Optimierung von Integratoren

D.E.Groening

IPP III/63 Dezember 198o

MAX-PLANCK-INSTITUT FÜR PLASMAPHYSIK

8046 GARCHING BEI MÜNCHEN

MAX-PLANCK-INSTITUT FÜR PLASMAPHYSIK

GARCHING BEI MÜNCHEN

Optimierung von Integratoren

D.E.Groening

IPP III/63 Dezember 198o

Die nachstehende Arbeit wurde im Rahmen des Vertrages zwischen dem Max-Planck-Institut für Plasmaphysik und der Europäischen Atomgemeinschaft über die Zusammenarbeit auf dem Gebiete der Plasmaphysik durchgeführt.

IPP III/63 D.E.Groening Optimierung von Integratoren

Dezember 198o

(in Deutsch)

Abstract

This report should be helpful to the designing engineer to determine the limits for design of an active integrator and to optimize the layout by a given operational amplifer. When the requirements to the integrator are known it is also helpful to select the most suitable operational amplifer from a very large offer on the market. Besides, examples of various kinds of design are given.

Inhaltsverzeichnis

		Seite
Abstract		I
1.	Einleitung	1
1.1	Allgemeine Herleitung	2
1.2	Kriterien für die Integrationskonstante	3
1.2.1	Frequenzgang	4
1.3	Kriterien für den Integrationswiderstand	9
1.4	Offsetstromdrift bei Fet-Verstärkern	15
2.	Vergrößerung des Eingangsspannungsbereichs	19
3.	Stabilitätsverbesserung beim invertierenden Integrator	22
4.	Differenzintegrator	27
4.1	Integrator mit Regeleingang	28
4.2	Stabilisierungsmaßnahmen	32
4.3	Frequenzgang des Reglers	32
4.4	Berechnung des Stabilisierungswiderstandes	34
5.	Driftverbesserung beim Differenzintegrator	36
6.	Rauschen	37
7.	Gesamtschaltung	39
8.	Literaturverzeichnis	4o

1. Einleitung

Dieser Bericht soll dem Entwickler helfen, die Grenzwerte für die Dimensionierung eines aktiven Integrators zu bestimmen und die Schaltung bei gegebenem Operationsverstärker zu optimieren. Er kann gleichzeitig dazu dienen, bei bekannter Anforderung an den Integrator aus dem großen Angebot den am besten geeigneten Operationsverstärker herauszufinden. Außerdem sind Beispiele für die verschiedensten Schaltungstechniken gegeben.

1.1 Allgemeine Herleitung

Mit den heutigen Operationsverstärkern lassen sich leicht Integratoren aufbauen. Will man aber optimale Eigenschaften erreichen, ist es nicht mit irgendeiner RC-Beschaltung getan. Damit die später gezeigten Zusammenhänge deutlich werden, sollen hier zuerst die Grundlagen nochmals ins Gedächtnis zurückgerufen werden.

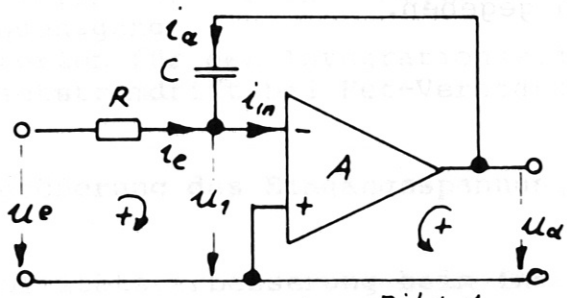


Bild 1

Es gilt: $\mu_e = i_e \cdot R + \mu_1$, $\mu_a = \frac{1}{c} \int i_a dt + \mu_1$

fener: $i_e + i_a = i_{in}$

Für den idealen Operationsverstärker mit der Verstärkung $A \to \infty$ wird $i_{in} \to 0$ und $\mu_1 \to 0$
es bleiben übrig

$$\mu_e = i_e \cdot R \qquad \mu_a = \frac{1}{c} \int i_a dt$$

$$i_e = \frac{\mu_e}{R} \qquad i_e + i_a = 0 \qquad i_a = -i_e$$

$$\underline{\underline{\mu_a = -\frac{1}{RC} \int \mu_e dt = -\frac{1}{\tau} \int \mu_e dt = -C_1 \int \mu_e dt}} \qquad (1)$$

mit $\tau = R \cdot C$ Zeitkonstante

oder $C_1 = \frac{1}{\tau}$ Integrationskonstante

Diese Gleichungen beschreiben den idealen Integrator. Dabei ist man also noch völlig frei in der Wahl von R und C.

1.2 Kriterien für die Integrationskonstante

Aus Gleichung (1)

$$\mu_a(t) = -\frac{1}{\tau} \int \mu_e(t)dt$$

ergibt sich, wenn man sie differenziert,

$$\frac{d\mu_a}{dt} = -\frac{1}{\tau}\,\mu_e \quad \text{mit } \tau = R \cdot C$$

$$\frac{\Delta\mu_a}{\Delta t} = -\frac{\mu_e}{\tau} \tag{2}$$

Auf der linken Seite der Gleichung steht ein vom Hersteller spezifizierter Wert, und zwar die "Slewing-Rate" des Verstärkers.

$$\hat{\mu}_e < -\frac{\Delta U_a}{k_1 \Delta t} \tag{3}$$

Gleichung (2), umgestellt nach Gleichung (3), sagt, daß die maximale Eingangsspannung eines Integrators kleiner als der sich aus der Empfindlichkeit und der Slewing-Rate ergebende Wert sein müssen. Die Slewing-Rate wird meistens in Volt pro Mikrosekunde angegeben.

$$S = \frac{\Delta U_a/V}{\Delta t/\mu s}$$

Wenn S nicht spezifiziert ist, dann ist die Leistungsbandbreite (Full Power Band Width) angegeben, und es ergibt sich

$$S = 2\,\pi f_p\,\hat{\mu}_a \tag{4}$$

wobei f_p - Full Power Band Width und

$\hat{\mu}_a$ - die maximale Ausgangsamplitude bedeuten.

Der Faktor k_1 liegt im Ermessen des Entwicklers, z.B. $k_1 = 2$. Ist die maximale Eingangsspannung vorgegeben und die Slewing-Rate, so ergibt sich daraus mit einem Sicherheitsfaktor k_1 die minimal mit einem OP Amp erreichbare Zeitkonstante τ und damit das Produkt aus R und C.

$$\tau_{min} = \frac{|\hat{u}_e| k_1}{\Delta U_a / \Delta t} = \frac{|\hat{u}_e| k_1}{S} \qquad (5)$$

An dieser Stelle sei schon darauf hingewiesen, daß bei dieser Schaltung die Eingangsspannung wesentlich größer sein kann als die Versorgungsspannung. Dies ist in der Schaltung mit Eingangsdifferenzverstärker nach Abbildung 7 mit einer Verstärkung ≥ 1 nicht möglich.

1.2.1 Frequenzgang

Eine weitere Grenze für τ ergibt sich aus dem Frequenzgang des Operationsverstärkers. Die Phasenverschiebung zwischen Eingangs- und Ausgangssignal soll bei einem Integrator ja $90^o \triangleq \pi/2$ betragen. Die meisten Operationsverstärker, die für diese Anwendung in Frage kommen, sind intern frequenzkompensiert. In den Datenblättern ist meist die Kurve der Leerlaufverstärkung als Funktion der Frequenz angegeben. Fehlt die Kurve in den Datenblättern, so kann man sie sich leicht selber zeichnen. Angegeben müssen dann sein die Leerlaufverstärkung A_o (Open Loop Gain) und die Bandbreite f_c bei Verstärkung eins (Unity Gain Bandwidth Product). Man hat dann jeweils einen Schnittpunkt auf der Ordinate und einen auf der Abszisse. Von f_c aus angetragen eine Gerade mit der Steigung -20 dB/Dekade ergibt einen Schnittpunkt mit der Geraden A_o.

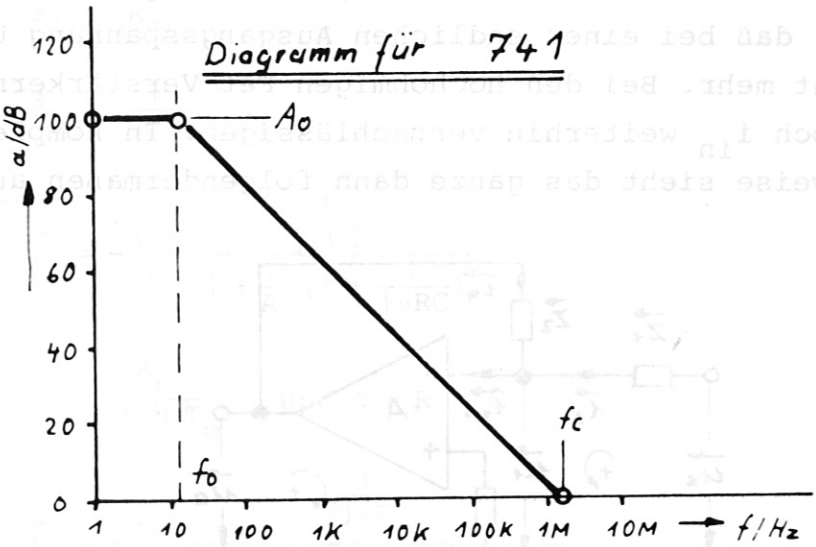


Bild 2

Die Frequenz f_o erlangt für den Integrator, wie wir nachher noch sehen werden, größere Bedeutung. Dieser Frequenzgang übertragen ins Bode-Diagramm sieht nach Betrag und Phase folgendermaßen aus.

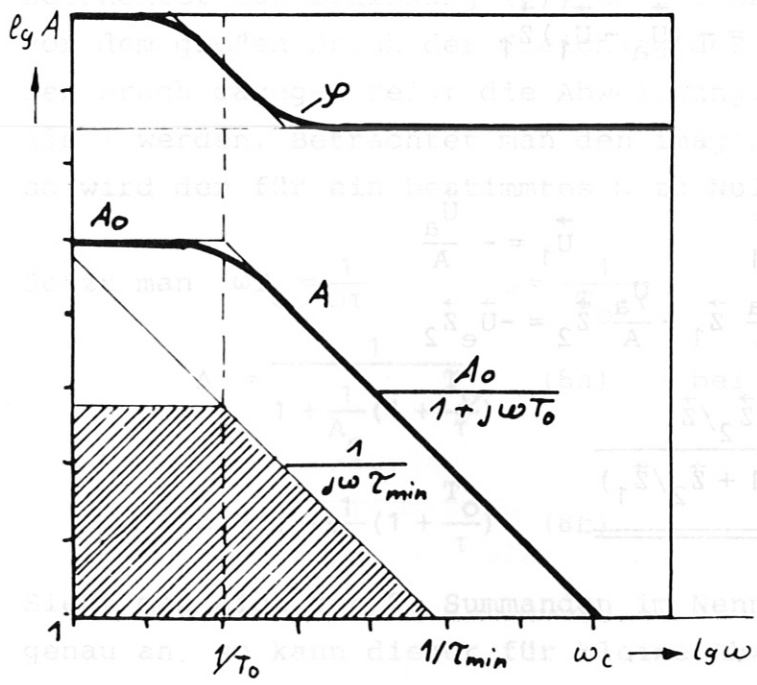


Bild 3

mit der Beziehung

$\omega = 2\ \pi f$ und

$$A(j\omega) = \frac{A_o}{1 + j\omega T_o} \qquad (6)$$

Die Verstärkung $A(j\omega)$ nimmt stetig mit steigendem ω ab. Nimmt man den Ansatz zu Gleichung (1), so gilt die Voraussetzung, daß bei einer endlichen Ausgangsspannung $U_1 = 0$ ist nicht mehr. Bei den hochohmigen Fet-Verstärkern kann man jedoch i_{in} weiterhin vernachlässigen. In komplexer Schreibweise sieht das ganze dann folgendermaßen aus.

