

HEINRICH·HERTZ·INSTITUT FÜR SCHWINGUNGSFORSCHUNG
BERLIN·CHARLOTTENBURG

Prof. Gremmer

Technischer Bericht Nr. 79

Messung von Drehschwingungen und Drehmomenten
mit drahtloser Meßwertübertragung

von

cand. ing. D. FILBERT

H 79

Berlin
1 9 6 5

Messung von Drehschwingungen und Drehmomenten mit drahtlo-
ser Meßwertübertragung

Zusammenfassung

Es wird die Konstruktion und der Bau einer Meßanlage zur drahtlosen Messung von Drehschwingungen und Drehmomenten an Maschinenwellen beschrieben. Die Anlage besteht aus dem Sender, der auf der Maschinenwelle angebracht wird und sich mit dieser bewegt, und dem Empfänger, der an einem festen Empfangsort, unmittelbar in der Nähe der Maschinenwelle aufgestellt wird. Die Übertragung der Signale vom Sender zum Empfänger erfolgt kapazitiv.

Die auftretenden Probleme auf der Sender- und auf der Empfängerseite werden beschrieben und ihre Lösung wird angegeben. Die Ergebnisse der Messungen an Sender und Empfänger sind in Form von graphischen Darstellungen den entsprechenden Teilen des Berichts beigelegt. Der Linearitätsfehler des Senders und des Empfängers ist kleiner als $\pm 1\%$.

Als praktisches Beispiel für die Möglichkeiten des Gerätes wird eine Drehschwingungs- und Drehmomentenmessung an einem Kupplungsprüfstand beschrieben.

Heinrich-Hertz-Institut für Schwingungsforschung

Der Bearbeiter:

gez. Dieter Filbert
(cand.ing. D. Filbert)

Der Abteilungsleiter

gez. P. Matthieu
(Prof. Dr. phil. Matthieu)



Der Institutsdirektor

gez. Rothert
(Prof. Dr.-Ing. Rothert)

Inhaltsverzeichnis

	Seite
Einleitung	1
1. Der Sender	
1.1. Aufbauprobleme	2
1.2. Beschreibung der Schaltung	3
1.2.1. Die Meßbrücke	3
1.2.2. Der Differenzverstärker	3
1.2.3. Der Modulator	7
1.2.4. Betrachtung des Linearitätsfehlers des Modulators	10
1.2.5. Die Abgleichschaltung	12
1.2.6. Die Regelschaltung	12
1.3. Meßergebnisse	13
2. Der Empfänger	
2.1. Probleme der kapazitiven Übertragung	21
2.2. Beschreibung der Schaltung	21
2.2.1. Die Eingangsstufe	21
2.2.2. Die Impulsformerstufe	23
2.2.3. Der Demodulator	24
2.2.4. Der Ausgangsschalter	27
2.2.5. Das Tiefpass-Filter	31
2.2.6. Der Ausgangsemitterfolger	33
2.3. Meßergebnisse	34
3. Beschreibung eines Versuchsaufbaus zur Messung von Drehschwingungen	43
4. Quellennachweis	46

Einleitung

Bei Drehmomentmessungen an Maschinenwellen mittels Dehnungsmeßstreifen wird meist die DMS-Brücke über Schleifringe mit der Meßanordnung verbunden. Wegen der sich ändernden Übergangswiderstände an Bürsten und Schleifringen ist diese Methode aber nur bis zu Umfangsgeschwindigkeiten von ca. 20 m/sec. brauchbar. Zur schleifringlosen Übertragung von Meßwerten können verschiedene Verfahren herangezogen werden. Der Nachteil der meisten dieser Verfahren liegt darin, daß Exzentrizitäten der Welle das Meßergebnis verfälschen. Am besten führt ein Verfahren zum Ziel, bei dem der von der DMS-Brücke abgegebene Meßwert einer hochfrequenten Schwingung aufmoduliert wird, die dann den Meßwert drahtlos überträgt. Hierbei scheidet, falls nicht spezielle Anordnungen der Antenne vorgesehen sind, die Amplitudenmodulation von vornherein aus, da eine an der Welle angebrachte und mit ihr umlaufende Antenne Feldstärkeschwankungen am festen Empfangsort mit sich bringt, die ein alternierendes Drehmoment vortäuschen. Aus allen diesen Gründen wurde in dieser Arbeit die Frequenzmodulation gewählt.

Die Anlage besteht auf der Senderseite aus DMS-Brücke, Differenzverstärker und Modulator. Die Brücke wandelt die Dehnung der Welle in eine proportionale Spannung um. Diese wird im Differenzverstärker verstärkt und dem Modulator zugeführt. Der Modulator hat die Aufgabe, aus der Spannung eine proportionale Frequenz zu erzeugen. Er ist ein sogenannter Analog-Frequenz-Wandler. Die hochfrequente Schwingung wird dem Modulator entnommen und auf eine geeignete, feste Empfangsanlage drahtlos übertragen. In der Empfangsanlage wird das Signal demoduliert. Die Ausgangsspannung an diesem Modulator, die nun wieder dem Drehmoment proportional ist, wird einem Drehspulinstrument zugeführt. An diesem kann dann der statische Wert des Drehmoments abgelesen werden. Für dynamische Messungen ist ein besonderer Ausgang vorgesehen, an den zur Registrierung ein Oszillograph oder ein Schreiber angeschlossen werden kann.

1. Der Sender

1.1. Aufbauprobleme

Für den praktischen Aufbau des Senders ergaben sich einige Forderungen, die hier kurz zusammengefaßt werden sollen.

- a) Da der Sender auf der Welle bzw. an rotierenden Teilen einer Maschine angebracht werden muß, war es nötig, darauf zu achten, daß der Sender ein möglichst geringes Gewicht hat, da bei hohen Umfangsgeschwindigkeiten jede zusätzliche Masse eine große Zentrifugalkraft erzeugt. Besonders für den Fall, daß der Sender an einer Welle direkt angebracht wird, ist vorgesehen, die Batterien und den Sender, die beide ungefähr gleiches Gewicht haben, an zwei gegenüberliegenden Punkten des Wellenumfangs anzubringen, um die Zentrifugalkräfte zu kompensieren.
- b) Bei hohen Umfangsgeschwindigkeiten treten naturgemäß auch hohe Zentrifugalbeschleunigungen auf. Dabei werden Werte von ca. 2000g ohne weiteres erreicht. Es muß daher der konstruktive Aufbau so gestaltet werden, daß durch diese Kräfte keine Zerstörung oder Überbeanspruchung auftritt. Deshalb wird die aufgebaute Schaltung mit Araldit-Harz vergossen. Das schwächste Glied in der Kette der Einzelteile sind vom Aufbau her die Transistoren. Aus diesem Grund wurden verschiedene Transistortypen Beschleunigungen bis zu 2000g unterzogen. Dabei traten keine merklichen Änderungen der Transistor-Parameter auf.
- c) Da sich die Maschinenteile während des Betriebes unterschiedlich erwärmen können, und da diese Temperatur auf den Sender einwirkt, ist es notwendig, den Sender so temperaturstabil wie möglich aufzubauen. Hier ist ein Betriebsbereich von 20°...80°C möglich. Die einzelnen Maßnahmen zur Temperaturstabilisierung werden noch unter 1.2.2. und 1.2.3. erläutert.
- d) Die Batterien sind ein wesentlicher Bestandteil der Senderanlage. Da sie zum Gewicht des Ganzen nicht unwesentlich beitragen, ist es erforderlich, den Leistungsverbrauch der Schaltung klein zu halten. Es ergibt sich damit die Notwendigkeit, mit wenig Stufen und einfachen leistungssparenden Schaltungen auszukommen.

1.2 Beschreibung der Schaltungen

1.2.1 Die Meßbrücke

Die Brücke ist gemäß Bild 1 geschaltet:

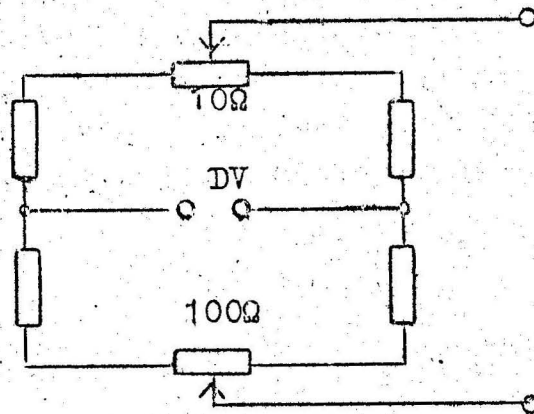


Bild 1

Bei der Verwendung von Metallfilm-Dehnungsmeßstreifen beträgt der k-Faktor ca. 2, mit Halbleiterstreifen ist die Empfindlichkeit um das 70-fache größer ($k=140$). Vorgesehen sind normalerweise 4 Streifen à 1000 Ohm (Vollbrücke). Es ist aber auch möglich, mit einer Halbbrücke zu arbeiten, wenn man zwei Streifen durch feste Widerstände ersetzt. Allerdings beträgt die Empfindlichkeit dann nur die Hälfte von der einer Vollbrücke. Auch Streifen zu 600Ω sind möglich. Die Stromversorgung erfolgt durch die geregelte Gleichspannung von 7,5 V, die auch zur Versorgung der Schaltung benutzt wird. Mit Hilfe der beiden Potentiometer ist ein Grob- und Feinabgleich möglich.

1.2.2. Der Differenzverstärker

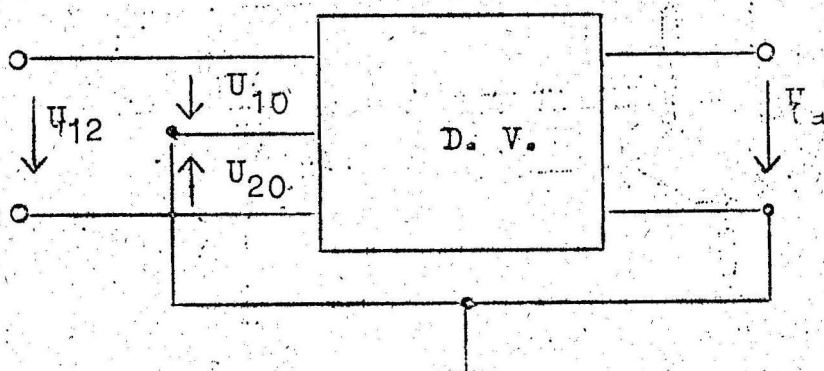


Bild 2

Jede erdfreie Spannung U_{12} läßt sich als Differenz zweier an das Erdpotential gebundener Spannungen U_{10} und U_{20} darstellen. Mit Hilfe eines Differenzverstärkers kann man eine solche erdfreie

Spannung, oder gleichbedeutend, die Differenz zweier an das Erdpotential gebundener Spannungen, messen. Von einem idealen Differenzverstärker wird gefordert, daß seine Ausgangsspannung nur der Differenz der beiden Eingangsspannungen U_{10} und U_{20} proportional ist und unabhängig von ihrem gemeinsamen Anteil bleibt. Ein Maß für die Güte eines Differenzverstärkers ist die Gleichtaktunterdrückung G . Bezeichnet man als Differenzverstärkung V_{diff} die Verstärkung einer reinen Differenzspannung, so folgt nach Bild 2:

Mit $U_{20} = 0$ und $U_{10} = U_{12}$

$$V_{diff} = \frac{U_a}{U_{12}} \quad (1)$$

Die Gleichtaktverstärkung sei die Verstärkung bei Aussteuerung mit zwei nach Betrag und Phase gleichen Spannungen. Aus Bild 2 folgt dann mit $U_{12} = 0$ und $U_{10} = U_{20}$

$$V_{gl} = \frac{U_a}{U_{10}} \quad (2)$$

Als Gleichtaktunterdrückung G bezeichnet man das Verhältnis:

$$G = \frac{V_{diff}}{V_{gl}} \quad (3)$$

Um mit verhältnismäßig kleinen Versorgungsspannungen auszukommen, wurde von vornherein eine Schaltung entwickelt, bei der die 1. Stufe aus NPN-Transistoren und die 2. Stufe aus PNP-Transistoren bestand.

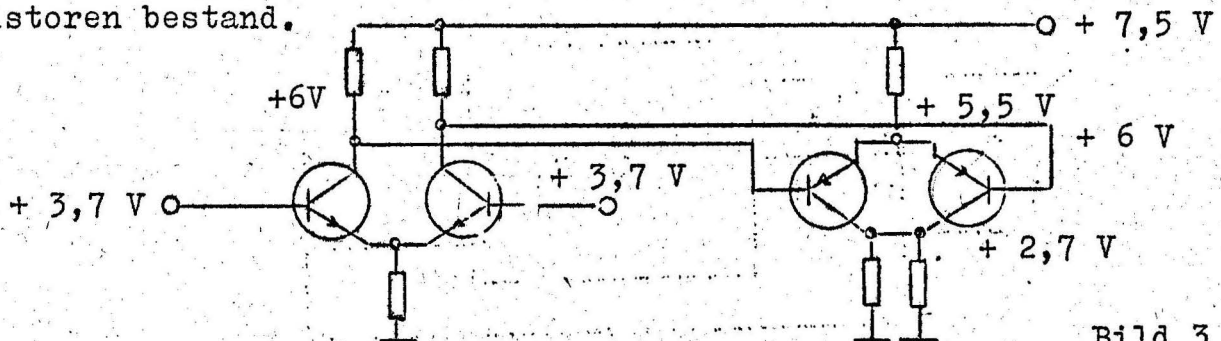


Bild 3

Wie Bild 3 zeigt, sind die Potentiale durch diese Schaltung am günstigsten aufgeteilt. Außerdem wirken sich Versorgungsspannungsschwankungen nicht so sehr aus, weil die Basis-Emitterspannung für die 2. Stufe am Kollektorwiderstand der 1. Stufe abgenommen wird. Der Spannungsabfall an diesem Widerstand ist aber nur durch

den Kollektorstrom des Eingangstransistors bedingt und dieser ist wiederum verhältnismäßig unabhängig von der Versorgungsspannung. So lag es zunächst nahe, die Schaltung direkt aus den Batterien, die, wie später noch gezeigt wird, nur eine Spannungsänderung von ca. 10 % während ihrer Entladezeit aufweisen, zu betreiben. Die eben geschilderten Verhältnisse gelten aber nur, wenn der Basisstrom des ersten Transistors unabhängig von der Versorgungsspannung ist. Dies ist jedoch nicht der Fall, da die Basen des ersten Transistors an den Brückendiagonalpunkten liegen. Da nun die Brücke auch aus der Batterie gespeist werden sollte, hätte sich die Spannung zwischen Basis und Masse mit der Versorgungsspannung U_0 verändert. Wäre $U_0 = 7,5 \text{ V}$ und würde sich um 10 % ändern, so hätte das eine Gleichtaktansteuerung am Eingang von 0,35V bedeutet. Bei einer Differenzverstärkung von 100 und einer Eingangsempfindlichkeit von 10mV bedeutet dies eine sehr hohe Gleichtaktunterdrückung, wenn man fordert, daß die Gleichtaktansteuerung einen Fehler von 1 % bedingt.

Berechnung der Gleichtaktunterdrückung G:nach (3)

$$G = \frac{V_{\text{diff}}}{V_{\text{gl}}} \quad V_{\text{diff}} \quad 100$$

Am Eingang liegen 0,35V, am Ausgang sollen dann noch 1 % von der Ausgangsdifferenzspannung liegen, d.h. 10mV.

Damit wird: $V_{\text{gl}} = \frac{10}{350}$

$$G = 100 \cdot \frac{350}{10} = 3500 \quad G \geq 71 \text{ dB}$$

In der Literatur /8/; /9/ sind verschiedene Schaltungen zur Erzielung hoher Gleichtaktunterdrückungen angegeben. Es wurden Möglichkeiten untersucht, besonders Schaltungen ähnlich den Angaben aus /8/ und /10/.

Die Schaltung nach Mc Fee erreicht zwar eine hohe Gleichtaktunterdrückung ($G \geq 70 \text{ dB}$) verlangt aber für beide Transistoren gleiche Arbeitspunkte. Schon eine kleine Unsymmetrie verschlechtert das Ergebnis erheblich. Da hier wegen des verlangten großen Temperaturbereichs mit Arbeitspunktverlagerungen gerechnet werden mußte, konnte eine so hohe Gleichtaktunterdrückung nicht erreicht werden. Ferner sollte der Verstärker vom Ausgang zum Eingang eine

symmetrische Gegenkopplung zur Stabilisierung erhalten. Dies ist aber bei der Schaltung nach Mc Fee, deren Ausgang unsymmetrisch ist, nicht möglich.

