

# Operations- verstärker Versuche





# Lectron

## Anleitungsbuch zum Experimentierkasten Operationsverstärker

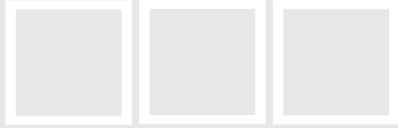
Autor:  
Gerd Kopperschmidt

Herausgeber  
Reha Werkstatt Oberrad  
Lectron  
Buchrainstraße 18  
60599 Frankfurt  
Tel.: +49 (0)69 90 50 12 82  
Fax: +49 (0)69 90 50 12 83  
Email: [lectron@frankfurter-verein.de](mailto:lectron@frankfurter-verein.de)  
[www.lectron.de](http://www.lectron.de)

# Verzeichnis der Versuche

Versuch	Thema	Seite	Versuch	Thema	Seite	Versuch	Thema	Seite
	Lectron Spannungsquellen	7	26	Der »gebändigte« Operationsverstärker	60	47	Anfangsbedingungen aus geerdeter Spannungsquelle	102
1	Ein einfacher Differenzverstärker	10	27	Der Elektrometerverstärker	62	48	Summationsintegrator	104
2	Der LECTRON Transistor - Array - Baustein	12	28	Umkehrverst. mit hohem Eingangswiderstand	64	49	Differenzintegrator	106
3	Eine integrierte Zenerdiode	14	29	Umkehraddierer	66	50	Zweifach - Integrator	108
4	Ein verbesserter Differenzverstärker	16	30	Subtrahier - Schaltung	68	51	Ein Oszillator	110
5	Differenzverstärker mit zwei Ausgängen	18	31	Subtrahier - Schaltung mit Elektrometer-Eingang	70	52	Einstellbare Zeitkonstante	112
6	Die Verstärkung eines Differenzverstärkers	20	32	Subtrahierer mit zwei Elektrometer-Eingängen	72	53	Erzeugung negativer Widerstände (NIC)	114
7	Differenzverst. an zwei Betriebsspannungen	22	33	Bipolarer Koeffizient	74	54	Spannungsquelle mit negativem Innenwiderstand	116
8	Die Eingangskennlinie eines FETs	24	34	Spannungsquelle mit Umkehrverstärker	76	55	Der Gyator	118
9	Konstantstromquelle mit FET	26	35	Spannungsquelle mit höherer Stromaufnahme	78	56	Modifizierter Gyator	120
10	Differenzverst. mit FET - Konstantstromquelle	28	36	Spannungsquelle mit Elektrometerverstärker	80	57	Phasenschiebersoszillator	122
11	Die Widlar - Stromquelle	30	37	Umkehrverstärker als Konstantstromquelle	82	58	Wien - Robinson - Oszillator	124
12	Ein einfacher Stromspiegel	32	38	Elektrometerverst. als Konstantstromquelle	84	59	Tongenerator	126
13	Vielfache Stromspiegelungen	34	39	Konstantstromquelle mit geerdetem Verbraucher	86	60	Oszillator für Dreiecksschwingungen	128
14	Differenzverstärker mit Stromspiegel	36	40	Schmitt - Trigger	88	61	Präzision - Schmitt - Trigger	130
15	Der Wilson Stromspiegel	38	41	Rechteckgenerator	90	62	Multivibrator mit Präzisions - Schmitt - Trigger	132
16	Die Kaskodeschaltung	40	42	Schmitt - Trigger mit nicht invertierendem Verstärker	92	63	Erzeugung niedriger Frequenzen	134
17	Kombinieren von Stromquellen	42	43	Additions - Schmitt - Trigger	94	64	Einfacher Funktionsgenerator	136
18	Eine selbstregelnde Stromquelle	44	44	Rechteckgenerator mit nicht-invertierendem Operationsverstärker	96	65	Spannungsgesteuerter Oszillator	138
19	Aufbau eines Operationsverstärkers	46	45	Umkehrintegrator	98	66	Sinus - Synthese	140
20	Ein kompletter Operationsverstärker	48	46	Anfangsbedingungen aus erdfreier Spannungsquelle	100	67	Transkonduktanz - Verstärker (OTA)	142
21	Offsetabgleich beim Funktionsbaustein	50				68	LECTRON - Funktionsgenerator	144
22	Die Strobe - Funktion	52				69	Feineinstellung der Oszillatorfrequenz	146
23	Überwachung einer Kondensatorladung	54						
24	Ein empfindlicher Fotoverstärker	56						
25	Differenzverstärker mit Fotowiderständen	58						

Fortsetzung nächste Seite

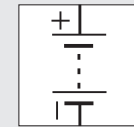
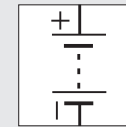


# Spannungsquellen

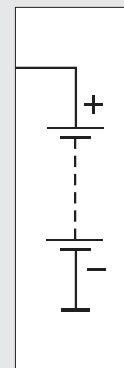
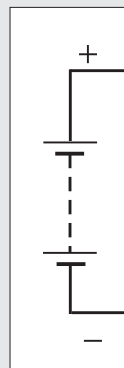
## Verzeichnis der Versuche Fortsetzung

Versuch	Thema	Seite
70	Frequenzmodulation	148
71	Frequenzumschaltung	150
72	Puls generierung	152
73	Sinus- und Dreieckssignalgenerierung	154
74	Analog Multiplizierer	156
75	Logarithmierer	158
76	Temperaturkompensierter Logarithmierer	160
77	Abtast - Halte - Glied	162
78	Präzisions - Vollweg - Gleichrichter	164
79	Präzisions - Vollweg - Gleichrichter mit Effektivwertanzeige für Gleich- und Wechselspannungen	166
80	Präzisions - Vollweg - Gleichrichter mit geerdetem Ausgang	168
81	Aktives Doppel - T - Filter	170
82	Aktive Doppel - T - Bandsperre	172
83	Bandpass mit Mehrfachgegenkopplung Bauteile	174 176

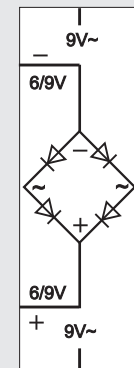
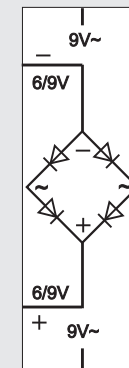
In den meisten Versuchen müssen die Lectron Schaltungen mit dem Operationsverstärker aus zwei verschiedenen Spannungsquellen, einer positiven und einer negativen, versorgt werden; dafür sind die folgenden Spannungsquellen geeignet:



2 Batterie - Anschlussbausteine 2 - polig  
für 9V Batterie oder 6 Stück Mignon  
im Batteriekasten



9V Batterien in Batteriebausteinen

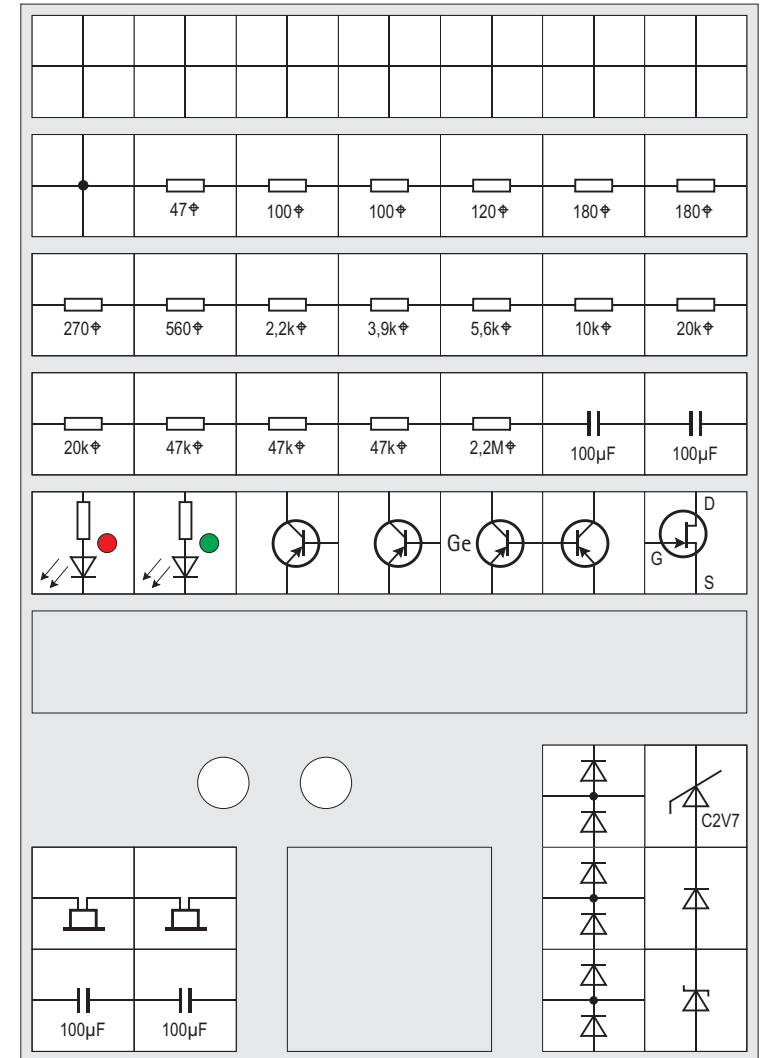
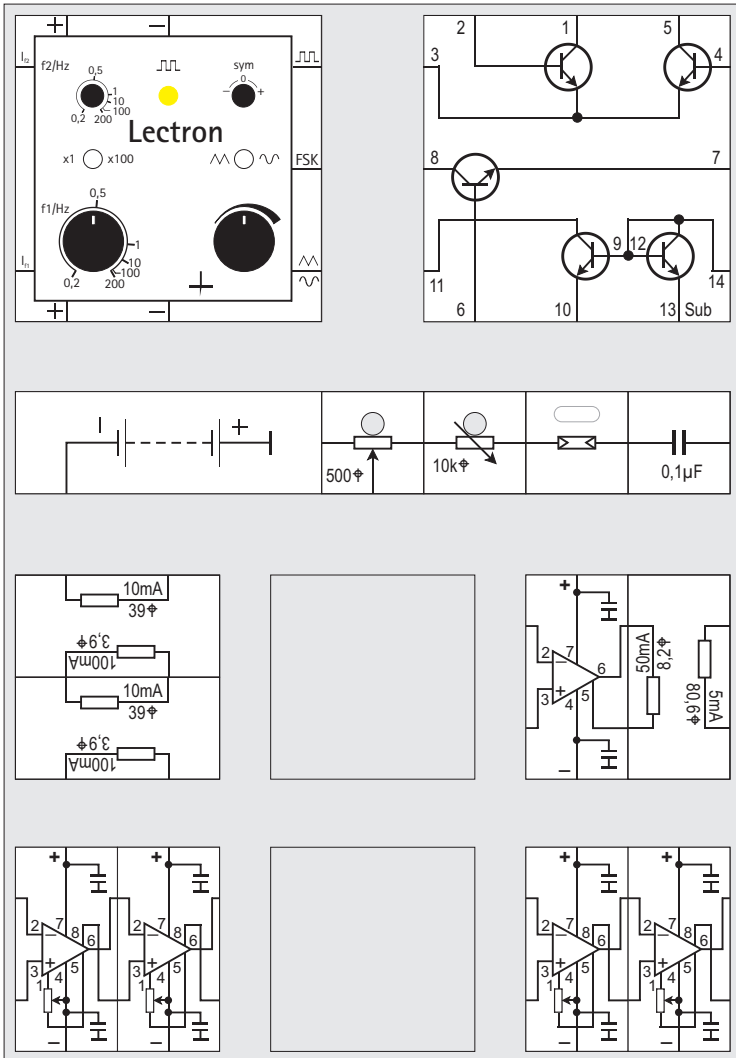


2 Netzteile LN 500 220/6-9V= stabilisiert  
3-12V AC

# Bauteile



# Lectron





## Experimentierkasten Operationsverstärker

Dieser LECTRON Experimentierkasten ist thematisch eine Erweiterung des LECTRON »Start- und Ausbausystems«. Da jedoch für die Versuche bisweilen relativ viele Verbindungs- und Funktionsbausteine des Experimentierkastens »Digitaltechnik« benötigt werden, ist dieser ebenfalls erforderlich.

Der Schwerpunkt der Versuche liegt auf Schaltungen mit Operationsverstärkern. Wir werden Aufbau, Funktion sowie viele Anwendungen dieses in der Elektronik sehr verbreiteten Bauelementes kennen lernen. Obwohl zunächst einige Versuche zu grundlegenden Dingen, wie zur Arbeitsweise eines Transistors, durchgeführt werden, sollte bereits ein Grundwissen über allgemeine elektronische Schaltungstechnik vorhanden sein. Wem die in diesem Anleitungsbuch erwähnten Begriffe noch nicht oder nicht mehr so geläufig sind, dem sei eine Wiederholung der Versuche aus den obigen Kästen empfohlen. In ausführlichen Anleitungsbüchern findet man dort alle Grundbegriffe der Elektronik leicht verständlich dargestellt.

## Historisches

Die Bezeichnung OPERATIONSVERSTÄRKER wurde zum ersten Mal 1947 für Baugruppen in Analogrechnern verwendet, mit denen man durch entsprechende externe Beschaltung Rechenoperationen wie Addition, Subtraktion, Differenzierung und Integration durchführen konnte. Diese Operationsverstärker waren mit Elektronenröhren aufgebaut. Mit der Erfindung des Transistors und seinem Einsatz in Operationsverstärkern gab es bereits einen erheblichen Fortschritt bezüglich Größe und Verlustleistung. Der entscheidende Durchbruch gelang jedoch mit der Entwicklung der integrierten Schaltkreise: 1968 brachte die amerikanische Firma Fairchild den Operationsverstärker mit der Bezeichnung  $\mu A741$  auf den Markt, der sich in den folgenden Jahren als Industriestandard etablierte. Mittlerweile ist das Spektrum vorhandener Operationsverstärker kaum noch zu überschauen; wahrscheinlich ist er das am weitesten verbreitete Bauteil der modernen Elektronik.

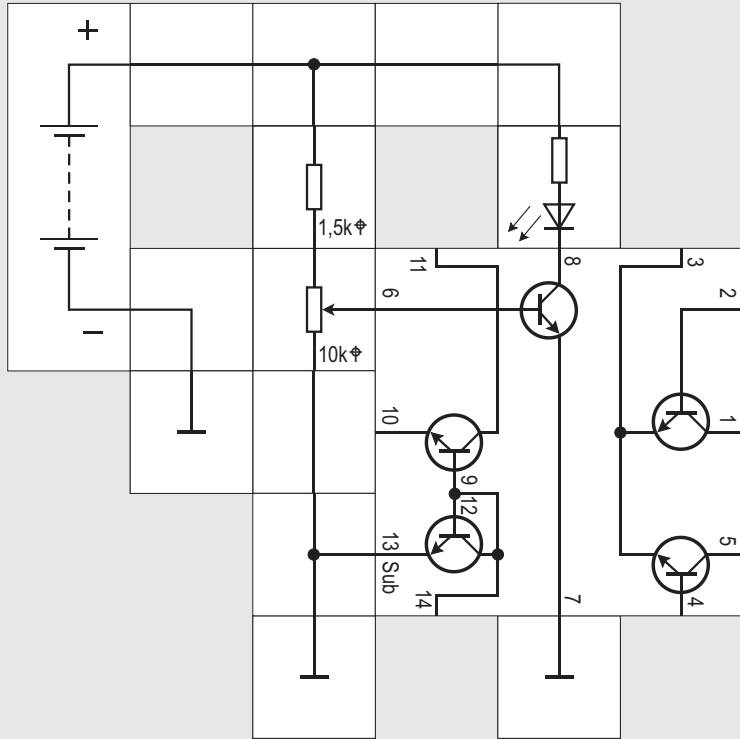
## Aufbau

Operationsverstärker sind mehrstufige, gleichstromgekoppelte Verstärker mit zwei Eingängen, einem invertierenden (-) und einem nicht invertierenden (+). An seinem Ausgang gibt er die Differenz der beiden Spannungen hoch verstärkt ab. Die sogenannte LEERLAUFVERSTÄRKUNG ist mit  $10^5$  derart hoch, dass der Verstärker ohne externe Beschaltung keinen stabilen Arbeitspunkt hat.

