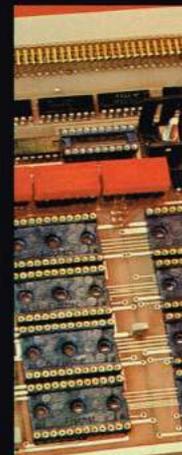
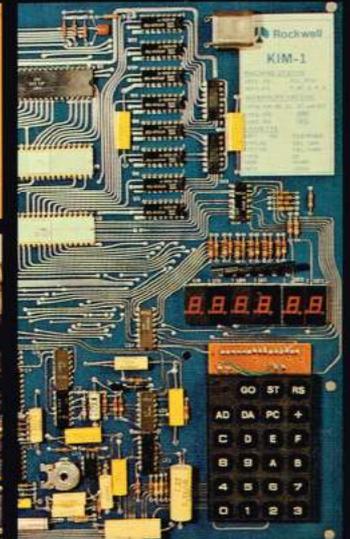
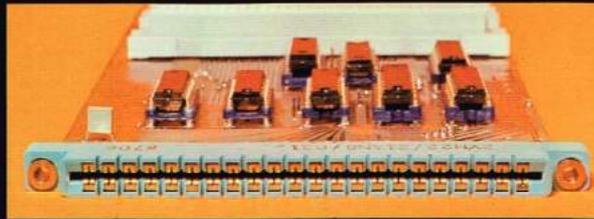
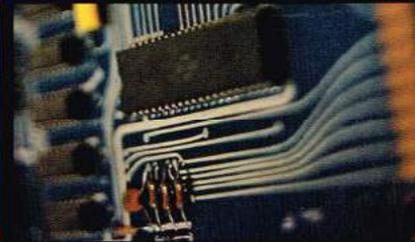
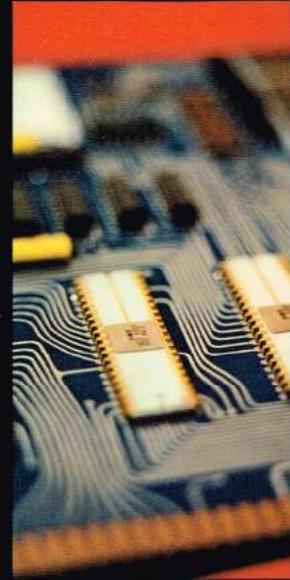
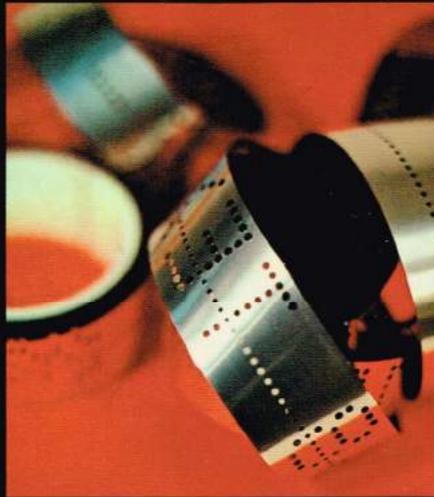


# *Mikrocomputer 2*

*Aktuelle Aufsätze  
über den  
Mikrocomputer*



*AT Verlag Aarau · Stuttgart*

# Ein einfaches FSK-Modem zur Datenspeicherung auf Audio-Kassettenrecordern

Im Hinblick auf die in einem folgenden Aufsatz zu besprechende Anwendung zur Datenspeicherung (speziell von Mikroprozessorprogrammen) auf Magnetband-Kassettengeräten der Unterhaltungselektronik, wird ein einfacher Modulator und Demodulator für Frequenzumtastung eingehend beschrieben. Die Berechnungsgrundlagen werden entwickelt oder angegeben und die gemessenen Eigenschaften dokumentiert, so dass auch ein Nachbau ohne weiteres möglich ist. Die für das Verständnis notwendigen Grundlagen aus der Datenübertragungstechnik werden für den mit diesem Gebiet nicht vertrauten Leser einführend erläutert.

## 1. Einführung

Auf möglichst einfache Weise sollen in diesem Abschnitt einige Begriffe aus der Datenübertragungstechnik eingeführt und erklärt werden, deren Kenntnis in den folgenden Ausführungen vorausgesetzt werden muss. Dabei soll angenommen werden, dass das Datensignal in einer binären seriellen Form vorliegt, das heisst, als scheinbar zufällige Folge von 0- und 1-Zuständen in einem festen Zeitraster, dem Bit- oder Datentakt, wie in Bild 1.1a dargestellt. Dieses ideale rechteckförmige Datensignal belegt ein theoretisch unendlich breites Frequenzspektrum. Jeder praktische Datenkanal (oder jedes Speichermedium) hat jedoch eine begrenzte Bandbreite, so dass beim Empfang oder der Wiedergabe das Datensignal mehr oder weniger verrundet erscheint, wie dies Bild 1.1b zu zeigen versucht. Daraus kann das ursprüngliche Signal wieder rekonstruiert werden, solange das verrundete Empfangssignal mindestens jeweils in der Mitte des Bitintervalls (in Bild 1.1 also auf die fallende Flanke des Taktsignales) noch das ursprüngliche Datenniveau 0 oder 1 aufweist. Diese Rekonstruktion oder Abtastung kann zum Beispiel mit einem negativ-flankengetriggerten D-Flip-Flop erfolgen, an dessen D-Eingang (= Dateneingang) das Datensignal angeschlossen wird, währenddem der Clock-Eingang vom Taktsignal gespeist wird.

Es stellt sich nun die Frage, wie weit das Frequenzspektrum des Datensignales beschnitten werden darf, ohne dass bei der Rekonstruktion Fehler auftreten. Dazu betrachten wir ein Datensignal, das nur aus der periodischen Wiederholung der Sequenz 0, 1 besteht (rechte Seite von Bild 1.1a). Offensichtlich enthält bereits die Grundschwingung dieses Rechtecksignals die zur Rekonstruktion notwendige periodische 0-, 1-Information in Form der positiven und negativen Halbwelle. Deren Periodendauer erstreckt sich über zwei Datenbit (1 und 0), so dass deren Frequenz gleich der halben Takt- oder Bitfrequenz wird. Diese halbe Bitfrequenz muss nun den Übertragungsweg ungehindert passieren können, das heisst aber, dass dessen Grenzfrequenz nicht tiefer liegen darf. Diese Bedingung ist für beliebige Datensignale gültig (nicht nur für die periodische 0-, 1-Folge) und wird als Nyquist-Bedingung bezeichnet, wonach die Grenzfrequenz eines Übertragungsweges mindestens gleich der halben Bitfrequenz (oder Datenrate) des Datensignales sein muss:

$$f_{GR} \geq \frac{f_B}{2} = \frac{1}{2T_B} \quad (1.1)$$

Zur Übertragung eines Datensignales mit 600 bit/s ( $f_B = 600$  Hz) genügt somit eine Bandbreite von 300 Hz.