Aus diesem Grund wurde bei dem vorliegenden Gerät ein anderer Weg beschritten. Die Versorgungsspannung wird geregelt. Dadurch ist eine so hohe Gleichtaktunterdrückung nicht erforderlich. Die Schaltung (Bild 6) besteht nun aus dem zweistufigen Differenzverstärker. Von dem Kollektor der zweiten Stufe erfolgt über die Widerstände R_6, R_7 an die Emitter der ersten Stufe eine Gegenkopplung. Bei Gleichaktansteuerung ist für den Grad der Gegenkopplung das Verhältnis

$$\frac{R_6}{R_3 + R_5} \quad \text{bzw.} \quad \frac{R_7}{R_4 + R_5}$$

verantwortlich, während dieses Verhältnis bei Differenzansteuerung

$$\frac{R_{6,7}}{R_{3,4}}$$

beträgt. Damit ist die Gegenkopplung bei Gleichaktansteuerung wesentlich höher als bei Differenzansteuerung. Es wird erreicht, daß die Gleichtaktverstärkung $v_{gt} \approx 1$ ist.

Zwischen die Kollektoren der ersten Stufe ist ein Kondensator geschaltet, der den Frequenzgang nach oben hin begrenzt.

Wegen des großen Temperaturbereichs war es notwendig, auch in dieser Hinsicht günstige Bedingungen zu schaffen.

So wurden Transistoren ausgewählt, die einen nur kleinen Kollektorreststrom aufweisen.

Bekanntlich gilt:

$$I_{CB0} \Big|_{T_2} = I_{CB0} \Big|_{T_0} \cdot \exp C_c (T_2 - T_0) \quad (4)$$

$$C_c = 0,04 \dots 0,08 \text{ f. Silizium}$$

Ist I_{CB0} sehr klein, dann hat auch die Temperatur einen geringen Einfluß auf I_c . Jedoch ist der Ruhestrom nicht beliebig klein zu wählen. Er muß je nach geforderter Genauigkeit in einem bestimmten Verhältnis zu I_{CB0} stehen.

Daneben ist der Ruhestrom I_C aber auch noch von der Temperaturabhängigkeit der Emitter - Basisspannung abhängig.

Sie läßt sich beschreiben durch:

$$\Delta U_{EB} \approx D_T \Delta D_j \quad (5)$$

$$D_T = -2,0 \dots -2,5 \text{ mV/}^\circ\text{C}$$

Da aber auch Dioden diesem gleichen Gesetz gehorchen, ist bei beiden Verstärkerstufen in die Kollektorleitung jeweils eine Diode in Durchlaßrichtung geschaltet. Mit ihr wird die Temperaturabhängigkeit der Emitter - Basisspannung kompensiert.

1.2.3. Der Modulator

Für Analog - Digitalwandler und für Breitband - Frequenzmodulatoren mit einem Hub von $\pm 50\%$ sind Schaltungen sehr geeignet, die Kondensatoren umladen. Die bekanntesten Ausführungen sind Multivibratoren und Sägezahnschwinger. Hier wurde ein Sägezahnschwinger benutzt, da er nur die Hälfte an Schaltmitteln gegenüber einem Multivibrator benötigt. Die Schaltung (Bild 7) arbeitet folgendermaßen:

Die Eingangsspannung U_{e1} steuert einen Kollektorstrom I_{c1} , der den Kondensator C_k auflädt. Sobald die Kondensatorspannung U_k so groß geworden ist, daß der Transistor T_2 zu leiten beginnt, wird der Kondensator C_k sehr rasch entladen, weil durch den Rückkopplungs - Kondensator C_2 der Transistor T_3 zu Beginn der Entladung gesperrt wird und die Basis des Transistors T_2 über R_{a3} auf $-U_b$ liegt. Nach der Entladung beginnt wieder der Ladevorgang. Die Entladezeit kann in erster Näherung gegenüber der Ladezeit vernachlässigt werden, wenn $R_{a2} \cdot C_k \ll t_a$ ist.

Die Frequenz f des Sägezahn - Modulators ist eine Funktion der drei Veränderlichen U_{e1} , ϑ , U_0 :

$$f = f(U_{e1}, \vartheta, U_0) \quad (6)$$

Da aber die Versorgungsspannung U_0 stabilisiert ist, kann man schreiben:

$$f = f(U_{e1}, \vartheta) \quad (7)$$

Das totale Differential dieser Funktion lautet:

$$df = \left(\frac{\partial f}{\partial U_{e1}} \right) dU_{e1} + \left(\frac{\partial f}{\partial \vartheta} \right) d\vartheta \quad (8)$$

Für $\mathcal{N} = \text{const.}$ ist $d\mathcal{N} = 0$, sodaß (8) übergeht in:

$$\frac{df}{dU_{e1}} = \left(\frac{\partial f}{\partial U_{e1}} \right)_{\mathcal{N}} = \text{const} \quad (9)$$

Dieser Ausdruck beschreibt die Modulationskennlinie.

Sie ist linear, wenn $\frac{d^2 f}{dU_{e1}^2} = 0$ ist.

Für $U_{e1} = \text{const.}$, also für einen beliebigen Punkt der Kennlinie wird aus (8):

$$\frac{df}{d\mathcal{N}} = \left(\frac{\partial f}{\partial \mathcal{N}} \right) U_{e1} = \text{const.} \quad (10)$$

Die Abhängigkeit der Frequenz von der Temperatur wird ein Extremwert, wenn

$$\frac{d^2 f}{dT^2} = 0 \text{ ist.}$$

Aufstellen der expliziten Gleichungen:

Für die Amplitude des Sägezahns gilt:

$$U_k = \frac{t_a \cdot I_{c1}}{C_k} \quad (11)$$

Die Entladezeit t_e ist wegen $t_e \ll t_a$ praktisch temperatur- und frequenzunabhängig. Dann ist:

$$f = \frac{1}{t_a} \quad (12)$$

Um den Transistor T_2 während der Entladezeit t_e sauber durchzuschalten, muß die Bedingung,

$$R_{a3} \leq \beta_2 \cdot R_{a2}$$

erfüllt sein.

Der Ausdruck β_2 ist die Stromverstärkung des Transistors T_2 .

Aus den Gleichungen (11) und (12) folgt:

$$f = \frac{I_{c1}}{C_k U_k} \quad (13)$$

Der Ladestrom I_{c1} ist:

$$I_{c1} = S_1 U_{e1} + I_{CBo} \exp [C_c (\mathcal{N}_j - \mathcal{N}_o)] \quad (14)$$

Der Faktor S_1 ist die dynamische Steilheit des Ladetransistors T_1 und läßt sich aus den Komponenten h_{ik} der h -Matrix wie folgt berechnen:

$$S_1 = \frac{h_{21}}{h_{11} + h_{21} R_{E1}} \quad (15)$$

Die Eingangsspannung U_{e1} ist ebenfalls temperaturabhängig:

$$U_{e1} = U_{e10} + D_{\mathcal{V}1} \cdot \mathcal{V} \quad (16)$$

Aus den Gleichungen (13), (14), und (16) folgt:

$$f = \frac{S_1 \cdot [U_{e10} + D_{\mathcal{V}1} \cdot \mathcal{V} + I_{CB0} \exp[C_c (\mathcal{V}_j - \mathcal{V}_n)]}{C_k \cdot U_k} \quad (17)$$

Der Einfluß der passiven Schaltelemente soll hier unberücksichtigt bleiben.

Aus (10) und (13) folgt:

$$\frac{df}{d\mathcal{V}} = \frac{1}{(C_k U_k)^2} \left[C_k U_k \frac{dI_{c1}}{d\mathcal{V}} - C_k I_{c1} \frac{dU_k}{d\mathcal{V}} \right]$$

$$\frac{df}{d\mathcal{V}} = \frac{1}{(C_k U_k)^2} \left[U_k \frac{dI_{c1}}{d\mathcal{V}} - I_{c1} \frac{dU_k}{d\mathcal{V}} \right] \quad (18)$$

Soll die Frequenz unabhängig von der Temperatur bleiben, so muß die Bedingung

$$\frac{df}{d\mathcal{V}} = 0$$

gelten.

Aus Gleichung (18) wird demzufolge:

$$U_k \frac{dI_{c1}}{d\mathcal{V}} = I_{c1} \frac{dU_k}{d\mathcal{V}}$$

$$\frac{I_{c1}}{U_k} = \frac{dI_{c1}}{dU_k} \quad (19)$$

Die Bedingung (19) läßt sich nur für einen Punkt der Kennlinie erfüllen. Die Kennlinie dreht sich mit der Temperatur um diesen Punkt. Die Neigung ist also temperaturabhängig. Sie ist aus (9), (13) und (14) zu berechnen:

$$\frac{df}{dU_{e1}} = \frac{S_1}{C_k U_k} \quad (20)$$

$C_k U_k$ ist unabhängig von U_{e1} . Außerdem wurde

$$\frac{dD_{\mathcal{V}1}}{dU_{e1}} = 0$$

gesetzt, was nicht exakt gilt.

Die Neigung der Kennlinie bleibt also nur konstant, wenn S_1 , C_k und U_k konstant sind. Die Beziehung (19) wird damit

sinnlos, weil für die Amplitude der Sägezahnsschwingung gefordert wird:

$$\frac{dU_k}{d\vartheta} = 0 \quad (21)$$

Aus (18) und (21) folgt:

$$\frac{df}{d\vartheta} = \frac{1}{C_k U_k} \cdot \frac{dI_{c1}}{d\vartheta}$$

$$\frac{df}{d\vartheta} = \frac{1}{C_k U_k} \left[S_1 D_{\vartheta} + I_{CB0} \exp \left[C_c (\vartheta_j - \vartheta_0) \right] \right] \quad (22)$$

Diese Gleichung fordert, daß der Reststrom I_{CB0} möglichst klein sein soll und der Temperaturdurchgriff zu kompensieren ist.

Im praktischen Aufbau der Schaltung wurde dann als T_1 ein Transistor gewählt, dessen Reststrom $I_{CB0} = 25 \mu A$ ($25^\circ C$) ist. Dies ergibt einen Fehler durch temperaturbedingte Änderung des Reststromes, der 1% ist. Um U_k konstant zu halten, ist es erforderlich, den Strom durch den Widerstand R_{a3} konstant zu halten. Aus diesem Grund ist der Arbeitspunkt des Transistors T_3 , der während der Aufladezeit t_a geöffnet und nur während der Entladezeit t_e gesperrt ist, in die Sättigung gelegt worden. Dies ergibt eine geringe Temperaturabhängigkeit des Kollektorstroms. Zur zusätzlichen Kompensation ist der Basisspannungsteiler R_{23}, R_{13} noch temperaturabhängig ausgeführt. R_{23} ist ein Metallschichtwiderstand mit sehr geringem T_k ($5 \cdot 10^{-6}$), R_{13} ist ein Kohleschichtwiderstand mit einem negativen T_k von ca. $-5 \cdot 10^{-4}$.

1.2.4. Betrachtung des Linearitätsfehlers des Modulators

Bei den obigen Betrachtungen wurde die Entladezeit t_e vernachlässigt. Sie ist aber von Einfluß auf die Linearität des Modulators. Bei konstantem Ladestrom, den man hier wegen des hohen Innenwiderstandes von T_1 annehmen kann, hat die Ausgangsspannung folgenden Verlauf:

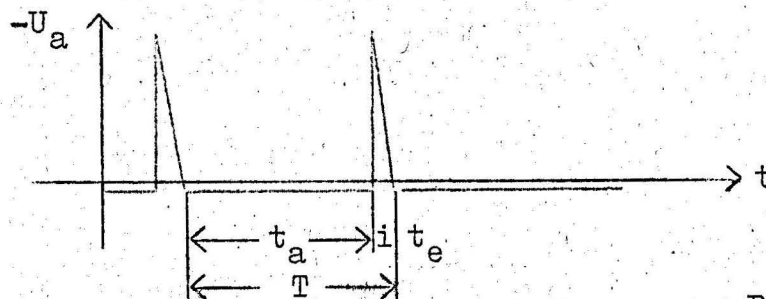


Bild 4

Für die Frequenz erhält man dann:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_a + t_e} \quad (23)$$

Mit (11) wird:

$$f = \frac{1}{\frac{U_k C_k}{I_{c1}} + t_e} \quad (24)$$

Entwickelt man diese Funktion in eine Reihe nach Taylor, so kann man den Fehler abschätzen. Man erhält für $\pm 50\%$ Hub:

$$f(I_{c10} + \Delta I_c) = f(I_{c10}) + \frac{C_k U_k}{(C_k U_k + t_e I_{c10})^2} \Delta I_{c1} - \frac{C_k U_k t_e}{(C_k U_k + t_e I_{c10})^3} \Delta I_{c1}^2 \quad (25)$$

$$= f_0 + \frac{1}{2} f_0 - 2 \Delta f \quad (26)$$

Aus (25) und (26) ergibt sich also

$$f_0 = f(I_{c10}) = \frac{1}{\frac{C_k U_k}{I_{c10}} + t_e} \quad (27)$$

$$f_0 = 2 \frac{C_k U_k}{(C_k U_k + t_e I_{c10})^2} \Delta I_{c1} \quad (28)$$

$$\Delta f = \frac{1}{2} \frac{C_k U_k t_e}{(C_k U_k + t_e I_{c10})^3} \Delta I_{c1}^2 \quad (29)$$

Der relative Fehler definiert wird ($\pm 50\%$ Hub) als:

$$F = \frac{\Delta f}{f_0/2} \quad (30)$$

folgt:

$$F = \frac{1}{2} t_e f_0 \frac{\Delta I_{c1}}{I_{c10}} \quad (31)$$

$$F = \frac{1}{2} \frac{f_0 t_e}{1 - 2 f_0 t_e} \quad (32)$$

Für kleine Entladezeiten t_e kann man dann angenähert schreiben:

$$F \approx \frac{1}{2} t_e f_0 \quad (33)$$

1.2.5. Die Abgleichschaltung

Will man die Dehnungsmeßstreifenbrücke abgleichen, so muß die Mittenfrequenz f_0 bekannt sein. Sie entspricht dem Drehmoment $M_d = 0$ und damit dem am Eingang kurzgeschlossenen Verstärker. Damit man diese Nulllinie auch während des Betriebes jederzeit schreiben kann, ist es möglich, den Verstärker mit Hilfe von Relaiskontakten kurzzuschließen. Das Relais wird von einem Transistor gesteuert (s. Bild 9). Der Transistor erhält seine Steuerspannung aus dem Teiler, gebildet aus R_1 , R_2 . Will man die Nulllinie schreiben, so muß man die am Umfang verteilten Fotowiderstände beleuchten. Dadurch erniedrigt sich der Fotowiderstand und die Basis des Transistors erhält eine negative Vorspannung gegenüber dem Emitter. Der dadurch hervorgerufene Kollektorstrom steuert das Relais. Die der Relaiswicklung parallel geschaltete Diode hat die Aufgabe, Spannungsspitzen am Kollektor zu vermeiden, die beim Sperren des Transistors entstehen, und das Relais etwas im Abfall zu verzögern.

1.2.6. Die Regelschaltung

Die zur Stromversorgung von Verstärker, Modulator und Brücke notwendige geregelte Spannung wird mit Hilfe der Schaltung (Bild 8) gewonnen.

Den sich ändernden Längswiderstand bildet der Transistor T_1 . Der Transistor T_3 sorgt für die Regelverstärkung und der Transistor T_2 liefert einen konstanten Strom. Wenn sich die Ausgangsspannung infolge eines größeren Laststroms verringert, so teilt sich diese Spannungsabnahme über den Teiler R_1 , R_2 und die Normalspannungsquelle der Basis von T_3 mit, sodaß dieser weniger leitet. Der Strom, der normalerweise durch T_3 geflossen wäre, fließt nun durch T_1 . Dadurch wird der sich durch T_1 darstellende Längswiderstand kleiner und die Ausgangsspannung nimmt zu. Die Temperaturstabilität eines Transistors mit großem Basiswiderstand ist gering, sofern nicht β klein ist. Der Transistor T_2 wird invers betrieben. Daher ist β sehr klein. Überdies ist diese Schaltung als Konstantstromquelle unabhängig von β .