Wir können ihn wegen seines ebenfalls sehr hohen Eingangs- und seines kleinen Ausgangswiderstandes in fast allen Anwendungsfällen als »Black Box« auffassen und bräuchten uns um die innere Schaltung nicht zu kümmern, da seine Verstärkungseigenschaften durch seine äußere Beschaltung festgelegt werden.

Ziel des LECTRON Experimentierkastens ist es aber, neben den Anwendungsschaltungen auch das Innenleben kennen zu lernen, um seine Funktion besser zu verstehen: Operationsverstärker haben als Eingangsstufe immer einen DIFFERENZVERSTÄRKER, gefolgt von weiteren Verstärkerstufen, häufig einer Kurzschlussicherung und als Ausgang einen Gegentaktverstärker.

Wir wollen uns zunächst mit dem Aufbau des Differenzverstärkers befassen.







## Versuch 1

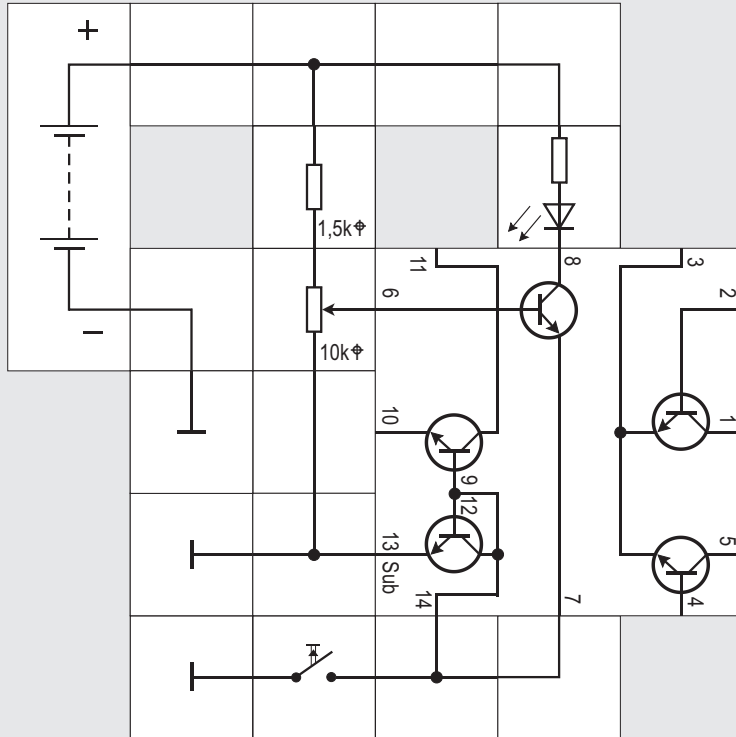
### Ein einfacher Differenzverstärker

Die Eingangsstufe eines Operationsverstärkers ist immer ein Differenzverstärker. Darunter verstehen wir eine Schaltung, deren Ausgangsspannung die verstärkte Differenz zweier Eingangsspannungen ist.

Eine einfache Transistorschaltung, nämlich ein Transistor in Emitterschaltung, leistet dieses bereits, so lange der Transistor im aktiven Bereich arbeitet:

Wir führen die erste (veränderliche) Eingangsspannung über ein Potentiometer der Basis zu, die zweite (feste) Eingangsspannung liegt am Emitter auf Massepotential. Aufgrund der Potentialdifferenz zwischen Basis und Emitter fließt ein Basisstrom, den der Transistor verstärkt und der als Kollektorstrom je nach Einstellung des Potentiometers beispielsweise eine Leuchtdiode mehr oder weniger zum Leuchten bringt. Die Verstärkung ist nur in einem gewissen Einstellbereich des Potentiometers besonders hoch, nämlich dann, wenn der Transistor im aktiven (Übergangs-) Bereich zwischen total gesperrt und sehr gut durchgeschaltet arbeitet.

Für den Versuch verwenden wir einen Transistor aus dem LECTRON Transistor - Array - Baustein, dessen Aufbau und Eigenschaften wir in den nächsten Versuchen noch genauer kennen lernen werden.





## Versuch 2

### Der LECTRON Transistor - Array - Baustein

Im ersten Versuch haben wir die Differenz zwischen einem veränderbaren Eingangspotential und unserem Bezugspotential Masse gebildet und verstärkt. Das zweite Potential muss nun nicht unbedingt fest sein, sondern kann ebenfalls verändert werden. Wir können es beispielsweise dadurch um circa 0,7 V anheben, indem wir den Emitter des Transistors nicht

direkt an Masse legen, sondern noch eine Diodenstrecke dazwischen schalten. Wir benötigen dafür kein zusätzliches Bauteil, sondern verwenden die Basis - Emitter - Diode eines weiteren Transistors aus dem Transistor - Array - Baustein. Über einen Taster können wir wie bisher den Emitter auch direkt an Masse legen, um zu sehen, dass tatsächlich die 0,7 V in die Differenzbildung eingehen: Die Leuchtdiode fängt bei verschiedenen Potentiometereinstellungen an zu brennen, je nachdem ob der Taster betätigt ist oder nicht.

Bevor wir weitere Experimente durchführen, soll zunächst der Transistor - Array - Baustein vorgestellt werden:

Unser Transistor - Array - Baustein im Großgehäuse enthält einen integrierten Schaltkreis (CA 3046), hergestellt aus einem winzigen Silizium - Kristall, auf dem sich fünf npn - Transistoren befinden. Diese Transistoren haben durch die gleiche Geometrie nahezu identische elektrische Kennwerte, wie sie selbst durch Selektion und Paarung diskreter Transistoren nicht zu erreichen sind. Bei gleichem Strom unterscheiden sich beispielsweise die Basis - Emitter - Spannungen der Transistoren im Array maximal um 5 mV. Da viele Kennwerte der Halbleiter temperaturabhängig sind, diese fünf Transistoren aber immer die gleiche Temperatur aufweisen, kann

man durch geschickte Schaltungsmaßnahmen viele Temperatureinflüsse kompensieren. Wir werden das in einigen Experimenten noch kennen lernen. Beim Experimentieren mit dem Baustein dürfen - genau wie bei allen anderen Halbleitern - die Grenzwerte nicht überschritten werden. Die wichtigsten sind:

$U_{CE0} = 15 \text{ V}$  (Kollektor - Emitter - Spannung)

$U_{CBO} = 20 \text{ V}$  (Kollektor - Basis - Spannung)

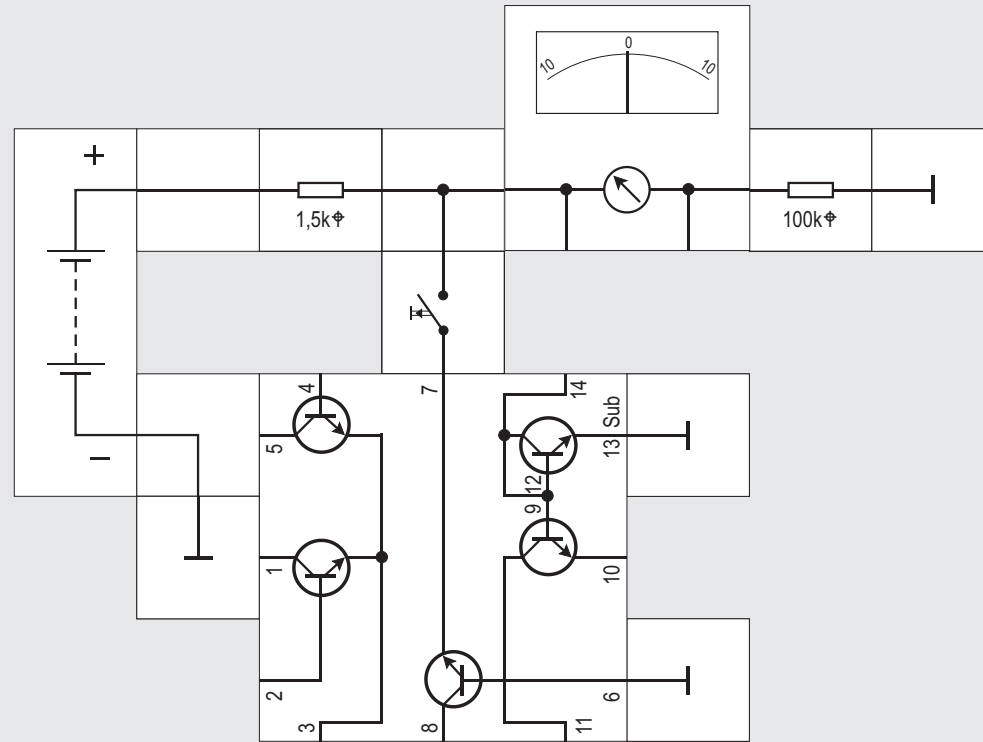
$U_{EBO} = 7 \text{ V}$  (Emitter - Basis - Spannung)

$I_C = 50 \text{ mA}$  (Kollektorstrom)

$P_{\text{Tot}} = 300 \text{ mW}$  (Verlustleistung eines Transistors)

Die Stromverstärkung der Transistoren beträgt im Bereich der Kollektorströme 1mA bis 10mA typisch 100.

Eine Besonderheit ist zu beachten: Da sich alle Transistoren auf einem gemeinsamen Siliziumkristall befinden, sind ihre Kollektoren nur durch gesperrte pn - Übergänge voneinander isoliert. Diese Sperrung ist nur wirksam, wenn der Anschluss des sie tragenden SUBSTRATS (13) auf dem tiefsten in der Schaltung vorkommenden Potential liegt. In unseren Experimenten ist darauf unbedingt zu achten. Insbesondere darf den anderen Transistoranschlüssen kein tieferes Potential von extern zugeführt werden; das Array könnte dabei zerstört werden.



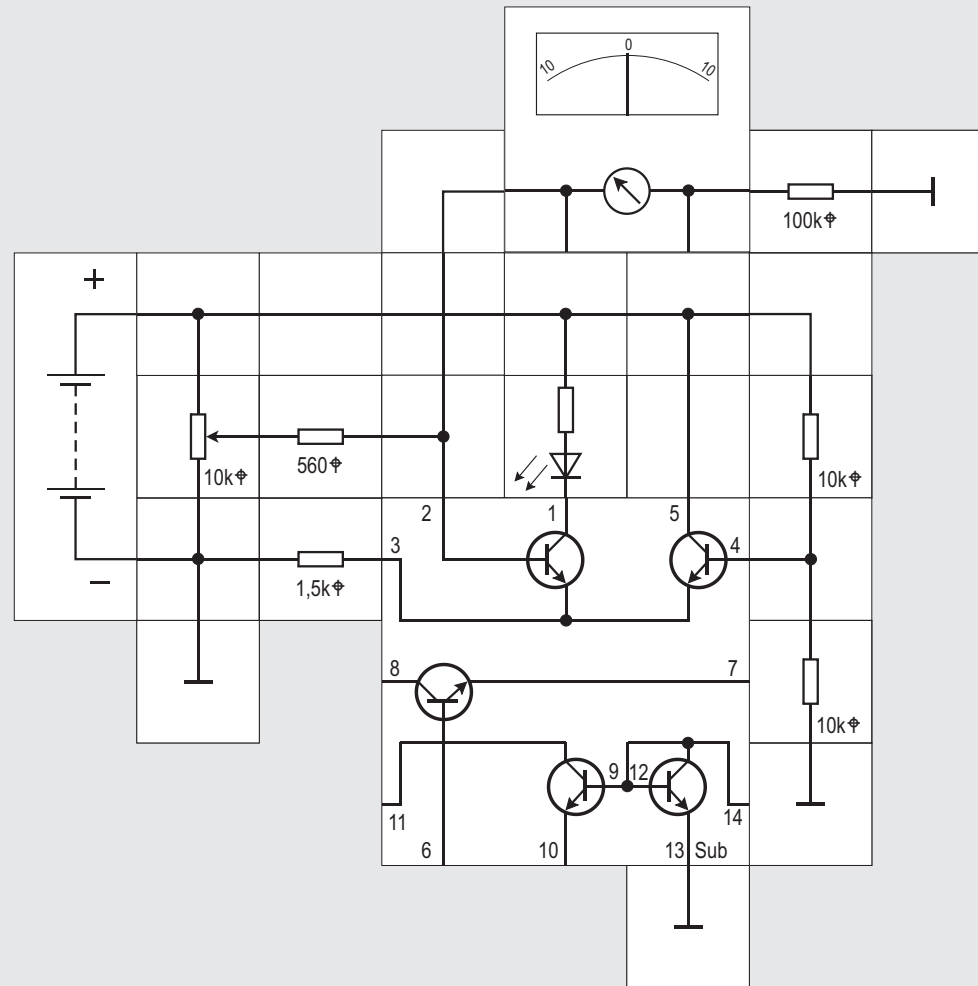


## Versuch 3

### Eine integrierte Zenerdiode

Bevor wir unseren »Differenzverstärker« verbessern, soll zunächst noch gezeigt werden, wie die relativ kleine Durchbruchspannung der Basis - Emitter - Diode eines Transistors von typisch 5 V und maximal 7 V genutzt werden kann und in integrierten Schaltungen auch genutzt wird: nämlich als Zenerdiode. Sorgt man durch einen passenden Vorwiderstand für eine Strombegrenzung, damit der Transistor leistungsmäßig nicht zerstört wird, so kann man die Basis - Emitter -Strecke eines Transistors mit einer höheren Spannung als seiner Durchbruchspannung beaufschlagen. Die Diodenstrecke »bricht durch« und stabilisiert die Spannung auf ihren Durchbruchwert. Im Versuch zeigt zunächst das Instrument den Wert der Versorgungsspannung von 9 V an. Wird der Taster betätigt, geht der Zeiger auf 5 V bis 7 V zurück.

