



Halbleiter-Schaltbeispiele

Integrierte Schaltungen

Ausgabe 1971/72

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT

Die Schaltbeispiele und Beschreibungen dieses Heftes zeigen die vielfältigen Möglichkeiten der Anwendung Integrierter Schaltungen.

Um eine gute Übersicht zu schaffen, sind gleichartige Anwendungsfälle in Gruppen zusammengefaßt.

Für die Schaltungen wird keine Gewähr bezüglich Patentfreiheit übernommen.

Herausgegeben Bereich Halbleiter,
8000 München 80, Balanstraße 73

Inhaltsverzeichnis

Einleitung	7
Auszug aus dem Entwurf DIN 41785	9

1. Schaltungen mit der TTL-Serie FL 100

1.1. Hinweise für eine systemgerechte Schaltungsauslegung	12
1.2. Quarzgesteuerter Taktgenerator	18
1.3. Binärdekoder	19
1.4. Zähler mit einstellbarem Teilverhältnis	20
1.5. Ringzähler	21
1.6. Monostabile Kippstufe	23
1.7. Gray-BCD-Kodeumwandlung und Gray-Dual-Kode- umwandlung	24
1.8. Tastenspeicher	27
1.9. Frequenzmesser	29
1.10. Steuerwerk eines Flipper-Spielautomaten	33
1.11. BCD-Addierer/Subtrahierer	36
1.12. Kleines TTL-Praktikum	48

2. Schaltungen mit der LSL-Serie FZ 100

2.1. Umsetzen eines Relaiskontaktnetzwerkes in eine LSL-Schaltung	51
2.2. Umsetzen eines Relaispeichers in eine LSL-Schaltung	53
2.3. Umsetzen einer Relaisverzögerung in eine LSL-Schaltung	54
2.4. Schaltung zur Unterdrückung von Kontaktprellungen	55
2.5. Anpassungsschaltungen für die LSL-Serie FZ 100	56
2.5.1. Lichtschrankeneingang	56
2.5.2. Anpassung an positive Eingangsspannungen	57
2.5.3. Anpassung an negative Eingangsspannungen	57
2.5.4. Anpassung an MOS-Schaltungen	58
2.5.5. Anpassung an hochohmige MOS-Ausgänge	60
2.5.6. Anpassung an einen Triac	62
2.5.7. Leistungsanpassung	62
2.6. Verzögerungsschaltung	64
2.7. Taktgenerator	66
2.8. Volladdierer	67
2.9. Ringzähler mit RC-gekoppelten NAND-Gliedern	68

2.10. Überwachung einer Impulsfolge mit der monostabilen Kippstufe FZK 101	71
--	----

3. Schaltungen mit dem Operationsverstärker TAA 861

3.1. Selektiver Verstärker	73
3.2. Sinusgenerator	75
3.3. Monostabile Kippstufe	77
3.4. Schmitt-Trigger	78
3.5. Leistungs-Schmitt-Trigger	81
3.6. Spannungskonstanter	83
3.7. Spannungskonstanter mit Strombegrenzung	86
3.8. Stromkonstanter	87

4. Rundfunkschaltungen

4.1. ZF-Verstärkerschaltung mit TBA 460	92
4.2. Stereodekoderschaltung mit TBA 450	94
4.3. NF-Verstärkerschaltungen mit TBA 460	97

Einleitung

Das vorliegende Schaltbeispielheft für integrierte Schaltungen enthält erstmalig Kurzzeichen, die dem neuen Entwurf DIN 41785, Blatt 4 für digitale Mikroschaltungen angepaßt sind. Dieser Normvorschlag wird in Kürze verabschiedet und ist für alle Halbleiterhersteller bindend. Neue Datenblätter und Schaltungsunterlagen, die unter die Richtlinien dieser Norm fallen, werden daher in Zukunft nur noch mit den entsprechenden Kurzzeichen erscheinen.

Die einschneidendste Neuerung des Entwurfes DIN 41785, Blatt 4 besteht darin, daß die bisher üblichen logischen Symbole 0 und 1 oder $\bar{0}$ und L oder log. 0 und log. 1 nicht verwendet werden. Diese Symbole entstanden in Anlehnung an die Norm DIN 40700 für digitale Informationsverarbeitung. In Zukunft werden nach Entwurf DIN 41785, Blatt 4 die zwei möglichen Wertbereiche der binären elektrischen Größe mit L (Low) und H (High) bezeichnet. Nach Definition liegen dabei die Werte des L-Bereiches näher bei $-\infty$ und die Werte des H-Bereiches näher bei $+\infty$.

Entsprechend der Zuordnung der logischen 0 und der logischen 1 zu den Pegeln L und H erfüllt dieselbe Verknüpfungsschaltung zum Beispiel die Funktion NAND bzw. NOR. Die bisher übliche Angabe positive bzw. negative Logik ist auf Grund der Einführung von L und H nicht mehr notwendig.

Die Zuordnung der logischen 0 und der logischen 1 nach DIN 41785, Blatt 4 zeigt nachstehende Tabelle:

Bei bisher positiver Logikdefinition gilt:

$$\begin{aligned} 1 \text{ (oder L)} &\stackrel{\triangle}{=} +10 \text{ V} \xrightarrow{\text{DIN 41785}} H \stackrel{\triangle}{=} +10 \text{ V} \\ 0 \text{ (oder } \bar{0}\text{)} &\stackrel{\triangle}{=} +1 \text{ V} \xrightarrow{\text{DIN 41785}} L \stackrel{\triangle}{=} +1 \text{ V} \end{aligned}$$

und bei bisher negativer Logikdefinition:

$$\begin{aligned} 1 \text{ (oder L)} &\stackrel{\triangle}{=} -10 \text{ V} \xrightarrow{\text{DIN 41785}} L \stackrel{\triangle}{=} -10 \text{ V} \\ 0 \text{ (oder } \bar{0}\text{)} &\stackrel{\triangle}{=} -1 \text{ V} \xrightarrow{\text{DIN 41785}} H \stackrel{\triangle}{=} -1 \text{ V} \end{aligned}$$

Auf einen Punkt möchten wir ganz besonders hinweisen. Der Buchstabe L (Low) ist nach der neuen Norm immer der tiefere Spannungspegel. Im alten Schema bedeutete 1 (oder L) allgemein der höhere absolute Spannungswert. Entsprechend der Definition für L und H sind auch die Indizes A und B für den oberen bzw. unteren Grenzwert eines Bereiches anzuwenden.

Für alle Beteiligten bedeuten diese Änderungen eine große Umstellung. Wir halten es daher für wichtig, an dieser Stelle einen Auszug aus dem neuen Entwurf DIN 41785 zu veröffentlichen, dem die bisher bei uns üblichen Bezeichnungen gegenübergestellt sind. Jedem Leser sei ein eingehendes Studium nachfolgender Aufstellung nahegelegt.

Siemens AG
BEREICH HALBLEITER

Auszug aus dem Entwurf DIN 41785, Blatt 4

1. Indizes:

Die Indizes dienen zur Angabe eines Anschlusses, an dem ein Kennwert gegen einen Bezugspunkt gemessen werden kann:

a) allgemeine Indizes:

bisherige Bezeichnung	Entwurf DIN 41785	Definition nach Entwurf DIN 41785
e	I	Index eines Eingangs
a	Q	Index eines Ausgangs
Batt	S	Index einer Speisespannung
E, F, Y	N	Index eines Knotenpunktes
p	P	Index einer Laufzeit
r oder f	T	Index einer Übergangszeit
—	D	Index einer Verzögerungszeit

b) Indizes, die sich nach der Logikdefinition richten:

bisherige Bezeichnung bei positiver Logik- definition	Bezeichnung nach Entwurf DIN 41785	Definition nach Entwurf DIN 41785
1, log. 1, L	H	Index eines Wertes im H-Bereich
0, log. 0, 0	L	Index eines Wertes im L-Bereich
max	A	Index eines oberen Grenzwertes
min	B	Index eines unteren Grenzwertes

bisherige Bezeichnung bei negativer Logik- definition	Bezeichnung nach Entwurf DIN 41785	Definition nach Entwurf DIN 41785
1, log. 1, L	L	Index eines Wertes im L-Bereich
0, log. 0, 0	H	Index eines Wertes im H-Bereich
max	B	Index eines unteren Grenzwertes
min	A	Index eines oberen Grenzwertes

c) Die Wertigkeit der Indizes ist wie folgt:

I, Q, S, N, P, T, D — 1. Stelle

H, L — 2. Stelle

A, B — 3. Stelle

2. Kurzzeichen

bisherige Bezeichnung bei positiver Logikdefinition		Bezeichnung nach Entwurf DIN 41785, Blatt A
a) Spannungen		
Betriebsspannung:	U_{Batt}	Speisespannung: U_{S}
Eingangsspannung allgemeine:	$U_{\text{e}}, U_{\text{E}}$	Eingangsspannung: U_{I}
Max. Eingangsspannung:	$U_{\text{E}}, U_{\text{e}}$	Grenze der Eingangsspannung: U_{IA}
Eingangsspannung, log. 1:	U_{e1}	H-Eingangsspannung: U_{IH}
Eingangsspannung, log. 0:	U_{e0}	L-Eingangsspannung: U_{IL}
Ausgangsspannung, log. 1:	U_{a1}	H-Ausgangsspannung: U_{QH}
Ausgangsspannung, log. 0:	U_{a0}	L-Ausgangsspannung: U_{QL}
Ausgangsspannung: (Ausgangstransistor gesperrt)	$U_{\text{A}}, U_{\text{ag}}$	Ausgangsspannung: (Ausgangstransistor gesperrt) U_{QHA}
Ausgangsspannung: (Ausgangstransistor leitend)	U_{aL}	Ausgangsspannung: (Ausgangstransistor leitend) U_{QL}
Spannung an den Erweiterungseingängen E und F:	$U_{\text{E}}, U_{\text{F}}$	Spannung an den Knotenpunkten N1 und N2: $U_{\text{N1}}, U_{\text{N2}}$
Spannung am Y-An- schluß: (Anschluß für Integrierkapazität)	U_{y}	Spannung am Knotenpunkt N: U_{N}
b) Ströme		
Eingangsstrom allgemein:	I_{e}	Eingangsstrom: I_{I}

Max. Eingangsstrom: I_e	Grenze des	
Eingangsstrom, log. 1: I_{e1}	Eingangsstromes:	I_{IA}
Eingangsstrom, log. 0: I_{e0}	H-Eingangsstrom:	I_{IH}
Kurzschluß-	L-Eingangsstrom:	$-I_{IL}$
ausgangsstrom:	Kurzschluß-	
I_{aK}	ausgangsstrom:	$-I_Q$
Ausgangsperrstrom,	Ausgangsstrom: (Aus-	
log. 1:	gangstransistor	
I_{a1}	gesperrt)	I_{QH}
Ausgangsstrom:	Ausgangsperrstrom:	I_Q
(Ausgangstransistor		
gesperrt)		
I_{ag}	Strom im Knotenpunkt	
Strom in dem Er-	N1:	I_{N1}
weiterungseingang E:	Strom im Knotenpunkt	
I_E	N:	I_N
Strom in (aus) dem		
Y-Anschluß:		
(Anschluß für		
Integrierkapazität)		
I_y	H-Speisestrom:	I_{SH}
Stromaufnahme,	L-Speisestrom:	I_{SL}
log. 1:		
I_{Batt1}		
Stromaufnahme,		
log. 0:		
I_{Batt0}		
c) Schaltzeilen		
Einschalt-	Signal-Laufzeit:	t_{PLH}
verzögerungszeit:		
t_{pd1}	Signal-Laufzeit:	t_{PHL}
Ausschalt-		
verzögerungszeit:	Mittlere Signal-	
t_{pd0}	Laufzeit:	t_P
Mittlere	Signal-Übergangszeit:	t_{THL}
Verzögerungszeit:		
t_{pd}	Signal-Übergangszeit:	t_{TLH}
Fallzeit von log. 1 auf		
log. 0 oder Abfallzeit:		
t_f		
Anstiegszeit:		
t_r		
d) Logische Daten		
Ausgangsfächer:	Ausgangsfächer:	F_Q
F_a	H-Ausgangsfächer:	F_{QH}
Ausgangsfächer,		
log. 1:	L-Ausgangsfächer:	F_{QL}
F_{a1}		
Ausgangsfächer,		
log. 0:		
F_{a0}		

1. Schaltungen mit der TTL-Serie FL 100

1.1. Hinweise für eine systemgerechte Schaltungsauslegung

Ein systemgerechter Aufbau ist bei allen digitalen Schaltungen von grundlegender Bedeutung. Eine ungünstige Leitungsführung kann unter Umständen zu Störungen führen, die das Ergebnis verfälschen. Eine Fehlererkennung ist oft schwierig, da ein Vergleich mit dem richtigen Ergebnis nur selten möglich ist. Schaltungen zur Fehlererkennung und Fehlerkorrektur sind sehr aufwendig, denn sie erfordern meist die zusätzliche Verarbeitung eines Prüfbits.

Der Schaltungsaufbau hängt im wesentlichen von den Umschaltflanken der verwendeten Digitalbausteine ab. Hierbei gilt folgender Grundsatz: je kürzer die Schaltflanke ist, desto kleiner muß die Leitungslänge sein.

Im folgenden Abschnitt wollen wir nun den systemgerechten Aufbau anhand einer TTL-Schaltung mit der Serie FL 100 erläutern. Es handelt sich dabei um einen zweifachen 4-Bit-BCD-Addierer/Subtrahierer. Die bestückte Leiterplatte zeigt Bild 1. Bauteilseite und Lötseite sind in den Detailbildern 1a und 1b dargestellt. Die Funktion ist nicht näher beschrieben, da sie für die nachfolgende Betrachtung von untergeordneter Bedeutung ist. Die Funktionsbeschreibung einer weitgehend ähnlichen Schaltung ist jedoch unter Beispiel 1.11 zu finden.

1. Leiterplatte

Bild 1 zeigt die bekannte Europakarte mit 100×160 mm. Diese Größe eignet sich für insgesamt 5 Reihen mit je 6 integrierten Bausteinen im Plastiksteckgehäuse. Die Leiterplatte besteht aus glasfaserverstärktem Epoxid. Dieses Material ist weitgehend säure- und temperaturbeständig, hat eine ausreichende mechanische Festigkeit und ist unbrennbar. Die Karte ist im Rohzustand mit einem beidseitigen Kupferbelag von $35 \mu\text{m}$ kaschiert. Diese Kupferauflage reicht für leistungsarme Schaltungen aus. Anwendungen mit Treiberstufen bis zu mehreren Amperes erfordern eine Kupferauflage von $70 \mu\text{m}$.

Die Fertigung der gedruckten Schaltung beginnt mit dem Bohren.

Der notwendige Durchmesser ist dabei 0,9 mm für Plastiksteckgehäuse.

Für die Herstellung des Leiterbildes kommen die Fotolithografie und der Siebdruck in Frage. Das erste Verfahren eignet sich für kleine Stückzahlen, zum Beispiel für Probserien. Die Kupferkaschierung wird dabei mit einer lichtempfindlichen (UV) Folie beschichtet. Anschließend erfolgt eine Belichtung der Folie mit Hilfe einer Maskenvorlage des Verdrahtungsplanes im Maßstab 1:1. Die belichteten Folienstellen polymerisieren und lassen sich jetzt entwickeln, wobei die Leitbahnen freigelegt werden.

Das Siebdruckverfahren ist bei großen Stückzahlen wesentlich wirtschaftlicher, da der Verdrahtungsplan direkt auf die Kupferkaschierung aufgedruckt wird.

Die nun folgenden Schritte sind für beide Verfahren wieder gemeinsam. Zunächst erfolgt das Durchkontaktieren der Lötäugen. Dies ist erforderlich, um die Kupferkaschierung der Ober- und Unterseite für Leitungskreuzungen zu verbinden. Weiterhin ist damit ein gutes Verlöten der Anschlußstifte der Bauelemente sichergestellt. Im ersten Arbeitsgang wird dabei in den Lötäugen eine Kupfereauflage von 1 bis 2 μm chemisch aufgebracht. Anschließend erfolgt eine galvanische Verstärkung dieses Belages auf 20 bis 25 μm Kupfer. Zuletzt wird das Leiterbild gereinigt und galvanisch verzinnt. Die Schichtdicke beträgt ungefähr 10 bis 15 μm Zinn.

Nach dem Entfernen der Folie oder Siebdruckfarbe kommen die Platinen in ein Ätzsprühbad. Die Zinnschicht dient dabei als Ätzreserve. Als Ätzmittel eignen sich saure und alkalische Flüssigkeiten. Zum Schluß werden die Platinen gründlich gespült und getrocknet.

Die hier beschriebene Feinätztechnik ist am besten zur Herstellung von gedruckten Schaltungen für hohe Packungsdichten geeignet. Dieses Verfahren ermöglicht Leiterbreiten bis zu 0,3 mm und kleiner, die zum Beispiel bei der Durchführung zwischen zwei Anschlußstiften eines Plastiksteckgehäuses notwendig sind. Der Leiterabstand kann dabei ebenfalls 0,3 mm und weniger sein.

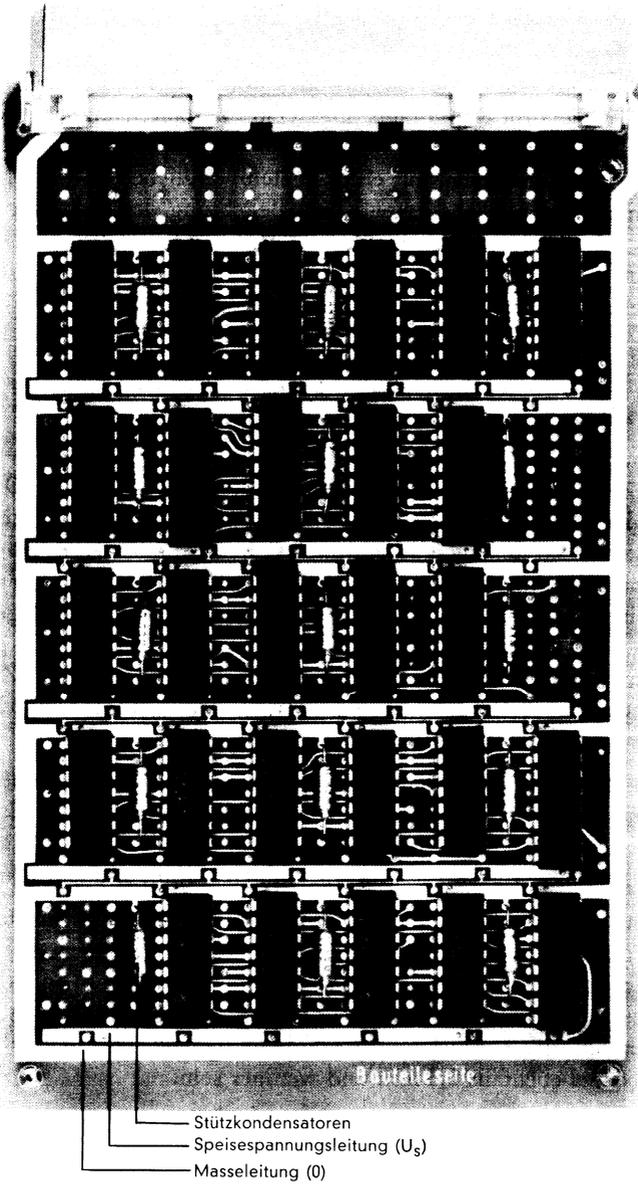


Bild 1

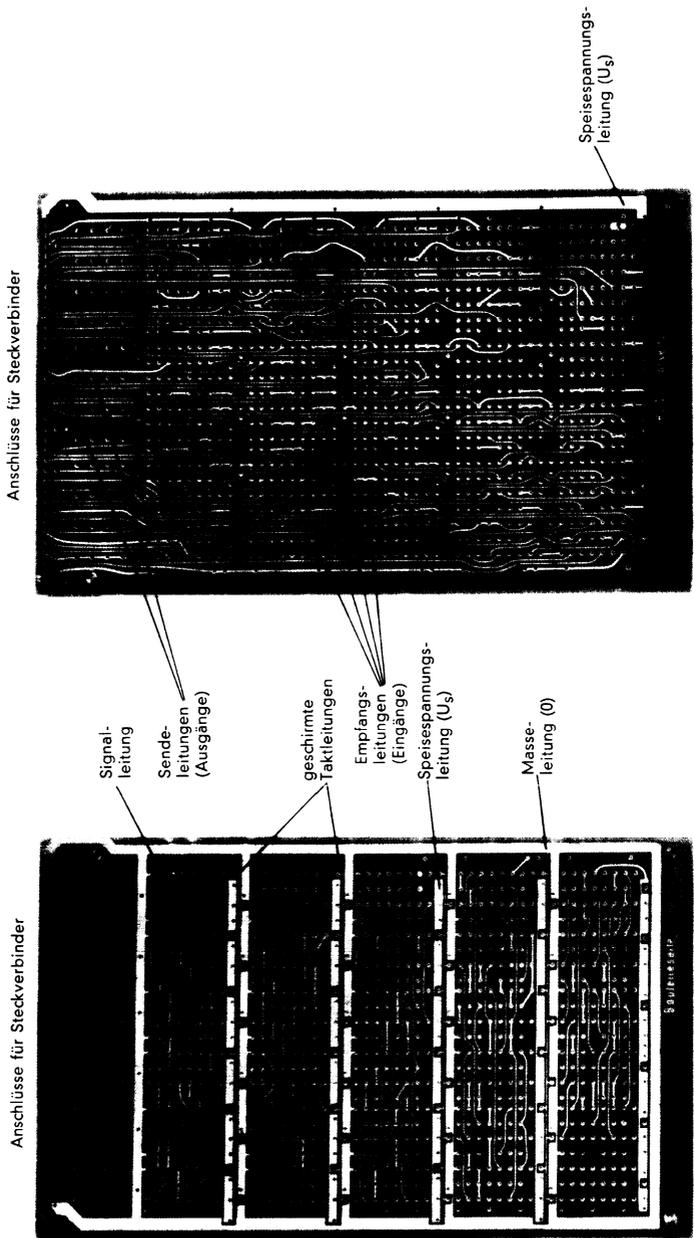


Bild 1a und 1b

2. Leitungsführung

Beim Auslegen der gedruckten Schaltung sind grundsätzlich Signal- und Speiseleitungen (0 und U_S) zu unterscheiden.

Speiseleitungen müssen bei heute üblichen Packungsdichten einer TTL-Schaltung neben den elementaren stationären Bedingungen auch dynamische Voraussetzungen erfüllen. Im stationären Zustand darf das Potential an den einzelnen TTL-Bausteinen nicht meßbar von den geforderten Kennwerten abweichen, da sonst die statische Störsicherheit absinkt. Diese Forderung ist relativ unkritisch und läßt sich mit einem ausreichend kleinen Leitungswiderstand einhalten. Problematischer sind dagegen die Stromspitzen, die beim Umschalten der TTL-Endstufen auftreten. Wenn der Widerstand und die Induktivität der Leitungen zu groß sind, so können diese Umschaltspitzen einen Speisespannungsabfall hervorrufen, der die Störsicherheit stark beeinträchtigt und sogar Fehlschaltungen verursachen kann.

Eine systemgerechte Ausführung einer TTL-Speiseleitung zeigt Bild 1. Der maschenförmige Aufbau der Masseleitung (Detailbild 1 a) stellt sicher, daß Widerstand und Induktivität der Leitungen ausreichend klein sind.

Die Speisespannungsleitungen (U_S) sind in Form einer Stichleitung parallel zu den Maschen der Masseleitung (0) eingeführt (Detailbild 1 a). Die Spannungszuführung erfolgt von Lötseite der Platine (Detailbild 1 b).

Einen Spannungseinbruch auf den Speiseleitungen verhindern die Stützkondensatoren. Sie liefern eine zusätzliche Ladung während der Umschaltspitze und wirken daher als Puffer. Aus Bild 1 geht hervor, daß jeweils ein Tantalkondensator $0,33 \mu\text{F}$ für zwei Bausteine vorgesehen ist. Ein anderer gebräuchlicher Wert ist $1 \mu\text{F}$ für 4 Bausteine. Andere Bauformen als Tantalelektrolytkondensatoren sind ungeeignet, da sonst bei getakteten Systemen Resonanzen auftreten können.

Die Induktivität der maschenförmigen Speiseleitung mit Stützkondensatoren ist vernachlässigbar. Die Breite der Leitungen sollte ungefähr 3 bis 4 mm betragen, um den Serienwiderstand klein zu halten.

Die Querverdrahtung der Signalleitungen innerhalb einer Masche zeigt Detailbild 1 a. Parallele Leitungen über 10 cm kommen prak-

tisch nicht vor, so daß Nebensprechstörungen ausscheiden. Die Bau-
teilseite ermöglicht daher eine relativ freizügige Verdrahtung.

Detailbild 1b zeigt die Längsverdrahtung. Leitungslängen bis 20 cm
und mehr sind hier meistens nicht zu vermeiden. Eine parallele Füh-
rung mehrerer Leitungen mit Abständen von 0,3 bis 5 mm ist dabei
nur möglich, wenn die Signalfußrichtung aller Leiter gleich ist. Ein
Nebensprechen kommt in diesem Fall praktisch nicht vor. Der nied-
rige Ausgangswiderstand der Sendeseite verhindert eine Einkopp-
lung schädlicher Störenergien. Leitungen mit entgegengesetztem
Signalfuß sollen räumlich mindestens 1 cm entfernt sein. Ist eine
Trennung nicht möglich, so ist zwischen den Leitungen ein paralleler
Erdleiter (Schirm) mitzuführen. Diese Maßnahmen sind notwendig,
da die niederohmige Sendeseite sonst hohe Störenergien in die hoch-
ohmige Empfangsseite einkoppelt.

Eine wirkungsvolle Störunterdrückung bietet auch die Anwendung
einer zentralen Taktsteuerung. Eine Informationsverarbeitung findet
bei dieser Betriebsart nur während des Taktimpulses statt. Nebensprech-
störungen, die einem Signalwechsel folgen, fallen dabei in die Takt-
pause und können sich nicht auswirken. Die zentrale Taktsteuerung
hat also den Vorteil einer Störausblendung. Die Signalleitungen las-
sen sich jetzt wesentlich freizügiger führen. Die Maßnahmen für einen
störsicheren Schaltungsaufbau konzentrieren sich in erster Linie auf
die Taktleitung. Eine sorgfältige Abschirmung des zentralen Takt-
leiters ist deshalb unerläßlich. Dieser Schirm verhindert erstens Takt-
störungen und zweitens Einstreuungen auf benachbarte Signalleiter.
Der zweite Punkt ist besonders wichtig, da die Taktenergie um ein
Vielfaches größer ist als die durchschnittliche Signalenergie.

Die Ausführung der zentralen Taktleitung auf der Platte zeigt
Detailbild 1a. Den Schirm bilden jeweils die Speiseleitungen (0 und
 U_s). Jede Masche enthält einen geschirmten Leiter. Bei der gemein-
samen Weiterführung auf der Lötseite ist ein paralleler Erdleiter vor-
zusehen. Daneben lassen sich diese Leiter auch als Zuleitungen für
die besonders kritischen taktunabhängigen Stell- und Rückstell-
eingänge der meisten Flipfloptypen verwenden.

1.2. Quarzgesteuerter Taktgenerator

Bild 1.2 zeigt einen quarzgesteuerten Taktgenerator mit dem NAND-Glied FLH 101. Die Schaltung eignet sich für Steuerquarze mit einer Schwingfrequenz zwischen 1 und 10 MHz. Der Serienresonanzwiderstand des Quarzes sollte unter 250Ω liegen, um eine zu starke Bedämpfung zu vermeiden. Diese Forderung erfüllen zum Beispiel Quarze der Typenreihe Q 83601.

