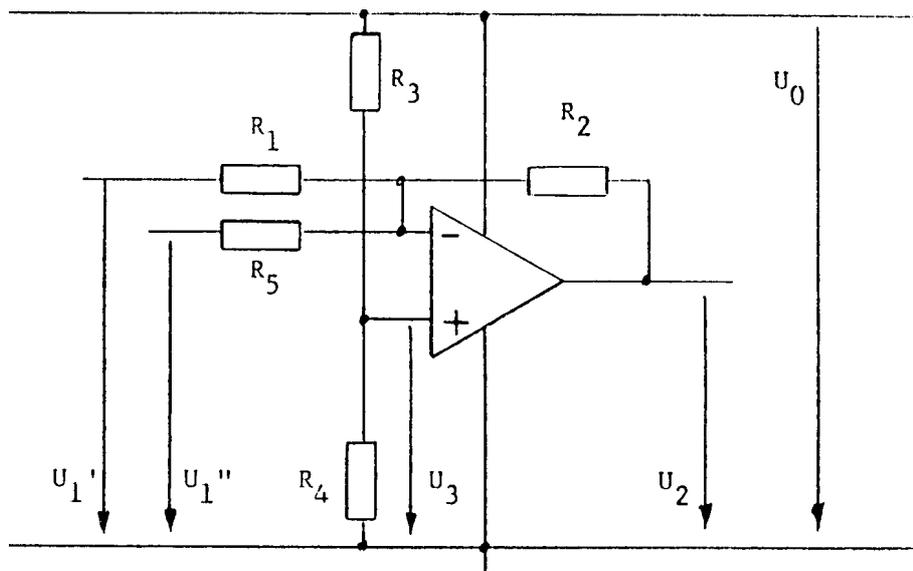


Bild 18.9 Addierer

Unter Berücksichtigung von $U_a = 0$ findet man die Ausgangsspannung U_2 :

$$\frac{U_1' - U_3}{R_1} + \frac{U_1'' - U_3}{R_5} + \frac{U_2 - U_3}{R_2} = 0 \quad U_3 = U_0 / (1 + R_3/R_4) \quad (18.27)$$

$$U_2 = U_3(1 + R_2/R_1 + R_2/R_5) - (U_1' R_2/R_1 + U_1'' R_2/R_5) \quad (18.28)$$

Die Spannungen U_1' und U_1'' werden mit den Widerstandsverhältnissen R_2/R_1 und R_2/R_5 bewertet und addiert. Ihre Summe wird wegen der Invertierung negativ ausgegeben.

Beim Entwurf einer solchen Schaltung liegen die Spannungshübe und die Bewertungsfaktoren im allgemeinen vor. Aus diesen Randbedingungen lassen sich die anderen Werte mit Gleichung (18.28) bestimmen.

18.2.5 Wechselspannungsverstärker

Bild 18.10 zeigt einen normalen Wechselspannungsverstärker, wie wir ihn bereits mit diskreten Bauelementen in Kapitel 17 behandelt haben. Die Berechnung erfolgt nach gleichem Schema.

Beim Operationsverstärker ist jedoch wegen der Frequenzkompensation die obere Grenzfrequenz stark herabgesetzt und liegt bei der Leerlaufverstärkung (ca. 100dB) bereits unter 10Hz. Zu höheren Frequenzen fällt die Verstärkung dann linear mit 20dB pro Frequenzdekade ab (Bild 18.11) und erreicht 0dB ($v=1$) bei etwa 1MHz. Dies ist die Transitfrequenz, die im Datenbuch angegeben wird.

Eine Gegenkopplung bewirkt durch die Herabsetzung der Verstärkung gleichzeitig eine Verschiebung der oberen Grenzfrequenz zu höheren Werten (Bild 18.11). Die eingestellte Verstärkung ist jedoch nur unabhängig von der Leerlaufverstärkung, solange diese sehr viel größer ist.

Weiterhin wird der Einsatz des Operationsverstärkers bei Wechselspannungen durch die endliche Anstiegsgeschwindigkeit (slew rate) der Ausgangsspannung eingeschränkt. Dabei spielt neben der Frequenz auch die Amplitude eine wichtige Rolle.

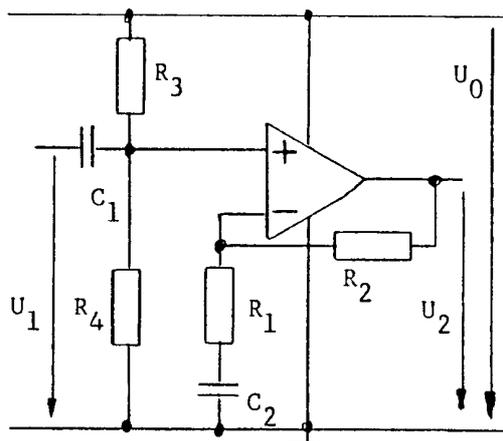
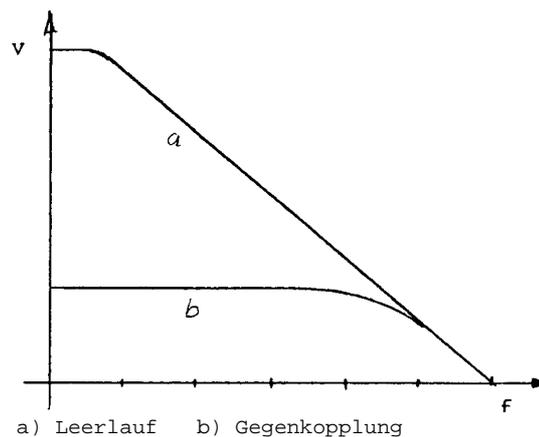


Bild 18.10 Wechselspannungsverstärker



a) Leerlauf b) Gegenkopplung

Bild 18.11 Frequenzgang des OP

Es werden Operationsverstärker angeboten, deren Anstiegsgeschwindigkeit deutlich höher liegt. Dies ist jedoch oftmals durch Zugeständnisse in der Frequenzkompensation erkauft. Sie werden instabil, wenn die Verstärkung einen im Datenbuch vorgegebenen Wert unterschreitet, sie können also nicht mehr mit dem Kopplungsfaktor $k = 1$ betrieben werden.

Mit dieser Einschränkung in der Verstärkung sind Pegelumsetzer und Addierer normalerweise nicht zu realisieren. Bild 18.12 zeigt jedoch, wie man einen solchen Verstärker "überlisten" kann. Die Wechselspannungsverstärkung wird durch das Verhältnis R_2/R_6 eingestellt. Da wegen $U_d = 0$ durch R_6 kein Strom fließt, bleibt die Funktion des Addierers davon unberührt. Somit ist die hohe Anstiegsgeschwindigkeit voll nutzbar.

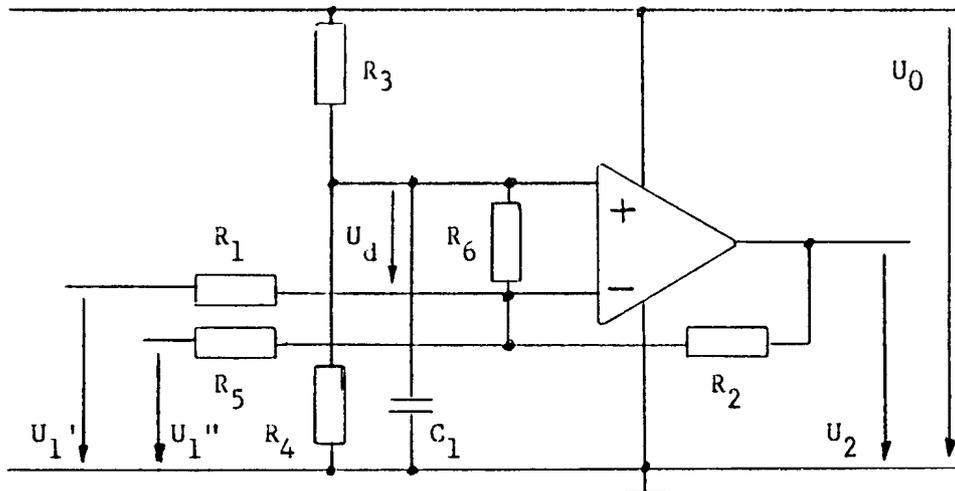


Bild 18.12 Schneller Addierer

18.2.6 Schmitt-Trigger

Bisher hatten wir den Arbeitspunkt des Operationsverstärkers durch eine Gegenkopplung stabilisiert. Führt man jedoch das Ausgangssignal auf den nicht invertierenden Eingang zurück, erhält man eine Mitkopplung. Dadurch sind nur die beiden Übersteuerungszustände stabil. Wenn die Eingangsspannung den (sehr kleinen) aktiven Bereich erreicht, geht der Ausgang sofort in den entgegengesetzten Sättigungswert über.

Eine solche Schaltung dient zur Erkennung eines bestimmten Gleichspannungspegels. Ohne die Mitkopplung besteht die Gefahr, daß ein überlagertes Rauschen beim Durchlaufen des aktiven Bereiches den Ausgang mehrmals umschaltet. Durch sie wird eine Verschiebung der Schaltspannung in entgegengesetzter Richtung erzwungen. Es entsteht eine Hysterese mit zwei deutlich auseinander liegenden Schaltschwellen U_{s1} und U_{s2} . Diese Schaltung heißt Schmitt-Trigger.

Die Berechnung beruht wieder auf der Bedingung, daß die Differenzspannung U_d im aktiven Bereich praktisch null ist. Daher schaltet der Schmitt-Trigger, wenn die Spannungen an seinen Eingängen gleich werden. Für die Schaltung Bild 18.13 finden wir allgemein die Schaltschwelle U_s (U_1), indem wir die Knotengleichung für den nicht invertierenden Eingang aufstellen:

$$\frac{U_0 - U_s}{R_1} + \frac{U_2 - U_s}{R_3} + \frac{0 - U_s}{R_2} = 0 \quad (18.29)$$

$$U_s = U_0 \cdot \frac{1 + \frac{U_2}{U_0} \cdot \frac{R_1}{R_3}}{1 + \frac{R_1}{R_3} + \frac{R_1}{R_2}} \quad (18.30)$$

Durch Einsetzen der zugehörigen Ausgangsspannung ergeben sich die beiden Schaltschwellen U_{s1} ($U_2=U_0-U_{rest}$) und U_{s2} ($U_2=U_{rest}$). Die Spannung U_{rest} steht für die nicht aussteuerbare Restausgangsspannung.

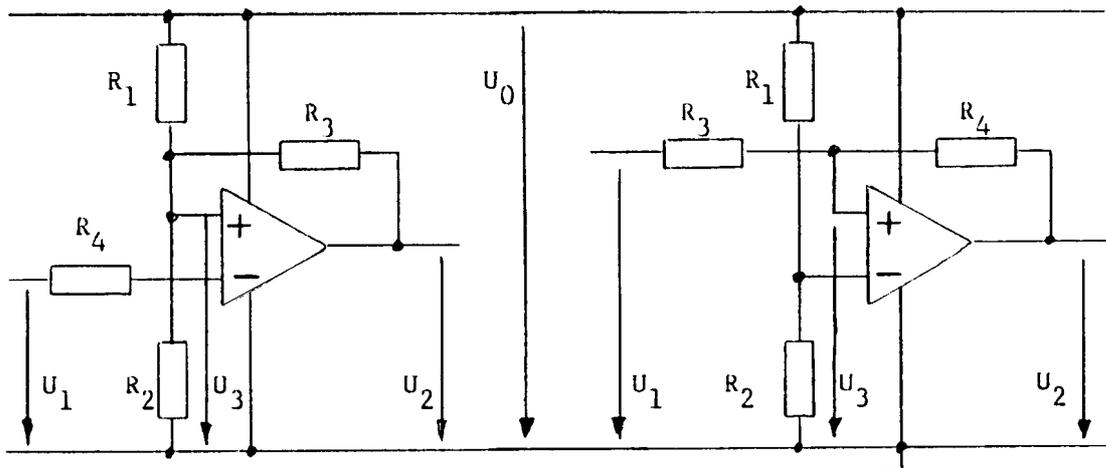


Bild 18.13 invertierender

Bild 18.14 nicht invertierender Schmitt-Trigger

Entsprechend läßt sich die Schaltung nach Bild 18.14 interpretieren. Der Ansatz erfolgt wieder am nicht invertierenden Eingang:

$$\frac{U_s - U_3}{R_3} + \frac{U_2 - U_3}{R_4} = 0 \quad U_3 = U_0 R_2 / (R_1 + R_2) \quad (18.31)$$

$$U_s = U_0 \cdot \frac{1 + \frac{R_3}{R_4}}{1 + \frac{R_1}{R_2}} - U_2 \cdot \frac{R_3}{R_4} \quad (18.32)$$

Hier gilt die Zuordnung U_{s1} ($U_2 = U_{\text{rest}}$) und U_{s2} ($U_2 = U_0 - U_{\text{rest}}$).

In der Regel sind die Schaltschwellen vorgegeben und die Widerstände zu dimensionieren. Zunächst rechnet man die Widerstandsverhältnisse aus und wählt unter Berücksichtigung des Eingangsstromes I_1 , wie gehabt, einen Absolutwert.

An der Schaltung nach Bild 18.13 soll nun gezeigt werden, daß durch geeignete Wahl des Widerstandes R_4 der Einfluß von I_1 auf die Schaltschwellen U_s verschwindet. Wir setzen diesmal die Knotengleichung mit dem Strom an:

$$\frac{U_0 - U_3}{R_1} + \frac{U_2 - U_3}{R_3} + \frac{0 - U_3}{R_2} = 0 \quad U_3 = U_s - I_1 R_4 \quad (18.33)$$

$$U_s - I_1 R_4 = U_0 \cdot \frac{1 + \frac{U_2}{U_0} \cdot \frac{R_1}{R_3}}{1 + \frac{R_1}{R_3} + \frac{R_1}{R_2}} - I_1 R_1 / (1 + R_1/R_2 + R_1/R_3) \quad (18.34)$$

Mit $R_4 = 1 / (1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3)$, was dem Innenwiderstand des Teilers entspricht, verschwindet der Strom I_1 aus der Beziehung. Ein eventueller Generatorinnenwiderstand muß mit R_4 verrechnet werden.

In der Schaltung Bild 18.14 hat der Eingangsstrom I_1 ebenfalls keinen Einfluß, wenn man die Innenwiderstände der Teiler gleichsetzt.

Die Bilder 18.15 und 18.16 zeigen die Spannungsverläufe an den beiden Schmitt-Trigger-Schaltungen für eine vorgegebene Eingangsspannung U_1 .

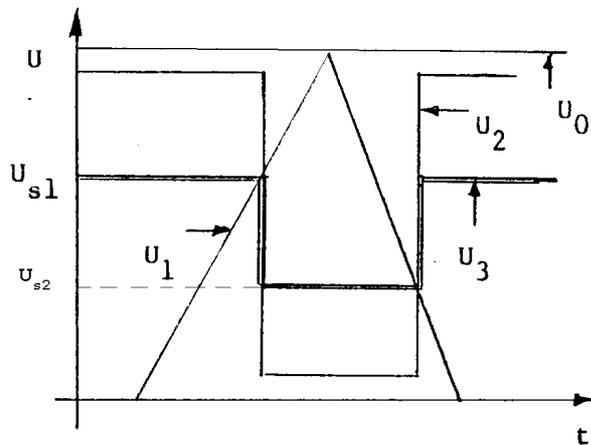


Bild 18.15 Spannungsverlauf für Bild 18.13

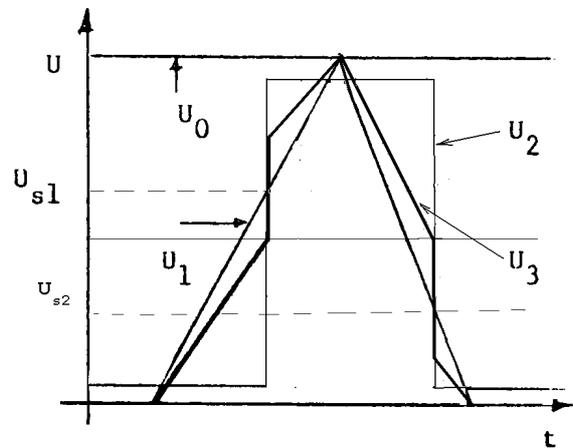


Bild 18.16 für Bild 18.14

18.3 Zusammenfassung Operationsverstärker

* Der aktive Bereich der Eingangsdifferenzspannung U_d ist wegen der hohen Verstärkung (open loop gain) des Operationsverstärkers von ca. 100dB so gering, daß man bei der Schaltungsberechnung $U_d = 0$ setzen kann.

* Gegenkopplung entspricht einer Rückführung auf den invertierenden Eingang. Die Mitkopplung auf den nicht invertierenden Eingang bewirkt Kippverhalten.

* Von einem Eingang zum anderen fließt kein Signalstrom.

* Eine Eingangsnullspannung U_0 (input offset voltage), die durch unterschiedliche Kennlinien der Eingangstransistoren verursacht wird und mit dem Eingangsnullstrom I_0 (input offset current) zusammenhängt, bewirkt bei Kurzschluß der Eingänge eine Auslenkung am Ausgang.

* Der Eingangsstrom I_1 (input bias current) ist der gleichzusetzende Basisstrom der beiden Eingangstransistoren. Durch den von ihm verursachten Spannungsabfall wird der Arbeitspunkt verschoben. Bei Feldeffekttransistoreingängen ist I_1 sehr klein aber nicht null. Durch gleiche Innenwiderstände der Quellen an den Eingängen verschwindet der Einfluß des Eingangsstromes I_1 .

* Der Operationsverstärker arbeitet nur in einem bestimmten Bereich der Eingangsgleichtaktspannung (input common-mode range) der nach beiden Seiten etwa 2V Abstand von den Potentialen der Versorgungsspannung hat. Durch spezielle Eingangsschaltungen läßt sich dieser Abstand einseitig auf null reduzieren. Der Arbeitspunkt wird durch die Gleichtaktspannung definiert. Um ihn auf Masse zu legen, verwendet man üblicherweise zwei Versorgungsspannungen.

* Infolge der Restspannungen der Ausgangstransistoren ist am Ausgang des Operationsverstärkers nicht der gesamte Bereich der Versorgungsspannung verfügbar (output voltage swing).

* Für den Frequenzgang sind die Kleinsignalbandbreite oder Transitfrequenz (small signal unity gain bandwidth) von ca. 1MHz und die Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung (slew rate) von ca. 2V/ μ sec zu beachten. Die Bandbreite der Leerlaufverstärkung (open loop bandwidth) liegt bei 10Hz. Von dort an sinkt die Verstärkung mit 20dB pro Frequenzdekade.

* Eine Steigerung der Anstiegsgeschwindigkeit wird mit der Einhaltung einer Mindestverstärkung von ca. $v=5$ erkauft.

19 Zeitabhängige Schaltvorgänge

Zeitabhängiges Schalten läßt sich durch Umladung von Kondensatoren realisieren. Nach Gleichung (3.16) ist der Strom i_c , der in einen Kondensator hineinfließt, abhängig von der zeitlichen Änderung der Kondensatorspannung u_c :

$$i_c = C (du_c/dt) \quad (19.1)$$

Im allgemeinen wird der Kondensator über einen Widerstand R geladen (Bild 19.1). Dann gilt mit der angelegten Spannung \hat{u} die Differenzialgleichung:

$$\hat{u} = u_c + R \cdot i_c = u_c + RC(du_c/dt) \quad (19.2)$$

mit der Lösung:

$$u_c = \hat{u}(1 - e^{-t/(RC)}) \quad (19.3)$$

Hierin ist u_c die von der Zeit t abhängige Spannung am Kondensator und \hat{u} die angelegte Spannung, auf die sich u_c nach unendlich langer Zeit einstellt. Der Verlauf der Spannung u_c ist in Bild 19.2 wiedergegeben. Die sogenannte Zeitkonstante $\tau = RC$ bestimmt die Steigung der e-Funktion im Nullpunkt. Zur Zeit $t = \tau$ ist der Exponent von e gleich -1 und die Kurve hat 63% ihres Endwertes erreicht. Allerdings ist nach der fünffachen Zeitkonstanten $t = 5RC$ die Abweichung vom Endzustand nur noch 0,7%, so daß man hier den Ladevorgang als beendet ansehen kann.