Als Energiequelle werden zwei 6,5V - Mallory - Quecksilber Batterien verwendet. Der große Vorteil dieser Batterien ist die verhältnismäßig konstante Klemmenspannung, unabhängig vom Ent-

ladungszustand. Die Entladekurve ist in Bild 5 dargestellt, wie sie mit Hilfe eines Philips-Kompensationsschreibers aufgezeichnet wurde.

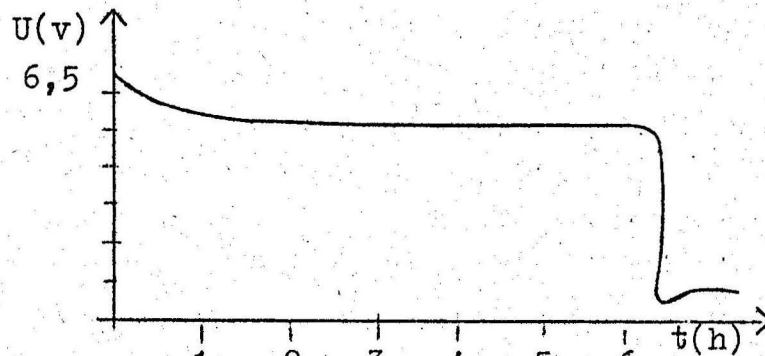


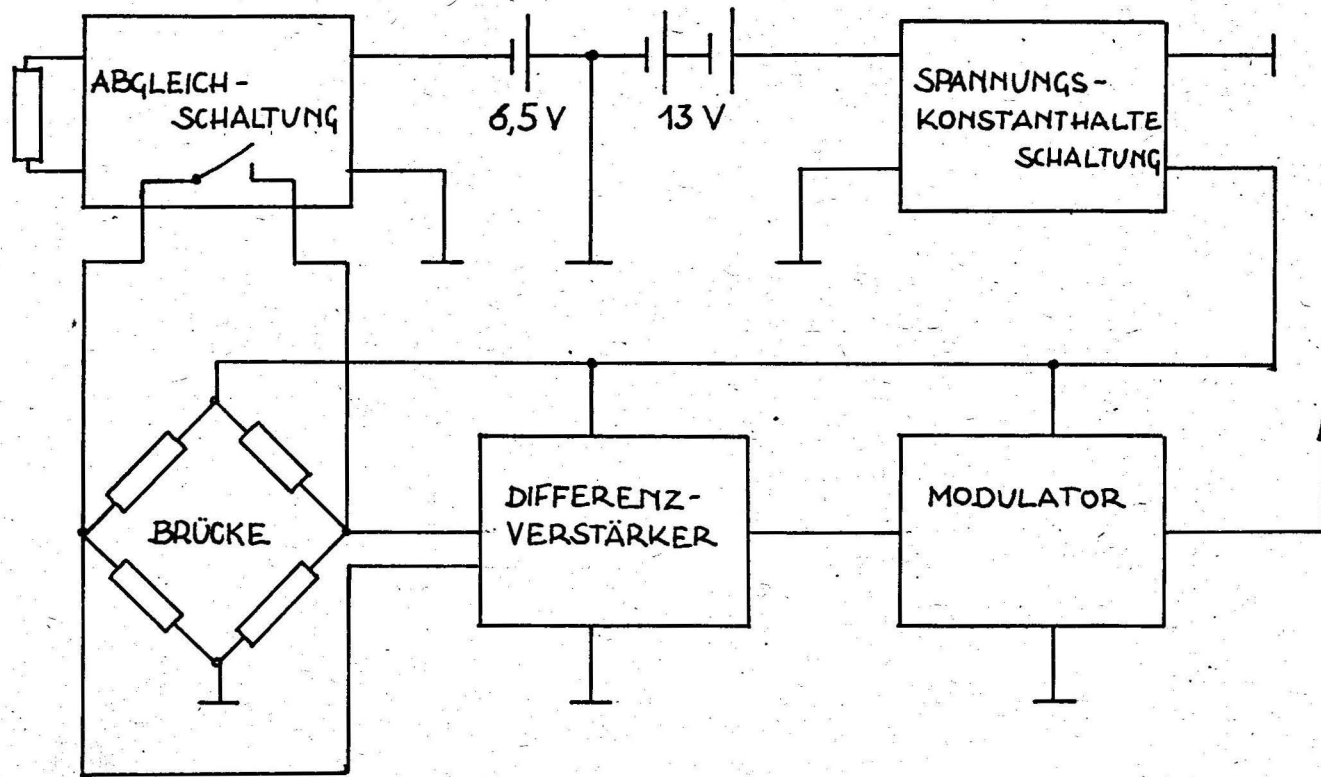
Bild 5

1.3. Meßergebnisse

Die Ergebnisse der durchgeführten Messungen sind in den Diagrammen 1 bis 4 dargestellt.

Hier sei eine Zusammenfassung der technischen Daten des Senders gegeben:

Mittenfrequenz des Trägers	120 kHz
Frequenzhub:	$\pm 50 \%$
Empfindlichkeit:	50 % Hub bei einer Dehnung von $\varepsilon = 7,2 \cdot 10^{-4}$
Änderung der Empfindlichkeit:	$\leq 1 \%$ $\Delta \vartheta = 60^\circ\text{C}$ (20...80°C)
Drift:	5 % $\Delta \vartheta = 60^\circ\text{C}$ (20...80°C)
Linearität:	$\leq 1 \%$
Klirrfaktor:	$\leq 1 \%$
Frequenzgang:	0...1,2 kHz (≤ 3 db)
Gleichtaktunterdrückung:	38,5 db
Fremdspannungsabstand:	≤ 50 db
Stromversorgung:	13 V und 6,5 V Mallory- Quecksilberbatterien



BLOCKSCHALTBILD DES
MESSWERTÜBERTRAGERS
(SENDER)

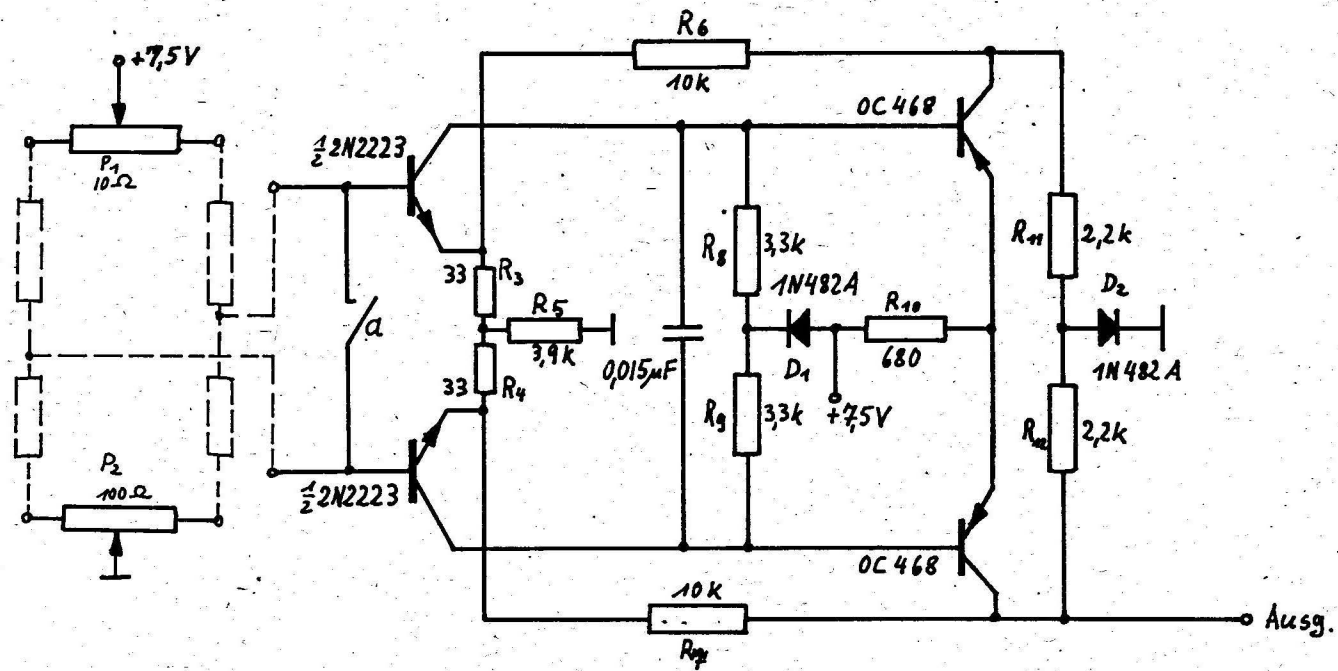
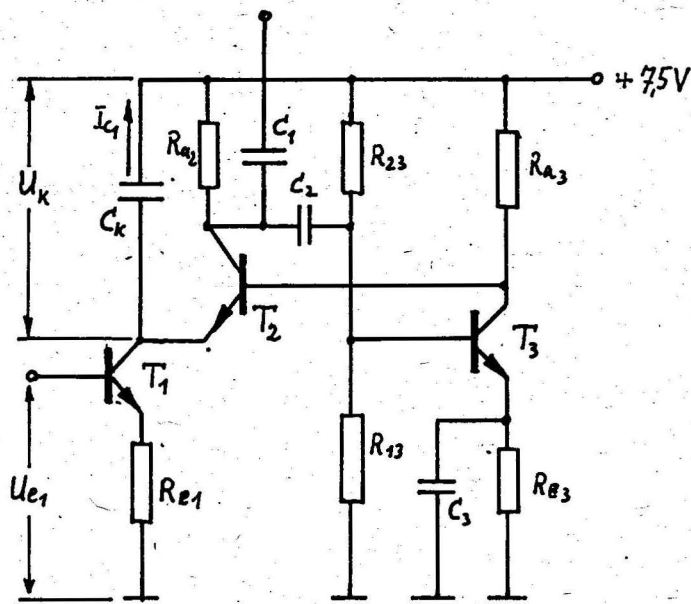


Bild 6 Differenzverstärker



$$R_{e1} = 2,7 \text{ k}$$

$$R_{a2} = 47$$

$$R_{23} = 8,2 \text{ k}$$

$$R_{13} = 22 \text{ k}$$

$$R_{a3} = 820$$

$$R_{e3} = 1,2 \text{ k}$$

$$C_k = 2 \text{ nF}$$

$$C_1 = 3,3 \text{ nF}$$

$$C_2 = 0,01 \text{ } \mu\text{F}$$

$$C_3 = 0,022 \text{ } \mu\text{F}$$

$$T_1 = 2\text{N } 911$$

$$T_2 = 2\text{N } 706$$

$$T_3 = 2\text{N } 706$$

Bild 7 Modulator

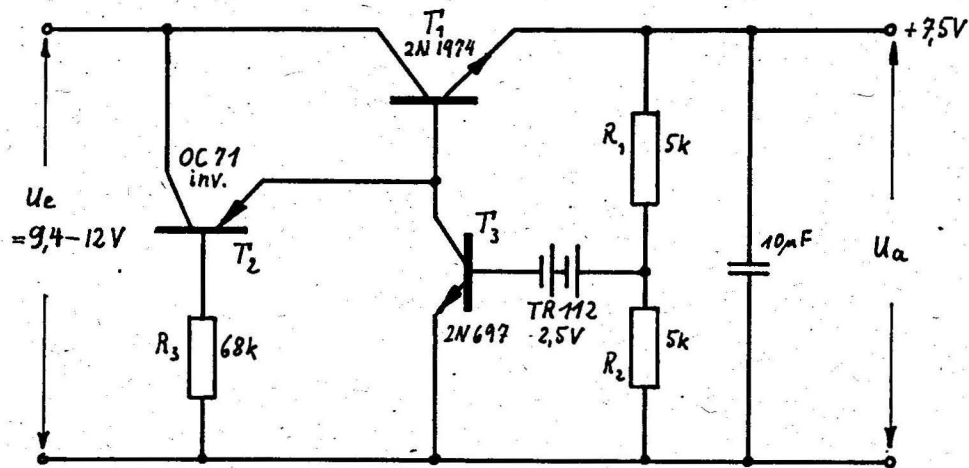


Bild 8 Spannungstabilisierer

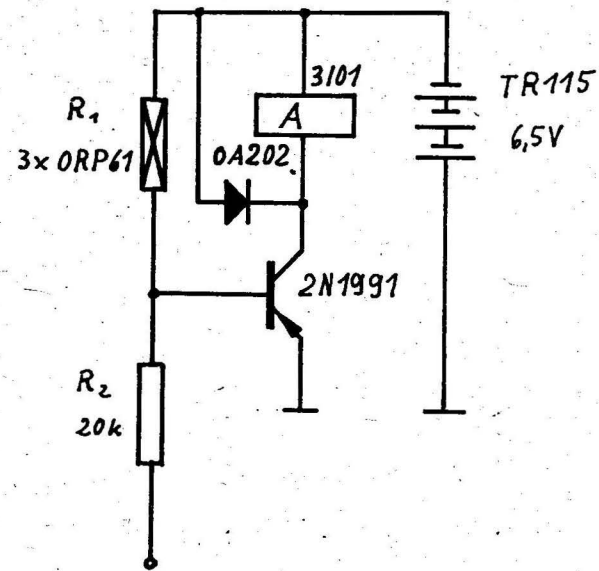


Bild 9 Abgleichschaltung

Diagramm 1: Drift des Wandlers

f
kHz

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{3,4}{115,5} = 0,0294 = 2,94\%$$