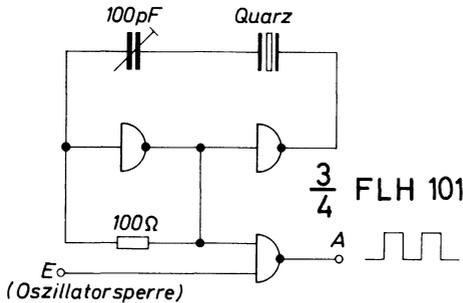


Bild 1.2

In Serie zum Steuerquarz ist der Trimmer 100 pF geschaltet. Er dient als Ziehkondensator für den Feinabgleich der Resonanzfrequenz. Der Gegenkopplungswiderstand 100Ω stabilisiert den Arbeitspunkt der Schaltung. Zusätzlich sorgt er dafür, daß das gegengekoppelte Schaltglied voll durchschaltet, und stellt damit ein einwandfreies Anschwingen des Generators sicher.

Aufgrund der starken Signalverformung im Schwingkreis ist ein Auskoppelschaltglied als Impulsformer erforderlich. Die Flankensteilheit des Rechtecksignals am Ausgang A beträgt damit im Mittel 10 ns. Der zweite Eingang dieser Stufe läßt sich zugleich als Oszillatorsperre benutzen. Ausgang A schaltet für die Dauer eines L-Signales an diesem Eingang auf H-Potential. Die Oszillatorschwingungen brechen während dieser Zeit jedoch nicht ab, so daß nach einem Wechsel von L auf H am Eingang E sofort wieder Rechteckimpulse an A anstehen.

Die Frequenzabweichung des Generators bei Temperaturänderungen und Betriebsspannungsschwankungen ist sehr klein. Die Stromaufnahme des Taktgenerators hängt von der Schwingfrequenz ab. Für einen Quarz mit 2,5 MHz liegt sie ungefähr bei 27 mA.

1.3. Binärdekoder

Für die Dekodierung eines Binärzählers steht bisher noch kein eigener Baustein zur Verfügung. Diese Dekodierung ist jedoch auf einfache Weise mit zwei FLH 281 und einem FLH 101 möglich. Der BCD-Dekoder FLH 281 unterdrückt die Pseudotetraden. Das bedeutet, daß die Ausgänge 0 bis 9 gesperrt bleiben, wenn an den Eingängen ABCD Binärzahlen zwischen HLHL (10) und HHHH (15) anliegen.

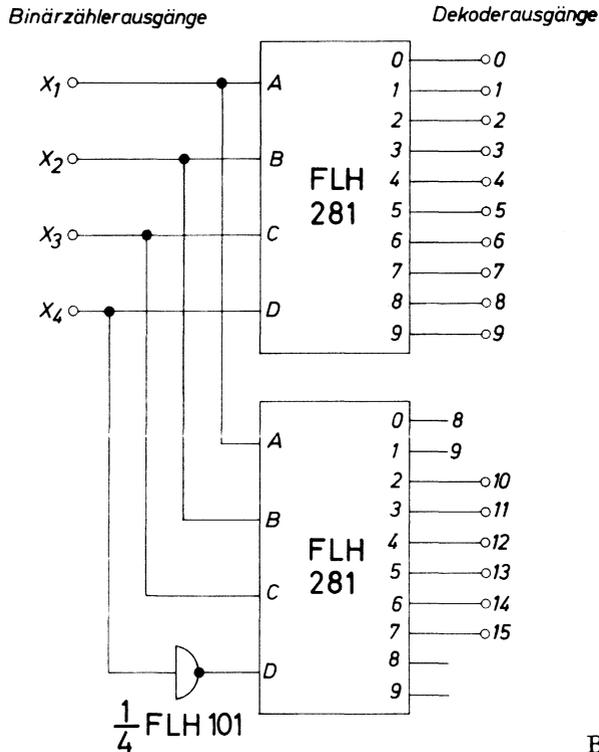


Bild 1.3

Entsprechend Bild 1.3. dekodiert ein FLH 281 die Zahlen 0 bis 9. Der Inverter FLH 101 a am D-Eingang des zweiten FLH 281 wandelt die Zahlen 8 bis 15 in 0 bis 7 um. Damit ergibt sich folgendes Funktionsdiagramm. Die aufgeführten Ausgänge der Dekoder FLH 281 schalten jeweils auf L. Alle übrigen Ausgänge bleiben auf H.

Dezimal- zahl	FLH 281					FLH 281 mit Inverter				
	D	C	B	A	Ausgang	D	C	B	A	Ausgang
0	L	L	L	L	0	H	L	L	L	(8)
1	L	L	L	H	1	H	L	L	H	(9)
2	L	L	H	L	2	H	L	H	L	-
3	L	L	H	H	3	H	L	H	H	-
4	L	H	L	L	4	H	H	L	L	-
5	L	H	L	H	5	H	H	L	H	-
6	L	H	H	L	6	H	H	H	L	-
7	L	H	H	H	7	H	H	H	H	-
8	H	L	L	L	8	L	L	L	L	0
9	H	L	L	H	9	L	L	L	H	1
10	H	L	H	L	-	L	L	H	L	2
11	H	L	H	H	-	L	L	H	H	3
12	H	H	L	L	-	L	H	L	L	4
13	H	H	L	H	-	L	H	L	H	5
14	H	H	H	L	-	L	H	H	L	6
15	H	H	H	H	-	L	H	H	H	7

1) angegebene Dekoderschaltung ermöglicht beispielsweise den Aufbau eines 16stufigen Schrittschaltwerkes. Für die Ansteuerung der Schaltung eignet sich der Binärzähler FLJ 181.

1.4. Zähler mit einstellbarem Teilverhältnis

Bild 1.4 zeigt einen Zähler, dessen Teilverhältnis zwischen 1 und 15 einstellbar ist. Das Teilverhältnis wird über die Verbindung des Rückstelleinganges R_{01} des Binärzählers FLJ 181 mit dem entsprechenden Ausgang des BCD-Dekoders FLH 281 gewählt. Im Zählbetrieb muß der Eingang R_{01} des Zählers FLJ 181 auf L liegen. Ein H-Signal an R_{01} stellt den Anfangszustand $Q_1Q_2Q_3Q_4 = LLLL$ wieder her. Da die Dekoderausgänge auf H liegen und erst bei der entsprechenden Binärinformation an ABCD auf L wechseln, muß R_{01} über einen Inverter FLH 101 angesteuert werden.

Für Teilverhältnisse 1 bis 9 muß der Umschalter S in der Schaltung $D = Q_4$ stehen. Die Schaltstellung $D = \bar{Q}_4$ ergibt die Teilverhältnisse 8 bis 15. Durch die Inversion von Q_4 mit dem Inverter FLH 101 werden die Zahlen 8 bis 15 in 0 bis 7 umgewandelt. Die Teilverhältnisse lauten dabei wie folgt:

\bar{R}_{01} an Ausgang	Teilverhältnis bei $D = \bar{Q}_4$
0	8:1
1	9:1
2	10:1
3	11:1
4	12:1
5	13:1
6	14:1
7	15:1
8	–
9	(1:1)

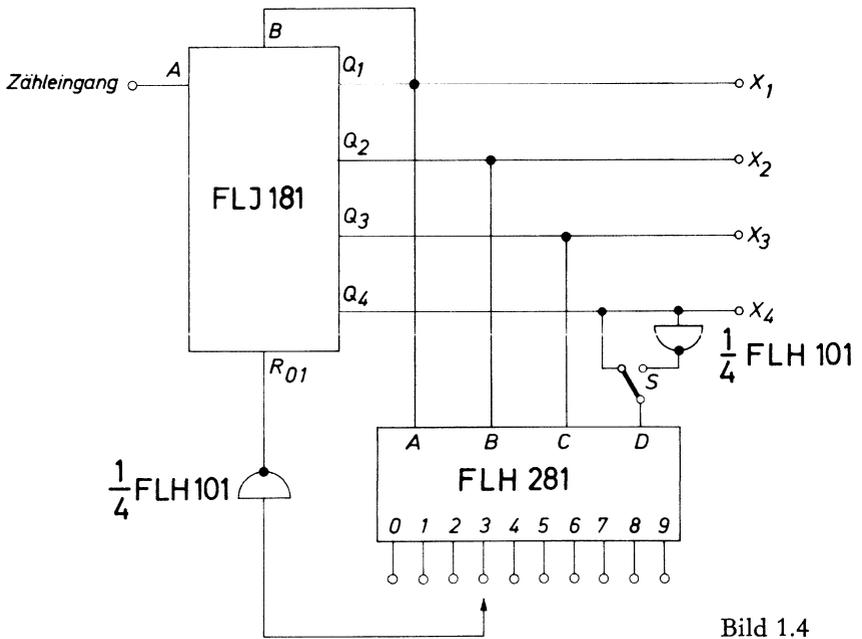


Bild 1.4

1.5. Ringzähler

Der achtstufige Ringzähler entsprechend Bild 1.5 eignet sich speziell für die Steuerung eines VHF-Kanalschalters. Allgemein läßt sich dieser Zähler als Schrittschaltwerk einsetzen.

Die Ausgangslage der Flipflops FLJ 141 wird beim Einschalten der

Speisespannung U_S eingestellt. Das RC-Glied $1\text{ k}\Omega$; $1\text{ }\mu\text{F}$ erzeugt beim Schließen des Schalters S ein L-Signal, das über zwei Inverter FLH 321 auf die \bar{R} - bzw. \bar{S} -Eingänge der FLJ 141 einwirkt. Die Zeitkonstante des RC-Gliedes ist so gewählt, daß die Dauer des L-Signales an \bar{R} und \bar{S} länger ist als die Einschwingzeit der Flipflops FLJ 141. Diese Maßnahme ist erforderlich, um den Anfangszustand der Flipflops sicher einzuschreiben.

Der Schiebetakt wird mit der Taste T ausgelöst. Das nachgeschaltete RS-Flipflop (2 kreuzgekoppelte NAND-Glieder FLH 321) unterdrückt eventuelle Kontaktprellungen des Tasters T. Bei jedem Tastendruck wird das H-Signal um eine Stufe weitergeschoben. Damit ergibt sich folgendes Funktionsdiagramm:

	Ausgänge							
	X ₁	X ₂	X ₃	X ₄	X ₅	X ₆	X ₇	X ₈
Schalter S schließen = Setzen	H	L	L	L	L	L	L	L
1. Taktimpuls (Taste T)	L	H	L	L	L	L	L	L
2. Taktimpuls	L	L	H	L	L	L	L	L
3. Taktimpuls	L	L	L	H	L	L	L	L
4. Taktimpuls	L	L	L	L	H	L	L	L
5. Taktimpuls	L	L	L	L	L	H	L	L
6. Taktimpuls	L	L	L	L	L	L	H	L
7. Taktimpuls	L	L	L	L	L	L	L	H
8. Taktimpuls	H	L	L	L	L	L	L	L

Der Ringzähler entsprechend Bild 1.5 läßt sich auf maximal 15 Stufen erweitern. Diese Stufenzahl ist durch den zulässigen Ausgangsfächer des Leistungsschaltgliedes FLH 321 gegeben.

1.6. Monostabile Kippstufe

Im Schaltbeispielheft 1968 wurde auf S. 153 eine monostabile Kippstufe mit dem NAND-Glied FLH 101 beschrieben. Die Auslösung des Kippvorganges erfolgt hier mit einem Signalwechsel von H auf L. Der umgekehrte Fall (L→H) erfordert bei dieser Schaltung einen zusätzlichen Eingangsinverter. Eine weitere Möglichkeit, diese Bedingung zu erfüllen, zeigt Bild 1.6. Anstelle des FLH 101 ist hier das NOR-Glied FLH 191 verwendet.

Bei E = L ist die Kippstufe im Ruhezustand. Der Eingangsstrom des Schaltgliedes G2 erzeugt an $R = 4,3\text{ k}\Omega$ einen Spannungsabfall, der annähernd genauso groß ist wie ein H-Pegel. Damit liegt der

Ausgang A und, über die Rückführung, der zweite Eingang des Schaltgliedes G1 auf L. LL an den Eingängen ergibt H am Ausgang von G1. Im Ruhezustand ist der Kondensator C also ungeladen.

$E = H$ löst den Kippvorgang aus. Der Ausgang des Schaltgliedes G1 wechselt von H auf L. Der Ladestromstoß erzeugt an R einen negativen Spannungsabfall, der den Eingang von G2 kurzzeitig auf L bringt. Damit schaltet Ausgang A auf H. A bleibt in diesem Zustand, bis der Ladestromstoß so weit abklingt, daß der Spannungsabfall an R die H-Schwelle des Schaltgliedes G2 wieder erreicht.

Zum Auslösen des Kippvorganges sind nur positive Impulse an E geeignet, die kürzer sind als die Verzögerungszeit. Dabei sorgt die Rückführung dafür, daß im Zeitraum $A = H$, $E = L$ die Entladung des Kondensators C fortgesetzt wird, bis A auf L zurückfällt.

Die gewünschte Verzögerungszeit t errechnet sich aus der Zeitkonstanten des RC-Gliedes anhand folgender Faustformel:

$$t \sim 2 \cdot 10^3 \cdot C \sim 2 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \sim \underline{\underline{0,2 \text{ s}}}$$

Dabei ist die Kapazität beliebig. Der Variationsbereich des Widerstandes R ist gering, da einerseits die Eingangsbedingungen des Schaltgliedes G2 sicher erfüllt sein müssen (R_{\min}) und andererseits die fallende Flanke des Ausgangsimpulses nicht zu flach sein darf (R_{\max}). Ein guter Richtwert ist $R = 4,3 \text{ k}\Omega$.

Die Erholzeit der monostabilen Kippstufe ist ungefähr proportional zur Zeitkonstante:

$$t \sim RC \sim 4,3 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \sim \underline{\underline{0,43 \text{ s}}}$$

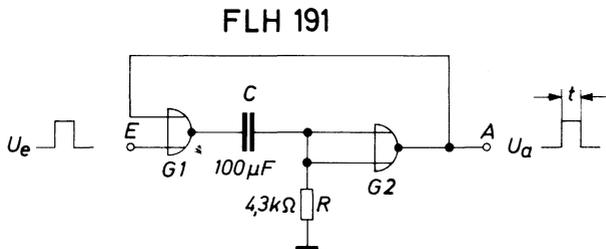


Bild 1.6

1.7. Gray-BCD-Kodeumwandlung und Gray-Dual-Kodeumwandlung

Die Gray-Kode ist einschrittig, das heißt, bei einer Änderung des Kodewortes um eine Stufe wechselt jeweils nur der Informationsinhalt eines Bits. Der Gray-Kode ist besonders vorteilhaft, wenn die

digitale Größe durch eine mechanische Abtastung entstehen soll. Dies ist zum Beispiel der Fall bei Drehwinkelmessungen und Gewichtsbestimmungen mit Hilfe von Kodescheiben. Eine Fehl Anzeige ist dabei in den Zwischenstellungen unmöglich, da jeweils nur eine Kode-stelle wechselt. Die Weiterverarbeitung der Gray-kodierten Signale ist meist mit einer Umwandlung in den BCD- oder Dualcode verbunden, da hier aufgrund der zahlreichen Bausteine der Aufwand geringer bleibt.

Bild 1.7.1 zeigt die Schaltung des Gray-BCD-Kodewandlers. Die Gray-kodierten Signale A_1, A_2, A_3, A_4 und deren Komplemente $\bar{A}_2, \bar{A}_3, \bar{A}_4$ ergeben dabei die BCD-kodierten Signale A'_1, A'_2, A'_3, A'_4 einschließlich des Übertrages \ddot{U} .

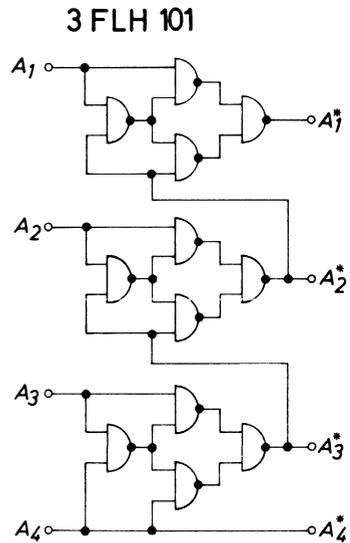
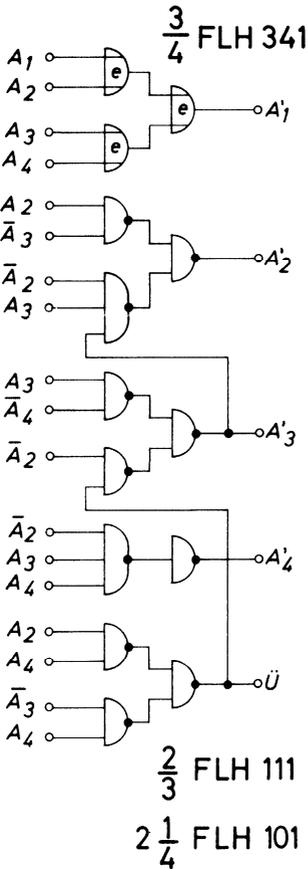


Bild 1.7.2

Bild 1.7.1

Das mit einem e versehene Schaltgliedsymbol kennzeichnet das Exklusiv-ODER-Glied FLH 341. Dieses Schaltglied unterscheidet sich von einem einfachen ODER-Glied folgendermaßen:

Eingänge		Ausgänge	
ODER-Glied und Excl.-ODER-Glied		ODER-Glied	Excl.-ODER-Glied
A	B	Q	Q
L	L	L	L
L	H	H	H
H	L	H	H
H	H	H	L

Entsprechend der Funktionstabelle ergeben sich unterschiedliche Ausgangssignale nur bei der Eingangsbedingung $AB = HH$.

Die Gray-Dual-Kodeumwandlung ist in Bild 1.7.2 dargestellt. Die Funktionstabelle ist für beide Fälle zusammengefaßt:

entspr. Dezimal- zahl	Gray-Kode Eingänge				BCD-Kode Ausgänge					Dual-Kode Ausgänge			
	A ₄	A ₃	A ₂	A ₁	Ü	A' ₄	A' ₃	A' ₂	A' ₁	A ₄ *	A ₃ *	A ₂ *	A ₁ *
0	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
1	L	L	L	H	L	L	L	L	H	L	L	L	H
2	L	L	H	H	L	L	L	H	L	L	L	H	L
3	L	L	H	L	L	L	L	H	H	L	L	H	H
4	L	H	H	L	L	L	H	L	L	L	H	L	L
5	L	H	H	H	L	L	H	L	H	L	H	L	H
6	L	H	L	H	L	L	H	H	L	L	H	H	L
7	L	H	L	L	L	L	H	H	H	L	H	H	H
8	H	H	L	L	L	H	L	L	L	L	H	L	L
9	H	H	L	H	L	H	L	L	L	H	L	L	H
10	H	H	H	H	H	L	L	L	L	L	H	L	H
11	H	H	H	L	H	L	L	L	H	L	H	H	H
12	H	L	H	L	H	L	L	H	L	L	H	H	L
13	H	L	H	H	H	L	L	H	H	L	H	H	L
14	H	L	L	H	H	L	H	L	L	L	H	H	L
15	H	L	L	L	H	L	H	L	H	L	H	H	H

Entsprechende Umwandlungen des BCD- bzw. Dualkodes in den Gray-Kode kommen praktisch nicht vor.

1.8. Tastenspeicher

Bild 1.8 zeigt einen vierstelligen Tastenspeicher für den BCD-Kode mit Direktanzeige. Die Umwandlung der Dezimalinformation des Tastenfeldes mit den Arbeitstasten 0 bis 9 in den BCD-Kode erfolgt mit den Schaltgliedern FLH 101, FLH 121 und FLH 131. Wird zum Beispiel die Taste 7 eingeschaltet, so erhalten die zugehörigen Eingänge der NAND-Glieder I, II und III L-Potential. An den D-Eingängen der Flipflops FLJ 141 stellen sich somit folgende Signale ein: $D_4D_3D_2D_1 = LHHH \hat{=} 7$. Dieser Signalwechsel an D löst über die Inverter FLH 211 und das nachgeschaltete NAND-Glied FLH 131 die monostabile Kippstufe FLK 121/I aus. Nachdem die Verzögerungszeit t_1 abgelaufen ist, triggert der Ausgang Q die Kippstufe FLK 121/II mit der fallenden Flanke an Eingang A. Am Ausgang \bar{Q} entsteht nun ein Impuls mit der Dauer t_{II} , der über das Leistungsschaltglied FLH 321 auf die Takteingänge der Flipflops FLJ 141 einwirkt. Die Zahl 7 wird in die letzte (4.) Stelle übernommen. Die Q-Ausgänge jeder Stelle sind mit den D-Eingängen der vorhergehenden Stelle verbunden, so daß bei jedem folgenden Tastendruck die Information $D = Q = D_4D_3D_2D_1 = LHHH$ um eine Stelle vorrückt, bis beim 4. Tastendruck das Register gefüllt ist. Für die Anzeige sind die Dekoder/Treiberbausteine FLL 101 und die Nixieröhren ZM 1180 vorgesehen.

Die Serienschaltung der monostabilen Kippstufen FLK 121/I und II bewirkt, daß die Tasteninformation erst nach einer bestimmten Verzögerung gespeichert wird. Diese Verzögerung schaltet mit Sicherheit Fehler aufgrund von Kontaktprellungen aus. Das RC-Glied der Stufe I zwischen den Anschlüssen U_S , G und H ist dabei entsprechend den verwendeten Kontakten auszulegen. Im allgemeinen kommen hier Werte von $R = 10$ bis $20 \text{ k}\Omega$ und $C = 0,1$ bis $1 \mu\text{F}$ in Frage. Die Kippstufe II dient als Taktgenerator. Die interne Verzögerungszeit ist hierbei als Taktimpulsdauer ausreichend (U_S und G verbunden).

Das Register entsprechend Bild 1.8 läßt sich beliebig erweitern. Dabei ist für jeweils 8 FLJ 141 ein weiterer Takttreiber FLH 321 erforderlich.

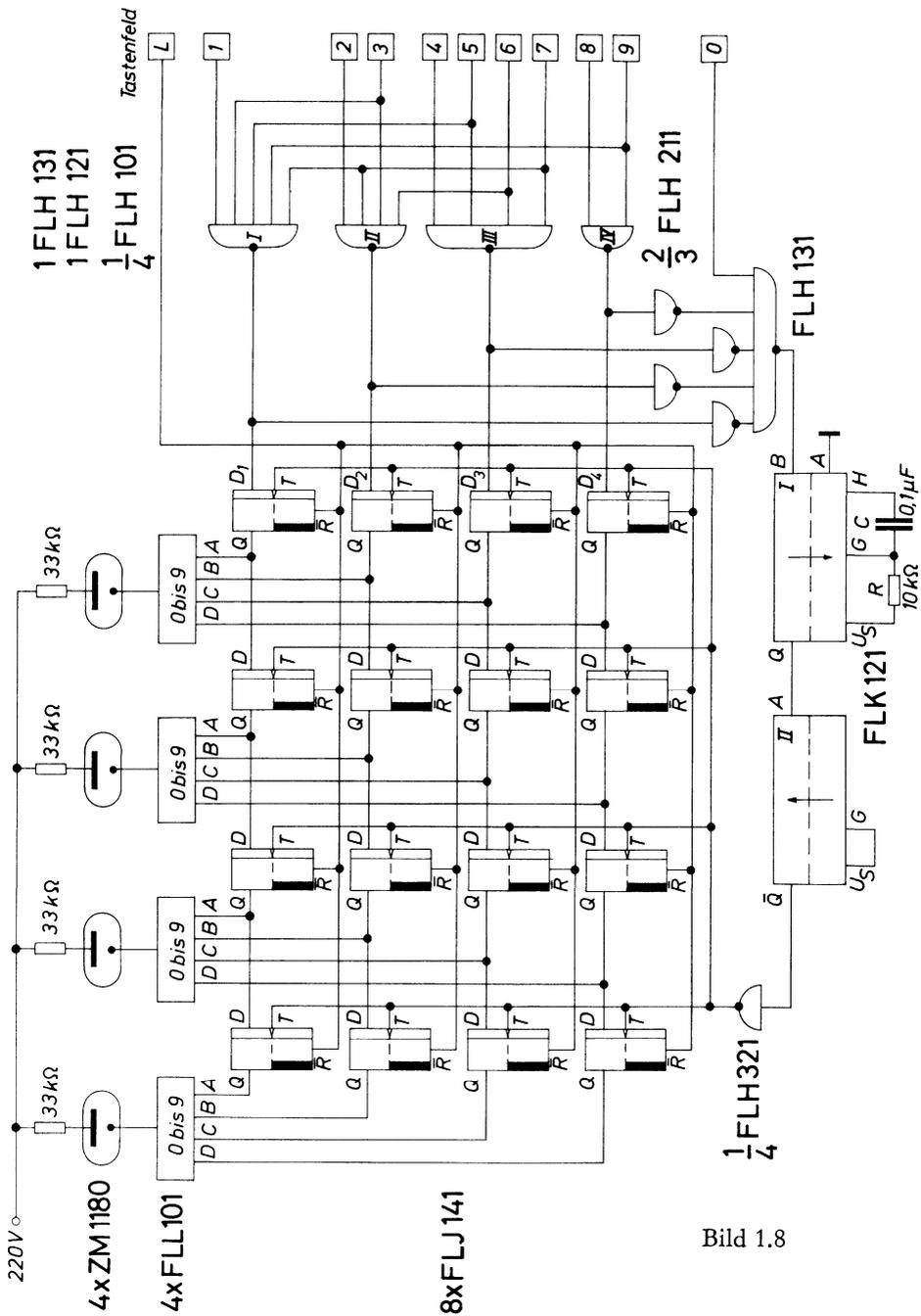


Bild 1.8

1.9. Frequenzmesser

Digital anzeigende Frequenzmesser haben ein breites Einsatzgebiet. Neben der elementaren Frequenz- und Drehzahlmessung eignen sich diese Meßgeräte auch zu Teilchenzählungen und Geschwindigkeitsbestimmungen. Änderungen der Meßgröße lassen sich dabei rasch erkennen, da die Messung nach einer kurzen Ablesepause erneut erfolgt. Ein Frequenzmesser, der nach diesem Verfahren arbeitet, ist in Bild 1.9 dargestellt. Die Schaltung besteht grundsätzlich aus drei Teilen:

- a) der Zähl- und Anzeigeeinheit mit vier Dekadenzählern FLJ 161, vier Dekoder/Treiber-Bausteinen FLL 101 und vier Anzeigeröhren ZM 1180. Der Dekadenübertrag erfolgt asynchron jeweils vom Ausgang Q_4 auf den Zählengang A. Die Dekoder/Treiber FLL 101 wandeln die BCD-Information an Q_1 bis Q_4 in die Dezimalzahlen 0 bis 9 um und steuern gleichzeitig die Röhren ZM 1180.
- b) der Zeitbasiseinheit mit zwei Dekadenzählern FLJ 161
- c) der Steuereinheit, bestehend aus der monostabilen Kippstufe FLK 101, dem Steuerzähler FLJ 121 und dem Steuerflipflop FLH 101.

Zusätzlich sind noch verschiedene Schaltglieder als Impulsweichen und Impulsformer für die Meßgröße f_x und die Netzfrequenz f_e erforderlich.

Im einzelnen läuft ein Meßvorgang wie folgt ab: Wenn wir von einer laufenden Messung ausgehen, dann muß das UND-Glied FLH 381/I geöffnet sein, damit die Impulse der Meßgröße f_x an den Zählengang A der ersten Dekade gelangen können. Diese Bedingung ist erfüllt, wenn der Zeitbasisausgang Q_1 L-Signal führt. Der nachfolgende Inverter FLH 101 öffnet dann den Eingang E_1 des FLH 381 mit $\bar{Q}_1 = H$, da für das UND-Glied FLH 381 folgende Funktionstabelle gilt:

	Eingänge		Ausgang Q =
	$E_1 = \bar{Q}_1$	$E_2 = f_x$	Zählengang A
für f_x gesperrt	{	L	L
		L	L
für f_x durchlässig	{	H	L
		H	H

Unterbrechen wir jetzt den Zählvorgang mit der Rückstelltaste, so werden die Ausgänge der Zeitbasiseinheit über die Rückstelleingänge R_{91} auf $Q_1 = Q_4 = H$ gesetzt und die Ausgänge der Anzeigeeinheit über die Rückstelleingänge R_{01} auf $Q_1 Q_2 Q_3 Q_4 = LLLL$. Der Wechsel des Zeitbasisausganges Q_1 von L auf H erzeugt am Inverterausgang eine fallende Flanke, die die monostabile Kippstufe FLK 101 über den Eingang A auslöst. Gleichzeitig blockiert das Schaltglied FLH 381/I f_x mit $E_1 = \bar{Q}_1 = L$.