Um zu beurteilen, ob die Nyquist-Bedingung eingehalten wird und wie sich andere Nichtidealitäten des Übertragungsweges oder Störungen auf die Übertragungsqualität auswirken, wird im allgemeinen das Augendiagramm des noch nicht rekonstruierten Datensignales nach dem Empfang betrachtet. Zur Erzeugung des Augendiagrammes wird das Datensignal auf den Y-Kanal eines KO geschaltet und die Zeitbasis durch den Datentakt getriggert. (Dieser wird oft zuerst aus dem Datensignal zurückgewonnen werden müssen.) Damit werden alle Bitintervalle übereinandergeschrieben, und im Idealfall entsteht das in Bild 1.1c dargestellte augenähnliche Diagramm. Alle Linien schneiden sich ausschliesslich in den Punkten 1 bis 4. In der Mitte des Bitintervall-

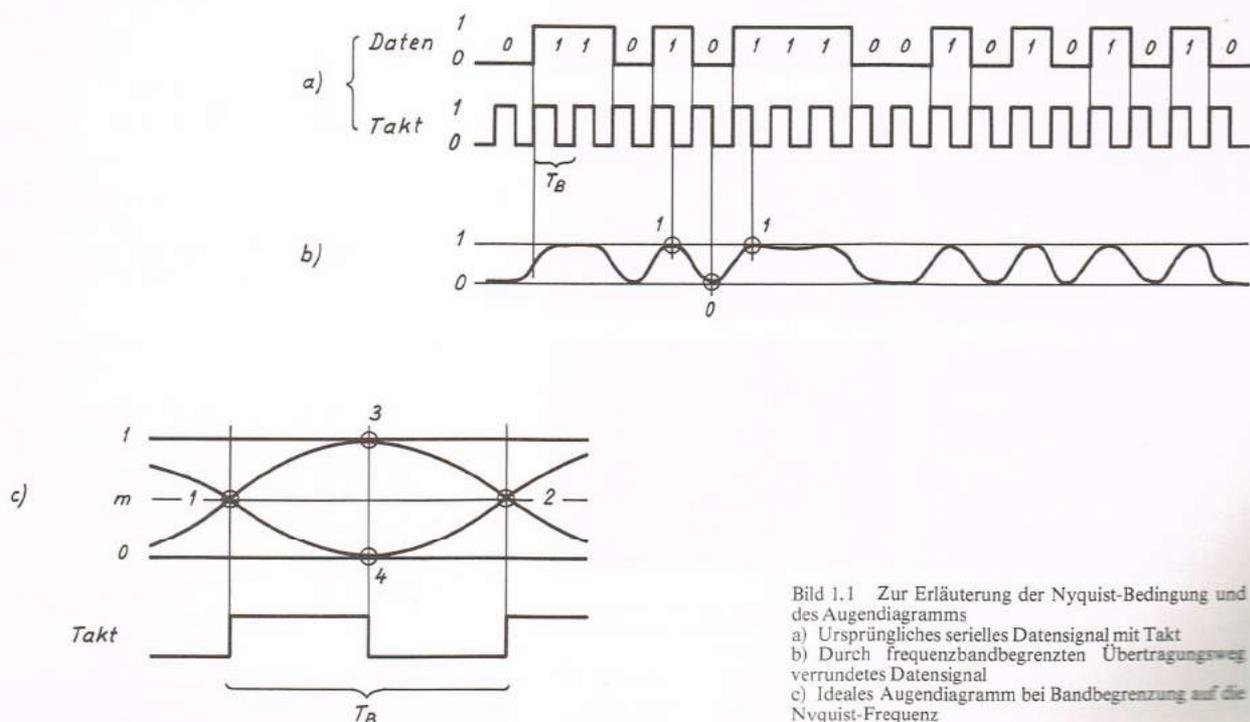


Bild 1.1 Zur Erläuterung der Nyquist-Bedingung und des Augendiagramms  
 a) Ursprüngliches serielles Datensignal mit Takt  
 b) Durch frequenzbandbegrenzten Übertragungsweg verrundetes Datensignal  
 c) Ideales Augendiagramm bei Bandbegrenzung auf die Nyquist-Frequenz

les, bei der fallenden Taktflanke, muss das Datensignal entsprechend dem ursprünglichen Rechtecksignal den Wert 0 oder 1 haben. Zwischenwerte sind wegen der zweiwertigen binären Struktur nicht zugelassen – alle Kurven müssen folglich durch die Punkte 3 und 4 gehen. Im ursprünglichen Signal ist ein Zustandswechsel (von 0 nach 1 oder umgekehrt) nur an den Grenzen der Taktintervalle möglich, jeweils auf die steigende Flanke des Taktes. Ordnet man dem ganzen oberen Teil des Augendiagrammes (oberhalb der Mittellinie  $m$ ) den Datenwert 1 zu, dem unteren den Wert 0, so wechselt auch das übertragene Signal seinen Zustand jeweils nur an den Intervallgrenzen, wenn alle Linien durch die Punkte 1 und 2 gehen (oder auf dem 1- bzw. 0-Niveau bleiben, wenn das Datensignal nicht ändert!). Damit sind trotz der Frequenzbandbegrenzung zwei elementare Eigenschaften des ursprünglichen Datensignales noch vollumfänglich vorhanden. Bild 1.2 zeigt als Beispiele einige Augendiagramme für verschiedene Verhältnisse zwischen der Bitfrequenz und der Grenzfrequenz des Übertragungsweges (in diesem Fall ein Tiefpass 4. Ordnung) sowie Ausschnitte aus dem ursprünglichen und jeweils empfangenen Datensignal. Die Charakteristik des verwendeten Tiefpasses ist leider für eine Datenübertragung nicht optimal, so dass sich die Linien auch bei Einstellung auf die Nyquist-Frequenz ( $f_{GR} = f_B/2$ ) im Augendiagramm nicht exakt in den postulierten Punkten schneiden. (Den Idealfall zeigt sehr schön Bild 3.6a.) Wenn ein Übertragungskanal eine höhere Bandbreite als nach der Nyquist-Bedingung notwendig aufweist, wird man praktisch immer die Grenzfrequenz durch einen Tiefpass im Empfänger auf die Nyquist-Frequenz reduzieren. Damit kann die Störeempfindlichkeit ohne irgendwelche anderen Nachteile verkleinert werden.