122
121
120
119
118
117
116
115
114
113

20 30 40 50 60 70 80

$\theta [^{\circ}\text{C}]$

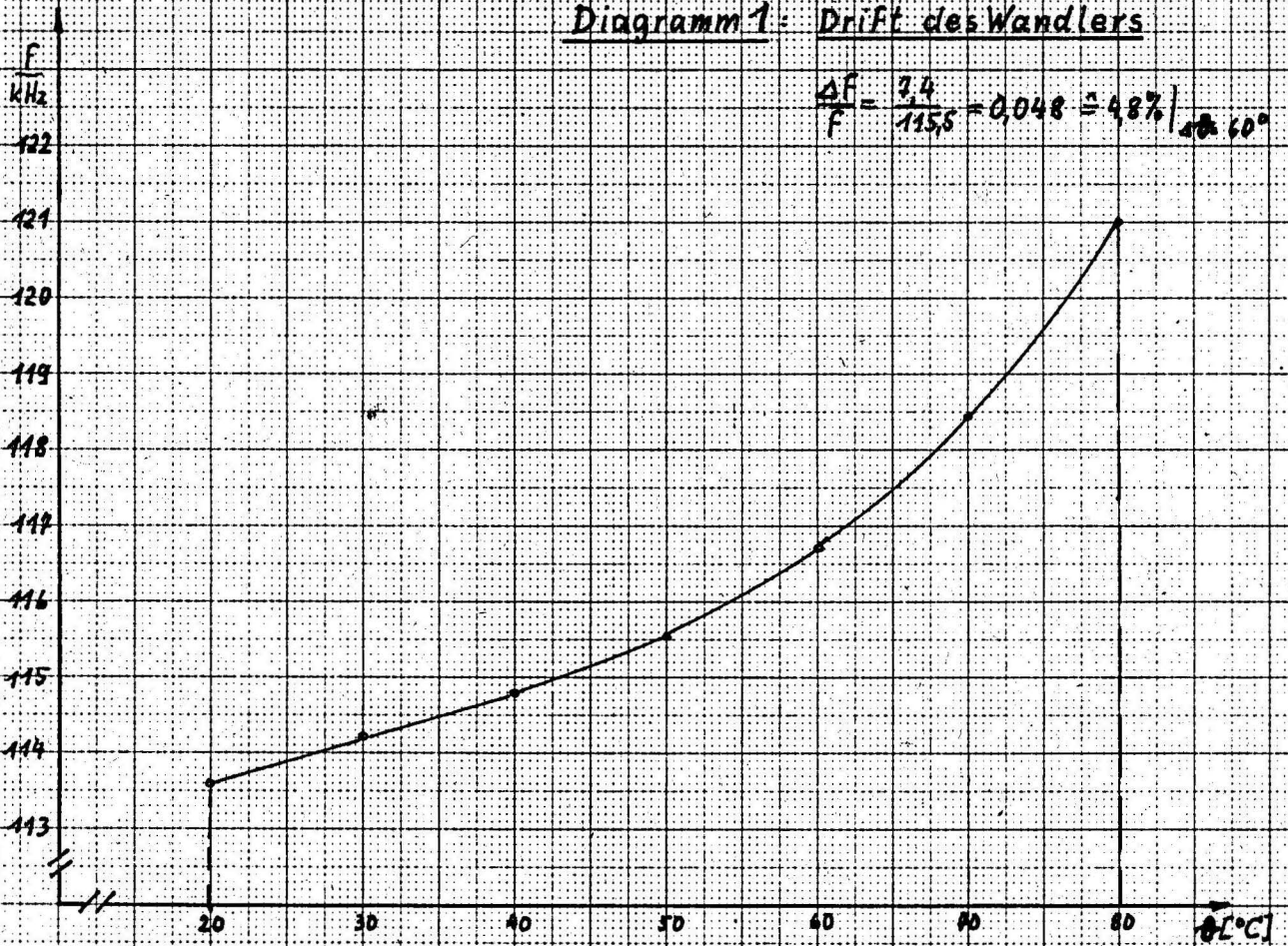
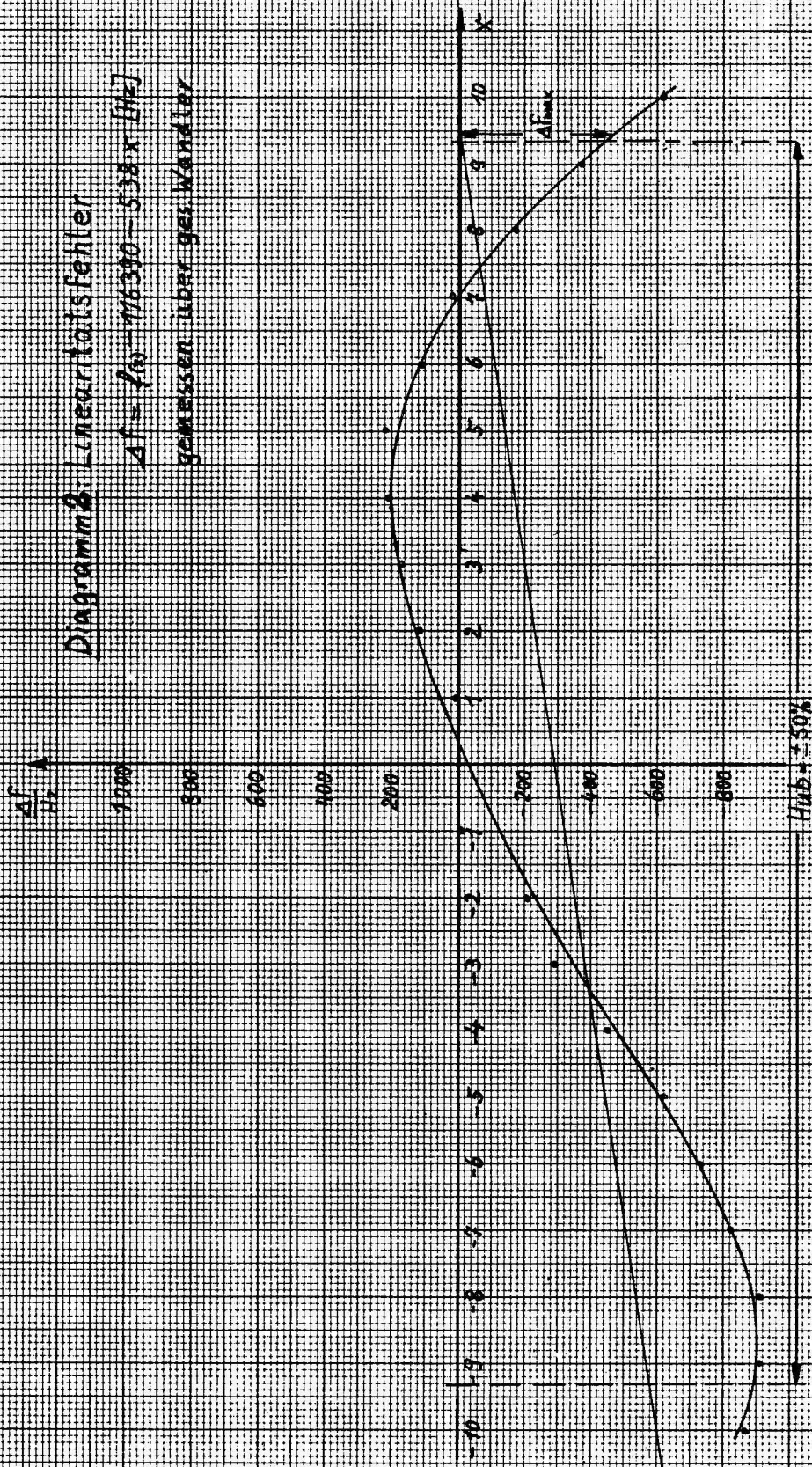


Diagramm 2: Linearitätsfehler

$\Delta f = f_0 - 116390 - 538 \cdot x \text{ [Hz]}$

gemessen über ges. Wandler



Zunahme in % 0 5 10 20 25 30 usw. → usw. ← 5 5 4 3 2 1 0 Abnahme in %

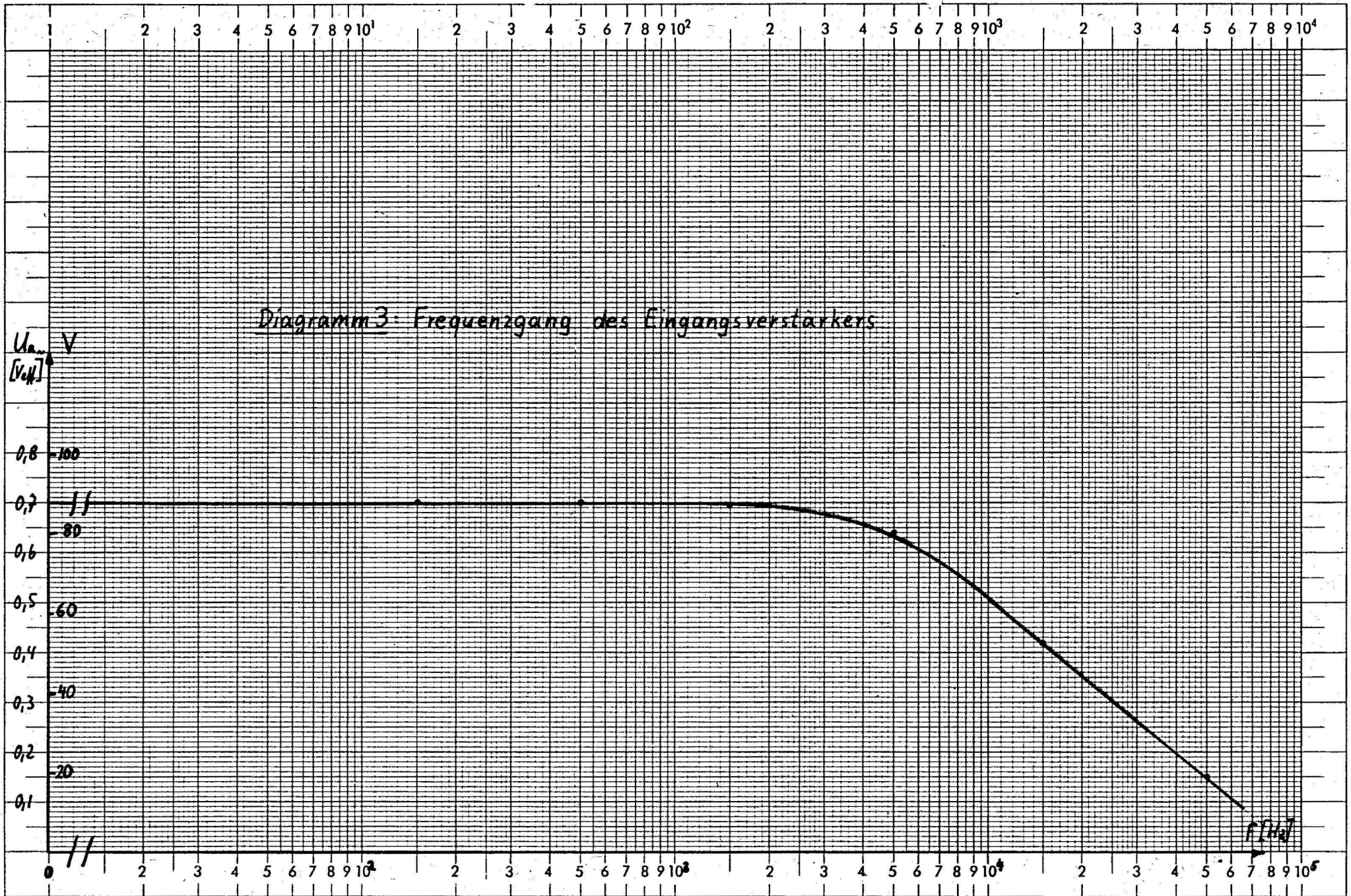
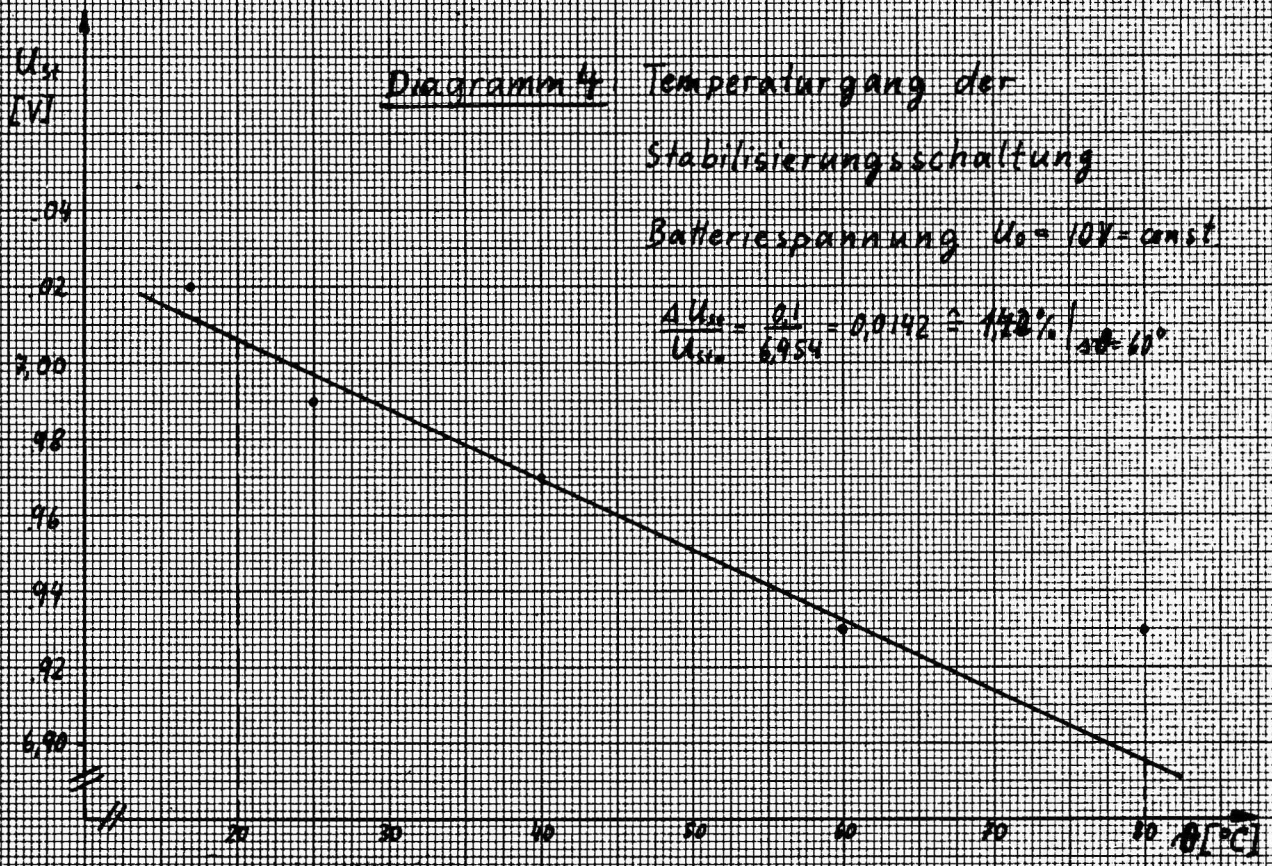


Diagramm 4

Temperaturgang der
Stabilisierungsschaltung

Batteriespannung $U_0 = 10V - \text{const}$

$$\frac{\Delta U_{st}}{U_{st}} = \frac{0,1}{6,954} = 0,0142 = 1,42\% \text{ bei } 60^\circ$$

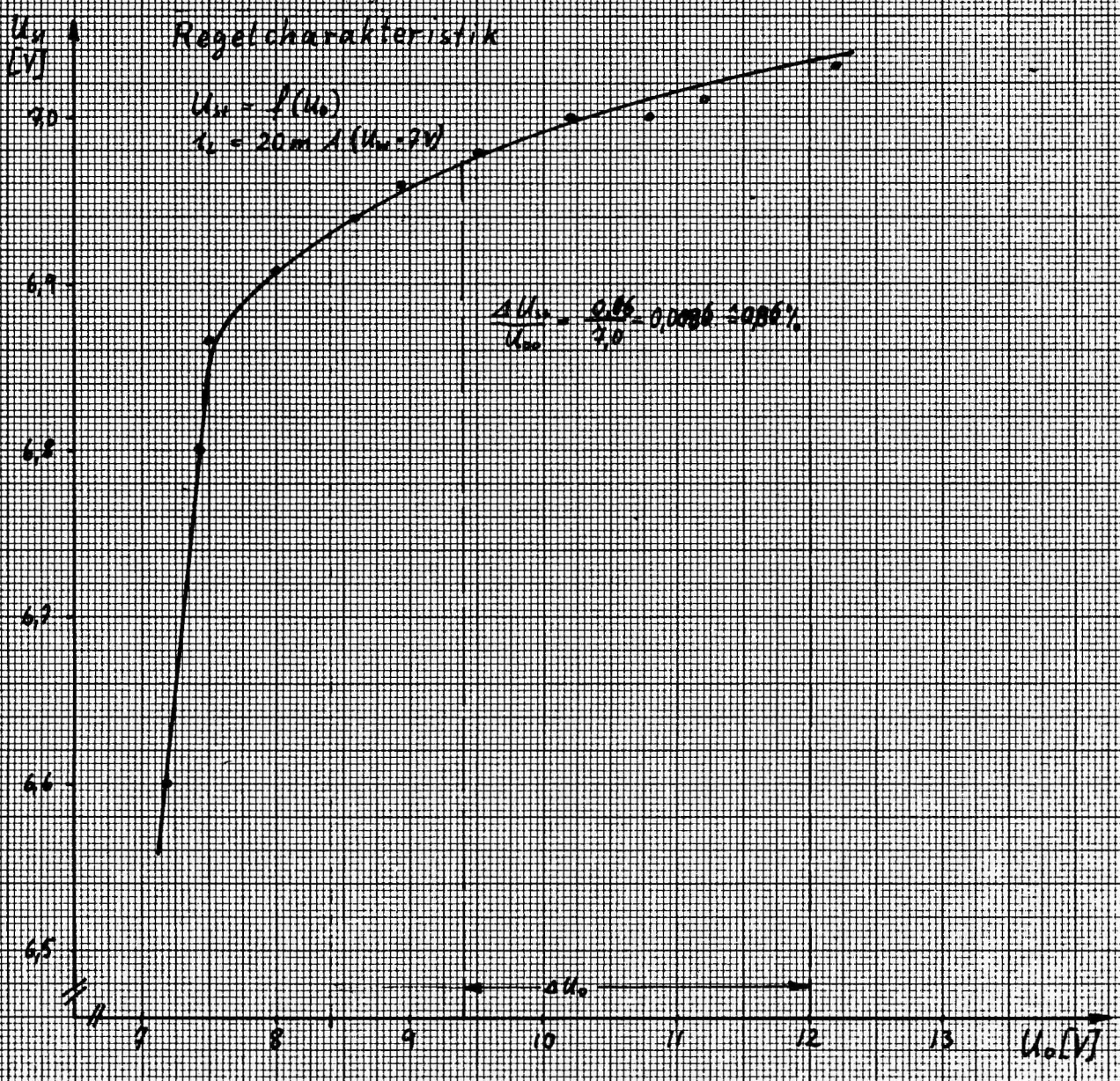


Regelcharakteristik

$$U_{st} = f(U_0)$$

$$k_1 = 20 \text{ mV} / (U_0 - 7V)$$

$$\frac{\Delta U_{st}}{U_{st}} = \frac{0,05}{7,0} = 0,0071 = 0,71\%$$



2. Der Empfänger

2.1 Probleme der kapazitiven Übertragung

Die Übertragung der frequenzmodulierten Nadelimpulse des Senders von einer Maschinenwelle auf die Empfangseinrichtung erfolgt kapazitiv. Eine Meßsonde bildet mit dem Belag, der an dem Ausgang des Senders angeschlossen ist, und sich auf der Welle befindet eine Kapazität. Diese ist abhängig vom Abstand, Welle - Sonde und von der Fläche der Sonde.