Ausgang \bar{Q} des FLK 101 schaltet jetzt von H auf L und setzt das Steuerflipflop, bestehend aus 1/2 FLH 101, in den Zustand $X = L$ und $\bar{X} = H$. Der Ausgang X sperrt damit das Eingangsschaltglied FLH 381/II der Zeitbasiseinheit. Die Bedingung $\bar{X} = \bar{R} = H$ gibt gleichzeitig den Steuerzähler FLJ 121 frei. Sobald die Verzögerungszeit der Kippstufe FLK 101 abgelaufen ist, fällt \bar{Q} auf H zurück. Damit ist das Schaltglied FLH 121 geöffnet, und 50-Hz-Impulse (f_e) gelangen über den Schmitt-Trigger S (FLH 351), das Schaltglied FLH 121 und den nachgeschalteten Inverter FLH 101 an den Takteingang T_1 des Steuerzählers. Der erste Impuls an T_1 schaltet Ausgang Q von L auf H. Während eines selbsttätigen Steuervorganges setzt dieser Impuls die Anzeigeeinheit auf die Dezimalzahl 0 und die Zeitbasiseinheit auf $Q_1 = Q_4 = L$. Wir hatten diesen Zustand bereits mit der Rückstelltaste eingestellt. Beim zweiten Taktimpuls an T_1 fällt Q auf L zurück und löst über T_2 das zweite Flipflop des Steuerzählers aus. Mit $Q = L = R_{01}$ bzw. R_{91} sind die Anzeige- und Zeitbasiseinheiten wieder zählbereit. Der Wechsel am \bar{Q} -Ausgang des Steuerzählers von H auf L setzt das Steuerflipflop in die Lage $X = H$, $\bar{X} = L$. Die Bedingung $\bar{X} = \bar{R} = L$ stellt den Steuerzähler auf $Q = L$, $\bar{Q} = H$ zurück und hält ihn gleichzeitig in diesem Zustand fest. Mit $X = H$ ist das Eingangsschaltglied FLH 381/II der Zeitbasiseinheit geöffnet und Netzfrequenzimpulse f_e gelangen an den Zähleringang B. Die erste fallende Flanke an B bringt die Ausgänge der Zeitbasiszähler FLJ 161 auf $Q_1 = Q_4 = L$. Damit ist das UND-Glied FLH 381/I über den Inverter FLH 101 für die Meßgröße f_x durchlässig und ein neuer Zählvorgang beginnt.

Die Zeitbasiseinheit ist ein 50:1=Untersetzer. Der erste FLJ 161 arbeitet als 5:1=Teiler zwischen Eingang B und Ausgang Q_4 . Der zweite FLJ 161 ist als 10:1=Teiler geschaltet (Q_1 und B verbunden). Dies bedeutet, daß nach 50 Impulsen am Zähleringang B der Ausgang Q_4 der zweiten Stufe von H auf L schaltet. Das zusätzliche

Flipflop zwischen den Anschlüssen $A = Q_4$ und Q_1 der ersten Stufe dient als Speicher, dessen Information $Q_1 = L$ jetzt gelöscht wird. Der Wechsel des Zeitbasisausganges Q_1 von L auf H erzeugt am Inverterausgang eine fallende Flanke, die die monostabile Kippstufe FLK 101 über den Eingang A auslöst. Damit beginnt ein selbsttätiger Steuerablauf. Gleichzeitig blockiert das Schaltglied FLH 381/I f_x mit $E_1 = \bar{Q}_1 = L$ und beendet somit einen Meßvorgang. Die Meßzeit t_M ergibt sich dabei wie folgt:

$$t_M = \frac{T}{f_e},$$

wenn T das Teilverhältnis des Zeitbasiszählers ist. Für Beispiel 1.9 gilt:

$$t_M = \frac{50}{50} = \underline{\underline{1 \text{ s}}}.$$

Dies bedeutet, daß die Anzeige der Meßgröße f_x in der Einheit Hz erfolgt.

Die Verzögerungszeit t der Kippstufe FLK 101 bestimmt die Zeitdauer zwischen Ende und Anfang einer Messung. Diese Ablesepause ist durch das RC-Glied an den Anschlüssen U_S , I und H gegeben zu:

$$t = 0,7 RC = 0,7 \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \sim \underline{\underline{3 \text{ s}}}.$$

Die Beschaltung des Eingangs für die Netzfrequenz f_e mit den Dioden BAY 60 und dem Vorwiderstand $1 \text{ k}\Omega$ ermöglicht einen direkten Anschluß am Netztransformator der Stromversorgung. Der nachgeschaltete Schmitt-Trigger FLH 351 wandelt dabei die Sinuswellen der Netzfrequenz in Rechteckimpulse um, die sich für die Ansteuerung der TTL-Serie FL 100 eignen. Ein weiterer Schmitt-Trigger am Eingang der Meßgröße f_x dient dem gleichen Zweck. Eine eventuelle Pegelanpassung ist hier gesondert zu berücksichtigen.

Mit der Halttaste läßt sich die Ablesepause beliebig verlängern. Während der Meßzeit hat diese Taste keinen Einfluß.

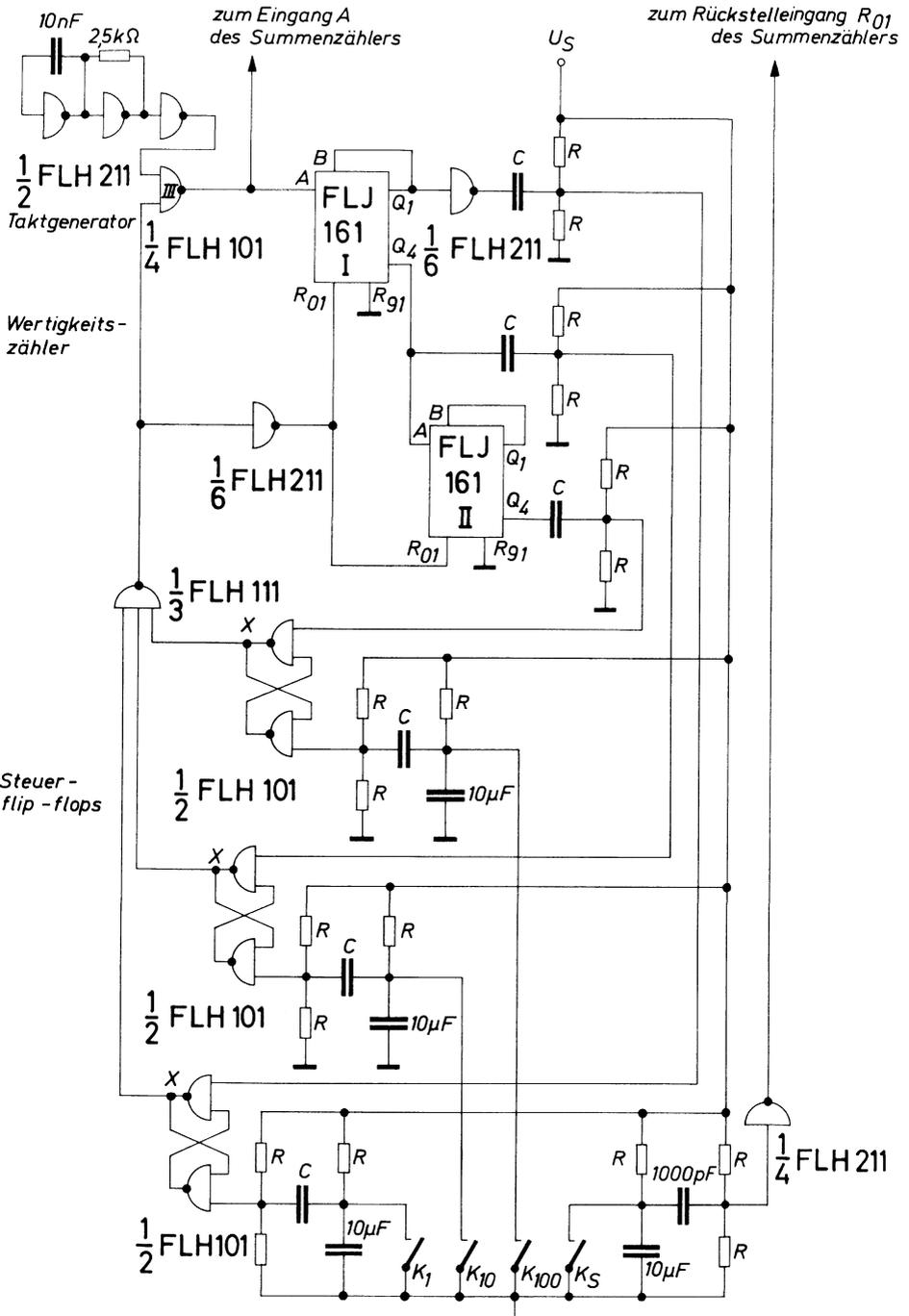
1.10. Steuerwerk eines Flipper-Spielautomaten

Flipper-Spielautomaten enthalten Kugeln, die verschiedene Spielbahnen durchlaufen. Dabei berühren sie bestimmte Wertigkeitsstellen, die im allgemeinen 1, 10 oder 100 Punkte zählen. Ein zugehöriger Summenzähler addiert diese Punkte bis zum Spielende. Gleichzeitig steuert dieser Zähler eine Anzeige, auf der das jeweilige Ergebnis erscheint.

Bild 1.10 zeigt hierzu ein Steuerwerk, das die einzelnen Zählvorgänge des Summenzählers auslöst. Eine Zähl- und Anzeigeeinheit, die sich als Summenzähler eignet, ist bereits in Beispiel 1.9 ausführlich dargestellt. Da sich die Schaltung unverändert übernehmen läßt, sind in Bild 1.10 lediglich die Verbindungen zum Zählengang A und zu den Rückstelleingängen R_{01} aufgezeigt.

An jeder Wertigkeitsstelle der Spielbahn sitzen zwei Kontaktschalen, die die Kugel bei Berührung verbindet. Bild 1.10 zeigt jeweils für die Wertigkeiten 1, 10 und 100 einen Kontakt K_1 , K_{10} und K_{100} . Zusätzliche Wertigkeitskontakte werden entsprechend parallel geschaltet. Der Kontakt K_S setzt die Zähl- und Anzeigeeinheit auf Null zurück. Er läßt sich zum Beispiel von der eingeworfenen Münze auslösen. Im Ruhezustand liegt der Eingang des zugehörigen Inverters FLH 211 über den Spannungsteiler $2 \times 10 \text{ k}\Omega$ auf der Spannung $1/2 U_S$ entsprechend einem H-Pegel. Damit führen die Rückstelleingänge R_{01} L-Potential und der Summenzähler ist einsatzbereit. Schließt der Kontakt K_S , so wird der Kondensator $C = 1000 \text{ pF}$ entladen. Am Invertereingang entsteht dadurch ein L-Impuls und an den Rückstelleingängen ein H-Impuls, der den Summenzähler auf Null stellt. Das RC-Glied $10 \text{ k}\Omega; 10 \text{ }\mu\text{F}$ sorgt dafür, daß Kontaktprellungen wirkungslos bleiben.

Ein Steuerablauf geht nun wie folgt vor sich. Im Ruhezustand liegen die drei Ausgänge X der Steuerflipflops (je $1/2$ FLH 101) auf H-Potential. Der Ausgang des nachfolgenden Schaltgliedes FLH 111 führt damit ein L-Signal und sperrt das gemeinsame Eingangsschaltglied FLH 101/III der Summiereinheit und des Wertigkeitszählers. Sobald einer der Kontakte K_1 , K_{10} oder K_{100} schließt, entsteht am Ausgang der zugehörigen RC-Kombination ein L-Impuls. Das nachgeschaltete RS-Flipflop, bestehend aus $1/2$ FLH 101, wechselt jetzt auf $X = L$. Dies verursacht am Ausgang des NAND-Gliedes FLH 111 einen Signalwechsel von L auf H. Über den nachgeschalteten Inverter



alle $R = 10\text{k}\Omega$, alle $C = 100\text{pF}$

Bild 1.10

FLH 211 erhalten die Rückstelleingänge R_{01} der Wertigkeitszähler FLJ 161 I und II jetzt ein L-Signal. Damit sind die Dekaden FLJ 161 zählbereit. Gleichzeitig öffnet das H-Signal am Ausgang des FLH 111 das Eingangsschaltglied III. Die Impulse des Taktgenerators (1/2 FLH 211) laufen jetzt an den Zählleitungen A des Wertigkeitszählers und des Summenzählers ein. Der Ausgang Q_1 der Zähldekade FLJ 161 I schaltet beim ersten Taktimpuls an A auf $Q_1 = H$. Über den nachfolgenden Inverter FLH 211 entsteht am RC-Glied $2 \times 10 \text{ k}\Omega; 100 \text{ pF}$ ein L-Impuls, der das zugehörige RS-Steuerflipflop auf $X = H$ zurücksetzt. Damit schaltet der Ausgang des NAND-Gliedes FLH 111 von H auf L und blockiert das Eingangsschaltglied FLH 101/III. Zugleich erfolgt über den Inverter FLH 211 ein Signalwechsel an den Rückstelleingängen R_{01} von L auf H, der die Wertigkeitszähler auf $Q_1 = Q_4 = L$ zurückstellt. Der entsprechende Vorgang findet nach 10 Impulsen an Q_4 der I. Stufe statt. Gleichzeitig steuert der Ausgang Q_4 des FLJ 161 I den Zählleitung A der Dekade FLJ 161 II. Der Ausgang Q_4 der II. Stufe liefert also erst nach 100 Taktimpulsen ein L-Signal am RC-Glied, der das angeschlossene RS-Flipflop auf $X = H$ zurückstellt. Dies bedeutet, daß jeweils nach 1, 10 oder 100 Takten der Ruhezustand wiederhergestellt ist. Jeder Takt entspricht dabei einem Punkt, den die Summenzähleinheit während eines Spieles aufaddiert.

Der Taktgenerator ist selbstschwingend. Seine Oszillatorfrequenz liegt ungefähr bei 5 kHz. Diese Frequenz reicht aus, um eine Zählung sicher zu beenden, bevor die Kugel durch Schließen der Kontakte K_1 , K_{10} oder K_{100} einen neuen Zählvorgang einleitet.

1.11. Dezimaler Addierer/Subtrahierer

Bild 1.11 a und b zeigen die Blockschaltung einer Recheneinheit, die sich für Additionen und Subtraktionen eignet. Einschränkend ist zu bemerken, daß Subtraktionen mit dieser Schaltung nur möglich sind, wenn der Subtrahend kleiner als der Minuend ist. Das Blockbild zeigt nur die beiden Stufen, die sich grundsätzlich unterscheiden. Sind zusätzliche Stellen erforderlich, so müssen diese Einheiten entsprechend Bild 1.11 a ausgeführt werden.

Die Funktion der Einheit wollen wir zunächst in der Stellung Addition untersuchen. Anschließend ist dann gezeigt, wie mit Hilfe der Komplementbildung die Subtraktion auf die Addition zurückgeführt wird.

1. Addition der niederwertigen Stelle

In der Stellung Addition liegt die BCD-Information von den Ausgängen Q der beiden Zähler FLJ 161 (Z_1 und Z'_1) direkt an den A- und B-Eingängen des 4-Bit-Volladdierers FLH 241. Die Kontrollbedingung der Umsteuereinheit Addition/Subtraktion lautet dabei $XY = HL$, denn dann sind die Ausgänge Q_1 bis Q_4 des Zählers Z'_1 jeweils nach B_1 bis B_4 durchgeschaltet.

Der Volladdierer FLH 241 bildet die Binärsumme Σ der BCD-Zahlen A und B, die mit Hilfe der Korrekturerkennung und Korrekturaddition wieder in die BCD-Summe Σ' umgewandelt wird. Gleichzeitig liefert die Korrekturerkennung den BCD-Übertrag für die höherwertige Stelle. Ein Eingangsübertrag kommt bei der niederwertigen Stelle nicht in Frage, also gilt:

$$C_e = Y = L.$$

Anhand eines Beispiels soll nun der Ablauf der Addition gezeigt werden (siehe auch Schaltbeispiele 1970, Seite 22):

Eingangsübertrag $C_e = 0$	L
Zahl A = $A_4 A_3 A_2 A_1 = 9$	H L L H
Zahl B = $B_4 B_3 B_2 B_1 = 5$	+ L H L H
	H H H L
Binärsumme $\Sigma = \Sigma_4 \Sigma_3 \Sigma_2 \Sigma_1 = 14$	H H H L
Korrektur (+6)	+ L H H L
	L H L L
BCD-Summe $\Sigma' = \Sigma'_4 \Sigma'_3 \Sigma'_2 \Sigma'_1 = 4$	L H L L
Ausgangsübertrag $C'_4 = 10$	H

Der BCD-Dekoder/Treiber FLL 101 wandelt die BCD-Summe in Dezimalzahlen um und steuert gleichzeitig die Anzeigeröhre ZM 1180 an.

2. Addition der höherwertigen Stelle

Bei der Addition der höherwertigen Stelle ist ein eventueller Übertrag C_4 von der niederwertigen Stelle zu berücksichtigen, der am Übertragseingang C_e des zweiten 4-Bit-Volladdierers FLH 241 eingespeist wird. Im übrigen läuft der Vorgang entsprechend Abschnitt 1 ab.

3. Beispiel einer vierstelligen Addition

Die Dezimalzahlen 1847 und 936 sollen addiert werden

1847	L L L H	H L L L	L H L L	L H H H
+ 936	L L L L	H L L H	L L H H	L H H L
+ Übertrag	_____ H ←	_____ H ←	_____ H ←	_____ H ←
+ Korrektur	_____	H L L L H	_____	H H L H
	_____	L H H L	_____	L H H L
2783	L L H L	H L H H H	H L L L	H L L H H

4. Subtraktionstechnik

Der BCD-Kode ist für die Subtraktion ungeeignet, da dafür ein hoher Schaltungsaufwand erforderlich ist. Viel einfacher ist dagegen die Rückführung der Subtraktion auf die Addition mit Hilfe des Neunerkomplementes. Dabei wird der Subtrahend auf die Zahl 9 ergänzt und zum Minuenden addiert. Im BCD-Kode ergibt sich das Neunerkomplement (9K) wie folgt:

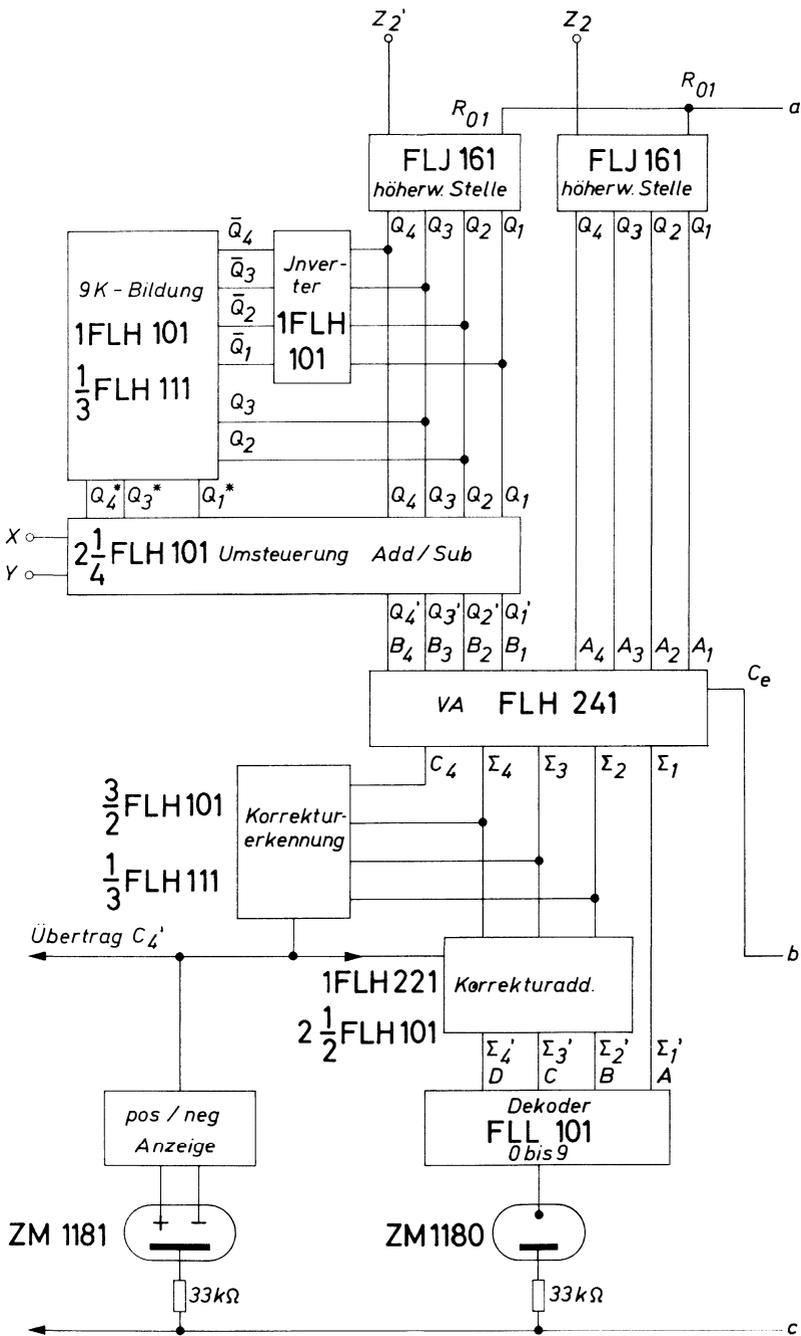


Bild 1.11a

Subtrahend	BCD-Kode				BCD Komplement (9K)				entsprechende Dezimalzahl
	Q ₄	Q ₃	Q ₂	Q ₁	Q ₄ *	Q ₃ *	Q ₂ *	Q ₁ *	
0	L	L	L	L	H	L	L	H	9
1	L	L	L	H	H	L	L	L	8
2	L	L	H	L	L	H	H	H	7
3	L	L	H	H	L	H	H	L	6
4	L	H	L	L	L	H	L	H	5
5	L	H	L	H	L	H	L	L	4
6	L	H	H	L	L	L	H	H	3
7	L	H	H	H	L	L	H	L	2
8	H	L	L	L	L	L	L	H	1
9	H	L	L	H	L	L	L	L	0

Die Verwendung des Neunerkomplementes erfordert eine positive Übertragsbildung, denn das Ergebnis der Addition des Minuenden und des komplementierten Subtrahenden ist um die Zahl 1 zu niedrig. Für den Fall, daß der niederwertigere Subtrahend größer ist als der Minuend (negativer Übertrag), kann jetzt der Übertrag entfallen. Ist der niederwertigere Subtrahend kleiner als der Minuend, so ergibt sich aufgrund der Komplementierung bei der nachfolgenden Addition eine Zahl, die immer über 10 liegt. Mit dem dabei anfallenden positiven Übertrag läßt sich nun das Ergebnis der höherwertigen Stelle berichtigen.

Grundsätzlich lassen sich Subtraktionen auch mit Hilfe des Zehnerkomplementes ausführen. Bei dieser Subtraktionsart wird der auf die Zahl 10 komplementierte Subtrahend zum Minuenden addiert. Das Ergebnis weist dabei den richtigen Zahlenwert auf, jedoch wird diese Möglichkeit nur selten angewendet, da der Aufwand für eine 10-K-Schaltung wesentlich höher ist als für eine 9-K-Schaltung (2 FLH 101, 2 FLH 111 und 1 FLH 121 im Vergleich nur 1 FLH 101 und 1/2 FLH 111). Daneben erfordert die 10-K-Subtraktion auch noch eine gesonderte Verarbeitung eines eventuell anfallenden negativen Übertrages.

5. Subtraktion der niederwertigen Stelle

In der Stellung Subtraktion wird nur die BCD-Information des Zählers Z_1 (Minuend) den A-Eingängen des Volladdierers FLH 241 zugeführt. Die für die Komplementbildung erforderliche BCD-Information des Zählers Z'_1 (Subtrahend) liegt einmal direkt (Q_2 und Q_3) und einmal über den Inverter FLH 101 (\bar{Q}_1 bis \bar{Q}_4) an der 9-K-Bildung. Mit der Bedingung $XY = LH$ an der Umsteuereinheit Addition/Subtraktion sind die Komplementausgänge Q_1^* , Q_3^* und Q_4^* der 9-K-Bildung nach $Q'_1 - B_1$, $Q'_3 - B_3$ und $Q'_4 - B_4$ durchgeschaltet. Der Ausgang Q_2^* bleibt bei der Komplementbildung unberücksichtigt, da sich aus der 9-K-Tabelle die Bedingung $Q_2^* = Q_2$ ableiten läßt. Q_2 ist also unabhängig von der Rechnungsart und ist ständig mit B_2 verbunden.

Ein Übertrag kommt bei der niederwertigen Stelle nicht in Frage. Das Ergebnis ist daher immer um die Zahl 1 zu berichtigen. Dies geschieht durch ein konstantes H-Signal am Übertragungseingang $C_e = Y = H$.

Den Ablauf der 9-K-Subtraktion wollen wir wieder anhand von 2 Beispielen erläutern:

a) Subtrahend kleiner als Minuend

Eingangsübertrag $C_e = 1$					H
Minuend $A = A_4 A_3 A_2 A_1 = 9$					H L L H
Subtrahend $B = Q_4 Q_3 Q_2 Q_1 = 3$				L L IIII	
Komplement $B^* = B_4 B_3 B_2 B_1 = 6$					+L HHL
Binärsumme $\Sigma = C_4 \Sigma_4 \Sigma_3 \Sigma_2 \Sigma_1 = 16$					H L L L L
Korrektur (+6)					+L HHL
BCD-Summe $\Sigma' = \Sigma'_4 \Sigma'_3 \Sigma'_2 \Sigma'_1 = 6$					L HHL
Ausgangsübertrag $C_4 = 10$					H

b) Subtrahend größer als Minuend

Eingangsübertrag $C_e = 1$					H
Minuend $A = 1$					L L L H
Subtrahend $B = 8$				H L L L	
Komplement $B^* = 1$					+L L L H
BCD-Summe $\Sigma' = 3$					L L H H
Ausgangsübertrag $C_4 = 0$					L

Wie das Ergebnis zeigt, entsteht die Differenz der Dezimalzahlen $11 - 8 = 3$. Der Übertrag der höherwertigen Stelle ist also hier schon berücksichtigt.

6. Subtraktion der höherwertigen Stelle

Wie wir aus den ausgeführten Beispielen ersehen, entsteht nur im Fall a ein Übertrag. Dieser Ausgangsübertrag C'_4 wird nun am Übertragseingang C_e des zweiten Volladdierers FLH 241 eingespeist und berichtigt das ursprünglich um die Zahl 1 zu niedrige Ergebnis der höherwertigen Stelle. Ist der niederwertigere Subtrahend größer als der Minuend (b), so entfällt eine Korrektur, da $C_4 = L$ gilt. Der Ablauf der Subtraktion unterscheidet sich also von Abschnitt 5 nur durch die zusätzliche Bedingung $C_e = L$ oder H .

7. Beispiel einer vierstelligen Subtraktion

Die Dezimalzahlen 3182 und 1635 sollen subtrahiert werden. Das Komplement des Subtrahenden 1635 ermitteln wir anhand der Tabelle in Abschnitt 4 zu: HLLL — LLHH — LHHL — LHLL $\hat{=} 8364$

3182	L L H H	L L L H	H L L L	L L H L
+ 8364	H L L L	L L H H	L H H L	L H L L
+ Übertrag		H		H
	H L H H		H H H L	
+ Korrektur	L H H L		L H H L	
(1) 1547	(H) L L L H	L H L H	HL HL L	L H H H

Der Übertrag (H) und (1) der ersten Stelle bleibt als Zahlenwert unberücksichtigt. Wie jedoch in Bild 1.11 a gezeigt, ist dieser Übertrag für eine positiv/negative Anzeige verwendet. Auf diese Weise ist sichergestellt, daß der unzulässige Fall Subtrahend > Minuend erkannt wird.