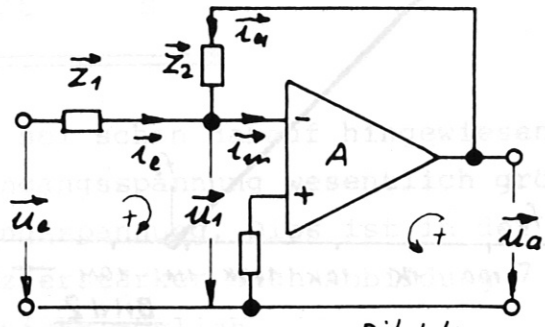


Bild 4

Es gilt: $\vec{U}_e = \vec{I}_e \cdot \vec{Z}_1 + \vec{U}_1$ $\qquad$ $\vec{U}_a = \vec{I}_a \cdot \vec{Z}_2 + \vec{U}_1$

$$\vec{I}_e + \vec{I}_a = \vec{I}_{in} = 0 \qquad \vec{I}_e = -\vec{I}_a$$

$$\frac{\vec{U}_e - \vec{U}_1}{\vec{Z}_1} = -\frac{\vec{U}_a - \vec{U}_1}{\vec{Z}_2}$$

$$(\vec{U}_e - \vec{U}_1)\vec{Z}_2 = -(\vec{U}_a - \vec{U}_1)\vec{Z}_1$$

Ferner gilt:

$$\vec{U}_a = -A \cdot \vec{U}_1 \qquad \vec{U}_1 = -\frac{\vec{U}_a}{A}$$

$$\vec{U}_a \cdot \vec{Z}_1 + \frac{\vec{U}_a}{A}\vec{Z}_1 + \frac{U_a}{A}\vec{Z}_2 = -\vec{U}_e\vec{Z}_2$$

$$\vec{U}_a = -\frac{\vec{U}_e\,\vec{Z}_2/\vec{Z}_1}{1 + \frac{1}{A}(1 + \vec{Z}_2/\vec{Z}_1)} \qquad (7)$$

Beim Integrator ist

$$\vec{Z}_1 = R_1$$

$$\vec{Z}_2 = \frac{1}{j\omega c}$$

Damit wird

$$\vec{U}_a = -\vec{U}_e \frac{\frac{1}{j\omega RC}}{1 + \frac{1}{A}\left(1 + \frac{1}{j\omega RC}\right)}$$

mit

$$A = \frac{A_o}{1 + j\omega T_o} \quad \text{und } \tau = R \cdot C$$

$$\vec{U}_a = -\vec{U}_e \frac{\frac{1}{j\omega\tau}}{1 + \frac{(1 + j\omega T_o)}{A_o}\left(1 + \frac{1}{j\omega\tau}\right)}$$

$$\vec{U}_a = -\vec{U}_e \underbrace{\frac{1}{j\omega\tau}}_{\text{idealer Integrator}} \underbrace{\frac{1}{1 + \frac{1}{A_o}\left[1 + \frac{T_o}{\tau} + j\left(\omega T_o - \frac{1}{\omega\tau}\right)\right]}}_{\text{Abweichung}} \qquad (8)$$

Betrachtet man Gleichung (8), so entspricht der erste Faktor vor dem großen Bruch der Gleichung des idealen Integrators, der Bruch dagegen zeigt die Abweichung. Er kann nur kleiner als 1 werden. Betrachtet man den imaginären Teil im Nenner, so wird der für ein bestimmtes ω zu Null.

Setzt man $\omega T_o = \frac{1}{\omega\tau}$ $\qquad \omega = \frac{1}{T_o \cdot \tau}$

$$\Delta = \frac{1}{1 + \frac{1}{A_o}\left(1 + \frac{T_o}{\tau}\right)} \quad (8a) \qquad \text{bei } \frac{1}{A_o}\left(1 + \frac{T_o}{\tau}\right) \ll 1$$

$$\Delta \approx 1 - \frac{1}{A_o}\left(1 + \frac{T_o}{\tau}\right) \quad (8b)$$

Sieht man sich den 2. Summanden im Nenner von Gleichung (8a) genau an, so kann dieser für kleine Abweichungen nur klein gegen eins sein. Dann kann man die Vereinfachung aus der Näherungsrechnung anwenden und kommt zu Gleichung (8b).

für p % Fehler

$$\frac{1}{A_o}\left(1+\frac{T_o}{\tau}\right)=\frac{p}{100}$$

$$\underbrace{\frac{p\cdot A_o}{100}}_{<<1}-1=\frac{T_o}{\tau}$$

$$\underline{\underline{\tau_{min}=\frac{100\cdot T_o}{p\cdot A_o}}} \qquad (9)$$

Gleichung (9) gibt an, wie klein τ minimal werden kann bei einem vorgegebenen prozentualen Fehler. Die härtere Forderung, entweder Gleichung (5) oder Gleichung (9), ist dann gültig.

<u>Beispiel:</u> Operationsverstärker 741
für p = 1 % ergibt sich bei folgenden Daten

$$f_o = 10\ \text{Hz};\quad \omega_o = 2\pi f_o = 62{,}8\ s^{-1};\quad T_o=\frac{1}{\omega_o}=15{,}9\ \text{ms};$$

$$A_o = 1\cdot 10^5$$

$$\tau_{min}=\frac{100\cdot T_o}{p\cdot A_o}$$

$$\underline{\underline{\tau_{min}}}=\frac{100\cdot 15{,}9\cdot 10^{-3}s}{1\cdot 1\cdot 10^5}=\underline{\underline{15{,}9\ \mu s}}$$

Das eingetragen in das Bode-Diagramm Abbildung 5 ergibt die Grenzkurve bis zu der der Fehler (schraffierter Bereich) kleiner 1 % ist. Man kann also sagen, wenn man mit der Integratorkurve ca. 40 dB unter der Schleifenverstärkung bleibt, ist der Fehler kleiner 1 %. Dieser Integrator im Beispiel würde über einen Frequenzbereich von 3 Dekaden einen Fehler <1 % haben.

1.3 Kriterien für den Integrationswiderstand

Berücksichtigt man die wesentlichen Driftwerte von realen Operationsverstärkern, so sind das

a)	Offsetspannung/Strom	U_o / µV a 25°C	I_o / pA a 25°C
b)	Offsetspannung/Strom-drift	$\Delta U_o/\Delta T$ / µV /°C	$\Delta I_o/\Delta T$ / pA/°C
c)	Drift durch Versorgungs-spannungsschwankung	$\Delta U_o/\Delta U_B$ / µV/V	$\Delta I_o/\Delta U_B$ / pA/V
d)	Langzeitdrift	$\Delta U_o/\Delta t$ / µV/mon	$\Delta I_o/\Delta t$ / pA/mon

Von diesen Werten kann, wie später noch gezeigt wird, durch geeignete Regelung die Punkte a) und d) zu Null gemacht werden. Ferner ist bei Einsatz der billigen integrierten Spannungsregler auch der Einfluß der Versorgungsspannung c) leicht auszuschalten. Bleiben zu beachten die unter b) aufgeführten Driftwerte. Mit diesen Driftwerten kann, wie die Praxis zeigt, sehr gut gerechnet werden. Die Umgebungstemperatur bleibt nicht auf 1° C konstant, denn in den meisten Systemen ist eine Luftbewegung durch Kühlung gegeben und das resultiert in unterschiedlicher Wärmeabfuhr. Ferner ist bei Aussteuern des Operationsverstärkers selber eine Änderung der Leistungsaufnahme und damit eine Temperaturänderung gegeben.

Beispiel: Ausgangsspannung U_a geht von 0 ... 1o V
Ausgangsstrom I_a geht von 0 ... 1o mA

Das gibt eine Änderung der Verlustleistung allein der Endstufe bei $U_B = \pm$ 15 V Versorgungsspannung.

$$\Delta P = (U_B - U_a) \cdot I_a$$

$$\Delta P = (15\ V - 1o\ V) \cdot 1o\ mA = 5o\ mW$$

Bei einem TO 99 Gehäuse des OP Amps mit einem Wärmewiderstand bezogen auf die Umgebungstemperatur von 5,33 mW/^{o}C ergibt das eine Erhöhung der Gehäusetemperatur

$$\Delta = \Delta P/R_{th}$$

$$\Delta = 5o \text{ mW}/5{,}33 \text{ mW}/^{o}\text{C} = 9{,}3^{o} \text{ C}$$

Diesen Einfluß kann man klein halten, indem man den Ausgangsstrom klein hält. Dies ist möglich durch einen nachgeschalteten Pufferverstärker (Booster), der allerdings in der Rückkopplungsschleife (Feed-Back-Loop) liegen muß, aber möglichst keinen Wärmekontakt mit dem OP haben sollte.

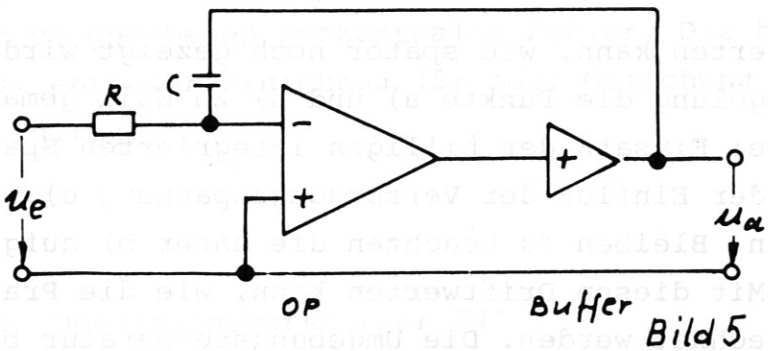


Bild 5

Ganz zu eliminieren ist die Temperaturdrift aber mit den Maßnahmennach Abbildung 5 nicht. Als Kriterium für die Güte einer Schaltung behalten die nachfolgendne Berechnungen ihre Gültigkeit.

Zur Betrachtung der Driftwerte läßt sich folgendes Ersatzschaltbild heranziehen, wenn man den Eingangswiderstand vernachlässigt, was bei heutigen OP Amps $R_e \sim 1o^{11}$ Ω durchaus zulässig ist.

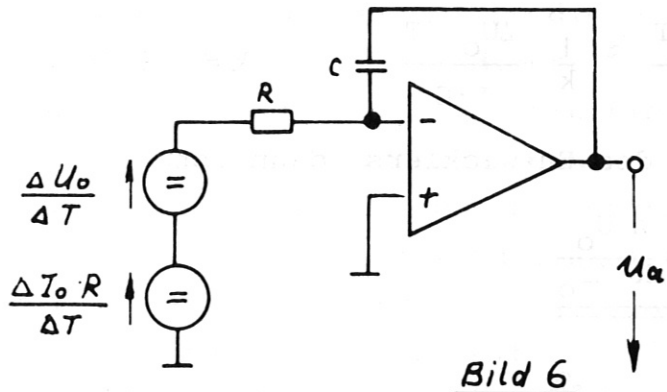


Bild 6

Am Eingang eines idealen Integrators liegen zwei Ersatzspannungsquellen. Eine entspricht der Offsetspannungsdrift, die zweite Spannung wird hervorgerufen durch den Abfall, denn die Offsetstromdrift an dem Eingangswiderstand erzeugt.

$$\mu_a(t) = -\frac{1}{RC}\int\left(\frac{\Delta U_o}{\Delta T}\,\Delta T + \frac{\Delta I_o \cdot R}{\Delta T}\,\Delta T\right)dt \qquad (10)$$

bezogen auf eine Temperaturänderung von 1° C ergibt sich

$$\mu_a(t) = -\frac{1}{RC}\int(\Delta U_o + \Delta I_o \cdot R)\,dt$$

$$\frac{d\mu_a}{dt} = \frac{\Delta U_o}{R \cdot C} + \frac{\Delta I_o}{C} = \frac{\Delta U_o}{\tau} + \frac{\Delta I_o}{C} \qquad (11)$$

mit $\tau = R \cdot C$

Gleichung (11) zeigt die Änderung der Ausgangsspannung über der Zeit oder die Ausgangsdrift. Da 1/RC die Integrationskonstante ist, kann die Drift nur minimiert werden, wenn man den zweiten Summanden klein macht gegen den ersten.

$$\frac{\Delta I_o/\Delta T}{C} \approx \frac{1}{k}\,\frac{\Delta U_o/\Delta T}{R\cdot C} \qquad k = 5 \div 1o$$

k nach Ermessen des Entwicklers, dann ist

$$\underline{\underline{R_{max} = \frac{\Delta U_o}{k\cdot \Delta I_o}}} \tag{12}$$

Der Integrator-Widerstand R sollte nicht größer sein als der mit Gleichung (12) errechnete. Zu beachten ist dabei allerdings auch die maximale Belastbarkeit der Signalquelle. Aus der Empfindlichkeit des Integrators τ ergibt sich dann der dazugehörige Wert des Kondensators C. Die Drift ist dann

$$\underline{\underline{\frac{d\mu_a}{dt} = \frac{\Delta U_o}{R\cdot C}\,(1 + \frac{1}{k})}} \tag{12a}$$