Bei einem Abstand von Sonde und Welle von 1 mm und einer Sondenfläche von 30 - 60 cm² ergibt sich eine Kapazität von 20 - 40 pF. Noch größere Werte sind wegen der unhandlichen Sondenfläche nur bedingt möglich.

Diese Kapazität stellt mit dem Eingangswiderstand des Empfängers einen Hochpaß dar. Seine Grenzfrequenz muß kleiner als die zu übertragende Frequenz sein.

Das FM Spektrum in vorliegendem Fall läßt eine Bandbreite von 100 kHz bei $f_0 = 120$ kHz erwarten, sodaß die tiefste zu übertragende Frequenz 50 kHz beträgt. Damit wird ein Eingangswiderstand von $R_e = 200$ k Ω verlangt.

Wegen dieses hohen Eingangswiderstandes werden auch Brummspannungen kapazitiv auf die Sonde übertragen, die ein Vielfaches der Signalspannung sein können. Es ist daher notwendig, eine hohe Unterdrückung der Störfrequenz zu erreichen. Dieses Problem läßt sich aber wegen des großen Abstandes von Signalfrequenz und Netzfrequenz lösen.

2.2 Beschreibung der Schaltung

2.2.1 Die Eingangsstufe

Wegen des geforderten hohen Eingangswiderstandes ist es erforderlich, die Eingangsstufe stark gegenzukoppeln. Um bei der Mittenfrequenz von 120 kHz noch genügend Verstärkung zu haben, wurden Transistoren der Type 2 N 916 der Firma Fairchild verwendet, (fgr = 200 MHz, $h_{12} = 42$)

Es wurde folgende Schaltung entworfen:

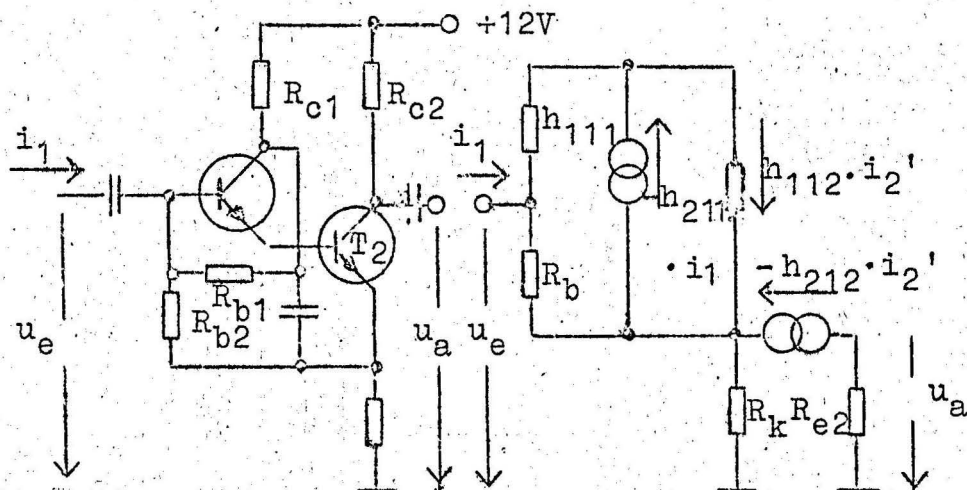


Bild 10

Aus dem Ersatzschaltbild kann man die Verstärkung berechnen zu:

$$V = \frac{U_a}{U_e} = - \frac{R_{c2}}{R_k} \frac{1}{1 + \frac{h_{112}}{R_k} \cdot \frac{h_{112}}{R_k} \cdot \frac{1}{h_{211} \cdot h_{212}}}$$

Der Eingangswiderstand ergibt sich zu:

$$R_i = \frac{h_{111} + h_{211} \cdot h_{112} + h_{211} \cdot h_{212} \cdot R_k}{1 + \frac{h_{112}}{R_b} \cdot h_{211} + h_{211} \cdot h_{212} \cdot \frac{R_k}{R_b}}$$

Der Widerstand R_k erzeugt den hohen Eingangswiderstand und stabilisiert den Strom des 2. Transistors. Der Strom des 1. Transistors ist gering. Der Kollektorwiderstand des 2. Transistors ist so bemessen, daß die obere Grenzfrequenz der Schaltung bei 1,2 MHz liegt. Damit werden auch die Oberwellen des Signals übertragen.

An die Vorstufe schließt sich noch ein Transistor an, der zur Verstärkung des Signals dient.

Er ist über den Emitterwiderstand von 100 Ω gegengekoppelt und stabilisiert. Der Störabstand beträgt 60 dB, die Verstärkung der gesamten Stufe $V = 22$. Der Eingangswiderstand bei 100 kHz wurde zu 800 k Ω gemessen. Zu höheren Frequenzen hin fällt er ab und beträgt bei der Grenzfrequenz noch 55 k Ω . Die Koppelkondensatoren zwischen den einzelnen Stufen werden so bemessen, daß der Verstärker eine untere Grenzfrequenz von 30 kHz hat. Es ergibt sich dann eine Dämpfung für 50 Hz Störspannung von 180 dB.

Parallel zum Eingangswiderstand des Verstärkers liegt die Kapazität des Meßkabels. Durch diese Kapazität wird die übertragene

Signalspannung entsprechend dem Verhältnis der Sonden- zu Kabelkapazität heruntergeteilt. Es ist daher darauf zu achten, daß das Meßkabel nicht zu lang ist.

2.2.2. Die Impulsformerstufe

Um Änderungen der Signalamplitude am Eingang, die Fehler im Demodulator hervorrufen können, zu unterdrücken, sind T_3 und T_4 als Begrenzer geschaltet. Sie arbeiten nach folgendem Prinzip:

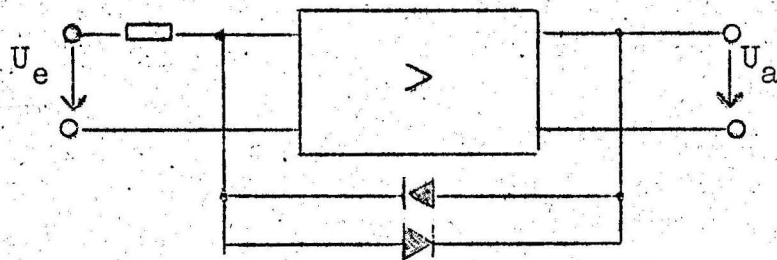


Bild 11

Steigt U_a über den Schwellwert der Dioden, so werden diese leitend. U_a hat also eine von der Eingangsgröße unabhängige Amplitude, nur der Anstieg ändert sich mit der Eingangsspannung. Um auch hier unabhängig zu sein, ist die nächste Stufe ein Schmitt-Trigger, der jedoch nicht von den herkömmlichen Schaltungen abweicht und daher nicht weiter besprochen werden soll. Er liefert unabhängig von jeglichen Schwankungen der Eingangsgröße Rechtecke konstanter Amplitude und Anstiegszeit. Das Trigger-Niveau ist an P_1 einstellbar, dessen Feinregler von außen eingestellt wird.

Zur Frequenzteilung dient die nächste Stufe, ein bistabiler Multivibrator. Die Schaltung weicht nicht von den bekannten Arten ab. Sie ist für hohe Frequenzen ausgelegt. Durch sie wird die Eingangsfrequenz im Verhältnis 1:2 geteilt. Das hat den Vorteil, daß der Demodulator nur mit einer Mittenfrequenz $f_0 = 60 \text{ kHz}$ arbeitet. In diesem Bereich ist die Linearität besser zu beherrschen. Außerdem lagen Erfahrungen mit einem solchen Demodulator vor 14. Das an die Stufe anschließende R-C-Glied ($4,7 \text{ k}\Omega$, 33 pF) differenziert die Rechtecke, wodurch positive und negative Nadelimpulse entstehen. Nur letztere werden von D_7 durchgelassen.

2.2.3. Der Demodulator

Aus / 12 / und / 13 / ist bekannt, daß zur Frequenz-Spannung-Umsetzung über große Frequenzbereiche fast ausschließlich folgendes Verfahren angewendet wird:

Man wertet von der umzusetzenden Frequenz nur die Nulldurchgänge aus, denn in ihnen steckt die volle Information. Jedem Nulldurchgang ordnet man z.B. einen Rechteckimpuls zu. Die Fläche der Rechteckimpulse ist dann proportional der Spannung, die sich leicht durch Integration gewinnen läßt. Um für jeden Nulldurchgang ein Rechteck konstanter Fläche zu bekommen, benutzt man den monostabilen Multivibrator.

Die normale Schaltung hat den Nachteil, daß die Rechteckimpulsdauer τ sehr abhängig von der Versorgungsspannung und der Temperatur ist. Nach / 14 / wurde jedoch eine Schaltung mit Erfolg aufgebaut, die diese Nachteile vermeidet. Sie soll im Folgenden genau untersucht werden:

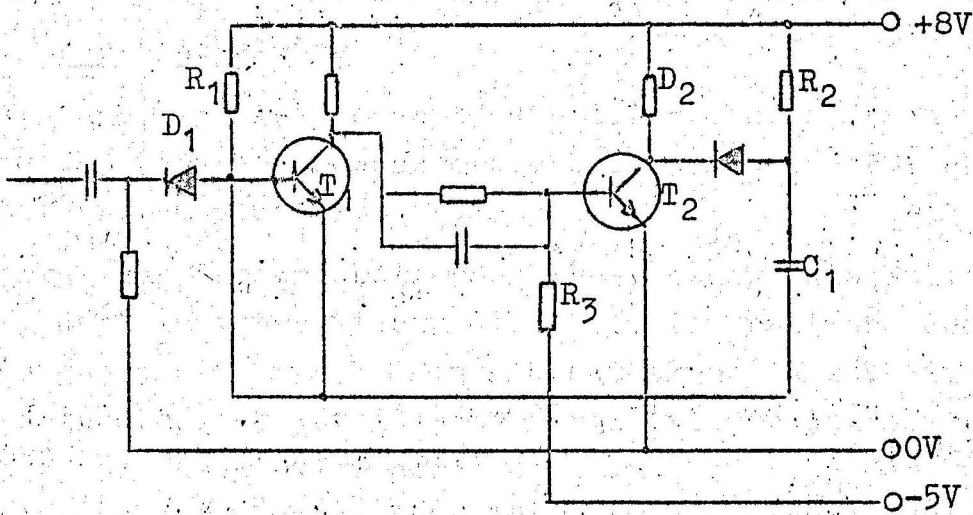


Bild 12

Die Hauptgründe für die Drift der Schaltdauer in Abhängigkeit von der Temperatur und der Versorgungsspannung bei einem normalen monostabilen Multivibrator (obige Schaltung ohne R_2 , D_2 kurzgeschlossen) sind folgende:

- a) Drift der zeitbestimmenden Glieder R_1, C_1 .
- b) Leckstrom von T_1 und D_1 .
- c) Änderung der Kniespannung von T_2 .
- d) U_{BE} -Spannungsänderungen von T_1 .

Dabei ist

- a) durch geeignete Auswahl temperaturkonstanter Ausführungen zu beseitigen;
- b) läßt sich durch Gebrauch von Si-Transistoren und Dioden vernachlässigbar klein machen;
- c) ist eine ziemlich unvorhersagbare Größe, aber in der Regel von kleinem Einfluß im Vergleich zu:

d) U_{BE} ändert sich einmal mit der Temperatur und ist zweitens von Änderungen der Versorgungsspannung abhängig. Beides bewirkt eine Änderung der Schaltdauer.

Die Einfügung von D_2 und R_2 bewirkt, daß die Einwirkung der Änderungen von U_{BE} an T_1 weitgehend verschwinden und verhindert gleichzeitig den Belastungseffekt des zeitbestimmenden C_1 am Kollektor von T_2 beim Schließen dieses Transistors. Die Verhältnisse in stabiler Lage des so veränderten monostabilen Multivibrators sind genau die gleichen wie die der "normalen" Schaltung, d.h. T_2 geschlossen mit $U_{CE} = U_b$ und T_1 geöffnet bei U_{BE} . Ein negativer Impuls auf die Basis von T_1 über D_1 schließt T_1 und öffnet T_2 , dessen Kollektor von U_b auf 0 geht, unter Vernachlässigung der Kniespannung von T_2 . Die Anode von D_2 geht daher von U_b auf U_d ($U_d =$ Durchlaßspannung der Diode). Dieser Spannungssprung wird über C_1 auf die Basis von T_1 übertragen, welche daher um $U_b - U_d$ negativer wird, d.h. auf ein Potential $-U_b + U_d + U_{BE}$ fällt. Die Basis von T_1 wird nun mit der Zeitkonstanten $C_1 \cdot R_1$ positiver in Richtung U_b , hat also ein über alles mögliches Spannungsintervall von $2U_b - U_d - U_{BE}$. Der positive exponentielle Anstieg dauert an bis die Basis von T_1 die Spannung U_{BE} erreicht und leitend wird. Dann ist die Schaltzeit beendet und T_2 schließt. Der Kollektor von T_2 läuft unmittelbar nach U_b , während die Anode von D_2 mit der Zeitkonstanten $C_1 \cdot R_2$ nach U_b geht. Daher der Unterschied in der Form der Rechtecke am Kollektor von T_2 :

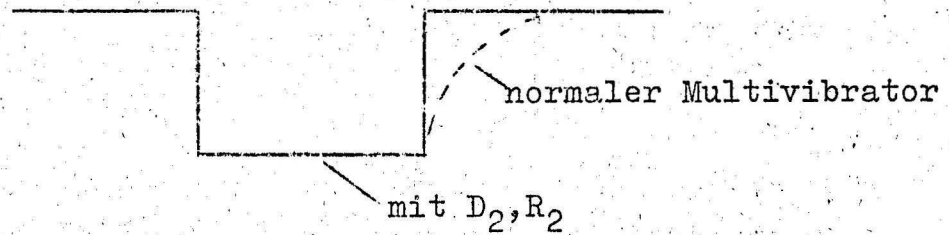


Bild 13

Die Schaltdauer des modifizierten monostabilen Multivibrators ist gegeben durch die Zeit, die die Basis von T_1 braucht, um exponentiell von $-U_b + U_d + U_{BE}$ nach $+ U_{BE}$ zu gelangen und lautet grundsätzlich:

$$u = U \cdot e^{-\frac{\tau}{R \cdot C}} \quad \frac{u}{U} = e^{-\frac{\tau}{RC}}$$

u ist das Spannungsintervall während der Periode

d.h. $U_b - U_{BE}$

U ist die max. mögliche Spannungsänderung

d.h. $2U_b - U_d - U_{BE}$

Wenn $\tau =$ konstant sein soll, was angestrebt wird, muß auch

$$\frac{u}{U} \text{ und damit } \frac{U_b - U_{BE}}{2U_b - U_d - U_{BE}} = \text{const. (34) sein.}$$

Wenn T_1 und D_2 Si-Halbleiter sind, ist $U_{BE} \approx U_d$ (35)

Damit wird (34)

$$\frac{U_b - U_{BE}}{2U_b - U_d - U_{BE}} \approx \frac{U_b - U_d}{2U_b - 2U_d} = \frac{1}{2}$$

also unabhängig von U_b .

Für Temperaturstabilität gilt:

$$\frac{U_b - U_{BE} + U_{BE}}{2U_b - U_d - U_{BE} + \Delta U_d + \Delta U_{BE}} = \text{const. (36)}$$

Da das Temperaturverhalten der Si-Diode etwa gleich dem des Si-Transistors ist, nämlich ungefähr $2\text{mV}/^\circ\text{C}$, kann man schreiben

$$\Delta U_d \approx \Delta U_{BE}$$

Mit (35) läßt sich dann wiederum zeigen, daß (36) auch unabhängig

von der Temperatur ist:

$$\frac{U_b - U_{BE} + \Delta U_{BE}}{2U_b - U_d - U_{BE} + \Delta U_d + \Delta U_{BE}} = \frac{U_b - U_d + \Delta U_d}{2U_b - 2U_d + 2\Delta U_d} = \frac{1}{2}$$

Im Versuch hat sich gezeigt, daß schon eine willkürliche Si-Diode eine Stabilisierung über einen weiten Bereich der Versorgungsspannung ermöglicht (Diagr. 5), vorausgesetzt, daß sie im verwendeten Frequenzbereich schnell genug schaltet.