Dabei gilt:

$C'_4 = H \hat{=} \text{positive Anzeige, Subtrahend} < \text{Minuend (richtiges Ergebnis)}$

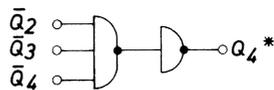
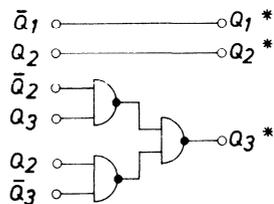
$C'_4 = L \hat{=} \text{negative Anzeige, Subtrahend} > \text{Minuend (falsches Ergebnis)}$.

Wie bereits in Abschnitt 5, Beispiel b erläutert, entsteht die Differenz $A + 10 - B$. Dieses Ergebnis ist richtig, wenn der Minuend insgesamt größer ist als der Subtrahend. Ist dies nicht der Fall, so ist das Ergebnis falsch und muß mit Hilfe einer erneuten Komplementierung wie folgt umgewandelt werden: Beträgt zum Beispiel die Summe Σ' des komplementierten Subtrahenden und des Minuenden 35, so lautet das richtige Ergebnis $100 - 35 = 65$. Für $\Sigma' = 365$ folgt $1000 - 365 = 635$ usw.

8. 9-K-Bildung

Das Neunerkomplement (9K) ist die Differenz des jeweiligen Subtrahenden zur Zahl 9 (HLLH). Anhand der Funktionstabelle in Abschnitt 4 lassen sich folgende Bedingungen ableiten:

Reihe $Q_1^* \triangleq \bar{Q}_1$ und Reihe $Q_2^* \triangleq Q_2$.



1FLH 101

$\frac{1}{3}$ FLH111

Bild 1.111

Die vier H-Signale der Reihe Q_3^* können mit Hilfe der Kombinationen LH und HL der Reihen Q_2 und Q_3 , Spalten 2 bis 5 gebildet werden. Diese Kombinationen gestatten eine eindeutige Ermittlung von Q_3^* , da sie nur hier vorkommen. Um Q_3^* mit NAND-Gliedern darzustellen, sind die Komplemente von Q_2 , Spalte 4 und 5, sowie von Q_3 , Spalte 2 und 3 erforderlich. Dies geschieht durch Inversion von Q_2 bzw. Q_3 . Für Q_3^* ergibt sich damit folgender Zusammenhang:

$$\text{Reihe } Q_3^* = (Q_2 \wedge \bar{Q}_3) \vee (\bar{Q}_2 \wedge Q_3).$$

Eine eindeutige Erkennung von Q_4^* bildet die Kombination $Q_2 Q_3 Q_4 = \text{LLL}$. Durch Inversion erhalten wir die erforderlichen H-Signale. Die Beziehung für Q_4^* lautet dann:

$$\text{Reihe } Q_4^* = \bar{Q}_2 \wedge \bar{Q}_3 \wedge \bar{Q}_4.$$

Die aufgezeigten Bedingungen für Q^* lassen sich mit einer Schaltung entsprechend Bild 1.111 mit den Bausteinen FLH 101 und FLH 111 realisieren. Zusätzlich erfordert diese Schaltung noch einen Inverter FLH 101, um die Komplementärausgänge \bar{Q} des Zählers Z'_1 (FLJ 161) zu bilden.

9. Addition/Subtraktion-Umsteuerung

Bild 1.112 zeigt die Umsteuereinheit Addition/Subtraktion und die Umsteuerung. Die Rechenart wird mit dem RS-Flipflop gewählt. Durch Schließen der Taste Add (\bar{R}) gehen die Ausgänge X auf H und Y auf L. Damit sind die mit Y verbundenen Schaltglieder FLH 101 gesperrt und die Eingänge Q_1 , Q_3 und Q_4 nach Q'_1 , Q'_3 und Q'_4 durchgeschaltet. Wird die Taste Sub (\bar{S}) betätigt, so schaltet X auf L und blockiert die zugehörigen Schaltglieder FLH 101. Y wechselt auf H und gibt die Eingänge Q_1^* , Q_3^* und Q_4^* frei.

Wie bereits im Abschnitt 8 aufgezeigt, ist Q_2 identisch mit Q'_2 , so daß hier eine Umsteuerung entfällt.

Beim Durchlauf der BCD-Information erfolgen in der Umsteuereinheit zwei Inversionen. An den Ausgängen Q' liegt also wieder ein phasenrichtiges Signal an.

Damit ergibt sich folgende Funktionstabelle:

\bar{R}	\bar{S}	X	Y	Funktion
L	H	H	L	$Q' = Q$ (Addition)
H	L	L	H	$Q' = Q^*$ (Subtraktion)

Die Bedingung $\bar{R}\bar{S} = LL$ ist unzulässig, da hierbei der Zustand des RS-Flipflops undefiniert ist. Es ist daher zweckmäßig, die Tasten mit einer gegenseitigen Verriegelung zu versehen. Der Ausgangsfächer eines RS-Flipflops mit FLH 101 reicht aus, um insgesamt 3 Umsteuer-einheiten anzusteuern. Sind größere Stellenzahlen erwünscht, so ist das RS-Flipflop in Bild 1.112 durch ein Leistungsglied FLH 141 zu ersetzen. Zu beachten ist ferner, daß das Y-Signal auch zur Über-tragskorrektur der letzten Stelle dient (siehe Abschnitt 5).

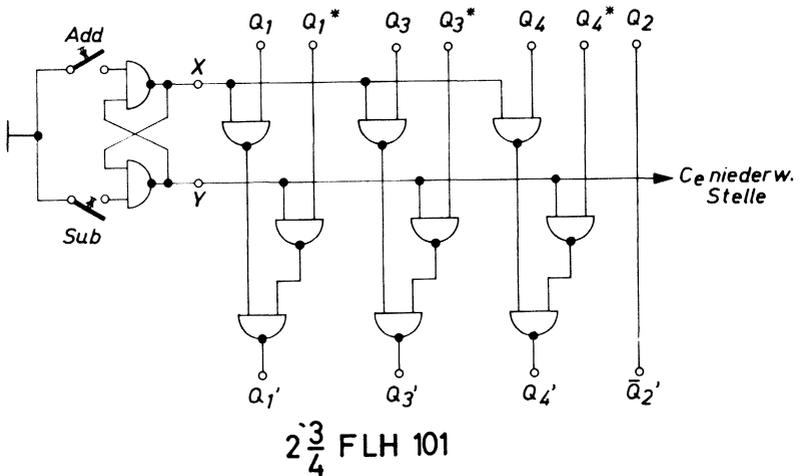


Bild 1.112

10. Korrekturschaltungen

Der Addierer FLH 241 liefert immer die Binärsumme der Summanden A und B. Eine Rückführung des Resultats in den BCD-Kode ist daher notwendig, wenn die Summe die Zahl 9 (HLLH) übersteigt. Die Teile Korrekturerkennung und Korrekturaddition führen diese Umwandlung durch. Die zugehörige Schaltung ist in Bild 1.113 dargestellt.

Anhand eines Beispiels wollen wir nun die Funktion der Schaltung 1.113 erläutern:

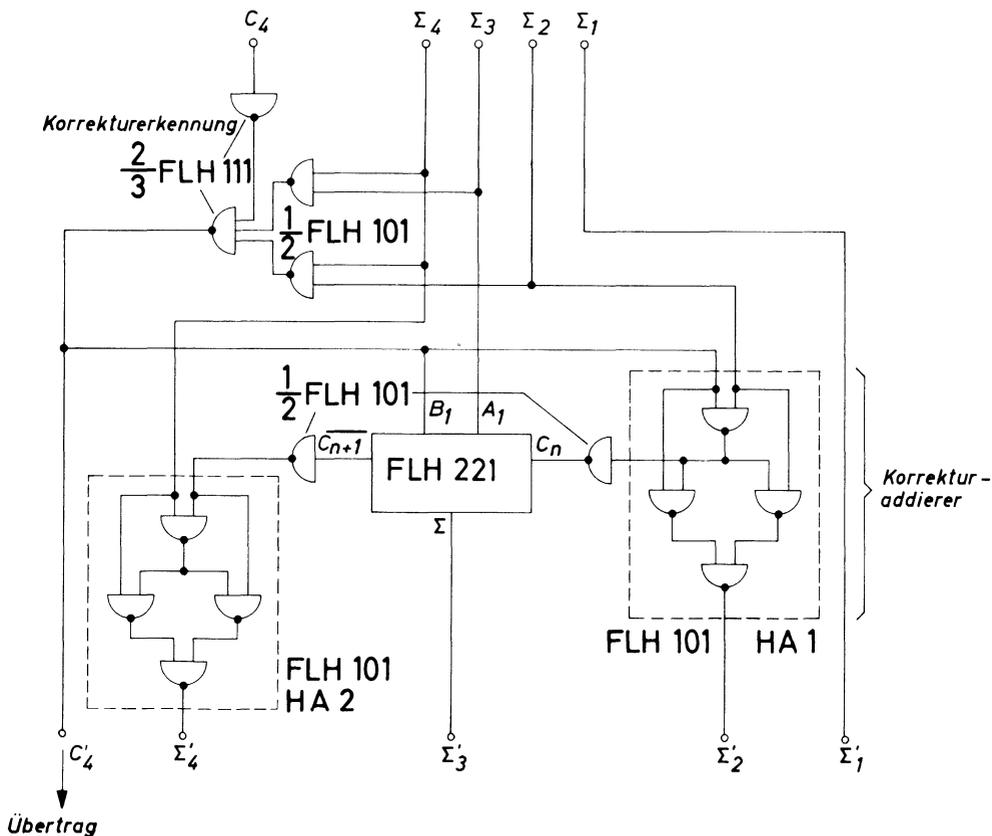


Bild 1.113

Beträgt z.B. der erste Summand 8 (HLLL), der zweite Summand 6 (LHHL) und der Übertrag von der vorhergehenden Dezimalstelle an $C_e = L$, so erhalten wir an den Summenausgängen Σ_1 bis Σ_4 des Volladdierers FLH 241 das binäre Äquivalent zur Dezimalzahl 14, also HHHL. Die Zahl 14 muß jetzt entsprechend dem BCD-Kode in $10 + 4$ umgewandelt werden, so daß die 4 (LHLL) an den Ausgängen Σ'_1 bis Σ'_4 und die 10 am Übertragungsgang C'_4 als H erscheinen. Wir erhalten dann an $C'_4 \Sigma'_4 \Sigma'_3 \Sigma'_2 \Sigma'_1 = HLHLL \cong 20$. Dies bedeutet, daß wir mit Hilfe der Korrekturerkennung und der Korrekturaddition zur Binärsumme am FLH 241 die Zahl 6 addieren müssen. Dabei rührt die Zahl 6 von den 6 Pseudostellen des BCD-Kodes her (Pseudotetrade).

Der genaue Ablauf ist nun folgendermaßen: Bei $\Sigma_4 \Sigma_3 \Sigma_2 \Sigma_1 = HHHH = 14$ liegt der Ausgang der Korrekturerkennung C'_4 auf H. Zusammen mit $\Sigma_2 = H$ erhält der Halbaddierer HA1 an beiden Eingängen H. Dies ergibt an $\Sigma'_2 = L$ und am Übertragungseingang des 1-Bit-Volladdierers FLH 221 $C_n = H$. Mit $\Sigma_3 = A_1 = H$ und $C'_4 = B_1 = H$ bildet der FLH 221 die Summe $\Sigma'_3 = H$ und gibt gleichzeitig mit dem invertierenden Übertragungsausgang \bar{C}_{n+1} und dem nachgeschalteten Inverter (1/4 FLH 101) ein H-Signal an HA2 weiter. Da am zweiten Eingang des Halbaddierers HA2 $\Sigma_4 = H$ ansteht, liefert der Ausgang $\Sigma'_4 = L$. Damit lautet das Ergebnis $\Sigma'_4 \Sigma'_3 \Sigma'_2 \Sigma'_1 = LHLL \cong 4$ und $C'_4 = H$.

11. Positiv/Negativ-Anzeige

Bild 1.114 zeigt die Anzeigeeinheit. $C'_4 = H$ schaltet der obere Transistor BFY 45 durch und das positive Zeichen leuchtet auf. $C'_4 = L$ ergibt über den Inverter FLH 101 eine negative Anzeige.

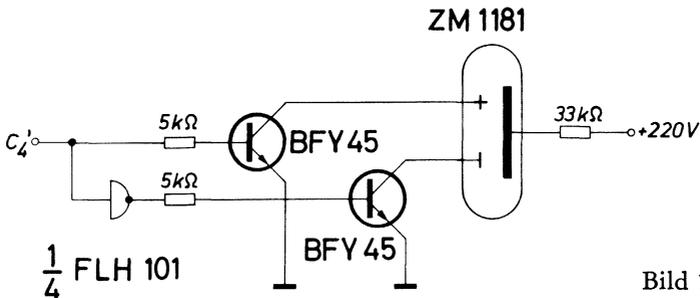


Bild 1.114

1.12. Kleines TTL-Praktikum

Der Dekadenzähler FLJ 161 und der Binärzähler FLJ 181 sind normalerweise nur für die Teilverhältnisse 1:2, 1:5, 1:10 und 1:2, 1:8, 1:16 geeignet. Mit einem kleinen Kunstgriff lassen sich jedoch auch die Teilverhältnisse 1:3, 1:4, 1:5, 1:6, 1:8, 1:9, 1:10 und 1:12 realisieren. Die entsprechenden Schaltungen sind in den Bildern 1.121 bis 1.128 dargestellt. Eine bzw. zwei Rückführungen von den Q-Ausgängen nach den Rückstelleingängen R_{01} und R_{02} sorgen dafür, daß sich die Zähler selbsttätig zurücksetzen. Für die Rückstellung der Zähler ist ein H-Signal an R_{01} und R_{02} erforderlich. Dies bedeutet, daß die ausgewählten Q-Ausgänge beim Erreichen der gewünschten Teilungszahl auf H schalten müssen. Die verbleibenden Teilverhältnisse lassen sich auf diese einfache Weise nicht verwirklichen, da hierfür mehr als zwei Rückstelleingänge notwendig wären. Beim Dekadenzähler FLJ 161 ist zu beachten, daß einer der Rückstelleingänge R_{91} oder R_{92} zusätzlich auf L-Potential liegen muß.

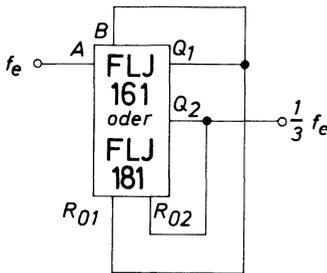


Bild 1.121

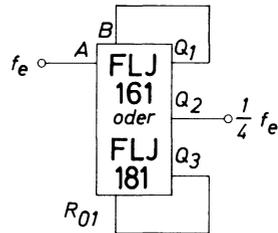


Bild 1.122

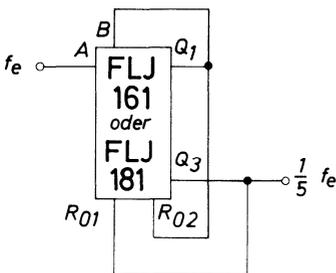


Bild 1.123

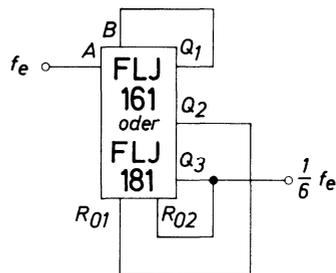


Bild 1.124

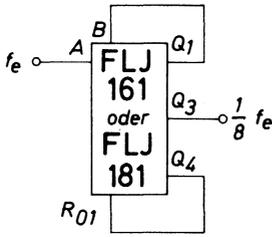


Bild 1.125

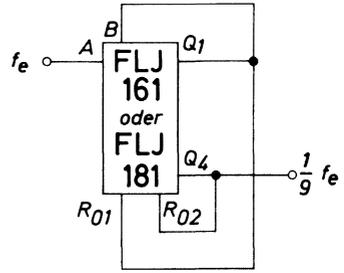


Bild 1.126

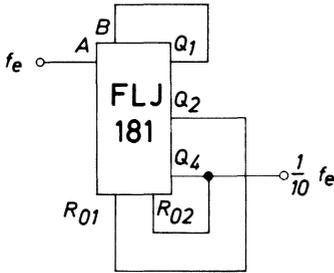


Bild 1.127

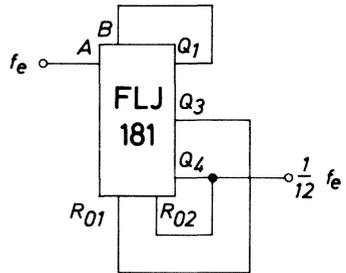


Bild 1.128

Bild 1.129 zeigt, wie mit dem D-Flipflop FLJ 141 ein Binärteiler aufgebaut werden kann. Der bei jedem zweiten Impuls erforderliche Informationswechsel am D-Eingang lässt sich durch die Rückführung $\bar{Q} - D$ realisieren.

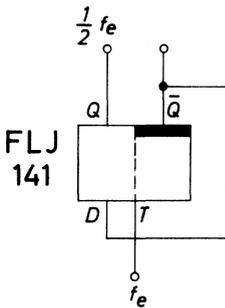


Bild 1.129

Der Zustand eines Flipflops ist nach dem Einschalten der Speisespannung undefiniert. Die meisten Systeme erfordern jedoch sofort eine definierte Ausgangslage. Eine Schaltung, die Flipflop-Bausteine mit taktunabhängigen Stell- und Rückstelleingängen in einen gewünschten Anfangszustand setzt, zeigt Bild 1.130. Der Kondensator $1\ \mu\text{F}$ liegt beim Einschalten der Speisespannung U_S auf L-Potential. Damit ergibt sich am Ausgang R, S ein H-Signal und an \bar{R} , \bar{S} ein L-Signal. Überschreitet die Kondensatorspannung den Schwellwert des nachgeschalteten Inverters FLH 211, so wechseln R, S von H auf L und \bar{R} , \bar{S} von L auf H. Das RC-Glied $10\ \text{k}\Omega$; $1\ \mu\text{F}$ ist dabei so gewählt, daß die Stellimpulsdauer an R, S und \bar{R} , \bar{S} mit Sicherheit länger ist als die Einschwingzeit der angesteuerten Bausteine. Die nachgeschalteten Inverter FLH 211 sorgen für ausreichend steile Umschaltflanken. Der Ausgang \bar{R} , \bar{S} ist für Flipflops vorgesehen, die mit L-Signal gesetzt werden, wie zum Beispiel der FLJ 111 usw. Höher integrierte Schaltungen, wie zum Beispiel die Vor/Rückzähler FLJ 241 und FLJ 251, werden meist mit H-Signal gestellt. Für diesen Fall eignet sich der Anschluß R, S. Sollen die Ausgänge R, S und \bar{R} , \bar{S} mehr als 10 TTL-Normalasten (15 mA) treiben, so ist der Inverter FLH 211 durch ein Leistungsschaltglied FLH 321 zu ersetzen.

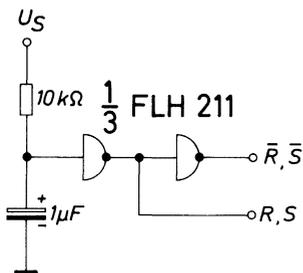


Bild 1.130

2. Schaltungen mit der LSL-Serie FZ 100

Die langsame, störsichere Logikserie FZ 100 ist für alle Anwendungen vorgesehen, die eine hohe statische und dynamische Störsicherheit erfordern. Für besonders kritische Einsatzfälle lassen sich die Schaltzeiten der Serie FZ 100 durch Zusatzkondensatoren verlängern. Auf diese Weise kann die dynamische Störsicherheit den gegebenen Bedingungen angepaßt werden. Im allgemeinen ist es dabei ausreichend, nur die Eingangsschaltglieder eines abgeschlossenen Systems mit Kondensatoren zu versehen. Die Verzögerungsmöglichkeit ist besonders wichtig, wenn die Leitungen zwischen Signalgeber und Empfänger extrem lang sind. Die Wahl eines geeigneten Zusatzkondensators am Empfangsschaltglied ermöglicht hierbei, externe Störer wirkungsvoll zu unterdrücken.

Die Anforderungen an das Netzteil sind gering. Es genügt eine Regengenauigkeit von 10 bis 15%. Der Innenwiderstand des Netzteiles ist unkritisch, da die LSL-Bausteine keine Umschaltspitzen aufweisen. Wichtig ist dagegen, daß die Speisespannung U_S im 12-V-Bereich auf minimal 11,4 V und im 15-V-Bereich auf maximal 17 V begrenzt wird. Außerhalb dieser Spannungswerte ist die logische Funktion nicht mehr sichergestellt. Eine Zerstörung der Bausteine kann jedoch erst bei Spannungen über 18 V eintreten.

Systemeigene Störungen kommen bei LSL-Schaltungen praktisch nicht vor. Es gibt daher auch keine bestimmten Regeln für Abstand, Länge und Führung der Leiter auf einer Platte.

Nachfolgend sind einige Anwendungsbeispiele der LSL-Serie FZ 100 zusammengestellt. Alle Schaltungen sind ohne Speisespannungsanschlüsse ausgeführt. Die empfohlenen Speisespannungen sind $U_S = 12\text{ V}$ und $U_S = 15\text{ V}$.

2.1. Umsetzen eines Relaiskontaktnetzwerkes in eine LSL-Schaltung

Bild 2.1.1 zeigt ein Netzwerk mit insgesamt vier Kontakten a, b, c und d, die beliebige Schaltstellungen einnehmen können. Die Schaltfunktion dieses Netzwerkes soll nun durch eine logische Verknüpfung mit LSL-NAND-Gliedern ersetzt werden. Dabei machen wir folgende Voraussetzungen:

1. Ein Arbeitskontakt entspricht elektrisch einem H-Signal
2. Ein Ruhekontakt entspricht elektrisch einem L-Signal.

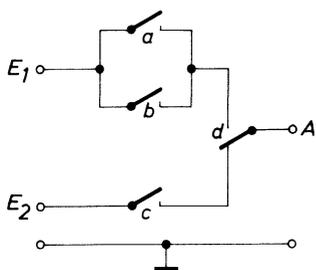


Bild 2.1.1

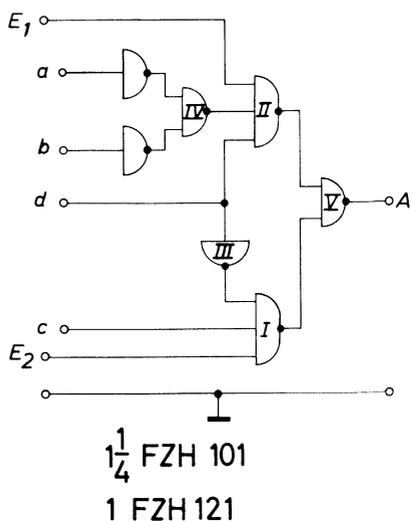


Bild 2.1.2

Für die Umsetzung wollen wir die einzelnen Zweige des Netzwerkes für sich betrachten. Der erste Zweig mit den Kontakten c, d und dem Eingang E₂ ist eine UND-Verknüpfung, die mit einem NAND-Glied mit nachgeschaltetem Inverter dargestellt werden kann. Dasselbe gilt für den zweiten Zweig mit den Kontakten a, b, d und dem Eingang E₁. Dabei ist zu berücksichtigen, daß a und b ODER-verknüpft sind. Kontakt d ist in beiden Zweigen enthalten; er stellt somit eine zusätzliche ODER-Verknüpfung dar.

Die vollständige Ersatzschaltung zeigt Bild 2.1.2. Die UND-Verknüpfungen des ersten und zweiten Zweiges sind mit den Schaltgliedern I und II realisiert. Für NAND-Glieder gilt grundsätzlich, daß ein L-Signal an einem der Eingänge das Schaltglied sperrt. Für die Freigabe von E₂ gilt entsprechend Voraussetzung 1 und 2: c = H, d = L. Dies bedeutet, daß ein Inverter III zwischen Eingang d und Schaltglied I eingefügt werden muß. Die ODER-Verknüpfung der Kontakte a und b ist mit dem Schaltglied IV und zwei Eingangsinvertern verwirklicht. Bei a oder b = H liegt der entsprechende Eingang des Schaltgliedes II auf L. Wechselt d von L auf H, so wird E₂ gesperrt und E₁ freigegeben. Schaltglied V verknüpft die Ausgänge von I und II; zusammen mit Inverter III ergibt dies die zusätzliche ODER-Schaltung des Kontaktes d.

Das Ausgangssignal A ist, bezogen auf E_1 bzw. E_2 , phasenrichtig (doppelte Inversion). Für die Funktion der Schaltung ist noch die Anpassung der Ein- und Ausgangspegel wichtig. Für die Eingänge E_1 , E_2 , a, b, c und d gilt:

L-Pegel: $U_{IL} = 0$ bis 4,5 V

H-Pegel: $U_{IH} = 7,5$ bis 18 V.

Die Ausgangsspannung hängt von der verwendeten Speisespannung U_S ab:

L-Pegel bei $U_S = 12$ V und 15 V: $U_{QL} = 1,7$ V

H-Pegel bei $U_S = 12$ V: $U_{QH} = 10$ V

H-Pegel bei $U_S = 15$ V: $U_{QH} = 12$ V.

2.2. Umsetzen eines Relaispeichers in eine LSL-Schaltung

Neben den Kontaktnetzwerken sind Speicher die wichtigsten Elemente einer Steuerung. Bild 2.2.1 zeigt hierzu einen gebräuchlichen Relaispeicher. Die einfachste Ersatzmöglichkeit dieser Schaltung besteht aus zwei gekoppelten NAND-Gliedern 1/2 FZH 101 entsprechend Bild 2.2.2. Anstelle der Ruhetaste R in Bild 2.2.1 tritt jetzt die Arbeitstaste R in Bild 2.2.2. Die Kreuzkopplung erfüllt die Funktion des Selbsthaltekontaktes a_1 . Sie sorgt für definierte Eingangspegel und damit für einen stabilen Zustand des Speichers, wenn keine Taste gedrückt ist. Die Ausgangspegel gelten entsprechend Abschnitt 2.1.

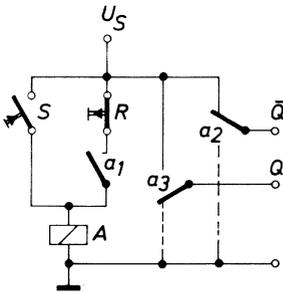


Bild 2.2.1

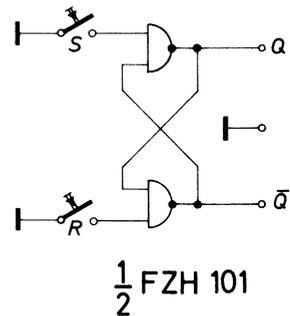


Bild 2.2.2

Die Funktionstabelle ergibt sich wie folgt:

Tasten		Ausgänge	
R	S	Q	\bar{Q}
geschl.	geschl.	undefiniert	
offen	geschl.	H	L
geschl.	offen	L	H

2.3. Umsetzen einer Relaisverzögerung in eine LSL-Schaltung

Bild 2.3.1 zeigt die Schaltung eines abfallverzögerten Relais. Die Diode D verhindert, daß sich die Abfallverzögerung auf weitere Stromkreisteilnehmer (z.B. Relais B) auswirkt. Die Verzögerungszeit entspricht ungefähr der Zeitkonstanten $t = RC$. Die äquivalente LSL-Schaltung ist in Bild 2.3.2 dargestellt. Im Ruhezustand liegt der Eingang des Inverters I über die Taste T an L-Potential (Masse). Der Inverterausgang führt H-Potential und der Kondensator C ist geladen. Der zweite Eingang des Schaltgliedes III wird über den Inverter II und den Widerstand R ebenfalls auf H-Potential festgehalten, so daß sich am Ausgang A ein L-Pegel einstellt. A schaltet beim Umlegen der Taste T sofort auf H, da der Inverterausgang I von H auf L wechselt. Der Kondensator C wird jetzt entladen.