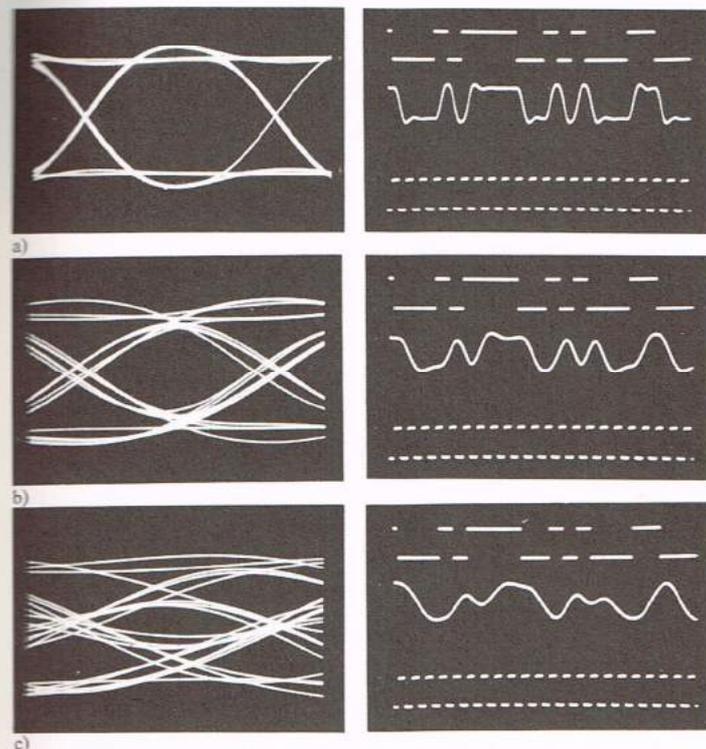


Bild 1.2 Augendiagramme, Takt, Sende- und Empfangssignale für verschiedene Grenzfrequenzen eines durch einen Tiefpass 4. Ordnung bandbegrenzten Übertragungskanales  
a) Grenzfrequenz  $f_{GR} = \text{Bitfrequenz } f_B$   
b)  $f_{GR} = f_B/2$  (Nyquist-Frequenz)  
c)  $f_{GR} = f_B/3$  (Nyquist-Bedingung nicht erfüllt)

## 2. Modulator

Im einfachsten und zugleich häufigsten Fall der binären FSK-Modulation wird ein Oszillator entsprechend den beiden Zuständen des Eingangssignales zwischen zwei festen Frequenzen umgeschaltet. Die Wahl der Kurvenform des modulierten Signales wird durch die Art des Übertragungskanals bestimmt. Im Falle der Aufzeichnung auf einem Audio-Magnetbandgerät darf auf keinen Fall ein Rechtecksignal verwendet werden; die unvermeidlichen Phasenverzerrungen in den Aufnahme- und Wiedergabeverstärkern würden das Signal bis zur Unkenntlichkeit verstellen. Optimale Resultate ergibt wie auch in den meisten anderen Fällen ein sinusförmiges Signal, welches allerdings einen schaltungstechnisch größeren Aufwand bedingt. In dem zu beschreibenden Modulator wird primär eine Dreiecksspannung erzeugt, welche anschliessend in einer nichtlinearen Stufe in eine sinusähnliche Spannung umgeformt wird.

### 2.1 Dreiecksgenerator

Der am häufigsten verwendete Dreiecksgenerator besteht aus einem Integrator und einem Komparator. Die Schaltung und die zugehörigen Spannungsverläufe zeigt Bild 2.1. Der zweite Operationsverstärker wird als Komparator mit positiver Rückkopplung betrieben. Dadurch wird eine Schmitt-Trigger-Charakteristik erreicht. Der Ausgang des Verstärkers wird immer entweder in die positive oder negative Begrenzung getrieben ( $u_2 = \pm U_{DD}/2$ ). Zur Beschreibung der gesamten Schaltung nehmen wir als Ausgangspunkt an, dass der Kondensator  $C$  entladen sei ( $u_1 = 0$ ) und dass  $u_2$  in der negativen Begrenzung

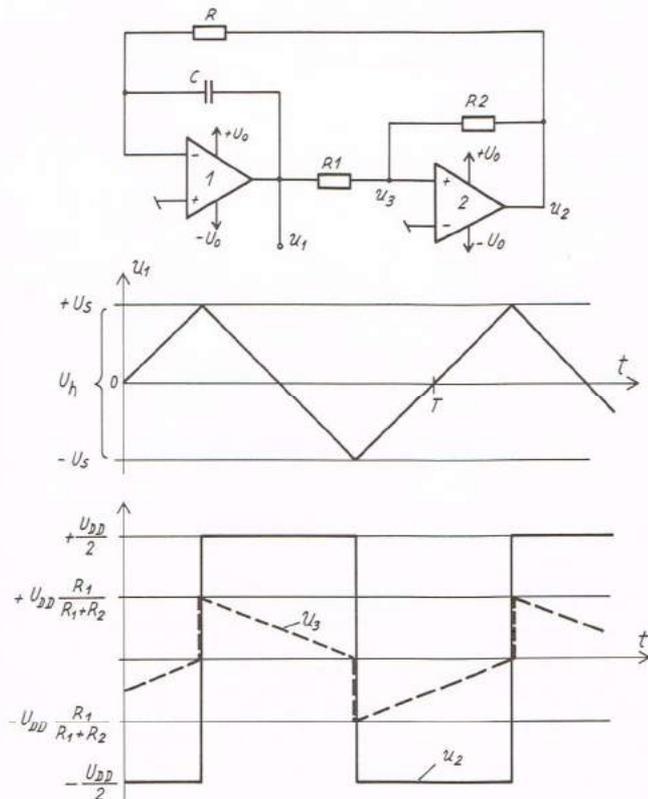


Bild 2.1 Schaltung des Dreiecksgenerators mit Operationsverstärkern und zugehörige Spannungsverläufe

zung liege. Aus dem Integrator wird der Strom  $U_{DD}/2R_2$  herausgezogen, wodurch die Ausgangsspannung  $u_1$  mit konstanter Steigung ansteigt. In dem Moment, da sie die positive Schwellenspannung ( $+u_s$ ) des Komparators erreicht, kippt dieser um,  $u_2$  springt in die positive Begrenzung ( $+U_{DD}/2$ ), der Integratorstrom wechselt das Vorzeichen, und die Ausgangsspannung  $u_1$  sinkt mit konstanter Steigung. Sobald die negative Schwellenspannung ( $-u_s$ ) erreicht ist, spielt sich der gleiche Vorgang in der umgekehrten Richtung ab, usw. Die Schwellenspannung und die Hysterese des Komparators folgen aus der Bedingung  $u_3 = 0$  (Eingangsdifferenzspannung = 0) mit  $u_2 = \pm U_{DD}/2$ :

$$u_s/R_1 = \pm U_{DD}/2R_2 \quad u_s = \pm \frac{U_{DD}}{2} \frac{R_1}{R_2} \quad u_h = 2 u_s = U_{DD} \frac{R_1}{R_2} \quad (2.1)$$