An dieser Stelle sei gleich auf einen verbreiteten Fehler bei Entwicklern hingewiesen. Um einen differentiellen Eingang zu bekommen, wird oft dem Integrator ein Differenzverstärker vorgeschaltet

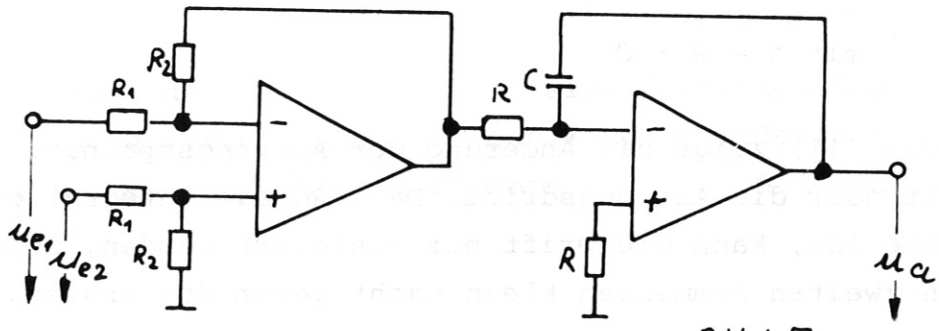


Bild 7

Bei dieser Schaltung verschlechtern sich die Driftwerte des Integrators um die des Differenzverstärkers. Umgekehrt wird ein Schuh draus. Sollte sich die gewünschte Empfindlichkeit des Integrators 1/RC nicht erreichen lassen - R wird zu niederohmig - so läßt sich mit einem nachgeschalteten Verstärker bei optimaler Drift die Empfindlichkeit anheben. Außerdem ist mit Eingangsdifferenzverstärker nach Abbildung 7 die maximale Eingangsspannung der Schaltung auf die Versorgungsspannung begrenzt.

$$u_a = \frac{1}{RC} \cdot \frac{R_2}{R_1} \int u_e \, dt$$

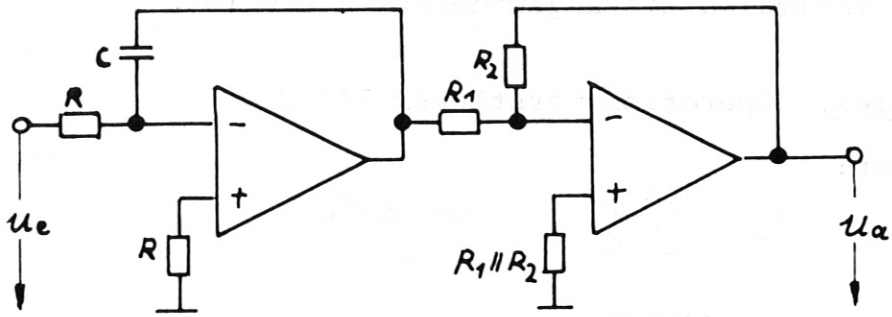


Bild 8

Schaltung zur Erhöhung der Empfindlichkeit des Integrators. Benötigt man einen Differenzeingang, so löst die später gezeigte Schaltung in Abbildung 18 das Problem.

Aus Gleichung (12) $R_{max} = \frac{\Delta U_o}{k \cdot \Delta I_o}$ $k \approx 5$

ergibt sich der Maximalwert für R. Eine andere Bedingung gibt (wenn man sich nicht mit Tricks hilft) den Minimalwert für R vor, die an sich selbstverständlich ist.

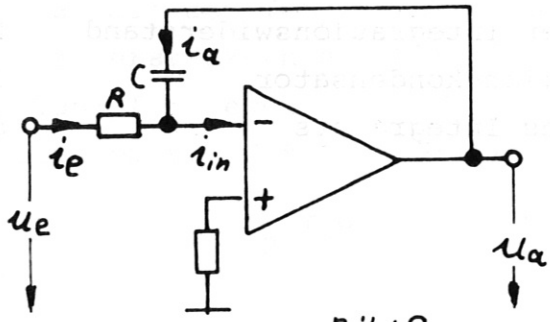


Bild 9

Damit $i_a = -i_e$ bei $i_{in} \rightarrow 0$ sein kann, muß der Ausgang des Operationsverstärkers auch wirklich den Eingangsstrom kompensieren, d.h. einen gleich großen Strom liefern können. Damit ergibt sich der minimale Eingangswiderstand.

$$R_{min} = \frac{\hat{\mu}_e}{\hat{i}_a} \tag{13}$$

Dann wäre der Ausgang des OP Amps von der nochfolgenden Schaltung nur noch hochohmig belastbar. Ein anderer selbstverständlicher Grund ist die Belastbarkeit der Quelle, die einen minimalen Eingangswiderstand vorgibt.

<u>Beispiel:</u> Operationsverstärker 741 C

gegeben:

$$U_o = \frac{7{,}5\ \text{mV}}{70^o\ \text{C}} \approx 100\ \mu\text{V}/^o\text{C}$$

$$I_o = \frac{300\ \text{nA}}{70^o\text{C}} \approx 4{,}3\ \text{nA}/^o\text{C}$$

$$S = 0{,}5\ \text{V}/\mu\text{s}$$

$$\hat{\mu}_a = \pm 10\ \text{V a}\ R_L \geq 400$$

$$\hat{i}_a = \frac{10\ \text{V}}{0{,}4\text{K}} = 25\ \text{mA}$$

maximale Eingangsspannung $\hat{\mu}_e = 50$ V

gesucht:

minimale Integrationskonstante	τ_{min}
maximaler Integrationswiderstand	R_{max}
Integrationskondensator	C
Drift des Integrators	$d\mu_a/dt$

$$\underline{\tau_{min}} = \frac{|\hat{\mu}_e| \cdot k_1}{S} = \frac{50\ V \cdot 2}{0{,}5\ V/\mu s} = \underline{200\ \mu s}$$

$$\underline{R_{max}} = \frac{\Delta U_o}{k \cdot \Delta I_o} = \frac{100\ \mu V/^oC}{5 \cdot 4{,}3\ nA/^oC} = \underline{4{,}65\ k\Omega}\ \text{gew. } 5\ k\Omega$$

$$\underline{C} = \frac{\tau_{min}}{R_{max}} = \frac{200\ \mu s}{5\ k\Omega} = \underline{40\ nF}$$

$$\underline{\frac{d\mu_a}{dt}} = \frac{\Delta U_o}{\tau}\left(1 + \frac{1}{k}\right) = \frac{100\ \mu V}{200\ \mu s}\left(1 + \frac{1}{5}\right) = \underline{0{,}6\ V/s}$$

$$\underline{R_{min}} = \frac{\hat{\mu}e}{\hat{\imath}_a} = \frac{50\ V}{25\ mA} = \underline{2\ k\Omega}$$

Damit liegt der errechnete Werte von R in den erlaubten Grenzen.

Die Drift von 0,6 V/s ist natürlich nicht berühmt und niemand wird auf die Idee kommen, einen OP Amp 741 für eine solche empfindliche Schaltung mit $\tau = 200\ \mu s$ zu benutzen. Bei größeren Zeitkonstanten, d.h. größeren Kapazitäten, ergeben sich natürlich geringere Driftwerte. Die Größe des Kondensators stößt natürlich auch an Preis- und Platzgrenzen.

1.4 Offsetstromdrift bei Fet-Verstärkern

Während bei bipolar aufgebauten OP Amps der Offsetstrom sich in der Regel linear mit der Temperatur T ändert, geben die Hersteller bei Fet-Verstärkern den Wert bei 25° C an und sagen, daß eine Verdopplung für jeweils 10° C Temperaturerhöhung erfolgt. Der Offsetstrom von Fet-Verstärkern folgt damit dem Gesetz

$$I_{o(T)} = I_{o(25^oC)} \cdot 2^{\frac{T}{10^oC}}$$

für 1° C Temperaturänderung ergibt sich somit

$$I_{o(1^{o}C)} = I_{o(25^{o}C)} \cdot 2^{\frac{1}{10}} = I_{o(25^{o}C)} \cdot 1{,}07$$

Man macht also keinen großen Fehler, wenn man für diesen Fall den 25°C-Wert nimmt.

<u>Beispiel:</u> Fet-Verstärker BB3521L von Burr & Brown

gegeben:

$U_o = 1\ \mu V/^{o}C$

$I_o = 2\ pA$ a $25^{o}C$

$S = 0{,}6 V/\mu s$ $\qquad$ $1^{o}C\ \Delta T \approx 2\ pA/^{o}C$

$\hat{\mu}_e = 5o\ V$ $\qquad$ $\hat{I}_a = 1o\ mA$

errechnet:

$$\underline{\tau_{min}} = \frac{|\hat{\mu}_e| \cdot k_1}{S} = \frac{5o\ V \cdot 2}{0.6 V/\mu s} = \underline{166{,}7\ \mu s}$$

zur besseren Vergleichbarkeit gewählt: $\tau = 2oo\ s$

$$\underline{R_{max}} = \frac{\Delta U_o}{k \cdot \Delta I_o} = \frac{1\ \mu V/^{o}C}{5 \cdot 2\ pA/^{o}C} = \underline{1oo\ k\Omega}$$

$$\underline{C} = \frac{\tau}{R} = \frac{2oo\ \mu s}{1oo\ k} = \underline{2\ nF}$$

$$\underline{\frac{d\mu_a}{dt}} = \frac{\Delta U_o}{\tau}(1 + \frac{1}{k}) = \frac{1\ \mu V}{2oo\ \mu s}(1 + \frac{1}{5}) = \underline{6\ mV/s}$$

Die anderen Bedingungen auf maximalen Ausgangsstrom und Quellenbelastung sind sowieso leichter zu erfüllen bei $R_{in} = 2oo\ k\Omega$. Ferner ist ein Kondensator von 2 nF natürlich in entsprechender Qualität billiger und kleiner als einer von 4o nF, so daß der Weg zu größeren Zeitkonstanten einfacher ist. Die Drift von 6 mV/s ist bei der hohen Empfindlichkeit ein ausgezeichneter Wert.

<u>Beispiel:</u> Chopper Verstärker HA 29o5 von Harris

gegeben:

$U_o = 0{,}2\ \mu V/^oC$

$I_o = 1\ pA/^oC$

$S = 5\ V/\mu s$

$\hat{\mu}_e = 5o\ V$ $\qquad \hat{I}_a = 7\ mA$

errechnet:

$$\underline{\tau_{min}} = \frac{|\hat{\mu}_e| \cdot k_1}{S} = \frac{5o\ V \cdot 2}{2{,}5\ V/\mu s} = \underline{4o\ \mu s}$$

gewählt: $\tau = 2oo\ \mu s$

$$\underline{R_{max}} = \frac{\Delta U_o}{k \cdot \Delta I_o} = \frac{0{,}2\ \mu V/^oC}{5 \cdot 1\ pA/^oC} = \underline{4o\ k\Omega}$$

$$\underline{C} = \frac{\tau}{R} = \frac{2oo\ \mu s}{4o\ k\Omega} = \underline{5\ nF}$$

$$\underline{\frac{d\mu_a}{dt}} = \frac{\Delta U_o}{\tau}(1 + \frac{1}{k}) = \frac{0{,}2\ \mu V}{2oo\ \mu s}(1 + \frac{1}{5}) = \underline{1{,}2\ \frac{mV}{s}}$$

Dies ist die bislang geringste Ausgansdrift aller Beispiele.

In diesem Beispiel soll zur Kontrolle die minimale Zeitkonstante auch nach Gleichung (9) berechnet werden mit den Werten:

$A_o = 5 \cdot 1o^8$ $\qquad f_c = 3 \cdot 1o^8$

$\omega_o = 5 \cdot 1o^{-2} s^{-1}$ $\qquad \omega_c = 1{,}88 \cdot 1o^7$

$T_o = \frac{1}{\omega_o} = 2o\ s$ $\qquad$ und $p = 1\ \%$

ergibt sich

$$\underline{\tau_{min}} = \frac{1oo \cdot T_o}{p \cdot A_o} = \frac{1oo \cdot 2o\ s}{1 \cdot 5 \cdot 1o^8} = 4 \cdot 1o^{-6} = \underline{4\ \mu s}$$

Aus der vorherigen Berechnung ergab sich für τ_{min} die härtere Forderung.

$$\underline{p} = \frac{100 \cdot T_o}{A_o \cdot \tau} = \frac{100 \cdot 20\ s}{5 \cdot 10^8 \cdot 200 \cdot 10^{-6}\ s} = 2 \cdot 10^{-2} = \underline{0.02\ \%}$$

Somit läßt sich aus Gleichung (9) bei dieser Beschaltung der prozentuale Fehler errechnen. Der reale Wert liegt allerdings etwas niedriger, weil der Frequenzgang nicht ganz dem 90° kompensierten Operationsverstärker entspricht. Von der Grenzkurve muß deshalb etwas mehr Abstand gehalten werden.

