

Dipl.-Ing. Horst Jüngling

VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder
im VEB Kombinat Mikroelektronik

ISA-Schaltkreis AK 317 D. Eigenschaften und Anwendung

Mit dem ISA-Schaltkreis AK 317 D (Zweifach-OTA) lassen sich eine Vielzahl von Schaltungen für den allgemeinen Einsatz günstig realisieren bzw. es werden spezielle Applikationen durch den Gegentaktstromausgang überhaupt erst möglich. Die erreichbaren Parameter werden dabei von den "verfügbaren" Eigenschaften der analogen Grundchipsreihe des ISA-Systems wesentlich bestimmt. Der Einsatzfrequenzbereich geht bis etwa 200 kHz, wobei in Sonderfällen, wie schneller Spannungsfolger und im Schaltbetrieb wesentlich höhere Frequenzen möglich sind. Ein weiteres großes Einsatzgebiet ist die Musikelektronik, wobei die gesamte Signalformung im Frequenz-, Zeit- und Amplitudenbereich über die elektronische Steuerung der Systemparameter möglich ist.

1. Einleitung

Ein Bauelement des ISA-Systems ist der auf dem analogen Grundchip /3/ IA 30 integrierte Zweifach-OTA (Operational Transconductance Amplifier) mit der Bezeichnung AK 317 D (Bild 1).

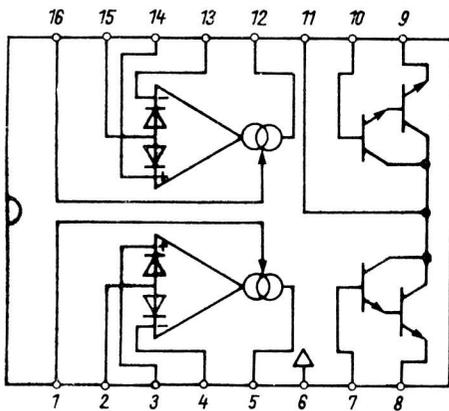


Bild 1: Blockschaltbild des AK 317 D

Dieses vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder (HWF) zur allgemeinen Anwendung angebotene Bauelement kann in seinen Eigenschaften durch einen programmierbaren bzw. variablen Steuerstrom in einem weiten Bereich variiert werden.

Damit ergeben sich vielfältige Einsatzmöglichkeiten, wie:

- OV-Betrieb mit Gegenkopplung
- Verstärker mit einstellbarer Verstärkung
- Hochpaß-/Tiefpaß-Filter mit gesteuerter Grenzfrequenz
- Modulatorschaltungen
- Signalerzeugung in gesteuerten Relaxationsgeneratoren
- Tastschaltungen für den Sample-Betrieb u. a.

Durch die im ISA-System festen, nicht variablen Elementanordnungen werden die typischen Eigenschaften des OTA wesentlich bestimmt und sind damit in speziellen Parametern nicht optimierbar (wie bei Präzisions-OV).

Solche typischen Parameter sind z. B. (Chip IA 30):

max. Spannung	36 V
Offsetspannung	5 mV
Stromverstärkung	150
Transitfrequenz	350 MHz

Für den integrierten Schaltkreis AK 317 D ergibt sich damit ein Einsatzbereich mit "normalen" Anforderungen an die Schaltungsparameter.

Der AK 317 D befindet sich in einem 16-poligen DIL-Plastgehäuse, ist für einen Betriebsspannungsbereich von ca. ± 12 V ... ± 15 V geeignet und besteht aus zwei gleichen Verstärkern, deren Übertragungsleitwert g_m durch einen äußeren Strom steuerbar ist.

2. Aufbau und Funktionsweise

Bild 2 zeigt die vollständige Innenschaltung des AK 317 D.

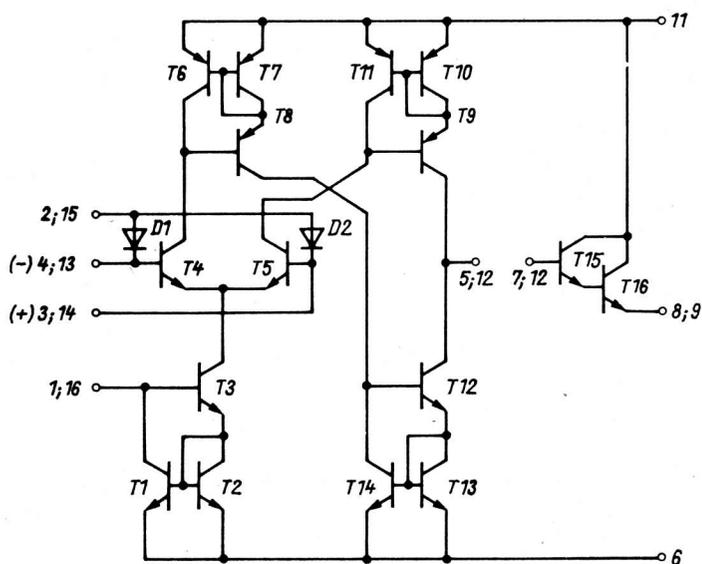


Bild 2: Innenschaltung des AK 317 D

Als Eingangsstufe wird ein Differenzverstärker mit npn-Transistoren (T4; T5) mit sogenannten Linearisierungsdioden (D1; D2) eingesetzt. Der verstärkungsbestimmende Emittterstrom wird von einer speziellen Konstantstromquelle T3 geliefert.

Dieser Strom ist gleich dem sogenannten Steuerstrom I_{ST} , der in die Stromspiegelschaltung (T1...T3) von außen eingespeist wird und er bestimmt über die Emittterdiffusionswiderstände $r_e \approx u_T/I_E$ die Steilheit der Eingangsstufe und damit die Verstärkung des OTA. Bei $u_i = 0$ betragen die Kollektorströme des Differenzverstärkers (T4; T5) $0,5 \cdot I_{ST}$ und werden über Stromspiegelschaltungen (T6...T8; T9...T11) mit einem "Spiegelfaktor" sehr nahe 1 : 1 an der positiven Betriebsspannung gespiegelt.

Nach einer weiteren "Spiegelung" des Stromes aus T8 an der negativen Betriebsspannung mittels T 12...T14 werden die so erzeugten Spiegelströme am Ausgang (Anschluß 15) addiert.

Die Ausgangsströme der Spiegel sind betragsmäßig gleich dem halben Steuerstrom I_{ST} in T1 und werden durch den Eingangsdifferenzverstärker gegenphasig gesteuert.

Der maximal entnehmbare Ausgangsstrom ist $\pm I_{ST}$. Die integrierten Linearisierungsdioden D1; D2 werden durch die gleichen Transistoren (Basis mit Kollektor verbunden) wie T4; T5 auf dem Chip "verdrahtet", so daß diese Bauelemente absolut gleiche Kennlinien (U_{BE}/I_E) haben. Werden die Dioden am Anschluß 2 bzw. 15 mit einem Gleichstrom I_D , der gleich dem Steuerstrom I_{ST} sein sollte beaufschlagt und dann vom Signalstrom des Eingangssignals angesteuert, ergibt sich eine "vorverzerrte" Steuerspannung für T4; T5. Da die Bauelemente gleich sind, werden die Nichtlinearitäten der U_{BE}/I_E -Kennlinie kompensiert und es ergibt sich eine Linearisierung der Übertragungsfunktion mit einer weitgehenden Temperaturunabhängigkeit der Steilheit des OTA.

In dieser Betriebsart ist der Eingangswiderstand durch die leitenden Dioden relativ niederohmig, ($4 \cdot u_T/I_D$), so daß die Schaltung über den üblichen Eingangsspannungsteiler etwa stromgesteuert wird (Entzerrerprinzip).

