

# Untersuchung eines Analogmultiplikators auf der Basis des integrierten Differenzverstärkers IK 72

Dipl.-Ing. DIETER OERTEL, Dipl.-Ing. BURGHARD REBEL und  
Dipl.-Ing. PETER SUDAU

Mitteilung aus dem Institut für Elektronik  
der Akademie der Wissenschaften der DDR

Das Interesse an analogen Vierquadrantenmultiplikatoren in der Elektronik wächst. Die vom Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) im Auftrage des Institutes für Elektronik der Akademie der Wissenschaften der DDR entwickelten integrierten Differenzverstärker IK 72 wurden in Multiplikatorschaltungen untersucht. In diesem Beitrag sollen einige grundlegende Betrachtungen und praktische Ergebnisse der Untersuchung einer Schaltungsvariante veröffentlicht werden.

## Analyse der Prinzipschaltung

Ausgangspunkt für die mathematische Betrachtung eines Multiplikators nach Bild 1 ist die Beziehung

$$I_E = I_S (e^{U_{BE}/U_T} = 1), U_C \gg U_T$$

$I_S$  = Emittersättigungsstrom

$I_E$  = Emitterstrom

$U_{BE}$  = Basis-Emitterspannung

$U_C$  = Kollektorspannung

$U_T = kT/q =$  Temperaturspannung  
( $\approx 26$  mV bei  $20^\circ\text{C}$ )

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

$q = 1,6 \cdot 10^{-19}$  C = Elementarladung

$T$  = absolute Temperatur in K

Für den Betrieb in Durchlaßrichtung kann man vereinfachend schreiben [1]

$$I_E = I_S e^{U_{BE}/U_T}$$

$$U_{BE} \gg U_{IO1}, U_{BE} \gg U_{IO2} \quad (1)$$

$U_{IO1}, U_{IO2}$  = Eingangsoffsetspannungen

Dann gilt für den Quotienten der Momentanwerte der Kollektorströme  $i_1$  und  $i_2$  eines Differenzverstärkers:

$$\frac{i_1}{i_2} = e^{(U_{BE1} - U_{BE2})/U_T}$$

$$= e^{\Delta U_{BE1,2}/U_T} = e^{U_1/U_T} \quad (2)$$

Dementsprechend gilt für  $i_3$  und  $i_4$

$$\frac{i_3}{i_4} = e^{\Delta U_{BE3,4}/U_T} = e^{U_2/U_T} \quad (3)$$

Dabei wurde vorausgesetzt, daß die

Kleinsignalstromverstärkung in Basis-schaltung  $\alpha \approx 1$  ist. Außerdem gilt unter der Voraussetzung  $U_{BE5} = U_{BE6}$

$$i_5 - i_6 = 2 \frac{U_2}{R_E} \quad (4)$$

$$i_1 + i_2 = i_5 \quad (5)$$

$$i_3 + i_4 = i_6 \quad (6)$$

Aus den Gln. (2), (3), (5) und (6) erhält man

$$\left. \begin{aligned} i_2 &= \frac{i_5}{1 + e^{U_1/U_T}} & i_1 &= \frac{i_5 e^{U_1/U_T}}{1 + e^{U_1/U_T}} \\ i_4 &= \frac{i_6}{1 + e^{U_2/U_T}} & i_3 &= \frac{i_6 e^{U_2/U_T}}{1 + e^{U_2/U_T}} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Die Differenz der Ströme wird aus den Beziehungen (4) und (7) bestimmt:

$$\begin{aligned} (i_1 + i_2) - (i_3 + i_4) &= 2 \frac{U_2}{R_E} e^{U_1/U_T} \\ &= 2 \frac{U_2}{R_E} \tanh \frac{U_1}{2U_T} \end{aligned} \quad (8)$$

Die Ausgangsspannung  $U_A$  wird durch

$$U_A = R_{C1}(i_1 + i_2) - R_{C2}(i_3 + i_4) \quad (9)$$

bestimmt.

Um symmetrische Produkte von  $U_1$  und  $U_2$  zu erhalten, muß  $R_{C1} = R_{C2} = R_0$  sein.

$$U_A = 2 \frac{R_0}{R_E} U_2 \tanh \frac{U_1}{2U_T} \quad (10)$$

Für kleine Spannungen  $U_1$ , bei denen man

$$\tanh \frac{U_1}{2U_T} \approx \frac{U_1}{2U_T}$$

setzen kann, gilt die Beziehung

$$U_A \approx \frac{R_0 U_1 U_2}{R_E U_T} \quad (11)$$

Damit ist gezeigt, daß die Schaltung nach Bild 1 geeignet ist, Spannungen zu multiplizieren.