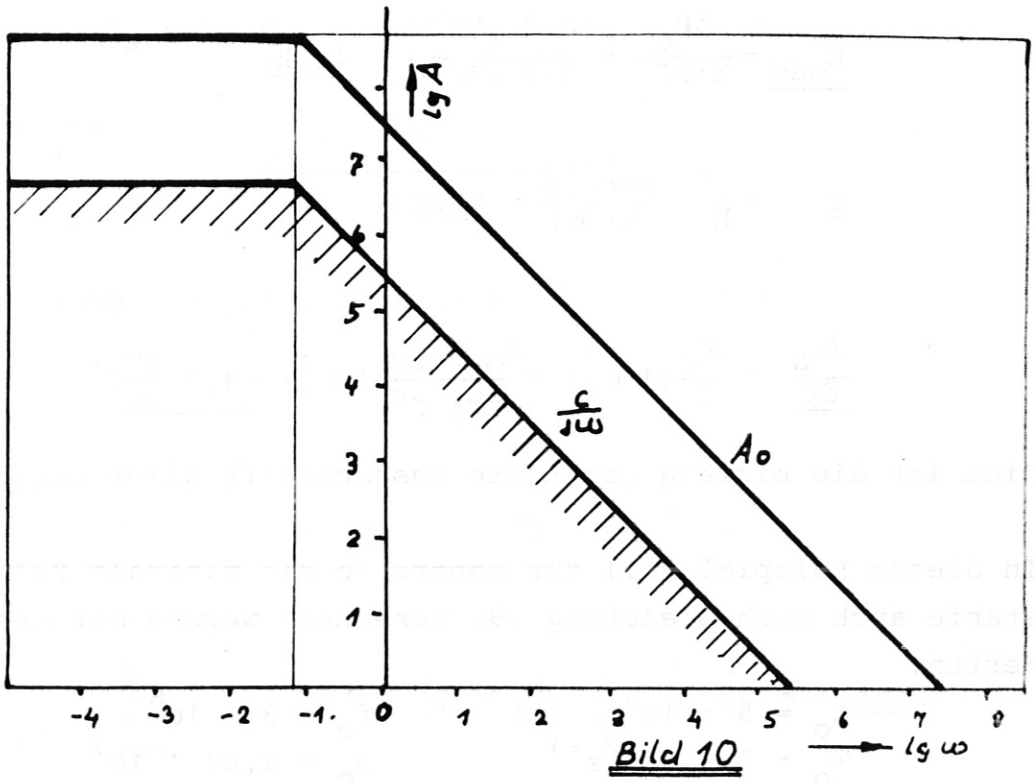


Bild 10

Bei diesem Typ geht die Integration über einen Frequenzbereich von mehr als 6 Dekaden.

2. Vergrößerung des Eingangsspannungsbereiches

Stößt man bei Gleichung (13) an die Grenze der Ausgangsbelastung des OP Amps, so kann eine Leistungsendstufe (Booster), die den nötigen Strom treiben kann, weiterhelfen.

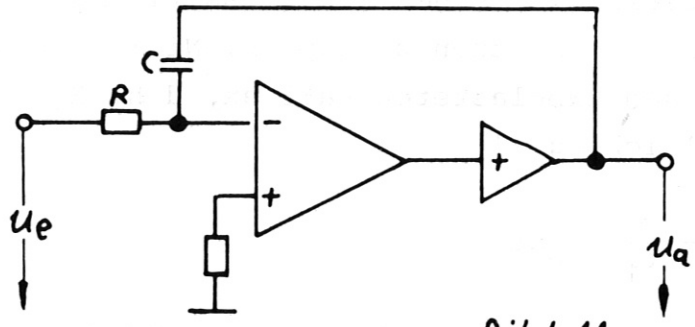


Bild 11

Diese räumlich getrennte Leistungsendstufe bringt als weiteren Vorteil die geringere Belastung des OP Amp und damit weniger Eigenerwärmung, was sich vorteilhaft auf die Offsetdrift auswirkt.

Eine weitere Möglichkeit ist die nach Abbildung 12 durch Vorschalten eines RC-Gliedes den Eingangsspannungsbereich zu erhöhen.

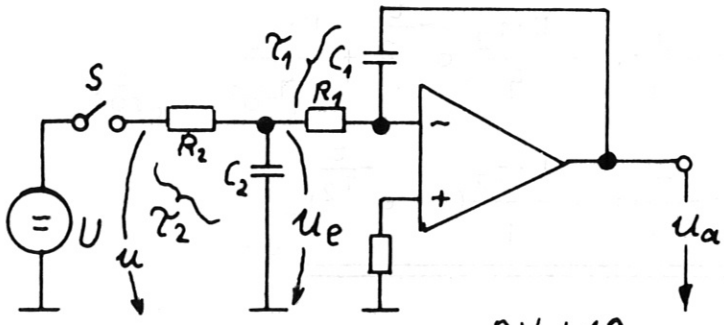


Bild 12

Mit dieser Maßnahme, die allerdings auch den Frequenzbereich, über den integriert werden kann, etwas beschneidet, werden auftretende Spitzen noch richtig verarbeitet.

Da die hohen Eingangsspannungen nur dynamisch anliegen können - es brächte keinen Sinn, ein Integral bilden zu wollen, nachdem der Integratorausgang schon in die Sättigung gelaufen ist - genügt es, die Spitzen zu kappen. Nimmt man der Einfachheit halber den unbelasteten Fall an, d.h. $R_1 >> R_2$, dann ist nach Gleichung (1)

$$\mu_a = -\frac{1}{\tau_1} \int \mu_e dt$$

für den Einschaltwert $t = 0$ die Spannung am RC-Glied gleich U. Die Spannung μ_e hat den Verlauf einer e-Funktion

$$\mu_e = U(1-e^{-\frac{t}{\tau_2}})$$

bei einer Sprungfunktion am Eingang.
Das eingesetzt in Gleichung 1 ergibt

$$\mu_a = -\frac{1}{\tau_1} \int U(1-e^{-\frac{t}{\tau_2}})dt$$

$$\mu_a = -\frac{U}{\tau_1} \cdot t - \frac{U \cdot \tau_2}{\tau_1} e^{-\frac{t}{\tau_2}} \Big|_0^t$$

$$\mu_a = -\frac{U}{\tau_1} \cdot t - \frac{U \cdot \tau_2}{\tau_1} e^{-\frac{t}{\tau_2}} + \frac{U \cdot \tau_2}{\tau_1}$$

$$\underline{\underline{\mu_a = -\frac{U}{\tau_1} \cdot t + \frac{U \cdot \tau_2}{\tau_1}(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}})}} \qquad (14)$$

die Sprungantwort der Schaltung.

Der erste Summand stellt den Anteil des idealen Integrators dar. Der zweite Summand ist ein Maß für die Verminderung der Ausgangsspannung gegenüber dem idealisierten Fall.

Es ergibt sich bei $t = \tau_2$

$$\frac{\mu_a}{U} = -\frac{\tau_2}{\tau_1} + \frac{\tau_2}{\tau_1}\left(1 - \frac{1}{e}\right)$$

$$\frac{\mu_a}{U} - \frac{\tau_2}{\tau_1 \cdot e}$$

$$|\hat{U}| = \hat{\mu}_a \frac{\tau_1 \cdot e}{\tau_2} \qquad (15)$$

Gleichung (15) sagt, daß die maximale Eingangsspannung U dieser Schaltung bei einem Verhältnis τ_1/τ_2 von z.B. 1o für die Zeit $t = \tau_2$ 27mal größer sein kann als die maximale Ausgangsspannung des Integrators, also z.B. 27o V.

Stellt man Gleichung (14) um und setzt $\tau_1 = 1o\ \tau_2$ dann ergibt sich die nachfolgende Gleichung

$$\frac{\mu_a}{U} = -\frac{t}{\tau_1} + \frac{\tau_2}{\tau_1}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}\right)$$

$$\frac{\mu_a}{U} = -\frac{t}{1o\tau_2} + \frac{\tau_2}{1o\tau_2}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}\right)$$

$$\frac{1o\mu_a}{U} = -\frac{t}{\tau_2} + \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}\right)$$

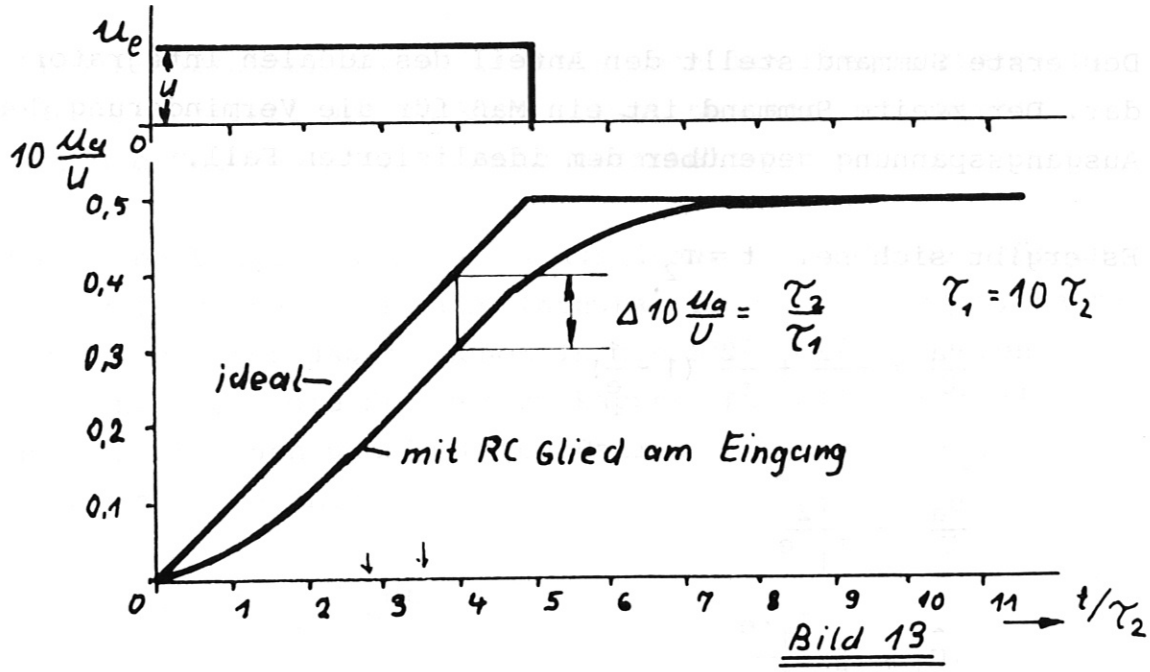


Bild 13

Kurven gezeichnet bei $\tau_1 = 10\ \tau_2$

Die Abbildung zeigt sehr schön, daß die Abweichung von der Kurve des idealen Integrators bei konstanter Eingangsspannung proportional ist dem Verhältnis der Zeitkonstanten. Wird die Eingangsspannung wieder Null, dann strebt der Fehler nach 5 τ_2 gegen Null.

3. Stabilitätsverbesserung beim invertierenden Integrator

Wie man aus Abbildung 3 erkennt, ist der Frequenzbereich der Integration nach unten begrenzt durch die endliche Schleifenverstärkung. In Abbildung 1o geht der Frequenzbereich schon weiter. Generelle Abhilfe bringt die nachfolgende Anordnung.