Der Ausgangs-Pufferverstärker ist eine npn-Darlingtonschaltung und ermöglicht die Realisierung von Schaltungen mit niedrigem Ausgangswiderstand. Die Stromversorgung erfolgt durch einen äußeren Widerstand zwischen Ausgang (8; 9) und der negativen Betriebsspannung.

Für Schaltungsberechnungen kann in erster Näherung mit dem theoretischen Wert für den Übertragungsleitwert des OTA von

$$g_m = \frac{i_a}{u_i} = 0,5 \cdot \frac{I_{ST}}{u_T} \quad \text{wobei} \quad u_T \approx 26 \text{ mV bei } 25 \text{ }^\circ\text{C} \quad (1)$$

gerechnet werden.

3. Grenzwerte, Kennwerte und typische Eigenschaften

Die in Tabelle 1 enthaltenen Grenzwerte werden wesentlich durch die Konstruktionsparameter der analogen 36-V-Grundchipreihe und die zum Einsatz kommenden Strukturen bestimmt und sie dürfen im Betrieb nicht überschritten werden.

Tabelle 1: Grenzwerte

Kenngröße	Kurzzeichen	min.	max.	Einheit
Betriebsspannung	$\pm U_{CC}$	-	18	V
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	-	± 5	V
Gleichtakteingangsspannung	U_{IC}	$-U_{CC}$	$+U_{CC}$	V
Steuerstrom	I_{ST}	-	2	mA
Diodenstrom	I_D	-	2	mA
Ausgangsstrom des Puffers	I_{OP}	-	20	mA
Gesamtverlustleistung ($\vartheta_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$)	P_{tot}	-	600	mW
Betriebstemperaturbereich	ϑ_a	0	70	$^\circ\text{C}$

Die wichtigsten Kennwerte des AK 317 D sind aus der folgenden Tabelle 2 zu entnehmen und werden in erster Linie natürlich durch die Eigenschaften der Bauelemente des Grundchips IA 30 /3/ festgelegt. Insbesondere betrifft das die Offset- und Paarigkeitsparameter, die Eingangsströme, aber auch wesentliche dynamische Parameter.

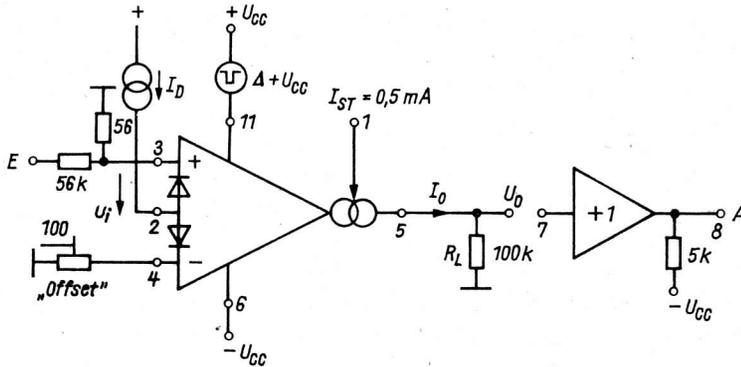


Bild 3: Meßschaltung für typische Kenngrößen

Die Ermittlung der in der Tabelle 2 enthaltenen Werte erfolgte im wesentlichen mit den in den Bildern 3 und 4 gezeigten Meßschaltungen.

Tabelle 2: Elektrische Kennwerte

($T_a = 25^\circ\text{C} \pm 5\text{ K}$; $U_{CC} = \pm 15\text{ V}$; $I_{ST} = 0,5\text{ mA}$; $I_D = 0$; $R_{LPuffer} = 5\text{ k}\Omega$)

Kenngröße	Kurzzeichen	min.	typ.	max.	Einheit
Eingangsoffsetspannung	U_{IO}	-	2	5	mV
Eingangsoffsetstrom	I_{IO}	-	0,15	0,6	μA
Eingangsbiasstrom	I_{IB}	-	2,5	5	μA
Übertragungsleitwert	g_m	7,5	9,2	11	mS
Differenz von g_m 1,2 ¹⁾	Δg_m	-5	5	-	%
max. Ausgangsstrom	I_{OM}	400	470	550	μA
Differenz von $\pm I_{OM}$	ΔI_{OM}	-	5	-	%
pos. Spitzenausgangsspannung	$+U_{OM}$	12	14,2	-	V
neg. Spitzenausgangsspannung	$-U_{OM}$	-12	-14,3	-	V
Betriebsspannungseinfluß ($+U_{CC} = -5\text{ V}$)	SVR_I	-	0,07	-	$\mu\text{A/V}$
Gleichtaktunterdrückung ($\Delta U_I = \pm 5\text{ V}$)	CMR	-	107	-	dB
Slew-Rate ($\hat{A} = 10\text{ V}$; s. Bild 4)	SR	-	70	-	V/ μs
Bandbreite ($R_L = 1\text{ k}\Omega$)	B	-	3,5	-	MHz
Eingangsstrom an 7; 12	I_{IBP}	-	0,7	-	-
Ausgangsrauschstrom an 5 ($B_{NF} = 15\text{ kHz}$)	$\overline{I_{ar}}$	-	8	-	nA

Die in Tabelle 2 enthaltenen Werte zeigen, daß ein universeller Einsatz des AK 317 D in vielen Anwendungsfällen möglich ist, wobei einige Parameter durchaus gute Werte für Spezialeinsatzfälle darstellen, z. B. ist die erreichbare Slew-Rate im speziell dimensionierten ($V_U = 1$)-Verstärker

(Bild 4) mit typisch $70 \text{ V}/\mu\text{s}$ ein ausgezeichneter Wert und zeigt, daß mit diesem Bauelement durchaus "schnelle" Schaltungen für Schalt- und Sample-Anwendungen (Bild 19 ... 21) realisierbar sind. Die in den Bildern 5 und 6 enthaltenen Abhängigkeiten vom Steuerstrom I_{ST} zeigen die gute Linearität dieser Parameter und erlauben ab 1 mA abwärts eine Steuerbreite bis zu 4 Dekaden, so daß in Schaltungen große Steuerbereiche (z. B. Generatorfrequenzen) praktisch möglich sind.

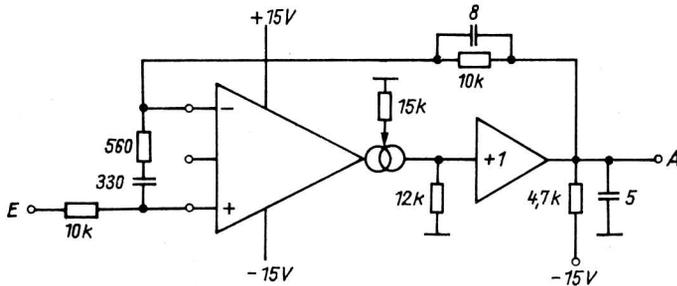


Bild 4: Schneller Spannungsfolger

Weiterhin können bei entsprechender Schaltungsdimensionierung und direkter Steuerung des Pufferverstärkers durch den Gegentaktstromausgang extrem stromarme Schaltungsvarianten realisiert werden, da der Gesamtstrom der eigentlichen OTA-Schaltung nur durch den Steuerstrom mit ca. $4 \cdot I_{ST}$ festgelegt ist.

Eine Kleinsignal-Bandbreite von etwa 3,5 MHz erlaubt den Einsatz dieser Bauelemente bis etwa 500 kHz; z. B. sind in Schaltungen zur Rampenerzeugung bei mittleren Aussteuerungen Frequenzen von 300 kHz durchaus erreichbar.