Soll das in einem größeren Arbeitsbereich von  $U_1$  geschehen, ist es erforderlich,  $U_1$  vor dem Multiplizierer zu logarithmieren. Bild 2 zeigt, daß man bei Eingangsspannungen  $U_1 \leq 30$  mV mit maximal 10% Abweichung von der Beziehung (11) zu rechnen hat. Für größere  $U_1$  wächst der Klirrfaktor sehr schnell an.

Die Spannung  $U_2$  kann in einem größeren Bereich variiert werden, ohne daß es zu nichtlinearen Verzerrungen kommt. Wenn der Schleifer von  $R_E$  in Mittelstellung steht, gilt praktisch

$$U_{2 \max} \approx 0,2 R_E I_T \quad (12)$$

Das wird bei der AM-Demodulation ausgenutzt, wobei als  $U_1$  eine Spannung gleicher Frequenz und konstanter Amplitude, z. B. eine Rechteckschwingung, eingespeist werden muß. Die Phasendifferenz zwischen  $U_1$  und  $U_2$  muß dabei  $0^\circ$  bzw.  $180^\circ$  betragen.

Der Begrenzungseffekt, der bei  $U_1 > 80$  mV auftritt, wird in der PLL-Technik ausgenutzt. In diesem Falle wird das

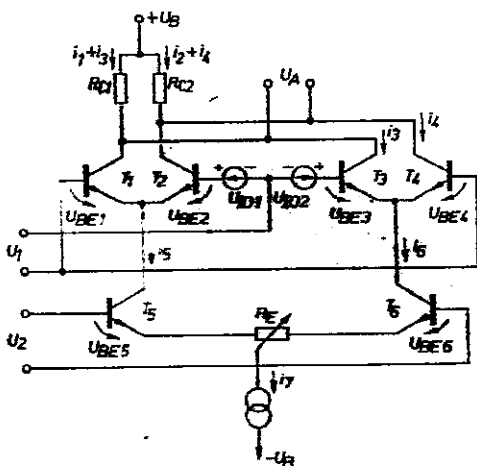
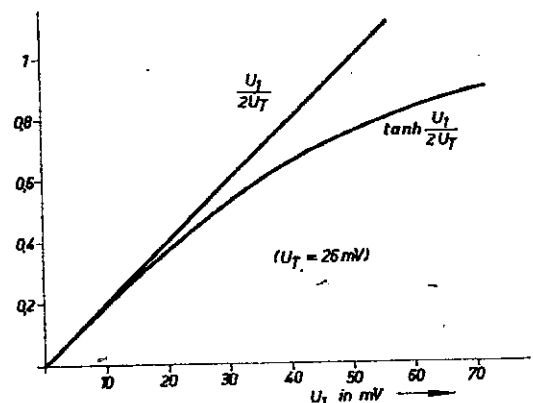


Bild 1: Prinzipschaltung des Multiplikators

Bild 2: tanh-Funktion und Näherung durch das Argument



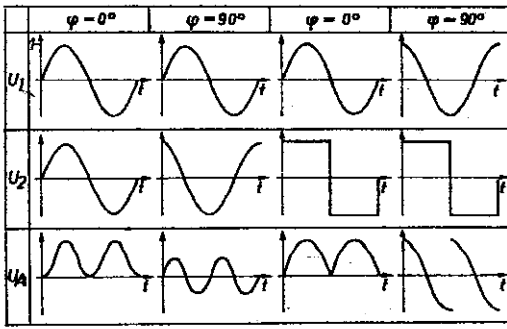


Bild 3: Mischprodukte bei Phasenverschiebungen von  $\varphi = 0$  und  $\varphi = 90^\circ$

Eingangssignal für die Phasenregelschleife am Eingang  $U_1$  und das Referenzsignal vom VCO am Eingang  $U_2$  eingespeist. Für alle Werte  $U_1 > 80$  mV ist die Multiplikationsausgangsspannung und damit die Schleifenverstärkung fast konstant. Am Multiplikator stellt sich nach dem Einfangen der Schleife eine Phasendifferenz zwischen  $U_1$  und  $U_2$  von  $\sim 90^\circ$  ein.