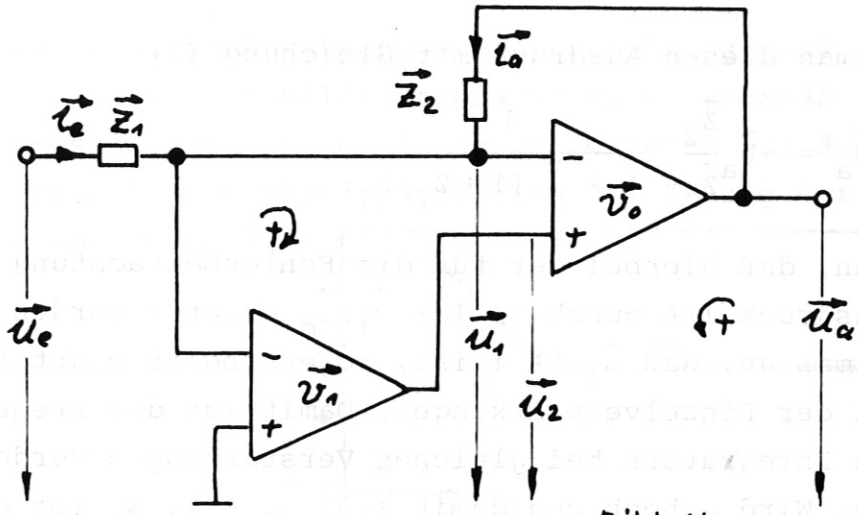


Bild 14

Es ist

$$\vec{U}_e = \vec{I}_e \cdot \vec{Z}_1 + \vec{U}_1 \qquad \vec{U}_a = \vec{I}_a \cdot \vec{Z}_2 + \vec{U}_1$$

$$-\vec{U}_a = (\vec{U}_1 - \vec{U}_2)\vec{v}_o \qquad -\vec{U}_2 = \vec{U}_1 \cdot \vec{v}_1$$

$$-\vec{U}_a = (\vec{U}_1 + \vec{U}_1\vec{v}_1)\vec{v}_o$$

$$-\vec{U}_a = \vec{U}_1(1 + \vec{v}_1)\vec{v}_o \qquad -\vec{U}_1 = \frac{\vec{U}_a}{(1 + \vec{v}_1)\vec{v}_o}$$

$$\vec{I}_e + \vec{I}_a = 0$$

$$\frac{\vec{U}_e - \vec{U}_1}{\vec{Z}_1} + \frac{\vec{U}_a - \vec{U}_1}{\vec{Z}_2} = 0$$

Nach einigem Umformen und Einsetzen kommt man zu

$$\vec{U}_e \frac{\vec{Z}_2}{\vec{Z}_1} = -\vec{U}_a \left(1 + \frac{1}{(1 + \vec{v}_1)\vec{v}_o} + \frac{\vec{Z}_2/\vec{Z}_1}{(1 + \vec{v}_1)\vec{v}_o}\right)$$

$$\vec{U}_a = -\vec{U}_e \frac{\vec{Z}_2}{\vec{Z}_1} \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{1 + \vec{Z}_2/\vec{Z}_1}{(1 + \vec{v}_1)\vec{v}_o}} \qquad (16)$$

Vergleicht man diesen Ausdruck mit Gleichung (7)

$$\vec{U}_a = -\vec{U}_a \frac{\vec{Z}_2}{\vec{Z}_1} \frac{1}{1 + \frac{1}{A}(1 + \vec{Z}_2/\vec{Z}_1)}$$

so sieht man, daß hierbei der für die Fehlerbetrachtung wichtige Ausdruck 1/A durch $1/(1 + \vec{\upsilon}_1)\vec{\upsilon}_o$ ersetzt worden ist. Nimmt man an, daß $\vec{\upsilon}_1 >> 1$ ist, so erscheint statt A das Produkt der Einzelverstärkungen. Damit ist der Frequenzbereich des Integrators bei gleichen Verstärkungen verdoppelt worden. Wird ω hoch und damit z.B. $\vec{\upsilon}_1 > 1$, so ist die Verstärkung von $\vec{\upsilon}_o$ maßgebend. Diese Anordnung hat noch einen weiteren Vorteil. Der Verstärker $\vec{\upsilon}_o$ kann ein schneller Verstärker mit großer Drift und hoher Bandbreite sein und der Verstärker $\vec{\upsilon}_1$ mit niederer Bandbreite und guten Drifteigenschaften. Macht man letzteren bestimmend für die NF Anteile und gibt ihm ein integrales Verhalten, damit er von der HF nicht übersteuert wird, so hat man einen Kombi-Verstärker mit den Vorteilen beider Verstärker. Der Nachteil der Schaltung ist, daß sich die Offsetströme addieren. Das hat zur Folge, daß der Integrationswiderstand etwas niedriger sein muß als beim Einzelverstärker. Aus diesem Grunde sollten die Offsetströme beider Verstärker klein sein.

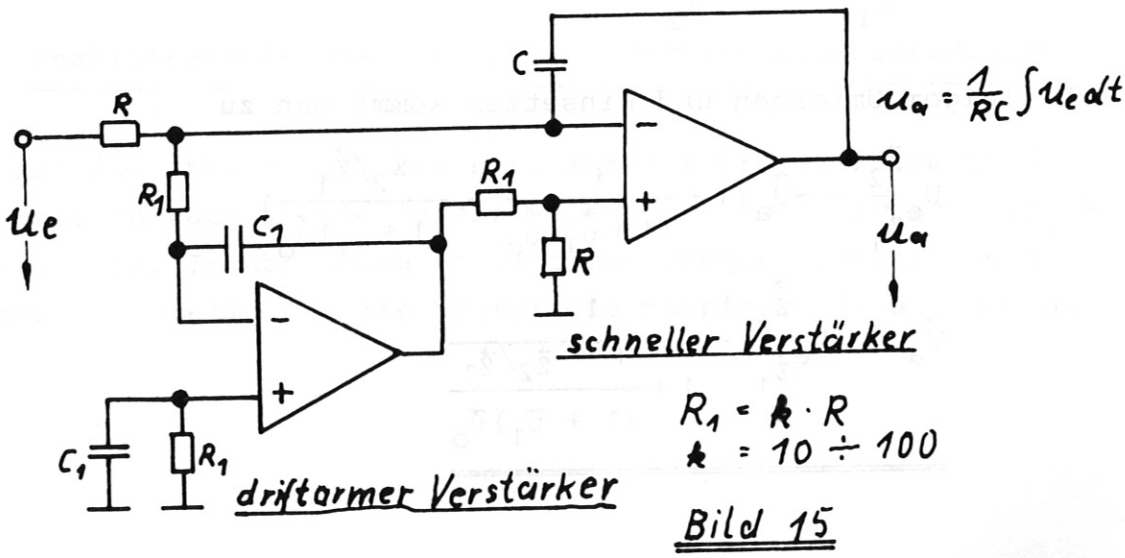


Bild 15

Die Integrationskonstante dieser Schaltung wird bestimmt durch = R·C. Der Hilfsintegrator wird zweckmäßigerweise so bemessen, daß er gerade an dem unteren Pol des Hauptintegrators über alles seine Einsverstärkung hat. Bode-Diagramm für k = 1o

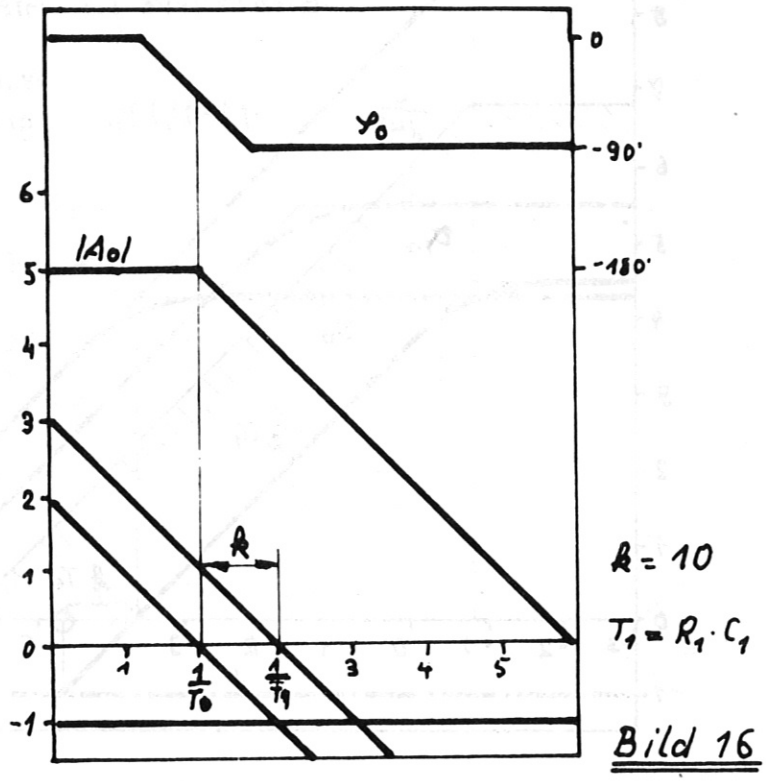


Bild 16

Beispiel für erreichbare Werte

Eine Kombination aus dem schnellen Verstärker HA 2o55 von Harris mit dem driftarmen OP BB3521 L von Burr & Brown.

Daten BB 3521 L

f_c = 1,5 MHz
$\omega_c = 9{,}42 \cdot 1o^6$
$\lg \omega_c$ = 6,97
A_o = 11o dB
$A_o = 3{,}16 \cdot 1o^5$
$\lg A_o$ = 5,5

Daten HA 2o55

f_c = 2o MHz
$\omega_c = 1{,}25 \cdot 1o^8$
$\lg \omega_c$ = 8,o9
A_o = 85 dB
$A_o = 1{,}78 \cdot 1o^4$
$\lg A_o$ = 4,25

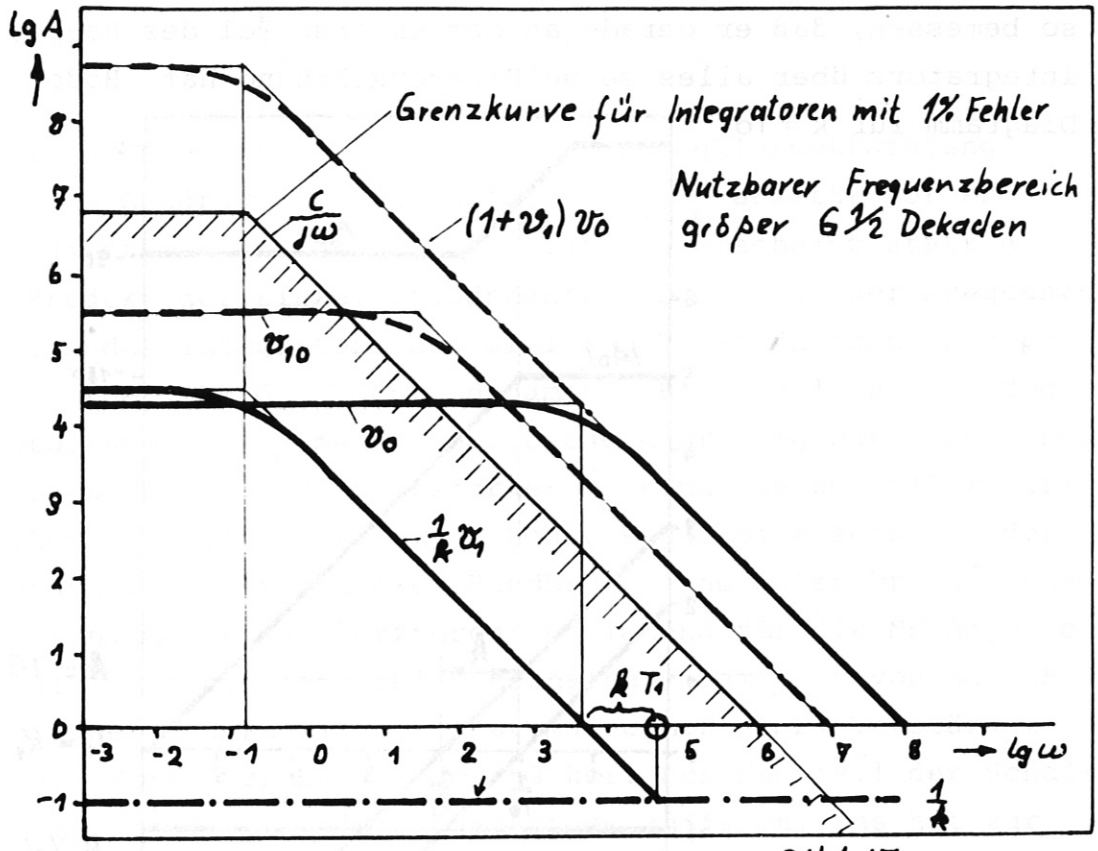


Bild 17

Es bedeuten:

v_o	→	Leerlaufverstärkung des schnellen Verstärkers
v_{1o}	→	Leerlaufverstärkung des driftarmen Verstärkers
v_1	→	Verstärkung des beschalteten driftarmen Verstärkers
k	→	Teilungsfaktor
T_1	→	Integrationszeitkonstante $R_1 \cdot C_1$ des driftarmen Verstärkers