Auch die Drift durch Temperatureinflüsse ist offenbar stark reduziert, da die Gesamtdrift des Demodulators unter normalen Bedingungen außerordentlich klein ist (0,1 % in 2St.). Die Einfügung der Diode ergibt außerdem die schon oben erwähnte Versteilerung der Rückflanke des Rechteckimpulses. Es werden ohne besondere Schaltungsfinessen Ein- und Ausschaltzeiten von ca. 100 ns erreicht. Die verwendeten Transistoren sind allerdings speziell schnellschaltende Si-Typen.

Da genau bei Mittenfrequenz am Ausgang des Demodulators der Gleichspannungsmittelwert 0 Volt erscheinen soll, liegt es zunächst nahe, für diese Frequenz Schaltzeit = Schaltpause zu machen, da der Mittelwert dieser Rechteckfunktion gerade 0 Volt ergibt. Es hat sich aber gezeigt, daß sich bei einer solchen Schaltzeit für die Frequenz bei +50 % Hub die Linearität nicht leicht so klein, wie gefordert, halten läßt. Es wird daher bei Mittenfrequenz die Schaltzeit kleiner als die Schaltpause gemacht. Die daraus resultierende Spannung wird durch eine entsprechende Dimensionierung des Ausgangsschalters kompensiert. Für den monostabilen Multivibrator wird eine Versorgungsspannung von + 8 V gewählt. Da der Stromverbrauch je nach Frequenz zwischen 4 und 20 mA schwankt, ist eine einfache Zehnerdiode zur Stabilisierung vorgesehen. Die negative Versorgungsspannung an R_3 ist der Größe nach sehr unkritisch und wird vom Ausgangsschalter bezogen.

2.2.4. Der Ausgangsschalter

Der Ausgangsschalter hat die Aufgabe, den Demodulator an das nachfolgende Filter anzupassen und die Amplitude der Rechteckimpulse so zu verstärken, daß ihr Mittelwert bereits die geforderte Größe der Ausgangsspannung besitzt, um eine nachfolgende Gleichspannungsverstärkung aus Driftgründen zu vermeiden.

Das Filter verlangt einen konstanten Eingangswiderstand von 600Ω . Schaltet man eine normale Schaltstufe (Bild 14) auf ein Filter,

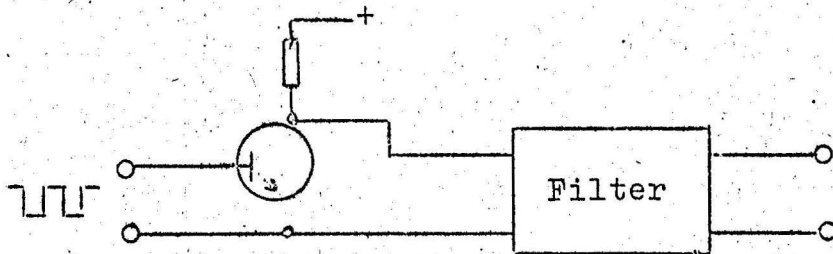


Bild 14

so "sieht" das Filter einen mit dem Rechteck schwankenden Eingangswiderstand, je nachdem, ob der Transistor geöffnet oder geschlossen ist. Dieser Umstand führt zu unerwünschten Einschwingvorgängen und damit zu Linearitätsfehlern.

Durch Verwendung einer Komplementärstufe läßt sich dieser Nachteil vermeiden:

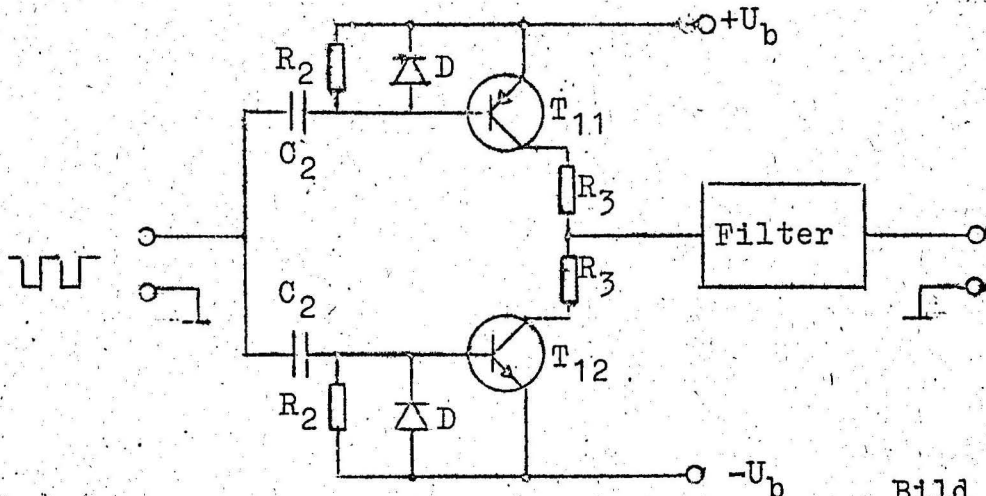


Bild 15

T_{12} ist ein n-p-n, T_{11} ein p-n-p-Typ. Auf diese Weise wird erreicht, daß immer einer der beiden Transistoren geöffnet, d.h. sehr niederohmig ist. Der Filtereingangswiderstand läßt sich mit R_3 auf 600Ω einstellen.

Die Schwierigkeiten dieser Schaltung liegt in ihrer Ansteuerung. Da die Leistung, die der monostabile Multivibrator abgibt, nicht ausreicht, die Komplementärstufe anzusteuern, wird ein Emitter-Folger mit T_{10} dazwischengeschaltet. Ferner ist es leider nicht möglich, T_{11} und T_{12} galvanisch zu koppeln.

Da im vorliegenden Fall das zu schaltende Rechtecksignal je nach Momentanhub einen anderen Gleichspannungsmittelwert hat, verschiebt sich bei einer Kopplung über einen Kondensator entsprechend das jeweilige Schaltniveau des Transistors.

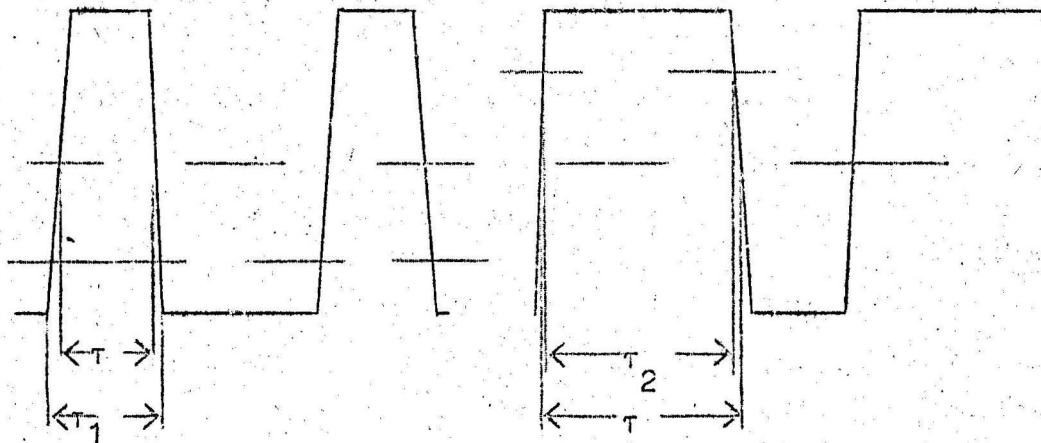


Bild 16

Da im Frequenzbereich ($f_0 = 60 \text{ kHz}$) die Anstiegszeiten nicht mehr vernachlässigbar klein gegen die Impulsdauer τ sind, kann eine solche Verschiebung Linearitätsfehler verursachen, da τ nicht mehr konstant ist. Aus Bild 16 ist ersichtlich, daß z.B. bei -50% Hub die resultierende Schaltzeit (τ_1) größer, bzw. bei $+50\%$ Hub (τ_2) kleiner als die ursprüngliche Schaltzeit (τ) sein wird. Da τ linear mit dem Gleichspannungsmittelwert, der eigentlichen Information, verknüpft ist,

$$U = \frac{A}{T} \tau$$

A: Rechteckamplitude
 T: Periodendauer = $\frac{1}{f}$ (37)
 τ : Schaltzeit

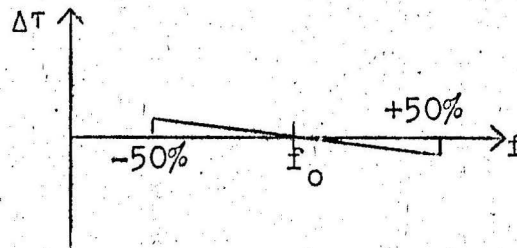
geht obiger Fehler direkt ein. Bei $f_0 = 60 \text{ kHz}$ beträgt die Schaltzeit ca. $10 \mu\text{s}$. Soll die Linearitätsabweichung kleiner als $\pm 1\%$ sein, so darf

$$\Delta\tau = \tau_1 - \tau \text{ bzw. } \tau - \tau_2$$

höchstens $\pm 1\%$ der Schaltzeit betragen, in diesem Fall $\pm 100 \text{ ns}$, d.h. das Schaltniveau darf sich auf einer Rechteckflanke höchstens um $\pm 50 \text{ ns}$ verschieben.

Es soll noch kurz gezeigt werden, daß dieser Fehler sich quadratisch auswirkt: Der Schaltfehler $\Delta\tau$ ist eine Funktion der Frequenz:

$$\Delta\tau = a - b \cdot f$$



a , b sind willkürliche Konstanten.

Dann gilt für den Gleichspannungsmittelwert:

$$U_- = \frac{A(\tau + \Delta\tau)}{f} = A(\tau + a - bf) \quad (38)$$

$$U_- = k_1 \cdot f + k_2 \cdot f^2 \quad (39)$$

Es ist ersichtlich, daß neben dem gewünschten linearen Zusammenhang zwischen U_- und f ein quadratisches Glied auftritt, das von dem Schaltfehler bei R-C-Kopplung herrührt. Dieser läßt sich klein halten, indem die Anstiegszeit möglichst klein gemacht wird, und indem man die Niveauverschiebung bei verschiedenem Gleichspannungsmittelwert durch die Dioden D (Bild 15) verkleinert. Letzteres sei z.B. bei T_{12} näher erläutert: Die Basis-Emitter-Diode wird ab einer bestimmten positiven Schwelle leitend und versucht den Kondensator C_2 derart aufzuladen, daß sie sich selbst sperrt, würde nicht über R_2 die Ladung abgeführt. Für ein bestimmtes Tastverhältnis läßt sich R_2 so wählen, daß T_{12} gut durchgeschaltet wird. Nun ändert sich jedoch das Tastverhältnis so stark, daß der Schalter über den gesamten Modulationsbereich nicht laufen würde. Abhilfe schafft die Diode D, die der Basis-Emitter-Diode umgekehrt parallel geschaltet wird. Sie bewirkt, daß die Gleichrichterwirkung der Basis-Emitter-Diode durch eine ebensolche mit anderem Vorzeichen kompensiert wird.

R_2 läßt sich jetzt ohne weiteres so wählen, daß der Transistor über den gesamten Bereich sauber durchgeschaltet wird. Die Amplitude der Ausgangsrechtecke ist durch die Versorgungsspannungen festgelegt. Da genau bei Mittenfrequenz die Schaltzeit kleiner als die Schaltpause gewählt wurde, muß die positive Versorgungsspannung größer als die negative sein, um einen Gleichspan-

nungsmittelwert von 0 V zu erhalten. Daher ist $+U_b = 10V$, $-U_b = 5V$. Es hat sich gezeigt, daß eine einfache Stabilisierung der Spannungen mit Zenerdioden ausreicht, um genügend driftfrei zu sein.

2.2.5. Das Tiefpass-Filter

Das Tiefpass-Filter hat die Aufgabe, aus der Rechteckspannung den Gleichspannungsmittelwert zu bilden. Gefordert ist eine Trägerunterdrückung von mindestens 50 dB.

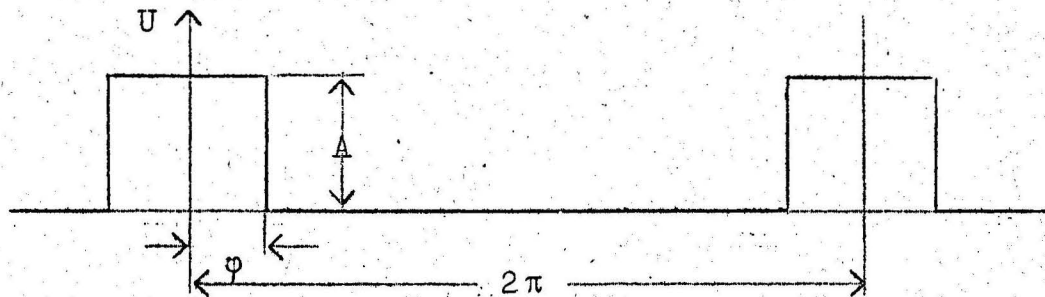


Bild 17

Die Fourier-Analyse obiger Funktion liefert:

$$f(\omega t) = \frac{2A}{\pi} \left(\frac{\varphi}{2} + \frac{\sin \varphi}{1} \cos \omega t + \frac{\sin 2\varphi}{2} \cos 2\omega t + \dots \right) \quad (40)$$

Gemessen bei -50 % Hub: $A = 8,8V_{SS}$
 $\varphi = 0,8 \text{ cm}$
 $2 = 7,7 \text{ cm}$
 $\varphi = 0,654 = 37,5^\circ$

Daraus berechnet sich der Gleichanteil zu:

$$U_{-} = \frac{2 \cdot A \cdot \varphi}{2\pi} = \frac{2 \cdot 8,8 \cdot 0,654}{\pi} = 1,83 \text{ V}$$

und die Gesamtamplitude von -50 % Hub bis +50 % Hub

$$U_{-ges} = 3,66 \text{ V}_{SS}$$

Davon wird ein Störabstand von 50 dB verlangt:

$$U_{st} \frac{3,66}{316} = 11,5 \text{ mV}_{SS}$$

Die Amplitude der Trägergrundwelle beträgt:

$$A_1 = \frac{2 A \sin \varphi}{\pi} = \frac{2 \cdot 8,8 \cdot 0,61}{\pi} = 3,42 \text{ V}_{SS} \quad (41)$$

Sie soll auf 11,5 mV_{ss} abgesenkt werden, also um

$$20 \log \frac{3,42}{11,5} \cdot 10^3 = 49,5 \text{ dB oder } 5,7 \text{ N}$$

Die Berechnung des Filters erfolgt nach /15/:

Bei Anpassung an ein π -Glieder:

$$R = 1,25 \cdot Z_{\pi} ; R = 600 \Omega \quad Z_{\pi} = 480 \Omega$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$L = \frac{Z}{2\pi f_0} \quad C = \frac{1}{(25 f_0)^2 L}$$

Für die Mittenfrequenz ($f_0 = 60 \text{ kHz}$) läßt sich errechnen:

$$f_{gr} = 6 \text{ kHz}, L = 12,7 \text{ mH}, C = 0,055 \text{ } \mu\text{F}$$

Die Dämpfung pro Halbglied beträgt

$$a = \text{Arch} \frac{f}{f_{gr}}$$

z.B. bei $f_0 = 60 \text{ kHz}$

$$a = \text{Arch} \frac{60}{6} = \text{Arch } 10 = 3$$

Erwünscht sind mindestens 5,7 N.

Es werden 4 Halbglieder gewählt, um bestimmt auf der sicheren Seite zu sein. Ferner besteht die Möglichkeit, durch Einfügung von Dämpfungswiderständen den Verlauf der Filterkennlinie zu linearisieren.

Aufbau des Filters:

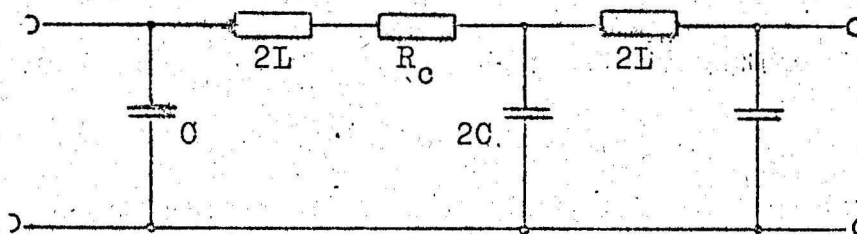


Bild 18

Das Diagramm 6 zeigt den gemessenen Verlauf der Dämpfung. Es ist zu ersehen, daß jeweils bei der niedrigsten Frequenz bereits ein Störabstand von ca. 70 dB erreicht ist.