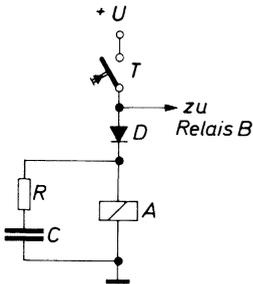


Bild 2.3.1

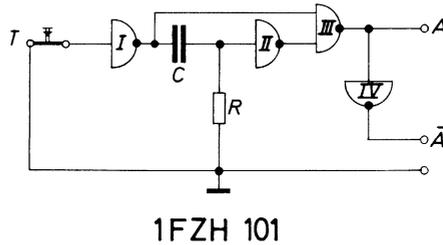


Bild 2.3.2

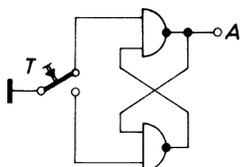
Beim Lösen der Taste T wird der Kondensator C über den Ausgang des Inverters I wieder geladen. Der Entladestrom erzeugt einen Spannungsabfall am Widerstand R , der über den Inverter II den zweiten Eingang des Schaltgliedes III auf L festhält. Unterschreitet der Spannungsabfall die H-Schwelle des Inverters II , so kehrt Ausgang A auf L-Potential zurück. Die Verzögerungszeit ergibt sich etwa propor-

tional der Zeitkonstanten $t = RC$ s. Dabei ist der Widerstand R durch die maximal zulässige Eingangsspannung im L-Zustand (4,5 V) und den maximalen Eingangsstrom (1,5 mA) des NAND-Gliedes FZH 101 auf 3 k Ω begrenzt. Mit der Kapazität C lässt sich die Verzögerungszeit in weiten Grenzen einstellen. Der Maximalwert der Kapazität ist im wesentlichen durch die erforderliche Wiederholgenauigkeit bestimmt.

Am Ausgang \bar{A} steht das invertierte Ausgangssignal A zur Verfügung. Der Ausgang A erfüllt die Funktion eines Arbeitskontaktes. Der Inverter IV mit dem Ausgang \bar{A} ist als Ruhekontakt vorgesehen. Die Ausgangspegel gelten entsprechend Abschnitt 2.1.

2.4. Schaltung zur Unterdrückung von Kontaktprellungen

Mechanische Kontakte erzeugen meist Prellungen, die entsprechend der Bauart bei Frequenzen von 10 Hz bis 1 kHz liegen. Die Arbeitsfrequenzen digitaler integrierter Bausteine liegen zwischen 500 kHz und 50 MHz. Kontaktprellungen sind daher unbedingt zu beseitigen, wenn eine Digitalschaltung mechanisch angesteuert wird. Andernfalls registriert die Schaltung die Prellungen als Informationswechsel. Eine einfache Schaltung, die Kontaktprellungen unterdrückt, zeigt Bild 2.4. Die kreuzgekoppelten NAND-Glieder 1/2 FZH 101 wirken als RS-Flipflop, das bei der ersten Berührung der Kontakte der Taste T sicher gesetzt oder gestellt wird. Die Kreuzkopplung sorgt für definierte Eingangspegel und damit für einen stabilen Zustand an Ausgang A , wenn der Kontakt wieder abhebt (prellt).



$\frac{1}{2}$ FZH 101

Bild 2.4

2.5. Anpassungsschaltungen für die LSL-Serie FZ 100

Die breite Anwendungsmöglichkeit der LSL-Serie in industriellen Steuerungen erfordert oftmals eine Anpassung der Ein- und Ausgänge an andere Signalpegel. Nachfolgend sind die in der Praxis häufig vorkommenden Anpassungsschaltungen für die LSL-Serie FZ 100 zusammengestellt.

2.5.1. Lichtschrankeneingang

Die Zählung von Stückgut erfolgt heute meist mit Hilfe von Lichtschranken. Für die Weiterverarbeitung der entstehenden Impulse in einem LSL-Zähler eignet sich eine Anpassungsschaltung entsprechend Bild 2.5.1. Der Fototransistor BPY 62 steuert bei Lichteinfall den nachgeschalteten Transistor BC 107 A in den Sättigungszustand. Der Eingang des NAND-Gliedes FZH 101 liegt damit auf L-Potential und am Ausgang A steht ein H-Pegel an. In unbelichtetem Zustand ist sowohl der Fototransistor BPY 62 als auch der Transistor BC 107 A gesperrt. Der Schaltgliedereingang liegt jetzt über dem Widerstand $10\text{ k}\Omega$ auf H und somit A auf L. Der Lichtschrankenimpuls erscheint also phasenrichtig an A. Zusätzliche LSL-Eingänge können direkt am Widerstand $R = 10\text{ k}\Omega$ angeschlossen werden.

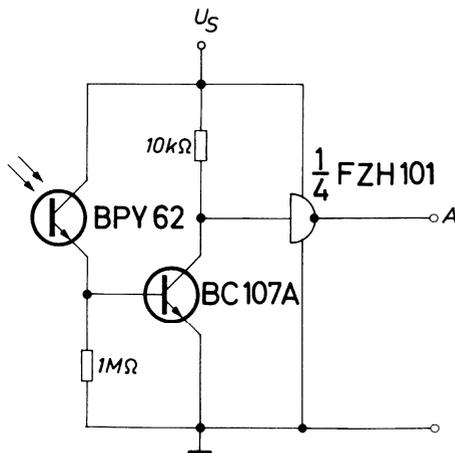
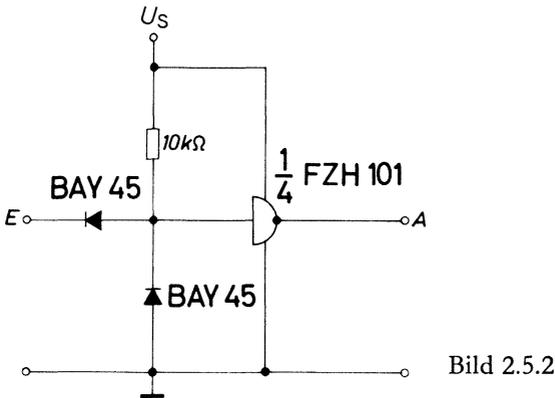


Bild 2.5.1

2.5.2. Anpassung an positive Eingangsspannungen

Bild 2.5.2 zeigt eine Anpassungsstufe für positive Eingangsspannungen an E bis maximal 150 V. Die hochsperrende Diode BAY 45 schützt dabei den Eingang des NAND-Gliedes FZH 101 vor Überspannungen. Im Sperrzustand der Diode BAY 45 führt der Widerstand $R = 10\text{ k}\Omega$ dem Eingang des Schaltgliedes den erforderlichen H-Pegel (U_S) zu. Die L-Eingangsspannung an E beträgt 0 bis 3,5 V. Die Diode BAY 45 zwischen Schaltgliedeingang und Masse ist zum Schutz gegen negative Spannungsspitzen vorgesehen.



2.5.3. Anpassung an negative Eingangsspannungen

Bild 2.5.3 zeigt eine Anpassungsschaltung für negative Eingangsspannungen bis maximal -50 V . Bei $U_E = 0\text{ V}$ fließt von U_S über den Widerstand $5,6\text{ k}\Omega$ ein Strom durch die Zehnerdiode BZX 55 C5V6, der den nachgeschalteten Transistor BC 108 A in die Sättigung steuert. Der Eingang des NAND-Gliedes FZH 101 ist damit über die Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors BC 108 A geerdet, und am Ausgang A stellt sich ein H-Pegel ein.

Bei negativen Eingangsspannungen an E öffnet die Diode BAY 44. Der Mittelpunkt des Teilers $2 \times 5,6\text{ k}\Omega$ liegt jetzt auf einer Spannung von ungefähr $-0,7\text{ V}$. Die Zenerdiode ist damit in Flußrichtung gepolt. An der Anode der BZX 55 stellen sich etwa 0 V ein und der Transistor BC 108 A wird gesperrt. Der Eingang des Schaltgliedes FZH 101 erhält über den Widerstand $10\text{ k}\Omega$ H-Potential (U_S) und A wechselt auf L. Der H-Eingangsstrom des FZH 101 beträgt maximal $1\text{ }\mu\text{A}$, so daß der Spannungsabfall am Widerstand $10\text{ k}\Omega$ ver-

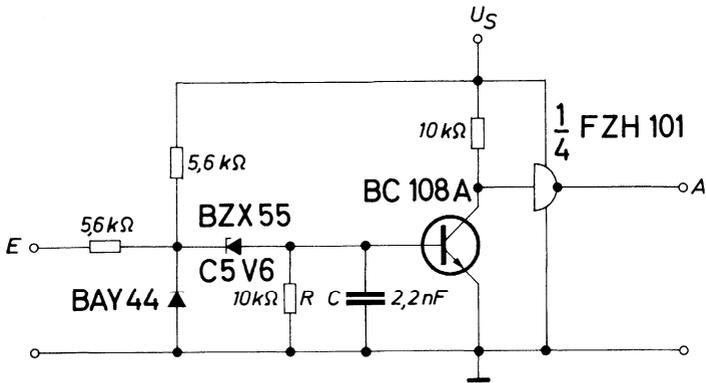


Bild 2.5.3

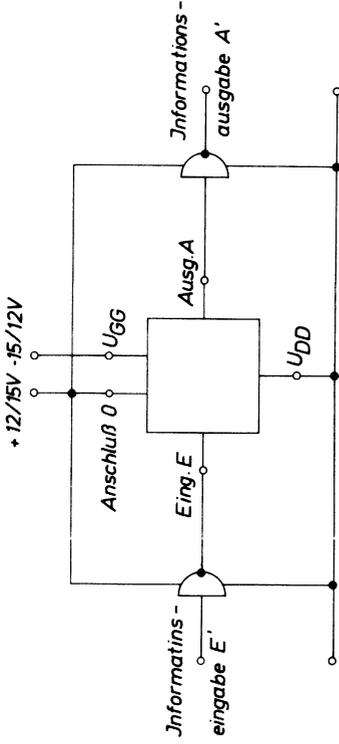
nachlässigbar ist. Es ist daher möglich, zusätzlich LSL-Eingänge an diesem Widerstand anzuschließen.

Das RC-Glied $10\text{ k}\Omega$; $2,2\text{ nF}$ verlängert die Schaltzeit der Anpassungsstufe und sorgt damit für einen ausreichenden dynamischen Störabstand. Bei hohen Anforderungen an die Störsicherheit muß die Kapazität C vergrößert werden.

2.5.4. Anpassung an MOS-Schaltungen

Die Betriebs- und Schwellspannungswerte der MOS-Serie GD 100 und der LSL-Serie FZ 100 liegen so günstig, daß keine Anpassungsstufen erforderlich sind, wenn der Massebezugspunkt (Anschluß 0) des MOS-Bausteins auf die Speisespannung der LSL-Serie angehoben wird. Die entsprechende Schaltung zeigt Bild 2.5.4. Bei diesem Betrieb ist zu beachten, daß für LSL eine positive und für MOS eine negative Logikdefinition gilt. Unter Berücksichtigung der absoluten Pegel L und H (siehe hierzu S. 9: Auszug aus dem Entwurf DIN 41785, Blatt 4) ergibt sich die Zuordnung der Logikpegel an den jeweiligen Ein- und Ausgängen entsprechend nebenstehender Tabelle.

Die angegebenen Spannungspegel gelten für Grenzwerte, die den Datenblättern bei einer LSL-Speisespannung $U_S = 12\text{ V}$ und einer MOS-Speisespannung $U_{GG} = -27$ und $U_{DD} = -13 \pm 1\text{ V}$ ent-



MOS-Schieberegister

$\frac{1}{4}$ FZH 101

z.B. $\frac{1}{2}$ GDJ 156

$\frac{1}{4}$ FZH 101

Bild 2.5.4

Tabelle:

Spannung an E' bez. auf Masse	Spannung an E bez. auf Masse	Spannung an E bez. auf Anschlß. 0	Spannung an A bez. auf Masse	Spannung an A' bez. auf Masse
$U'_E < 4,5 V \triangle L$	$U_E > 10 V \triangle H$	$U_{E0} < -2 V \triangle H$	$U_A > 11 V \triangle H$	$U'_A < 1,7 V \triangle L$
$U'_E > 7,5 V \triangle H$	$U_E < 1,7 V \triangle L$	$U_{E0} > -10,3 V \triangle L$	$U_A < 4,5 V \triangle L$	$U'_A > 10 V \triangle H$
positive Logikdefinition bei LSL: logisch 1 $\triangle H$ logisch 0 $\triangle L$	negative Logikdefinition bei MOS: logisch 1 $\triangle L$ logisch 0 $\triangle H$		positive Logikdefinition bei LSL: logisch 1 $\triangle H$ logisch 0 $\triangle L$	

nommen sind. Aus der Tabelle ist eine Umkehrung der Logikdefinition beim Übergang von LSL auf MOS ersichtlich. Sie bedeutet, daß eine logische 0 am Informationseingang E' in das Schieberegister GDJ 156 als logische 0 übernommen wird.

Der Betrieb mit einer LSL-Speisespannung $U_S = 15 \text{ V}$ ist nur unter der Berücksichtigung der typischen Werte möglich. Für die Grenzwerte ergibt sich, daß die H-Eingangsspannung des GDJ 156 $U_{IHB} = -2 \text{ V}$ unterschritten wird. Der Grenzfall kommt in der Praxis jedoch kaum vor, so daß auch eine Versorgungsspannung von 15 V als betriebssicher anzusehen ist.

Der hochohmige MOS-Eingang belastet den LSL-Ausgang praktisch nicht. Ein LSL-Baustein kann daher beliebig viele MOS-Schaltungen treiben.

Der MOS-Ausgang muß eine Gegentaktstufe haben, die den erforderlichen L-Eingangsstrom des LSL-Schaltgliedes aufnehmen kann (maximal $-1,5 \text{ mA}$). Dies ist mit Sicherheit gewährleistet, wenn der Ausgangswiderstand der Gegentaktstufe im L-Zustand nicht über $1 \text{ k}\Omega$ liegt. Für die Tabelle gilt der Grenzfall $R_{Aus} = 3 \text{ k}\Omega$, der jedoch in der Praxis kaum auftritt. Die Ausgangsbelastbarkeit des GDJ 156 ist auf einen LSL-Eingang beschränkt. Der H-Eingangsstrom des LSL-Schaltgliedes liegt unter $1 \mu\text{A}$ und belastet den MOS-Ausgang praktisch nicht.

2.5.5. Anpassung an hochohmige MOS-Ausgänge

MOS-Schaltungen ohne Gegentaktendstufe, wie zum Beispiel der Frequenzteiler SAJ 131, sind zum direkten Betrieb einer LSL-Schaltung ungeeignet, da sie nur einen sehr geringen Strom liefern können. Für diesen Fall ist eine Anpassungsstufe mit dem Transistor BC 108 A entsprechend Bild 2.5.5 erforderlich. Der Anschluß der Speisespannungen erfolgt wie bereits in Beispiel 2.5.4 gezeigt. Die Grenze der Spannung am MOS-Ausgang, gemessen gegen Masse, beträgt im H-Zustand 8 V. Der Transistor BC 108 A ist damit durchgeschaltet und am Informationsausgang A stellt sich ein H-Pegel ein.

Der L-Pegel am MOS-Ausgang liegt gegen Masse gemessen unter 2 V. Diese Spannung reicht nicht mehr aus, um den Transistor

BC 108 über den Längswiderstand $100\text{ k}\Omega$ in die Sättigung zu steuern. Der Eingang des Schaltgliedes FZH 101 erhält jetzt über den Widerstand $10\text{ k}\Omega$ H-Potential (U_S) und der Informationsausgang A wechselt auf L. Aufgrund des geringen H-Eingangstromes des FZH 101 von unter $1\text{ }\mu\text{A}$ ist es möglich, zusätzliche LSL-Eingänge am Widerstand $10\text{ k}\Omega$ anzuschließen.

Die Zuordnung der Logikpegel gilt für die Schaltung 2.5.5 wie bereits in Abschnitt 2.5.4 erläutert. Die zusätzliche Inversion des Transistors BC 108 bedeutet jedoch, daß eine logische 0 am MOS-Ausgang als logische 1 am Informationsausgang A erscheint.

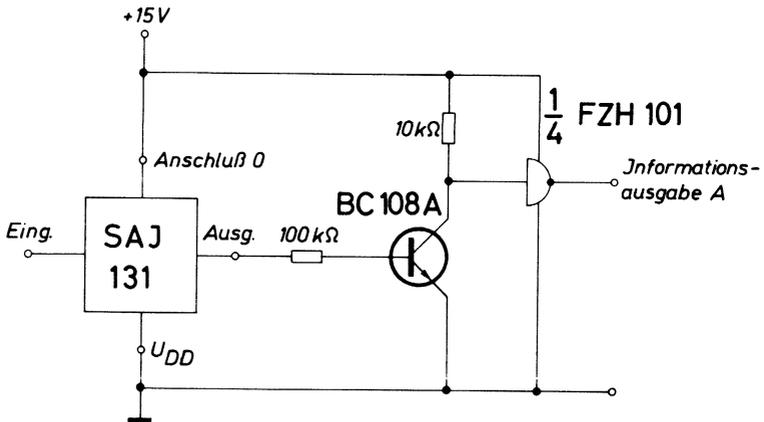


Bild 2.5.5

2.5.6 Anpassung an einen Triac

Industrielle Steuerungen erfordern oft den Betrieb eines Triacs als Leistungsschalter für Lampen und Schütze. Bild 2.5.6 zeigt die Anpassung eines LSL-Ausgangs an den Triac TXC01A10. Die Schaltung ermöglicht, Lastströme bis 6 A mit einer LSL-Stufe zu schalten. Liegt der Ausgang des NAND-Gliedes FZH 101 auf H-Potential, so ist der Transistor BC 108 durchgesteuert. Damit liegt die Steuerelektrode hoch und der Triac zündet bei der nun folgenden positiven Halbwelle am Anschluß U_{\sim} . Schaltet der Ausgang des FZH 101 auf L-Potential, so wird der Transistor BC 108 gesperrt. Bei der nachfolgenden negativen Halbwelle an U_{\sim} schaltet der Triac ab.

Der Triac TXC01A10 ist für Wechselspannungen bis maximal 100 V geeignet. Es ist jedoch möglich, in dieser Schaltung auch die Typen TXC01 A20 bis A60 zu verwenden. Die maximal zulässigen Wechselspannungen betragen dann 200 V bis 600 V.

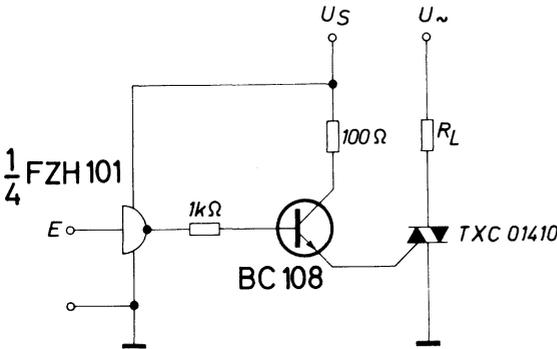


Bild 2.5.6

2.5.7. Leistungsanpassung

Bild 2.5.7 zeigt eine Anpassung für Lastströme bis maximal 6 A mit der Darlington-Leistungsstufe BDY 87. Der Leistungsverstärker schaltet durch, wenn am Eingang E des NAND-Gliedes FZH 101 ein L-Pegel anliegt. Der Ausgangsstrom des FZH 101 beträgt bei einem Laststrom von 6 A ungefähr 5 mA, so daß im typischen Fall die H-Grenze nur unwesentlich unterschritten wird.

Die Zenerdiode BZY 85 C4V7 hebt die Einschaltsschwelle der Leistungsstufe und damit die statische Störsicherheit der Schaltung auf ungefähr 6 V an. Dies ist besonders wichtig, wenn die Steuerleitung zwischen Schaltgliederausgang und Endstufeneingang sehr lang sein muß. Der Ableitwiderstand $4,7\text{ k}\Omega$ sorgt beim Umschalten von L auf H für eine ausgeprägte Einschaltsschwelle der Leistungs-Darlingtonstufe.

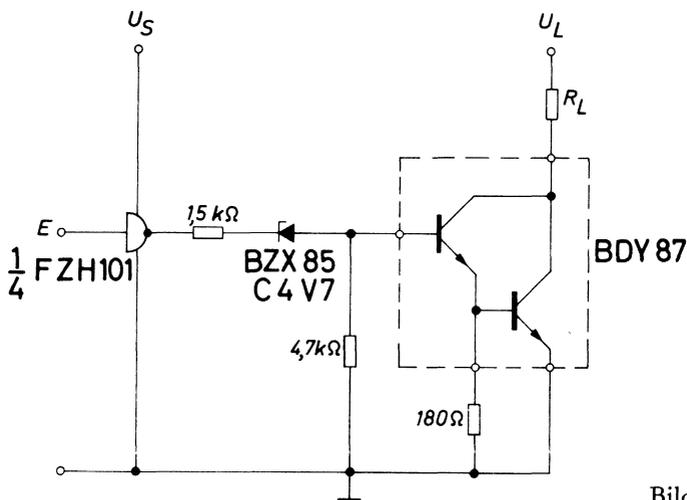


Bild 2.5.7

Der Transistor BDY 87 hat eine Sperrspannung von 20 V. Für Spannungen bis 40 V bzw. 60 V läßt sich die Endstufe durch die Typen BDY 88 bzw. BDY 89 ohne zusätzliche Schaltungsänderung ersetzen.

Technische Daten:

Speisespannung	U_S	12 V	15 V
Maximaler Ausgangsstrom	I_L	5 A	6 A

2.6. Verzögerungsschaltung

Der LSL-Baustein FZK 101 ist eine monostabile Kippstufe, die sich auch für Impulsverzögerungen und Impulsverkürzungen eignet. Die gewünschte Betriebsart wird durch eine Brücke zwischen den Anschlüssen L–M, L–K und J–M eingestellt. Bild 2.6 zeigt hierzu die Schaltung einer monostabilen Kippstufe (Brücke L–M). Im Ruhezustand liegt der Ausgang Q des FZK 101 auf L-Potential. Die beiden Transistoren BC 107 und BC 160 sind gesperrt und das Relais $R_L = 100 \Omega$ ist stromlos.

Der Kippvorgang wird durch Schließen der Taste T ausgelöst. Ausgang Q wechselt von L auf H. Die Transistoren BC 107 und BC 160 schalten durch, und das Relais zieht an.

Der Widerstand R dient zur Einstellung der erforderlichen Verzögerungszeit. Grundsätzlich gilt für den FZK 101 folgende Formel:

$$\text{Verzögerungszeit } t = 0,7 RC \text{ s}$$

Dabei ist R der Widerstand zwischen den Anschlüssen G und H und C die Kapazität zwischen Anschluß H und Masse. Der Minimalwert für R ist $40 \text{ k}\Omega$. Der Maximalwert für R ist durch den Fertigungstreibereich des FZK 101 und die zugelassene Toleranz bei der Herstellung einer bestimmten Schaltung gegeben. Bei einem Widerstand $R = 500 \text{ k}\Omega \pm 1\%$ ist über einen größeren Fertigungszeitraum für die gleiche Schaltung ein Streubereich der Verzögerungszeit von ca. $\pm 10\%$ zu erwarten. In erster Linie bestimmt dabei der hohe Widerstandswert R den Streubereich. Es ist daher zu empfehlen, R bei der Auslegung der Schaltung klein zu wählen. Der Wert des Kondensators C ist beliebig und ermöglicht, die Verzögerungszeit in weiten Grenzen einzustellen. Der Leckstrom des Kondensators muß um so kleiner sein, je größer der Widerstand R ist, um eine ausreichende Genauigkeit zu erzielen. Der Leckstrom sollte bei $R = 500 \text{ k}\Omega > 0,5 \mu\text{A}$ und bei $R = 50 \text{ k}\Omega > 5 \mu\text{A}$ sein.

Die Verzögerungszeit der angegebenen Schaltung beträgt:

$$t = 0,7 RC = 0,7 \cdot 105 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-6} = 367,5 \cdot 10^{-3} = \underline{\underline{367,5 \text{ ms.}}}$$

Das Trimpotentiometer P ermöglicht einen Abgleich der Zeit t in einem Bereich von $\pm 5\%$. Dies entspricht ungefähr dem Streubereich, der in der Fertigung zu erwarten ist, wenn die zeitbestimmenden Bauelemente eine Toleranz von $\pm 1\%$ haben.

Die Diode BAY 44 sorgt dafür, daß der Transistor BC 107 unter Grenzbedingungen sicher abschaltet. Der Kondensator 10 nF am Eingang und der Verzögerungskondensator 330 pF an den Anschlüssen Y₁ und Y₂ fangen Kontaktprellungen ab. Ein wiederholtes Triggern ist damit bei Verzögerungszeiten, die unter der Prelldauer liegen, sicher vermieden.

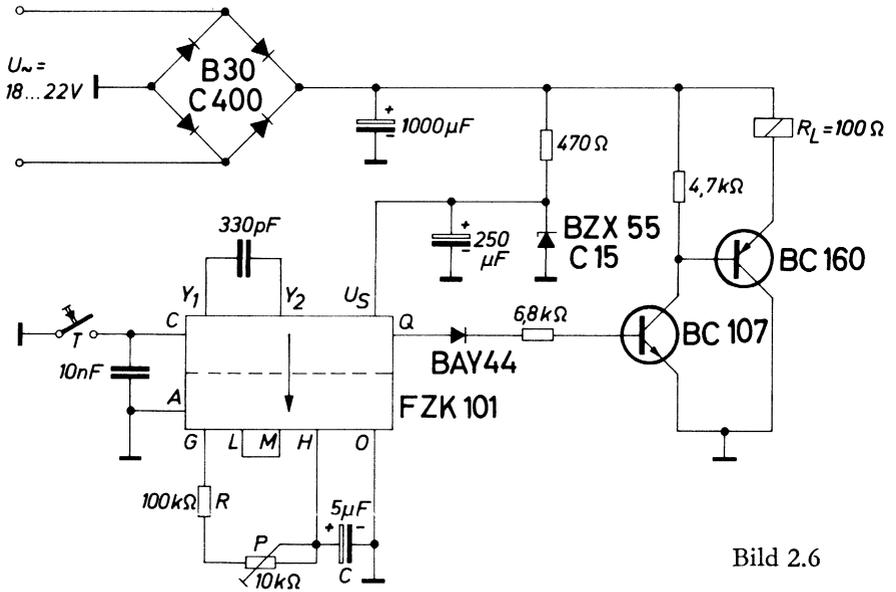


Bild 2.6

2.7. Taktgenerator

Bild 2.7 zeigt einen selbstanlaufenden Taktgenerator mit dem LSL-NAND-Glied FZH 101. Die Funktion des Generators beruht auf einer ständigen Umpolung der Kondensatorspannung, hervorgerufen durch den Negator II. Die Umschaltung erfolgt jeweils, wenn die Kondensatorspannung die Schwellenspannung an den Eingängen der Schaltglieder I und II erreicht.

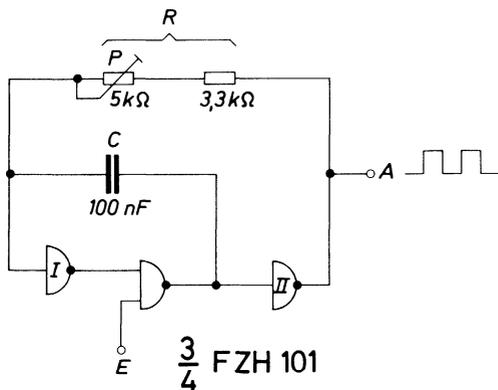


Bild 2.7

Die Schwingfrequenz des Generators hängt von der Zeitkonstante des RC-Gliedes ab. Das Trimpotentiometer P ermöglicht dabei eine Frequenzvariation im Verhältnis 1:5.

$$\text{Es gilt: } f = \frac{1}{2RC}$$

Damit ergibt sich in der Mittelstellung des Trimmers P folgende Frequenz:

$$f = \frac{1}{2,5 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} = 10^3 \text{ Hz} = \underline{\underline{1 \text{ kHz}}}$$

Der Eingang E ist für eine Schwingunterbrechung des Generators vorgesehen. Ein L-Signal an E erzeugt einen konstanten L-Pegel am Ausgang A.