4. Differenzintegrator

Häufig werden bei Verstärkern zur Vermeidung von Erdschleifen und Gleichtaktstörungen Differenzverstärker eingesetzt. Die gleichen Vorteile bringt der Differenzintegrator

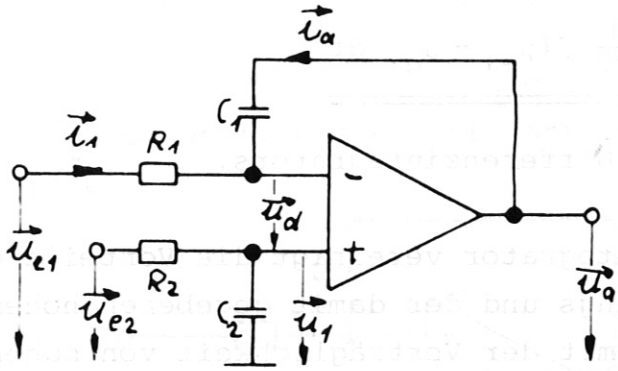


Bild 18

Es gilt bei den üblichen Vereinfachungen $v \to \infty$ $\quad I_e = 0$

$$\vec{U}_d = 0$$

$$\vec{U}_{e1} = \vec{I}_1 \cdot R_1 + \vec{U}_1 \qquad \frac{\vec{U}_1}{\vec{U}_{e1}} = \frac{\frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}}$$

$$\vec{U}_a = \vec{I}_a \frac{1}{j\omega C_1} + \vec{U}_1$$

$$\vec{I}_1 + \vec{I}_a = 0 \qquad \vec{U}_1 = \vec{U}_{e1} \frac{1}{1 + j\omega R_2 C_2}$$

$$\frac{\vec{U}_{e1} - \vec{U}_1}{R_1} = -(\vec{U}_a - \vec{U}_1) j\omega C_1$$

$$\vec{U}_{e1} - \vec{U}_1 (1 + j\omega R_1 C_1) = -\vec{U}_a j\omega R_1 C_1$$

$$\vec{U}_{e1} - \vec{U}_e \frac{1 + j\omega R_1 C_1}{1 + j\omega R_2 C_2} = -\vec{U}_a j\omega R_1 C_1$$

$$\vec{U}_a = -\frac{\vec{U}_{e1}}{j\omega R_1 C_1} + \frac{\vec{U}_{e2}}{j\omega R_1 C_1} \cdot \frac{1 + j\omega R_1 C_1}{1 + j\omega R_2 C_2}$$

bei $R_1 \cdot C_1 = R_2 \cdot C_2 = R \cdot C$ gilt

$$\vec{U}_a = -\frac{1}{j\omega RC}(\vec{U}_{e1} - \vec{U}_{e2})$$ im Frequenzbereich

und im Zeitbereich

$$\mu_a = -\frac{1}{RC}\int(\mu_{e1} - \mu_{e2})dt \qquad (17)$$

die Gleichung des Differenzintegrators.

Dieser Differenzintegrator vereinigt die Vorteile des differentiellen Eingangs und der damit gegebenen hohen Gleichtaktunterdrückung mit der Verträglichkeit von hohen Eingangsspannungen, wie in Abschnitt 1.2 gezeigt, und der minimalen Drift. Nur ein aktives Element ist daran beteiligt und ist auf jeden Fall der Schaltung nach Abbildung 7 mit vorgeschaltetem Differenzverstärker vorzuziehen.

Für die automatische Nullpunktregelung ist noch eine weitere Variante von Interesse. Ein Integrator mit einer hohen Empfindlichkeit für das Meßsignal und einer geringeren für die Regelschaltung.

4.1 Integrator mit Regeleingang

Wie unter Punkt 1.3 schon angedeutet, benötigt man am Integrator einen Regeleingang. Dieser Eingang soll im folgenden untersucht werden.

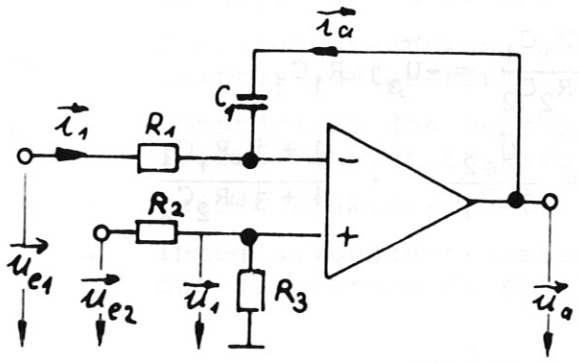


Bild 19

$$\vec{U}_{e2} - \vec{U}_1 \; (1 + j\omega R_1 C_1) = -\vec{U}_a j\omega R_1 C_1$$

$$\vec{U}_{e1} - \vec{U}_{e2} \frac{R_3 (1 + j\omega R_1 C_1)}{R_2 + R_3} = -\vec{U}_a j\omega R_1 C_1$$

$$\vec{U}_a = -\frac{1}{j\omega R_1 C_1} \vec{U}_{e1} + \frac{\vec{U}_{e2}}{j\omega R_1 C_1} \frac{R_3}{(R_2 + R_3)} \qquad (18)$$

Ein interessanter Aspekt dieser Schaltung ergibt sich, wenn man $R_3 = R_1$ und $R_2 = 0$ setzt. Das ergibt dann ebenfalls einen Differenzintegrator

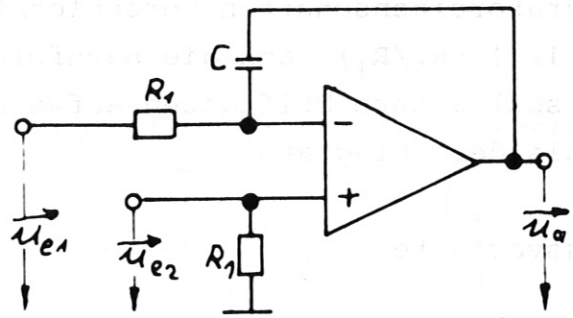


Bild 20

$$\vec{U}_a = -\frac{\vec{U}_{e1}}{j\omega R_1 C} + \frac{\vec{U}_{e2}}{j\omega R_1 C} \qquad \text{im Frequenzbereich}$$

$$\mu_a = -\frac{1}{R_1 C} \int \mu_{e1} dt + \frac{1}{R_1 C} \int \mu_{e2} dt \qquad \text{im Zeitbereich}$$

Gleichung (18)

$$\vec{U}_a = -\frac{1}{j\omega R_1 C_1} \vec{U}_{e1} + \frac{\vec{U}_{e2}}{j\omega R_1 C_1} \frac{R_3}{(R_2 + R_3)}$$

wird bei $R_3 = R_1$

$$\vec{U}_a = -\frac{\vec{U}_{e1}}{j\omega R_1 C_1} + \frac{\vec{U}_{e2}}{j\omega C_1 (R_2 + R_1)}$$

und bei $R_2 \gg R_1$ zu

$$\vec{U}_a = -\frac{\vec{U}_{e1}}{j\omega R_1 C_1} + \frac{\vec{U}_{e2}}{j\omega R_2 C_1}$$

mit $R_3 = R_1$ und $R_2 \gg R_1$

$$\mu_a = -\frac{1}{R_1C_1}\int \mu_{e1}dt + \frac{1}{R_2C_1}\int \mu_{e2}dt \qquad (19)$$

Gleichung für einen nullpunktegeregelten Integrator

Während der erste Term das Meßsignal verarbeitet, ist der zweite Term gut für die Driftkompensation benutzbar, da er eine viel geringere Empfindlichkeit hat. Das ist wichtig, weil die Nullpunkt-Regelschaltung durch ihre eigene Drift nicht die Integratoreigenschaften verschlechtern soll. In dem Verhältnis $1/(1 + R_2/R_1)$ kann die nachfolgende Sample- und Hold-Schaltung schlechtere Driftdaten aufweisen und damit billiger sein als der Integrator.

Erste Schaltungsvariante

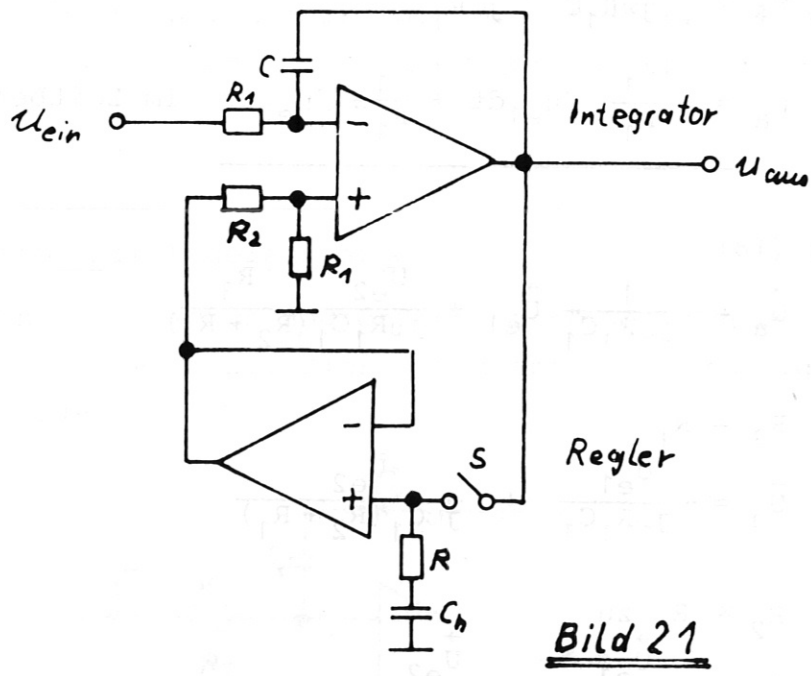


Bild 21

Diese Schaltung ist immer stabil. Der Widerstand R hat die Aufgabe, die Ausgangsbelastung herabzusetzen. Ein Nachteil ist allerdings, daß eine Offsetspannung am Eingang des Integrators um das Spannungsteilerverhältnis verstärkt am Ausgang erscheint. Die Drift allerdings wird ausgeregelt, wenn man den Schalter S schließt und den Nullabgleich macht. Zur Integration wird der Schalter S geöffnet und der momentane Spannungswert im Kondensator C_1 gehalten.

Eine bessere Lösung bietet die folgende Schaltung:

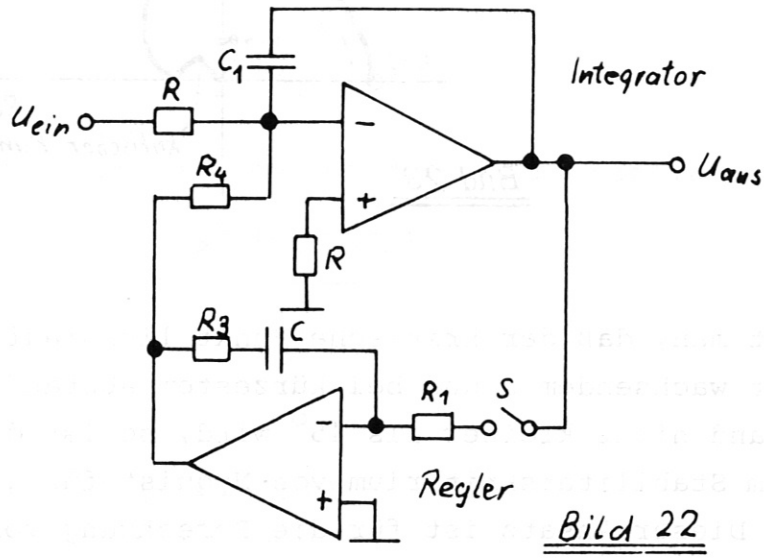


Bild 22

In dieser Schaltung wird $R_4 \gg R$ gemacht, damit die Drift des Reglers den Integrator nicht wesentlich verschlechtert. Bei dieser Nullpunktregelung bleibt der Ausgang immer auf Null, unabhängig von der Offsetspannung am Eingang. Einige Sorgfalt ist geboten bei der Wahl von R_3. Macht man R_3 zu Null, so ist die Schaltung instabil.