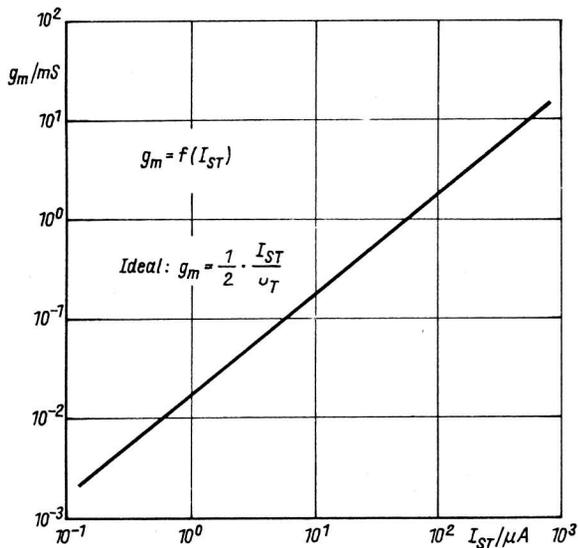


Bild 5: Übertragungsleitwert in Abhängigkeit vom Steuerstrom

Der im Bild 8 dargestellte Klirrfaktorverlauf zeigt, daß ohne Linearisierung die Eingangsspannung nicht viel höher als 10 mV sein sollte, während bei der im Abschnitt 2 beschriebenen Stromsteuerung Werte bis 30 mV möglich sind (abhängig von den zulässigen Verzerrungen).

Das Rauschverhalten wird wesentlich durch die Stromspiegelschaltungen des OTA bestimmt und ändert sich mit dem Steuerstrom.

Der äquivalente Ausgangsrauschstrom $\overline{I_{ar}}$ ist etwa proportional dem Steuerstrom, so daß der erreichbare Signal-Rauschabstand am Ausgang mit der Angabe von $\overline{I_{ar}}$ bestimmt ist und dann im wesentlichen nur durch Erhöhung der Eingangsspannung (Klirrfaktorprobleme) verbessert werden kann (praktische Werte sind in den Bildern 10 und 11 enthalten).

4. Einsatz- und Applikationshinweise

Der Steuerstrom kann durch einen Reihenwiderstand R_{ST} aus einer Steuerspannung, die auf $-U_{CC}$ bezogen wird, erzeugt werden.

Dimensionierung:

$$R_{ST} = \frac{-U_{ST} - 1,3 \text{ V}}{I_{ST}} \quad (2)$$

Weitere Ansteuervarianten s. Bild 9.

Eine niederohmige, auch kurzzeitige Verbindung des Steueranschlusses mit Potentialen die bei $\geq (-U_{CC} + 1 \text{ V})$ liegen (z. B. Masse), führt zur Zerstörung der Steuerstromquelle.

Bei variablem Steuerstrom ist es günstig, diesen aus einer externen Stromquelle bereitzustellen. Diese Ansteuervariante ist auch bei unstabiler negativer Betriebsspannung $-U_{CC}$ erforderlich (Betriebsspannungsunterdrückung).

Die Beschaltung der Eingangsdiode ist für die Funktion des OTA nicht unbedingt erforderlich. Zur Linearisierung der Übertragungskennlinie und zur Temperaturkompensation kann in die Diode ein Strom über einen externen Widerstand R_D eingespeist werden, wobei dieser Strom etwa dem maximalen Steuerstrom entsprechen sollte.

Der Signalstrom in die Eingänge sollte bei Verwendung der Linearisierungsdioden folgendem Wert genügen:

$$I_S \leq \frac{1}{2} I_D \quad (3)$$

Bei Einsatz der Linearisierungsdioden ist ein Offsetabgleich durch die äußeren Stromableitwiderstände vorteilhaft (Bild 11). Um die Signalverzerrungen klein zu halten sind Effektivwerte der Differenzeingangsspannungen von 10 mV nicht wesentlich zu überschreiten.

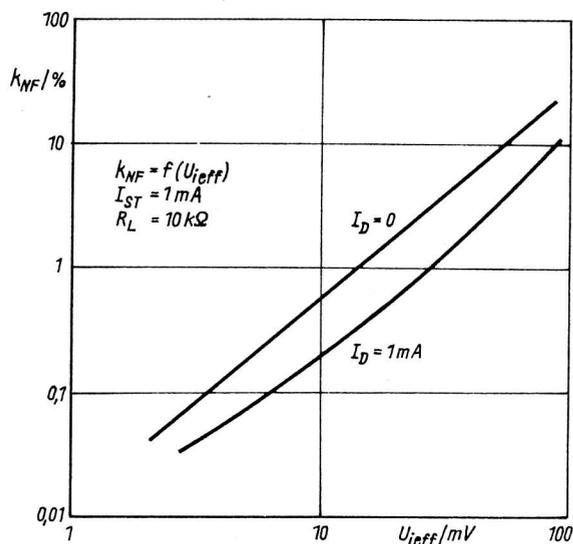
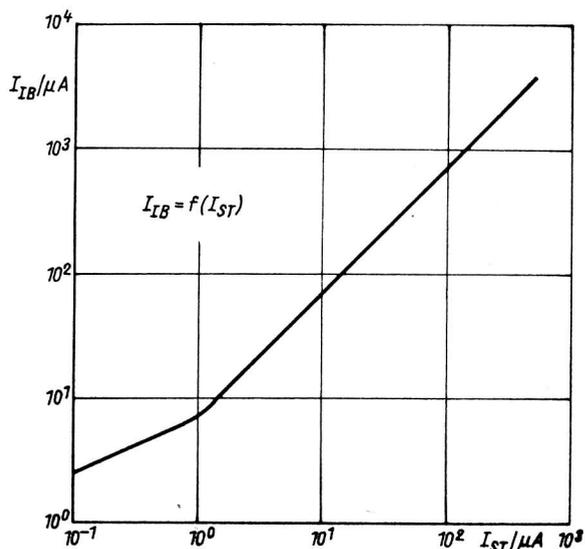
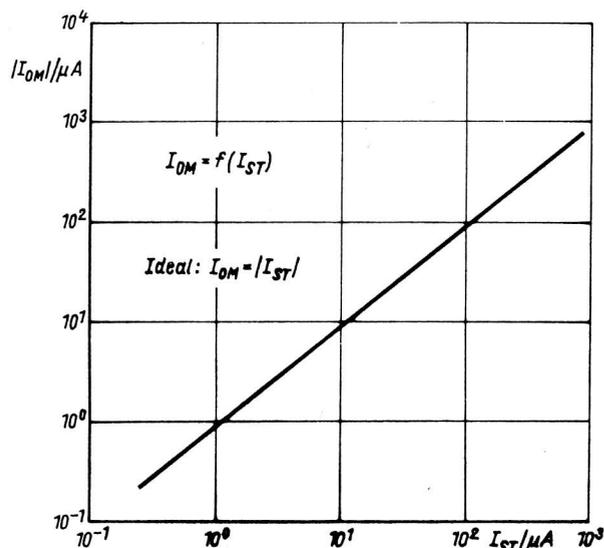