Die Diagramme für den Betrieb des Multiplikators mit  $0^\circ$  und  $90^\circ$  Phasenverschiebung sind im Bild 3 angegeben.

#### Temperaturverhalten

Für die Differenzverstärker IK 72, mit denen der Mischer aufgebaut wurde, werden folgende Werte für den Betriebs-temperaturbereich angegeben:

Eingangsoffsetspannung  
 $U_{I0} = 0,6 \dots 5,0$  mV

Eingangsoffsetspannungsdrift  
 $dU_{I0}/dT = 2,5 \mu\text{V/grad}$

Eingangsoffsetstrom  
 $I_{I0} = 0,05 \dots 0,5 \mu\text{A}$

Eingangsoffsetstromdrift  
 $dI_{I0}/dT = 2,8 \text{ nA/grad}$

Der Einfluß des Offsetstromes soll bei unserer Betrachtungsweise bei niederohmiger Ansteuerung vernachlässigt werden. Bei der Untersuchung der für den Mischer zu erwartenden Spannungsdrift entsteht die Frage, ob die angegebenen Werte für den einzelnen Differenzverstärker günstig zu verringern sind und wie sich die Zusammenschaltung zum Mischer auswirkt.

Aus der Gleichung für den Temperaturkoeffizienten der Basis-Emitterspannung eines Transistors

$$\frac{dU_{BE}}{dT} = \frac{U_{BE} - E_{g0}/q}{T} - \frac{3k}{q} \quad (13)$$

folgt für das Differenzverstärkerpaar

$$\frac{dU_{I0}}{dT} = \frac{dU_{BE1}}{dT} - \frac{dU_{BE2}}{dT} = \frac{U_{BE1} - U_{BE2}}{T} \quad (14)$$

wobei  $U_{I0}$  als der Eingangsspannungsunterschied definiert ist, der von außen angelegt werden muß, damit gleiche Emitterströme  $I_{E1} = I_{E2}$  fließen.  $E_{g0}$  steht für die Energiebandlücke.

Physikalisch entstehen die Unterschiede der  $U_{BE}$  und der  $dU_{BE}/dT$  bei gleichen Emitterströmen aus der geringen Differenz der Sättigungsströme  $I_S$ , deren Tem-

peraturkoeffizient in erster Näherung der des Quadrates der Minoritätsträgerdichte ist. Da  $I_S$  bei Silizium außerdem noch von Oberflächenleckströmen überdeckt wird, ist ein Paaren der  $U_{BE}$  im gesamten Temperaturbereich nicht möglich.

Aus der Gl. (14) folgt nach Trennung der Variablen, daß die Offsetspannung eine lineare Funktion der Temperatur ist:

$$U_{I0}(T) = CT, \quad C = \text{Konstante}$$

$$\frac{dU_{I0}}{dT} = C = \frac{U_{I0}}{T} \quad (15)$$

mit  $U_{I0} = U_{BE1} - U_{BE2}$  bei  $I_{E1} = I_{E2}$

Das heißt, die Drift ist konstant und unabhängig von der Größe der Offsetspannung.

Aus den Gln. (1) und (15) folgt für die Drift der Eingangsoffsetspannung:

$$\frac{dU_{I0}}{dT} = \frac{k}{q} \left( \ln \frac{I_{E1}}{I_{S1}} - \ln \frac{I_{E2}}{I_{S2}} \right) = \frac{k}{q} \ln \frac{I_{E1} I_{S2}}{I_{E2} I_{S1}} \quad (16)$$

Meßbar ist allein

$$\frac{dU_{I0}}{dT} = \frac{k}{q} \ln \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \quad \text{oder} \quad \frac{dU_{I0}}{dT} = \frac{U_T}{T} \ln \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \quad (17)$$

da voraussetzungsgemäß  $I_{E1} = I_{E2}$ .