4.2 Stabilisierungsmaßnahmen

Wahl von R_3

Die Ortskurve des aufgeschnittenen Regelkreises ist in der komplexen Ebene

$$F_o = -F_S \, F_R$$

vom Typ

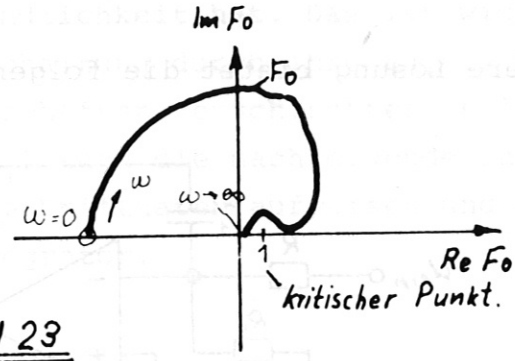


Bild 23

Beachtet man, daß der kritische Punkt linksläufig umfahren wird mit wachsendem ω und bei kürzestem Abstand zu 1 der Phasenrand nicht kleiner als 45° wird, so ist die Schaltung nach dem Stabilitätskriterium von Nyquist für alle Fälle stabil. Dieser Ansatz ist für die Berechnung von R_3 gemacht worden.

4.3 Frequenzgang des Reglers

Ersatzschaltbild:

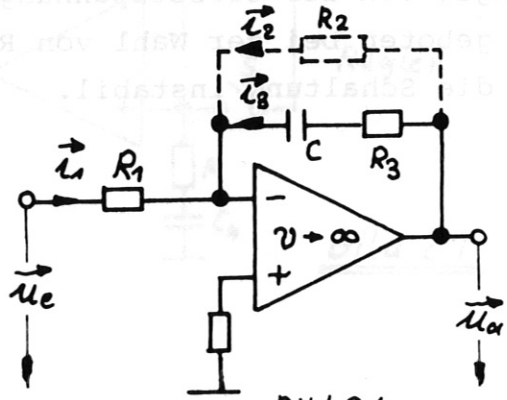


Bild 24

Der Ersatzwiderstand R_2 ergibt sich bei einem idealen Verstärker mit $\upsilon \to \infty$ aus der Schleifenverstärkung A_o.

$$R_2 = A_o \cdot R_1$$

Die Ausgangsgleichungen sind wieder

$$\vec{U}_e = \vec{I}_1 \cdot R_1 \qquad \vec{U}_a = \vec{I}_2 \cdot R_2 = \vec{I}_3 (R_3 + \frac{1}{j\omega C})$$

$$\vec{I}_1 + \vec{I}_2 + \vec{I}_3 = 0 \qquad -\vec{I}_3 = \vec{I}_1 + \vec{I}_2$$

daraus folgt

$$-\vec{U}_a = (\vec{I}_1 + \vec{I}_2)(R_3 + \frac{1}{j\omega C})$$

nach Einsetzen und einigem Umordnen kommt man zu

$$F_R = \frac{-\vec{U}_a}{\vec{U}_e} = \frac{\frac{R_2}{R_1}(R_3 + \frac{1}{j\omega C})}{R_2 + R_3 + \frac{1}{j\omega C}}$$

und für $R_2 \gg R_3$

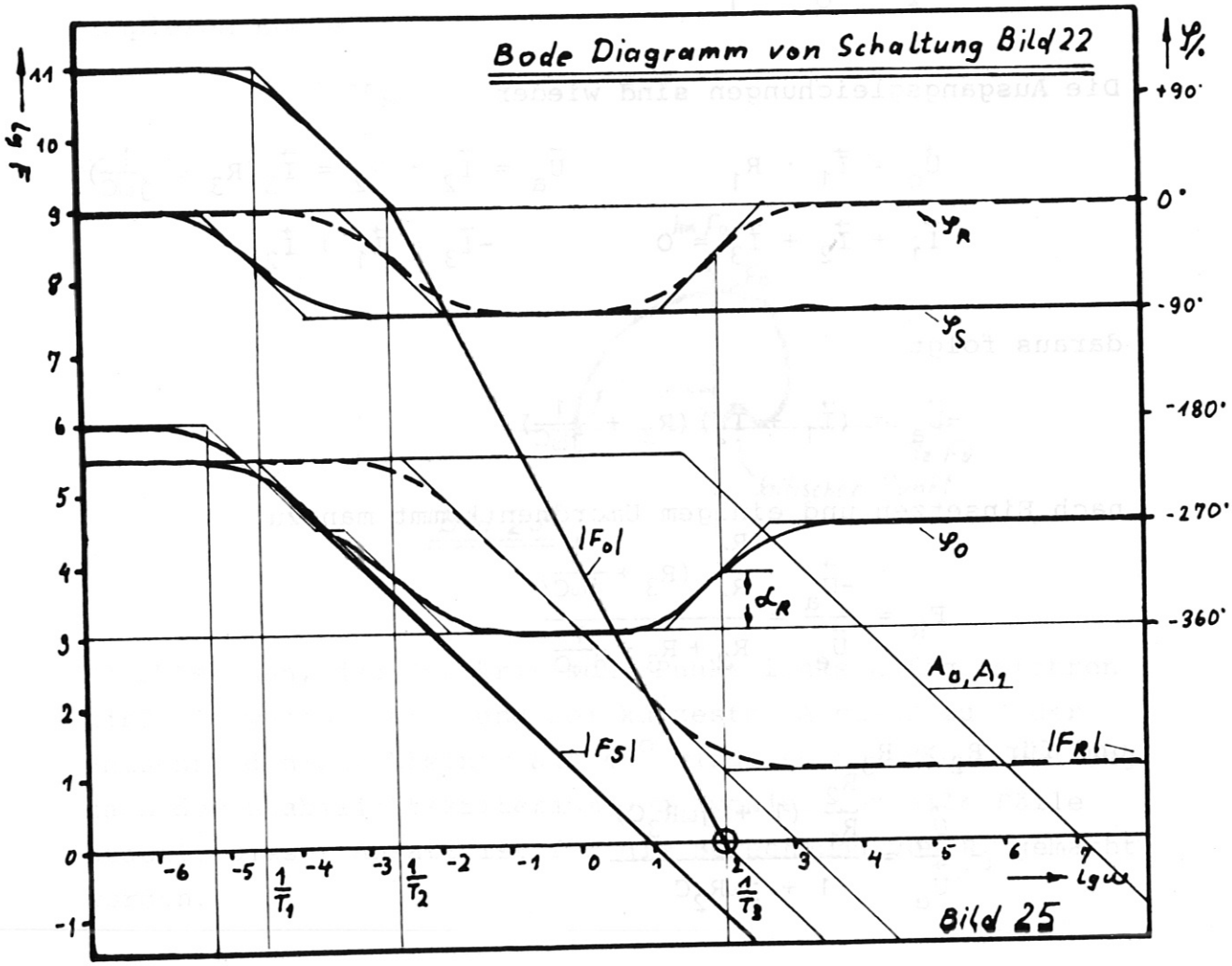
$$-\frac{\vec{U}_a}{\vec{U}_e} = \frac{\frac{R_2}{R_1}(1 + j\omega R_3 C)}{1 + j\omega R_2 C}$$

und für $R_2/R_1 = A_2$ und $R_3 \cdot C = T_3$ und $R_2 \cdot C = T_2$

$$F_R = \frac{\vec{U}_a}{\vec{U}_e} = -\frac{A_2(1 + j\omega T_3)}{1 + j\omega T_2} \qquad (2o)$$

der Frequenzgang des Reglers.

Bode-Diagramm der Schaltung von Abbildung 22



4.4 Berechnung des Stabilisierungswiderstands

Der Frequenzgang des aufgeschnittenen Regelkreises lautet

$$F_o = -F_S \cdot F_R = -\frac{A_1 \cdot A_2 \, (1 + j\omega T_3)}{(1 + j\omega T_1)(1 + j\omega T_2)}$$

Wie man aus dem Bode-Diagramm sieht, ist für $|F_o| = 1$

$$\omega T_1 >> 1 \qquad \text{und} \qquad \omega T_2 >> 2$$

Dann vereinfacht sich

$$F_o = -\frac{A_1 \cdot A_2(1 + j\omega T_3)}{j\omega T_1 \cdot j\omega T_2}$$

$$F_o = \frac{A_1 \cdot A_2}{\omega^2 T_1 T_2}(1 + j\omega T_3)$$

Damit die Schaltung gute Stabilität bekommt, soll die Ortskurve von F_o bei $|F_o| = 1$ die Steigung $\tan(\ _o) = 1$ haben. Das ist dann der geringste Abstand vom kritischen Punkt 1 nach dem Stabilitätskriterium von Nyquist.

$$\tan\varphi_o = \frac{\omega T_3}{1} = 1 \qquad \omega T_3 = 1 \qquad T_3 = \frac{1}{\omega}$$

$$|F_o| = \frac{A_1 \cdot A_2}{{}^2T_1\ T_2}(1 + 1) = 1$$

$$\omega = \sqrt{\frac{2A_1A_2}{T_1 \cdot T_2}}$$

$$T_3 = \sqrt{\frac{T_1 \cdot T_2}{2 \cdot A_1 \cdot A_2}}$$

$$\underline{\underline{R_3 = \frac{1}{C}\sqrt{\frac{T_1 \cdot T_2}{2 \cdot A_1 \cdot A_2}}}} \qquad (21)$$

Mit diesem Wert ist der Regelkreis immer stabil. C wählt man so groß, wie es die Halterate des Reglers erfordert.

5. Driftverbesserung beim Differenzintegrator

Wie beim invertierenden Integrator läßt sich auch beim Differenzintegrator die Aufteilung in Driftstabilität und schnellen Verstärker vornehmen, wenn man dazu einen der Offsetschlüsse des schnellen Verstärkers benutzt.

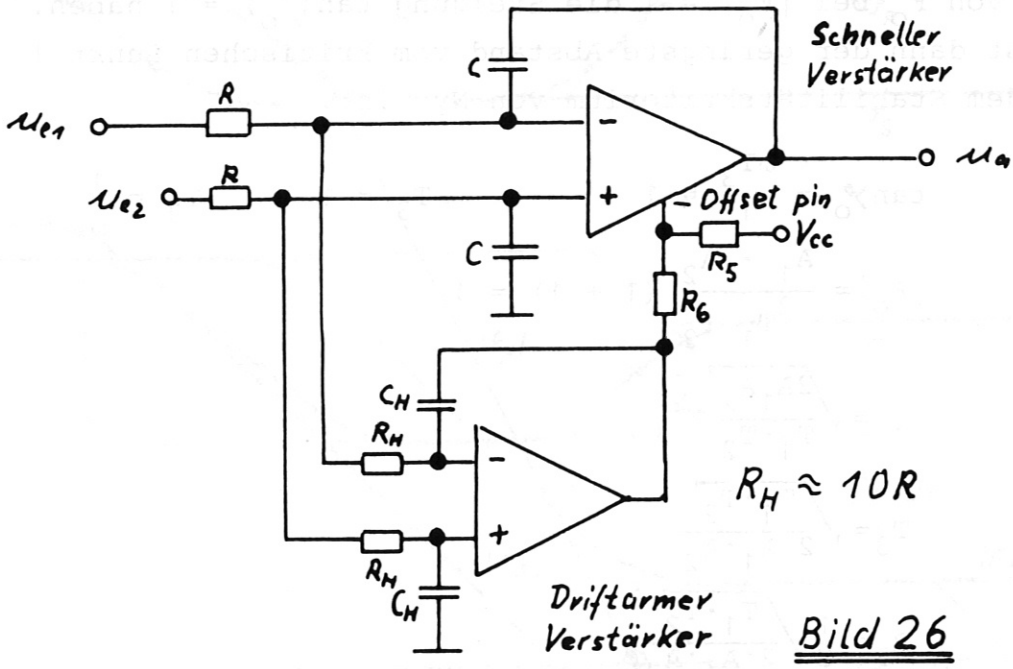


Bild 26

Da man über die Empfindlichkeit des Offseteingangs vom Hersteller keine Angaben bekommt, ist man auf Messungen angewiesen, um die charakteristischen Daten A_o, T_o vom Offseteingang des Verstärkers zu bekommen, damit die erforderlichen Werte des Hilfsintegrators C_H berechnet werden können. Ebenso ist die Spannung bezogen auf V_{CC} des offenen Offsetanschluses zu messen und danach das Teilerverhältnis R_5/R_6 zu bestimmen. Man beschaltet den Integrator mit R und C, legt R_6 gegen Masse und variiert R_5 bis die Drift gleich Null ist. Dann speist man an R_6 gegen Masse ein, um die charakteristischen Daten zu bestimmen.