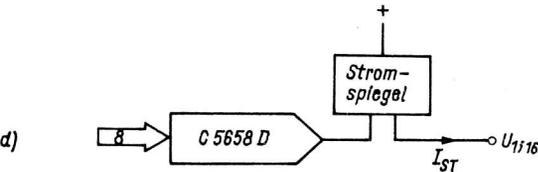
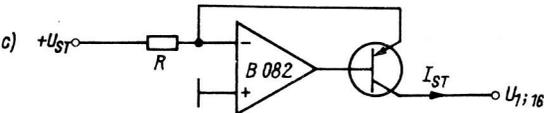
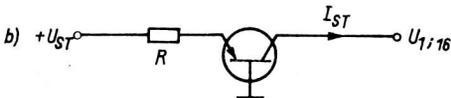
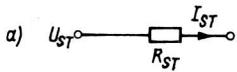
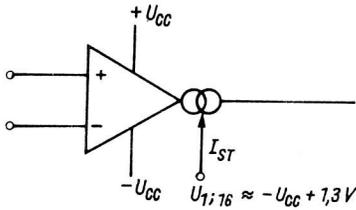
Bild 6: Spitzenausgangsstrom in Abhängigkeit vom Steuerstrom

Bild 7: Eingangsbiassstrom in Abhängigkeit vom Steuerstrom

Bild 8: Ausgangsklirrfaktor in Abhängigkeit von der Eingangsspannung (mit und ohne Linearisierung)

Eine Anpassung an vorhandene Signalpegel erfolgt günstigerweise mit einem Widerstandsspannungsteiler am Eingang (s. Bild 3). Spannungsteiler sind so zu dimensionieren, daß am nicht invertierenden und am invertierenden Eingang möglichst gleiche Eingangswiderstände wirken (Offsetprobleme). Wenn die Schaltung wie ein gewöhnlicher OV mit Gegenkopplung betrieben werden soll ($I_{ST} = \text{konst.}$), ist es vorteilhaft den Pufferverstärker zu benutzen, wobei dessen "Flußspannung" von ca. 1,3 V ausgeregelt wird.

Ein Arbeitswiderstand am Gegentaktstromausgang ist in dieser Betriebsart nicht unbedingt erforderlich, jedoch bestimmt dieser wesentlich die Leerlaufverstärkung und die dynamischen Parameter. Ein Kurzschluß des Ausganges des Pufferverstärkers gegen $-U_{CC}$ ist unbedingt zu vermeiden.



5. Steuerstromgewinnung

Die Einstellung der Verstärkung des OTA über den Steuerstrom mit dem Stromspiegel T1 ... T3 an der negativen Betriebsspannung erfordert spezielle Schaltungsmaßnahmen.

Im Bild 9 sind die wichtigsten, vom jeweiligen Anwendungsfall abhängigen Varianten gezeigt.

a) Steuerung über einen Widerstand (Bild 9a)

$$I_{ST} = \frac{+U_{ST} - (-U_{CC} + 1,3 \text{ V})}{R_{ST}} \quad (4)$$

Vorteil: einfache Realisierung

Nachteil: keine Betriebsspannungsunterdrückung, nichtlineare Steuerkennlinie

Einsatz: konstante Verstärkung, Schaltbetrieb

Bild 9: Ansteuervarianten für den Steuereingang

b) Steuertransistor (Bild 9b)

$$I_{ST} = \frac{+U_{ST} - U_{BE}}{R} \quad (5)$$

Vorteil: sehr gute Betriebsspannungsunterdrückung bei geringem Bauelementeaufwand

Nachteil: insbesondere bei kleinen Steuerspannungen hohe Temperaturabhängigkeit und Nichtlinearität

Einsatz: parallele Ansteuerung mehrerer OTA mit z. B. Multikollektortransistoren bzw. pnp-Arrays; Schaltbetrieb

c) gesteuerte Konstantstromquelle (Bild 9c)

$$I_{ST} = U_{ST}/R$$

(6)

Vorteil: Betriebsspannungsunabhängigkeit; sehr gute Steuerlinearität bei "langer" Steuerkennlinie

Nachteil: hoher Materialeinsatz

Einsatz: lineare Steuerung der Systemeigenschaften der OTA - Schaltung über I_{ST} ; Einsatz von Multikollektortransistoren zur parallelen Steuerung mehrerer OTA.

d) digitale Steuerstromerzeugung (Bild 9d)

Mit dem D/A-Wandler können die Schaltungsparameter (z. B. Verstärkung usw.) gesteuert werden, allerdings ist der Schaltungs- und Bauelementeaufwand entsprechend hoch.

6. Grundsaltungen

Im folgenden werden die beiden Grundsaltungen - normaler und linearisierter Verstärkerbetrieb - beschrieben. Prinzipiell sind beide Varianten für fast alle Anwendungsfälle (Abschn. 7) einsetzbar.

6.1. Verstärker ohne Linearisierung ($I_D = 0$)

Bild 10 zeigt die Grundsaltung, danach folgen die wichtigsten Gleichungen zur Berechnung der Schaltung.

Beim Einsatz ist besonders darauf zu achten, daß u_i den Wert von 10 mV nicht wesentlich überschreitet, daß der Übertragungsleitwert über u_T temperaturabhängig ist und der äquivalente Rauschstrom mitgesteuert wird, so daß der Störabstand am Ausgang über I_{ST} etwa konstant bleibt.

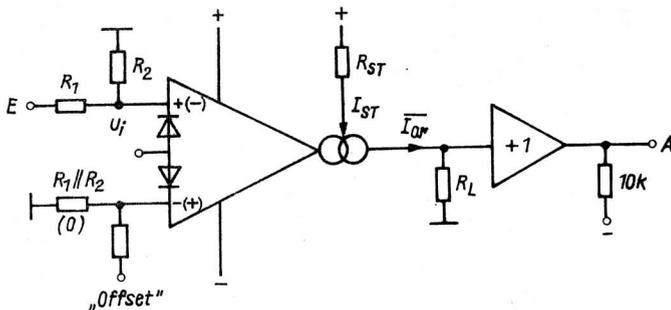


Bild 10: Verstärker-Grundsaltung ohne Linearisierung

Die Spannungsverstärkung dieser Schaltung:

$$V_u = \frac{u_A}{u_E} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot g_m \cdot R_L \quad (7)$$

g_m s. Gl. (1)

Für $I_{ST} = 0,5 \text{ mA}$ beträgt $\overline{I_{ar}} \approx 9 \text{ nA}$

z. B. für $R_1 = 47 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 470 \text{ }\Omega$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ und $I_{ST} = 0,5 \text{ mA}$ ist $V_U = 1$

$\overline{U_{ar}} \approx 90 \text{ }\mu\text{V}$ ($B_{NF} = 15 \text{ kHz}$)

$k \approx 1 \%$ ($u_A = 1 \text{ V}$)

Für den Einsatz als Pegelregler ist ein Kompromiß zwischen den zulässigen Verzerrungen und dem gewünschten Störabstand durch die Wahl von u_i über R_1 , R_2 zu finden.

6.2. Verstärker mit Linearisierung

Bild 11 zeigt die Grundschaltung bei Einsatz der Linearisierungsdioden. Ein Offsetabgleich ist in den meisten Fällen erforderlich, da bei nicht genau gleichen Widerständen R_1 , R_2 der durch sie fließende Strom $I_D/2$ zu große Offsetfehler verursacht. Für "Billig"-Anwendungen ist für das Netzwerk (R_2 ; 100- Ω -Regler; 51 Ω) ein 1-k Ω -Regler ausreichend.

Besonders zu beachten in dieser Schaltungsversion ist, daß der Signalstrom nicht größer als $I_D/2$ wird, da sonst die Linearisierungsdioden ihre Wirkung verlieren.