04





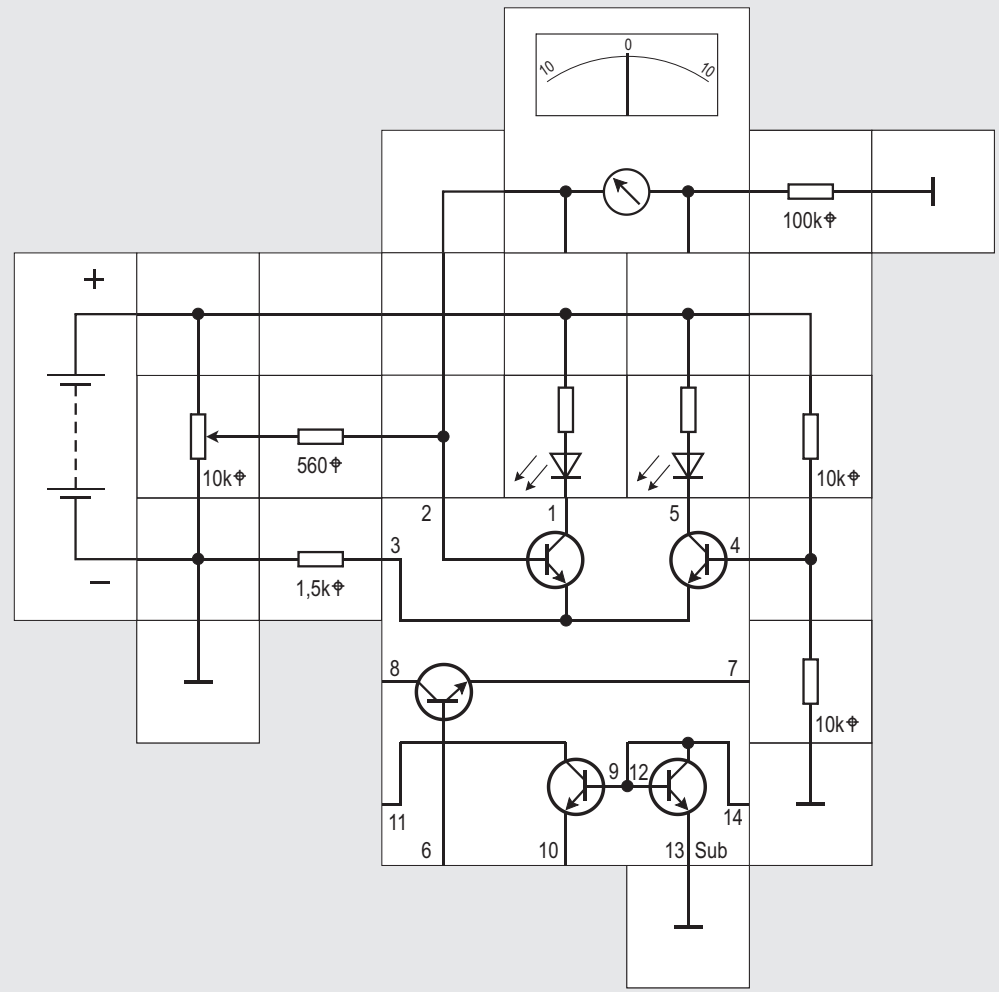
## Versuch 4

### Ein verbesserter Differenzverstärker

In den Versuchen 1 und 2 war die Ausgangsspannung der Differenz der beiden Eingangsspannungen proportional. Besonders nachteilig ist allerdings bei der verwendeten Schaltung, dass die bei-

den Eingänge lediglich durch die niederohmige Basis - Emitter - Strecke des leitenden Transistors getrennt sind. Eine entscheidende Verbesserung erfährt die Schaltung, wenn man die (feste) Vergleichsspannung über einen Emitterfolger zuführt. Im Versuchsaufbau ist dies der rechte Transistor, dessen Basis am Spannungsteiler, gebildet aus zwei  $10\text{ k}\Omega$  Widerständen, angeschlossen ist. Die Teilerspannung beträgt also  $4,5\text{ V}$ . Der Arbeitswiderstand des Emitterfolgers ist der  $1,5\text{ k}\Omega$  Widerstand, er ist zugleich gemeinsamer Emitterwiderstand beider Transistoren. Wir vergrößern nun die Eingangsspannung mit dem Potentiometer von  $0$  bis auf  $9\text{ V}$  und stellen fest, dass die Leuchtdiode genau bei der Teilerspannung von  $4,5\text{ V}$  zu leuchten anfängt. Der Übergangsbereich ist recht schmal.

Bei dieser Schaltung kompensieren sich übrigens die bereits angesprochenen Temperaturabhängigkeiten der Halbleiter. Die Basis - Emitter - Strecke des linken Transistors weist bei Zimmertemperatur eine Flussspannung von circa  $0,7\text{ V}$  auf, die bei  $85^\circ\text{C}$  auf  $0,55\text{ V}$  absinkt und bei  $-25^\circ\text{C}$  auf  $0,85\text{ V}$  steigt. Das gleiche Verhalten zeigt nun auch die Basis - Emitter - Strecke des rechten Transistors, so dass sich beide Temperatureffekte kompensieren. Die Leuchtdiode fängt temperaturunabhängig immer bei der Teilerspannung an zu leuchten.







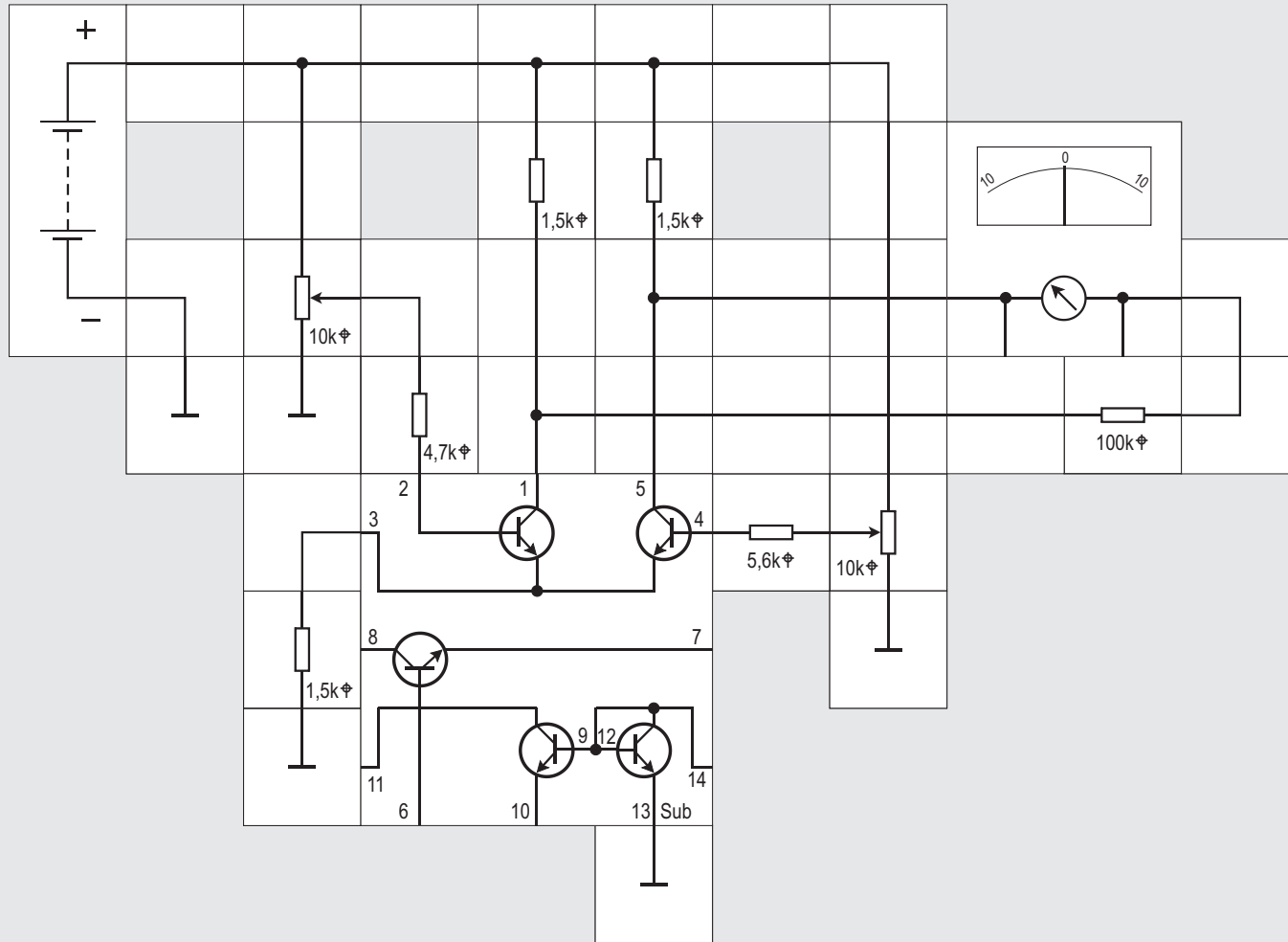
## Versuch 5

### Differenzverstärker mit zwei Ausgängen

Fügen wir nun in die Kollektorleitung des rechten Transistors eine weitere Leuchtdiode ein und durchfahren wieder mit dem Potentiometer den gesamten Spannungsbereich von 0 bis 9 V, so schaltet die linke Leuchtdiode nach wie vor bei 4,5 V, überraschend geht aber die rechte Leuchtdiode gleichzeitig aus, was bedeutet, dass der rechte Transistor stromlos wird, wenn der linke leitet und umgekehrt. Die Erklärung ist einfach: Der gemeinsame Emitterwiderstand verleiht der Schaltung diese Eigenschaft. Eine steigende Spannung am Potentiometer - Schleifer bedeutet einen wachsenden Basisstrom im linken Transistor, der natürlich auch einen größeren Kollektor - Emitter - Strom in diesem Transistor zur Folge hat. Durch den größeren Strom wird der Spannungsabfall am gemeinsamen Emitterwiderstand größer, so dass der rechte Transistor weniger leitend wird, da seine Basis ja an dem festen Teilerpotential von 4,5 V liegt. Umgekehrt gilt dieses auch für den Fall, dass die Spannung vom Potentiometer sinkt.

Mit dem Differenzverstärker haben wir eine Schaltung, bei der wir an den Kollektoren der beiden Transistoren gegenphasige Ausgangssignale abnehmen können. Im nächsten Versuch wollen wir die Eigenschaften unserer Schaltung, vor allen Dingen ihre Verstärkung, etwas genauer betrachten.

06





## Versuch 6

### Die Verstärkung eines Differenzverstärkers

Wir haben im letzten Versuch gesehen, dass der Differenzverstärker ein symmetrischer Gleichspannungsverstärker mit zwei Eingängen ist und zwei Ausgängen ist. Kennzeichnend ist für ihn, dass Eingangsspannungsdifferenzen mit einem Faktor, der typisch bei 50 und höher liegt, verstärkt werden, gleiche Eingangsspannungen jedoch mit einem wesentlich kleineren Faktor. Warum das so ist, soll uns die folgende Überlegung zeigen:

Wir stellen uns vor, dass ein symmetrisches Eingangssignal sich ein wenig verändert, und zwar wird das linke Basispotential um  $U_{in}$  größer und das rechte um denselben Betrag kleiner. So lange beide Transistoren im aktiven Bereich arbeiten, bleibt das Potential am oberen Punkt des gemeinsamen Emittterwiderstands konstant. Die Spannungsverstärkung eines Transistors ergibt sich aus der Überlegung, dass eine kleine Änderung der Eingangsspannung eine große Basisstromänderung zur Folge hat:

$$I_B = U_{in} / r_{BE}$$

$r_{BE}$  ist der Eingangswiderstand, er beträgt  $U_T / I_B$ , also

bei Zimmertemperatur circa:

$40 \text{ mV} / I_B$ . Diese Basisstromänderung bewirkt eine Kollektorstromänderung von:

$$I_C = \beta \cdot I_B = \beta \cdot U_{in} / r_{BE}$$

( $\beta$  ist die Stromverstärkung des Transistors in Emittterschaltung). Der Kollektorstrom fließt durch den Kollektorwiderstand  $R_C$  und erzeugt eine Ausgangsspannungsänderung:

$$U_a = - I_C \cdot R_C = - \beta \cdot R_C \cdot U_{in} / r_{BE}$$

Daher sinkt die Kollektorspannung des linken Transistors um diesen Betrag; die gleiche Überlegung führt dazu, dass die Kollektorspannung des rechten um diesen Betrag steigt. Die Spannungsdifferenz von  $2 \cdot U_{in}$  zwischen den beiden Eingängen tritt demnach um den Faktor

$$- \beta \cdot R_C / r_{BE} \text{ bzw. } + \beta \cdot R_C / r_{BE}$$

verstärkt an den beiden Ausgängen auf.

Bei der Gleichtaktaussteuerung liegen nun die Verhältnisse anders: Legt man an beide Eingänge dieselbe Spannung  $U_{Gleich}$ , so teilt sich der Strom durch den gemeinsamen Emittterwiderstand nach wie vor gleichmäßig auf beide Transistoren auf. Sie arbeiten als parallel geschaltete, praktisch unbelastete Emittterfolger. Ändert man beide Spannungen um  $U_{Gleich}$ , so ändert sich die Emittterspannung um denselben Betrag und der Emittterstrom um

$$I_E = U_{Gleich} / R_E$$

Die Kollektorströme ändern sich wegen der gleichmäßigen Aufteilung des Stromes durch den Emittterwiderstand nur halb so stark; sie erzeugen eine Ausgangsspannungsänderung an den Kollektorwiderständen  $R_C$  von

$$- U_A = U_{Gleich} \cdot R_C / 2 \cdot R_E$$

diese Mal aber gleichphasig an beiden Kollektoren. Die Gleichtaktverstärkung beträgt also:

$$v_{Gleich} = U_A / U_{Gleich} = - R_C / 2 \cdot R_E$$

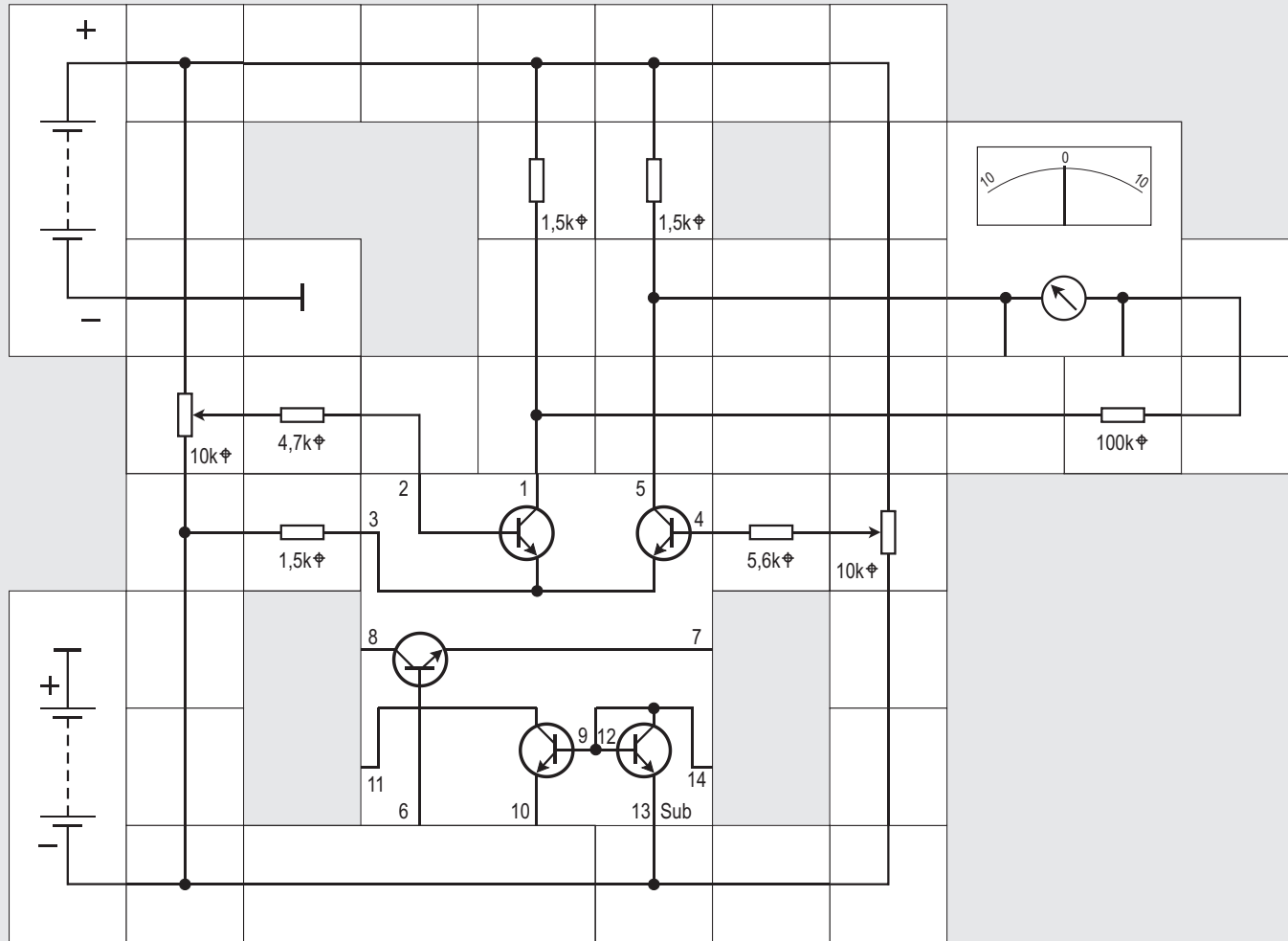
Die Differenzverstärkung ist

$$v = \beta \cdot R_C / 2 \cdot r_{BE}$$

Aus diesen beiden Gleichungen folgt für die Gleichtaktunterdrückung:

$$G = v / v_{Gleich} = - \beta \cdot R_E / r_{BE}$$

In unserer Versuchsschaltung können wir mit Hilfe eines zweiten Potentiometers die Eingangsspannung des rechten Transistors ebenfalls veränderlich gestalten. Das Messinstrument zeigt uns die Differenzspannung zwischen den beiden Ausgängen an. Solange wir mit den Eingangsspannungen im aktiven Bereich der Transistoren arbeiten, sehen wir, dass Differenzspannungen stark verstärkt werden, gleichmäßiges Verändern der Potentiometereinstellungen sich aber kaum am Instrument bemerkbar macht.

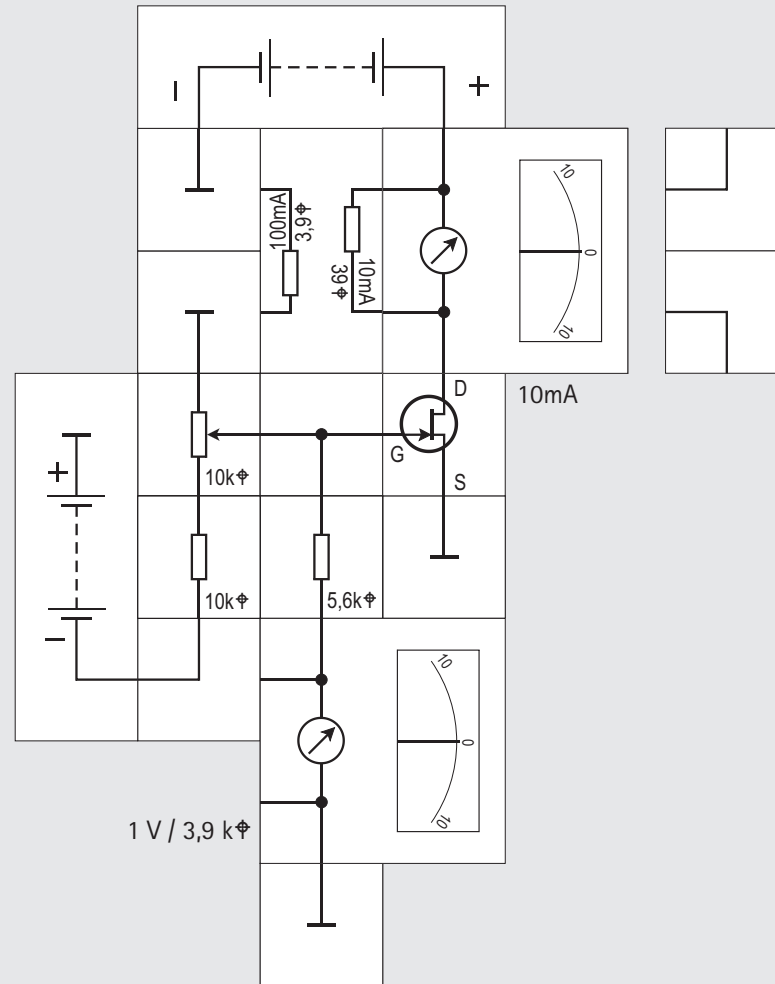
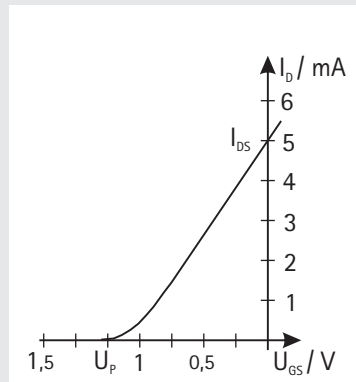




## Versuch 7

### Differenzverstärker an zwei Betriebs- spannungen

Beim Verändern der Potentiometereinstellungen im letzten Versuch haben wir sicherlich gemerkt, dass der Differenzverstärker nicht mehr wie vorgesehen arbeitet, wenn die eingestellten Spannungen nahe am Massepotential liegen; die Transistoren arbeiten dann nämlich nicht mehr im aktiven Bereich. Für praktische Anwendungen ist dies nachteilig, denn man möchte auch gern Signale verarbeiten, die nur eine kleine Amplitude aufweisen. Abhilfe schafft hier eine zweite (negative) Versorgungsspannung, die meistens symmetrisch zur ersten gewählt wird. Gebräuchliche Versorgungsspannungen sind  $\pm 12\text{ V}$  oder  $\pm 15\text{ V}$ . Durch die Hinzunahme eines weiteren Batteriebausteins arbeiten wir mit  $\pm 9\text{ V}$ . Es ist zu beachten, dass das Substrat des Transistor Arrays mit dem  $-9\text{ V}$ -Potential verbunden wird, da es das kleinste in der Schaltung vorkommende Potential ist. Außerdem verbinden wir die Fußpunkte der Potentiometer mit diesem Potential, damit wir am Teilerpunkt auch Spannungen um das  $0\text{ V}$ -Potential abgreifen können.





$$G = v/v_{\text{Gleich}} = -\delta\varrho \cdot R_E / r_{BE}$$

Um sie möglichst groß zu bekommen, liegt es nahe  $R_E$  zu vergrößern. Dem sind jedoch Grenzen gesetzt. Es hat keinen Sinn,  $R_E$  bei gegebener negativer Betriebsspannung zu vergrößern, da damit der Kollektorstrom abnimmt und  $r_{BE}$  so zunimmt, dass die Gleichtaktunterdrückung praktisch konstant bleibt. Möchte man eine kleine Gleichtaktverstärkung, also eine hohe Unterdrückung, muss man  $R_E$  durch eine KONSTANTSTROMQUELLE ersetzen.

Eine Schaltung, die eine lastunabhängige Spannung liefert (wie z. B. unsere Batterie), nennt man KONSTANTSPANNUNGSQUELLE, eine Schaltung, die lastunabhängig einen konstanten Strom liefert, heißt KONSTANTSTROMQUELLE. Sie lässt sich aufwandsarm mit dem LECTRON Feldeffekt - Transistor (FET) aufbauen. Bevor wir dies tun, wollen wir die Eingangskennlinie eines FETs aufnehmen, die zum Verständnis der Arbeitsweise unserer dann aufgebauten Konstantstromquelle wichtig ist.

FELDEFFEKTRANSISTOREN sind Halbleiter, die im Gegensatz zu den bipolaren Transistoren nicht mit dem Basisstrom, sondern nahezu leistungslos mit einem elektrischen Feld gesteuert werden. Genauso wie es pnp - und npn - Transistoren gibt, unterscheidet man bei ihnen p - und n - Kanal FETs. Das

Gate G ist die Steuerelektrode, mit ihr lässt sich der Widerstand zwischen DRAIN D und SOURCE S steuern. Die Steuerspannung ist  $U_{GS}$ . Bei unserem n - Kanal FET ist das Gate durch einen pn- Übergang bei richtiger Polung (Gate negativer als Source) vom Kanal getrennt. Der größte Drainstrom  $I_D$  fließt bei der Spannung  $U_{GS} = 0$ ; der FET wird daher als SELBSTLEITEND bezeichnet. Man vermeidet positive Gate - Source - Spannungen, da dann ein unerwünschter Gatestrom fließt. Eine wichtige Größe ist die SCHWELLENSPANNUNG  $U_p$  (pinch - off - voltage); wird sie unterschritten, ist der Kanal gänzlich abgeschwächt und der Drainstrom  $I_D$  praktisch 0.

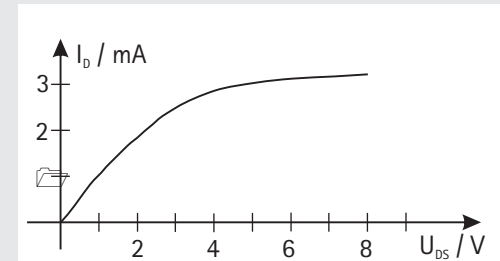
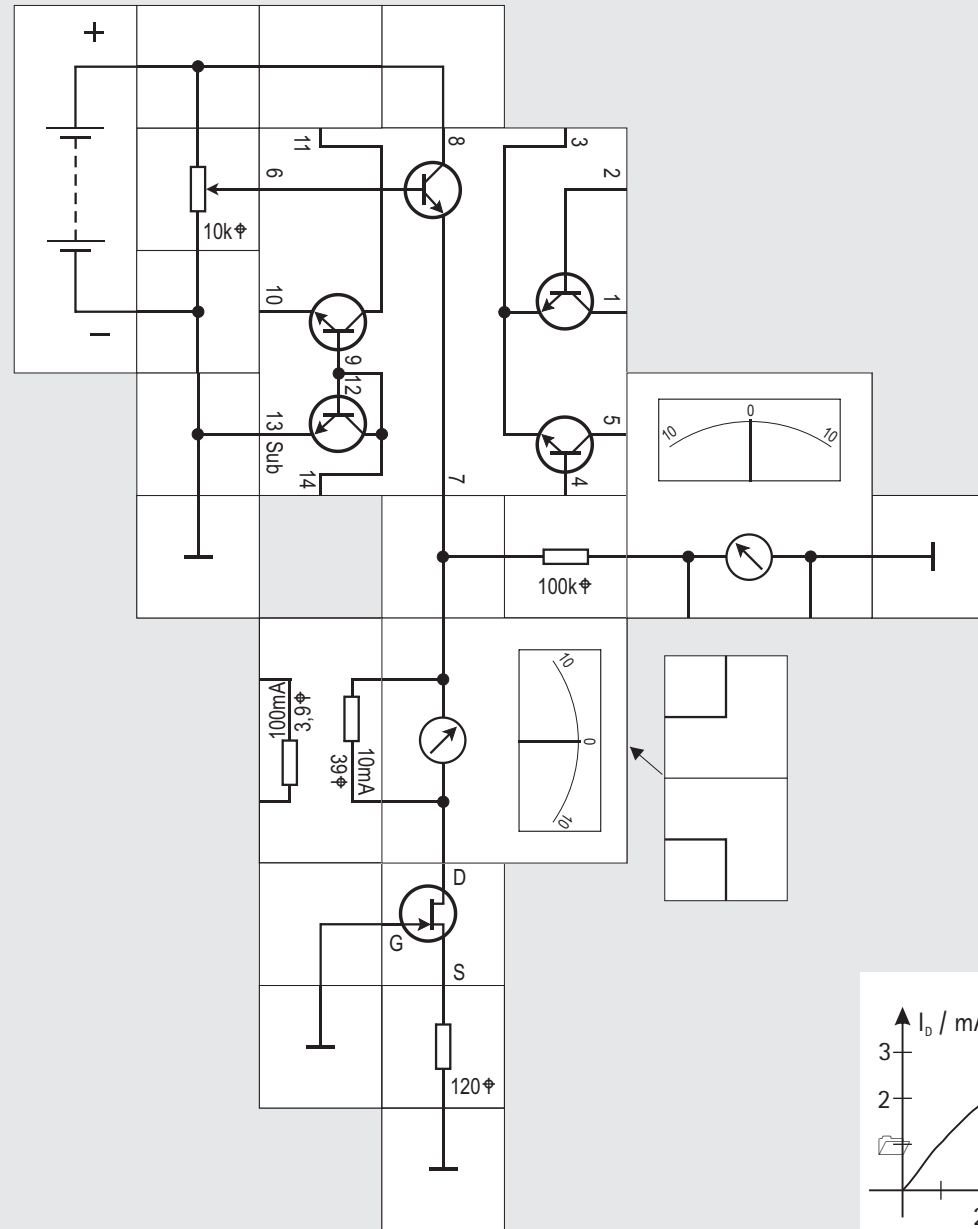
Mit unserer Schaltung wollen wir zunächst die Eingangskennlinie des FETs aufnehmen und im nächsten Versuch eine Konstantstromquelle aufbauen. Sind keine zwei Instrumente vorhanden, muss das als Strommesser geschaltete Instrument durch Winkelbausteine ersetzt werden, wenn wir mit ihm die Gate - Source - Spannung messen. Der Vorwiderstand von  $5,6 \text{ k}\Omega$  ergibt einen Vollausschlag von 1V. Da die FETs mit ihren Kennwerten streuen, kann eine leicht andere als die angegebene Kennlinie heraus kommen. Bei unserem Beispiel ist  $U_p = -1,3 \text{ V}$  und  $I_{DS} = 5 \text{ mA}$ . Empfehlenswert ist der Einsatz von LECTRON Digitalmultimetern, die genauere Messwerte als die Zeigerinstrumente liefern.