2.8. Volladdierer

Die wichtigste Rechenoperation der Digitaltechnik ist die Addition. Mit ihrer Hilfe lassen sich Rechnungsarten höherer Stufen ausführen. Bild 2.8 zeigt hierzu einen Volladdierer mit den LSL-Bausteinen FZH 101. Die Halbaddierer HA 1 und HA 2 sind die Grundelemente der Schaltung. Zusätzlich ist ein NAND-Glied 1/4 FZH 101 für die Übertragsbildung erforderlich.

Der Halbaddierer HA 1 bildet die Summe Σ_1 der Binärzahlen A und B. HA 2 addiert zu Σ_1 einen eventuellen Eingangsübertrag \dot{U}_e und liefert die Endsumme Σ . An den Anschlüssen \dot{U} und \dot{U}_1 liegen die invertierten Übertragungssignale der Binärsummen Σ und Σ_1 . Das NAND-Glied FZH 101 faßt diese Überträge zusammen und bildet den Ausgangsübertrag \dot{U}_a .

Die Funktionstabelle des Volladdierers ergibt sich damit wie folgt:

Eingänge		Anschlüsse			Ausgänge		
A	B	\dot{U}_e	Σ_1	\dot{U}_1	\dot{U}	Σ	\dot{U}_a
L	L	L	L	H	H	L	L
L	H	L	H	H	H	H	L
H	L	L	H	H	H	H	L
H	H	L	L	L	H	L	H
L	L	H	L	H	H	H	L
L	H	H	H	H	L	L	H
H	L	H	H	H	L	L	H
H	H	H	L	L	H	H	H

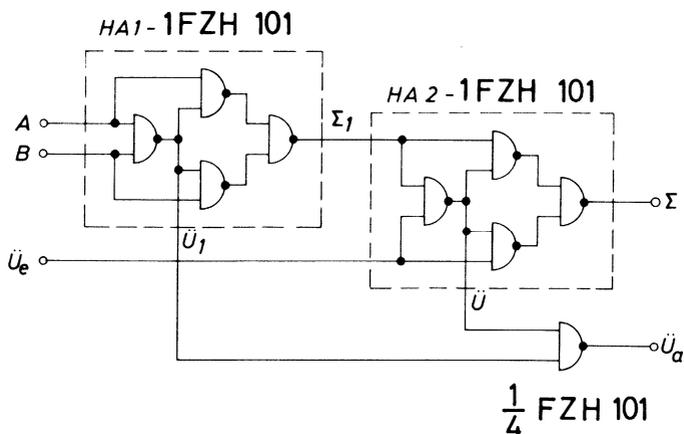


Bild 2.8

2.9. Ringzähler mit RC-gekoppelten NAND-Gliedern

Die Steuerung von Arbeitsvorgängen erfolgt oft mit Ringzählern oder Schieberegistern. Ringzähler eignen sich für einen Ablauf, der nach einer gewissen Zahl von Arbeitstakten ohne Unterbrechung von neuem beginnt. Schieberegister werden für Steuerungen verwendet, die nach Erfüllung des Programms zum Stillstand kommen. Eine Schaltung, die beide Funktionen ermöglicht, zeigt Bild 2.9. Die gestrichelten Verbindungen sind für Anwendungen als Ringzähler (Umlaufregister) erforderlich. Sind diese Verbindungen nicht ausgeführt, so ergibt sich ein Schieberegister.

Im Ruhezustand muß der Takteingang auf L-Potential liegen. Die Ausgänge X_1 bis X_4 werden durch kurzzeitiges Schließen der Taste R auf H geschaltet. Damit erhalten alle Eingänge der Schaltglieder I und I' H-Signal, und an den RC-Gliedern $3,3 \text{ k}\Omega$; 100 nF stellen sich L-Pegel ein (maximal $1,7 \text{ V}$). Die Wahl des Programmablaufes geschieht mit den Tasten A bis C. Wird zum Beispiel die Taste A geschlossen, dann wechselt der Ausgang des Schaltgliedes FZH 121/I von L auf H. Der Kondensator 100 nF wird aufgeladen und X_1 schaltet auf L. Die Rückführung von X_1 zum NAND-Glied I sorgt dafür, daß dieser Zustand bestehen bleibt, wenn die Taste A in die Ruhelage zurückkehrt.

Der Mittelpunkt des RC-Gliedes ist mit dem Taktschaltglied FZH 101/II verbunden. Da der Kondensator auf H-Potential aufgeladen ist, löst ein jetzt eintreffender Taktimpuls die 2. Stufe aus. Das Potential am 2. RC-Glied wechselt von L auf H und Ausgang X_2 schaltet auf L. Dieser Signalwechsel setzt über die Verbindung X_2 mit Schaltglied FZH 121/III die 1. Stufe auf $X_1 = \text{H}$ zurück. Der Vorgang wiederholt sich bei jedem Taktimpuls. Ist der Ring geschlossen (gestrichelte Verbindungen), so durchläuft die Information $X = \text{L}$ bei jedem 4., 8., 12. usw. Impuls an T wieder die 1. Stufe. Dieser Signalumlauf kann jederzeit mit der Taste R unterbrochen werden. Wenn die gestrichelten Verbindungen nicht ausgeführt sind, bricht der Informationsfluß ab, sobald der Zustand $X_4 = \text{L}$ erreicht ist.

Die Zeitkonstante des RC-Gliedes bestimmt die erforderliche Takt-pause t_p . Dabei gilt näherungsweise:

$$t_p = 0,7 RC = 0,7 \cdot 3,3 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-9} = 230 \cdot 10^{-6} = \underline{\underline{230 \mu\text{s}}}$$

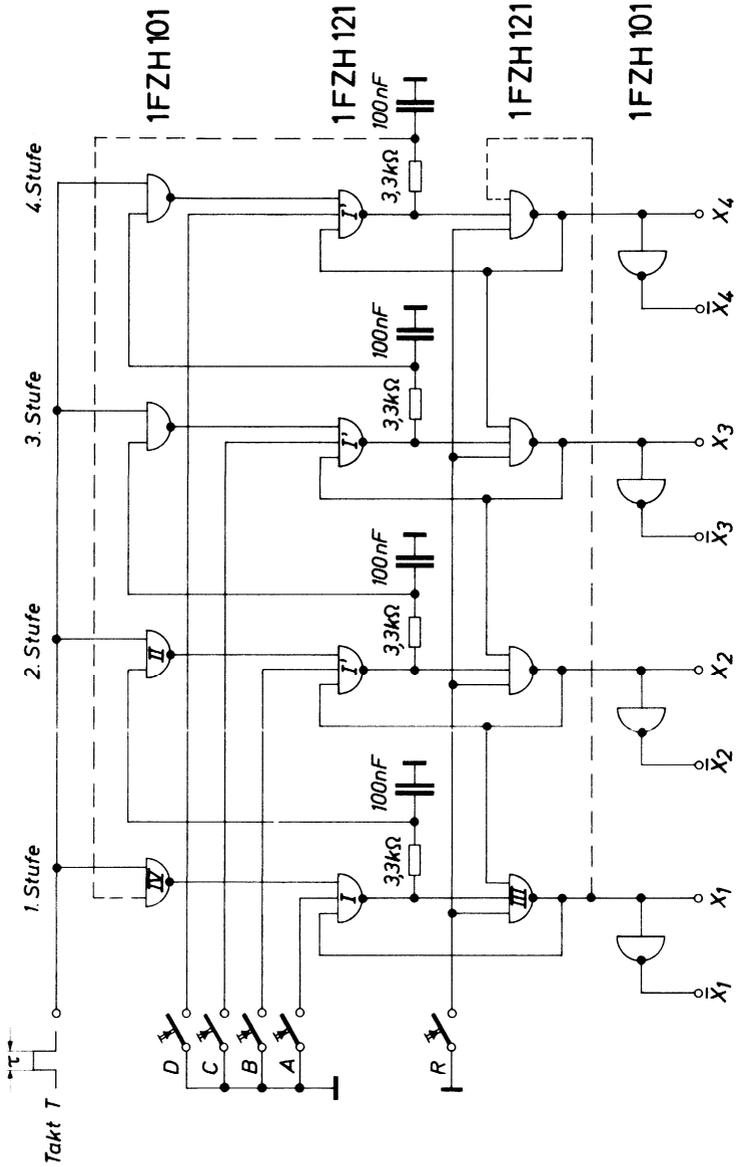


Bild 2.9

Die minimale Taktdauer τ sollte ungefähr $\frac{1}{10} t_p$ betragen, also
 $\tau \sim 23 \mu\text{s}$.

Ein Betrieb des Registers mit beliebig langen Taktpausen ist jederzeit möglich, solange τ unverändert bleibt. Andere Werte für τ erfordern eine entsprechende Anpassung der Kapazität C .

Der Ringzähler entsprechend Bild 2.9 eignet sich auch für Anwendungen ohne Taktsteuerung. Bleibt Eingang T offen, dann läuft eine einmal gespeicherte Information selbsttätig um. Die Eingabetasten A bis B lösen hierbei gleichzeitig den Signalumlauf aus. Die Schaltfrequenz läßt sich dabei mit der Kapazität C variieren. Die Verzögerungszeiten der NAND-Glieder FZH 101 und FZH 121 bestimmen die minimal mögliche Schaltfolge. Diese Grenze ist ungefähr bei einer Kapazität $C = 1 \text{ nF}$ erreicht. Bezogen auf die Dauer des L-Signales am Ausgang X einer beliebigen Stufe folgt dabei:

$$t_x = 0,7 RC = 0,7 \cdot 3,3 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-9} = 2,3 \cdot 10^{-6} = \underline{\underline{2,3 \mu\text{s}}}.$$

Ein noch zweckmäßiger Wert des Kondensators C ergibt die maximale Schaltfolge. Der erforderliche L-Eingangsstrom der Taktschaltglieder begrenzt den Widerstandswert im typischen Fall auf $R = 3,3 \text{ k}\Omega$. Unter Eckbedingungen ergibt sich $R_{\max} \leq 1,8 \text{ k}\Omega$.

Ein Schieberegister, das selbsttätig weiterschaltet, läßt sich mit der Schaltung Bild 2.9 ebenfalls realisieren. Anschluß T ist bei dieser Betriebsart nicht beschaltet. Zusätzlich zu den gestrichelten Verbindungen entfällt jetzt das Taktschaltglied FZH 101/IV. Der zugehörige Eingang des NAND-Gliedes I bleibt offen.

Das Register entsprechend Bild 2.9 läßt sich auf eine beliebige Stufenzahl erweitern. Weiterhin ist es möglich, jede 2. Stufe auf $X = L$ zu setzen und diese Information gleichzeitig durchzuschieben.

Für die verschiedenen Betriebsarten gelten folgende Funktionstabellen:

Betriebsart Schieberegister	Ausgänge			
	X ₁	X ₂	X ₃	X ₄
Taste R	H	H	H	H
Taste A	L	H	H	H
Takt 1	H	L	H	H
Takt 2	H	H	L	H
Takt 3	H	H	H	L
(Endlage)				
Taste R	H	H	H	H
Taste A				
und C	L	H	L	H
Takt 1	H	L	H	L
Takt 2	H	H	L	H
Takt 3	H	H	H	L
(Endlage)				

Betriebsart Ringzähler	Ausgänge			
	X ₁	X ₂	X ₃	X ₄
Taste R	H	H	H	H
Taste A	L	H	H	H
Takt 1	H	L	H	H
Takt 2	H	H	L	H
Takt 3	H	H	H	L
Takt 4	L	H	H	H
Taste R	H	H	H	H
Taste A				
und C	L	H	L	H
Takt 1	H	L	H	L
Takt 2	L	H	L	H
:				
:				

2.10. Überwachung einer Impulsfolge mit der monostabilen Kippstufe FZK 101

Eine einfache Überwachungsschaltung für Impulsfolgen zeigt Bild 2.10. Solange am Eingang E Impulse mit einem annähernd gleichförmigen Tastverhältnis eintreffen, liegt der Ausgang A auf

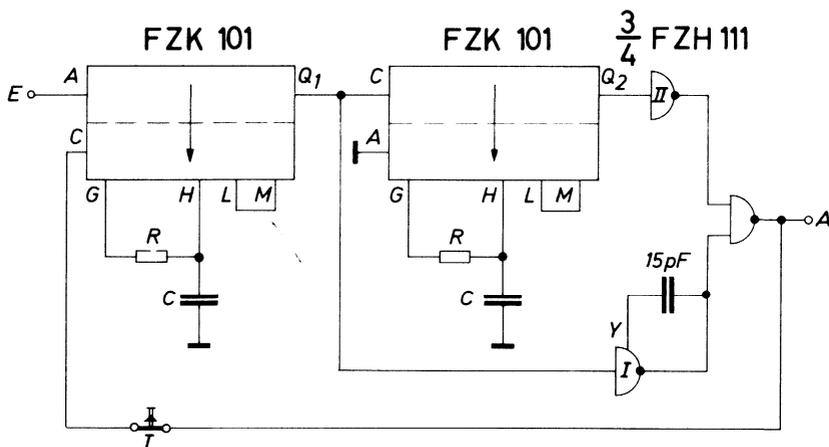


Bild 2.10

H-Pegel. Fällt ein Impuls aus, dann wechselt A von H auf L und die erste Kippstufe wird über die Verbindung vom Ausgang A zum Eingang C blockiert. Ein erneuter Überwachungsvorgang kann durch Auslösen der Ruhetaste T erfolgen.

Die Funktion der Schaltung ist wie folgt:

Die erste ansteigende Impulsflanke an E triggert die Kippstufe FZK 101. Ausgang Q_1 schaltet auf H-Potential und erzeugt über das Schaltglied FZH 111/I ein H-Signal am Ausgang A. Ist die Verzögerungszeit dieser Kippstufe abgelaufen, so wechselt Q_1 von H auf L und löst die zweite Kippstufe FZK 101 aus. Der Signalwechsel an Q_2 verhindert über das Schaltglied FZH 111/II, daß A umschaltet. Der Integrationskondensator 15 pF verlängert dabei die Schaltzeiten des NAND-Gliedes I so weit, daß die Einschaltverzögerung des zweiten FZK 101 mit Sicherheit keinen L-Impuls an A verursacht. Die Zeitkonstanten der RC-Glieder bestimmen die Verzögerungszeit t der monostabilen Kippstufen FZK 101. Dabei gilt:

$$t = 0,7 RC = t_1 = t_2$$

Unter Berücksichtigung der Impulspause t_p am Eingang E ergibt sich folgende Bedingung für t :

$$t_p < t_1 + t_2 < 2 t_p$$

Ein guter Richtwert ist:

$$t \sim 3/4 t_p \text{ und } t_p = RC.$$

3. Schaltungen mit dem Operationsverstärker TAA 861

Der integrierte Operationsverstärker TAA 861 steht inzwischen in einer zusätzlichen Version mit der Typenbezeichnung TAA 761 zur Verfügung. Dieser Typ zeichnet sich durch eine von $U_S = \pm 10$ V auf $U_S = \pm 15$ V erhöhte Speisespannung aus.

Die im folgenden Abschnitt beschriebenen Schaltungen sind für den Operationsverstärker TAA 861 dimensioniert. Ein Einsatz des TAA 761 und eine Erhöhung der Speisespannung ist jedoch grundsätzlich unter Berücksichtigung der zulässigen Grenzwerte möglich. Die Anschlußanordnung beider Typen ist identisch.

Die Speisespannungsanschlüsse sind bei allen Schaltungen mit symmetrischem Betrieb nicht ausgeführt. Diese Verbindungen sind bei beiden Typen wie folgt vorzunehmen: $+U_S$ an Anschluß 2 und $-U_S$ an Anschluß 6. Der Speisespannungsbereich beträgt beim TAA 861 ± 2 V bis ± 10 V und beim TAA 761 ± 2 V bis ± 15 V.

Verstärkeranwendungen des TAA 861 und TAA 761 erfordern eine Frequenzkompensation. Beim TAA 861 ist hierfür ein Kondensator von 30 bis 50 pF und beim TAA 761 von 10 bis 25 pF zwischen den Anschlüssen 7 und 8 ausreichend. Dieser Kondensator verursacht einen Abfall der Leerlaufverstärkung bei höheren Frequenzen und gewährleistet damit die Schwingsicherheit der Schaltung.

3.1. Selektiver Verstärker

Selektive Verstärker, die auf dem Doppel-T-Glied basieren, erfordern sehr enge Bauteiltoleranzen. Dieser Nachteil läßt sich mit einer Schaltung entsprechend Bild 3.1 vermeiden. Der Tiefpaß über C_1 und der Hochpaß über C_2 bestimmen die Durchlaßfrequenz f_0 zu:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{R_1 C_1} \frac{1}{C_2} \frac{R + R_G + R_2}{R_2 (R + R_G)}} \text{ Hz}$$

oder näherungsweise unter Vernachlässigung der Parallelschaltung von R und R_G zu R_2 folgt:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{R_1 C_1} \frac{1}{R_2 C_2}} \text{ Hz}$$

Bei der Wahl der Bauelemente ist zu berücksichtigen, daß über den Gegenkopplungswiderstand R_1 der Eingangsstrom des inver-

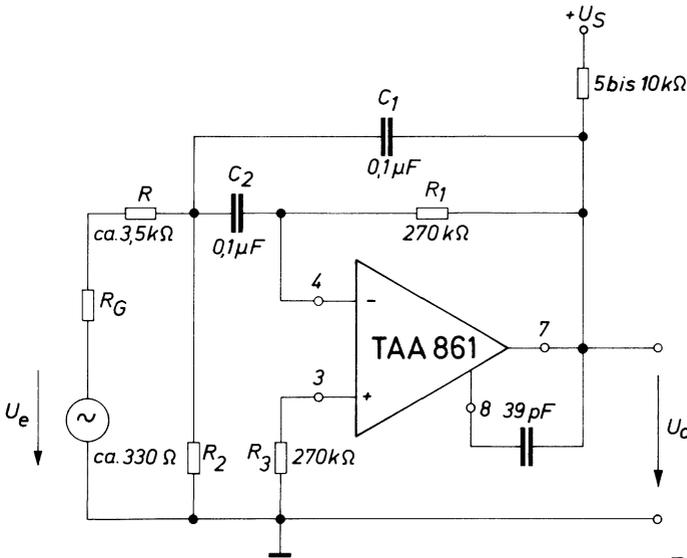


Bild 3.1

tierenden Eingangs (Anschluß 4) fließt. Zu große Werte für R_1 verschieben daher den Arbeitspunkt der Endstufe des Operationsverstärkers. Dies wirkt sich ungünstig auf die Aussteuerbarkeit des selektiven Verstärkers aus. Andererseits sollte R_1 besonders für tiefe Durchlaßfrequenzen groß sein, um mit kleinen Kapazitäten auszukommen. Eine weitgehende Kompensation dieses Fehlers ist mit dem Widerstand R_3 möglich, da hier der Eingangsstrom des nichtinvertierenden Eingangs einen ungefähr gleichgroßen Spannungsabfall hervorruft.

Ein guter Richtwert ist $R_1 < 300 \text{ k}\Omega$. Der Spannungsfehler am Ausgang (Anschluß 7) bleibt bei diesem Widerstandswert sicher unter $0,5 \text{ V}$. Die resultierenden Kapazitäten sind auch bei tiefen Frequenzen klein genug, um Bauformen mit ausreichend großen Güten (z. B. MKH und MKL) verwenden zu können.

Die Verstärkung V_{K1} ergibt sich bei der Durchlaßfrequenz f_0 wie folgt:

$$V_{K1} = -\frac{R_1}{R} \frac{1}{\frac{C_2}{C_1} + 1}$$

Verstärkung und Durchlaßfrequenz sind weitgehend unabhängig voneinander einstellbar. Zuerst erfolgt der Abgleich der maximalen Verstärkung V_{K1} bei der Frequenz f_0 mit dem Widerstand R . Danach wird f_0 mit R_2 genau eingestellt. Aufgrund der relativ unkritischen Bauteiltoleranzen lassen sich die Parameter V_{K1} und f_0 gut reproduzieren.

Mit $C_1 = C_2$ ergibt sich die Verstärkung der Schaltung 3.1 wie folgt:

$$V_{K1} = -\frac{R_1}{2R} = -\frac{270}{2 \cdot 3,5} = \underline{\underline{38,5 \text{ fach}}} (\sim 32 \text{ dB})$$

und die Durchlaßfrequenz:

$$f_0 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{10^3}{270 \cdot 0,1} \frac{10^6}{0,1 \cdot 330}} \sim \underline{\underline{170 \text{ Hz}}}$$

Technische Daten:

Speisespannung	U_S	$\pm 10 \text{ V}$
Durchlaßfrequenz	f_0	170 Hz
Verstärkung bei f_0	V_{K1}	32 dB
Bandbreite bei $V_{K1} = 10 \text{ dB}$	B	150 Hz

3.2. Sinusgenerator

Bild 3.2 zeigt die Schaltung eines Sinusoszillators mit dem Operationsverstärker TAA 861. Die Schwingung wird mit Hilfe einer Wienbrücke erzeugt, die einen ausreichend großen Teil der Ausgangsspannung U_a auf den nichtinvertierenden Eingang (Anschluß 3) mitkoppelt. Die RC-Glieder $8,5 \text{ k}\Omega$; 47 nF der Wienbrücke bestimmen die Resonanzfrequenz zu:

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

für Bild 3.2 ergibt sich damit folgender Wert:

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot 8,5 \cdot 10^3 \cdot 47 \cdot 10^{-9}} = \underline{\underline{400 \text{ Hz}}}$$

Die Verstärkung der Schaltung muß groß genug sein, um ein einwandfreies Anschwingen sicherzustellen. Weiterhin muß die Schwingungsamplitude stabilisiert werden, damit die Kurvenform wenig von der Sinusform abweicht. Diese Amplitudenstabilisierung erfolgt in

Schaltung 3.2 über die Gegenkopplung zum invertierenden Eingang (Anschluß 4). Der Stabilisierungsvorgang geht dabei wie folgt vor sich:

Während des Anschwingens ist die Diode BAY 41 nicht leitend, so daß die Verstärkung von dem Teilverhältnis der Widerstände ($R_{Pot1} + 15\text{ k}\Omega$): $8,5\text{ k}\Omega$ abhängt. Für ein sicheres Anschwingen muß dieses Verhältnis in der gezeigten Schaltung etwas größer als 3 sein. Der Feinabgleich wird mit dem Trimmer P_1 vorgenommen. Die Diode BAY 41 öffnet mit zunehmender Amplitude. Sie verringert die Verstärkung so weit, daß eine stabile Schwingung entsteht. Der Trimmer P_2 ermöglicht dabei einen Abgleich der Amplitudenhöhe. Der erzielte Klirrfaktor liegt bei dieser Schaltung unter 1 %.

Technische Daten:

Speisespannung	U_S	$\pm 10\text{ V}$
Oszillatorfrequenz	f	400 Hz
Klirrfaktor	k	< 1 %

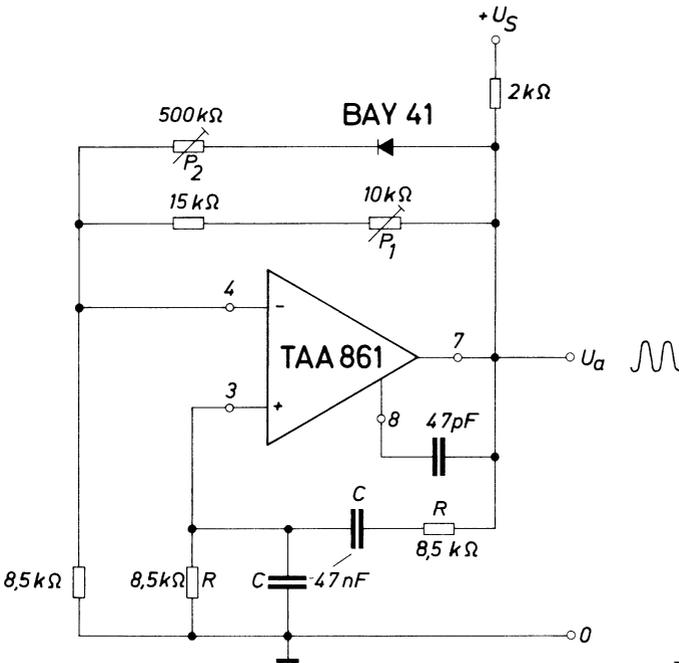


Bild 3.2

3.3. Monostabile Kippstufe

Im Ruhezustand liegt der Ausgang der monostabilen Kippstufe entsprechend Bild 3.3 hoch. Am invertierenden Eingang (Anschluß 4) steht über dem Gegenkopplungszweig mit dem Widerstand R_3 und der Diode BAY 63 die Diodenflußspannung U_D (ca. 650 mV). Am nichtinvertierenden Eingang liegt über dem Spannungsteiler $R_1:R_2$ des Mitkopplungszweiges eine geringfügig positivere Spannung (ca. 800 mV) als am invertierenden Eingang. Der Verstärkerausgang bleibt daher in der positiven Endlage.

Negative Eingangsfanken an E lösen den Kippvorgang aus. Über den Koppelkondensator 10 nF gelangen diese Impulse an den nichtinvertierenden Eingang.

Die Spannung des nichtinvertierenden Eingangs sinkt kurzzeitig auf einen Wert unterhalb der Diodenflußspannung ab. Dieser Polaritätswechsel der Eingangsspannung U_{34} kippt den Operationsverstärker TAA 861. Der Ausgang der monostabilen Kippstufe springt auf $U_{a-} \sim -U_S$. Am nichtinvertierenden Eingang steht jetzt über die Mitkopplung eine negative Spannung (ca. -800 mV). Gleichzeitig wird die Diode BAY 63 gesperrt, und die Umladung des zeitbestim-

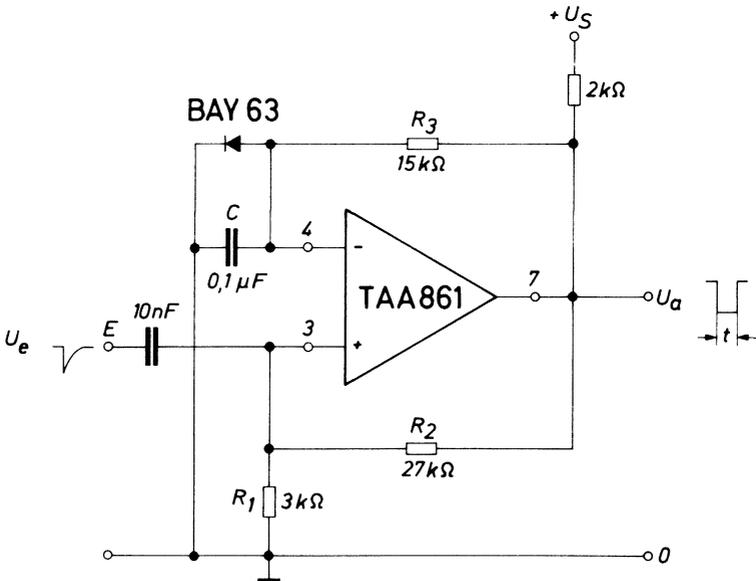


Bild 3.3

menden Kondensators C beginnt. Die monostabile Kippstufe fällt in ihre Ruhelage zurück, sobald die Spannungswerte an C und am nichtinvertierenden Eingang gleich hoch sind.

Positive Impulsflanken an E bleiben wirkungslos, da der Verstärker-
ausgang im Ruhezustand bereits in der positiven Endlage steht.

Die Verzögerungszeit der Kippstufe ergibt sich unter der Voraus-
setzung, daß $R_2 \gg R_1$ ist zu:

$$t \sim R_3 C \left(\frac{R_1}{R_2} + \frac{U_D}{U_S} \right) \text{ s}$$

mit den Werten des Bildes 3.3 folgt bei $U_S = \pm 10 \text{ V}$:

$$t \sim 15 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} \left(\frac{3}{27} + \frac{0,65}{10} \right) \sim \underline{\underline{250 \mu\text{s}}}$$

Die Erholzeit der Kippstufe beträgt ungefähr $\frac{1}{10} t$, da die Entladung
des Kondensators C über die niederohmige Diodenstrecke erfolgt.
Die Empfindlichkeit der Kippstufe läßt sich mit dem Teilverhältnis
der Widerstände R_1 und R_2 einstellen.