Die Übertragungsfunktion dieser Schaltung:

$$I_A = 2 \frac{I_{ST}}{I_D} \cdot I_S$$

wobei

$$|I_S| = \frac{1}{2} \cdot I_D \quad (8)$$

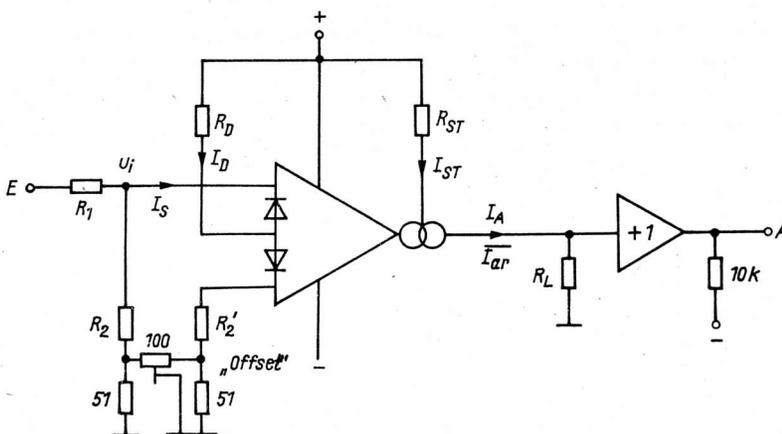


Bild 11: Verstärker-Grundschaltung mit Linearisierung

der wirksame Eingangswiderstand:

$$Z_i \approx 4 \frac{u_T}{I_D} \quad (9)$$

die Spannungsverstärkung:

$$V_u = \frac{u_A}{u_E} = S \cdot R_L \quad (10)$$

wobei

$$S = \frac{1}{R_1} \cdot \frac{I_{ST}}{I_D}$$

Für $I_D = 1 \text{ mA}$, $I_{ST} = 0,5 \text{ mA}$, $B_{NF} = 15 \text{ kHz}$ beträgt $\overline{I_{ar}} \approx 10 \text{ nA}$

z. B. für $R_1 = 22 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 470 \text{ }\Omega$, $R_L = 47 \text{ k}\Omega$, $I_{ST} = 0,5 \text{ mA}$ und $I_D = 1 \text{ mA}$ ist

$$V_u = 1$$

$$\overline{U_{ar}} \approx 330 \text{ }\mu\text{V} \quad (B_{NF} = 15 \text{ kHz})$$

$$k = 0,16 \% \quad (u_A = 1 \text{ V})$$

Die Wirkung der Linearisierungsdioden über der Eingangsspannung ist aus Bild 8 ersichtlich.

7. Typische Einsatzschaltungen

In vielen Fällen kann auf den Einsatz von Linearisierungs- und Offset-Kompensationsschaltungen verzichtet werden und es ergeben sich dann bei Einsatz von OTA im Vergleich zu "gewöhnlichen" OV vorteilhafte und ökonomische Lösungen. Die folgenden Beispiele sind eine Auswahl möglicher Anwendungen und vielfältig modifizierbar, so daß dem Anwender mit dem OTA ein Bauelement für ein sehr breites Anwendungsfeld zur Verfügung steht.

7.1. Zweikanaliger NF-Pegelsteller

Bild 12 zeigt die Schaltung eines zweikanaligen Pegelstellers, dessen Bandbreite durch Z_L angepaßt ist; der Effektivwert der maximalen Eingangsspannung beträgt ca. 1 V und die Verstärkung ist gleich Eins (mit R_L wählbar).

Mit dem Einstellregler P kann ein Feinabgleich der Steuerkennlinie vorgenommen werden. Bei besonderen Gleichlaufforderungen ist die Verstärkung mit R_L abzugleichen und für die Steuertransistoren ist ein pnp-Transistorarray einzusetzen.

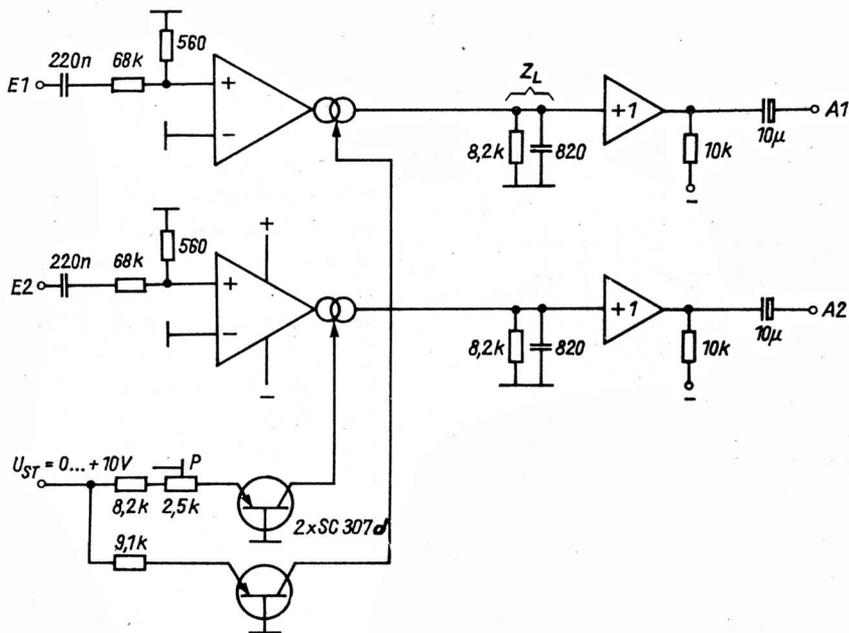


Bild 12: Zweikanaliger NF-Pegelsteller

7.2. Tiefpaßfilter mit steuerbarer Grenzfrequenz

Bild 13 zeigt die Schaltung eines Tiefpasses erster Ordnung und ein dimensioniertes Anwendungsbeispiel. Die grenzfrequenzsteuernde Wirkung entsteht durch die Steuerung des Ladestromes i durch den OTA und die Rückführung der Kondensatorspannung auf den Eingang. Die Spannungsverstärkung wählt man günstigerweise $V_U = 1$.

Für die Schaltung gilt:

$$u_i < u_E \rightarrow R_0 \ll R_1, R_0 \ll R_3$$

$$u_i \approx u_E \cdot \frac{R_0}{R_1} + u_A \cdot \frac{R_0}{R_3}$$

(11)

$$\text{wobei } u_A = i \cdot \frac{1}{pC} \quad p \triangleq j\omega, i = -g_m \cdot u_i$$

$$F(p) = \frac{u_A}{u_E} = - \frac{V_0}{1 + pT}$$

(12)

$$\text{wobei } \omega_g = \frac{1}{T} = g_m \cdot \frac{R_0}{R_3} \cdot \frac{1}{C}, \quad V_0 = \frac{R_3}{R_1}$$

z. B. für $R_0 = 560 \text{ Ohm}$, $R_1 = R_3 = 68 \text{ kOhm}$, $C = 820 \text{ pF}$, $V_0 = 1$

und $I_{ST} = 0,5 \text{ mA}$ beträgt $f_g = 11,4 \text{ kHz}$, für $I_{ST} = 0,05 \text{ mA}$ beträgt $f_g = 1,2 \text{ kHz}$

und für $I_{ST} = 0,005 \text{ mA}$ beträgt $f_g = 120 \text{ Hz}$.

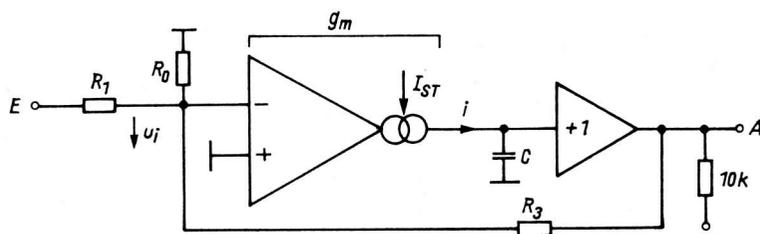


Bild 13: Tiefpaßfilter mit steuerbarer Grenzfrequenz

Durch Reihenschaltung mit zum Teil gemischten Rückführungen sind auch Filter zweiter und höherer Ordnung und verschiedener Typen realisierbar. Bei zusätzlicher variabler positiver Rückkopplung sind abstimmbare Resonanzfilter möglich. Ein breites Einsatzgebiet dieser Schaltung ist die Klangformung durch variable Filterung in Synthesizern der Musikelektronik.