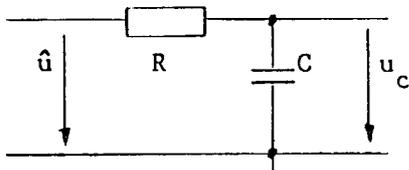


Bild 19.1 RC-Glied

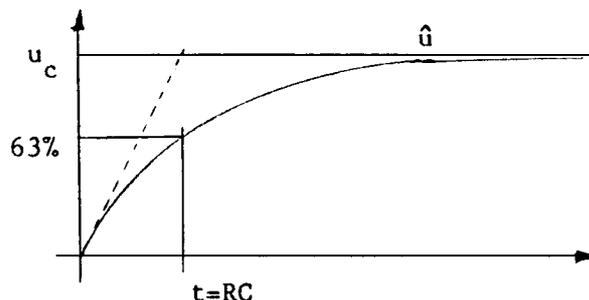


Bild 19.2 e-Funktion

Da sich die e-Funktion in Gleichung 19.3 nur allmählich dem Endzustand nähert, läßt sich dafür kein definierter Zeitpunkt ableiten. Um einen solchen zu erhalten, muß man einen Punkt der Ladekurve wählen, wo sich die Spannung u_c noch stark ändert. Nach diesem Prinzip arbeiten alle Schaltungen, die als zeitabhängige Größe den Ladezustand eines Kondensators benutzen.

In Bild 19.3 ist die Grundschaltung eines zeitabhängigen Schalters dargestellt. Der Kondensator C hat über den Widerstand R_1 das Potential U_0 der Versorgungsspannung angenommen. An der anderen Seite liegt er auf der Basisemitterspannung U_{be} des leitenden Transistors, die über den Widerstand R_2 zugeführt wird. Die Kondensatorspannung U_c ist folglich:

$$U_c = U_0 - U_{be} \quad (19.4)$$

Schließt man nun den Schalter S zur Zeit t_0 , so bleibt im ersten Moment die Kondensatorspannung U_c erhalten, weil der Strom nach Gleichung (19.1) beliebig groß werden kann und so die Änderung voll als Spannungsabfall an den im Stromkreis vorhandenen Widerständen erscheint. Damit liegt der Basisanschluß des Transistors auf der Spannung $-U_c$ (Bild 19.4).

Von hier beginnt der Ladevorgang über den Widerstand R_2 auf die Spannung U_0 . Er wird jedoch angehalten, wenn die Basisdiode des Transistors leitend wird,

also bei U_{be} . Dies geschieht bei relativ großer Steilheit der Ladekurve, so daß der Schaltzeitpunkt t_1 sehr genau festliegt.

Zur Berechnung überträgt man die Größen aus Bild 19.4 in die Gleichung 19.3. Der Kondensator wird umgeladen auf die Spannung $\hat{u} = U_c + U_0 = 2U_0 - U_{be}$. Im Schaltzeitpunkt t_1 ist die Spannung $u_c = U_c + U_{be} = U_0$ gegenüber der Ausgangsspannung $-U_c$. Wir verschieben somit einfach den Koordinatenursprung von Bild 19.2 auf den Beginn der Umladungskurve in Bild 19.4 und lesen ab:

$$U_0 = (2U_0 - U_{be})(1 - e^{-(t_1 - t_0)/(RC)}) \quad (19.5)$$

$$t_1 - t_0 = -RC \cdot \ln(1 - U_0 / (2U_0 - U_{be})) \approx RC \cdot \ln 2 = 0,69 \cdot RC \quad (19.6)$$

Wenn man U_{be} gegen $2U_0$ vernachlässigt, erhält man eine recht einfache Formel für die Schaltzeit $t_1 - t_0$.

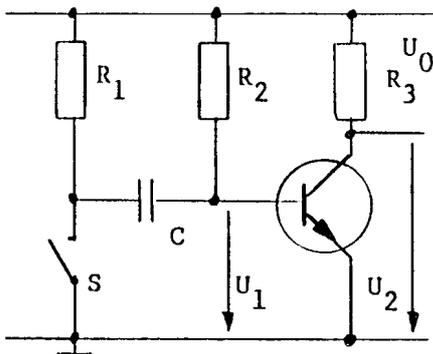


Bild 19.3 Zeitschaltung

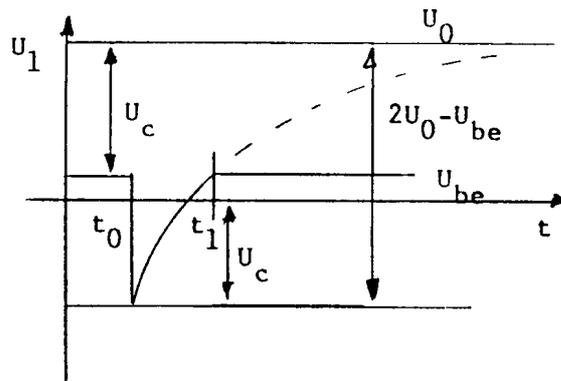


Bild 19.4 Zeitlicher Verlauf

Bei Schaltungen dieser Art mit Transistoren muß man beachten, daß die Basis-Emitter-Diode nur Sperrspannungen bis zu 5V verträgt. Darüber wird sie leitend und verfälscht die Zeitkonstante. Unter Umständen kann bei diesem Betrieb auch der Transistor zerstört werden, zumal wenn wie hier der Innenwiderstand des Schalters gleich null ist.

Zur Abhilfe legt man eine Diode mit entsprechend hoher Sperrspannung in die Basisleitung oder setzt die Versorgungsspannung von vornherein auf $U_0 = 5V$, wie es für die integrierten Digitalschaltungen auf Transistorbasis üblich ist.

19.1 Oszillatoren

Wird ein Anteil k des Ausgangssignales eines Verstärkers mit der Verstärkung v so auf den Eingang zurückgeführt, daß er die Wirkung des Eingangssignales unterstützt, so entsteht eine Mitkopplung. Ist dabei das Produkt kv größer als 1, dann kippt der Verstärker in einen seiner Übersteuerungszustände, in dem er verharrt, solange die Bedingung am Ausgang für den Eingang erhalten bleibt. Dies ist bei allen Kippschaltungen der Fall, wozu auch der Schmitt-Trigger gehört.

Durch Umladen von Kondensatoren lassen sich die Eingangsbedingungen rückgängig machen, so daß der Verstärker wieder aktiv wird und in den anderen Übersteuerungszustand wechselt. Jeder Oszillator arbeitet in dieser Form. Er benötigt einen Energiespeicher, der den entsprechenden Übersteuerungszustand eine Zeitlang aufrecht erhält. Dazu kann eine Kapazität, eine Induktivität, ein Schwingkreis oder ein Quarz dienen.

Grundsätzlich ist die Ausgangsspannung eines Oszillators rechteckförmig. Benutzt man jedoch einen Schwingkreis oder Quarz als Speicher, so werden die Oberwellen unterdrückt und die Spannung erscheint weitgehend sinusförmig.

Bild 19.5 zeigt einen Schmitt-Trigger mit den Widerständen R_1 , R_2 und R_3 . Über den Widerstand R_4 wird der Kondensator C am invertierenden Eingang auf die Ausgangsspannung U_2 umgeladen. Letztere ist positiv, wenn der invertierende Eingang gegenüber dem nicht invertierenden negativ ist. Im Verlauf der Umladung von C muß der Schmitt-Trigger zwangsläufig umschalten, was den Vorgang in der entgegengesetzten Richtung einleitet.

Der Ladevorgang, der bei Vernachlässigung der Restspannungen auf U_0 oder $0V$ ausgerichtet ist, wird jeweils bei den beiden Schaltschwellen U_{s1} und U_{s2} umgekehrt (Bild 19.6). Zur Bestimmung der Zeiten lesen wir mit Gleichung 19.3 und der Zeitkonstanten $\tau=R_4C$ die folgenden Funktionen ab:

$$U_{s1}-U_{s2} = (U_0-U_{s2})(1-e^{-(t1-t0)/\tau}) \tag{19.7}$$

$$U_{s1}-U_{s2} = U_{s1}(1-e^{-(t2-t1)/\tau}) \tag{19.8}$$

Für den Entwurf der Schaltung legt man zunächst die Schaltschwellen fest und berechnet nach Kapitel 18.2.6 die Widerstände R_1 bis R_3 . Die Zeiten ergeben sich aus den Gleichungen 19.7 und 19.8.

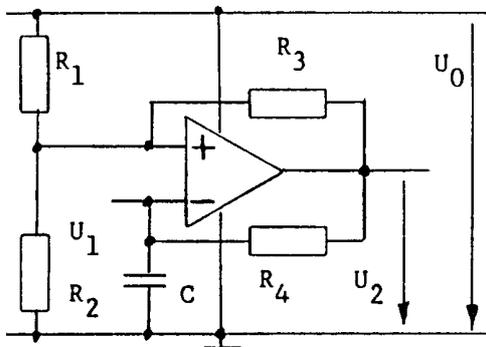


Bild 19.5 Oszillierender Schmitt-Trigger

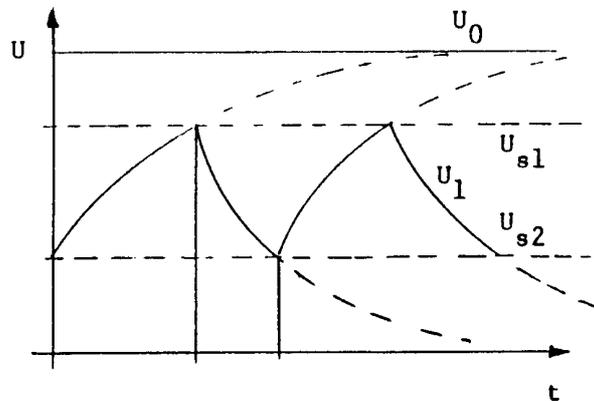


Bild 19.6 Zeitlicher Verlauf

Der LC-Oszillator nach Bild 19.7 arbeitet mit einem Schwingkreis als Energiespeicher. Die Mitkopplung wird mit dem Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}=\sqrt{L_1/L_2}$ und dem induktiven Kopplungsfaktor k eingestellt, so daß die Schwingbedingung lautet:

$$(k/\ddot{u})v = 1 \tag{19.9}$$

Faßt man alle Verluste und den Lastwiderstand in R_0 zusammen, dann ist die Verstärkung bei Resonanz nach Gleichung (4.26):

$$v = y_{21}R_0 \tag{19.10}$$

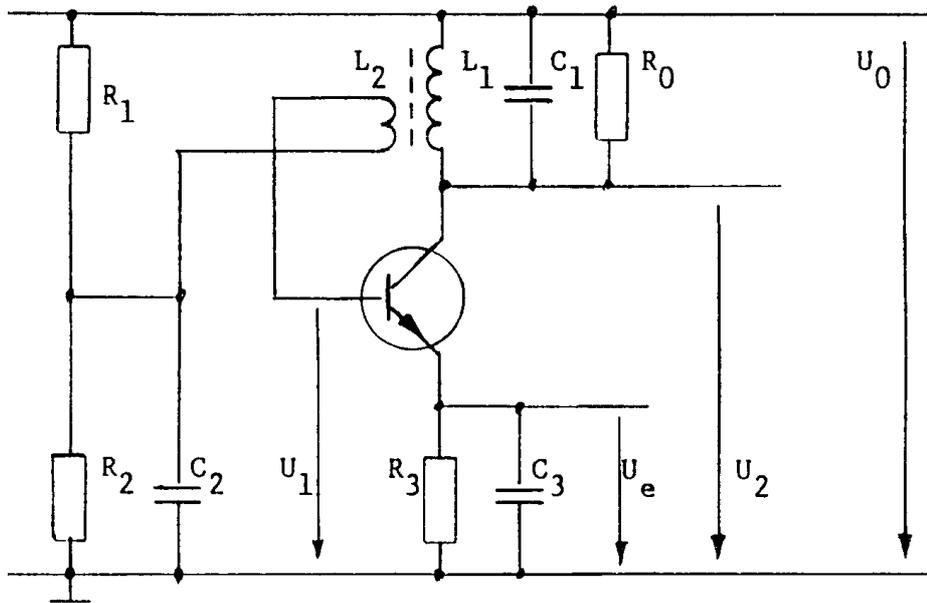


Bild 19.7 LC-Oszillator

Um ein sicheres Anschwingen zu gewährleisten muß die Mitkopplung stärker als eins eingestellt werden. Man wählt zweckmäßig:

$$(k/\ddot{u})v \geq 5 \quad (19.11)$$

Der Transistor wird dann im leitenden Zustand bis auf seine Restspannung $U_{\text{c,rest}}$ angesteuert. Nach der anderen Seite sperrt er. Seine Kollektorspannung steigt dann durch die im Schwingkreis gespeicherte Energie mit der positiven Halbwelle über die Versorgungsspannung U_0 hinaus (Bild 19.8).

Im Gleichgewichtszustand verlagert sich der Arbeitspunkt des Transistors so, daß dieser genau die Leistung dem Schwingkreis zuführt, die über R_0 abfließt. Es stellt sich automatisch die Schwingbedingung nach Gleichung (19.9) ein. Dies geschieht durch Gleichrichtung an der Basis-Emitter-Diode (Bild 19.9). Die Spannung am Kondensator C_2 sinkt so weit, daß der Transistor nur während der kurzen Zeit dt Strom zieht.

Ein Problem bei dieser automatischen Arbeitspunkteinstellung bilden die Zeitkonstanten der Basiskombination:

$$\tau_B = C_2(R_1 \parallel R_2) \quad (19.12)$$

und des Schwingkreises:

$$\tau_S = 2C_1R_0 \quad (19.13)$$

Letzterer hat zwei Energiespeicher und daher eine doppelte Zeitkonstante, wie man aus der Lösung seiner Differentialgleichung entnehmen kann.

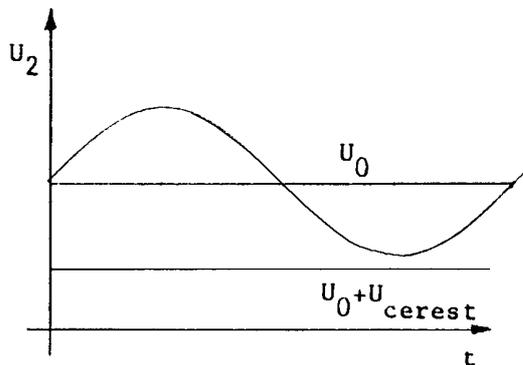


Bild 19.8 Aussteuerung

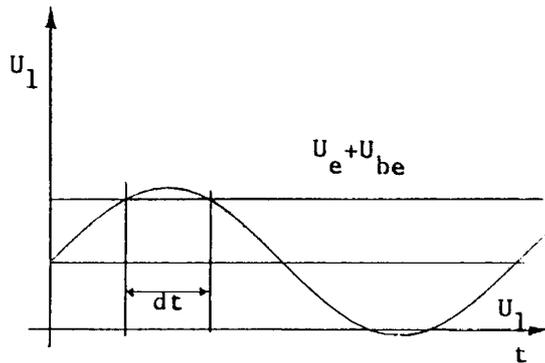


Bild 19.9 Autom. Arbeitspunkteinstellung

Ist die Zeitkonstante τ_B größer als τ_S , kann die Selbstbegrenzung der Leistungszufuhr im Schwingkreis nicht folgen. Die Schwingung setzt ein und bricht kurz nach Erreichen der maximalen Aussteuerung wieder ab. Dann beginnt sie von neuem. Diese Sägezahnmodulation kann man nur verhindern, wenn die Zeitkonstanten auf:

$$\tau_B < \tau_S \quad (19.14)$$

bemessen werden. Im Zweifelsfall muß man den Kondensator C_2 nicht größer sondern kleiner machen. Die Emitterkombination spielt wegen des an dieser Stelle niederohmigen Transistoreingangs zwar eine untergeordnete Rolle, sollte aber ebenfalls beachtet werden.

Für die Arbeitspunkteinstellung kann der Ausgangsleitwert y_{22} als Richtlinie dienen. Er geht dämpfend auf den Schwingkreis ein. Daher kann durch Stromerhöhung die Verstärkung nicht beliebig erhöht werden. Ein guter Kompromiß dürfte auch hier die Leistungsanpassung sein, aber eine klare Dimensionierungsvorschrift ist nicht abzuleiten.

19.2 Abtastschaltungen

Bei einer Reihe von Schaltungen nutzt man nicht die Ladekennlinie des Kondensators, sondern seine Speicherkapazität. Dabei wird er über eine niederohmige Quelle und einen mit dem Signal synchronisierten Schalter geladen und hochohmig wieder abgefragt. Dies ist am einfachsten am Prinzip der Sample & Hold Schaltung (Abtasten und Halten) zu erkennen (Bild 19.10).

Bild 19.11 zeigt eine sogenannte Klammerschaltung. Der Schalter S ist auf eine bestimmte Stelle des Signals synchronisiert und zwingt diesen Pegel auf Massepotential. Eine solche Anordnung kann zum Beispiel verhindern, daß eine nachfolgende Schaltung negative Spannungen erhält.

Als Schalter dienen potentialfreie Halbleiterschalter auf Feldeffekttransistorbasis, die einen Kanal mit hoher Schaltfrequenz (f größer 1MHz) niederohmig (kleiner 300Ohm) und hochohmig (größer 10M0hm) schalten.

Die Schalter in beiden oben erwähnten Schaltungen können auch durch Dioden ersetzt werden, wenn man nur die entsprechenden Extremwerte ausnutzen will. Dabei muß jedoch dafür gesorgt sein, daß der Kondensator sich über einen ohmschen Widerstand wieder entladen kann, da die Diode im Gegensatz zum Schalter den Strom nur in einer Richtung leitet.

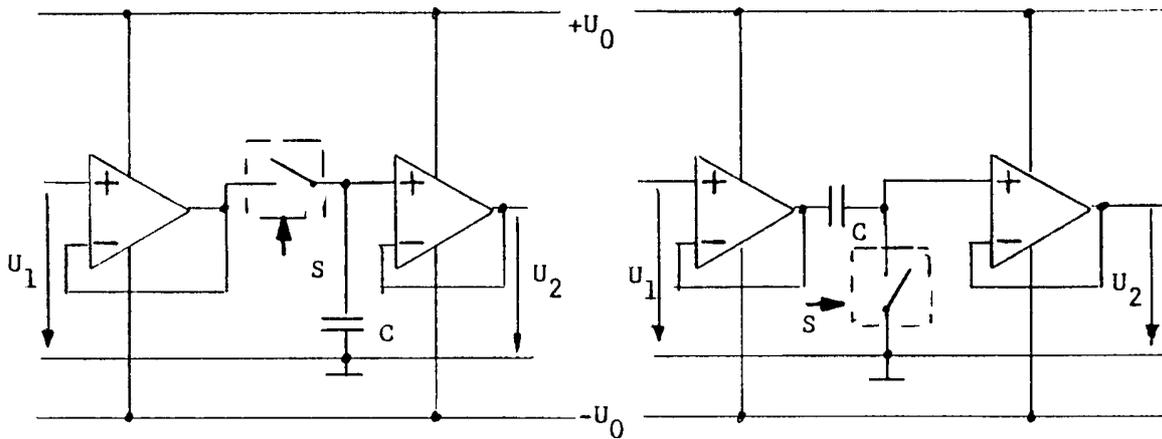


Bild 19.10 Sample & Hold

Bild 19.11 Klammerschaltung

Kleine Gleichspannungen, die in der Größenordnung der Offsetspannungen der Operationsverstärker liegen, lassen sich mit diesen nicht mehr verstärken. Man hilft sich dadurch, daß man die Gleichspannung durch "Zerhacken" in eine Wechselspannung umwandelt, welche man definiert mittels wechsellspannungsmäßiger Gegenkopplung verstärken kann. Mit entsprechend synchronisierten Schaltern am Ausgang gewinnt man die Gleichspannung zurück.