Positive Störspitzen am nichtinvertierenden Eingang können die
Ausgangsimpulsdauer verkürzen. Für diesen Fall ist eine entspre-
chende Eingangsbeschaltung, zum Beispiel mit einer Kappdiode,
vorzunehmen.

Technische Daten:

Speisespannung	U_S	$\pm 10 \text{ V}$
Kippspannung	U_e	-150 mV
Ausgangsspannung im Ruhezustand	U_{a+}	9 V
Ausgangsspannung gekippt	U_{a-}	-9 V
Verzögerungszeit	t	$250 \mu\text{s}$

3.4. Schmitt-Trigger

Bild 3.4 zeigt einen Schmitt-Trigger, dessen Schaltung bereits aus
Abschnitt 4.5 der Schaltbeispiele 1970 bekannt ist. Im folgenden ist
nun die Dimensionierung dieses Schmitt-Triggers unter bestimmten
Voraussetzungen für die Hysterese und die Kippschwelle näher er-
läutert.

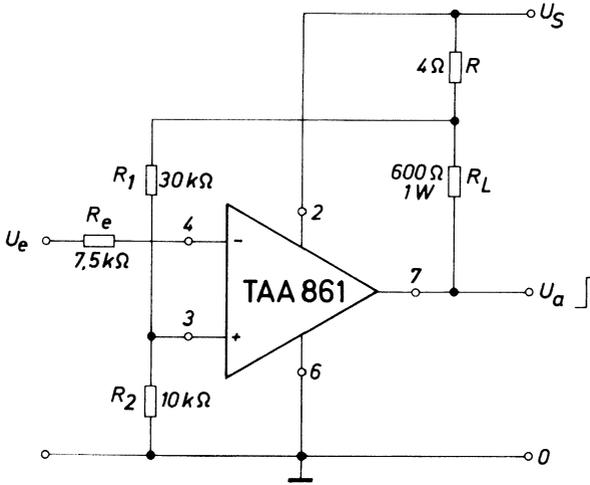


Bild 3.4

Das Teilverhältnis der Widerstände R_1 und R_2 am nichtinvertierenden Eingang (Anschluß 3), die Speisespannung U_S und die Eingangsnulspannung U_{EOS} bestimmen die Kippschwelle U_{eK} zu:

$$U_{eK} = \frac{U_S R_2}{R_1 + R_2} + U_{EOS} \text{ V} \quad (1)$$

Die Hysterese U_H hängt von den Teilern $R:R_L$ im Laststromkreis und $R_1:R_2$ im Mitkopplungszweig, sowie von der Ausgangsspannung U_{a0} im gekippten Zustand wie folgt ab:

$$U_H = \frac{(U_S - U_{a0}) R R_2}{(R + R_L)(R_1 + R_2)} \text{ V} \quad (2)$$

Kippschwelle und Hysterese sind unter der Voraussetzung, daß $R \ll R_1, R_2, R_L$ ist, weitgehend unabhängig voneinander einstellbar. Zuerst wird die Kippspannung U_{eK} mit den Widerständen R_1 und R_2 auf den gewünschten Wert festgelegt. Danach wird die geforderte Hysterese U_H mit R eingestellt.

Die Voraussetzungen für die Dimensionierung lauten:

Speisespannung	U_S	20 V
Kippschwelle	U_{eK}	5 V
Hysterese	U_H	30 mV
Lastwiderstand	R_L	600 Ω

Unter Vernachlässigung der Eingangsnulspannung U_{EOS} folgt aus Gleichung 1:

$$R_1 = R_2 \left(\frac{U_s}{U_e} - 1 \right) = R_2 \left(\frac{20}{5} - 1 \right)$$

$$R_1 = 3 R_2$$

Die Wahl der Widerstände R_1 und R_2 ist in erster Linie durch den erforderlichen Widerstand R_e bestimmt. Weiterhin ist zu berücksichtigen, daß die Temperaturdrift der Schaltung am geringsten ist, wenn die Bedingung

$$R_G + R_e = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \text{ erfüllt ist.}$$

Dabei ist R_G der Generatorwiderstand.

Soll der Widerstand R_e zum Beispiel $7,5 \text{ k}\Omega$ betragen, so folgt unter Vernachlässigung von R_G :

$$R_1 = 30 \text{ k}\Omega \text{ und } R_2 = 10 \text{ k}\Omega$$

Der Widerstand R läßt sich aus Gleichung 2 errechnen. Die Ausgangsspannung U_{a0} entspricht der Restspannung des TAA 861 und beträgt ungefähr 1 V . R wird im Nenner vernachlässigt, da $R \ll R_L$ ist.

$$R = \frac{U_H R_L (R_1 + R_2)}{(U_s - U_{a0}) R_2}$$

$$R = \frac{30 \cdot 10^{-3} \cdot 600 \cdot (10 + 30) \cdot 10^3}{(20 - 1) \cdot 10 \cdot 10^3} \sim \underline{\underline{4 \Omega}}$$

Für den Fall, daß sich die gewünschte Hysterese nicht mit der geforderten Kippschwelle vereinbaren läßt, ist der Fußpunkt des Widerstandes R_2 an eine zusätzliche Gleichspannung zu führen. Auf diese Weise ist es möglich, U_{eK} unabhängig von U_s einzustellen.

3.5. Leistungs-Schmitt-Trigger

Der Operationsverstärker TAA 861 hat einen Eintaktausgang, der für hohe Ströme geeignet ist. Dadurch ist es möglich, besonders einfach PNP-Leistungstransistoren anzusteuern. Bild 3.5 zeigt hierzu die Schaltung eines Schmitt-Triggers mit der Leistungsendstufe BD 136.

Die Endstufe ist hier nicht in die Mitkopplung einbezogen, da besonders bei hohen Lastströmen Stabilitätsprobleme auftreten können. Die Kippschwelle ist durch das Teilverhältnis der Widerstände R_1 und R_2 und die verwendete Versorgungsspannung wie folgt gegeben:

Einschaltsschwelle (Ausgangstransistor BD 136 leitend):

$$U_{e\text{Kein}} = U_s \frac{R_2}{R_2 + \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3}} \text{ V}$$

Ausschaltsschwelle (Ausgangstransistor BD 136 gesperrt):

$$U_{e\text{Kaus}} = U_s \frac{\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}}{R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}} \text{ V}$$

Die Hysterese läßt sich mit dem Widerstand R_3 verändern. Dabei gilt näherungsweise:

$$U_H \sim U_s \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \frac{1}{R_3} \text{ V}$$

Bei einer überschlägigen Berechnung der Kippschwelle U_{eK} läßt sich der Widerstand R_3 vernachlässigen, da $R_3 \gg R_1$ und R_2 ist. Damit folgt bezogen auf Bild 3.5 bei einer Speisespannung $U_s = 20 \text{ V}$:

$$U_{eK} \sim 20 \frac{20}{20 + 20} \sim \underline{\underline{10 \text{ V}}}$$

Die Hysterese ergibt sich wie folgt:

$$U_H \sim 20 \frac{20 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 10^{-3} \cdot 1}{(20 + 20) \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-6}} \sim \underline{\underline{200 \text{ mV}}}$$

Im Ruhezustand nimmt der Schmitt-Trigger nur ungefähr 1 mA auf, da die Endstufe des Operationsverstärkers gesperrt ist. Der Serienwiderstand $270\ \Omega$ begrenzt den Ausgangsstrom des TAA 861 auf den maximal möglichen Wert von 70 mA. Dieser Strom reicht aus, um den Leistungstristor BD 136 bis zur zulässigen Grenze von $I_a = 1,5\ \text{A}$ sicher durchzusteuern. Zum Abschluß sei noch auf die erforderliche Wärmeableitung des BD 136 hingewiesen.

Technische Daten:

Speisespannung	U_S	20 V
Kippschwelle	U_{ek}	10 V
Hysterese	U_H	0,2 V
Eingangswiderstand	R_e	10 k Ω
Maximaler Ausgangsstrom	I_a	1,5 A

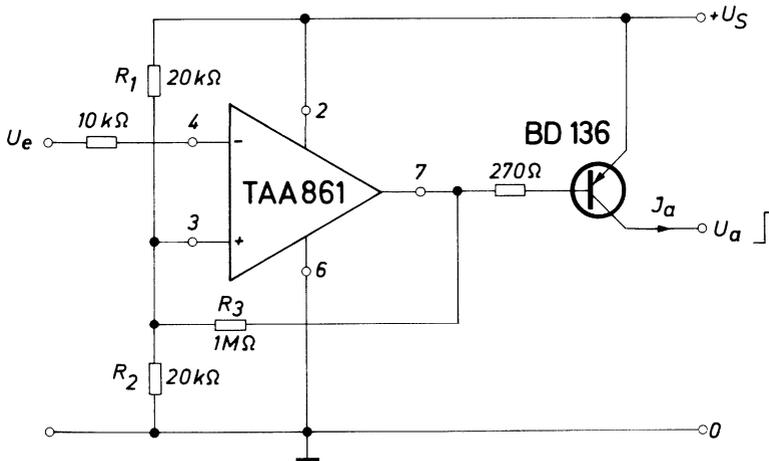


Bild 3.5

3.6. Spannungskonstanter

Bild 3.60 zeigt einen äußerst einfachen und wirkungsvollen Spannungskonstanter mit dem Operationsverstärker TAA 861. Die Dioden BZX 55 C5V6 und BZX 55 C0V8 am nichtinvertierendem Eingang (Anschluß 3) erzeugen die notwendige Referenzspannung U_{ref} . Der gegenläufige Temperaturgang der beiden Dioden ergibt eine sehr temperaturstabile Spannungsreferenz. Im Vergleich zu einer einzelnen Zenerdiode BZX C5V6 als Referenzelement verbessert diese Schaltungsmaßnahme den Temperaturkoeffizienten des Konstanterers ungefähr um den Faktor 10. Ein großer Vorteil der Schaltung entsprechend Bild 3.60 ist die Stromversorgung der Zenerdioden von der geregelten Ausgangsspannung U_A . Ohne zusätzliche Bauelemente ist es hier möglich, die Referenzelemente BZX 55 unabhängig von der Eingangsspannung U_E mit einem konstanten Strom zu speisen. Diese Stromeinprägung ist bei jedem Netzgerät von besonderer Bedeutung, weil jede Referenzspannungsabweichung eine proportionale Änderung der Ausgangsspannung U_A hervorruft. Diese Betriebsart setzt allerdings die Bedingung $U_A > U_{\text{ref}}$ voraus.

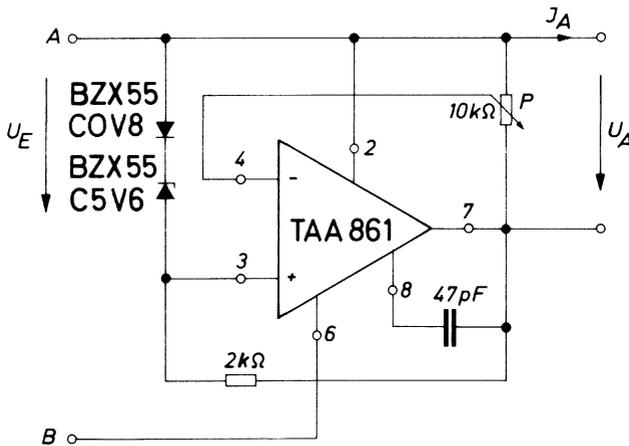


Bild 3.60

Die gewünschte Ausgangsspannung U_A wird mit dem Potentiometer P eingestellt. Über den Schleifer gelangt ein proportionaler Anteil der Ausgangsspannung U_A an den nichtinvertierenden Eingang (Anschluß 4). Die Ausgangsspannung U_A regelt sich jetzt immer so ein, daß im linearen Aussteuerbereich des Operationsverstärkers die Eingangsbedingung $U_{34} = 0\text{ V}$ erfüllt ist. Bild 3.61 zeigt hierzu die Abweichung der Ausgangsspannung ΔU_A als Funktion des möglichen Laststrombereiches I_A des TAA 861 von 0 bis 70 mA.

Die Ausgangsspannung U_A in Abhängigkeit der Eingangsspannung U_E des Spannungskonstanters ist in Bild 3.62 dargestellt. Bei einem konstanten Ausgangsstrom $I_A = 40\text{ mA}$ beträgt entsprechend dieser Kurve die Variation der Ausgangsspannung $\Delta U_A = \pm 4\text{ mV}$, wenn sich die Eingangsspannung U_E von 15 V auf 11 V bzw. 20 V ändert.

Der mögliche Ausgangsstrom I_A ist durch die zulässige Verlustleistung P_{tot} des Operationsverstärkers TAA 861 bestimmt. Sie beträgt ohne Kühlkörper 400 mW. Dabei ist zu beachten, daß der Ausgangsstrom in keinem Fall den möglichen Maximalwert des TAA 861 von $I_A = 70\text{ mA}$ überschreiten darf.

Die Grenzbedingung lautet somit:

$$I_{A\text{max}} = \frac{P_{\text{tot}}}{U_E - U_A} \text{ mA} < 70 \text{ mA}$$

Beträgt also $U_E - U_A$ zum Beispiel 10 V, so folgt $I_{A\text{max}} = 40\text{ mA}$.

Für Werte $(U_E - U_A) < 5,7\text{ V}$ gilt $I_{A\text{max}} = 70\text{ mA}$.

Aufgrund der hohen Verstärkung des TAA 861 weist der Konstanter einen sehr kleinen dynamischen Innenwiderstand von $R_1 \sim 60\text{ m}\Omega$ auf.

Der Konstanter entsprechend Bild 3.60 eignet sich für die Stabilisierung positiver und negativer Spannungen. Dabei ist lediglich zu beachten, daß Punkt A bezogen auf Punkt B immer positiv sein muß.

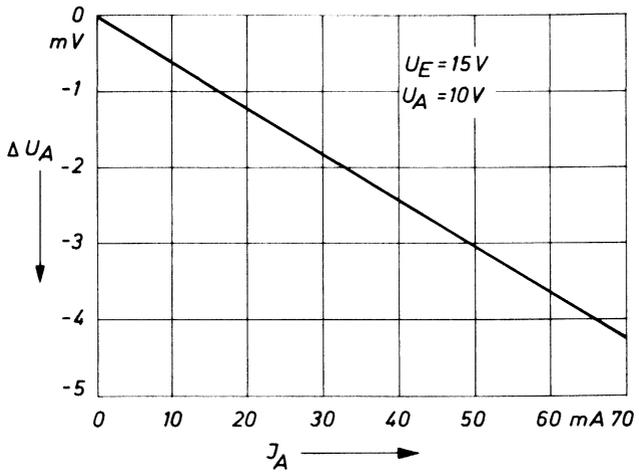


Bild 3.61

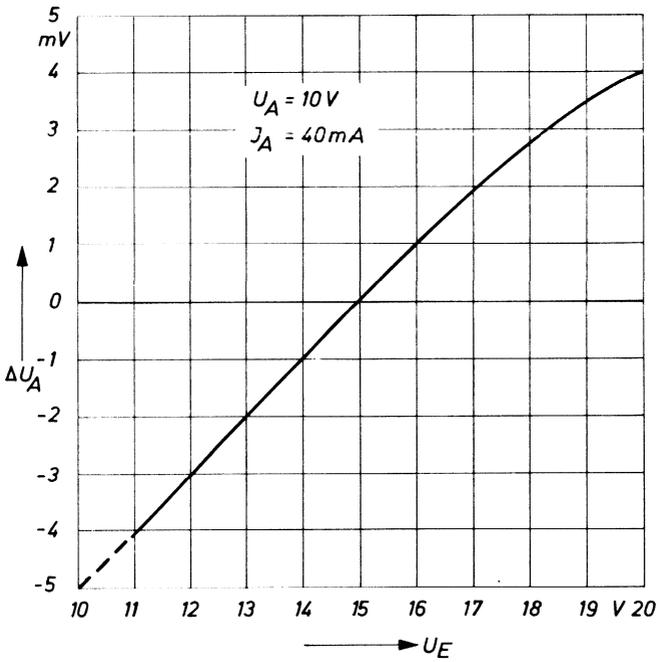


Bild 3.62

Technische Daten:

Eingangsspannung U_E 11 bis 20 V
Ausgangsspannung U_A 8 bis 18 V

Maximaler Ausgangsstrom, soweit die zulässige Verlustleistung des TAA 861 nicht überschritten wird I_A 70 mA

Netzregelung bei

$\Delta U_E = 1 \text{ V}; U_E = 15 \text{ V};$
 $U_A = 10 \text{ V}; I_A = 40 \text{ mA}$ $F = \frac{\Delta U_A}{U_A} 1 \cdot 10^{-4}$

Lastregelung von

$I_A = 0 \text{ bis } 60 \text{ mA bei } U_E = 15 \text{ V};$
 $U_A = 10 \text{ V}$ $F = \frac{\Delta U_A}{U_A} 4 \cdot 10^{-4}$

Dynamischer Innenwiderstand R_i 60 m Ω

Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung α 3 bis $5 \cdot 10^{-5} \frac{\text{V}}{\text{K}}$

3.7. Spannungskonstanter mit Strombegrenzung

Die Schaltung des Beispiels 3.6 läßt sich auf einfache Weise mit einer Ausgangsstrombegrenzung ergänzen. Die entsprechende Schaltung mit dem zusätzlichen Transistor BC 107 zeigt Bild 3.7. Die Basis der Darlington-Ausgangsstufe des TAA 861 ist über den Eingang für die Frequenzkompensation (Anschluß 8) zugänglich. Damit ist es möglich, die Ausgangsstufe des TAA 861 unabhängig vom Eingang zu sperren.

Der gewünschte Grenzstrom wird mit dem Potentiometer P_1 eingestellt. Der Ausgangsstrom erzeugt an P_1 einen Spannungsabfall, der beim Erreichen der Schwellenspannung den Transistor BC 107 in die Sättigung steuert. Damit ist die Ausgangsstufe des TAA 861 über die Kollektor-Emitter-Strecke des BC 107 blockiert. Die Grenze des Ausgangsstromes I_A ergibt sich dabei wie folgt:

$$I_A \sim \frac{U_{BE}}{P_1} \text{ mA}$$

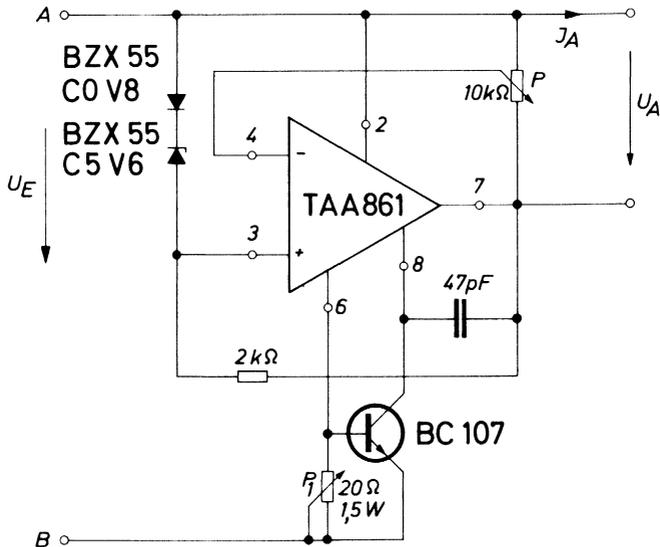


Bild 3.7

Beträgt P_1 zum Beispiel $10\ \Omega$, so liegt der Maximalwert bei:

$$I_A \sim \frac{550}{10} \sim \underline{\underline{55\ \text{mA}}}$$

Die Regelgenauigkeit F des Konstanters bleibt durch diese zusätzliche Schaltungsmaßnahme bis ungefähr 80% des Begrenzungsstromes unverändert. Alle übrigen technischen Daten gelten entsprechend Beispiel 3.6.

3.8. Stromkonstanter

Bild 3.8 zeigt die Schaltung eines Stromkonstanters mit dem Operationsverstärker TAA 861. Die erforderliche Referenzspannung erzeugen die Zenerdioden BZX 55, wie bereits in Beispiel 3.6 erläutert. Der nachgeschaltete PNP-Transistor BD 136 dient als Leistungsverstärker für Ausgangsströme I_A bis 750 mA. Der BD 136 ist in den Gegenkopplungszweig einbezogen. Dadurch wird der Emittorstrom eingepreßt, denn aufgrund der Bedingung $U_{34} = 0\ \text{V}$ im Arbeitsbereich des Operationsverstärkers muß am Widerstand R ebenfalls

die Spannung U_{ref} abfallen. Die Beziehung für den Ausgangsstrom I_A ergibt sich damit unter Berücksichtigung der Stromverstärkung B des BD 136 wie folgt:

$$I_A = \frac{U_{ref}}{R} \cdot \frac{B}{B + 1} \text{ A}$$

Ist B ausreichend hoch, so gilt näherungsweise:

$$I_A \sim \frac{U_{ref}}{R} \text{ A}$$

Der Maximalwert des Stromes I_A ist durch die minimale Stromverstärkung B des Leistungstransistors und den zulässigen Ausgangsstrom des TAA 861 von 70 mA begrenzt. Weiterhin ist zu berücksichtigen, daß bei steigenden Ausgangsströmen I_A die Stromverstärkung B der Leistungsstufe fällt und einen zunehmenden Regelfehler verursacht. Bei hohen Anforderungen an die Genauigkeit und den Strom I_A ist daher vorteilhaft, eine PNP-Darlingtonstufe vorzusehen. Zum Abschluß sei noch auf die erforderliche Wärmeableitung des BD 136 hingewiesen.

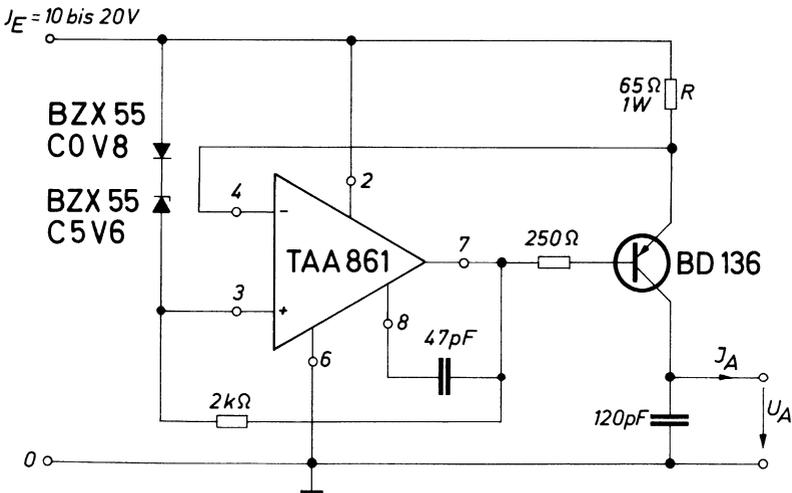


Bild 3.8

Technische Daten:

Eingangsspannung

$$U_E \quad 10 \text{ bis } 20 \text{ V}$$

Ausgangsstrom

$$I_A \quad 100 \text{ mA}$$

Maximaler Ausgangsstrom ($R = 8,5 \Omega$)

$$I_A \quad \sim 750 \text{ mA}$$

Netzregelung bei

$$\Delta U_E = 1 \text{ V}; U_E = 15 \text{ V};$$

$$I_A = 100 \text{ mA}$$

$$F = \frac{\Delta I_A}{I_A} \quad 2 \cdot 10^{-4}$$

Lastregelung von

$$U_A = 0 \text{ bis } 10 \text{ V bei } U_E = 15 \text{ V};$$

$$I_A = 100 \text{ mA}$$

$$F = \frac{\Delta I_A}{I_A} \quad 1,6 \cdot 10^{-3}$$

Temperaturkoeffizient des Ausgangsstromes

$$\alpha < 5 \cdot 10^{-4} \frac{\text{V}}{\text{K}}$$

4. Rundfunkschaltungen

Bild 4 zeigt das Blockschaltbild eines Stereorundfunkempfängers ohne Vorstufen mit den integrierten Schaltungen TBA 460 und TBA 450.

Der TBA 460 enthält einen ZF- und einen NF-Vorverstärker mit Treiberstufe.

Da ein Stereoempfänger zwei NF-Kanäle enthalten muß, ist es vorteilhaft, zwei TBA 460 zu verwenden, wobei der eine ZF-Verstärker für AM-, der andere für FM-Betrieb vorgeschlagen wird. Die NF-Teile sind dabei für die zwei Tonkanäle umschaltbar (parallel im Mono- und einzeln im Stereo-Betrieb). Die Trennung der ZF-Teile hat den großen Vorteil, daß nur noch ein AM/FM-NF- und ein gleichstrommäßiger AM/FM-Umschalter für die HF-Vorstufen erforderlich sind. Der Aufbau des Empfängers vereinfacht sich damit weitgehend. Lange HF-Leitungen zur Tastatur entfallen. Gegenseitige Störeinflüsse der HF- und ZF-Verstärker treten nicht mehr auf, und der Abgleich wird bedeutend erleichtert. Die Schaltung eines kompletten AM/FM-ZF-Verstärkers zeigt Bild 4.1.

Der Stereodekoder TBA 450 arbeitet nach dem Matrix-Verfahren. Er sorgt neben der Dekodierung des Multiplex-Signals für eine automatische Mono/Stereo-Umschaltung und umgekehrt. Daneben besteht auch die Möglichkeit, eine Stereo/Mono-Umschaltung von Hand vorzunehmen.

Zusätzlich enthält der Dekoder noch eine Treiberstufe für die Stereoanzeige. Der maximale Treiberstrom beträgt 100 mA. Die entsprechende Beschaltung des TBA 450 zeigt Bild 4.2.

Der NF-Teil des TBA 460 enthält einen Vorverstärker und eine Treiberstufe. Er ist an die Demodulatoren direkt anschließbar und eignet sich für die Ansteuerung von Leistungsendstufen bis zu 10 W Ausgangsleistung. Der maximale Treiberstrom beträgt 130 mA. Zwei Vorschläge für die Auslegung der NF-Verstärker sind im Beispiel 4.3 zusammengefaßt.

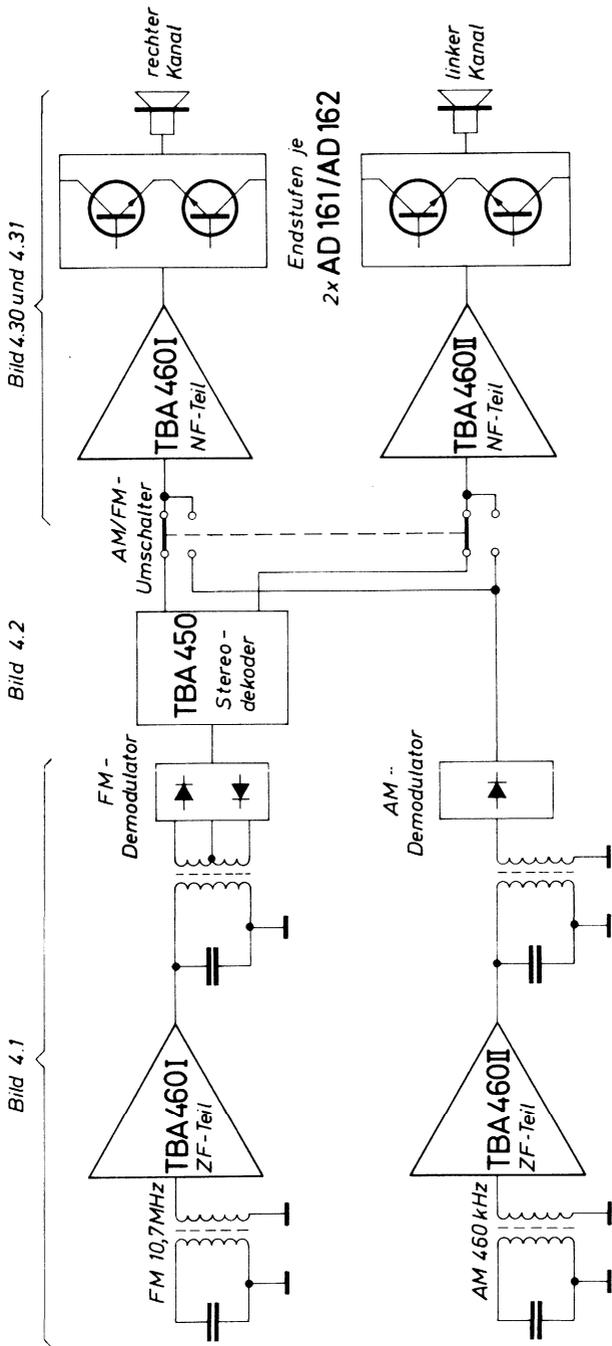


Bild 4

4.1. ZF-Verstärker

Der ZF-Teil des TBA 460 unterscheidet sich von der bereits bekannten Schaltung des TAA 981 durch einen zusätzlichen Ausgang für eine verzögerte Vorstufenregelung am Anschluß 15. Da die Schaltung des TAA 981 im Schaltbeispielheft 1970, Seite 45 bereits beschrieben wurde, sei hier nur noch auf einige Einzelheiten eingegangen.