7.3. Hochpaßfilter mit steuerbarer Grenzfrequenz

Bild 14 zeigt die Schaltung eines Hochpasses erster Ordnung, die auf dem gleichen Wirkungsprinzip wie in Bild 13 dargestellt aufgebaut ist.

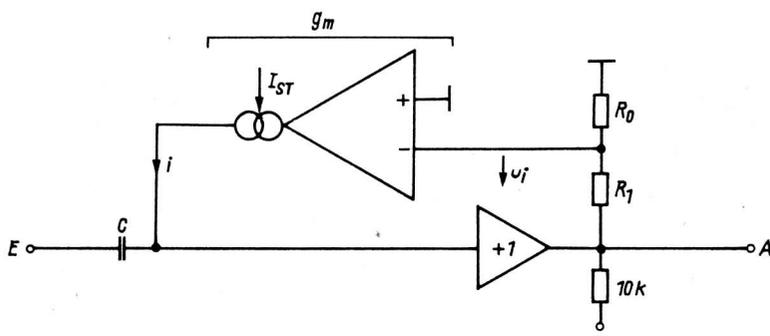


Bild 14: Hochpaßfilter mit steuerbarer Grenzfrequenz

Für die Schaltung gilt:

$$R_0 \ll R_1$$

$$F(p) = \frac{u_A}{u_E} = V_{\infty} \cdot \frac{pT}{1 + pT} \quad (13)$$

wobei

$$\omega_g = \frac{1}{T} = g_m \cdot \frac{R_0}{R_1} \cdot \frac{1}{C}$$

z. B. für $R_0 = 560 \text{ Ohm}$,

$R_1 = 68 \text{ kOhm}$, $C = 3,9 \text{ nF}$,

$$V_{\infty} = 1$$

und $I_{ST} = 0,5 \text{ mA}$ beträgt $f_g = 2,5 \text{ kHz}$, für $I_{ST} = 0,05 \text{ mA}$ beträgt $f_g = 270 \text{ Hz}$ und für $I_{ST} = 0,005 \text{ mA}$ beträgt $f_g = 24 \text{ Hz}$.

Vorteilhaft ist die Realisierung einer "fast" beliebig niedrigen Grenzfrequenz der Filter, wobei die Kondensatorwerte durchaus noch in einem vernünftigen Wertebereich liegen.

7.4. Steuerbarer Widerstand

Bild 15 zeigt die Schaltung eines auf Masse bezogenen Widerstandes für den NF-Bereich, dessen Wert von dem OTA-Steuerstrom bestimmt wird. Die zulässige Eingangsspannung wird dabei wesentlich durch den erlaubten Klirrfaktor der Anordnung bestimmt.

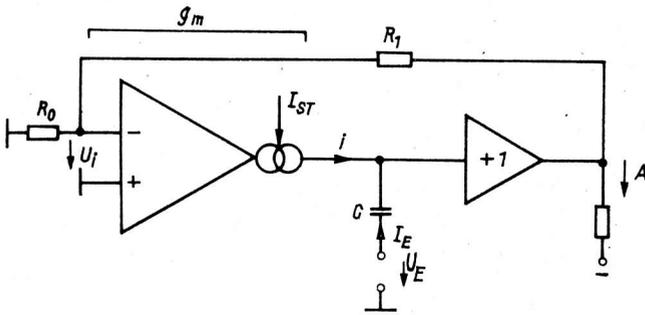


Bild 15: Schaltung zur Erzeugung eines steuerbaren Widerstandes

Für die Schaltung gilt:

$$R_0 \ll R_i, C \rightarrow \infty$$

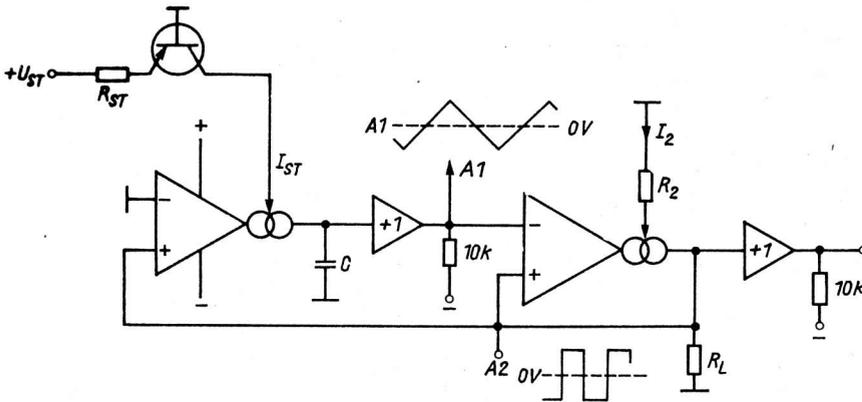
$$Z_i = \frac{U_E}{I_E} \approx \frac{1}{g_m} \cdot \frac{R_1}{R_0} = f(I_{ST}) \quad (14)$$

wobei

$$U_{EM} \approx 10 \text{ mV} \cdot \frac{R_1}{R_0}$$

7.5. Rampengenerator

Bild 16 zeigt die Schaltung eines einfachen Rampengenerators. Mit dem Gegentaktstromausgang des ersten OTA erfolgt eine von I_{ST} gesteuerte Auf- bzw. Entladung des Kondensators C und damit die Steuerung der Ladezeit. Der Strom I_2 bestimmt zusammen mit R_L die maximale Ausgangsamplitude über den als Komparator arbeitenden zweiten OTA.



Für die Schaltung gilt:

$$I_{ST}, I_2 < 1 \text{ mA}$$

Ausgangsfrequenz:

$$f_0 = \frac{1}{4} \cdot \frac{1}{R_L \cdot C} \cdot \frac{I_{ST}}{I_2} = k \cdot U_{ST} \quad (15)$$

$$U_{A1SS} = 2 \cdot I_2 \cdot R_L \quad (16)$$

Bild 16: Einfacher Rampengenerator

Zu beachten ist, daß der Steuerbereich zu kleinen Strömen hin, durch den Basisfehlstrom des Pufferverstärkers eingeschränkt wird. Man muß bei Strömen unter $I_{ST} \approx 30 \mu\text{A}$ schon mit ca. 10 % Unsymmetrie rechnen, so daß der Steuerbereich für genügende Symmetrieeigenschaften auf ca. 2,5 Frequenzdekaden beschränkt ist.

7.6. Funktionsgenerator mit erweitertem Abstimmbereich

Bild 17 zeigt eine Schaltung mit extrem linearer Steuerkennlinie, die durch eine aktive Konstantstromquelle mit 0V 1 und einem fehlstromarmen Spannungsfolger für die Ladespannung an C mit einem BiFET-0V und einem reststromarmen Kondensator erreicht wird.

Das Dimensionierungsbeispiel für eine maximale Frequenz von 100 kHz, erlaubt bei guter Linearität einen Steuerbereich bis zu 4 Frequenzdekaden (z. B. 10 Hz ... 100 kHz).