2.2.6. Der Ausgangs-Emitterfolger

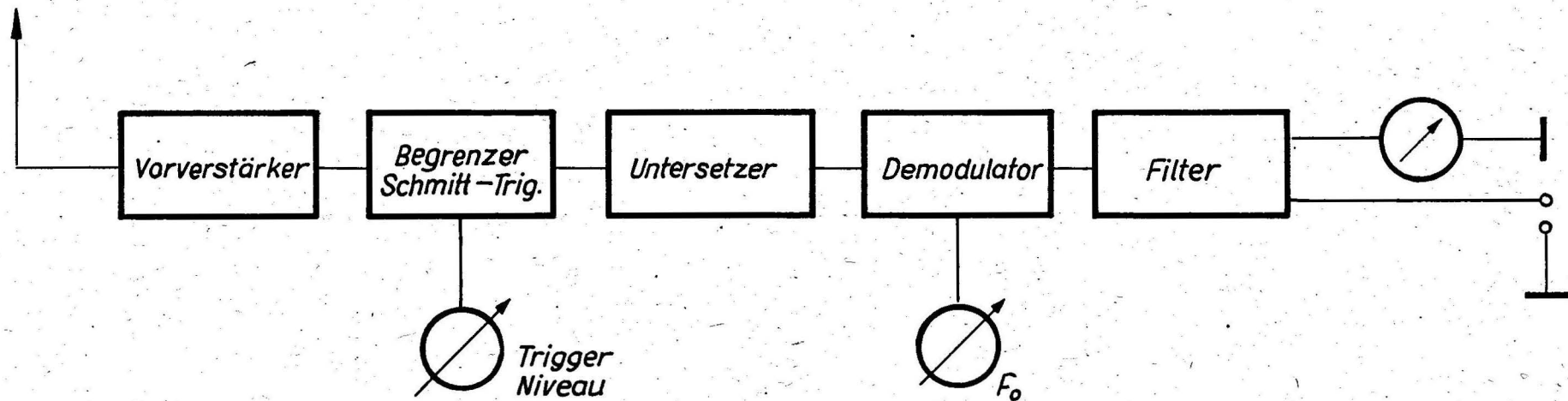
Der Ausgangs-Emitterfolger hat die Aufgabe, nach dem Filter durch eine Leistungsverstärkung den geforderten niedrigen Ausgangswiderstand zu schaffen. Dieser wird hauptsächlich durch R_3 bestimmt. Da auf ein Potentiometer bewußt verzichtet wurde, beträgt der Ausgangswiderstand nicht exakt 600Ω sondern 595Ω . Am Potentiometer P_2 läßt sich die Größe der Ausgangsspannung einstellen. Es ist jedoch darauf zu achten, daß dabei die Eichung Mittenfrequenz $\hat{=} 0V$ neu eingestellt werden muß.

2.3. Meßergebnisse

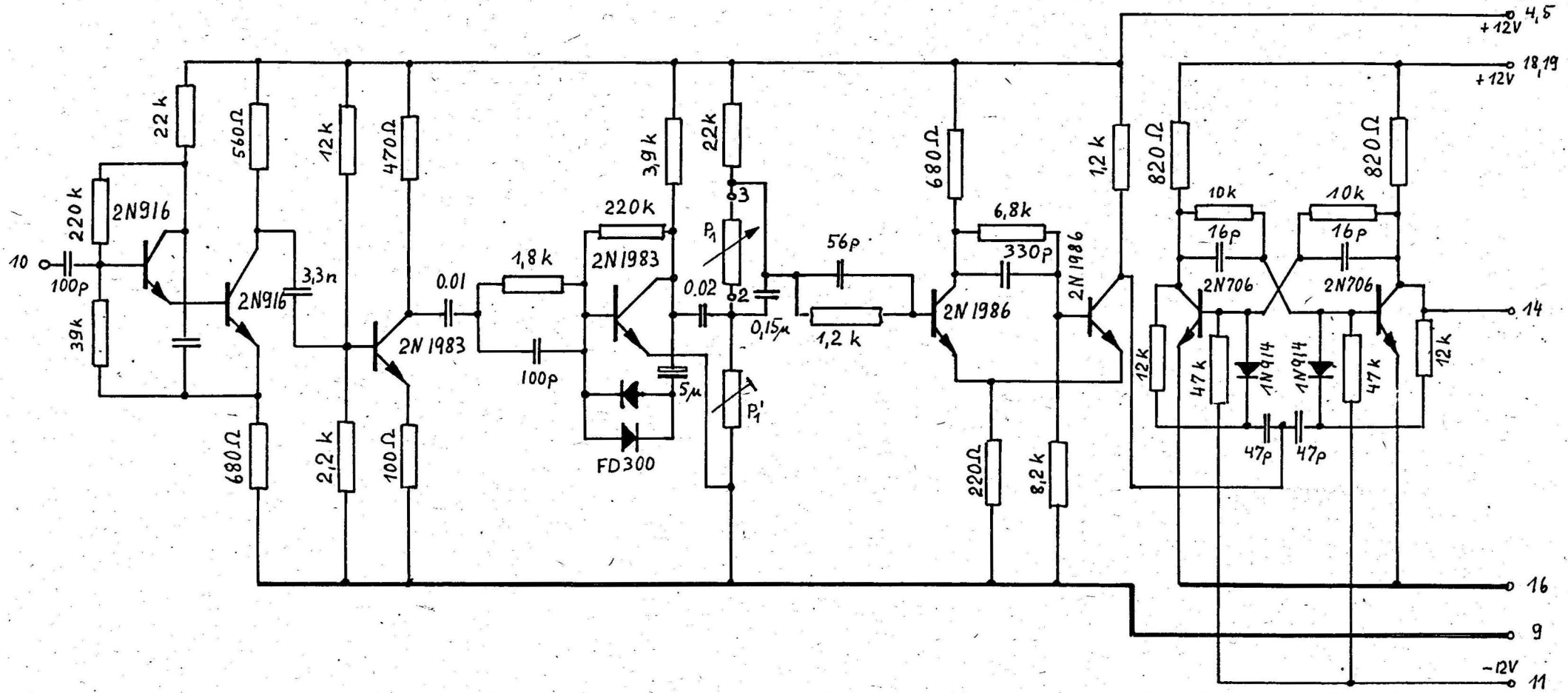
Die Ergebnisse der durchgeführten Messungen sind in den Diagrammen 5 bis 7 dargestellt.

Hier sei eine Zusammenfassung der technischen Daten des Empfängers gegeben.

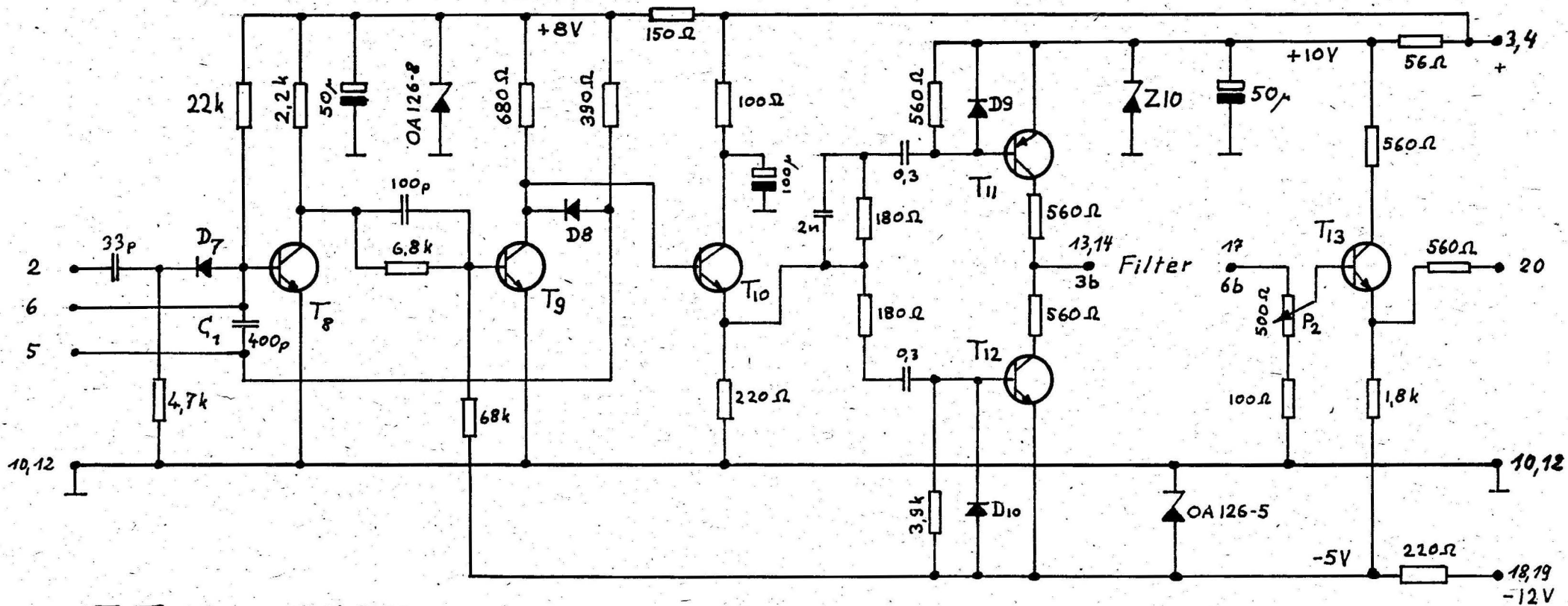
Mittelfrequenz des Trägers:	120 kHz
Frequenzhub:	$\pm 50 \%$
Ausgangsspannung:	± 1 V bezogen auf 50% Hub
Drift:	$\leq 1 \%$ in zwei Stunden
Linearität:	$\leq 1 \%$
Klirrfaktor:	$\leq 1 \%$
Bandbreite der zu demodulierenden Signale:	1,2 kHz
Fremdspannungsabstand:	≤ 50 db
Stromversorgung:	110/220 Volt



Blockschaltbild des Empfängers



Impedanzwandler u. Impulsformer



T_8, T_9, T_{12} : 2N 706

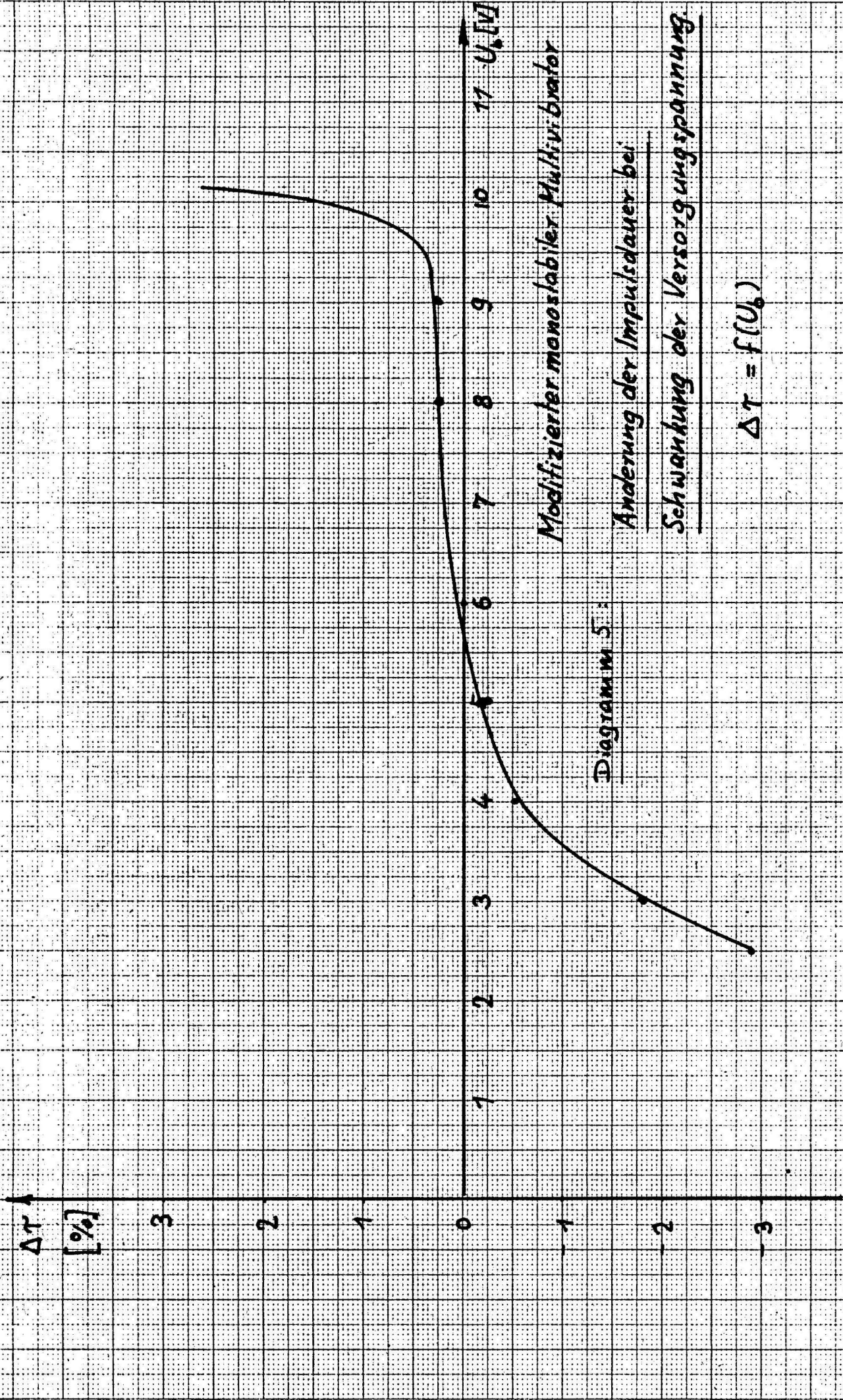
T_{10} : 2N 697

T_{11} : 2N 1991 T_{13} : 2N 1984

D_7 bis D_{10} : 1N 914

C in μF

Demodulator



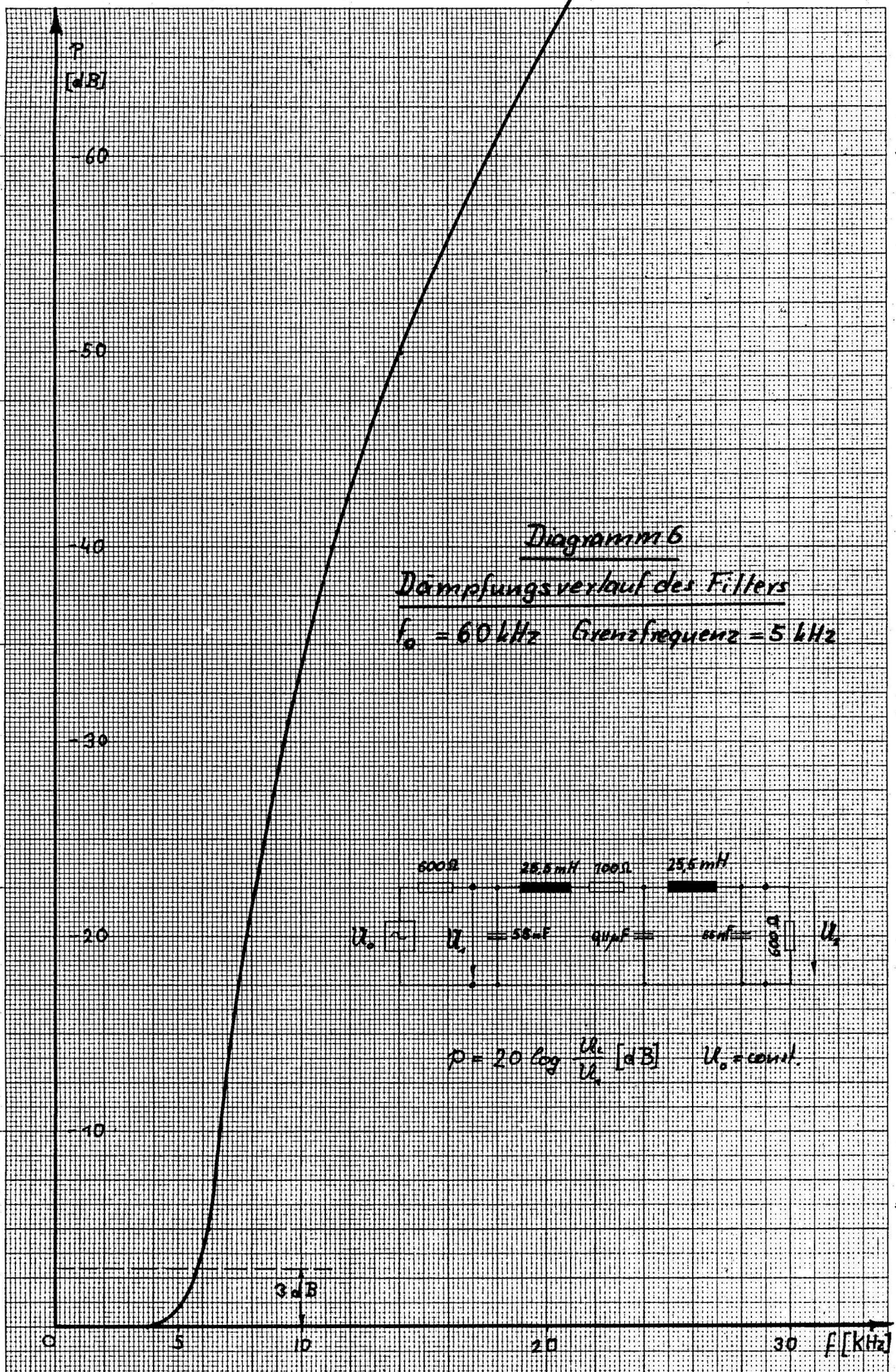
Modifizierter monostabiler Multiplikator