Bild 19.12 zeigt das Prinzip eines solchen Zerhackerverstärkers. Durch den Schalter S_1 wird die Gleichspannung U_{G1} abgetastet. Hinter dem Kondensator C_1 steht ein reines Wechselspannungssignal. Dieses erscheint verstärkt am Kondensator C_2 . Der Schalter S_3 zwingt, wenn er schaltet, letzterem eine Gleichspannung auf, die der Spannung am Ausgang des Verstärkers zu diesem Zeitpunkt entspricht.

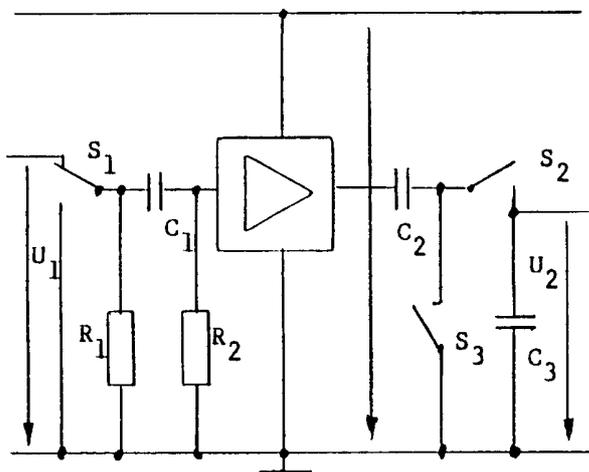


Bild 19.12 Zerhackerverstärker

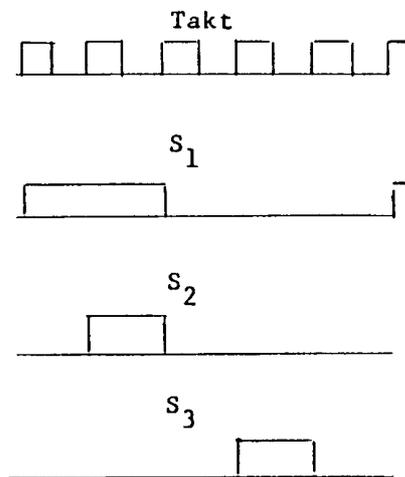


Bild 19.13 Schaltfolge

Der Kondensator C_3 wird genau auf die Differenz der beiden Spannungen bei den Schaltzeiten aufgeladen.

Das Signal benötigt eine gewisse Zeit zum Durchlaufen des Verstärkers. Darum dürfen die Schalter am Eingang und Ausgang nicht gleichzeitig schalten, da sie sonst noch einen Teil der falschen Halbwelle übertragen. Man leitet daher den Schaltimpuls aus einem Taktsignal ab, dessen Frequenz um einiges höher liegt (Bild 19.13).

Bei der Wahl der Kondensatoren sind verschiedene Gesichtspunkte zu beachten. C_1 darf seine Spannung während der Abtastung nicht ändern. Dies läßt sich durch einen großen Abstand seiner unteren Grenzfrequenz, die er mit dem Verstärkereingangswiderstand R_2 bildet, zur Schaltfrequenz erreichen (etwa Faktor 10).

Der Kondensator C_2 pumpt seine Ladung in den Kondensator C_3 . Damit die Einschwingzeit nicht zu lange dauert, sollte das Verhältnis C_2/C_3 recht groß sein. Andererseits ist C_3 der Haltekondensator und darf sich zwischen zwei Schaltimpulsen nicht entladen, was natürlich von der Last abhängt.

C_2 wird über den Verstärkerausgang und den Schalter S_3 geladen. Deren Widerstände sind bekannt. Die Zeitkonstante wird so gewählt, daß der Ladevorgang in wenigen Schaltzyklen beendet ist.

20 Diodenschaltungen

Erhöht man die Sperrspannung einer Diode, so erfolgt oberhalb eines für das Exemplar charakteristischen Wertes ein Durchbruch und die Diode wird auch im Sperrbereich leitend (Bild 20.1). Wenn der Strom begrenzt und die zulässige Verlustleistung nicht überschritten wird, ist dies ebenfalls ein erlaubter Betriebszustand.

Der Durchbruch entsteht durch das starke elektrische Feld, das mit Gewalt die Ladungsträger durch die Sperrzone zieht. Dieser Vorgang heißt nach seinem Entdecker Zener-Effekt. Die zugehörige Spannung ist die Zenerspannung U_z . Ist diese größer, dann werden die Ladungsträger derart beschleunigt, daß sie weitere Elektronen ausschlagen und der Strom lawinenartig ansteigt (Lawinen oder Avalanche-Effekt).

Dies wäre für den Anwender weniger interessant, wenn nicht beide Effekte gegensinnige Temperaturkoeffizienten hätten. Daraus resultiert, daß bei Zenerspannungen um 6V die Zenerdioden praktisch temperaturunabhängig sind.

Die Steigung der Durchbruchkennlinie wird in Abhängigkeit vom Strom als differentieller Widerstand r_z angegeben. Er stellt den Innenwiderstand der Zenerdiode im Arbeitspunkt dar.

20.1 Stabilisierungsschaltung

Bild 20.2 zeigt die Anwendung einer Zenerdiode zur Stabilisierung einer Spannung U_2 . Dabei ist die Spannung, die durch den Teiler R_1 - R_2 erzeugt wird, größer als die Zenerspannung U_z der Diode. Diese zieht also einen Strom, der den Spannungsabfall am Widerstand R_1 vergrößert, so daß $U_2 = U_z$ ist.

Bei dieser Schaltung sind zwei Grenzen gesetzt, einmal darf der Strom durch die Diode nicht so groß werden, daß ihre zulässige Verlustleistung P_z überschritten wird, zum andern muß der kleinste Diodenstrom I_{zmin} größer als null sein.

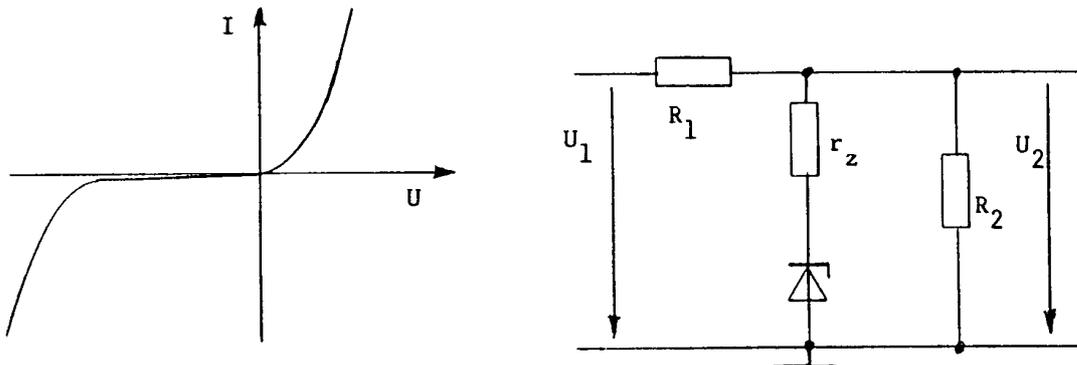


Bild 20.1 Durchbruchverhalten der Diode Bild 20.2 Stabilisierungsschaltung

Hieraus leitet sich die Dimensionierung des Widerstandes R_1 ab. Die Eingangsspannung kann von U_{1min} bis U_{1max} und der Lastwiderstand von R_{2min} bis R_{2max} schwanken. Der Widerstand r_z ist als der Innenwiderstand der idealen Spannungsquelle U_z zu sehen, wird aber hier wegen seines geringen Einflusses vernachlässigt. Für den Widerstand R_1 ergeben sich die beiden Grenzen R_{1min} und R_{1max} , zwischen denen er gewählt werden muß.

$$R_{1 \min} = \frac{U_{1 \max} - U_z}{\frac{P_z}{U_z} - \frac{U_z}{R_{2 \max}}} \quad (20.1)$$

$$R_{1 \max} = \frac{U_{1 \min} - U_z}{I_{z \min} + \frac{U_z}{R_{2 \min}}} \quad (20.2)$$

Zweckmäßig nimmt man den quadratischen Mittelwert, wenn man nicht aus anderen Gründen an die eine oder andere Grenze herangeht:

$$R_1 = \sqrt{R_{1 \min} \cdot R_{1 \max}} \quad (20.3)$$

Zenerdioden werden allgemein nur noch zur Spannungsbegrenzung eingesetzt. Zur Stabilisierung stehen preiswerte integrierte Schaltungen mit erheblich besseren Eigenschaften zur Verfügung.

20.2 Gleichrichtung

Das wesentliche Einsatzgebiet der Diode ist, ihrer Eigenschaft entsprechend, den Strom in einer Richtung zu sperren, die Erzeugung einer Gleichspannung aus einer Wechselspannung. Man nennt diesen Vorgang Gleichrichtung.

In den Bildern 20.3 bis 20.10 sind verschiedene Gleichrichterschaltungen mit ihren Spannungsverläufen dargestellt. Schaltungsart und Dimensionierung richten sich nach dem Einsatzgebiet.

Grundsätzlich wird die Gleichspannung an einem Kondensator erzeugt. Fehlt dieser, so hat man ein genaues Abbild der Wechselspannung einer Richtung. Bei der Brückenschaltung in Bild 20.5 schalten in jeder Halbwelle jeweils zwei Dioden, D_1 und D_4 oder D_2 und D_3 . Dadurch wird die Last immer im gleichen Sinne gepolt.

Der Kondensator lädt sich bei jeder Schaltung auf eine Gleichspannung U_g unterhalb des Spitzenwertes \hat{u} der Wechselspannung U auf. Überschreitet letztere die Kondensatorspannung U_g , so wird die Diode leitend. Da der Kondensator auf Spannungsänderungen wie ein Kurzschluß reagiert, wird der Strom I nur durch den Innenwiderstand R_i der Quelle begrenzt. Die in der Stromflußzeit aufgenommene Ladung fließt bei gesperrter Diode über die Last R wieder ab. Es stellt sich ein Gleichgewichtszustand ein, aus dem die Gleichspannung U_g resultiert und der vom Verhältnis R_i/R abhängt.

Je nach Größe des Kondensators bildet sich eine überlagerte Wechselspannung U_{br} (Brummspannung) aus, die sich aus e-Funktionen nach Gleichung 19.1 zusammensetzt. Der Kondensator wird im allgemeinen so groß gewählt, daß man bei der Berechnung von Gleichrichterschaltungen den Brumm vernachlässigen kann. Daher ist die Gleichspannung in den Bildern als Gerade eingezeichnet.

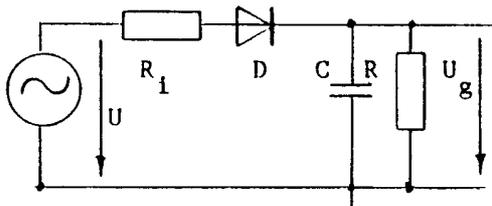


Bild 20.3 Einweggleichrichter

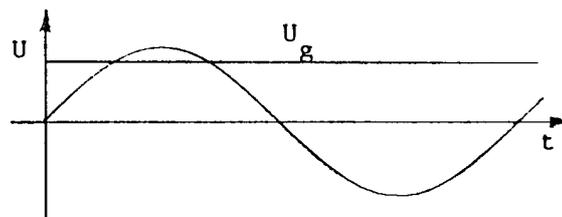


Bild 20.4 Spannungsverlauf

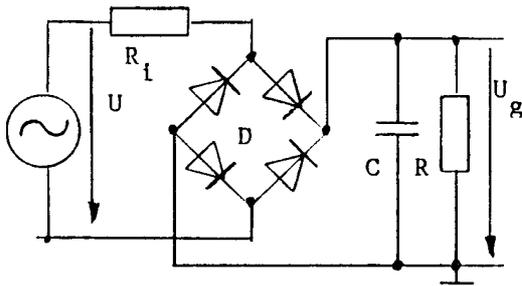


Bild 20.5 Brückengleichrichter

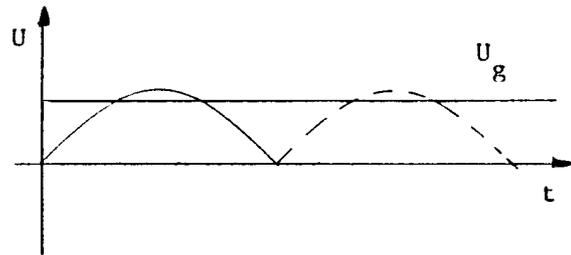


Bild 20.6 Spannungsverlauf

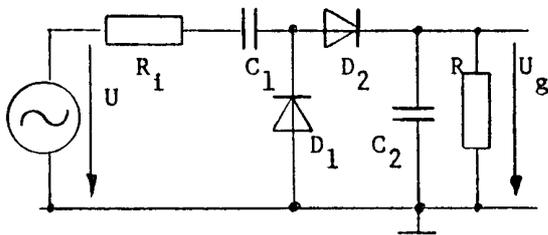


Bild 20.7 Spannungsverdopplung

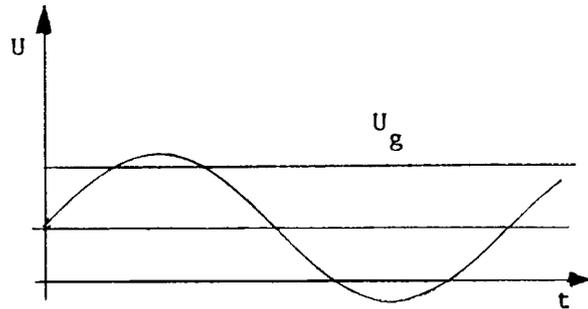


Bild 20.8 Spannungsverlauf

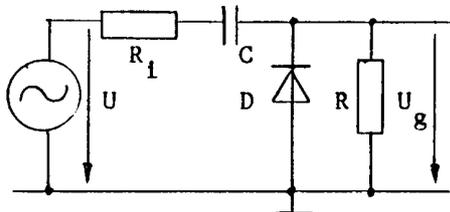


Bild 20.9 Klammerschaltung

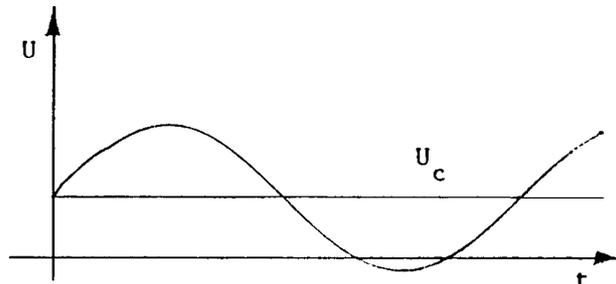


Bild 20.10 Spannungsverlauf

20.2.1 Demodulatorschaltungen

In der Hochfrequenztechnik werden Gleichrichterschaltungen zur Erzeugung einer der Amplitude der Hochfrequenz proportionalen Gleichspannung eingesetzt (Demodulator). Hier muß die Lastzeitkonstante so gewählt werden, daß die Kondensatorspannung den Amplitudenänderungen folgen kann. Da jedoch nur geringer Strom fließt, lädt sich der Kondensator auf den Spitzenwert \hat{u} der Wechselspannung auf.

Es interessiert hier, wie stark die Gleichrichterschaltung den Generator belastet. Man findet den Ersatzwiderstand R_{ers} über die Gleichsetzung von Wechselleistung P und Gleichleistung P_g , wobei man auf den Effektivwert U_{eff} der Wechselspannung umrechnet und die Gleichspannung U_g dem Spitzenwert \hat{u} gleichsetzt.

$$P = P_g \quad U_{eff}^2 / R_{ers} = U_g^2 / R = \hat{u}^2 / R \quad (20.4)$$

So ergibt sich für die Schaltungen in Bild 20.3 und 20.5:

$$U_{eff}^2 / R_{ers} = \hat{u}^2 / (2R_{ers}) = \hat{u}^2 / R \quad R_{ers} = R/2 \quad (20.5)$$

Bild 20.7 stellt eine Spannungsverdopplerschaltung dar. Dabei wird der negative Wert der Wechselspannung über die Diode D_1 auf Masse "geklammert", wie dies auch in der Schaltung nach Bild 20.9 der Fall ist. Der Kondensator C_1 lädt sich auf den Spitzenwert \hat{u} auf. An der Diode D_2 steht nun die um diese Gleichspannung U_g verschobene Wechselspannung, deren positive Spitzen die Diode durchschalten. So lädt sich der Kondensator C_2 auf den doppelten Spitzenwert $2\hat{u}$ auf. Die Belastung der Wechselstromquelle ist:

$$U_{\text{eff}}^2/R_{\text{ers}} = \hat{u}^2/(2R_{\text{ers}}) = (2\hat{u})^2/R \quad R_{\text{ers}} = R/8 \quad (20.6)$$

In der Klammerschaltung (Bild 20.9) steht die um die Gleichspannung U_g verschobene Wechselspannung am Lastwiderstand R , so daß sich folgende Rechnung ergibt:

$$U_{\text{eff}}^2/R_{\text{ers}} = \hat{u}^2/R + U_{\text{eff}}^2/R \quad R_{\text{ers}} = R/3 \quad (20.7)$$

20.2.2 Netzgleichrichter

Unter Netzgleichrichtern versteht man Schaltungen, die meist unter Zwischenschaltung von Transformatoren am 220V-Netz betrieben werden und zur Erzeugung der Versorgungsspannungen für elektronische Geräte dienen. Wir ersetzen den Transformator durch eine Wechselspannungsquelle U mit dem Innenwiderstand R_i .

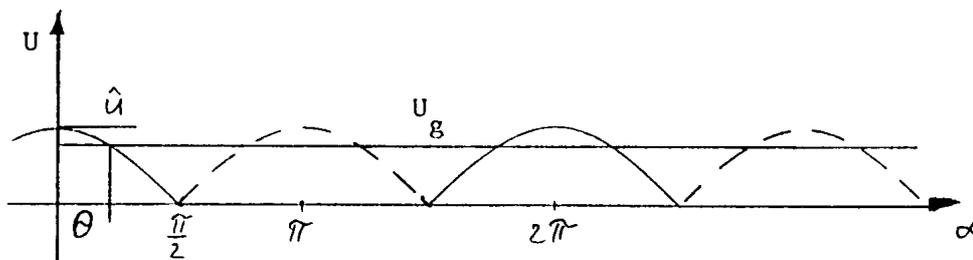


Bild 20.11 Berechnung der Gleichrichtergleichspannung

Wegen der besseren Transformatorausnutzung werden heute fast ausschließlich Brückengleichrichter nach Bild 20.5 eingesetzt. Wenn man eine Phasenzahl p definiert und diese für den Einweggleichrichter (Bild 20.3) $p=1$ und für den Brückengleichrichter $p=2$ setzt, kann man beide Schaltungen mathematisch gleichwertig behandeln.

Die Berechnung erfolgt zweckmäßig nach Bild 20.11, indem man von einer Kosinusfunktion ausgeht. Dabei gilt die gestrichelte Halbwelle für die Brückenschaltung. Sie macht sich für die Bereichswahl der Mittelwertbildung bemerkbar und wird durch die Phasenzahl p berücksichtigt. U_g ist die Gleichspannung, die sich im stationären Zustand einstellt. Die halbe Stromflußzeit wird durch den Stromflußwinkel θ ausgedrückt. Damit kann man die Gleichspannung U_g durch die Spitzenpannung \hat{u} darstellen:

$$U_g = \hat{u} \cdot \cos\theta \quad (20.8)$$

Wie bereits erwähnt, wird der Strom I aus der Wechselspannungsquelle nur durch deren Innenwiderstand R_i begrenzt:

$$I = (\hat{u}/R_i)(\cos\alpha - \cos\theta) \quad \text{für } -\theta \leq \alpha \leq \theta \quad (20.9)$$

Dieser Strom lädt den Kondensator C genau mit der Ladungsmenge, die in der übrigen Zeit über den Lastwiderstand R wieder abfließt. Zur Ermittlung des Gleichstromes I_g muß folglich der Mittelwert gebildet werden:

$$I_g = (\hat{u}/R_i)(p/\pi) \int_0^\theta (\cos\alpha - \cos\theta) d\alpha \quad (20.10)$$

$$I_g = (\hat{u}/R_i)(p/\pi)(\sin\theta - \theta \cdot \cos\theta) \quad (20.11)$$

Der Stromflußwinkel θ und mit ihm die Gleichspannung U_g stellt sich in Abhängigkeit vom Verhältnis des Innenwiderstandes R_i zum Lastwiderstand R ein und kann folgendermaßen berechnet werden:

$$R = \frac{U_g}{I_g} = \frac{\hat{u} \cdot \cos\theta}{\frac{\hat{u}}{R_i} \cdot \frac{p}{\pi} \cdot (\sin\theta - \theta \cos\theta)} \quad (20.12)$$

$$R_i/R = (p/\pi)(\operatorname{tg}\theta - \theta) \approx (p/\pi)(1/3)\theta^3 \quad (20.13)$$

$$\theta \approx \sqrt[3]{(3(R_i/R)(\pi/p))} \quad (20.14)$$

Für die Näherung in Gleichung 20.13 wurde $\operatorname{tg}\theta$ durch dessen nach dem zweiten Glied abgebrochene Reihe ersetzt.