Damit der Integrator nicht übersteuert wird, muss die Hysterese des Komparators kleiner als der maximale Ausgangsspannungshub ( $U_{DD}$ ) des Verstärkers sein. Daraus ergibt sich die Dimensionierungsvorschrift:

$$R_1 < R_2 \quad (2.2)$$

Zur Bestimmung der Schwingfrequenz kann von der elementaren Beziehung zwischen Strom und Spannung am Kondensator ausgegangen werden:

$$\Delta u = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I \cdot t}{C} \quad t = C \frac{\Delta u}{I} \quad (2.3)$$

Der Ladestrom  $I$  ist betragsmässig über die ganze Periode konstant und gegeben durch  $|I| = U_{DD}/2R$ , die totale Spannungsänderung beträgt  $\Delta u = 2 u_h$  pro Periode, womit sich ergibt:

$$T = 4 RC \frac{u_h}{U_{DD}} \quad f = \frac{1}{T} = \frac{1}{4 RC} \frac{U_{DD}}{u_h} \quad (2.4)$$

Mit geeigneten Operationsverstärkern können mit dieser Schaltung Dreieckgeneratoren hoher Genauigkeit bis zu Frequenzen von einigen

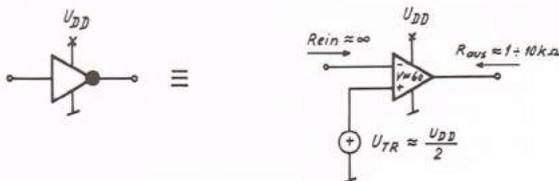


Bild 2.2 Operationsverstärker-Ersatzschaltung eines CMOS-Inverters

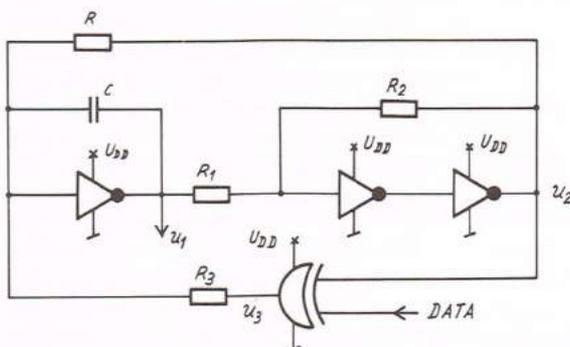


Bild 2.3 Schaltung des Dreieckgenerators mit CMOS-Inverters und Steuerschaltung für die Frequenzumtastung

MHz realisiert werden. An einen FSK-Sender zur Datenspeicherung auf Magnetbandkassetten werden jedoch in keiner Beziehung besondere Anforderungen gestellt, so dass ein Ersatz der Operationsverstärker durch CMOS-Inverter keine spürbaren Nachteile bringt. Neben einem geringeren Aufwand ist besonders die Signal- und Speisespannungskompatibilität mit dem notwendigen digitalen Schaltteil günstig zu bewerten. Nähere Angaben über die Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten von CMOS-Inverters und -Toren als analoge Verstärker findet man zum Beispiel in [1]. Eingehende Untersuchungen wurden auch in nicht veröffentlichten Arbeiten am Institut für Elektronik der ETH durchgeführt. Im Bild 2.2 wird der Übergang vom Inverterschaltbild zur Operationsverstärkerdarstellung veranschaulicht. Augenfällig sind die geringe Verstärkung und der hohe Ausgangswiderstand als schlechte Eigenschaften, währenddem der praktisch unendliche Eingangswiderstand und der Aussteuerbereich der Ausgangsspannung zwischen exakt Masse und der Speisespannung positiv auffallen. Zu beachten ist, dass in der Operationsverstärkerdarstellung der nicht invertierende Eingang nicht zugänglich ist, er kann als intern auf der halben Speisespannung liegend betrachtet werden. Ein nichtinvertierender Verstärker muss durch die Kettenschaltung von zwei Inverters erzeugt werden.

Bild 2.3 zeigt die mit CMOS-Inverters aufgebaute Schaltung des Dreieckgenerators mit der bis jetzt noch nicht besprochenen Steuerstufe für die Frequenzumtastung. Ist das Datensignal tief ( $L \cong 0 V$ ), so ist das Ausgangssignal  $u_3$  des Exklusiv-ODER-Tores (EXOR) identisch mit der Komparatorausgangsspannung. Der Ladestrom des Integrators wird durch eine über  $R_3$  zugeführte Komponente vergrößert:

$$I = \frac{U_{DD}}{2} \left[ \frac{1}{R} + \frac{1}{R_3} \right] \quad (2.5)$$

Für die höhere Schwingfrequenz  $f_2$  erhält man damit den Ausdruck:

$$f_2 = \frac{1}{4 RC} \frac{U_{DD}}{u_h} \left[ 1 + \frac{R}{R_3} \right] \quad \text{mit } u_h = U_{DD} \frac{R_1}{R_2} \quad (2.6)$$

Ist das Datensignal hoch ( $H \cong U_{DD}$ ), so wird das EXOR-Ausgangssignal  $u_3$  gegenüber dem Eingangssignal  $u_2$  invertiert. Der Ladestrom wird durch eine über  $R_3$  wegfließende Komponente verkleinert:

$$I = \frac{U_{DD}}{2} \left[ \frac{1}{R} - \frac{1}{R_3} \right] \quad (2.7)$$

Für die tiefere Schwingfrequenz erhält man damit den Ausdruck:

$$f_1 = \frac{1}{4 RC} \frac{U_{DD}}{u_h} \left[ 1 - \frac{R}{R_3} \right] \quad (2.8)$$

Als Mittenfrequenz  $f_0$  erhält man daraus:

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2} = \frac{1}{4 RC} \frac{U_{DD}}{u_h} \quad (2.9)$$

Diese ist identisch mit der Schwingfrequenz des Generators ohne Frequenzumtastung nach Bild 2.1 und damit unabhängig vom Wert des Widerstandes  $R_3$ . Für den Frequenzhub  $\Delta f$  erhält man:

$$\Delta f = f_2 - f_1 = \frac{1}{2 CR_3} \frac{U_{DD}}{u_h} \quad (2.10)$$

Dieser ist unabhängig von dem die Mittenfrequenz bestimmenden Wert des Widerstandes  $R$ . Damit können als besondere Eigenschaft dieser Schaltung die Mittenfrequenz und der Frequenzhub unabhängig voneinander eingestellt werden.