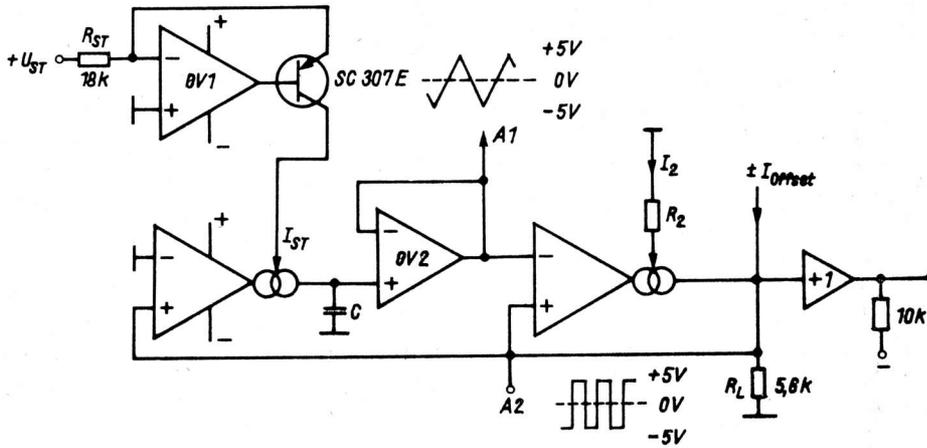


Bild 17: Funktionsgenerator mit erweitertem Abstimmbereich

Für die Schaltung gilt:

$$U_{ST} = 10 \text{ V}, R_{ST} = 18 \text{ k}\Omega, U_{A2SS} = 10 \text{ V}, f_{\max} = 100 \text{ kHz}$$

$$C = \frac{I_{ST}}{2 \cdot f \cdot U_{A2SS}} \quad (17)$$

wobei $I_{ST} = U_{ST}/R_{ST}$, $C = 278 \text{ pF}$ - Korrektur auf Normwert mittels I_{ST} und R_{ST}

$$I_2 = \frac{1}{2} U_{A2SS}/R_L \quad (18)$$

$$I_2 = 0,893 \text{ mA}$$

Die Schaltung läßt sich durch Einsatz eines Sinusformers nach Bild 24 am Ausgang A1 zu einem steuerbaren Tongenerator mit Klirrfaktoren um 1,6 % erweitern.

Für erhöhte Ansprüche kann man zusätzlich ein synchron steuerbares mehrstufiges Filter nach Bild 13 verwenden, so daß dann Klirrfaktoren um 0,5 % erreichbar sind.

7.7. AC-DC-Multiplexer

Bild 18 zeigt die Schaltung eines zweikanaligen Umschalters mit TTL-Ansteuerung. Durch die Gegenkopplung auf den Eingang (0V mit Rückführung) wird ein verzerrungsarmer, aussteuerungsfähiger Betrieb erreicht.

Die wichtigsten Parameter dieser Schaltung sind in Tabelle 3 enthalten.

Tabelle 3: Parameter der Schaltung Bild 18

Kenngröße	Kurzzeichen	Wert	Einheit
Eingangsspannungsbereich	U_{E1}	$> -U_{CC} + 2$	V
	U_{E2}	$< +U_{CC} - 2$	V
Umschaltzeit (bei $U_{E1} - U_{E2} = 5$ V)	t	$\approx 1,2$	μ s
NF-Bandbreite ($u_i = 1$ V)	B_{NF}	ca. 200	kHz
Verstärkung	V_u	1	-
Kanaltrennung ($f = 1$ kHz)	$a_{\ddot{u}}$	≈ 85	dB
	$a_{\ddot{u}}$	≈ 66	dB

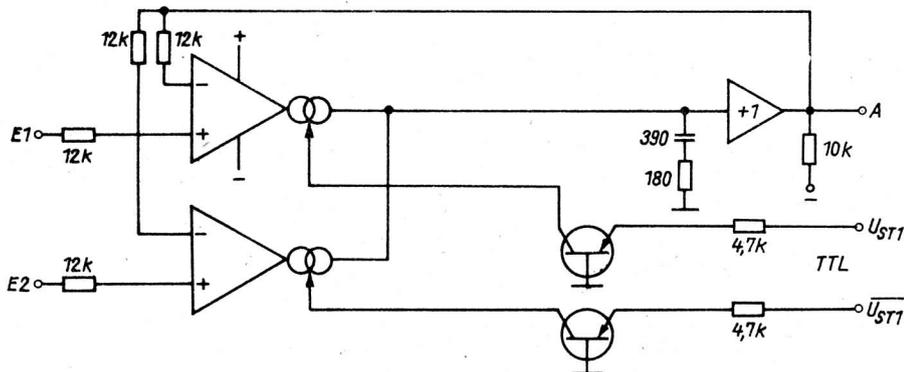


Bild 18: AC-DC-Multiplexer für zwei Kanäle

7.8. Sample-and-Hold-Schaltung

Da der OTA im Schaltbetrieb des Steuereinganges ein- bzw. ausgeschaltet wird und der Gegentaktstromausgang dabei extrem reststromarm wird, ist zusammen mit einem hochwertigen Ladekondensator und einem entsprechenden OV mit sehr kleinem Eingangsstrom (BiFET-OV) als Isolierverstärker ein Sample-Betrieb mit guten Parametern möglich.

Zur Ermittlung der Schaltzeiten für diesen und ähnliche Einsatzfälle wurden die in den Bildern 19 und 20 enthaltenen Schaltungen benutzt.

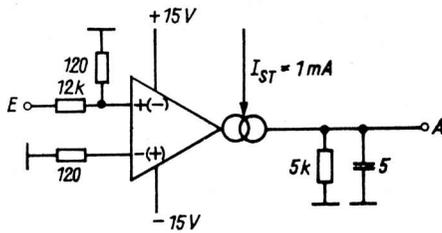
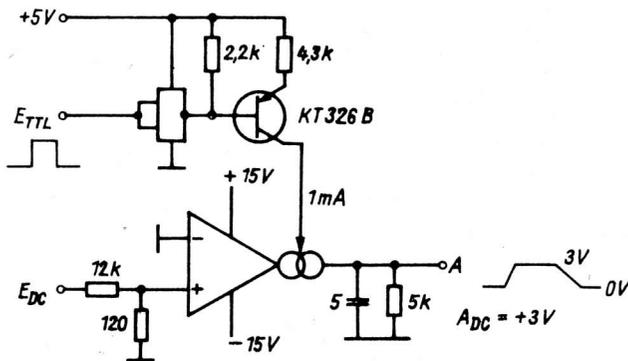


Bild 19: Meßschaltung zur Ermittlung der Schaltzeiten des AK 317 D

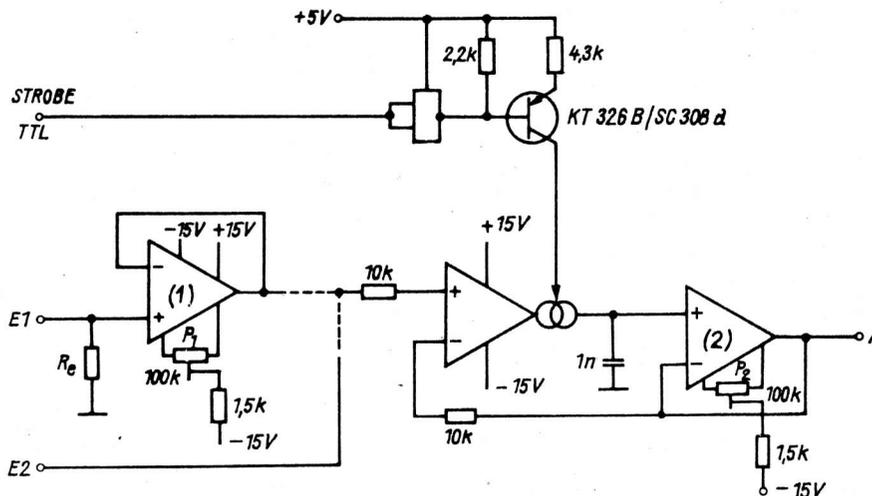
Für das Meßsignal ergibt sich bei einer Laufzeit von $t_c \approx 40$ ns eine Anstiegs- bzw. Abfallzeit für einen 5-V-Sprung $t_r = t_f = \text{ca. } 110$ ns.