6. Rauschen

Die Berechnung des Rauschens am Eingang kann nur eine Näherungsrechnung sein, da das Rauschen frequenzabhängig ist. Typisch für das Rauschspektrum ist folgende Verteilung bezogen auf eine Meßbandbreite von 1 Hz

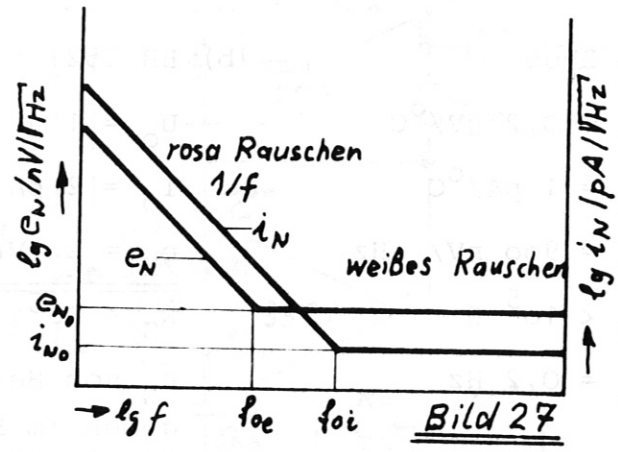


Bild 27

Beim Integrator interessiert besonders das Rauschen im Frequenzband von 1 Hz bis zur Einsfrequenz f_2, bei der die Verstärkung gleich eins ist. Dazu muß man die Eckfrequenzen, bei der das 1/f-Rauschen beginnt, ermitteln, die für das Strom- und Spannungsrauschen verschieden sind. Die Rauschspannung ist dann

$$e_N = e_{NO} \sqrt{(f_2 - f_1) + f_{oe} \ln \frac{f_2}{f_1}} \tag{22}$$

und der Rauschstrom

$$i_N = i_{NO} \sqrt{(f_2 - f_1) + f_{oi} \ln \frac{f_2}{f_1}} \tag{23}$$

Zu diesem Rauschen kommt noch das rein resistive Rauschen des Quellenwiderstandes dazu. Die gesamte Rauschspannung am Eingang ist dann

$$e_{NT} = \sqrt{e_N^2 + (i_N R_S)^2 + e_{RS}^2} \tag{24}$$

Diese Rauschspannung erscheint multipliziert mit der Rauschverstärkung am Ausgang. Für einen Vergleich über die Eignung zum Integrator genügt es, das Eingangsrauschen zu kennen. Der Vergleich soll gemacht werden mit dem Chopper stabilisierten Verstärker HA 29o5 von Harris und dem Fet-Verstärker BB 3521 L von Burr & Brown.

Die Daten sind:

a) HA 29o5	b) BB 3521 L
$U_o = 0{,}2\ \mu V/^oC$	$U_o = 1\ \mu V/^oC$
$I_o = 1\ pA/^oC$	$I_o = 2\ pA/^oC$
$e_N = 9oo\ nV/\sqrt{Hz}$	$e_N = 2\ \mu Vrms$
$R_S < 1o^5\ \Omega$	$R_S < 1o^5$
$f_o = 0{,}2\ Hz$	e_N vom Hersteller angegeben im Frequenzbereich von 1o Hz - 1o kHz

daher gewählt

$f_1 = 1o\ Hz \qquad f_2 = 1o\ kHz$

für a):

$$e_N = 9oo\ nV \sqrt{(1o \cdot 1o^3 - 1o) + 0{,}2\ \ell n\ 1o \cdot 1o^3/1o}$$

$$e_N = 9o\ \mu Vrms$$

Das Stromrauschen ist in beiden Fällen vernachlässigbar. Wie man sieht, kann die geringe Spannungsdrift des chopperstabilen Verstärkers gar nicht voll ausgenutzt werden, weil sie bei dieser Bandbreite vom Rauschen voll zugedeckt wird, im Gegensatz zum normalen Fet-Verstärker.

7. Gesamtschaltung

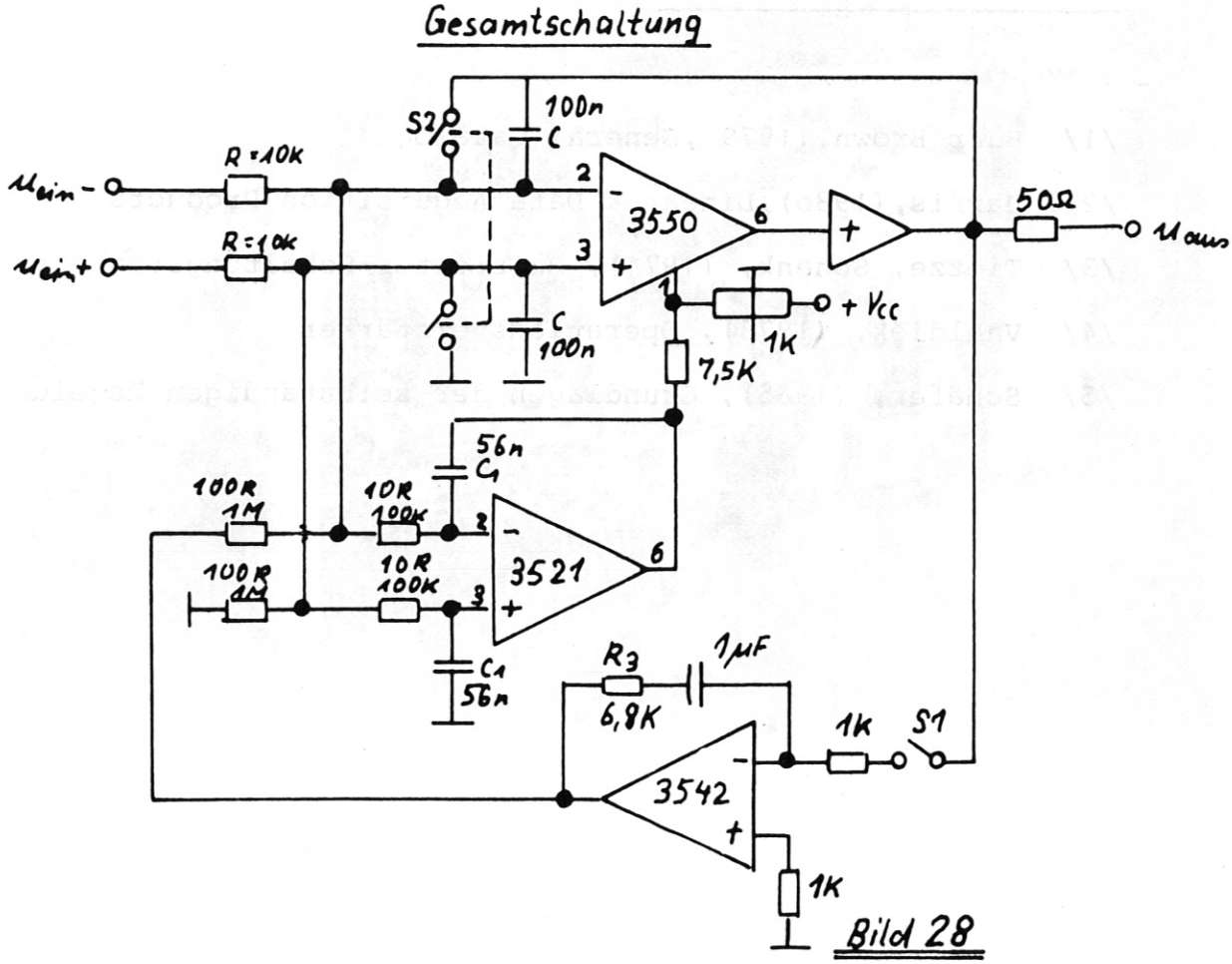


Bild 28

Wird der Schalter S1 geschlossen, so geschieht der Nullabgleich. Danach kann durch Schließen des Schalters S2 eine Gate und Reset-Funktion erzeugt werden. Der Integrator ist nur aktiv, wenn S2 und S1 geöffnet sind. Beide Schalter können auch reststromarme Fet-Schalter sein. Das Foto zeigt einen am IPP im Einsatz befindlichen Integrator dieses Typs. Das Layout ist in Kontour Film gemacht, d.h. alle heißen Pole sind umgeben von Masse-Leitungen. Das hält die Effekte der Kriechströme gering, was bei Strömen in der Größenordnung von pA von Bedeutung ist. Daß der Auswahl von geeigneten Kondensatoren besondere Bedeutung zukommt, sei hier nur der Vollständigkeit halber erwähnt.

8. Literaturverzeichnis

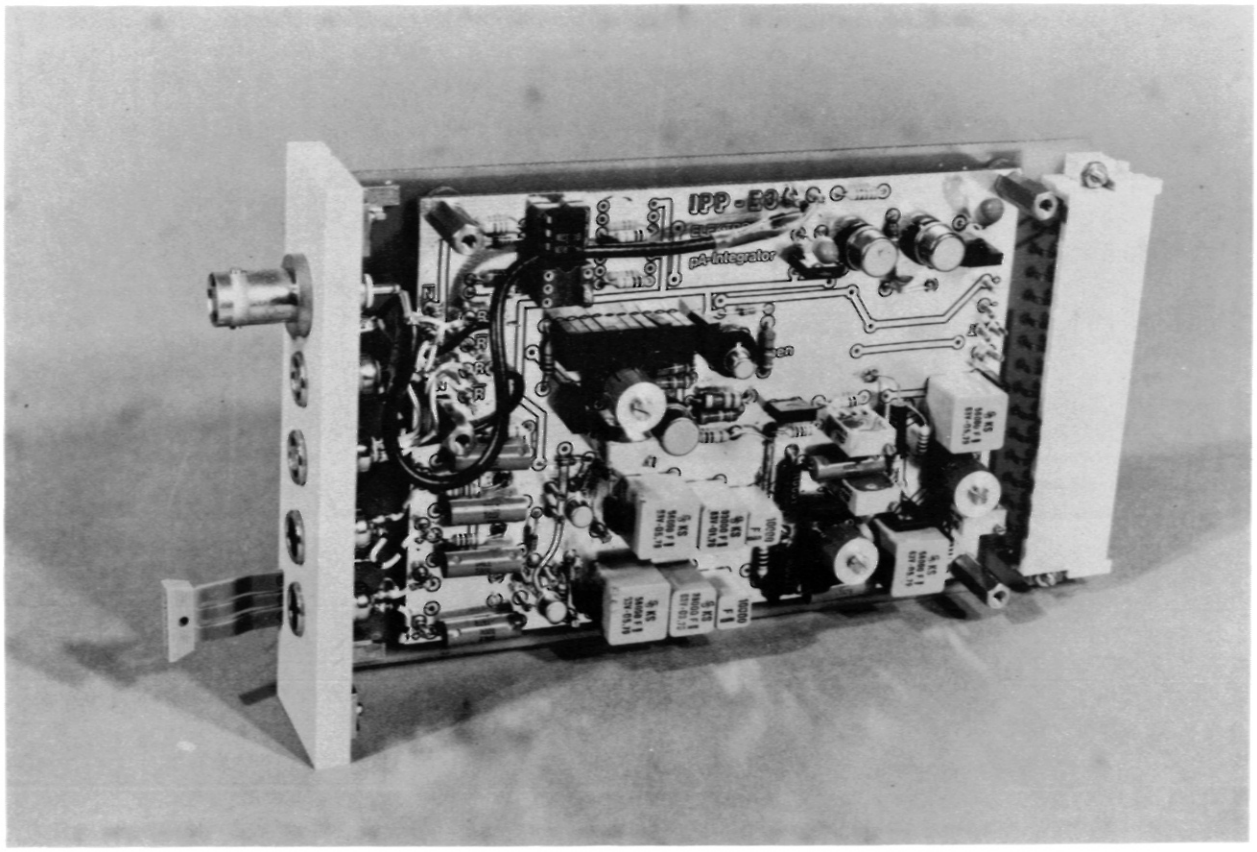
/1/ Burr Brown,(1979),General Catalog

/2/ Harris,(198o),Linear & Data Acquisition Products

/3/ Tietze, Schenk, (1971), Halbleiter-Schaltungstechnik

/4/ Vahldiek, (1973), Operationsverstärker

/5/ Schäfer, (1965), Grundlagen der selbständigen Regelung



Ansicht eines Integrators