## 2.2 Dreieck/Sinus-Konverter

Zur Umwandlung einer Dreiecksspannung in einen sinusförmigen Verlauf wird am besten ein nichtlineares Netzwerk verwendet. Vom Einsatz eines frequenzselektiven Filters (Tiefpass oder Bandpass) ist abzuraten, da der Aufwand für eine brauchbare Lösung wesentlich höher liegt. In Funktionsgeneratoren wird fast ausnahmslos die Sinusfunktion durch ein Dioden-Widerstands-Netzwerk aus einer Dreiecksspannung erzeugt. Damit können Klirrfaktoren von wesentlich unter 1% erreicht werden. Für einen FSK-Sender liefert die Ausnutzung der tangens-hyperbolicus-förmigen Übertragungscharakteristik eines Differenzverstärkers mit Bipolar-Transistoren zur sinusähnlichen Verformung der Dreiecksspannung ein qualitativ völlig ausreichendes Signal. Im Bild 2.4 ist die Schaltung mit den Signalverläufen und der Übertragungscharakteristik dargestellt. Diese ist (unter Vernachlässigung einiger Nebeneffekte) gegeben durch:

$$u_{d2} = 2 R_c I_0 \tanh(u_{d1}/2u_T)$$

Darin bedeutet  $u_T$  die Temperaturspannung ( $kT/e$ ) welche bei Raumtemperatur  $\approx 25$  mV beträgt. Die zum Vergleich im Bild eingetragene Sinusfunktion wird im Bereich  $-\pi/2 \leq u_{d1}/2u_T$  recht gut angenähert. Bei optimaler Abstimmung der Eingangsspannung im Verhältnis zur Temperaturspannung können mit dieser Schaltung Klirrfaktoren unter 2% erreicht werden. Das auf diese Weise erzeugte Sinussignal weist jedoch als Schönheitsfehler im Scheitelpunkt einen Knick auf. Um diesen zu reduzieren, wird im FSK-Modulator die Eingangsspannung des Differenzverstärkers etwas grösser gewählt als für minimalen Klirrfaktor ( $\hat{U}_{d1} \approx \pm \pi u_T$ ) notwendig.

## 2.3 Gesamtschaltung und Dimensionierung

Die vollständige Schaltung des FSK-Modulators ist im Bild 2.5 zusammengestellt. Wie man sieht, ist der Aufwand äusserst gering. Für die Speisung wird nur eine +5-V-Quelle verwendet. Als Ausgangspunkt für die Dimensionierung des Oszillators ist die Amplitude der Dreiecksspannung zu wählen. Um eine gute Genauigkeit zu erhalten, sollte ihr Wert möglichst gross gewählt werden. Damit der Inte-

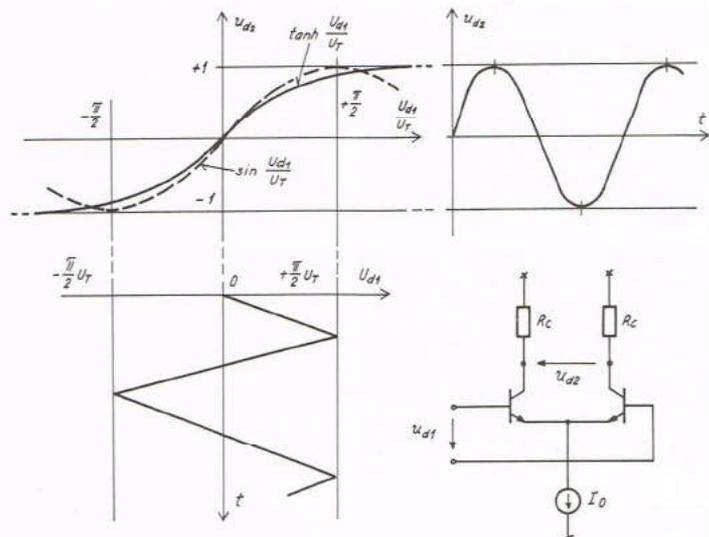


Bild 2.4 Dreieck-Sinus-Umwandlung mit Differenzverstärker, Prinzipschaltung, Übertragungskennlinie und Spannungsverläufe.