Die Dimensionierung des Ladekondensators C hängt im wesentlichen von seiner zulässigen Erwärmung ab. Hierfür ist der Effektivwert I_{eff} des ihn durchfließenden Stromes maßgeblich, dessen maximale Werte dem Datenbuch zu entnehmen sind. Während der Stromflußzeit fließt der Strom in den Kondensator hinein, in der anderen Zeit wieder heraus. Es handelt sich um einen Wechselstrom, der dem Gleichstrom überlagert ist:

$$I_{\text{eff}} = (p/\pi) \left\{ \int_0^{\pi/p} ((\hat{u}/R_i)(\cos\alpha - \cos\theta) - I_g)^2 d\hat{A} - \int_0^{\pi/p} I_g^2 d\hat{A} \right\} \quad (20.15)$$

Die Lösung dieses Integrals ist sehr unübersichtlich und bringt im Ergebnis kaum eine Abweichung von der reinen Wechselspannungsbetrachtung. Der Gleichstrom belastet bei der Einweggleichrichtung ($p=1$) auch den Transformator. Bei der Brückenschaltung fällt für diesen die überlagerte Gleichstromgröße I_g fort, so daß sich die Rechnung vereinfacht. Sie gilt dann auch angenähert für den Wechselstromanteil der Einweggleichrichtung:

$$I_{\text{eff}}^2 = (p/\pi)(\hat{u}/R_i)^2 \int_0^\theta (\cos\alpha - \cos\theta)^2 d\hat{A} \quad (20.16)$$

$$I_{\text{eff}}^2 = (\hat{u}/R_i)^2 \left\{ (p/\pi)(\theta - 3/4 \cdot \sin 2\theta + \theta/2 \cdot \cos 2\theta) \right\} \quad (20.17)$$

Für die Belastung der Dioden ist der Spitzenstrom I maßgeblich:

$$I = (\hat{u}/R_i)(1 - \cos\theta) \quad (20.18)$$

Schließlich kann man noch den Wirkungsgrad η der Gleichrichterschaltung aus dem Verhältnis der Gleichleistung zur Gesamtleistung bestimmen:

$$\eta = \frac{I_g^2 R}{I_g^2 R + I_{\text{eff}}^2 R_i} = \frac{1}{1 + \left(\frac{I_{\text{eff}}}{I_g} \right)^2 \cdot \frac{R_i}{R}} \quad (20.19)$$

Die Handhabung der vorliegenden Gleichungen ist sehr umständlich. Daher ist es zweckmäßig, diese zu normieren und als Tabelle in Abhängigkeit vom Stromflußwinkel θ zusammenzustellen. In der für die Brückengleichrichtung gültigen Tabelle 20.1 sind die Ströme auf den Gleichstrom I_g der Innenwiderstand R_i auf den Lastwiderstand R und die Gleichspannung U_g auf den Effektivwert U_{eff} der Wechselspannung bezogen. Wenn wie hier die Größen stark von einander abhängig sind, erweisen sich bei der Dimensionierung solche Tabellen als sehr hilfreich.

Bei der Berechnung einer Gleichrichterschaltung legt man zunächst die Gleichspannung U_g und den maximalen Gleichstrom I_g fest. Daraus ergibt sich der Lastwiderstand R_g . Wenn der Transformatorinnenwiderstand bekannt ist, kann der Stromflußwinkel θ berechnet werden, andernfalls wird er geschätzt. Aus Tabelle 20.1 findet man dann die übrigen Werte, die zur Auslegung notwendig sind.

Wie man aus der Tabelle 20.1 ersieht, können bei kleinen Stromflußwinkeln die Spitzenströme \hat{i} sehr hohe Werte erreichen. Dies ist zum Beispiel der Fall, wenn man keinen Transformator benutzt. Hier ist es zwingend erforderlich, einen entsprechenden Widerstand vor die Gleichrichterdiode zu schalten, um den Stromflußwinkel zu vergrößern.

θ in grad	$R_g/R \cdot 10^{-3}$	U_g/U_{eff}	\hat{i}/I_g	I_{eff}/I_g	η
5	0,141	1,41	27	4,65	0,997
10	1,14	1,39	13,5	3,29	0,988
15	3,92	1,37	9,01	2,68	0,973
20	9,49	1,33	6,76	2,33	0,951
25	19,1	1,28	5,42	2,08	0,942
30	34,2	1,22	4,52	1,9	0,89
35	56,9	1,16	3,88	1,76	0,85
40	89,7	1,08	3,4	1,65	0,804
45	137	1	3,03	1,55	0,752
50	203	0,909	2,74	1,48	0,692
55	298	0,811	2,49	1,41	0,628
60	436	0,707	2,29	1,35	0,557

Tabelle 20.1 Werte für die Brückengleichrichtung

21 Kleintransformatoren

Ein Transformator besteht aus einem weichmagnetischen Eisenkern, der Primärwicklung und einer oder mehreren Sekundärwicklungen. Wir machen die Voraussetzung, daß der Eisenweg ohne Luftspalt in sich geschlossen ist, das heißt, daß magnetische Streufelder außerhalb des Kernes vernachlässigbar sind. Damit wird der gesamte magnetische Fluß Φ definiert im Eisen geführt.

Weiterhin gehen wir davon aus, daß der Eisenquerschnitt A_e über den Eisenweg l_e überall gleich ist, so daß mit konstanter Flußdichte B gerechnet werden kann.

$$B = \Phi/A_e \quad (21.1)$$

Der Eisenkern selbst wird für niedrige Frequenzen ($f = 50$ Hz) aus elektrisch isolierten Blechen wechselseitig geschichtet, damit die unvermeidlichen Luftspalte immer mit durchgehenden Blechen kombiniert sind. Die in Form einer dünnen Papierschicht aufgebrachte Isolation der Bleche vermindert die Verluste durch Wirbelströme im Eisen erheblich, sie können daher vernachlässigt werden.

Für höhere Frequenzen reicht die Schachtelung mit Blechen nicht mehr aus, um die Eisenverluste klein zu halten. Hier benutzt man Ferritkerne, die im wesentlichen aus gesinterten Eisenoxidteilchen bestehen und einen hohen spezifischen Widerstand haben.

Blechschnitte und Ferritkerne sind genormt. Die für die Transformatorauslegung wichtigen Daten sind der Kernquerschnitt A_e , die Eisenweglänge l_e , der für die Wicklung verfügbare Fensterquerschnitt A_w und die Sättigungsinduktion B_{\max} .

Mit der Windungszahl N erhält man für die induzierte Spannung U_{ind} nach dem Induktionsgesetz:

$$U_{\text{ind}} = N \cdot d\Phi/dt \quad (21.2)$$

Der magnetische Fluß ändert sich mit der angelegten Spannung sinusförmig. Die induzierte Spannung U_{ind} ist dabei die Gegenspannung. Es gilt mit Gleichung (21.1) und der Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$:

$$U_{\text{ind}} = B_{\max} A_e N \cdot d(\sin \omega t)/dt \quad (21.3)$$

$$U_{\text{ind}} = B_{\max} A_e N \cdot 2\pi f \cdot \cos(2\pi f t) \quad (21.4)$$

Der Spitzenwert der induzierten Spannung ist also:

$$U_{\text{ind}} = B_{\max} A_e N \cdot 2\pi f \quad (21.5)$$

Daraus folgt für den Effektivwert:

$$U_{\text{eff}} = (2\pi/\sqrt{2}) B_{\max} A_e f N = 4,44 \cdot B_{\max} A_e f N \quad (21.6)$$

Die Größe eines Transformators hängt von der zu übertragenden Leistung und der daraus resultierenden Erwärmung ab. Da die Wärme ausschließlich über die Oberfläche abgegeben wird, steigt die übertragbare Leistung nur mit dem Verhältnis von der Oberfläche einer Kugel zu deren Volumen an, also um den Faktor 1,6, wenn man das Volumen des Transformators verdoppelt.

Nach VDE ist festgelegt, daß die Wicklungstemperatur eines Transformators eine Übertemperatur $T_{\bar{u}} = 60\text{K}$ bezogen auf die Umgebungstemperatur nicht überschreiten darf. Die Wärme wird hauptsächlich in der Wicklung selbst erzeugt. Maßgeblich ist dabei die Strombelastung des Drahtes, die man durch die Stromdichte S , gleich dem Strom I bezogen auf den Drahtquerschnitt A_{cu} , ausdrücken kann.

$$S = I/A_{cu} \quad (21.7)$$

Da es sich immer um lackierten Kupferdraht (C_{uL}) handelt, ist mit dem Drahtquerschnitt und der Windungszahl N auch der Widerstand R_{cu} festgelegt. Eine Wärmeberechnung ist, wie wir in Kapitel 8 sahen, nur sehr grob möglich. Daher wurden die Stromdichten für die einzelnen Kerntypen experimentell in Tabellen festgelegt. Sie sinken von $S = 4A/mm$ bei kleinen auf $S = 1A/mm$ bei großen Transformatoren.

Aus der Stromdichte S und dem Drahtdurchmesser d läßt sich der Strom I bestimmen:

$$I = S d^2\pi/4 \quad (21.8)$$

Daraus folgt für die von einem Kerntyp zu übertragende Leistung, die Typenleistung P_t , mit der Gleichung (21.6):

$$P_t = UI = (2\pi/\sqrt{2})B_{max}A_e f N S d^2\pi/4 \quad (21.9)$$

Sie muß größer oder gleich der sogenannten Primärleistung P_1 sein, die sich aus der Summe der Sekundärleistungen P_2 dividiert durch den Transformatorwirkungsgrad ergibt. Letzterer ist bei den tabellierten Stromdichten im allgemeinen immer größer als 0,8.

Es ist sinnvoll, die Verluste auf Primär- und Sekundärseite gleichmäßig zu verteilen. So steht für die Primärwicklung der halbe Wickelraum zur Verfügung, der sich aus der Fensterfläche A_w ergibt. Diese kann natürlich nicht vollkommen mit Kupfer gefüllt werden. Der Wickelkörper nimmt Platz in Anspruch und die Zwischenräume sowie der Lackauftrag des Drahtes gehen ab. Da der Lack nur eine Isolationsfestigkeit von etwa 20V besitzt, muß zwischen die einzelnen Wicklungslagen eine zusätzliche Isolation in Form einer Folie eingelegt werden. Weiter spielt auch die Wickeltechnik eine Rolle. Damit die Wicklung beim Schachteln der Bleche nicht beschädigt wird, darf sie nicht überstehen.

Alle diese Größen berücksichtigt man mit dem Kupferfüllfaktor f_{cu} , der ebenfalls ein Erfahrungswert ist und auf den Fensterausschnitt A_w im Blech bezogen wird. Für normale Wicklungen kann man ungefähr setzen:

$$f_{cu} = 0,3 \quad (21.10)$$

Für die Bleche gibt es übrigens auch einen Eisenfüllfaktor f_e , der die meist aus Papier bestehende Isolationsschicht berücksichtigt.

Die reine Kupferfläche der Primärwicklung ist also:

$$A_w f_{cu}/2 = N_1 d^2\sqrt{\pi}/4 \quad (21.11)$$

Daraus folgt für die Typenleistung mit Gleichung (21.9):

$$P_t = (\pi/\sqrt{2})B_{max}A_e f A_w f_{cu} S \quad (21.12)$$

Mit dieser Gleichung kann aus den Abmessungen des Kernes und der Stromdichte die maximale Leistung berechnet werden, die der Transformator bei Einhaltung der zulässigen Übertemperatur zu übertragen in der Lage ist.

Bei der Berechnung der Windungszahlen der einzelnen Wicklungen muß der Spannungsabfall U_r am Drahtwiderstand R_{cu} berücksichtigt werden. Dazu definieren wir eine mittlere Windungslänge l_w , die sich aus den Abmessungen des Kernes für jede Wicklung, je nach Anordnung, gesondert ermitteln läßt. Im allgemeinen legt man die Primärwicklung nach innen, da sie den leichter zu handhabenden dünneren Draht hat. Der Widerstand R_{cu} einer Wicklung ist mit dem spezifischen Widerstand ρ_{cu} des Kupfers:

$$R_{cu} = \rho_{cu} l_w N \cdot 4 / (d^2\pi) \quad (21.13)$$

Mit Gleichung (21.8) erhält man den zugehörigen Spannungsabfall U_r :

$$U_r = \rho_{cu} S N \quad (21.14)$$

Die in der Wicklung induzierte Spannung U' folgt aus Gleichung (21.6). Für die Primärwicklung gilt mit der angelegten Spannung U_1 :

$$U_1 = U_1' + U_r \quad (21.15)$$

Bei der Sekundärwicklung ist nicht die Ausgangsspannung U_2 sondern die induzierte Spannung U_2' die Quellspannung:

$$U_2' = U_2 + U_r \quad \text{oder} \quad U_2 = U_2' - U_r \quad (21.16)$$

Aus den Gleichungen (21.6) und (21.14) bis (21.16) ergeben sich die Windungszahlen:

$$N_1 = U_1 / (4,44 \cdot A_e B_{\max} f + \rho_{\text{cu}} S l_{w1}) \quad (21.17)$$

$$N_2 = U_2 / (4,44 \cdot A_e B_{\max} f - \rho_{\text{cu}} S l_{w2}) \quad (21.18)$$

Der Drahtdurchmesser wird aus der Stromdichte bestimmt:

$$d = \sqrt{(4 \cdot I / (\pi S))} \quad (21.19)$$

Hierbei sind die Sekundärströme aus der Belastung bekannt. Über das Windungszahlverhältnis erhält man die zugehörigen Primärströme.

$$I_1 = I_2 \cdot N_2 / N_1 \quad (21.20)$$

Um den Innenwiderstand R_i des Transformators zu ermitteln, addiert man zum Widerstand $R_{\text{cu}2}$ der betreffenden Sekundärwicklung den auf die Sekundärseite transformierten Widerstand $R_{\text{cu}1}$ der Primärwicklung:

$$R_i = R_{\text{cu}2} + R_{\text{cu}1} (N_2 / N_1)^2 \quad (21.21)$$

Um das Volumen von Transformatoren zu verringern, baut man Schaltnetzteile. Hierbei wird die Netzspannung zunächst gleichgerichtet und dann mit Hilfe von Halbleiterschaltern mit hoher Frequenz zerhackt (ca. 60 kHz). Dadurch kann das Produkt $A_e N$ in den Gleichungen (21.9) und (21.6) entsprechend kleiner werden, was weniger Eisen und weniger Kupfer bedeutet. Wegen der hohen Frequenz benutzt man Ferritkerne. Zu beachten ist dabei, daß die Blindströme über sogenannte Freilaufdioden in den Ladekondensator zurückgeführt werden müssen, damit die Energie nicht in den Schaltern umgesetzt wird. Um die Verluste klein zu halten, muß mit sehr steilen Flanken geschaltet werden, die mit ihren hohen Frequenzanteilen stören können.

22 Systematik der digitalen Schaltung

Die digitale Technik kennt nur zwei Zustände, entweder ist ein Stromkreis eingeschaltet und es fließt ein Strom, oder er ist ausgeschaltet und es fließt kein Strom. Im Gegensatz zur Analogtechnik spielt hierbei der Übergang von einem Zustand in den anderen keine Rolle, er ist im Sinne der Digitaltechnik undefiniert.

Der Zustand mehrerer, in ihrer Wirkung voneinander abhängiger Schalter stellt im betrachteten Zeitpunkt eine logische Verknüpfung dar. So entspricht zum Beispiel Bild 22.1 einer UND-Verknüpfung, die besagt, daß alle Schalter eingeschaltet sein müssen, wenn die Lampe leuchten soll, während bei der ODER-Verknüpfung in Bild 22.2 nur einer von ihnen genügt, aber sich nichts ändert, wenn mehrere betätigt werden.

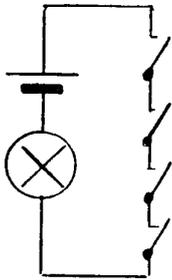


Bild 22.1 UND

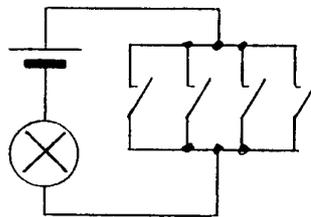


Bild 22.2 ODER

Diese beiden Schaltungen bestehen jeweils aus einem einzigen Stromkreis. Sollen mehrere Stromkreise zusammenwirken, benötigt man auch in der digitalen Technik einen gemeinsamen Bezugsknoten (Masse). Aus diesem Grunde definiert man nicht den Strom, sondern den Spannungspegel als logische Größe. Dies zeigt Bild 22.3. Um den Kurzschluß der Quelle zu vermeiden, ist ein Schutzwiderstand vorgegeben. Dieser beeinflusst jedoch den Laststromkreis, so daß sich die Schaltung nach Bild 22.4 als zweckmäßiger erweist. Hier stellt der Schalter entweder eine Quelle oder eine Senke dar, was beispielsweise mit einer Gegentaktstufe nach Kapitel 17.3.1 realisiert werden kann.

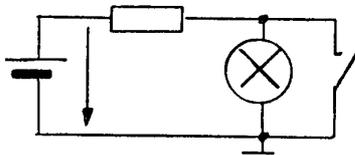


Bild 22.3 Pegelschalter

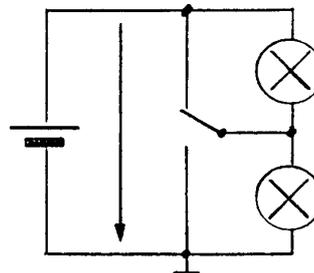


Bild 22.4 Gegentaktswitcher

Die Spannung U am Ausgang des Vierpols nimmt also entweder den Pegel null (low) oder den Pegel U_0 (high) an. Wir können ihnen die Aussagen "wahr" oder "1" und "falsch" oder "0" zuordnen. Wählen wir U_0 als wahr, erhalten wir eine positive, bei falsch eine negative Logik.

Als Schalter dienen aktive Verstärkerelemente, die entweder übersteuert oder gesperrt sind. Ihr Zustand wird als Ausgangsgröße oder Ausgangsvariable bezeichnet und bewirkt durch die Eingangsgrößen oder Eingangsvariablen, wel-

che im Baustein zunächst logisch verknüpft werden. Solche Schaltungen sind als einfache Beispiele in den Bildern 22.5 und 22.6 dargestellt. Für positive Logik ergeben sie eine ODER-Verknüpfung, für negative eine UND-Verknüpfung.