## Versuch 8

### Die Eingangskennlinie eines Feldeffekt - Transistors

Ein Ergebnis des Versuchs 6 ist, dass die Gleichtaktunterdrückung G proportional zum gemeinsamen Emitterwiderstand  $R_E$  ist:

09







## Versuch 9

### Konstantstromquelle mit Feldeffekt - Transistor

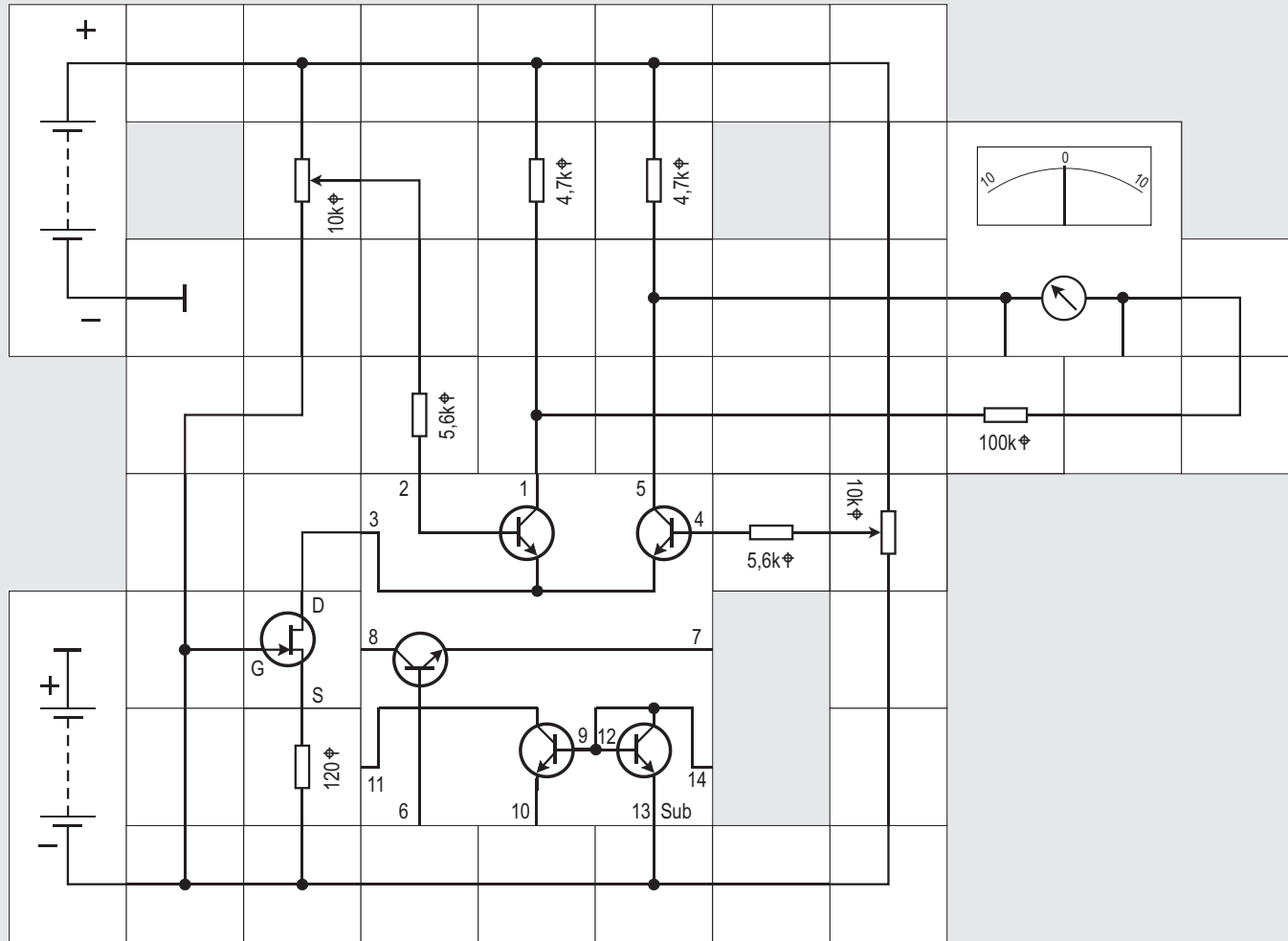
Wir wollen nun mit LECTRON FET eine Konstantstromquelle aufbauen. Man benötigt bei selbstleitenden FETs keine zusätzliche Spannung, weswegen die Schaltung ein Zweipol ist und sich anstelle eines jeden beliebigen ohmschen Widerstands einsetzen lässt. Zur Bestimmung von  $R_s$  entnimmt man

aus der Eingangskennlinie den gewünschten Strom  $I_D$  und erhält mit  $R_s = U_{SG} / I_D$  den Widerstand, in unserem Beispiel 120  $\Omega$ . Auch direktes Verbinden von Gate und Source ( $R_s = 0$ ) ist möglich:  $U_{SG}$  ist dann ebenfalls 0 und es fließt der maximal mögliche Strom (im Beispiel 5 mA), bevor der pn - Übergang zwischen Gate und Source unerwünscht leitend wird.

In der Schaltung verändert man mit dem Potentiometer die Spannung (rechtes Instrument) am Zweipol; das linke Instrument zeigt den Strom an, der sich ab einer Mindestspannung, die die Stromquelle zum Arbeiten benötigt, kaum noch erhöht. Hat man nur ein Instrument zur Verfügung, muss wechselweise gemessen und das als Strommesser geschaltete durch zwei Winkelstücke ersetzt werden. Digitalmultimeter geben auch hier wieder genauere Messwerte.

Die gewonnene Kennlinie zeigt, dass sich der Konstantstrom auf rund 3 mA einstellt. Wegen unvermeidlicher Toleranzen kann sich im Einzelfall ein etwas anderer Stromwert ergeben. Im Handel angebotene Konstantstromquellen sind weiter optimiert: Bei ihnen verläuft die Kennlinie noch flacher, außerdem arbeiten sie mit ihrem Nennstrom in einem Arbeitspunkt der Eingangskennlinie, der nahezu temperaturunabhängig ist.

10



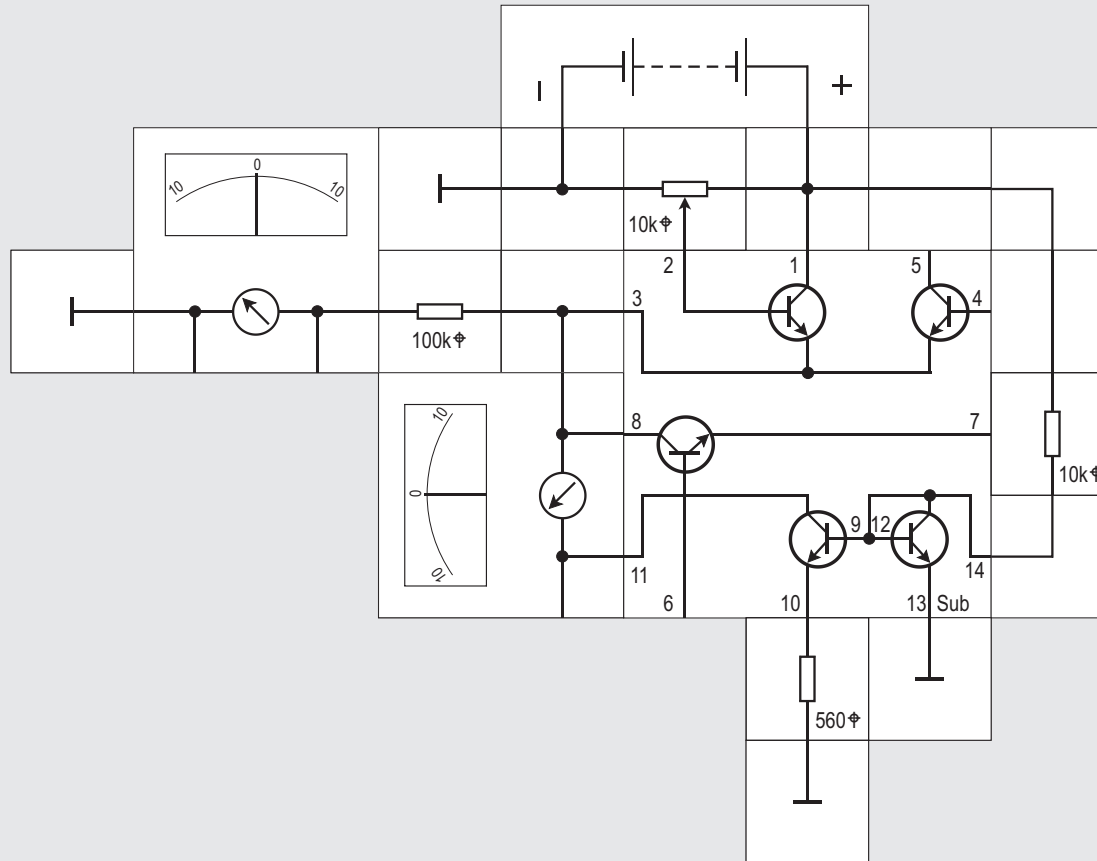


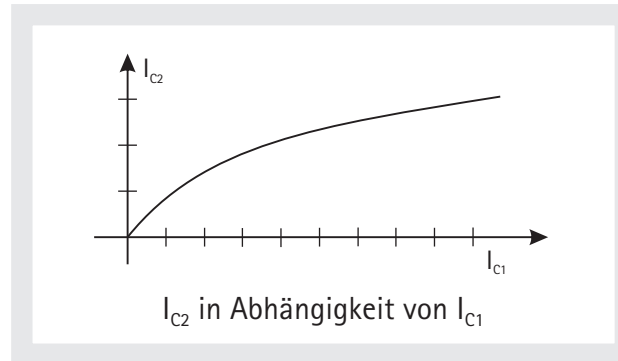
## Versuch 10

### Differenzverstärker mit FET – Konstantstromquelle

Wir bauen unseren Differenzverstärker mit der FET – Konstantstromquelle auf, passen die Arbeitswiderstände noch etwas an und können uns nun davon überzeugen, dass sie so arbeitet, wie wir es erwarteten. Es gibt allerdings noch eine andere Möglichkeit, eine Konstantstromquelle aufzubauen, die wir im nächsten Versuch kennen lernen werden.

11





Basis - Emitterspannung und würde deswegen denselben Kollektorstrom führen; da an dem Widerstand aber eine Spannung abfällt, ist seine Basis - Emitter - Spannung kleiner, was zu einem kleineren (aber von der Kollektor - Emitter - Spannung nahezu unabhängigen ) Strom führt. Diese Schaltung ist als Widlar - Stromquelle oder Stromspiegel bekannt.

Wir können an dem Potentiometer verschiedene Spannungen einstellen, die über den Emitterfolger (1 / 2 / 3) niederohmig zur Verfügung stehen; ab einer Spannung von unter einem Volt steigt der Strom sehr schnell auf den berechneten Endwert (nicht ganz Vollausschlag des Instruments, weil wir einen  $560 \text{ } \Omega$  Widerstand verwenden) und ändert sich bei weiterer Spannungserhöhung bis auf  $8 \text{ V}$  nicht.

## Versuch 11

### Die Widlar - Stromquelle

Möchte man speziell in integrierten Schaltkreisen einen kleinen konstanten Strom einstellen, so braucht man dazu einen großen Widerstand, der relativ viel Platz auf dem Schaltkreis verbraucht. Es gibt allerdings eine sehr elegante Schaltung von R.J. Widlar, die diesen Platzbedarf vermeidet. Ihr Prinzip beruht darauf, dass ein Transistor (im Versuchsaufbau 12 / 13 / 14) durch Verbindung von Kollektor und Basis gezwungen wird, im aktiven Bereich zu arbeiten. An ihm fallen  $U_{BE} = 0,7 \text{ V}$  ab, sein Kollektorstrom beträgt deswegen

$$I_c = (9\text{V} - 0,7\text{V}) / 10 \text{ k}\Omega = 0,83 \text{ mA}.$$

Der elektrisch identische Transistor (9 / 10 / 11) hätte ohne seinen Emitterwiderstand die gleiche

Wenn wir beim ersten Transistor einen Kollektorstrom einstellen von

$$I_{C1} = (U_{\text{Batt}} - U_{BE1}) / R_1$$

so liefert uns die Transistortheorie

$$I_{C1} = I_{CB0} \cdot \exp(U_{BE1} / U_T)$$

mit  $I_{CB0}$  = Kollektor - Basis - Reststrom und  $U_T = 26 \text{ mV}$  bei Zimmertemperatur.

Für den als Spiegel geschalteten zweiten Transistor gilt bei Vernachlässigung der Basisströme:

$$I_{C2} = I_{CB0} \cdot \exp[(U_{BE1} - I_{C2} \cdot R_2) / U_T]$$

Die Division beider Gleichungen ergibt:

$$I_{C2} = I_{C1} \cdot \exp[(-I_{C2} \cdot R_2) / U_T]$$

oder nach  $R_2$  aufgelöst:

$$R_2 = (U_T / I_{C2}) \cdot \ln(I_{C1} / I_{C2})$$

Bei vorgegeben Strömen ist also  $R_2$  einfach zu bestimmen. Voraussetzung ist, dass die Transistoren elektrisch identisch sind und die gleiche Temperatur haben, was bei unserem Transistor - Array gegeben ist.

Für das Beispiel der Versuchsschaltung ist:

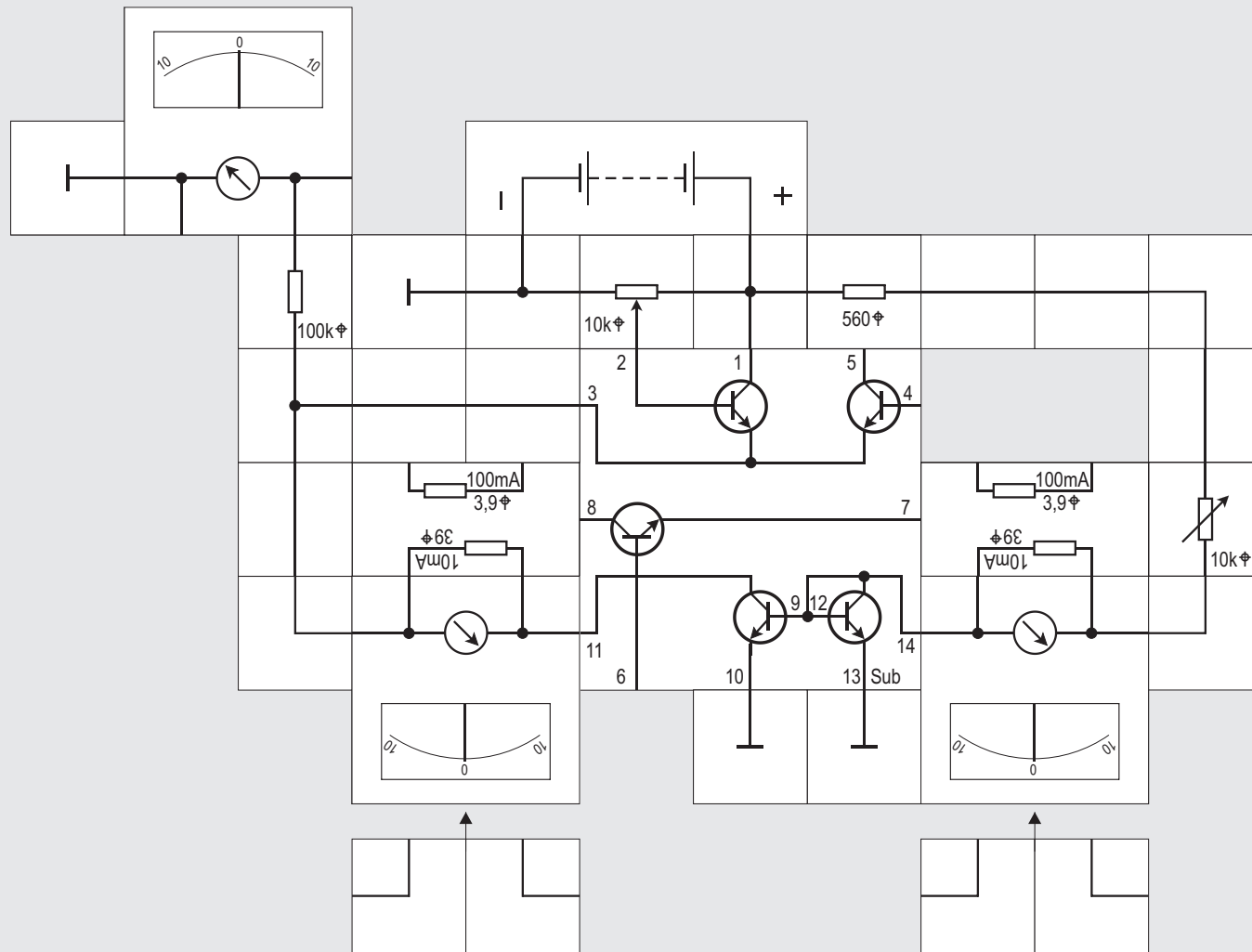
$$I_{C1} = 830 \text{ } \mu\text{A}$$

$$I_{C2} = 100 \text{ } \mu\text{A}$$

$$R_2 = (26 \text{ mV} / 100 \text{ } \mu\text{A}) \cdot \ln(830 \text{ } \mu\text{A} / 100 \text{ } \mu\text{A})$$