Bei Ansteuerung des Steuereinganges über eine spezielle TTL-Stromwandler-schaltung (Bild 20) und bei konstanter Eingangsspannung U_{EDC} werden Anstiegszeiten von 160 ns und Abfallzeiten von etwa 300 ns erreicht.

In der im Bild 21 gezeigten Sample-and-Hold-Schaltung wird für OV (1) und für OV (2) der BiFET-Typ B 082 D eingesetzt. Für schnelle Anwendungen ist es vorteilhaft den OTA über den Eingang E_2 direkt anzusteuern.

Bild 20: Meßschaltung zur Ermittlung der Steuerschaltzeiten



Abgleich:

$u_A = 0$ bei $u_{E2} = 0$ mit P2

$u_A = 0$ bei $u_{E1} = 0$ mit P1

Bild 21: Sample-and-Hold-Schaltung mit OVs und OTA

Für $I_0 = 0$ erhält man reinen Multiplizierer-Betrieb.

Die Übertragungsfunktion errechnet sich aus

$$I_{A1} = g_{m1} \cdot U_1 \quad (19) \quad g_{m1} = I_{ST1}/2 \cdot u_T \quad (20) \quad I_{ST1} = I_0 + I_{A2} \quad (23)$$

$$I_{A2} = g_{m2} \cdot U_2 \quad (21) \quad g_{m2} = I_{ST2}/2 \cdot u_T \quad (22)$$

zu

$$I_A = \frac{I_0 \cdot U_1}{2 \cdot u_T} + \frac{I_{ST2}}{4 \cdot u_T^2} \cdot U_1 \cdot U_2 \quad (24)$$

Bei Einsatz der Linearisierungsdioden kann der Einfluß der Temperaturspannung stark reduziert werden.

Der Abgleich der Modulatorschaltung (Bild 22):

$u_{ES} = 0$, $f_{Mod} = 1 \text{ kHz}$, mit U_0 wird u_A auf Null abgeglichen.

Betriebswerte: $u_{ES} = u_{EMod} \leq 1 \text{ V}$.

7.10. Multiplizierer-/Dividierer-Schaltung

In /4/ wurde die im Bild 23 gezeigte Schaltung veröffentlicht. Die Multiplikation erfolgt dabei durch Steilheitssteuerung des OTA (1) mit E_1 und die Division wird durch Steuerung des Stromes I_{A2} über die OV (4) und (5) realisiert.

Für die Schaltung gilt:

$$I_{ST1} = U_{E1}/R_1 \quad (25) \quad I_{ST2} = U_{E2}/R_2 \quad (26)$$

$$g_{m1} = \frac{U_{E1}}{2 \cdot R_1 \cdot u_T} \quad (27) \quad g_{m2} = \frac{U_{E2}}{2 \cdot R_2 \cdot u_T} \quad (28)$$

$$a = \frac{R_0}{R_0 + R_3} \quad (29) \quad b = \frac{R_0}{R_4 + R_0} \quad (30)$$

Damit ergeben sich die Ausgangsströme der OTA zu:

$$I_{A1} = a \cdot g_{m1} \cdot U_{E3} \quad (31) \quad I_{A2} = b \cdot g_{m2} \cdot U_A \quad (32)$$

Der OV (5) sorgt mit seinem virtuellen Nullpunkt am Eingang über die Steuerung von A dafür, daß $I_{A2} = -I_{A1}$ wird.

Aus den Gleichungen (25) ... (32) ergibt sich

$$U_A = \frac{a}{b} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{U_{E1} \cdot U_{E3}}{U_{E2}} \quad (33)$$

wobei der Effektivwert von $U_3 = U_4 \leq 10 \text{ mV}$. Bemerkenswert ist, daß o. a. Funktion theoretisch temperaturunabhängig ist.

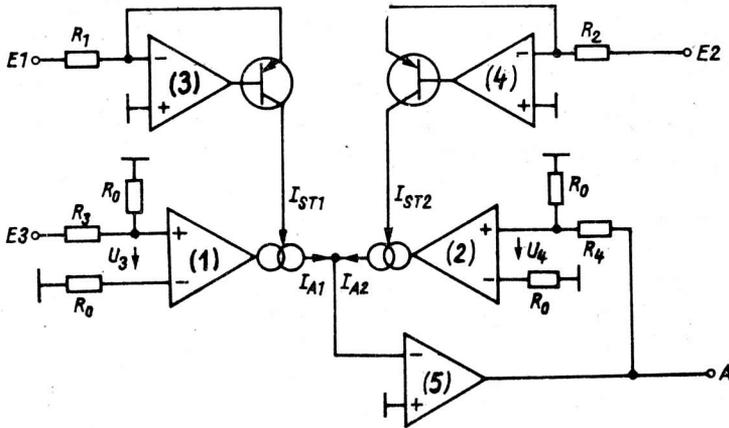


Bild 23: Multiplizierer-/Dividiererschaltung /4/

Für den Spezialfall $a = b$; $R_1 = R_2$ wird dann

$$A = - \frac{U_{E1} \cdot U_{E3}}{U_{E2}} \quad (34)$$

Zur Gewährleistung der Funktionsfähigkeit müssen die Eingangsspannungen folgenden Bedingungen genügen:

$$0 < U_{E1} < R_1 \cdot I_{ST1max}$$

$$0 < U_{E2} < R_2 \cdot I_{ST2max}$$

$$-U_{3max}/a < U_{E3} < +U_{3max}/a$$

Für die mögliche Ausgangsspannung gilt ähnlich:

$$-U_{4max}/b < U_A < +U_{4max}/b$$

Als OV wird wiederum der Typ B 082 D eingesetzt.

7.11. Sinusformer

Bild 24 zeigt die Schaltung eines Sinusformers für den Einsatz in Funktionsgeneratoren (z. B. Bild 17). Dabei wird der Eingangsdifferenzverstärker durch die anliegende Dreiecksspannung stark übersteuert ($u_1 \approx 200 \text{ mV}$). Durch die Nichtlinearität der U_{BE} -Kennlinie wird die Dreiecksspannung "sinusähnlich" verformt und man erreicht bei entsprechendem Abgleich mit P_1 , P_2 durchaus akzeptable Klirrfaktoren um 1,5 %. Die Ausgangsamplitude dieser Schaltung kann mit P_3 (als letzten Abgleichschritt) festgelegt werden.

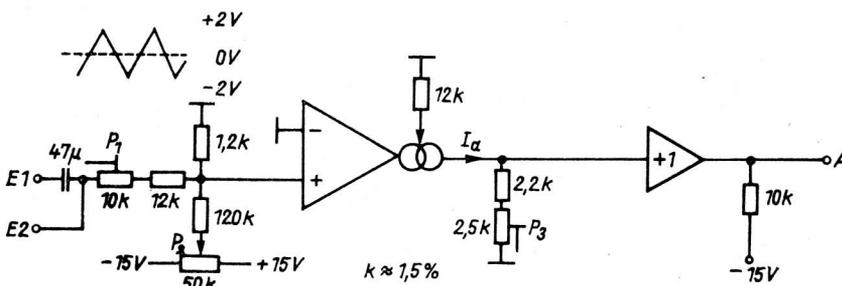


Bild 24: Sinusformer für Funktionsgeneratoren