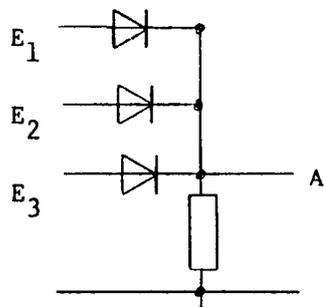


Bild 22.5 Diodenlogik

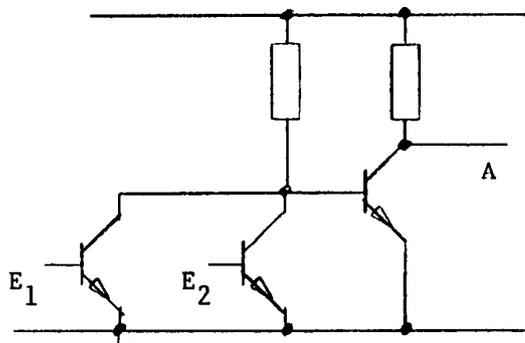


Bild 22.6 Transistorlogik

22.1 Schnittstellen

Alle Logikschaltungen liegen heute in integrierter Technik als Bausteine vor und sind schaltungstechnisch durch ihre Schnittstellen definiert, wie Stromversorgung und Spannungspegel, die für sämtliche in einer Schaltung zusammengefaßten Elemente gleich oder zumindest kompatibel sein müssen. Das Zusammenschalten erfolgt über einen unabhängigen Logikplan.

Da jeder Baustein mehrere Eingänge und Ausgänge besitzt, ist nur eine parallele Signalflußrichtung festzulegen. Ab einer Änderung am Eingang bedarf es einer gewissen Zeit (Laufzeit) bis zur Reaktion des Ausganges. Man ordnet die logische Schaltung zweckmäßig in Gruppen mit gleichen Laufzeiten, damit die Eingangssignale folgender Stufen möglichst gleichzeitig erscheinen. Andernfalls entstehen kurzfristig falsche Ausgangskombinationen (glitches).

Dies ist nicht immer zu erreichen, zum Beispiel für das Signal E_5 in Bild 22.7, welches die Stufe 1 gar nicht durchläuft. Aus diesem Grunde werden komplexe Logikschaltungen mit Hilfe einer Taktimpulsfolge (clock) synchronisiert. Hierbei bereitet der erste Impuls alle betroffenen Bausteine vor, der nächste erzwingt ein gleichzeitiges Schalten. Die Laufzeiten sind dann praktisch durch die Taktfrequenz festgelegt und gleich.

Wenn ein Baustein umschaltet, hat sein Ausgang in der Regel mehrere Eingänge zu treiben, deren Ersatzschaltbild eine Parallelschaltung aus einem Kondensator und einem Widerstand ist (Bild 22.8). Im Schaltmoment bilden die Kondensatoren einen Kurzschluß. Der Strom wird nur durch den Innenwiderstand R_i des Schalters begrenzt und muß aus der Stromversorgung geliefert werden. Auf Grund der Zuleitungsimpedanz (Bild 22.9) kann die Spannung am Baustein selbst und an den ihm nachgeschalteten zusammenbrechen und diese zu unerwünschten Reaktionen veranlassen.

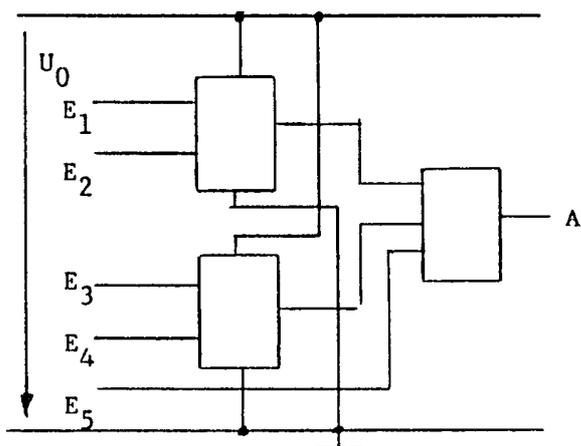


Bild 22.7 Signalverlauf in Logikschaltungen

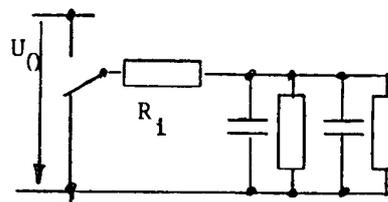


Bild 22.8 Belastung durch Eingänge

Durch Stützkondensatoren nach Bild 22.10 läßt sich in den meisten Fällen so etwas vermeiden, aber nur, wenn die Eigenresonanz der Kondensatoren hoch genug liegt. Enthalten die Flanken der Impulse nämlich höhere Frequenzen, bleiben diese voll erhalten. Man verwendet daher keramische Kondensatoren mit kleiner Kapazität (100pF bis 1000pF), die möglichst geringe Induktivität aufweisen.

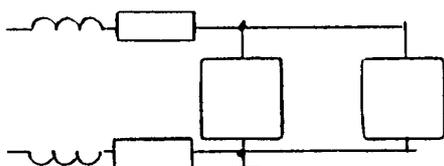


Bild 22.9 Stromversorgung

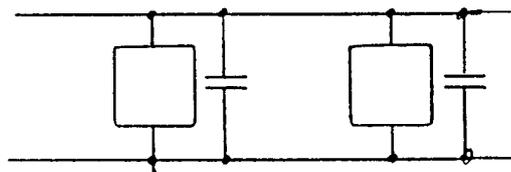


Bild 22.10 Stützkondensatoren

Die kapazitive Last der Eingänge begrenzt deren Zahl, die ein Ausgang unter Einhaltung seiner spezifizierten Anstiegsgeschwindigkeit treiben kann (fan out). Die zweite Grenze setzt der Strom, den ein einzelner Eingang benötigt. Je höher letzterer jedoch ist, um so schneller wird die Logikschaltung, da der Einfluß der Kapazitäten dadurch geringer wird.

Verstärkerelemente werden in Logikschaltungen nur in den zwei Zuständen "gesperrt" und "übersteuert" betrieben, daher sind die Eingänge der Bausteine mit einer Hysterese ausgestattet (Bild 22.11). Zwischen den beiden Schwellen ist ein Bereich, in dem die Eingangsspannung keine Wirkung hat. Er dient zur Störsicherheit. Die Schaltschwellen sind im Datenblatt angegeben.

Die Eingänge von Logikschaltungen können beliebig parallel geschaltet werden, nicht jedoch die Ausgänge, auch wenn sie kurzschlußfest sind. Eine Ausnahme bilden die als Stromquelle arbeitenden Ausgänge mit einem offenen Kollektor eines Transistors (open collector). Dieser muß über einen Widerstand mit Strom versorgt werden. Die Parallelschaltung solcher Ausgänge ist beliebig möglich und bildet selbst eine verdrahtete Logik.

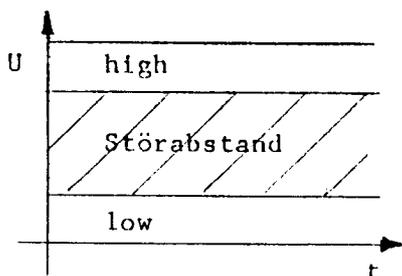


Bild 22.11 Schaltschwellen

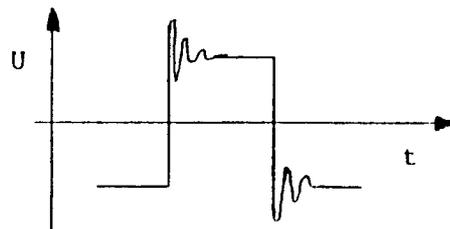


Bild 22.12 Impuls auf einer Leitung

Eine Übertragung von Daten zwischen mehreren Geräteeinheiten erfordert, daß auf einer Leitung die Daten von jeder Einheit gesendet wie auch empfangen werden. Es sind also zwangsläufig mehrere Ausgänge angeschlossen. Davon darf nur einer gleichzeitig aktiv sein, während die anderen hochohmig sein müssen. Diese haben folglich drei Zustände (tristate). Solchen von einem Rechner gesteuerten Zugriff auf Datenleitungen bezeichnet man als Bus.

22.2 Layout von Digitalschaltungen

Da Digitalschaltungen keine Verstärkung haben, sind Rückwirkungen nicht zu befürchten. Auch das Übersprechen zwischen Datenleitungen spielt wegen des hohen Störabstandes infolge der Hysterese keine Rolle. Die Probleme liegen darin, daß es sich hier um Leitungen handelt, die in der Regel nicht mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen sind. Es entstehen durch die hohen Frequenzen in den Flanken der Impulse Einschwingvorgänge, die zu Fehlinformationen führen können (Bild 22.12).

Ein Schwingkreis, in diesem Fall die Leitung, kann nur angeregt werden von Frequenzen, die ein ganzzahliges Vielfaches seiner Resonanzfrequenz sind. In einer Digitalschaltung sind die Eigenschaften der Leitungen undefiniert, man kann nur versuchen, ihre Eigenresonanz möglichst hoch zu legen. Das heißt, daß sowohl ihre Induktivität als auch ihre Kapazität klein gehalten wird.

Dies erreicht man durch kurze Leitungen und kleine Flächen der Stromkreise, die durch Datenleitung und Masseleitung gebildet werden. Man ordnet daher jeder Gruppe paralleler Datenleitungen eine Masseleitung zu. Da letztere auch die Versorgungsleitung darstellt, gilt dies genauso für die andere Versorgungsleitung. Auch hier ist die Regel Stromversorgung gegen Signalflußrichtung anzuwenden.

In Bild 22.13 ist der Stromlaufplan schematisch dargestellt. Man beachte besonders das Eingangssignal E_5 . Stützkondensatoren (C) sind an den Knotenpunkten der Stromversorgung anzubringen. Es entsteht zwangsläufig eine sternförmige Verdrahtung der Stromzuführung mit etwa gleich langen Leitungen von jeder Einheit einer Stufe bis zum Knotenpunkt. Dadurch sind alle Bausteine innerhalb der gleichen Stufe voneinander entkoppelt, falls bei einem die Spannung zusammenbricht.

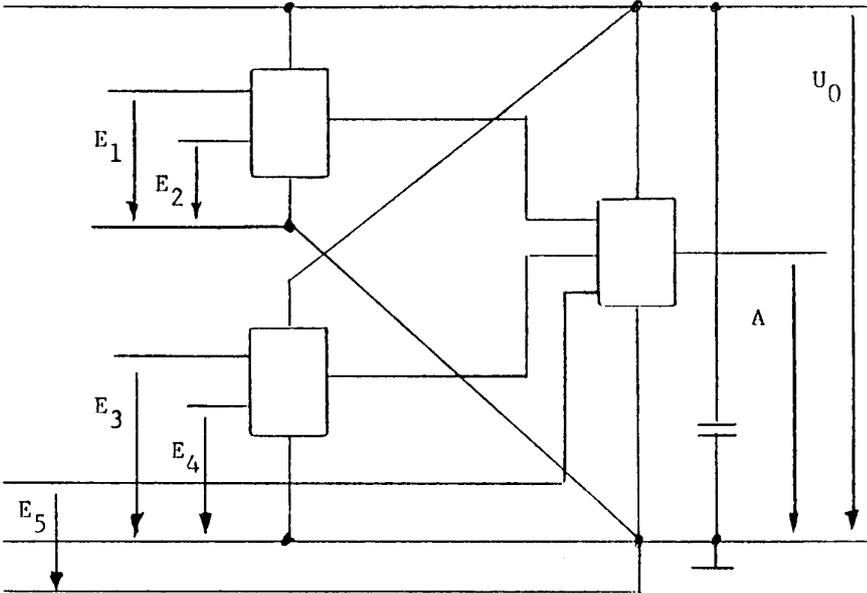


Bild 22.13 Stromlaufplan einer Digitalschaltung

23 Logische Verknüpfungen

Eine logische Aussage kann entweder wahr (1) oder falsch (0) sein. Erklärt man zum Beispiel: "Die Sonne scheint", so läßt sich die Richtigkeit dieser Bemerkung sofort kontrollieren. Die gegenteilige Feststellung heißt: "Die Sonne scheint nicht". Wenn eine der beiden Aussagen falsch ist, muß die andere zwangsläufig richtig sein. Diesen Zusammenhang kann man durch eine logische Variable ausdrücken, die wir in diesem Falle S nennen wollen.

Ist S = wahr, dann scheint die Sonne, ist S = falsch, tut sie es nicht. Hiermit wird die erste Aussage: "Die Sonne scheint" eindeutig beschrieben. Die zweite ist hingegen wahr, wenn die Sonne nicht scheint. Es handelt sich also um die Umkehrung oder Verneinung der Variablen S . Dies drückt man als " S nicht" aus und kennzeichnet das als Komplement von S mit einem Querstrich darüber als \bar{S} .

Die Verknüpfung mehrerer logischer Variablen hat als Ergebnis wieder eine Variable mit dem Wert "wahr" oder "falsch". Aus der Umgangssprache kennen wir die zwei möglichen Verbindungen von Variablen. "Ich gehe spazieren (*Ergebnisvariable* G), wenn (*Bedingung*) die Sonne scheint (*Variable* S) oder (*ODER-Verknüpfung*) es nicht regnet (*verneinte Variable* R) und (*UND-Verknüpfung*) ich Zeit habe (*Variable* Z).

Die ODER-Verknüpfung (Zeichen: \vee) ist immer wahr, wenn mindestens eine Variable wahr ist, während die UND-Verknüpfung (Zeichen: \wedge) zwingend erfordert, daß alle wahr sind, um ein solches Ergebnis aufzuweisen. Daher bindet sie fester als die ODER-Verknüpfung. Das bedeutet in unserem Beispiel, daß "Zeit haben" und "nicht regnen" enger bezogen sind als "Sonne scheint" und "nicht regnen". Dies erscheint jedoch nicht sinnvoll. Deshalb muß man durch Einklammern die richtige Aussage kennzeichnen. Die Gleichung lautet dann symbolisch:

$$G = (\bar{S} \vee R) \wedge Z \quad (23.1)$$

Nach dem Mathematiker Georg Boole wird die Aussagenlogik auch als Boolesche Algebra bezeichnet. Ihre Elemente sind die logischen Variablen, die nur die beiden Zustände "wahr" und "falsch" annehmen können. Ihre Verneinung bewirkt eine Umkehr der Aussage. Es existieren nur die beiden Verknüpfungen UND und ODER.

Für n Eingangsvariable ergeben sich 2^n mögliche Kombinationen. Hier bietet sich das duale Zahlensystem mit der Basiszahl 2 zum Auflisten an. Es besitzt nämlich nur die beiden Ziffern 0 und 1. Einige der Eingangskombinationen sollen der Ergebnisvariablen den Wert 1 zuordnen, die anderen den Wert 0. Eine solche Liste heißt Wahrheitstabelle und beschreibt eine logische Aussage vollständig. In Bild 23.1 ist dies für die Eingangsvariablen A und B und die Ausgangsvariable C für die beiden Grundverknüpfungen dargestellt.

Mit Hilfe der Wahrheitstabelle läßt sich eine logische Aussage eindeutig beweisen. Andererseits kann man für jede logische Funktion die Wahrheitstabelle aufstellen, wenn man die Verknüpfungen Schritt für Schritt durchführt. In Bild 23.2 ist dies für die Gleichung (23.1) gezeigt. Für die drei Eingangsvariablen S, R, Z erhalten wir 8 Kombinationen, die vollständig aufgelistet werden müssen.

UND		
A	B	C
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

ODER		
A	B	C
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

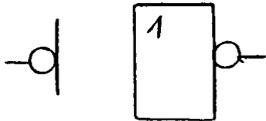
Bild 23.1 Grundverknüpfungen der Aussagenlogik

S	R	Z	\bar{R}	$S \vee \bar{R}$	G
0	0	0	1	1	0
0	0	1	1	1	1
0	1	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0
1	0	0	1	1	0
1	0	1	1	1	1
1	1	0	0	1	0
1	1	1	0	1	1

Bild 23.2 Wahrheitstabelle der Gleichung (23.1)

23.1 Funktionen der Aussagenlogik

Häufig vorkommende Funktionen werden in der Digitaltechnik eigenständig behandelt und als Gatter bezeichnet. Die wichtigsten sind neben den Grundfunktionen nachstehend zusammengefasst.

Bezeichnung	Funktion	Wert	Schaltbild
	(alternative Schreibweisen)	A 0101 B 0011	
Konstante	$y = 0, y = 1$		
Komplement Inversion Negation NICHT NOT	$y = \bar{A}$ $y = \neg A$ $y = /A$ $y = A'$	1010	

UND AND Konjunktion	$y = A \wedge B$ $y = A \cdot B$ $y = AB$ $y = A \& B$	0001	
ODER OR Disjunktion Inclusive OR	$y = A \vee B$ $y = A + B$	0111	
verneintes UND NAND	$y = \overline{A \wedge B}$ $y = \overline{A \downarrow B}$ $y = A * B$	1110	
verneintes ODER weder-noch NOR	$y = \overline{A \vee B}$ $y = A B$	1000	
Äquivalenz Valenz Identity	$y = A \equiv B$ $y = AB \vee \overline{A} \overline{B}$ $y = A \leftrightarrow B$	1001	
Antivalenz Exklusives ODER exclusive OR XOR	$y = A \neq B$ $y = A \overline{B} \vee \overline{A} B$	0110	

23.2 Gesetze der Aussagenlogik

Die Gesetze der Aussagenlogik sind auf Grund der nur möglichen zwei Zustände der Variablen praktisch selbst erklärend. Sie können aber jederzeit mit Hilfe der Wahrheitstabelle nachgewiesen werden. Darum werden sie in der nachfolgenden Tabelle aufgezählt und nur mit einer kurzen Erklärung versehen.

Bezeichnung	Gesetz	Beschreibung
Doppelte Verneinung	$\overline{\overline{A}} = A$	Die doppelte Verneinung ändert den Wert der Variablen nicht.

Absorption	$0 \wedge A = 0$ $0 \vee A = A$ $1 \wedge A = A$ $1 \vee A = 1$	Verknüpft man eine Variable mit einer Konstanten, ist das Ergebnis entweder die Konstante oder die Variable.
Tautologie	$A \wedge A = A$ $A \vee A = A$	Man verändert den Wert einer Funktion nicht, wenn man die Variablen mehrfach benutzt.
Verknüpfung mit dem Komplement	— $A \wedge \bar{A} = 0$ $A \vee \bar{A} = 1$	Die UND-Verknüpfung mit dem Komplement ergibt immer 0, die ODER-Verknüpfung immer 1.
Vertauschungsgesetz Kommutativgesetz	$A \wedge B = B \wedge A$ $A \vee B = B \vee A$	Die Reihenfolge innerhalb der gleichen Verknüpfung ist beliebig.
De Morgansche Identitäten	— — — $A \wedge B = \bar{\bar{A} \vee \bar{B}}$ — — — $A \vee B = \bar{\bar{A} \wedge \bar{B}}$	Die Verneinung einer Verknüpfung kann durch die andere mit verneinten Variablen ausgedrückt werden.
Verbindungsgesetz Assoziativgesetz	$A \wedge (B \wedge C) = (A \wedge B) \wedge C$ $A \wedge B \wedge C$ $A \vee (B \vee C) = (A \vee B) \vee C$ $A \vee B \vee C$	Die Variablen einer Verknüpfungsart können beliebig zusammen gefaßt werden.
Verteilungsgesetz Distributivgesetz	$A \wedge (B \vee C) = (A \wedge B) \vee (A \wedge C)$ $A \vee (B \wedge C) = (A \vee B) \wedge (A \vee C)$	Gleiche Variable in in Termen gleicher Verknüpfungsart können "ausgeklammert" oder "hineinmultipliziert" werden.

23.3 Minimierung logischer Schaltungen

Bei der Entwicklung logischer Schaltungen ist man bedacht, den Aufwand auf ein Minimum zu reduzieren. Man stellt zunächst die Wahrheitstabelle auf und liest daraus die logische Funktion ab. Als Beispiel diene die Tabelle in Bild 23.3. Die Ergebnisvariable y ist genau dann wahr, wenn die betreffende Eingangskombination auftritt. Verknüpft man die Variablen mit UND, so ergibt sich nur eine 1, wenn alle wahr sind. Dies erreicht man, indem man für die Variablen mit dem Wert 0 ihre Verneinung einsetzt, denn diese muß ja dann den Wert 1 haben.