Diagramm 5:

Aenderung der Impulsdauer bei

Schwankung der Versorgungsspannung

$$\Delta\tau = f(U_0)$$



P
[dB]

-60

-50

-40

-30

-20

-10

0

5

10

20

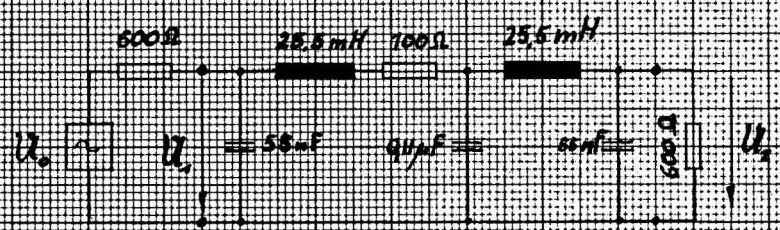
30

f [kHz]

Diagramm 6

Dämpfungsverlauf des Filters

$f_0 = 60 \text{ kHz}$ Grenzfrequenz = 5 kHz

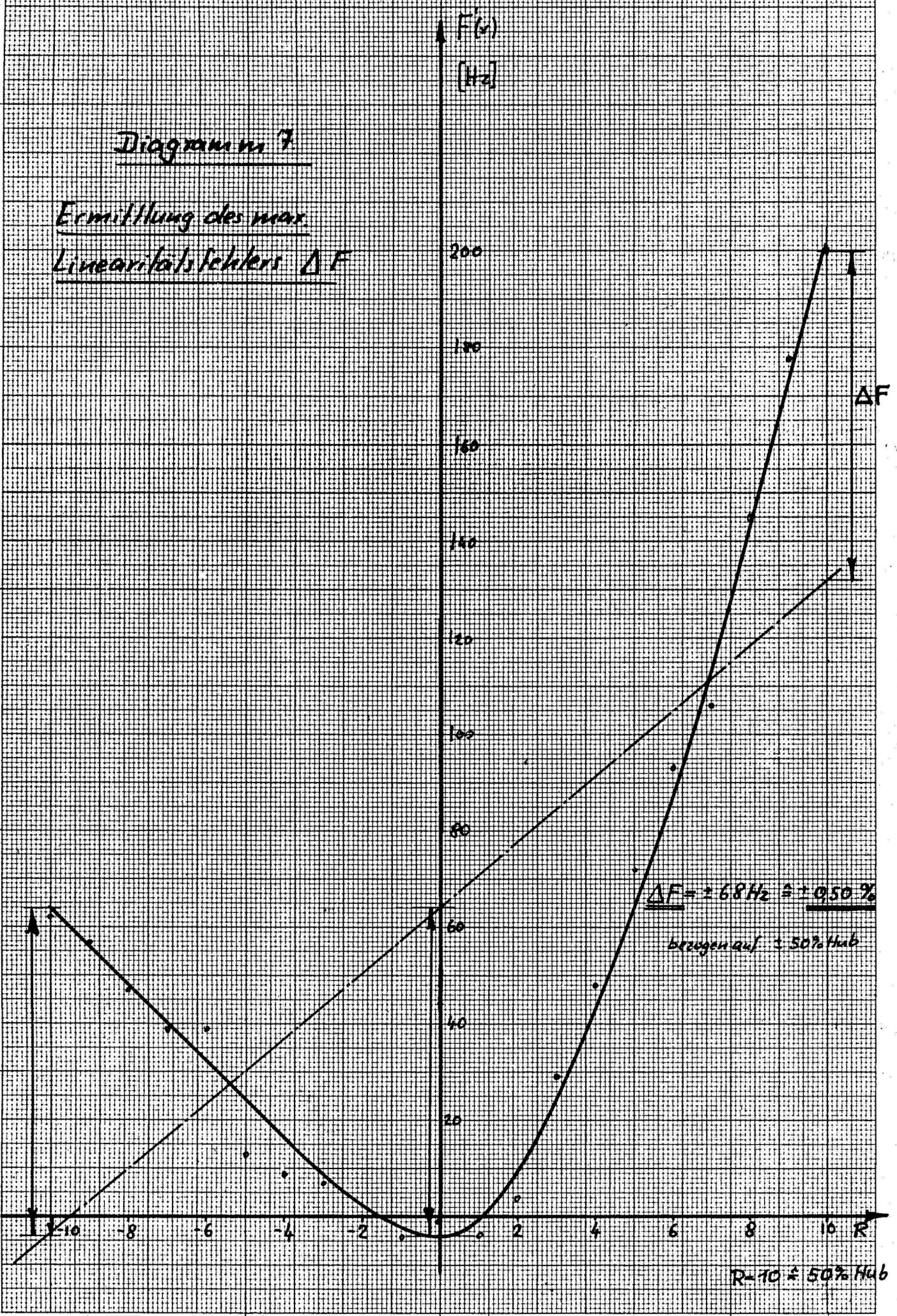


$$P = 20 \log \frac{U_2}{U_0} \text{ [dB]} \quad U_0 = \text{const.}$$

3 dB

Diagramm 7

Ermittlung des max.
Linearitätsfehlers ΔF



$\Delta F = \pm 68 \text{ Hz} \approx \pm 0,50\%$

bezogen auf $\pm 50\%$ Hub

$R = 10 \pm 50\%$ Hub

3. Beschreibung eines Versuchsaufbaus zur Messung von Drehschwingungen durch drahtlose Übertragung.

Um das beschriebene Gerät auch in seiner Anwendbarkeit für in der Praxis vorkommende Messungen zu prüfen, sollten Drehmoment und Drehschwingungen an einer Welle eines Kupplungsprüfstandes gemessen werden.

Hierzu wurde folgender Versuchsaufbau erstellt, den Bild 22 zeigt.

Auf die Welle, sie ist zwischen ein Differentialgetriebe und die Last, eine Gleichstrommaschine, geflanscht, wurden vier Dehnungsmeßstreifen (Philips PR 9812, 600Ω) unter 45° zur Wellenachse aufgeklebt. Sie wurden mit dem Eingang des Senders elektrisch verbunden. Der Sender ist, wie Bild 23 zeigt in ein Gehäuse aus Hartgewebe eingebettet. Das Gehäuse wird mit Stahlbändern auf dem Flansch gehalten. In einem gleichen Gehäuse sind die Batterien untergebracht. In den Flansch ist eine kleine Schraube eingeschraubt, die beim Vorbeigang an dem magnetischen Aufnehmer (Philips PR 9262) einen Impuls erzeugt. Mit ihm wird über den elektronischen Zähler (Beckman Model 7370 H) die Drehzahl gemessen.

Die Ausgangsimpulse des Senders werden kapazitiv über die Anordnung (Bild 24) übertragen. Die wirksame Fläche der Anordnung betrug 84 cm^2 , der Abstand der Flächen voneinander betrug 2 mm. Damit ergab sich eine Kapazität von 36 pF. Dies reicht, wie im Bericht unter 2.1 geschildert, für die Übertragung der Impulse aus. An diese Anordnung war der Eingang des Empfängers angeschlossen. Den empfangsseitigen Versuchsaufbau zeigt Bild 25. An den Empfänger waren ein Oszillograf (Tektronix 502) und ein Schreiber (Philips Oszilloskript) angeschlossen, die zur Aufzeichnung der Drehschwingungen dienten.

Während des Versuchs wurde der Prüfstand hochgefahren und über das Differentialgetriebe ein sinusförmiges Drehmoment aufgebracht. Das Trägheitsmoment des Läufers der Lastmaschine wirkte den Drehmomentänderungen entgegen und so erfuhr die Welle, auf der die Dehnungsmeßstreifen angebracht waren, eine sinusförmige Verdrehung. Diese Drehschwingungen wurden dann gemessen. Die Drehzahl wurde bis zu 1700 U/min. gesteigert. Sie konnte am Zähler kontrolliert werden. Die Drehschwingungen wurden auf dem

Oszillograph und dem Oszilloskript aufgezeichnet.

Aus der maximalen Drehzahl und dem Radius r des Flansches, auf dem der Sender angebracht war, ergibt sich die Zentrifugalbeschleunigung zu: $b = r \cdot \omega^2$

$$r = 7,5 \text{ cm}$$
$$\omega = 178 \frac{1}{\text{sec}}$$

$$b = 7,5 \cdot 3,16 \cdot 10^4 = 23,8 \cdot 10^4 \text{ cm/sec}$$
$$= 241 \text{ g}$$

Dieser Wert liegt in der Größenordnung, die bei schnellaufenden großen Maschinenwellen auftritt.

Trotz der großen Zentrifugalbeschleunigung, die ja auch auf die einzelnen Bauelemente des Senders wirkt, trat keine Beeinträchtigung der Übertragung auf.

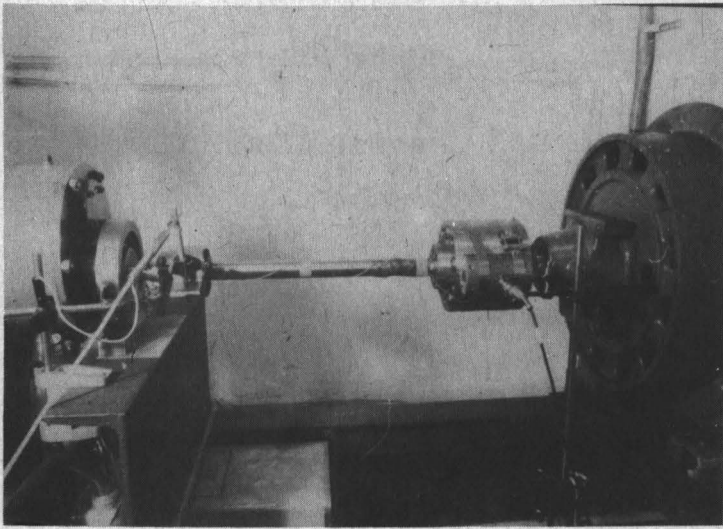


Bild 22: Meßanordnung auf
der Welle

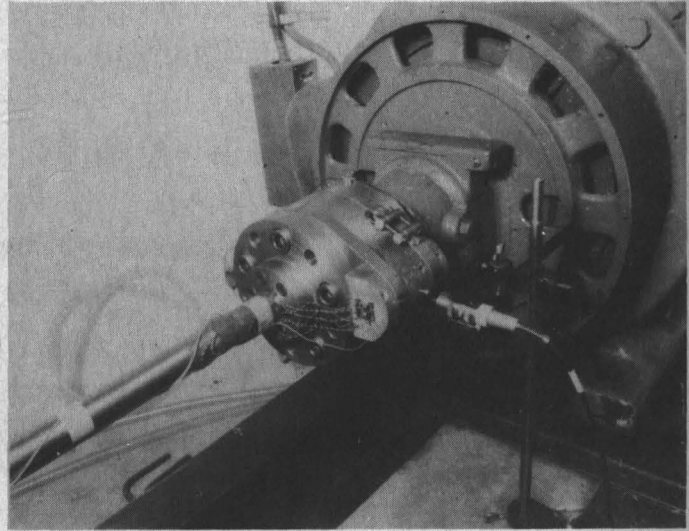


Bild 23: Befestigung des
Senders

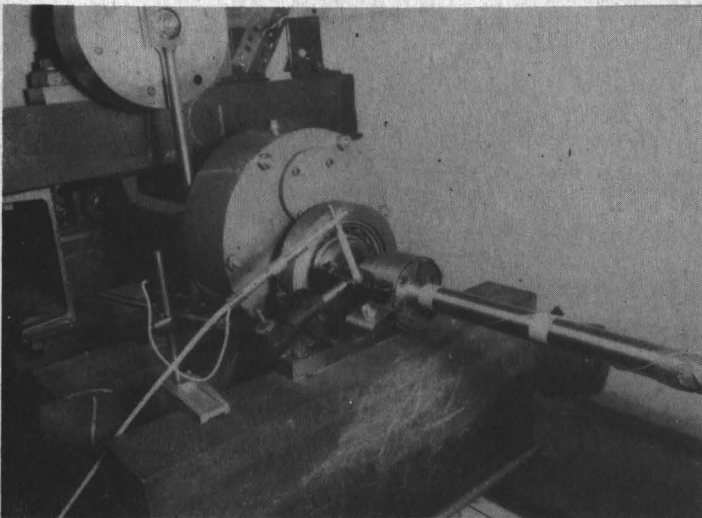


Bild 24: Die kapazitive
Übertragungsanordnung

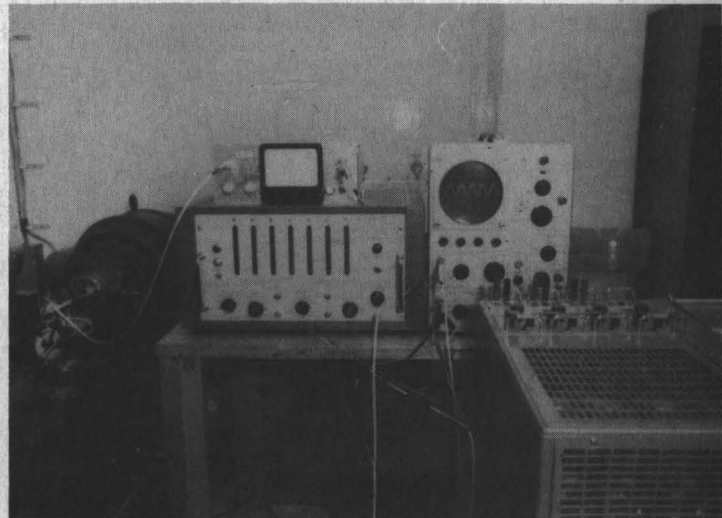


Bild 25: Meßanordnung
empfängerseitig

Quellennachweis

- /1/ K.Fink und C. Rohrbach Handbuch der Spannungs - Dehnungsmessung VDI-Verlag Düsseldorf 1958
- /2/ H.F. Grave Elektrische Messung nichtelektrischer Größen Akademische Verlagsgesellschaft Leipzig 1962
- /3/ C. Rohrbach Das Dehnungsmeßstreifenverfahren IV ATM Blätter J 135-7 Februar 1955
- /4/ E.G. Woschni Frequenzmodulation VEB Verlag Technik 1960
- /5/ E. Hölzler und H. Holzwarth Theorie und Technik der Pulsmodulation Springer Verlag Berlin 1957
- /6/ Rusche / Wagner / Weitzsch Flächentransistoren Springer-Verlag Berlin 1961
- /7/ J. Kammerloher Transistoren C.F. Winter'sche Verlagshandlung Füssen 1959
- /8/ K. Thiele Gleichtaktkompensierte kathodengekoppelte Differenzverstärkerschaltungen nach Mc Fee Elektronik Nr. 8 1961 S. 231
- /9/ E. Grass Verwendung und Schaltungstechnik von Differenzverstärkern Elektronik Nr. 11 1959 S. 349