$$R_2 = 550 \text{ } \Omega$$

12



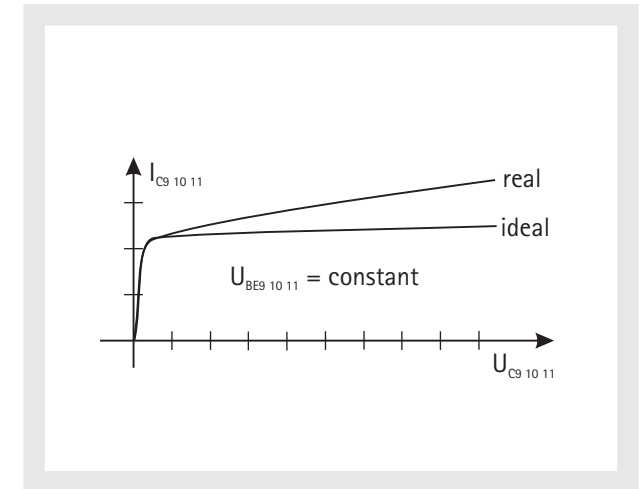


## Versuch 12

### Ein einfacher Stromspiegel

Wenn wir in Versuch den Emitterwiderstand von  $560 \Omega$  ganz weglassen, liefert uns die Gleichung und natürlich auch unsere Überlegung, dass der gespiegelte Strom nun mit dem durch den rechten Widerstand und die Versorgungsspannung eingestellten Strom gleich ist.

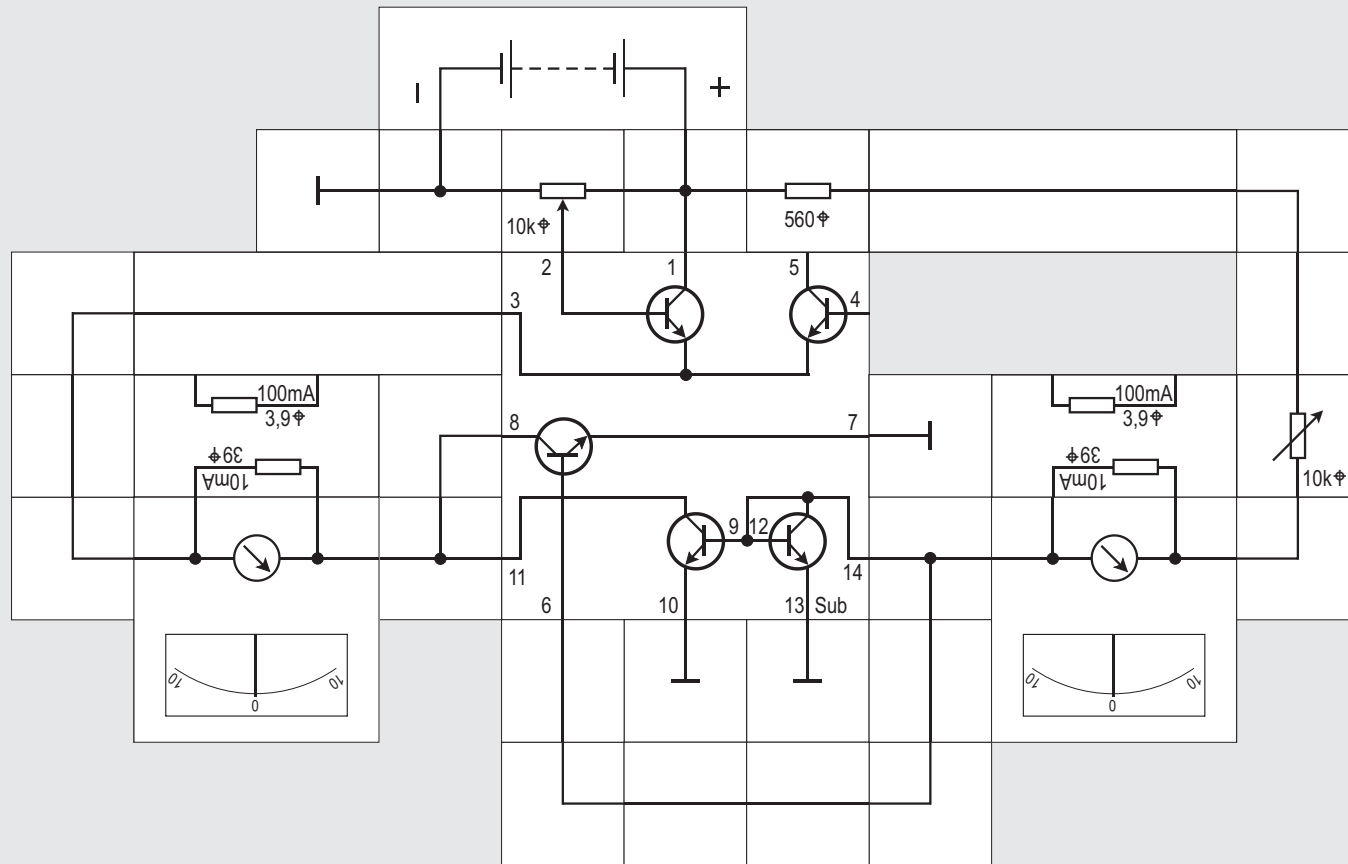
Wenn wir genügend Instrumente haben, können wir das sehr gut zeigen: Mit dem Einstellwiderstand  $10 \text{ k}\Omega$  legen wir den Strom durch den rechten Transistor (12 / 13 / 14) fest und können seinen Wert am rechten Instrument ablesen. Das linke Instrument zeigt den gespiegelten Strom durch den Transistor (9 / 10 / 11) an. Sobald der als Emitterfolger geschaltete Transistor (1 / 2 / 3) eine Mindestspannung abgibt, die mit dem Potentiometer einstellbar ist, folgt der gespiegelte Strom dem mit dem Einstellwiderstand festgelegten Strom nahezu unabhängig (siehe Skizze) von der mit dem Potentiome-



ter veränderbaren Spannung, die mit dem dritten Instrument angezeigt wird. Stehen nicht genügend Instrumente zur Verfügung, muss ein vorhandenes umgesetzt werden, wobei ein offener »Strommessplatz« in der Schaltung durch zwei Winkelbausteine belegt wird.

Dieser Stromspiegel findet sich in allen integrierten Schaltungen von Differenzverstärkern und Operationsverstärkern wieder. Er lässt sich mit pnp - Transistoren genauso gut herstellen wie mit MOS - Transistoren und zeigt erst in Kombination mit diesen, wie man elegant in der Schaltung notwendige Potentialverschiebungen bewerkstelligen kann.

13







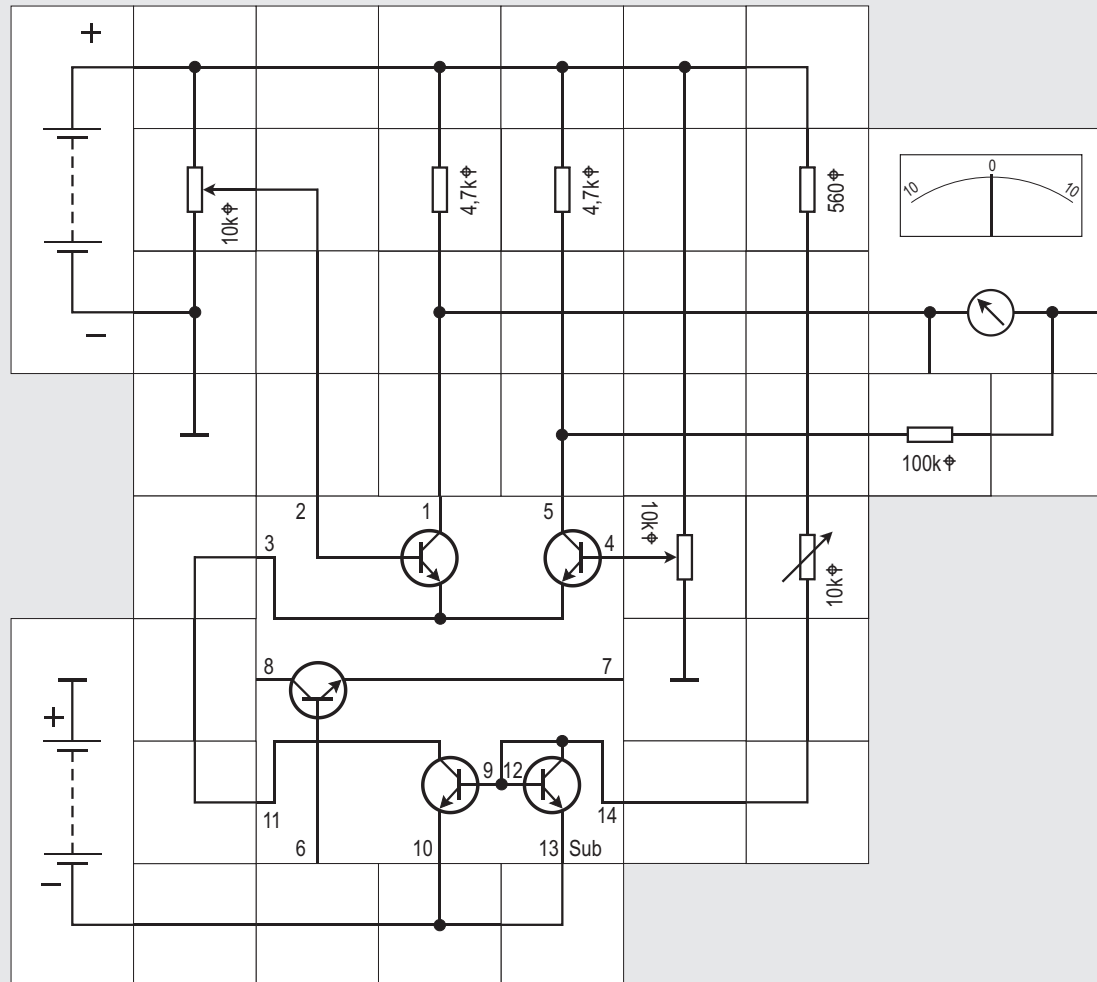
## Versuch 13

### Vielfache Stromspiegelungen

Bevor wir den Stromspiegel in unseren Differenzverstärker einbauen, wollen wir noch zeigen, wie er erweitert werden kann. Die Spiegelung eines vorgegeben Stroms ist nämlich nicht nur auf einen weiteren beschränkt, sondern kann auf viele ausgeweitet werden.

In unserer Schaltung können wir also beispielsweise zu dem Transistor (9 / 10 / 11), der den gespiegelten Strom führt, den elektrisch identischen Transistor (6 / 7 / 8) schalten; er wird sich genauso verhalten und einen ebenso großen Strom führen. Leiten wir diesen Strom durch dasselbe (linke) Messinstrument, so wird es immer doppelt so viel anzeigen wie das rechte. Wir können auf diese Weise leicht ein vielzähliges Ganzes des eingestellten Stroms erhalten. Bei ausgeführten integrierten Schaltkreisen kann man das allerdings noch einfacher erhalten, indem man einen Transistor mit einem, zwei oder noch mehr Emittoren ausstattet (Multiemittertransistor) oder die Emitterfläche entsprechend größer gestaltet als die des Transistors mit dem eingepprägten Strom. Die Kollektoren der Transistoren mit dem gespiegelten Strom müssen auch nicht miteinander verbunden sein, sondern können ihren Strom aus verschiedenen Schaltungsteilen aufnehmen, wodurch man eine große Flexibilität erhält.

14

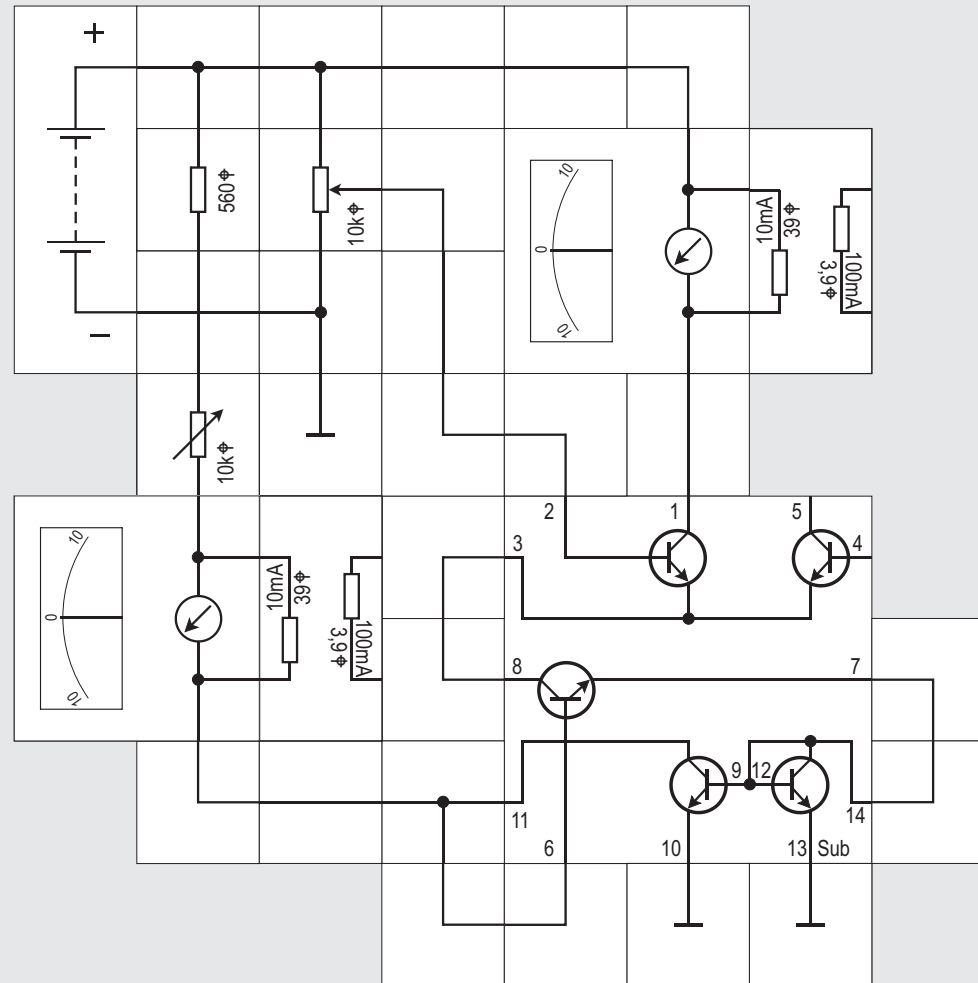




## Versuch 14

### Differenzverstärker mit Stromspiegel

Wir rüsten nun unsere Differenzverstärker - Stufe mit dem Stromspiegel aus und gestalten die Höhe des zu spiegelnden Stroms variabel. Sie ist mit dem  $10\text{ k}\Omega$  Regelwiderstand einstellbar und in ihrer maximalen Höhe durch den  $560\ \Omega$  Widerstand begrenzt. Mit dem linken Potentiometer können wir einen Eingang auf ein Potential zwischen Masse und der positiven Versorgungsspannung fest einstellen und durch Verändern der rechten Potentiometereinstellung sehen, wie sich die zwischen den beiden Kollektoren abgegriffene und mit dem Messinstrument angezeigte (Differenz-) Ausgangsspannung verhält. Wir können auch die Kollektorspannungen einzeln gegen Masse messen, um ein Gefühl dafür zu bekommen, welchen Strom wir mit dem Regelwiderstand einstellen sollten, damit die Transistoren symmetrisch schalten. Einen Austausch der Kollektorwiderstände gegen solche mit  $1,5\text{ k}\Omega$  sollten wir ebenfalls durchführen und die Messungen wiederholen.