Das Resultat y ist immer dann wahr, wenn einer oder mehrere der so gebildeten Terme 1 sind. Sie sind also mit ODER zu verknüpfen. Man nennt diese Art der Funktion daher disjunktive Normalform. Sie lautet:

$$y = \bar{A}\bar{B}C \vee A\bar{B}\bar{C} \vee A\bar{B}C \vee A\bar{B}C \quad (23.2)$$

Mit Hilfe der ODER-Verknüpfung liest man unter der Bedingung aus, daß das Ergebnis nur dann 0 ist, wenn alle Variablen 0 sind. Man muß sie also dort,

wo eine 1 steht, als ihr Komplement einsetzen. Die einzelnen Terme verknüpft man dann mit UND und erhält die konjunktive Normalform:

$$y = (A \vee B \vee C) \wedge (\bar{A} \vee B \vee C) \wedge (A \vee B \vee \bar{C}) \wedge (\bar{A} \vee B \vee \bar{C}) \quad (23.3)$$

Beide Gleichungen haben das gleiche Ergebnis, nämlich $y=B$. Die Vereinfachung erreicht man, indem man die Ausdrücke auf die beiden Verknüpfungen $\bar{A}A=0$ und $A \vee \bar{A}=1$ zurückführt. Die letztere wird im Karnaugh-Veitch-Diagramm (oder kurz KV-Diagramm) ausgenutzt. Ordnet man jeder Variablen eine Fläche zu und sorgt dafür, daß sich alle überschneiden, so stellt jedes Flächenstück eine UND-Verknüpfung (Schnittmenge) dar (Bild 23.4).

C	B	A	y
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	1

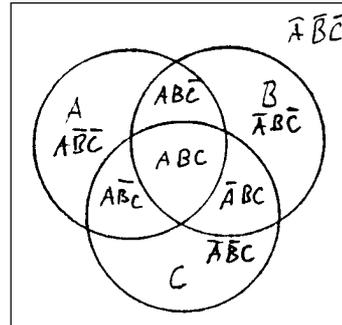


Bild 23.3 Wahrheitstabelle

Bild 23.4 Schnittmengen

Die besondere Eigenschaft dieser Darstellung ist, daß sich beim Überschreiten einer beliebigen Grenzlinie nur eine einzige Variable umkehrt. Das entspricht folgendem Rechnungsgang:

$$ABC \vee AB\bar{C} = AB(C \vee \bar{C}) = AB \quad (23.4)$$

Die Darstellung in Bild 23.4 ist nicht sehr geeignet, darum gestaltet man das KV-Diagramm nach Bild 23.5 für 3 und 4 Eingangsvariable. Die Vorschriften sind dieselben, nur daß auch die gegenüberliegenden äußeren Kanten als benachbart anzusehen sind.

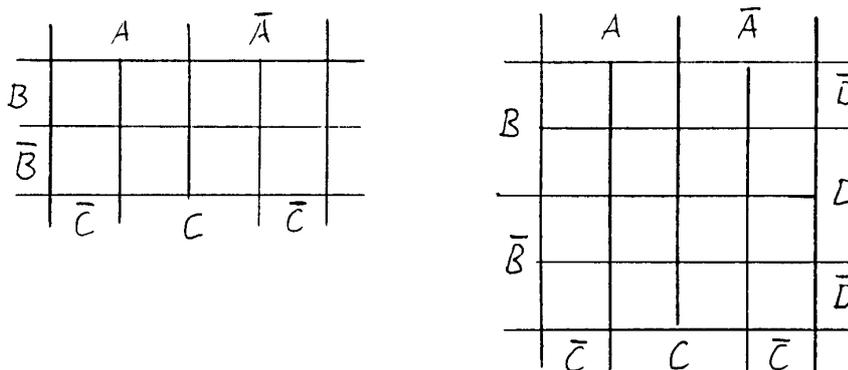


Bild 23.5 KV-Diagramme

Jedes Feld entspricht einer Zeile der Wahrheitstabelle. Die Kombination der Eingangsvariablen ist durch die Lage des Feldes bestimmt. Es braucht folglich nur die Ergebnisvariable dort eingetragen zu werden. In Bild 23.6 wurde dies für die Tabelle in Bild 23.3 durchgeführt. Die einzelnen Felder sind zusätzlich numeriert.

Bild 23.8 Wahrheitstabelle Würfel und Lösungen

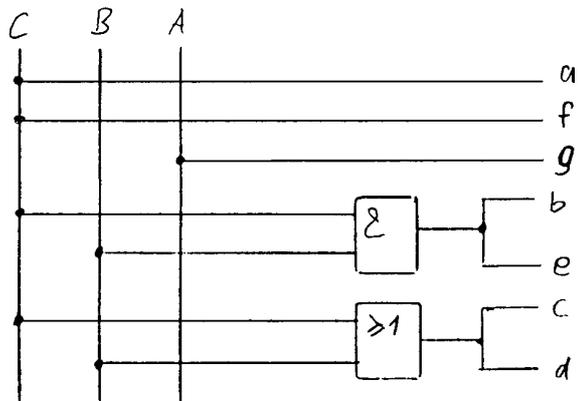


Bild 23.9 Schaltbild der Anzeigelogik

24 Speicher

Die bisher betrachteten Logikschaltungen konnten nur auf eine Eingangskombination reagieren. Sowie diese entfernt oder verändert wurde, verschwand auch die zugehörige Ausgangskombination. Solche als Schaltnetze bezeichneten Logikschaltungen besitzen folglich kein Gedächtnis.

Eine Schaltung, die Speicher enthält, nennt man Schaltwerk. Es ist in der Lage, Zwischenergebnisse aufzubewahren und zu einem späteren Zeitpunkt wieder einzubinden. Das bekannteste Beispiel ist der Computer.

Von einem Speicherbaustein wird gefordert, daß er einen Zustand übernimmt und diesen am Ausgang für Abfragen bereit hält, bis ihm ein anderer Zustand zugewiesen wird. Er läßt sich in zwei Funktionsblöcke aufteilen, in die Eingabe und die Speicherung. Befassen wir uns zunächst mit der letzteren.

Eine einfache Anordnung zeigt Bild 24.1. Das Relais Re wird mit dem Taster T_1 eingeschaltet, überbrückt diesen durch seinen Schaltkontakt S und ist damit von ihm unabhängig bis der Taster T_2 geöffnet wird.

Mit Logikschaltungen erreicht man eine solche Verriegelung mit Hilfe zweier NAND oder NOR Gatter, deren einer Eingang jeweils vom Ausgang des anderen Gatters gesetzt wird (Bild 24.2 und 24.3). Diese Anordnung bezeichnet man als Flip-Flop.

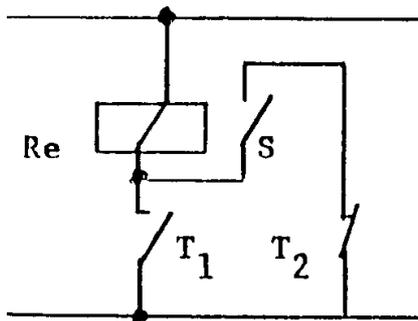


Bild 24.1 Selbstverriegelung

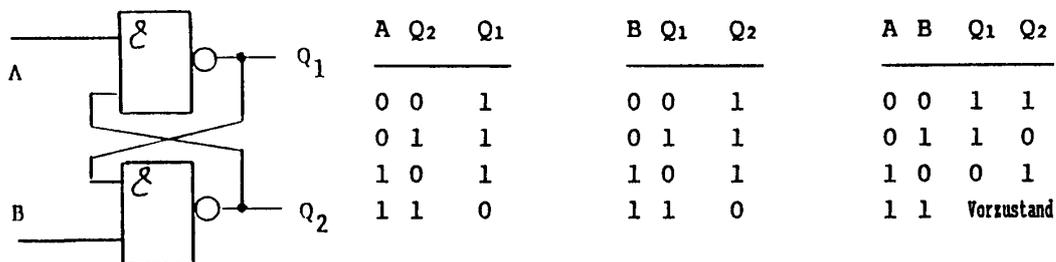


Bild 24.2 Flip-Flop aus NAND-Gattern

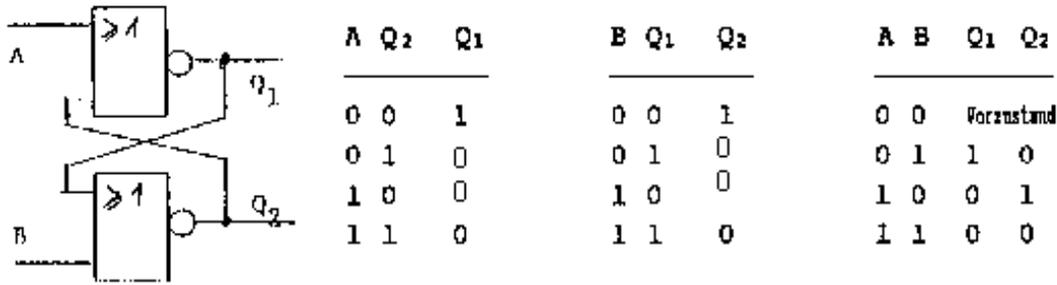


Bild 24.3 Flip-Flop aus NOR-Gattern

Betrachten wir das Flip-Flop aus NAND-Gattern in Bild 24.2. Die Ausgänge gehorchen zunächst der Logik:

$$Q_1 = \overline{A \wedge Q_2} \quad Q_2 = \overline{B \wedge Q_1} \quad (24.1)$$

Es interessiert jedoch die Abhängigkeit von den Variablen A und B. Wenn A=0 ist, bleibt der Ausgang Q₁=1 unabhängig vom zweiten Eingang Q₂. Das gleiche gilt entsprechend für B=0. Ist B=1 und A=0, dann wird auf jeden Fall Q₁=1. Q₂ muß demnach Q₂=0 sein. Q₁=0 und Q₂=1 ergibt sich umgekehrt für A=1 und B=0. Wenn A=1 und B=1 ist, bleibt der vorherige Zustand erhalten mit Q₁=Q₂. Dies ist die Speicherfunktion.

Im gleichen Sinne lässt sich das Flip-Flop aus NOR-Gattern entwickeln, nur daß hier der Speicherzustand bei A=0 und B=0 erreicht wird.

Gespeichert werden soll die Konstante 1 oder 0. Wenn beide Ausgänge jedoch 1 sind, ist es beim Übergang in den Speicherzustand dem Zufall überlassen, welcher der beiden Ausgänge dann die 1 enthält. Darum ist diese Kombination unbrauchbar.

24.1 RS-Flip-Flop

Bedingung für den Speichervorgang ist, daß die beiden Eingänge A und B ebenfalls ihren vorgegebenen Zustand oder die Speicherfunktion beibehalten, man kann über sie nicht mehr verfügen. So bringt die Schaltung aber keinen Nutzen. Man setzt daher zwei weitere Gatter mit je zwei Eingängen davor. Dies ist für das Flip-Flop mit NAND-Gattern in Bild 24.4 dargestellt.

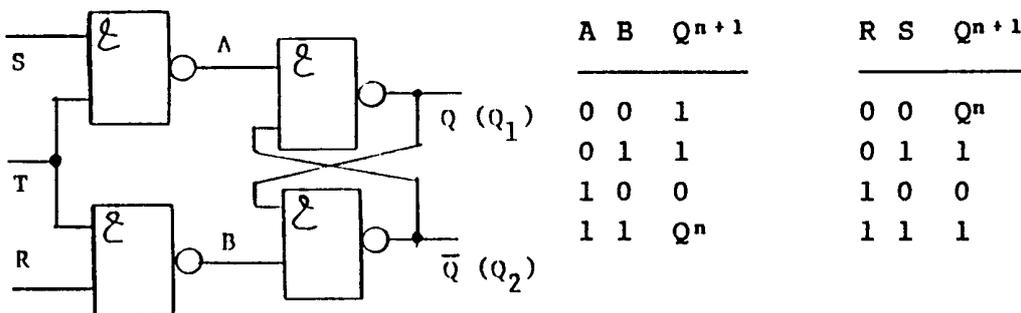


Bild 24.4 RS-Flip-Flop

Der mit T (Takt) oder C (clock) bezeichnete gemeinsame Eingang der beiden ersten Gatter zwingt deren Ausgänge auf A=1 und B=1, wenn er T=0 ist. über die anderen Eingänge R (reset) und S (set) kann damit frei verfügt werden, da sie keinen Einfluß mehr haben. Erst bei T=1 sind diese aktiv und setzen die Ausgänge der zweiten Gatter. Da die Ausgangskombination 1 1 nicht zulässig ist, wird sie durch einen zusätzlichen Eingang des R-Gatters über ein ver-

neintes S-Signal unterdrückt. Man unterscheidet nun nicht mehr die beiden Ausgänge durch besondere Kennzeichnung, sondern gibt ihnen die Namen Q und \bar{Q} .

Da eine Änderung nur während des Taktsignals $T=1$ möglich ist, wird der Bereich $T=0$ in der Wahrheitstabelle nicht erfaßt. Man kennzeichnet den Zustand vor dem Taktimpuls mit Q^n und danach mit Q^{n+1} .

Die Wirkungsweise eines Flip-Flop's läßt sich aus der Wahrheitstabelle oder dem KV-Diagramm als seine charakteristische Funktion ablesen. Der Vorzustand Q^n ist nicht bekannt, daher wird er mit einbezogen. Er beeinflußt in der UND-Verknüpfung das Ergebnis der Gleichung nur, wenn $Q^n=1$ ist. Die charakteristische Funktion des RS-Flip-Flop lautet:

$$Q^{n+1} = Q^n \bar{R} \vee S \quad (24.2)$$

24.2 Takteingänge

Während der Takteingang bei dem eben beschriebenen Flip-Flop auf $T=1$ liegt, reagiert der Ausgang sofort auf jede Änderung der Eingänge R und S . Es ist daher nicht möglich, die Ausgangsgröße selbst auf einen Eingang zu legen, um damit den nächsten Zustand vorzubereiten. Ein Schwingen der Schaltung wäre die Folge.

Die Entkopplung der Eingänge von den Ausgängen ist nur möglich, wenn der Taktimpuls zum Zeitpunkt des ausgangsseitigen Umschaltens nicht mehr aktiv ist. Dies wäre denkbar unter Ausnutzung der Laufzeiten der Gatter, würde aber extreme Forderungen an den Taktimpuls stellen.

Daher benutzt man eine Zwischenspeicherung in der Form von zwei hintereinandergeschalteten Flip-Flop's (master-slave), wobei das erste (master) die Information während des Taktes übernimmt und an das zweite (slave) nach dessen Verschwinden übergibt.

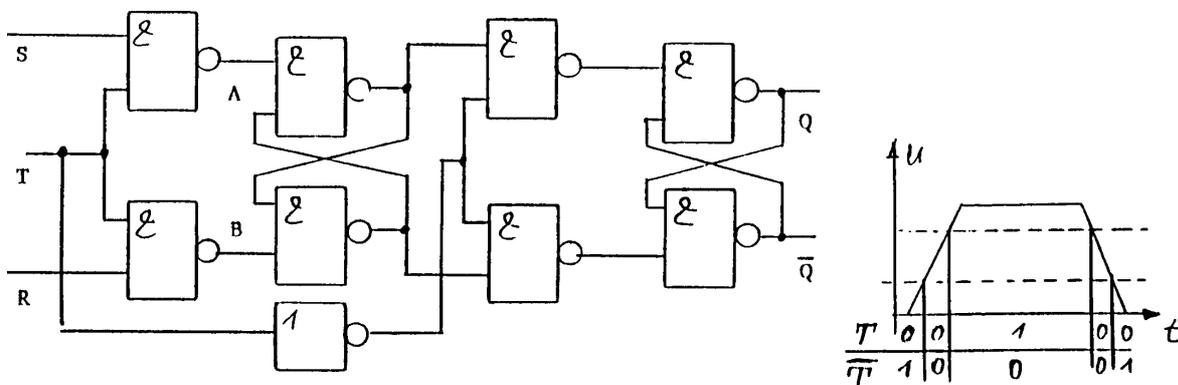


Bild 24.5 Master-slave-Prinzip

Dies erreicht man durch die Verneinung des Taktes T für das zweite Flip-Flop unter Benutzung von zwei Schaltschwellen, die sicherstellen, daß jeweils beim Umschalten beide Takteingänge kurzfristig auf null liegen. Während der übrigen Zeit ist immer nur ein Flip-Flop aktiviert.

Solange der Taktimpuls $T=1$ ist, wird jede Information in den Zwischenspeicher übernommen, nur am Ausgang erscheint sie noch nicht. Dies ist jedoch in vielen Fällen auch noch störend. Darum hat man den ganzen Vorgang mit entsprechendem Aufwand auf eine Flanke des Taktimpulses reduziert. Man nennt dies Flankentriggierung, obwohl es nicht auf die Flanke und deren Steilheit ankommt, sondern lediglich auf den Übergang von 0 auf 1 (positiv) oder von 1 auf 0 (negativ).

Im Bild 24.6 sind die verschiedenen Schaltzeichen der Takteingänge zusammengestellt.

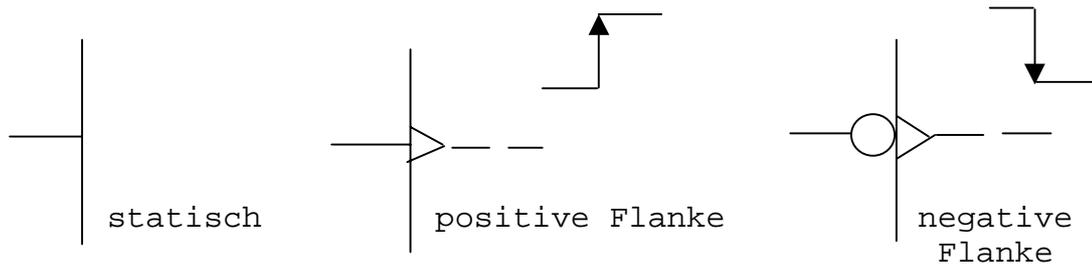


Bild 24.6 Takteingänge

24.3 JK Flip-Flop

Mit Hilfe des Master-Slave-Prinzips oder der Flankentriggerung lassen sich nun problemlos die Ausgänge eines Flip-Flop's auf die eigenen Eingänge zurückführen. Das wird beim JK-Flip-Flop ausgenutzt (Bild 24.7). Seinen Namen hat es nach der Bezeichnung seiner Eingänge, die sich vermutlich aus den Begriffen "jump" und "kill" ableitet.

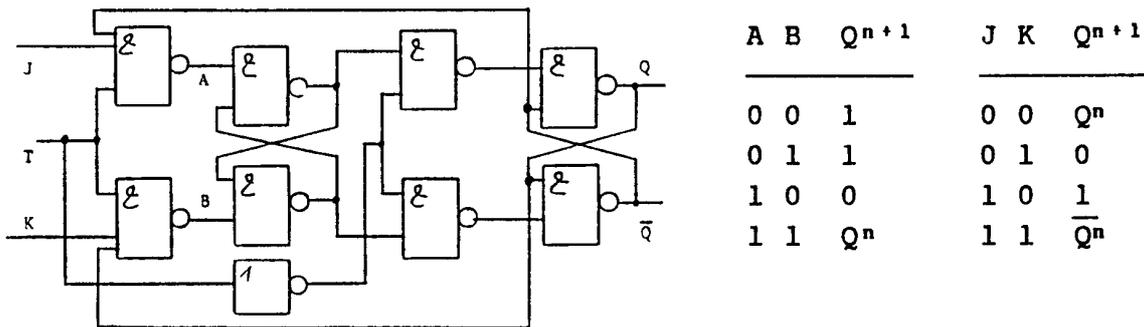
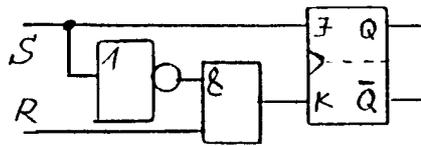


Bild 24.7 JK-Flip-Flop

Am Eingang des ersten Flip-Flop's sind die NAND-Verknüpfungen $\overline{JQ^n}$ und KQ^n . Wenn $J=0$ und $K=0$ ist, bleiben A und B unabhängig von Q^n gleich 1 und es gilt der Vorzustand. Für $J=0$ und $K=1$ ist $A=1$. Da für $Q^n=0$ $B=1$ wird, also der Vorzustand erhalten bleibt, oder für $Q^n=1$ $B=0$ wird, ist das Ergebnis eindeutig $Q^{n+1}=0$. Entsprechendes gilt für $J=1$ und $K=0$ mit $Q^{n+1}=1$. Den Unterschied zum RS-Flip-Flop bildet die Kombination $J=1$ und $K=1$. Hier wird der Ausgang auf sein Komplement gezwungen: $Q^{n+1}=\overline{Q^n}$. Aus dem KV-Diagramm ergibt sich die charakteristische Funktion des JK-Flip-Flop's:

$$Q^{n+1} = J\overline{Q^n} \vee \overline{K}Q^n \tag{24.3}$$

Durch entsprechende Logik an den Eingängen kann man mit einem JK-Flip-Flop jedes andere realisieren. Eine Umwandlung in ein RS-Flip-Flop zeigt Bild 24.8. Hierbei wird R und S sowie die Ausgangsfunktion Q^{n+1} vorgegeben und für die letztere die Eingangskombinationen J und K aufgestellt. Diese können als Ergebnisfunktion in das KV-Diagramm mit den Variablen R und S eingetragen werden.