Am Anschluß 16 steht eine stabilisierte Gleichspannung zur Verfügung. Sie ist für die Arbeitspunkteinstellung der übrigen mit Transistoren bestückten Stufen vorgesehen.

Die Regelspannung für die verzögerte Regelung einer Vorstufe am Anschluß 15 ist auf diese Gleichspannung abgestimmt und erweitert den Regelumfang des Empfängers bedeutend.

Nach einer ZF-Abregelung von ca. 35 dB setzt die Vorstufenregelung ein und regelt die Vorstufe soweit ab, daß die Basisspannung, bezogen auf den Emitter, umgepolt wird. In diesem Zustand ist der Transistor gesperrt, und die von der Antenne angebotenen Signale werden nur über die Transistorkapazität weitergeführt. Bei weiter ansteigenden Signalen regelt der ZF-Verstärker noch 26 dB aus. Der gesamte Regelumfang beträgt damit etwa 120 dB.

Damit ist es möglich, wenn eine entsprechende Vorstufe vorhanden ist, Antennensignale bis 3 V effektiv verzerrungsfrei zu verarbeiten. Alle übrigen Angaben wie Spulendaten, Abgleichanweisung und Aufbauhinweise lassen sich vom Schaltbeispielheft 1970, Seite 45 unverändert übernehmen.

Wie bereits erläutert, ist ein getrennter Aufbau für AM und FM vorteilhaft. Eingangsfiler und Demodulatoren sind dabei den entsprechenden ZF-Teilen zuzuordnen. Eine Änderung der Bauteilwerte ist nicht erforderlich.

Zu berücksichtigen ist evt. noch ein zusätzlicher Zwischenverstärker – bestehend aus einem Transistor – zwischen dem FM-Tuner und dem FM-ZF-Verstärker, um das Ausgangssignal des Tuners auf den benötigten Eingangspegel des ZF-Verstärkers zu bringen.

Im AM-Betrieb ist der TBA 460 empfindlich genug und der Eingang kann direkt mit dem AM-Tunerausgang verbunden werden. Bei einem gemeinsamen Aufbau kann zu diesem Zweck der AM-Mischer als Zwischenverstärker verwendet werden.

Technische Daten:

Speisespannung	U_s	9	V
Stromaufnahme	I_s	6,2	mA
AM-Betrieb $f_{Zf} = 460$ kHz; $f_m = 1$ kHz; $m = 80\%$			
Spannungsverstärkung	V_u	90	dB
Regelumfang	ΔV_u	60	dB
Eingangsspannung für Regeleinsatz	U_e	15	μ V
Eingangsspannung für einsetzende Vorstufenregelung	U_e	0,9	mV
Regelstrom bei $U_e = 15$ mV	I_R	11	μ A
NF-Ausgangsspannung bei $U_e = 15$ μ V	U_{NF}	160	mV
FM-Betrieb $f_{ZF} = 10,7$ MHz; $\Delta f = 75$ kHz; $f_m = 1$ kHz			
Spannungsverstärkung	V_u	86	dB
Eingangsspannung für Begrenzungseinsatz	U_e	500	μ V
NF-Ausgangsspannung in der Begrenzung	U_{NF}	350	mV
AM-Unterdrückung in der Begrenzung	$\frac{U_{FM}}{U_{AM}}$	50	dB

4.2. Stereodekoder

Der Stereodekoder arbeitet nach dem Matrixverfahren. Im Gegensatz zu dem meist verwendeten Zeitmultiplex-Verfahren, das Störungen im Bereich des Differenzsignales (23 kHz bis 53 kHz) völlig in den Hörbereich transponiert, unterdrückt das Matrix-Verfahren Rausch- und Brodelgeräusche wesentlich wirkungsvoller. Dies ist auf die Deemphasis des Differenzsignales L-R vor der Demodulation zurückzuführen. Diese Deemphasis erfolgt mit einem auf die doppelte Pilottonfrequenz (38 kHz) abgestimmten Schwingkreis, dessen Bedämpfung eine Bandbreite von 6,3 kHz ergibt.

Die Schaltung des Stereodekoders TBA 450 ist in Bild 4.2 dargestellt. Das vom Ratiofilter kommende Multiplex-(MPX)-Signal gelangt über den Anschluß 2 zur Eingangsstufe, nach der die einzelnen Signale (Pilotton, Summensignal $L + R$, Differenzsignal $L - R$) getrennt weiterverarbeitet werden. Das Summensignal gelangt über den Anschluß 3 auf das Deemphasisglied mit dem Potentiometer P_2 und den Kondensator $4,7\text{nF}$. Über den Anschluß 6 wird das $L + R$ -Signal auf die Matrix gegeben. Das Differenzsignal gelangt vom Anschluß 3 über das Potentiometer P_1 und den Koppelkondensator C_{15} an den Anschluß 15 des TBA 450. Hier wird das $L - R$ -Signal in einer bedämpften LC-Stufe verstärkt. Der Schwingkreis wird an den Anschluß 14 angeschlossen. Das Differenzsignal wird induktiv (Anschluß 13) an den Demodulator angekoppelt. Der Pilotton wird mit den Schwingkreisen an den Anschlüssen 3, 12 und 10 aus dem Gesamtsignal herausgefiltert. Der auf 38 kHz abgestimmte Kreis an 10

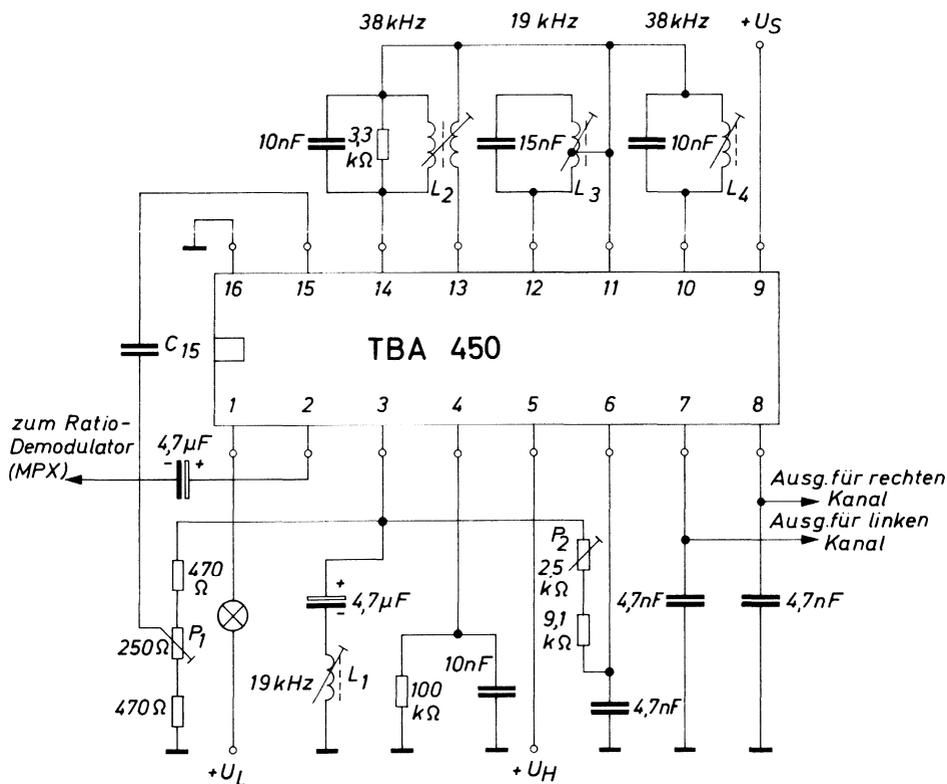


Bild 4.2

wird dabei noch zur Frequenzverdoppelung herangezogen. Der Kreis an 3 dient ferner der Absenkung des Pilottones in den $L+R$ - und $L-R$ -Zweigen. In der Matrix wird unter Verwendung der drei Signale die Kanaltrennung nach den Gleichungen

$$(L+R) + (L-R) = 2L$$

$$(L+R) - (L-R) = 2R$$

vorgenommen. Der Demodulator für das Differenzsignal und die Matrix bilden schaltungstechnisch eine Einheit. Die Ausgänge der Matrix liegen an den Anschlüssen 7 und 8. Mit den Potentiometern P_1 und P_2 kann das Übersprechen auf ein Minimum eingestellt werden.

Die automatische Umschaltung von Mono- auf Stereoempfang kann von einer Hilfsspannung U_H am Anschluß 5 und von einem genügend großen Pilotton abhängen. Die Spannung U_H kann von einer gleichgerichteten ZF-Spannung abgeleitet sein. Die Schaltschwellen der Hilfsspannung liegen bei

$$\text{Mono } U_H \leq 0,65 \text{ V}$$

$$\text{Stereo } U_H \geq 0,9 \text{ V.}$$

Die Schaltschwellen für den Pilotton können mit dem Abgriff am 19 kHz Schwingkreis (Anschluß 12) geeignet gewählt werden. Das RC-Glied am Anschluß 4 dient der Glättung des gleichgerichteten PT-Signals. An 10 U_{38} kHz $\leq 1,3 V_{ss}$. Diese Art der Umschaltung hat den Vorteil, daß der Stereoempfang feldstärkeabhängig ist. Damit ist sichergestellt, daß die Umschaltung auf Stereoempfang erst dann erfolgt, wenn der Signal-Rausch-Abstand des einfallenden Senders ausreichend groß ist. Wird der Anschluß 5 nicht beschaltet, ist die Umschaltung nur von der Pilottonschwelle abhängig. Soll bei Stereoempfang auch die Möglichkeit bestehen, auf Monobetrieb umzuschalten, so kann dies mit einer Drucktaste geschehen, die Punkt 5 erdet.

Die Anzeigelampe am Anschluß 1 wird bei Stereobetrieb eingeschaltet. Für die Speisung dieser Lampe ($I_{Lmax} = 100 \text{ mA}$) ist eine Spannung $+U_L$ erforderlich.

Technische Daten:

Speisespannung	U_s	15 V
Stromaufnahme (ohne Anzeigelampe)	I_s	24 mA
Max. Eingangsspannung (bei 15 kHz)	U_{ess}	2 V
Eingangswiderstand	R_e	50 k Ω
Ausgangswiderstand	R_a	1,7 k Ω
Max. Ausgangssignal (bei 1 kHz) je Kanal	U_{ASS}	300 mV
Einschaltswelle für Hilfsspannung (Stereo)	U_H	> 0,9 V
Ausschaltswelle für Hilfsspannung (Mono)	U_H	< 0,65 V
Schaltswelle für Pilotton		wählbar

Spulendaten: (Bausatz Vogt 2540)

L_1 : 600 Wdg,	0,12 CuL
L_2 : 2 \times 365 Wdg,	0,12 CuL
L_3 : 450 + 150 Wdg,	0,12 CuL
L_4 : 365 Wdg,	0,15 CuL

4.3. NF-Verstärker

Das NF-Teil des TBA 460 besteht aus einem dreistufigen Verstärker mit Differenzeingang (Anschlüsse 9 und 10). Der maximal zulässige Treiberstrom beträgt 130 mA. Damit ist es möglich, Komplementärpaare direkt anzusteuern und Ausgangsleistungen bis 10 W zu erzielen. Die hohe Leerlaufverstärkung von 70 dB erlaubt eine starke Gegenkopplung. Die Klirrfaktoren sind daher entsprechend klein.

Bild 4.30 zeigt die einfachste Schaltungsmöglichkeit eines NF-Verstärkers mit dem Komplementärpaar AC 187/AC 188 K. Die Einstellung des Arbeitspunktes erfolgt mit dem Spannungsteiler 8,5 k Ω : 10 k Ω und dem Widerstand 51 k Ω an Anschluß 10. Den Gegenkopplungsgrad für Wechselspannungen bestimmt der Spannungsteiler 30 k Ω : 500 Ω an Anschluß 9. Die Eingangsempfindlichkeit mit 45 mV ist ausreichend für das vom ZF-Verstärker (Bild 4.1) angebotene AM- oder FM/NF-Signal. Der Millerkondensator zwischen den Anschlüssen 6 und 8 beschneidet den oberen Frequenzbereich und unterdrückt damit eine eventuelle Schwingneigung.

Die Endstufe arbeitet im B-Betrieb ohne Ruhestromeinstellung. Die starke Gegenkopplung gleicht dabei die Übernahmeverzerrungen weitgehend aus. Der Klirrfaktor k beträgt bei einer Ausgangsleistung $P_a = 50$ mW und einer Frequenz von 20 kHz ca. 1,8%. Im Bereich $f = 30$ Hz bis 10 kHz liegt k unter 1%.

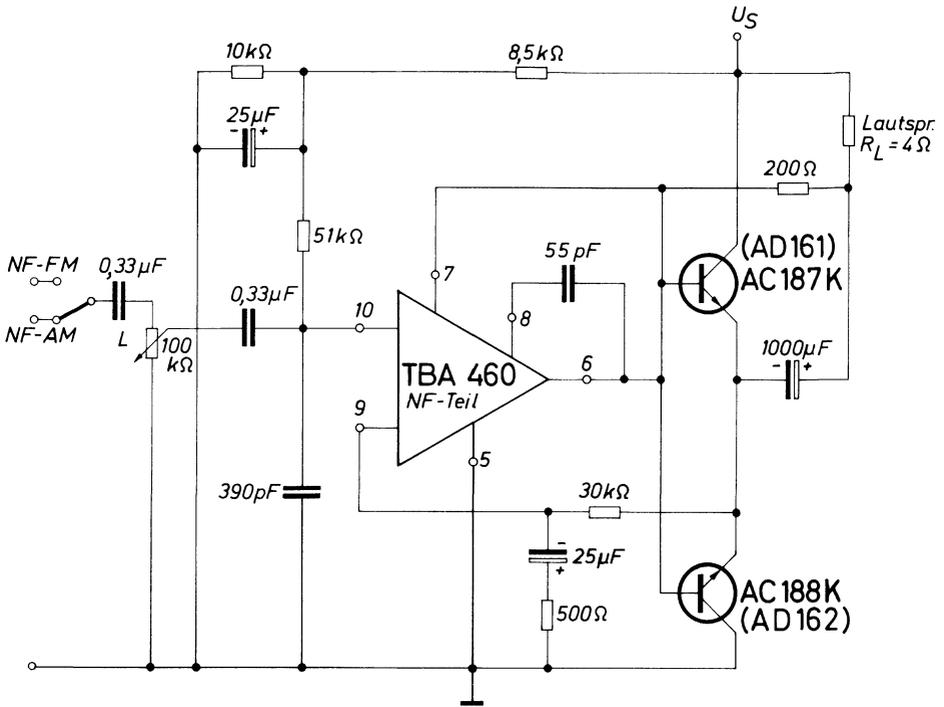


Bild 4.30

Technische Daten des Verstärkers entsprechend Bild 4.30:

Speisespannung	U_S	12 V
Leerlaufstromaufnahme	I_S	22,5 mA
Lastwiderstand	R_L	4 Ω
Eingangsspannung bei Vollaussteuerung	U_e	45 mV
Spannungsverstärkung	\dot{V}_U	45 dB
Maximale Ausgangsleistung bei $k = 5\%$	P_a	4 W
Klirrfaktor bei $P_a = 50$ mW im Bereich $f = 30$ Hz bis 10 kHz	k	< 1%
Klirrfaktor bei $P_a = 50$ mW, $f = 20$ kHz	k	< 1,8%
Fremdspannungsabstand bei $U_a = 1$ V		60 dB

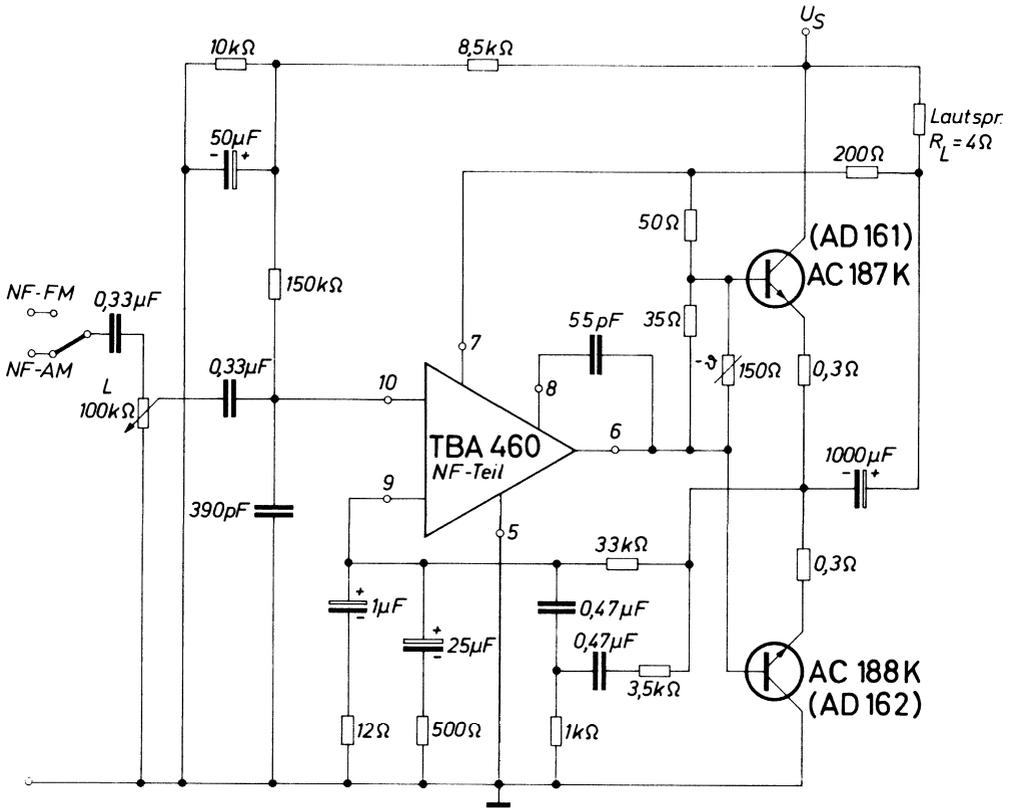


Bild 4.31

Technische Daten des Verstärkers entsprechend Bild 4.31

Speisespannung	U_S	12 V
Leerlaufstromaufnahme	I_S	27,5 mA
Lastwiderstand	R_L	4 Ω
Eingangsspannung bei Vollaussteuerung	U_e	45 mV
Spannungsverstärkung bei $f = 1$ kHz	V_U	45 dB
Maximale Ausgangsleistung bei $k = 5\%$	P_a	3,5 W
Klirrfaktor bei $P_a = 1$ W im Bereich $f = 100$ Hz bis 10 kHz	k	< 1%
Klirrfaktor bei $P_a = 1$ W, $f = 30$ Hz und $f = 20$ kHz	k	< 2%
Fremdspannungsabstand bei $U_a = 1$ V		60 dB
Stabilisierte Spannung	U_{67}	0,7 V

Bild 4.31 zeigt eine Schaltung des NF-Teiles mit Ruhestromeinstellung und frequenzabhängiger Gegenkopplung. Zwischen den Anschlüssen 6 und 7 steht eine stabilisierte Gleichspannung zur Verfügung, die über den Spannungsteiler $50\ \Omega$, $35\ \Omega$ den Ruhestrom der Endstufe auf ungefähr $5\ \text{mA}$ einregelt. Zusätzlich ist ein Heißleiter mit $150\ \Omega$ für die Temperaturkompensation vorgesehen. Die Bauelemente für Arbeitspunkt- und Frequenzkompensation wurden von Schaltung 4.30 übernommen.

Die Ruhestromstabilisierung verringert die Übernahmeverzerrungen. Der Klirrfaktor k liegt daher bei einer Ausgangsleistung $P_a = 1\ \text{W}$ und einem Frequenzbereich von $100\ \text{Hz}$ bis $10\ \text{kHz}$ unter 1% .

Der Frequenzgang der beiden Verstärker als Funktion der Ausgangsspannung $U_a : U_a(1\text{kHz})$ ist in Bild 4.32 gegenübergestellt. Dabei gilt die ausgezogene Kurve für Schaltung 4.31 und die gestrichelte Kurve für Bild 4.30.

Der Speisespannungsbereich U_S des NF-Teiles des TBA 460 beträgt 4 bis $18\ \text{V}$. Die aufgeführten technischen Daten gelten bei $U_S = 12\ \text{V}$.

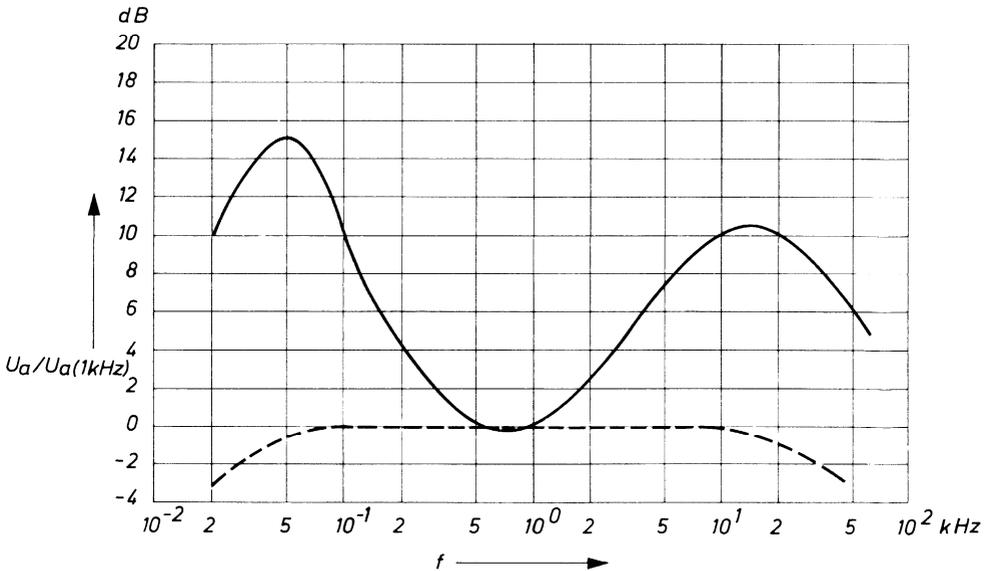


Bild 4.32

Anschriften unserer Geschäftsstellen in der Bundesrepublik und West-Berlin

Ort	Büro	Straße	Fernsprecher	Fernschreiber
1000 Berlin 61	ZN	Schöneberger Str. 2-4	1991	1 83766
2800 Bremen 1	ZN	Contrescarpe 72	3641	2 45451
4500 Osnabrück	TB	Niedersachsenstr. 14	32847	9 4827
2940 Wilhelmshaven	IB	Paul-Hug-Str. 8	261 87	2 53305
4450 Lingen	IB	Bernd-Rosemeyer-Straße 9	41 01	9 8870
4600 Dortmund 1	ZN	Märkische Str. 8-14	5481	8 22312
4700 Hamm 1	TB	Caldenhofer Weg 31	27 81	8 26834
4400 Münster 1	TB	Herwarthstr. 6-8	49 31	8 92828
5770 Arnsberg	IB	Bahnhofstr. 89-93	2056/59	8 42236
4000 Düsseldorf 1	ZN	Lahnweg 10	30301	8 581301
5600 Wuppertal-Elberf.	TB	Hofkamp 106-108	49 71	8 591853
4050 Mönchengladbach	IB	Aachener Str. 232	311 61/62	8 52749
4300 Essen 1	ZN	Kruppstr. 16	201 31	8 57437
4100 Duisburg 1	TB	Düsseldorfer Str. 50	281 91	8 55843
6000 Frankfurt 1	ZN	Gutleutstr. 31	26 21	4 14131
6100 Darmstadt 1	TB	Bleichstraße 19	730 43	4 19246
6400 Fulda	IB	Ohmstr. 24	30 10, 26 69	4 9810
3500 Kassel 1	TB	Bürgermeister-Brunner-Str. 15	192 81	9 92359
6500 Mainz 1	TB	Flachmarktstr. 13-17	1001	4 187765
6330 Wetzlar 1	TB	Karl-Kellner-Ring 19-21	711	4 83845
2000 Hamburg 1	ZN	Lindenplatz 2	28 21	2 162721
2300 Kiel 1	TB	Holstenbrücke 26/28	511 01	2 92814
2400 Lübeck	IB	Breite Str. 52/54	719 21	2 6728
2390 Flensburg	IB	Neustadt 10	40 27	2 2745
3000 Hannover	ZN	Am Maschpark 1	1991	9 22333
4800 Bielefeld 2	TB	Kavalleriestr. 26	5 71	9 32805
3300 Braunschweig 1	TB	Fallersleber Str. 6-8	47 51	9 52820
3380 Goslar 1	TB	Am Markt 5	791	9 53832
3321 Salzgitter-Watenstedt	IB	Hauptstraße 62	252 73	9 5460
5000 Köln 1	ZN	Friesenplatz 8-14	57 61	8 881005/6
5100 Aachen 1	TB	Kurbrunnenstr. 14-20	45 11	8 32866
5300 Bonn	TB	Friedrich-Ebert-Allee 130	20 91	8 86498
5400 Koblenz	TB	Frankenstr. 21	26 81	8 62831
5900 Siegen	TB	Sandstr. 42-48	530 95	8 72635
6800 Mannheim 1	ZN	N 7, 18	29 61	4 62261
7800 Freiburg 1	TB	Habsburger Str. 132	21 21	7 72842
7500 Karlsruhe 1	TB	Bahnhofstr. 5	13 71	7 82831
7750 Konstanz	IB	Moosbruggerstr. 18	53 81/2	7 33209
7600 Offenburg	IB	Heinrich-Hertz-Str. 2	50 61	7 752806
8000 München 80	ZN	Richard-Strauß-Str. 76	219 11	5 28421
8900 Augsburg 2	TB	Hübnerstr. 3	325 21	5 3821
8960 Kempten 2	IB	Salzstr. 27	280 71	5 4827
8500 Nürnberg 2	ZN	Richard-Wagner-Platz 1	201 61	6 22251
8750 Aschaffenburg	IB	Ludwigstr. 17	212 19	4 188839
8580 Bayreuth 2	TB	Weierstr. 25	70 71	6 42889
8630 Coburg	IB	Casimirstr. 6	791	6 63212
8670 Hof (Saale) 3	IB	Bahnhofplatz 1a	60 71	6 43865
8720 Schweinfurt 2	IB	Johann-Georg-Gademann-Str. 21	14 21	6 73207
8400 Regensburg 2	IB	Hornstraße 10	5 70 61	6 5807
8700 Würzburg 1	TB	Andreas-Grieser-Str. 30	80 11	6 8844
6600 Saarbrücken 3	ZN	Martin-Luther-Str. 25	3008-1	4 421431
6750 Kaiserslautern 2	IB	Merkurstr. 2	550 91	6 45832
5500 Trier	IB	Deutscherrenstr. 38-44	480 11	4 7815
7000 Stuttgart 1	ZN	Geschwister-Scholl-Str. 24	207 61	7 23941
7100 Heilbronn 1	IB	Schaeuffelenstr. 15	867 46	7 28714
7980 Ravensburg 1	IB	Gartenstr. 16	48 11	7 32915
7410 Reutlingen-Pfullingen	IB	Daimlerstr. 23	75 41	7 29723
7900 Ulm 1	TB	Frauenstr. 11	612 41	7 12826

ZN = Zweigniederlassung

TB = Technisches Büro

IB = Ingenieurbüro



Bestell-Nr. B 11/1080
Printed in West Germany
Passavia Druckerei AG, Passau
Kg. 47145.