Aus Gl. (16) folgt, daß die Drift null werden muß, wenn

$$\frac{I_{E1}}{I_{S2}} = \frac{I_{E2}}{I_{S1}}$$

wird. Anders ausgedrückt bedeutet das, die Drift wird durch experimentellen Abgleich null, wenn durch das Verhältnis  $I_{E1}/I_{E2}$  eine „Gegendrift“ eingestellt wird, die dem nach Gl. (17) gemessenen Wert entspricht. Für das Emitterstromverhältnis folgt:

$$\frac{dU_{I0}}{dT} = -\frac{k}{q} \ln \frac{I_{E1}}{I_{E2}} \quad (18)$$

bzw. durch Ausrechnen des  $k/q$ -Verhältnisses und mit der Beziehung  $\ln N = 2,30259 \lg N$ :

$$\frac{dU_{I0}}{dT} \approx 200 \mu\text{V/grad} \lg \frac{I_{E1}}{I_{E2}} \quad (19)$$

Für eine zehnprozentige Stromunsymmetrie wird zum Beispiel eine Drift von  $-8 \mu\text{V/grad}$  kompensiert.

Mit Gl. (19) wird das Verhältnis der Kollektorwiderstände festgelegt, denn damit  $U_{AD}$  nach Bild 4 zu Null wird, muß

$$U_{AD} = 0 = -I_{C1}R_{C1} + I_{C2}R_{C2} \quad \text{sein.}$$

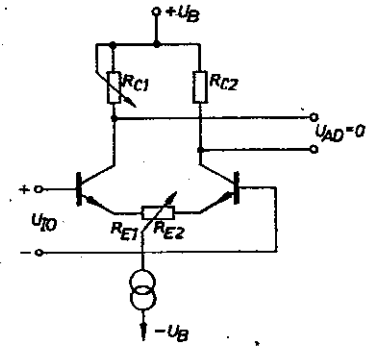


Bild 4: Prinzipschaltung zur Driftkompensation

Da mit  $\alpha \approx 1$  gerechnet werden kann, folgt für die Kollektorwiderstände

$$\frac{dU_{I0}}{dT} \approx 200 \mu\text{V/grad} \lg \frac{R_{C2}}{R_{C1}} \quad (20)$$

Nachdem  $R_{C2}/R_{C1}$  eingestellt wurde, kann die Ausgangsdifferenzspannung bei festgelegter Eingangsbeschaltung mit  $R_E$  null gemacht werden, indem man das nötige Verhältnis  $R_{E1}/R_{E2}$  einstellt. Gelingt es, Transistoren zu finden, deren  $U_{I0}$  in Differenzverstärkern kleiner als 1 mV wird, so daß der TK der Kollektorwiderstände an Bedeutung gewinnt, muß ein „optimales Netzwerk“ [2] im Kollektorzweig angewandt werden.

Wie im Bild 1 gezeigt wurde, entsteht der Analogmischer aus zwei parallel geschalteten Differenzverstärkern, deren Emitterstromsumme durch  $R_E$  regelbar ist.

Die Möglichkeit eines Einfügens von  $R_{E1}$ ,  $R_{E2}$  für die oberen Transistorpaare ist hier schaltungstechnisch nicht gegeben. Ebenso ist es bei symmetrischem Arbeiten des Mixers nicht möglich,  $R_{C1} \neq R_{C2}$  zu wählen. Deshalb können Offseteinflüsse nur in einem Pauschalabgleich mit  $R_E$  beseitigt werden.

Vorteilhaft ist es, die Polarität der Eingangsoffsetspannung beim Parallelschalten der Differenzverstärker so zu wählen, daß beide gleichsinnig geschaltet sind ( $+U_{I01}$  an  $+U_{I02}$ ). Wenn es gelingt, zwei Paare mit gleichem  $U_{I0}$  und  $dU_{I0}/dT$  zu finden, werden die Differenzausgangsspannung und die Ausgangsdrift zu null. Andernfalls, wenn  $U_{I01} \neq U_{I02}$  und  $dU_{I01}/dT \neq dU_{I02}/dT$  ist, bleibt als resultierende Eingangsoffsetspannungsdrift:

$$\frac{dU_{I0R}}{dT} = \frac{dU_{I01}}{dT} - \frac{dU_{I02}}{dT} \quad (21)$$

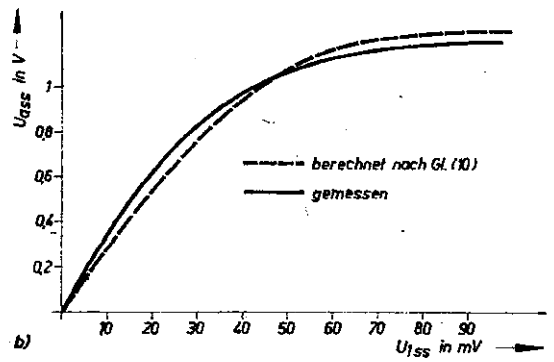
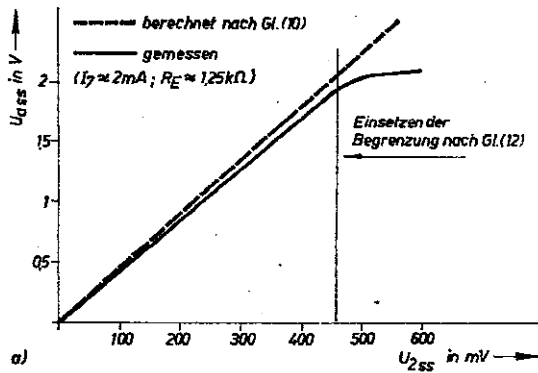
Voraussetzung ist dabei die richtige Paarung der Differenzverstärker beim Zusammenschalten.

Die Offsetdriften des Paares  $T_5, T_6$  im Bild 1 sind zu vernachlässigen, da sie für die Paare  $T_1, T_2$  bzw.  $T_3, T_4$  ein Gleichtakt-signal darstellen, das in erster Näherung für  $U_A$  ohne Einfluß ist.

#### Meßergebnisse

Bei der praktischen Messung der Ausgangswechselspannung wurde eine Abweichung von der mit Gl. (10) berechneten von maximal 10% ermittelt. Im Bild 5 sind die errechneten den gemessenen Werten gegenübergestellt. Da die Ausgangswechselspannung das

Bild 5:  
 a)  $U_a = f(u_2)$ ,  
 $u_{1ss} = 70 \text{ mV}$ ;  
 b)  $u_a = f(u_1)$ ,  
 $u_{2ss} = 280 \text{ mV}$



verstärkte Produkt zweier an den Eingängen des Mischers liegender Signale darstellt, ist sowohl ihre Amplitude als auch ihr Mittelwert erstens von der Form der Eingangsgrößen und zweitens von deren Phasenverschiebung abhängig. Zur Verdeutlichung dient Bild 3, das die mathematischen Produkte von Sinus- und Rechteckfunktionen bei verschiedenen konstanten Phasenverschiebungen zeigt. Die hier ermittelten Amplitudenwerte ( $a_{ss}$ ) sind dabei als Faktoren zu verstehen, mit denen das Ergebnis aus Gl. (10) multipliziert werden muß, um die am Ausgang des Mischers vorhandene Wechselspannung ( $U_{0ss}$ ) zu erhalten.

Berechnung der Faktoren:

- Abhängigkeit der Ausgangsamplitude bei Multiplikation zweier Sinusfunktionen gleicher Frequenz von deren Phasenverschiebung  $\varphi$ :

$$a = \sin(\omega t) \sin(\omega t + \varphi) \quad (22)$$

Durch goniometrische Umformungen und Extremwertbildung erhält man

$$a_{ss} = a_{\max} - a_{\min} = 1 \quad (23)$$

Die Amplitude ist also unabhängig von der Phasenverschiebung.

- Abhängigkeit der Ausgangsamplitude bei Multiplikation von Sinus- und Rechteckfunktionen gleicher Fre-

quenz, von deren Phasenverschiebung  $\varphi$ :

$$a = \begin{cases} \sin(\omega t + \varphi) & \text{für } 0 < \omega t \leq \pi \\ \sin(-\omega t - \varphi) & \text{für } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (24)$$

Durch Extremwertbildung und Subtraktion des Minimalwertes vom Maximalwert wird der Faktor zu

$$a_{ss} = \begin{cases} 1 + \sin\varphi & \text{für } 0 < \varphi \leq \pi \\ 1 - \sin\varphi & \text{für } \pi < \varphi \leq 2\pi \end{cases}$$

$$a_{ss} = 1 + |\sin\varphi| \quad (25)$$

Von Bedeutung, z.B. für das Regelverhalten einer Phase-Lock-Schleife, ist weiterhin die Abhängigkeit des Gleichanteils der Mischprodukte von der Phasenverschiebung  $\varphi$ . Das Produkt der Werte der im folgenden ermittelten  $\bar{a}$  und der mit Gl. (10) berechneten Spannung ist dabei der Spannungswert, um den die Ausgangsgleichspannung des Mischers in Abhängigkeit von der Phasenverschiebung schwankt.