R	S	Q^{n+1}	J	K	
0	0	Q^n	0	0	$J=S$
0	1	1	1	0	
1	0	0	0	1	$K=R\bar{S}$
1	1	1	1	0	

Bild 24.8 Umwandlung eines JK-Flip-Flop's in ein RS-Flip-Flop

24.4 Flip-Flop Arten

Im folgenden sind die gebräuchlichen Flip-Flop Arten zusammengestellt. Ihre Arbeitsweise lässt sich aus der charakteristischen Funktion ablesen. Bis auf das JK-Flip-Flop, welches auf die interne Rückführung angewiesen ist, kann die Art der Triggerung frei gewählt werden.

Das D-Flip-Flop ist der typische Speicherbaustein. Es übernimmt genau das, was an seinem vorbereitenden Eingang D anliegt und entsteht aus dem RS-Flip-Flop, wenn man den R-Eingang auf 1 legt.

Die einfachste Variante ist das T-Flip-Flop, welches gar keinen vorbereitenden Eingang besitzt und bei jedem Takt die Ausgangsgröße umkehrt. Man erhält es, wenn man beim JK-Flip-Flop beide Eingänge auf 1 legt.

Das T-Flip-Flop ist immer flankengetriggert und vom Ausgang des vorhergehenden angesteuert. Mit einer solchen Kette lässt sich eine Frequenzteilung erreichen. Daher findet man es hauptsächlich in Timern und Uhren. Da die vorbereitenden Eingänge fehlen, lässt es sich für andere Zwecke nicht einsetzen.

Bezeichnung	Funktion	Schaltbild
D-Flip-Flop	$Q^{n+1} = D$	
T-Flip-Flop	$Q^{n+1} = \overline{Q^n}$	
RS-Flip-Flop	$Q^{n+1} = Q^n \overline{R} \vee S$	
JK-Flip-Flop	$Q^{n+1} = J\overline{Q^n} \vee \overline{K}Q^n$	

25 Zähler

Unter Zählern versteht man eine Anordnung von Flip-Flop-Schaltungen, deren Ausgänge einen bestimmten Code darstellen, welcher mit jedem Takt des Zählimpulses seine Kombination ändert. Die Ansteuerung erfolgt in der Regel synchron, das heißt, der Taktimpuls wird parallel an alle Takteingänge gelegt, so daß die Stufen gleichzeitig schalten. Dadurch ist es möglich, die Ausgänge der Flip-Flop's zur Vorbereitung ihrer Eingänge zu benutzen.

Vereinzelt und bei besonderen Anwendungen benutzt man noch die asynchrone Ausführung. Hier erhält nur ein Flip-Flop den Taktimpuls, die anderen werden von den Ausgangsimpulsflanken der vorhergehenden gesteuert. In bestimmten Fällen führt dies zur Schaltungsvereinfachung, dafür sind aber nur ganz wenig Problemstellungen auf solche Art lösbar. Außerdem birgt die zeitliche Verschiebung der Ausgangsimpulse Schwierigkeiten bei deren Weiterverarbeitung.

Die moderne Technik verlangt ausschließlich synchrone Digitalschaltungen, so daß sich unser Augenmerk darauf konzentriert.

25.1 Entwurf von Zählern

Zähler für gängige Codes sind in integrierter Form erhältlich, so daß dafür keine Entwicklung notwendig ist. Der Entwurf eigener Schaltungen wird dann erforderlich, wenn bestimmte zyklische Impulsfolgen erzeugt werden müssen. Hierfür sind Zähler besonders vorteilhaft, da die Änderung der Taktfrequenz sich auf alle Impulszeiten gleich auswirkt, ohne den Ablauf zu verändern. Bild 25.1 zeigt eine solche zeitliche Impulsfolge.

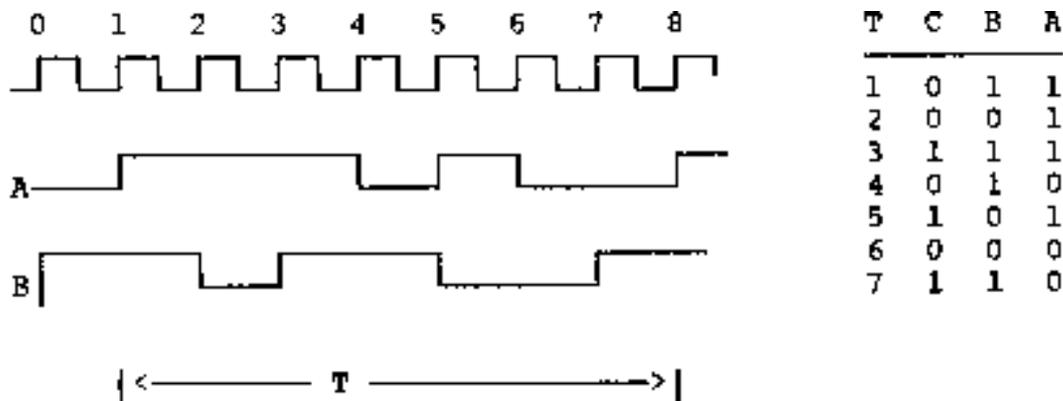


Bild 25.1 Impulsablauf und Wahrheitstabelle

Die Impulsabläufe A und B wiederholen sich in der Zeit T. Es werden Flip-Flop-Schaltungen mit positiver Flankensteuerung benutzt. Zunächst gibt man den Takt vor und zeichnet synchron dazu die gewünschten Impulsabläufe A und B ein. Nun sind die logischen Zustände nach dem Taktimpuls (Q^{n+1} !) in einer Wahrheitstabelle als Variable darzustellen.

Grundbedingung für einen Zähler ist, daß in seinem Code jede Kombination nur einmal auftreten darf. Das ist hier noch nicht der Fall. Daher wird ein weiteres Flip-Flop C vorgesehen, um die doppelten Kombinationen zu unterscheiden. Die Schaltung muß solange erweitert werden, bis der Code eindeutig ist.

Zum Aufbau eines synchronen Zählers eignet sich außer dem T-Flip-Flop jedes Flip-Flop. Man legt einen Typ fest, definiert jeden Eingang für jedes Flip-

Flop der Zählerkette als Ergebnisvariable und sieht dafür je eine Spalte in der Wahrheitstabelle vor.

Nun nimmt man an, daß der Zähler auf der Kombination 1 der Wahrheitstabelle steht und so vorbereitet werden muß, daß nach dem nächsten Takt die Kombination 2 an den Ausgängen erscheint. Die notwendige Belegung der vorbereitenden Eingänge leitet man aus dem Übergang zur Kombination 2 ab und trägt sie in den zugehörigen Spalten hinter Kombination 1 ein. Entsprechend fährt man fort. Die letzte Zeile des Zyklus hat wieder die Kombination 1 als Folge.

Zur leichteren Ablesung dient eine Tabelle, die die Einstellung der vorbereitenden Eingänge in Abhängigkeit vom Übergang von Q^n auf Q^{n+1} zeigt. Man gewinnt sie aus der charakteristischen Funktion der ausgewählten Flip-Flop-Art. Für die in Bild 25.1 dargestellten zeitlichen Abläufe sind im Bild 25.2 entsprechende Zähler entworfen. Die logischen Ergebnisse findet man entweder durch direktes Ablesen aus der Tabelle oder mit Hilfe des KV-Diagramms. Die Schaltungen zeigen Bild 25.3 bis 5.

T	C	B	A	JK-FF			RS-FF			D-FF		
				$J_C K_C$	$J_B K_B$	$J_A K_A$	$R_C S_C$	$R_B S_B$	$R_A S_A$	D_C	D_B	D_A
1	0	1	1	0 x	x 1	x 0	x 0	1 0	x 1	0	0	1
2	0	0	1	1 x	1 x	x 0	x 1	x 1	x 1	1	1	1
3	1	1	1	x 1	x 0	x 1	1 0	x 1	1 0	0	1	0
4	0	1	0	1 x	x 1	1 x	x 1	1 0	x 1	1	0	1
5	1	0	1	x 1	0 x	x 1	1 0	x 0	1 0	0	0	0
6	0	0	0	1 x	1 x	0 x	x 1	x 1	x 0	1	1	0
7	1	1	0	x 1	x 0	1 x	1 0	x 1	x 1	0	1	1

Q^n	Q^{n+1}	J	K	R	S	D
0	0	0	x	x	0	0
0	1	1	x	x	1	1
1	0	x	1	1	0	0
1	1	x	0	x	1	1

$$J_C = (\overline{B} \vee \overline{A}) \overline{C} \quad K_C = 1 \quad J_B = K_B = \overline{C} \quad J_A = B \quad K_A = C$$

$$R_C = R_B = R_A = 1 \quad S_C = \overline{A} \wedge \overline{B} \vee \overline{A} \wedge \overline{C} \quad S_B = \overline{C} \wedge \overline{B} \vee \overline{C} \wedge \overline{A} \quad S_A = \overline{A} \wedge \overline{C} \vee \overline{B} \wedge \overline{A}$$

$$D_C = \overline{A} \wedge \overline{C} \vee \overline{B} \wedge \overline{C} \quad D_B = \overline{B} \wedge \overline{C} \vee \overline{B} \wedge \overline{A} \quad D_A = \overline{A} \wedge \overline{B} \vee \overline{A} \wedge \overline{C}$$

Bild 25.2 Entwurf von Zählern

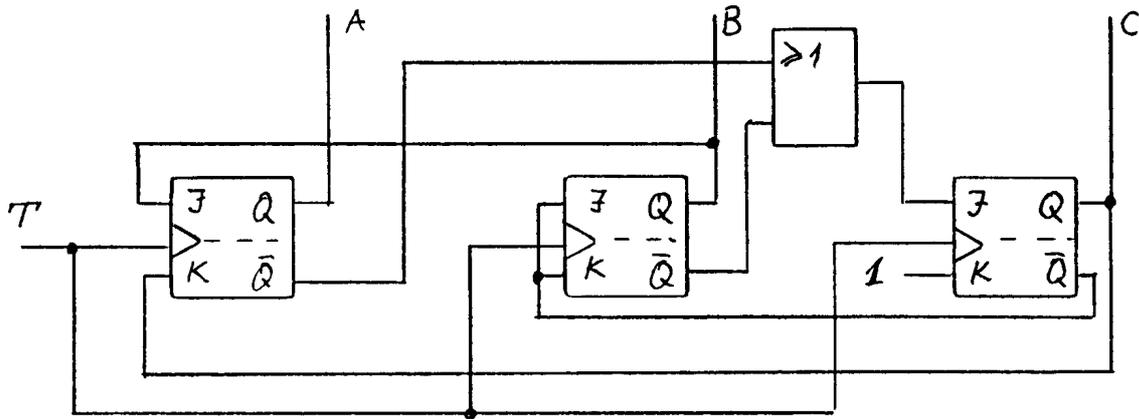


Bild 25.3 Zähler mit JK-FF

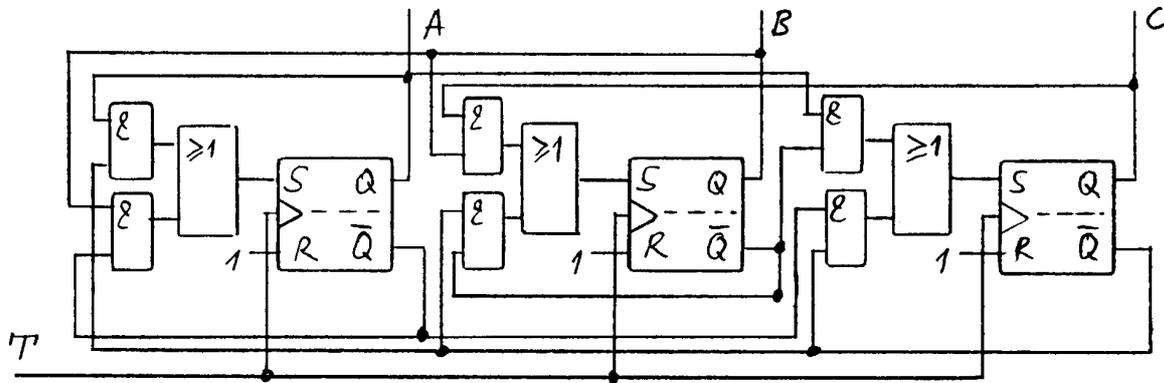


Bild 25.4 Zähler mit RS-FF

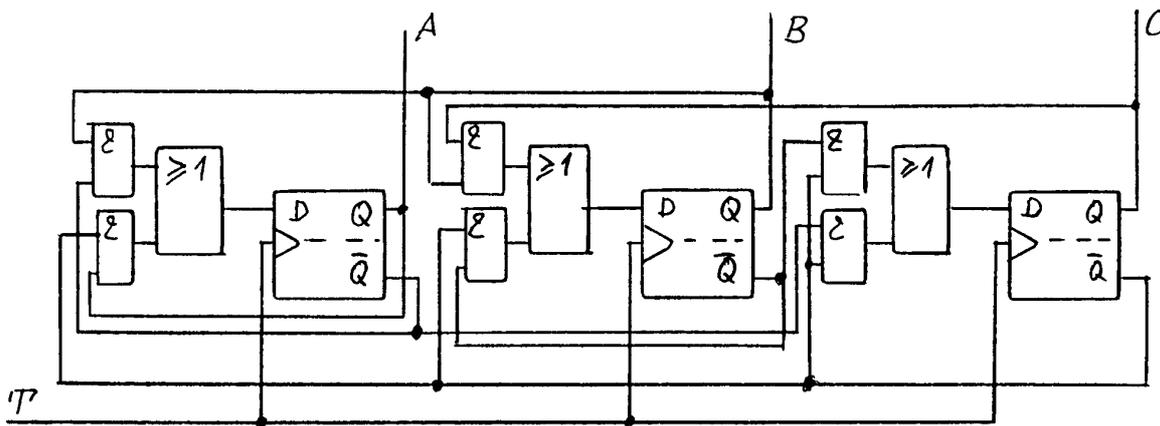


Bild 25.5 Zähler mit D-FF

25.2 Code-Analyse von Zählern

Ist ein Zähler als Schaltung gegeben, so stellt sich die Frage, nach welchem Code er zählt, beziehungsweise wie der taktbezogene Verlauf seiner Ausgangsfunktionen ist. Hierbei verfährt man so, daß man zunächst aus der Schaltung die logischen Verknüpfungen für die vorbereitenden Eingänge ermittelt. Dann gibt man eine Zählerstellung vor, am besten die Nullstellung und trägt

diese in der ersten Zeile der Wahrheitstabelle unter den Variablen ein. Dahinter folgen die Spalten für die Flip-Flop Eingänge, in die man die sich aus der Zählerstellung und der zugehörigen Logik ergebenden Werte schreibt. Mit diesen findet man den auf den Taktimpuls folgenden Code, den man in die zweite Zeile einträgt.

So fährt man fort, bis sich der Code wiederholt und somit der Zählzyklus bestimmt ist. Vorher kann es eine Reihe von Kombinationen geben, die im Code nicht mehr auftreten. In Bild 25.6 ist der Zähler aus Bild 25.5 analysiert.

C	B	A	D_C	D_B	D_A	
0	0	0	1	1	0	$Q^{n+1} = D$
1	1	0	0	1	1	
0	1	1	0	0	1	
0	0	1	1	1	1	
1	1	1	0	1	0	
0	1	0	1	0	1	
1	0	1	0	0	0	
0	0	0				

Bild 25.6 Analyse des Zählers aus Bild 25.5

25.3 Ablaufsteuerungen

In der Regel laufen alle Steuerungen in einer zeitlichen Reihenfolge ab. Ein einfaches Beispiel ist die Ampelsteuerung an einer Kreuzung. Aber auch der Mikroprozessor funktioniert in gleicher Weise.

Durch den Takt wird gewährleistet, daß der vorhergehende Schritt sicher abgeschlossen ist, bevor der nächste ausgeführt wird. Ein Beispiel zeigt Bild 25.7. Hier sollen die Variablen x und y addiert und ihre Summe S sowie der Übertrag \bar{U} ausgegeben werden.

Den Grundtakt T_0 liefert ein Taktgenerator. Daraus werden über entsprechende Zähler mit positiver Flankentriggerung die Takte T_1 bis T_4 abgeleitet.

T_1 bereitet die Eingänge der Register A und B vor, die mit T_2 die Information übernehmen. Das Rechenergebnis wird über T_4 freigegeben, mit T_2 in die Register geladen und mit T_3 an den Ausgängen S und \bar{U} bereitgestellt.