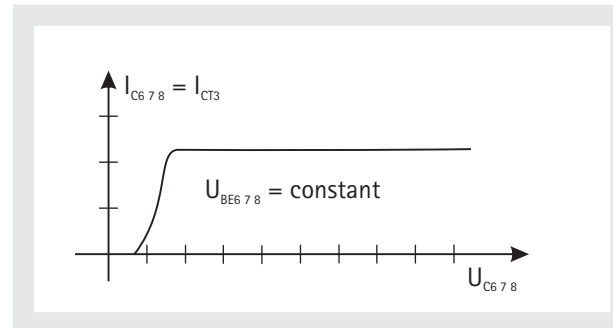


## Versuch 15

### Der Wilson Stromspiegel

Da sich allgemein bei einem Transistor sowohl  $U_{BE}$  als auch die Stromverstärkung  $\delta$  mit der Kollektor - Emitter - Spannung  $U_{CE}$  leicht verändern, ist bei unsrem Stromspiegel die Spiegelung nicht genau 1:1. Im Kennlinienfeld  $I_C$  über  $U_{CE}$  mit  $I_B$  als Parameter äußert sich das darin, dass die Kennlinien nicht exakt waagrecht verlaufen, sondern mit wachsender Spannung  $U_{CE}$  etwas ansteigen (s. Versuch 12). Eine Möglichkeit, diesen Effekt zu vermindern, wenn man bessere Spiegel benötigt, besteht darin, in die Emitterleitungen beider Transistoren gleich große niederohmige Widerstände (z. B. 560  $\Omega$ ) einzufügen, damit an ihnen ein paar Zehntel Volt entstehen. Leichte Veränderungen von  $U_{BE}$  mit  $U_{CE}$  sind dann vernachlässigbar.

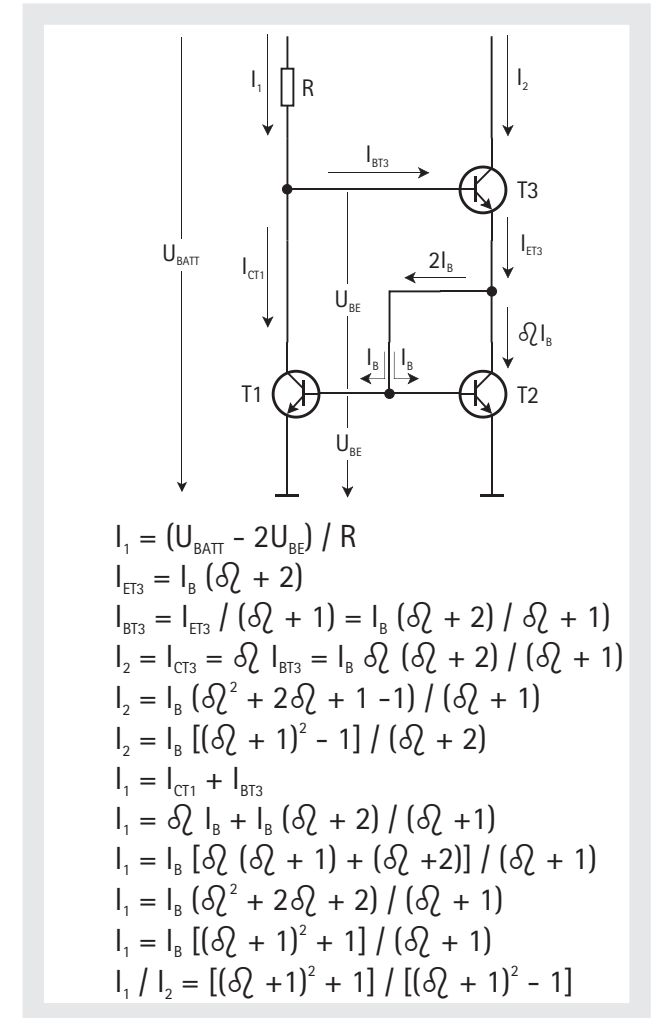
Eleganter ist eine Lösung mit einem dritten Transistor, wie sie Wilson vorgeschlagen hat: Der dritte Transistor muss nicht unbedingt elektrisch identisch mit den anderen beiden in der bekannten Spiegelanordnung sein; er ist in Kaskade zu dem ersten Transistor geschaltet und sorgt dafür, dass der Kollektor des zweiten auf festem Potential ( $2 \cdot U_{BE}$  über Masse) liegt. Als Ergebnis haben beide Transistoren

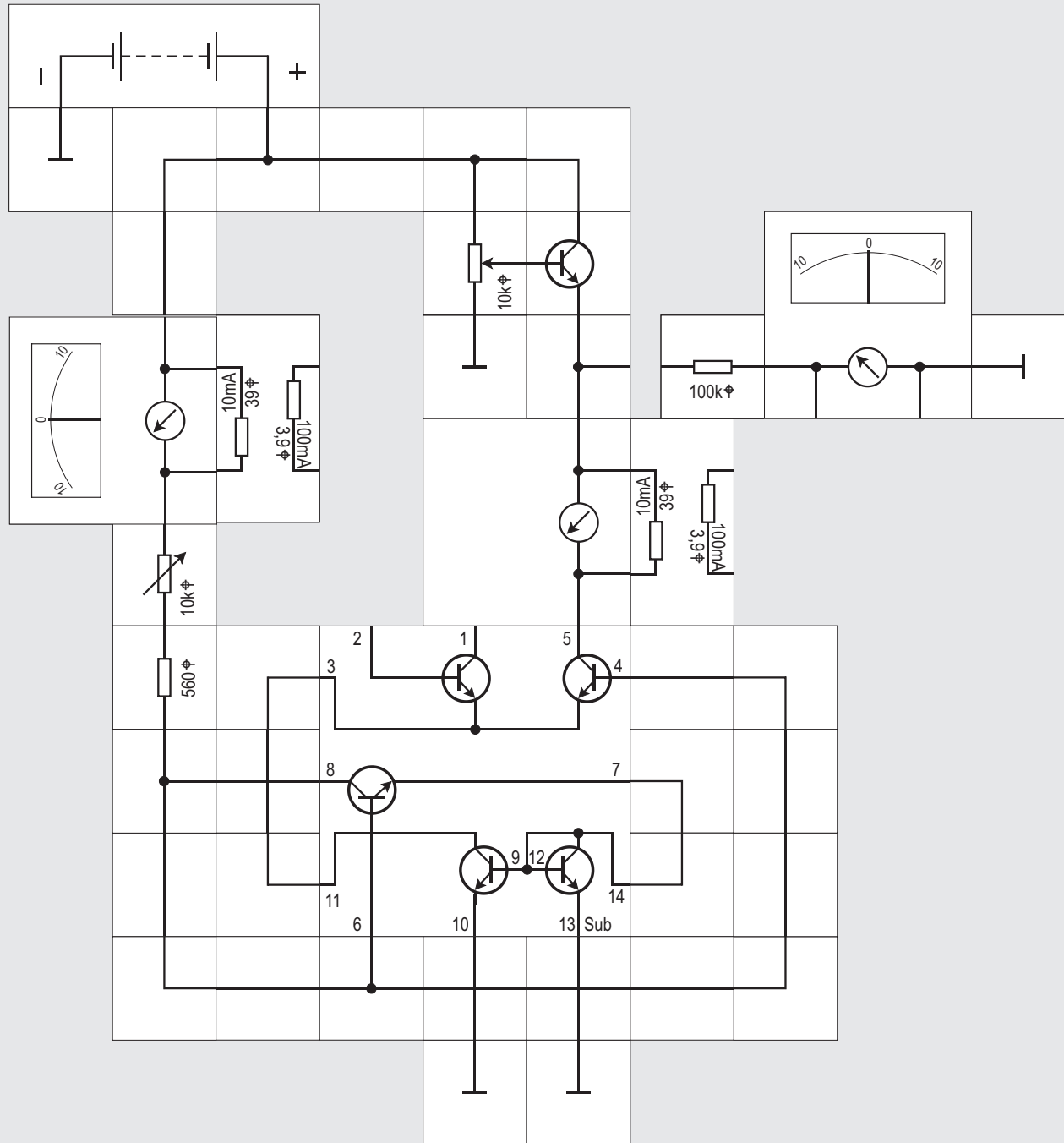


im eigentlichen Stromspiegel feste Kollektor - Emitter - Spannungsabfälle. Wir führen auch an diesem Stromspiegel die bisherigen Messungen durch und sehen, wie der gespiegelte Strom (rechtes Instrument) dem mit dem Regelwiderstand eingepprägten (linkes Instrument) folgt. Darüber hinaus bleibt er konstant, wenn wir mit dem Potentiometer die Spannung des Emitterfolgers verändern. Sie muss allerdings einen Mindestwert von ungefähr 1,4 V haben, damit der Stromspiegel überhaupt funktionieren kann.

Wir können unseren Differenzverstärker mit dem Wilson Stromspiegel kombinieren und uns von seinem Funktionieren überzeugen.

Die im Kasten stehende Rechnung zeigt, dass das Verhältnis  $I_1/I_2$  schon bei kleinem  $\delta$  sehr genau 1 ist. Bei einem  $\delta$  von 100 ist die Abweichung kleiner als 0,2 ‰.





## Versuch 16

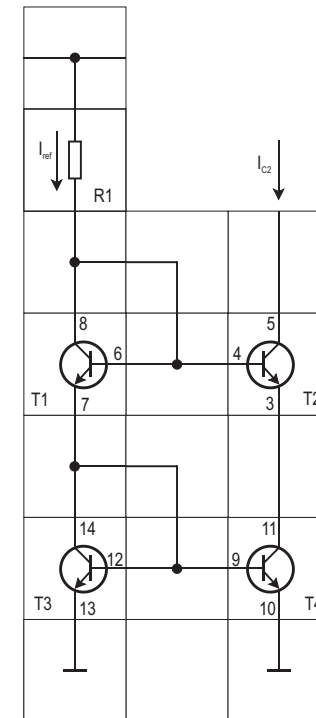
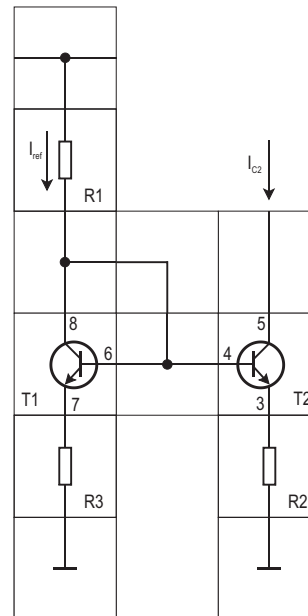
### Die Kaskodeschaltung

Wir kommen noch einmal auf die Widlar - Stromquelle des Versuchs 11 zurück und legen auch in die Emitterleitung des Transistors, bei dem die Basis mit dem Kollektor verbunden ist, einen Widerstand. Ohne dass wir es jetzt herleiten, liefert die Transistortheorie, dass der gespiegelte Strom bei genügend großen Widerständen ungefähr

$$I_{C2} = I_{ref} (R_3 / R_2)$$

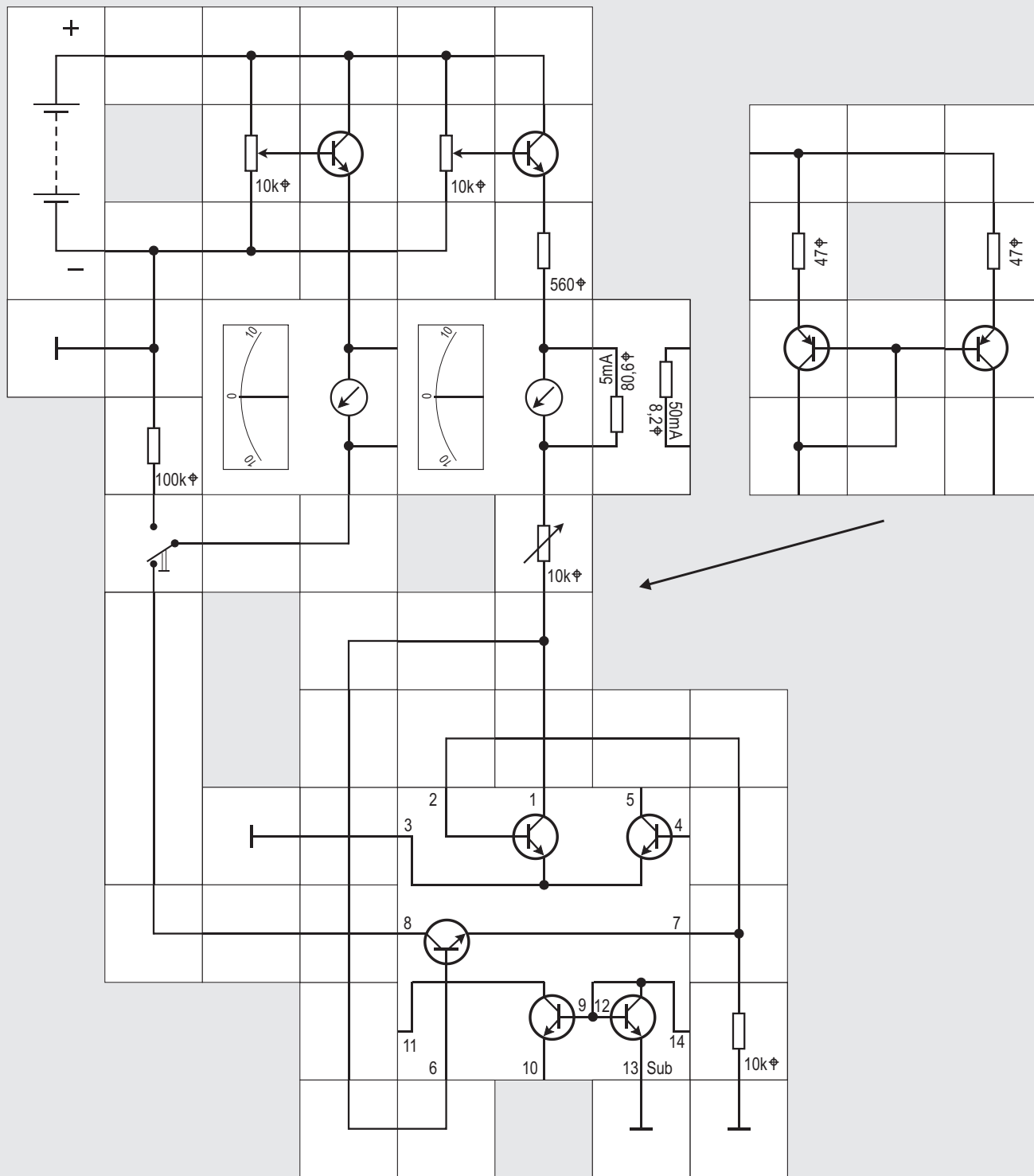
ist. Trotz gleicher Transistoren T1 und T2 ist es also möglich, den Referenzstrom  $I_{ref}$  und den gespiegelten Strom  $I_{C2}$  unterschiedlich groß zu machen.