Berechnung der Faktoren  $\bar{a}$ :

- Abhängigkeit des Gleichanteils bei Multiplikation zweier Sinusfunktionen von  $\varphi$ :

$$a = \sin(\omega t) \cdot \sin(\omega t + \varphi)$$

Durch goniometrische Umformungen

wird diese Gleichung zu

$$a = 1/2 \cos\varphi - 1/2 \cos(2\omega t + \varphi)$$

Als Faktor erhält man damit:

$$\bar{a} = 1/2 \cos\varphi \quad (26)$$

- Abhängigkeit des Gleichanteils bei Multiplikation von Sinus- und Rechteckfunktionen von der Phasenverschiebung  $\varphi$ :

Durch Mittelwertbildung von Gl. (24) und Integration in den Grenzen von 0 bis  $\pi$  bzw. von  $\pi$  bis  $2\pi$  wird der Faktor zu

$$\bar{a} = 2/\pi \cos\varphi \quad (27)$$

Sind die Frequenzen beider Eingangssignale nicht gleich, entsteht neben der Summenfrequenz die Differenzfrequenz. Die mit den Gln. (26) und (27) berechneten Faktoren gehen dabei in harmonische Funktionen über, deren Frequenz die Differenzfrequenz  $\omega_2 - \omega_1$  ist, da

$$\sin(\omega_1 t) \sin(\omega_2 t) = \sin(\omega_1 t) \cdot \sin[\omega_1 t + \varphi(t)]$$

gilt, wenn

$$\varphi(t) = (\omega_2 - \omega_1)t$$

Statt des IK 72 lassen sich auch ähnliche Typen (z.B. MA 3005 oder MA 3006 von Tesla) verwenden. Entscheidend ist es, die geeigneten Differenzverstärkerpaare für einen Multiplikator zu finden, welche in ihren Stromverstärkungen und Dripteigenschaften nahezu identisch sind. Vollintegrierte Multiplikatoren werden in der UdSSR im Rahmen der IS-Serie 140 und in den USA von Fairchild ( $\mu A 796$ ) hergestellt.

Zusammenfassung

Anliegen unserer Untersuchungen war es, festzustellen, inwieweit eine einfache Näherungsrechnung geeignet ist, die beim Analogmischer mit Differenzverstärkern vom Typ IK 72 auftretende Ausgangsspannung als Funktion der Eingangsspannungen zu berechnen.

Wie die Meßergebnisse zeigen, gelingt das in ausreichendem Maße. Die realisierte Schaltung ist im Bild 6 dargestellt.

Literatur

[1] Graeme, J. G.; Tobey, G. E.; Huelsmann, L. P.: Operational Amplifiers. McGraw Hill Book Company, New York  
 [2] Fairchild: Linear Catalog  
 [3] Gäller, M.: Berechnung nichtlinearer Verzerrungen in multiplikativen Transistormischern. Nachrichtentechnik 24 (1974) H. 1, S. 31  
 [4] Tesla: Halbleitärelemente 1972

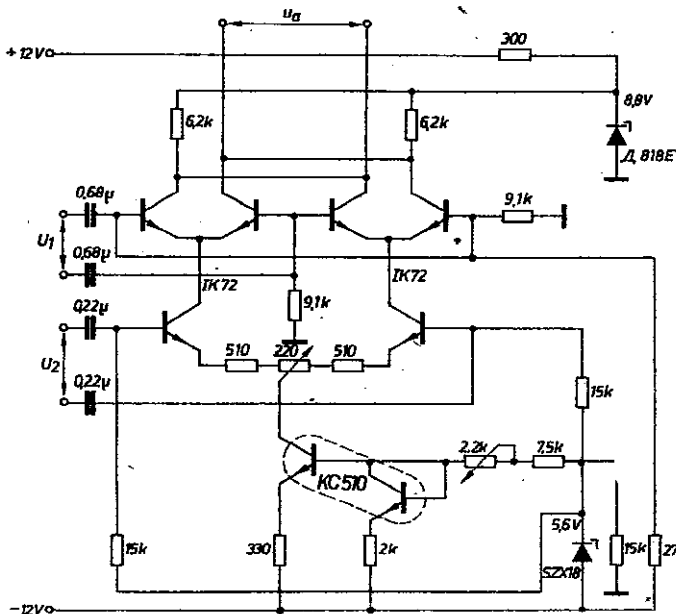


Bild 6: Multiplikator-schaltung für NF-Anwendung (von der IS IK 72 wurde nur der beschaltete Teil dargestellt)