Dies ist im Prinzip die Arbeitsweise des Mikroprozessors. Durch den Befehlscode werden, wie hier, die benötigten Logikschaltungen mit Hilfe von UND-Gattern freigegeben

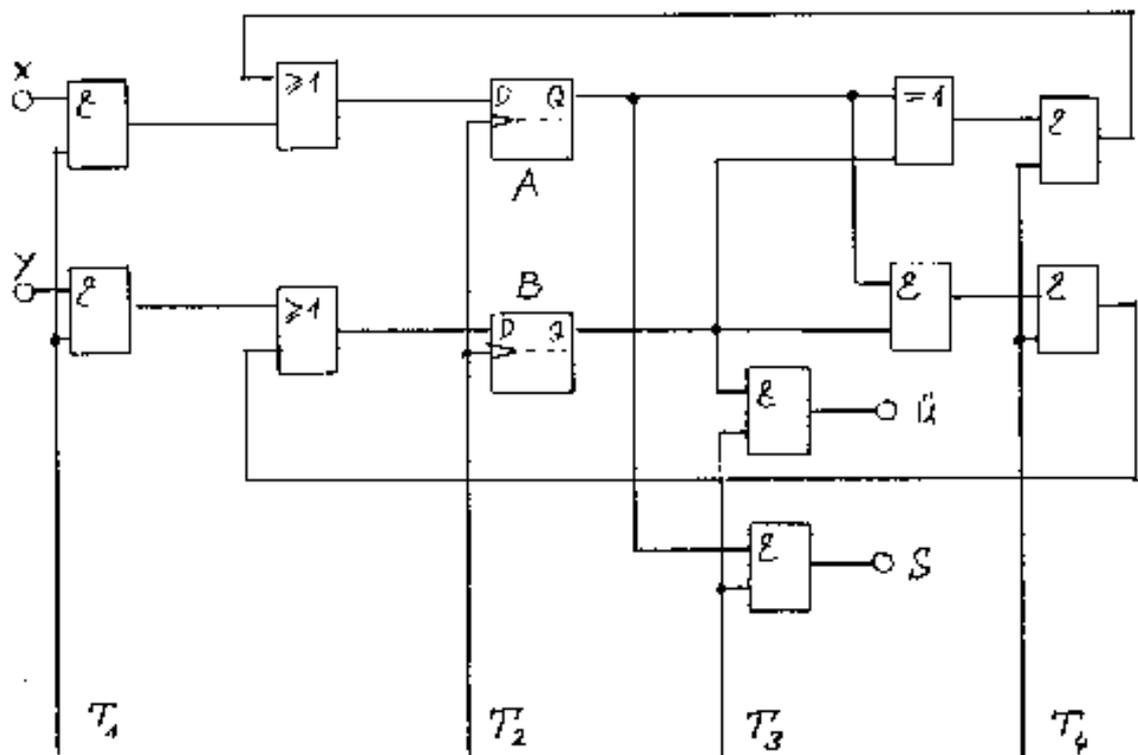
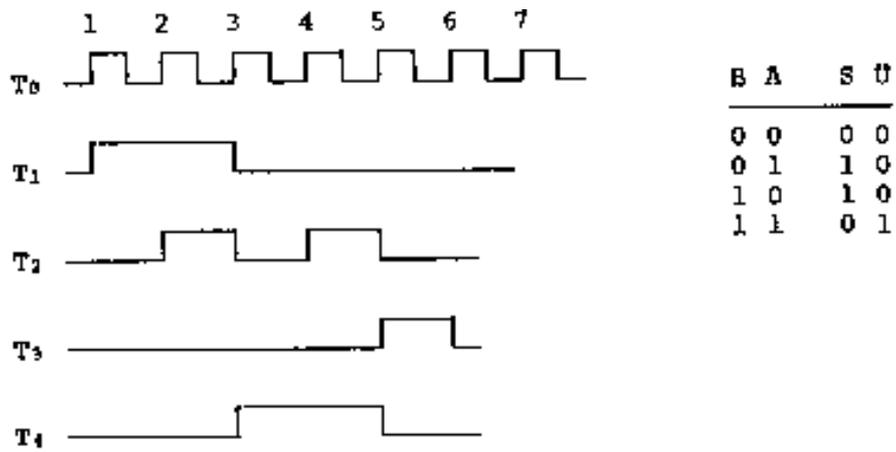


Bild 25.7 Ablaufsteuerung

26 D/A-Wandler

Der Digital/Analog-Wandler erzeugt aus der digitalen Information einer aus n Bit bestehenden Binärzahl B einen dem Zahlenwert entsprechenden analogen Anteil U der Referenzspannung U_{ref} :

$$U = U_{\text{ref}} B / 2^n \quad (26.1)$$

Seine Schaltung basiert auf dem Addierer in Bild 26.1. Am invertierenden Eingang des Operationsverstärkers addieren sich die Ströme über die Widerstände R_1 und R_2 und fließen durch R_3 in dessen Ausgang ab. Dieser muß seine Spannung U_a so einstellen, daß die Differenzspannung U_d zu null wird.

Macht man nun die Widerstände R_1 und R_2 über die Schalter z_1 und z_2 schaltbar, so wird mit $z=1$ für ein- und $z=0$ für ausgeschaltet die Ausgangsspannung:

$$U_a = -I_3 R_3 = -R_3 (z_1 U_{\text{ref}} / R_1 + z_2 U_{\text{ref}} / R_2) \quad (26.2)$$

Mit $R_1 = R_3 = R$ und $R_2 = R/2$ wird daraus:

$$U_a = -U_{\text{ref}} (z_1 + 2z_2) \quad (26.3)$$

Die Ausgangsspannung läßt sich folglich über die Schalter in Stufen von der Größe der Referenzspannung von 0 bis $3U_{\text{ref}}$ (negativ) hochzählen. Man kann die Widerstandskette mit den zugehörigen Schaltern erweitern, wenn man den nächsten Widerstand jeweils halb so groß wie seinen Vorgänger einsetzt. Jeder der Schalter bedeutet dann die entsprechende Stelle einer Binärzahl.

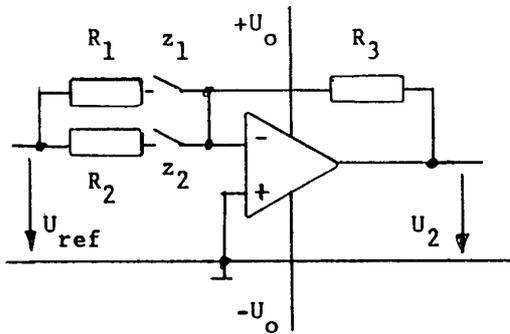


Bild 26.1 Addierer

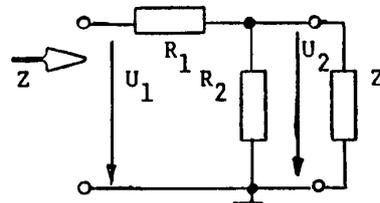


Bild 26.2 Kettenleitervierpol

Je mehr Stufen vorgesehen werden, umso genauer müssen die größten Widerstände sein. Ihre Toleranz wird durch die kleinste Stufe bestimmt. Dies Problem kann man umgehen, wenn man nicht die Widerstandswerte, sondern die anliegenden Spannungen halbiert.

Gesucht ist also ein Vierpol, der als Spannungsteiler arbeitet und beliebig oft hintereinander geschaltet werden kann. Die Schaltung in Bild 26.2 erfüllt diese Bedingung unter der Voraussetzung, daß ihr Eingangswiderstand Z gleich ihrem Abschlußwiderstand Z ist. Es gilt dann:

$$Z = R_1 + \frac{R_2 Z}{R_2 + Z} \quad \frac{U_2}{U_1} = a = \frac{\frac{R_2 Z}{R_2 + Z}}{R_1 + \frac{R_2 Z}{R_2 + Z}} = \frac{R_2}{R_2 + Z} \quad (26.4)$$

$$R_1 = (1-a)Z \quad R_2 = \frac{a}{1-a} Z \quad (26.5)$$

Für $a=1/2$ und $Z=2R$ erhalten wir:

$$R_1=R \quad \text{und} \quad R_2=2R \quad (26.6)$$

Daher kommt der Name R-2R-Netzwerk. Die Zusammenschaltung mit dem Operationsverstärker zeigt Bild 26.3. Um die Spannungsteilung aufrecht zu erhalten, sind Umschalter eingesetzt, die zwischen Masse und invertierenden Eingang schalten. Da die Differenzspannung $U_d=0$ ist und der nicht invertierende Eingang auf Masse liegt, handelt es sich dabei um das gleiche Potential.

Die Schaltung hat den Vorteil, daß Spannungsteiler aus gleichen Widerständen im Verhältnis der Werte wesentlich genauer herzustellen sind. Für 8 Bit ergibt sich die Ausgangsspannung U :

$$U = -U_{\text{ref}} (R_k/R) (z_7/2 + z_6/4 + z_5/8 + \dots + z_0/256) \quad (26.7)$$

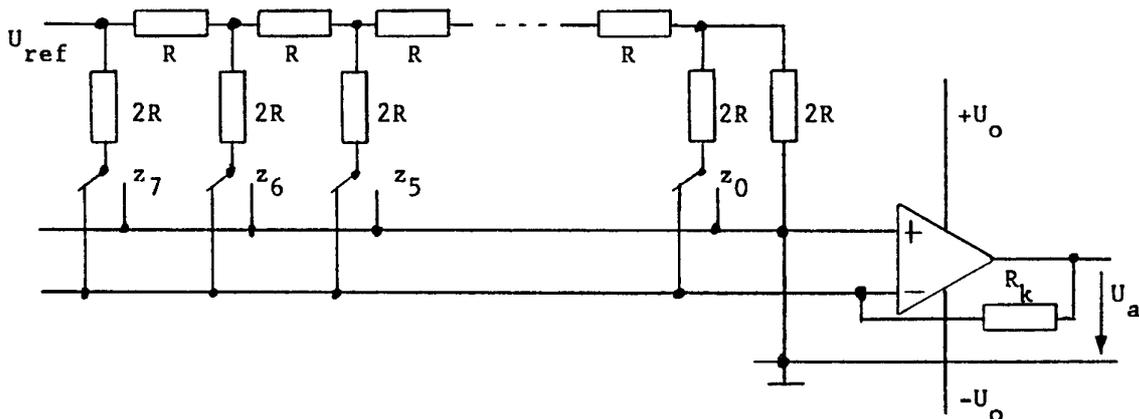


Bild 26.3 D/A-Wandler

27 A/D-Wandler

Um den binären Zahlenwert B des Verhältnisses einer analogen Spannung U zu einer Referenzspannung U_{ref} zu erhalten, ist grundsätzlich ein Vergleich notwendig. Dazu unterteilt man U_{ref} in n Stufen, die man bis zum Wert der Eingangsgröße auszählt.

$$B = 2^n U / U_{\text{ref}} \quad (27.1)$$

Zum Vergleichen benutzt man Komparatoren. Das sind als Schmitt-Trigger geschaltete Operationsverstärker mit entsprechend der Abstufung kleiner Hysteresen.

27.1 Parallelverfahren

Am schnellsten arbeiten Analog/Digital-Wandler, die jede intern erzeugte Spannungsstufe gleichzeitig, also parallel, mit der angelegten Spannung vergleichen und die Stufe kodiert ausgeben, in deren Grenzen letztere liegt. Sie erfordern allerdings einen erheblichen Aufwand, denn für jede Stufe ist ein Komparator notwendig, bei 8 Bit Auflösung sind das $2^8 = 256$ Stück. Dazu kommt noch jeweils ein nachgeschaltetes D-Flip-Flop, um die Kodierung zu synchronisieren.

Diese erfolgt über einen Prioritätskodierer, dessen Wahrheitstabelle in Bild 27.2 dargestellt ist. Den zugehörigen Parallelwandler für 3 Bit zeigt Bild 27.1. Vorteilhaft ist hier, daß die Widerstände der Teilerkette alle gleich sind, nämlich der 2^n Teil des Gesamtwiderstandes R_0 .

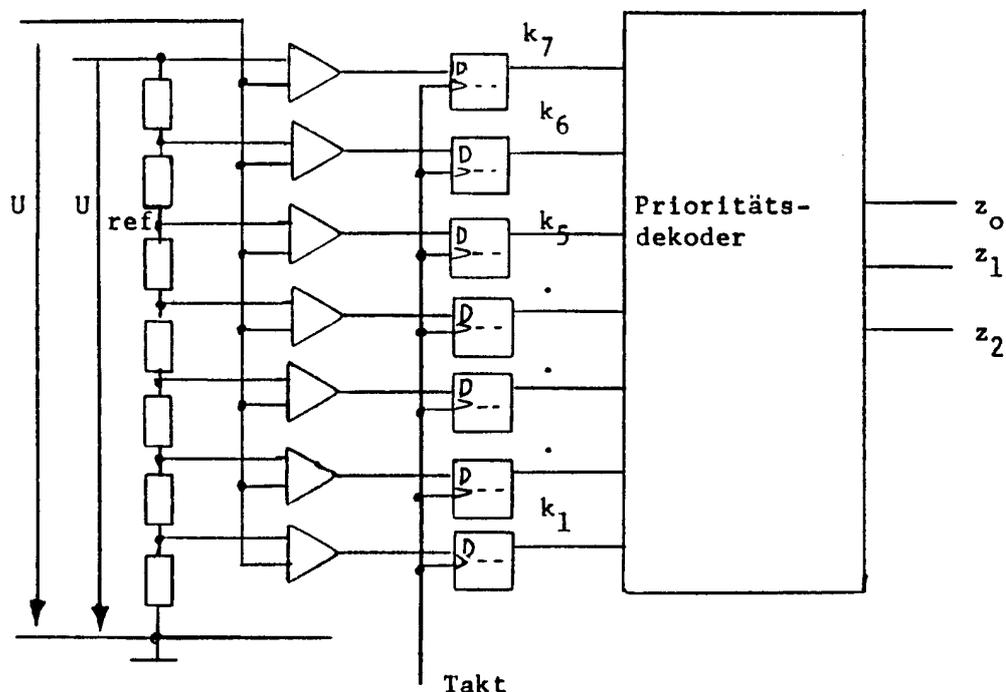


Bild 27.1 Parallel-AD-Wandler

	k_7	k_6	k_5	k_4	k_3	k_2	k_1	z_2	z_1	z
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1
2	0	0	0	0	0	1	x	0	1	0
3	0	0	0	0	1	x	x	0	1	1
4	0	0	0	1	x	x	x	1	0	0
5	0	0	1	x	x	x	x	1	0	1
6	0	1	x	x	x	x	x	1	1	0
7	1	x	x	x	x	x	x	1	1	1

Bild 27.2 Prioritätskodierer

27.2 Kompensationsverfahren

In einer weiteren Gruppe von Analog/Digital-Wandlern wird die Ausgangsspannung eines Digital/Analog-Wandlers solange geändert, bis sie von der Eingangsspannung weniger als eine Stufe abweicht. Dies geschieht entweder durch Setzen des Wandlers und einer "größer-kleiner"-Entscheidung oder durch Nachführung eines Vor-Rückwärtszählers.

Naturgemäß ist hierbei die Wandlerzeit größer, jedoch der Aufwand erheblich geringer. Durch Kombination beider Verfahren lässt sich die Umwandlung aber beachtlich verkürzen. Bild 27.3 zeigt zum Beispiel das Blockschaltbild eines A/D-Wandlers, der Wandlerzeiten von kleiner als 2 μ s erreicht.

Die Eingangsspannung U geht auf einen A/D-Wandler, der im Parallelverfahren die höchstwertigen 4 Bit erzeugt. Von der Eingangsspannung wird nun die daraus über einen D/A-Wandler gewonnene (immer kleinere) Spannung abgezogen und die Differenz für die niederwertigen 4 Bit wieder im Parallelverfahren ausgewertet.

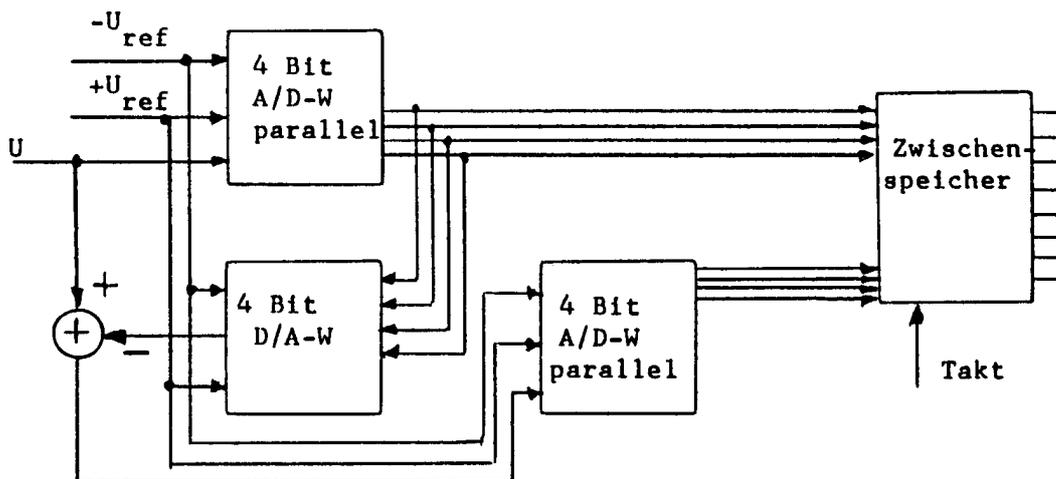


Bild 27.3 A/D-Wandler

28 Mikrocontroller

Ein Mikroprozessor beinhaltet alle logischen Schaltungen und ermöglicht, beliebig komplexe Verknüpfungen seriell abzuarbeiten. Seine kleinste logische Einheit ist ein Bit, das mindestens während der Dauer eines Taktes einen gültigen Wert 0 oder 1 hat. 8 Bit werden als ein Byte zusammengefaßt und gleichzeitig verarbeitet. Jede logische Schaltung ist entsprechend achtfach parallel vorhanden.

Eine vorgegebene Anzahl von Takten bildet einen Arbeitszyklus, in dem alle vorhandenen Steuerfunktionen in festgelegter Reihenfolge nacheinander aktiviert werden. Die genaue Ausführung bestimmt der Inhalt eines dem jeweiligen Takt zugeordneten Registers. Das ist ein Speicher, zu dem der Programmierer Zugriff hat.

Der Mikrocontroller ist ein Mikroprozessor mit zusätzlichen Funktionen, die zur schaltungstechnischen Anbindung dienen. Dieses sind Zähler und A/D-Wandler. Außerdem ist meist die Anzahl der digitalen Aus- bzw. Eingänge (ports) erhöht.

28.1 Interrupt

Am Anfang eines Arbeitszyklus werden Register abgefragt, die durch äußere Ereignisse beeinflußt werden. Ist ein Bit gesetzt, löst es einen Interrupt (Unterbrechung des ablaufenden Programmes) aus, indem es den Inhalt des Befehlszeigers (program counter) auf eine dem aktivierten Interrupt fest zugeordnete Programmadresse ändert und dessen alten Wert zwecks späterer Fortsetzung des ursprünglichen Programmes zwischenspeichert.

Im weiteren Verlauf des Arbeitszyklus wird dann der Inhalt des Codespeichers in das Befehlsregister geladen, auf den der Befehlszeiger zeigt. Der Rest des Zyklus dient der Befehlsausführung. Hierzu können noch weitere Zyklen herangezogen werden. Ihre genaue Anzahl ist im Befehlscode dokumentiert und bestimmt die Zeitdauer des Befehls.

Ein Interrupt bewirkt also eine Verzweigung auf eine definierte Programmadresse. Hier kann der Programmierer mit einem entsprechenden Unterprogramm auf das Ereignis reagieren. Alle Zusatzeinheiten im Mikrocontroller melden sich über einen Interrupt und arbeiten somit unabhängig und selbständig.

Innerhalb eines Arbeitszyklus kann nur ein Interrupt ausgelöst werden. Daher gibt es eine Priorität in der Reihenfolge, die ebenfalls vom Programmierer festgelegt werden kann. Eine Verschachtelung ist möglich. Die Ausführung des laufenden Befehls wird jedoch grundsätzlich beendet.

28.2 Zähler

Die eingebauten Zähler arbeiten autark und melden sich beim Überlauf mit einem Interrupt. Sie können beim Start auf eine beliebige Kombination gesetzt werden. Durch Zählung des internen Taktes erhält man auf diese Weise Zeitgeber (timer). Es lassen sich aber auch äußere Ereignisse über die Abfrage eines Tores (port) zählen, indem dieses in jedem Arbeitszyklus auf Änderung des Zustandes (0 oder 1) untersucht wird. Die höchste Zählfrequenz ist also die Zyklusfolge.

Der momentane Inhalt eines Zählers ist meist in ein dafür vorgesehenes Register auslesbar (capture). Auch kann der Vergleich mit einem Registerinhalt auf Übereinstimmung den Interrupt auslösen (compare).

Die Zähler eines Mikrocontrollers dienen schaltungstechnisch zur Zeitmessung und Impulserzeugung.

28.3 A/D-Wandler

Der A/D-Wandler eines Mikrocontollers arbeitet nach dem Kompensationsverfahren. Er kann auf verschiedene Eingänge umgeschaltet werden. Das Ende der Wandlung meldet ein Interrupt. Das Ergebnis steht dann in einem bestimmten Register und kann dort ausgelesen werden.

In der Regel ist der Eingang des Wandlers kapazitiv, das heißt, innerhalb einer sehr kurzen Abfragezeit muß ein Kondensator auf den Wert der Eingangsspannung geladen sein. Hierdurch wird der Wert des Innenwiderstandes des Generators nach oben begrenzt.

Weiterhin ist schaltungstechnisch zu beachten, daß die Eingangsspannung die zulässigen Grenzen nur geringfügig überschreiten darf. Daher kann man die Kontrolle eines Überlaufs nicht dem Controller allein überlassen.

Die Zusammenarbeit mit dem Rechenwerk erlaubt es, innerhalb des Arbeitsbereiches ein Fenster zu setzen, womit die gesamte Auflösung auf einen kleineren Spannungsbereich verlagert und somit vergrößert wird. Das kostet natürlich Wandlerzeit.

Der A/D-Wandler ermöglicht dem Controller, auf analoge Veränderungen mit digitaler Steuerung zu reagieren. Auf diese Weise können komplexe Regelkreise realisiert werden.