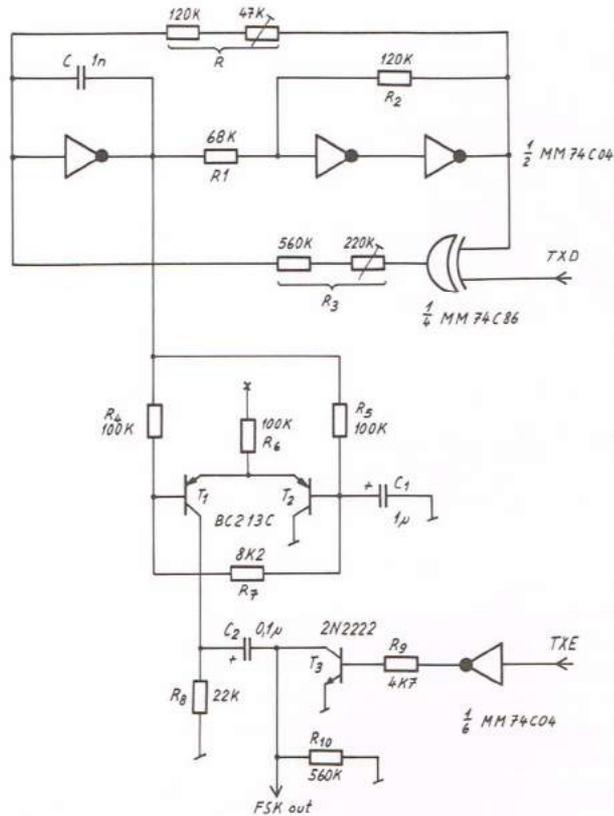


Bild 2.5 Gesamtschaltung des FSK-Modulators

grator jedoch nicht zu weit in den nichtlinearen Teil der Übertragungskennlinie angesteuert wird, sollte sie deutlich kleiner als die Speisung sein. Das Impedanzniveau sollte wegen der relativ hohen Ausgangswiderstände der CMOS-Inverter möglichst hoch gewählt werden, parasitäre Effekte durch Streu- und Schaltungskapazitäten setzen jedoch eine obere Grenze. Speziell bildet der Widerstand  $R_1$  mit der durch den Miller-Effekt vergrösserten Rückwirkungskapazität (um 2,5 pF) des folgenden Inverters einen unerwünschten Tiefpass. Mit den gewählten Werten ergibt sich nach (2.1) eine Dreieckamplitude von 2,83 V. Für die Anwendung wird eine Mittelfrequenz  $f_0$  von 3 kHz und ein Frequenzhub  $\Delta f$  von 1,2 kHz verlangt. Dies entspricht den Signalfrequenzen  $f_1 = 2,4$  kHz und  $f_2 = 3,6$  kHz. Mit der Annahme  $C = 1$  nF ergeben sich nach (2.9) und (2.10) für  $R$  und  $R_3$  die Werte 147 k $\Omega$  und 735 k $\Omega$ . Zum Ausgleich der von der Abweichung der CMOS-Inverter gegenüber dem der Berechnung in Abschnitt 2.1 zugrunde gelegten idealen Operationsverstärkermodell herrührenden Fehler sind beide Widerstände einstellbar vorgesehen. (Bei den ausgeführten Geräten wurde der Frequenzhub jeweils mit einem Festwiderstand abgeglichen, da dessen Wert weniger kritisch ist.) Besonders eine Eigenschaft der Inverter kann vor allem optisch störend in Erscheinung treten: die Transferspannung  $u_{TR}$  ist im allgemeinen nicht exakt gleich der halben Speisespannung; Abweichungen bis zu +15% sind zu finden. Dadurch wird die Dreiecksspannung asymmetrisch. Liegt  $u_{TR}$  um den Betrag  $u_K$  über  $U_{DD}/2$ , so verläuft die fallende Dreieckflanke weniger steil, da der Ladestrom um den Wert  $u_K/R$  zu klein ist. Die ansteigende Flanke ist um den gleichen Betrag zu steil. Durch das Einfügen eines Widerstandes zwischen dem Integratoreingang und  $U_{DD}$  vom Wert  $R \cdot U_{DD}/2u_K$  kann dieser Fehler kompensiert werden. (Liegt  $u_{TR}$  unter  $U_{DD}/2$ , so ist der Widerstand nach Masse zu führen.  $u_{TR}$  kann einfach gemessen werden: Wird der Invertereingang mit dem Ausgang verbunden, so erscheint  $u_{TR}$  als Ausgangsspannung.)

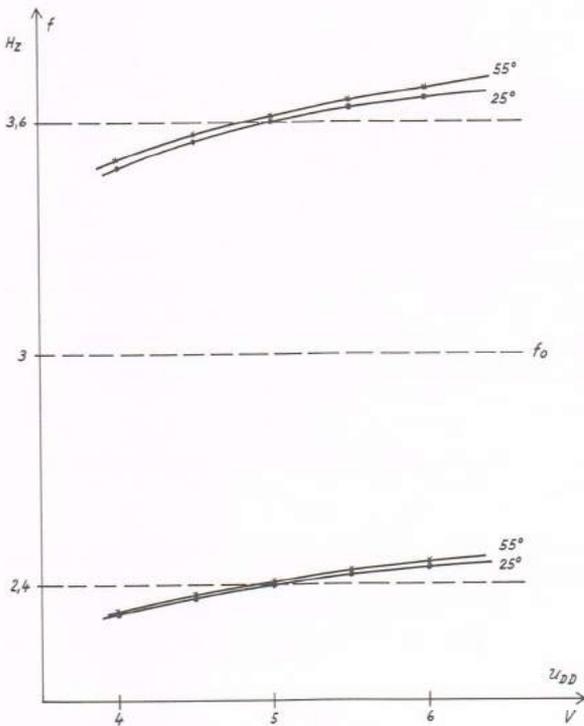


Bild 2.6 Am Modulator gemessene Spannungs- und Temperaturabhängigkeit der Signalfrequenzen

Die Differenzverstärkerstufe mit  $T_1, T_2$  zur Umwandlung der Dreiecksspannung in einen sinusähnlichen Verlauf wird asymmetrisch angesteuert. Über den durch  $R_5$  und  $C_1$  abgebildeten Tiefpass wird der Arbeitspunkt auf den Mittelwert der Dreiecksspannung eingestellt, während diese durch den Spannungsteiler  $R_4/R_7$  abgeschwächt an der Basis von  $T_1$  anliegt. Als Transistoren eignen sich alle Kleinsignaltypen mit hoher Stromverstärkung. Das Ausgangssignal mit einer Amplitude von  $\approx 150$  mV wird über  $C_2$  am Kollektor von  $T_1$  abgenommen. Mit dem als Analogschalter betriebenen Transistor  $T_3$  kann der Ausgang zur Austastung des Signals in den Sendepausen kurzgeschlossen werden (Steuersignal TXE = «Transmitter Enable» im Logisch-0-Zustand).

Der FSK-Modulator wurde unter verschiedensten Bedingungen eingehend geprüft, besonders bezüglich der Frequenzstabilität. Im Bild 2.6 sind die Messergebnisse in Abhängigkeit der Speisespannung für jeweils zwei Umgebungstemperaturen aufgezeichnet. Die Schaltung erfüllt alle an sie gestellten Anforderungen hinlänglich.

### 3. Demodulator

Zur Demodulation eines FSK-Signals wird im allgemeinen ein Frequenz/Spannungs-Wandler verwendet, welcher eine der Frequenz des Eingangssignales proportionale Ausgangsspannung erzeugt. Mit einem nachgeschalteten Spannungskomparator wird festgestellt, ob die Eingangsfrequenz über oder unter der Mittelfrequenz liegt und somit als  $f_2$  oder  $f_1$  zu interpretieren ist. Schaltungstechnisch sind zur Realisierung verschiedene Konzepte bekannt, die Verwendung eines PLL wurde zum Beispiel in [2] beschrieben. Hier soll eine recht einfache Methode verwendet werden, welche trotz geringem Aufwand sehr gute Resultate liefert. Den Schaltungsaufbau mit den zugehörigen Spannungsverläufen zeigt Bild 3.1. Durch einen Schmitt-Trigger ST wird die sinusförmige Eingangsspannung  $u_1$  in ein Rechtecksignal  $u_2$  umgewandelt. In einem Impulsformer F wird durch jede Flanke desselben (welche jeweils einem Nulldurchgang von  $u_1$  entspricht) ein Ausgangsimpuls der konstanten Länge  $T$  erzeugt (Spannung  $u_3$ ).

Durch den anschließenden Tiefpass TP wird von diesem Signal der Mittelwert  $u_4$  (= Gleichspannungsanteil) gebildet. Dieser ist proportional zur Frequenz des Eingangssignals und im statistischen Fall (Eingangsfrequenz konstant) gegeben durch:

$$u_4 = 2fT U_{DD} \quad (3.1)$$

Häufig wird die Impulslänge  $T$  etwa gleich einer Viertelperiode der Mittelfrequenz des FSK-Signals gewählt ( $T = 1/4 f_0$ ). Damit kommt die Ansprechschwelle des Komparators K auf den der Mittelfrequenz entsprechenden Spannungswert  $U_{DD}/2$  zu liegen ( $u_0 = U_{DD}/2$ ). Bei dieser Auslegung wird einerseits ein grosser Spannungshub nach dem Tiefpass erreicht, währenddem die Anforderungen an die Erholzeit des Impulsformers noch mässig bleiben. Am Ausgang des Komparators ( $u_5$ ) steht das demodulierte Datensignal RXD' zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung.

Die Qualität des Demodulators wird ausser durch die Genauigkeit der einzelnen Komponenten in erster Linie durch die Eigenschaften des Tiefpasses bestimmt. Als Qualitätskriterium dient das am Tiefpassausgang gemessene Augendiagramm. Die Grenzfrequenz wird nach der Nyquist-Bedingung gleich der halben Bitfrequenz des Datensignals gewählt. Der Grad des Tiefpasses richtet sich nach dem Abstand zwischen Bitfrequenz und FSK-Mittelfrequenz. Die durch die Ausgangsimpulse des Impulsformers erzeugte Welligkeit der Ausgangsspannung  $u_4$  muss genügend klein gehalten werden. Die Charakteristik schliesslich (etwa vom Butterworthtyp) wird auf eine optimale Öffnung des Augendiagrammes eingestellt.

Für die Realisierung des Demodulators werden mit Ausnahme des Impulsformers bekannte Standardschaltungen verwendet; dieser wird im nächsten Abschnitt einzeln beschrieben.

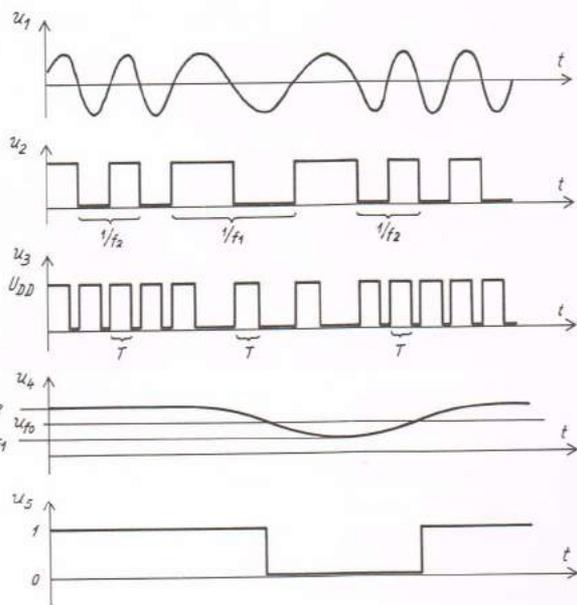
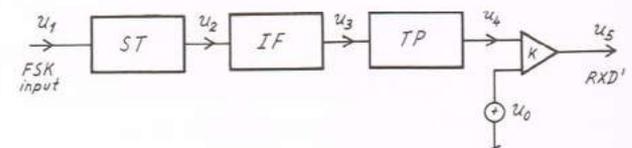


Bild 3.1 Blockschaltung des FSK-Demodulators mit zugehörigen Spannungsverläufen (ST = Schmitt-Trigger, IF = Impulsformer, TP = Tiefpass, K = Komparator)

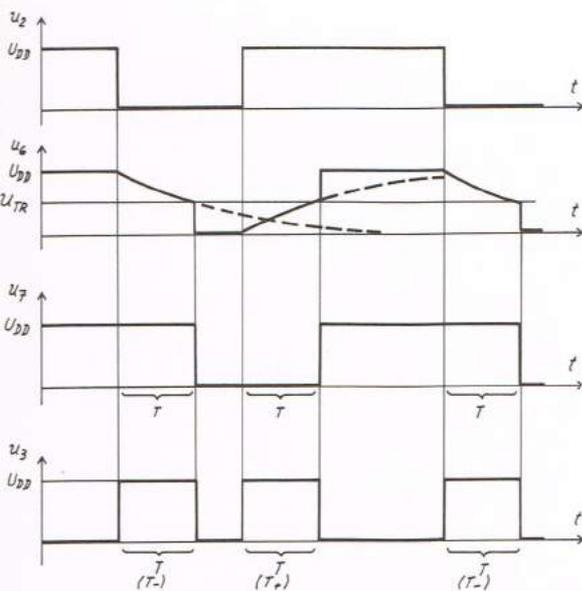
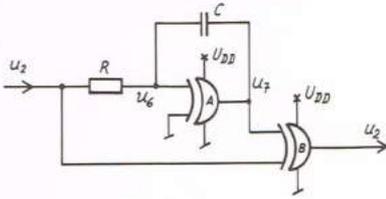


Bild 3.2 Schaltung des Impulsformers und zugehörige Spannungsverläufe

### 3.1 Impulsformer

In der klassischen Art wird der Impulsformer zweistufig ausgeführt. In einer ersten Stufe wird auf jede einem Nulldurchgang des FSK-Signals entsprechende Flanke der Spannung  $u_2$  ein kurzer Nadelimpuls erzeugt. Mit diesen Impulsen wird in der zweiten Stufe ein monostabiler Multivibrator getriggert, welcher die gewünschten Impulse konstanter Länge an den Tiefpass abgibt. Damit wird eine sehr hohe Linearität der Demodulatorkennlinie erreicht. Diese ist jedoch bei der vorgesehenen Anwendung nicht wichtig, so dass mit einer einfacheren Schaltung genauso gute Ergebnisse erzielt werden können. Bild 3.2 zeigt den Aufbau und die zugehörigen Spannungsverläufe. Das als nichtinvertierender Puffer betriebene EXOR-Tor A wird, mit  $R$  und  $C$  beschaltet, als Verzögerungsglied benützt. Die Spannung  $u_7$  kann einer Änderung des Eingangssignals  $u_2$  erst dann folgen, wenn der Kondensator  $C$  über den Widerstand  $R$  soweit umgeladen wurde, dass  $u_6$  die Transferspannung  $u_{TR}$  des Tores erreicht. Das zweite EXOR-Tor B bildet aus dem direkten und dem verzögerten Eingangssignal die gewünschten Ausgangsimpulse, deren Länge durch die Verzögerungszeit gegeben ist. Diese berechnet sich mit der Annahme  $u_{TR} = U_{DD}/2$  zu:

$$T = RC \cdot \ln 2 \approx 0,7 RC \quad (3.2)$$

Bei der zweistufigen Realisierung des Impulsformers wird normalerweise genau die gleiche Schaltung zur Erzeugung der Nadelimpulse in der ersten Stufe verwendet, mit dem Unterschied, dass die Verzögerung nur durch einige Torlaufzeiten erzeugt wird.

Im Bild 3.3a ist die gemessene Abhängigkeit der Impulslänge von der Speisespannung für die durch die ansteigende ( $T_+$ ) und die abfallende ( $T_-$ ) Flanke des Eingangssignals erzeugten Impulse einzeln aufgezeichnet, währenddem Bild 3b den Einfluss der Frequenz des Eingangssignals auf die Impulslänge aufzeigt. Mit kürzer werdendem Impulsabstand nimmt danach die Impulslänge zu. Dies ist auf den in der Betrachtung vernachlässigten Erholvorgang zwischen zwei Impulsen zurückzuführen, für den bei höheren Frequenzen zu wenig Zeit zur Verfügung steht. Dadurch entsteht in der Demodulationskennlinie nachher ein Linearitätsfehler.

Ist die Transferspannung des Tores A nicht gleich der halben Speisespannung, so werden die durch die steigenden und fallenden Flanken

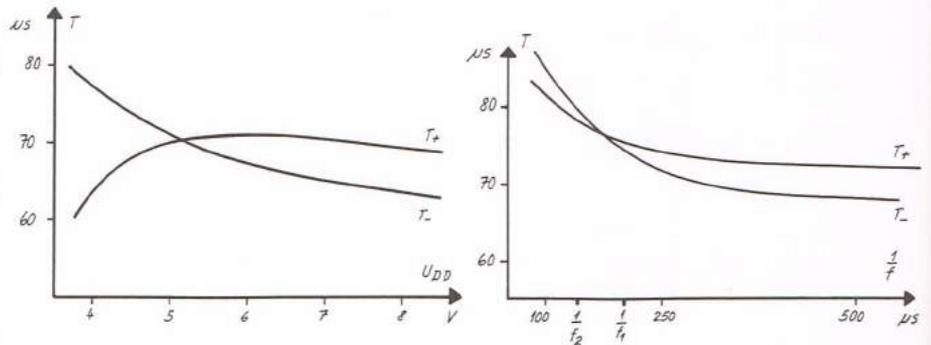


Bild 3.3 Am Impulsformer gemessene Abhängigkeit der Impulsdauer von der Speisespannung und dem Impulsabstand

der Rechteckspannung  $u_2$  erzeugten Impulse ungleich lang. Dieser hier nicht störende Effekt kann auf die gleiche Art wie die Asymmetrie der Dreiecksspannung im Modulator durch Zuschaltung eines Widerstandes vom Toreingang nach Masse oder auf die Speisespannung kompensiert werden.

### 3.2 Gesamtschaltung des Demodulators

Das vollständige Schaltschema des mit nur 3 ICs aufgebauten FSK-Demodulators zeigt Bild 3.4. Da als Speisespannung nur +5 V verwendet werden sollen, können als Komparatoren und Verstärker keine Standardoperationsverstärker wie die Typen 741 oder 301 verwendet werden. Zur Anwendung gelangen der Vierfachkomparator MC 3302 (äquivalent zu MM74C909 von NS) und der Vierfachoperationsverstärker MC 3403 von Motorola. Dadurch wird ohne Mehraufwand an Gehäusen ein grosszügiger Schaltungsaufbau ermöglicht. Um auch bei sehr unterschiedlichen Pegeln des Eingangssignales eine grosse Betriebssicherheit zu erhalten, wird die Empfindlichkeit durch einen Eingangsverstärker vergrössert. Durch eine frequenzabhängige Gegenkopplung und eine entsprechende Dimensionierung des Koppelkondensators am Eingang wird der Frequenzgang auf den Bereich 1,5... 6 kHz begrenzt. Die Referenzspannung für den nichtinvertierenden Eingang und den nachfolgenden Schmitt-Trigger wird mit einem sonst unbenützten Verstärker gepuffert. Mit dem Trimmer am Eingang wird die Verstärkung so eingestellt, dass am Testpunkt TP1 ein Signal von  $\approx 0,3 V_{eff}$  ansteht. Der Regelbereich ermöglicht in jedem Fall den problemlosen Anschluss an der DIN-Radio-Buchse eines Tonbandgerätes. Die Hysterese des Schmitt-Triggers ist auf nur  $\approx 70$  mV dimensioniert, so dass auch bei starken Schwankungen des Eingangssignales (zum Beispiel durch schlechten Band-Kopf-Kontakt) eine fehlerfreie Demodulation möglich ist. Da der Ausgang des Komparators als Open-Collector-Stufe ausgebildet ist, muss ein Lastwiderstand extern auf die Speisespannung geführt werden (2 k $\Omega$ ). Die Impulsbreite des Impulsformers ist zum genauen Abgleich des Demodulators auf die FSK-Mittelfrequenz mit einem Trimmer im Verzögerungspfad einstellbar ausgeführt. Als Tiefpass wird eine Schaltung 3. Ordnung nach [3] verwendet, welche, ausgehend von einer Dimensionierung mit Butterworth-Charakteristik und 300 Hz Grenzfrequenz, experimentell auf ein optimales Augendiagramm am Testpunkt TP3 modifiziert wurde. Die zur momentan empfangenen Signalfrequenz proportionale Ausgangsspannung des Tiefpasses gelangt an die Eingänge von drei Komparatoren. Deren Schaltschwellen liegen, auf die Eingangsfrequenz bezogen, bei 1,5 kHz, 3 kHz und 4,5 kHz. Mit dem mittleren Komparator wird festgestellt, ob die Eingangsfrequenz unter oder über  $f_0$  (= 3 kHz) liegt und somit dem Datensignal 1 oder 0 entspricht.