Erheblich größere Stromquellenwiderstände erhalten wir, wenn wir das Widerstandspaar  $R_2 / R_3$  durch einen weiteren Stromspiegel ersetzen. Die Schaltung ist als KASKODE - Stromquelle bekannt; bei ihr wird der normale Ausgangswiderstand eines Transistors mit dem Stromverstärkungsfaktor  $\beta$  multipliziert und es lassen sich somit leicht Widerstände im Megohm - Bereich erreichen, die normalerweise in integrierten Schaltungen wegen des enormen Platzbedarfs nicht möglich sind. Wir lassen die Herleitung aus der Transistortheorie ebenfalls weg und überzeugen uns im Versuch von den Eigenschaften dieser aus vier Transistoren aufgebauten Schaltung. Mit dem  $10\text{ k}\Omega$  Einstellwiderstand legen wir den Re-



ferenzstrom fest, der vom linken Instrument angezeigt wird. Der gespiegelte Strom (rechtes Instrument) ist genauso groß, sobald mit dem Poti des Emitterfolgers mindestens 2 V Versorgungsspannung eingestellt sind. Erhöhen der Versorgungs-

spannung vergrößert den Strom am rechten Instrument nicht, ein Zeichen, dass die Konstantstromquelle den angestrebten sehr hohen Innenwiderstand hat.







## Versuch 17

### Kombinieren von Stromquellen

Alle unsere bisher vorgestellten Stromquellschaltungen haben noch einen kleinen Nachteil: Der zu spiegelnde Strom ist proportional zur Versorgungsspannung. Wenn zum Beispiel eine Schaltung zwischen 30V und 10V Versorgungsspannung funktionieren soll, so ändert sich beim einfachen Stromspiegel der eingepreßte Strom im Verhältnis 3:1, die Verlustleistung aber im Verhältnis 9:1, was für integrierte Schaltungen nicht akzeptierbar ist. Der Widlar Stromspiegel aus Versuch 11 ist durch die logarithmische Abhängigkeit besser (s. Diagramm dort), aber auch nicht völlig unabhängig von der Änderung der Versorgungsspannung.

Wenn wir noch einmal den Wilson Stromspiegel aufbauen und bei ihm den als Diode geschalteten Transistor durch einen Widerstand  $R_2$  ( $10\text{ k}\Omega$ ) ersetzen, so wird der durch  $R_1$  ( $560\text{ }\Omega + 10\text{ k}\Omega$  einstellbar) ein-

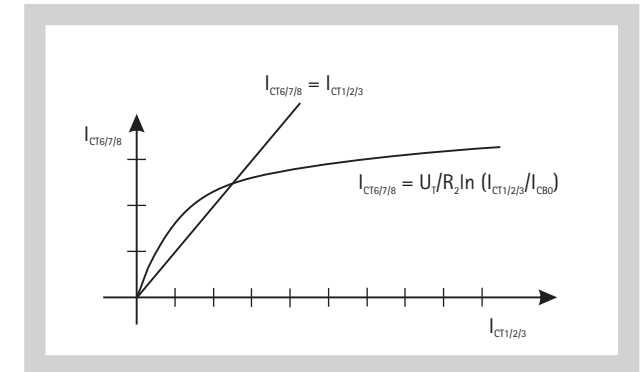
geprägter Strom gezwungen, durch  $T_{1/2/3}$  zu fließen. Damit das passiert, muss Transistor  $T_{6/7/8}$  den Widerstand mit so viel Strom speisen, dass an ihm  $U_{BE}$  abfällt. Wenn wir die Basisströme vernachlässigen, ist dieser Strom gleich  $I_{ET6/7/8}$  und damit gleich  $I_{CT6/7/8}$ . Da an  $R_2$  die Spannung  $U_{BE}$  abfällt, ist  $I_{CT6/7/8} = U_{BE}/R_2$ . Den Zusammenhang zwischen  $U_{BE}$  und  $I_C$  eines Transistors ( $T_{1/2/3}$ ) liefert uns die Transistor-Theorie (Kasten Versuch 11):

$$I_{CT1/2/3} = I_{CBO} \cdot \exp(U_{BE1/2/3} / U_T).$$

$U_{BE1/2/3}$  für  $U_{BE}$  in die vorletzte Gleichung eingesetzt und umgestellt ergibt die bekannte logarithmische Abhängigkeit der Ströme (siehe Diagramm):

$$I_{CT6/7/8} = U_T / R_2 \cdot \ln(I_{CT1/2/3} / I_{CBO})$$

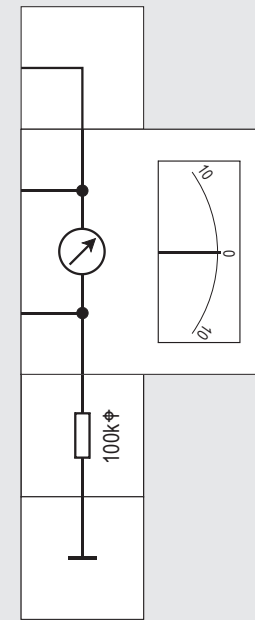
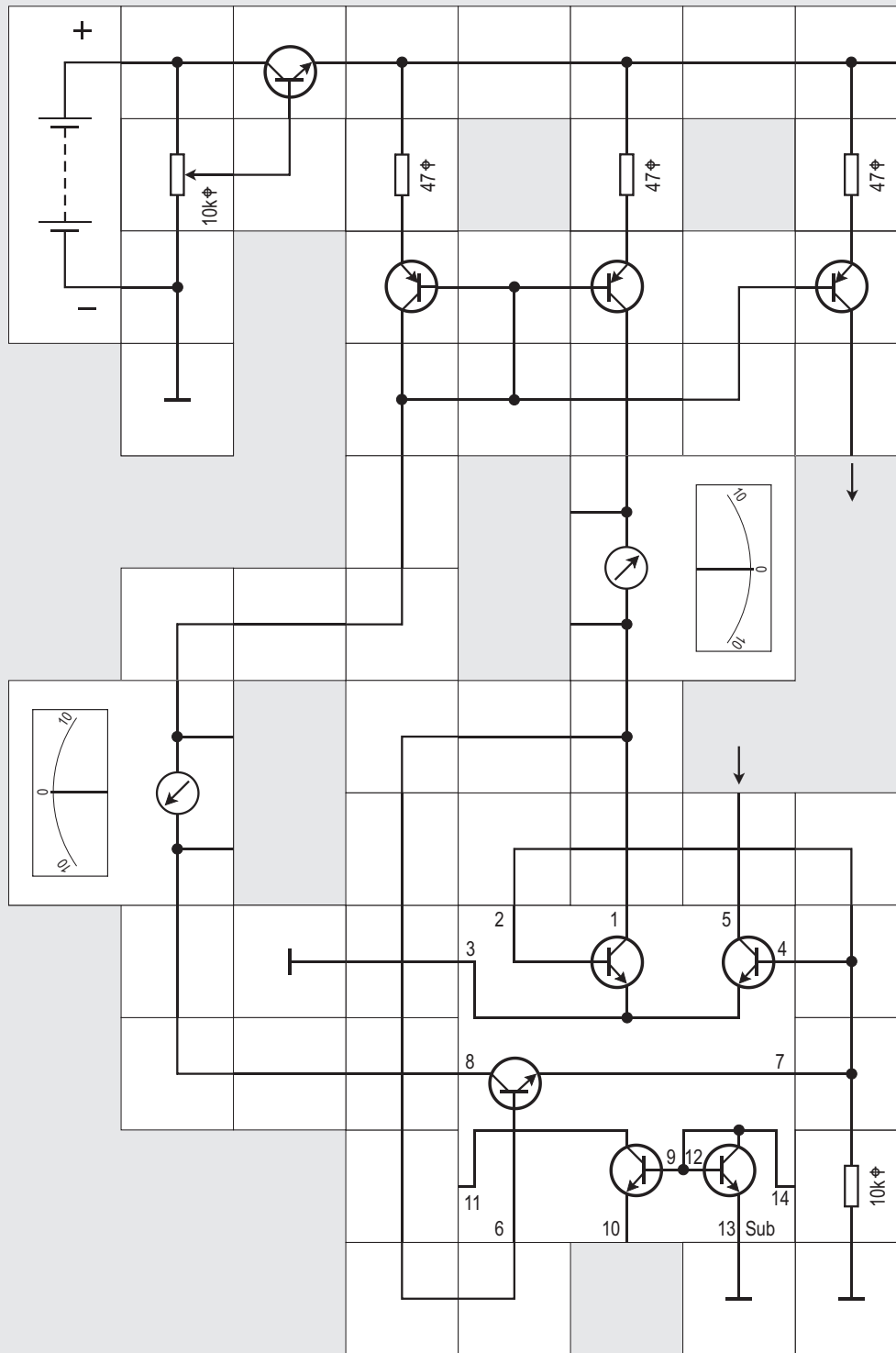
In unserem Versuchsaufbau zeigt das rechte Instrument den mit dem Einstellwiderstand  $10\text{ k}\Omega$  festgelegten Strom an. Das linke Instrument zeigt bei »Um-schalter unten« den »gespiegelten« kleineren Strom an; er folgt dem eingestellten, ist aber nahezu unabhängig von der mit dem linken Poti veränderbaren Versorgungsspannung des linken Transistors, die über einen Emitterfolger zugeführt wird. Die Spannung wird mit dem linken Instrument und »Um-schalter oben« angezeigt. Die Spannung des rechten Transistors ist ebenfalls über einen Emitterfolger zugeführt und mit dem rechten Poti einstell-



bar. Verändern wir sie, erkennen wir, dass vorgegebener und »gespiegelter« Strom sich ebenfalls verändern. Wir haben also noch keine Verbesserung erreicht. Die kommt erst dadurch im nächsten Versuch zustande, wenn der Widerstand  $R_1$  durch einen einfachen Stromspiegel, allerdings mit pnp-Transistoren aufgebaut ersetzt wird und wir damit die Gleichheit

$$I_{CT6/7/8} = I_{CT1/2/3}$$

erzwingen. Im Diagramm ergibt das eine Gerade, die die Kennlinie des Wilson-Spiegels in zwei möglichen Arbeitspunkten der Anordnung schneidet. Das Arbeiten im Nullpunkt ist instabil und wird oft zusätzlich durch eine Anlaufschaltung verhindert. Der verbleibende Arbeitspunkt ist von der Versorgungsspannung unabhängig.



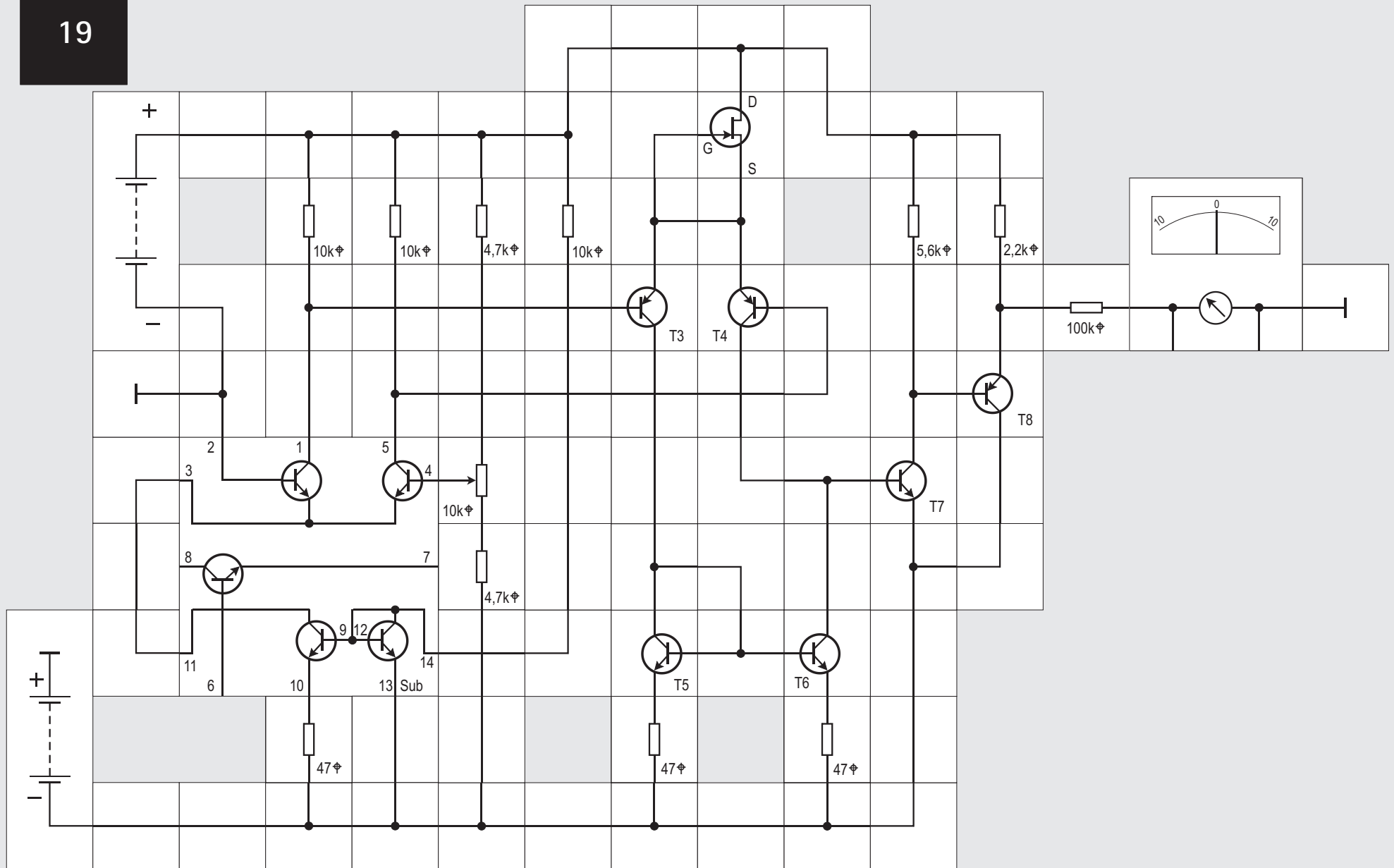


## Versuch 18

### Eine selbstregelnde Stromquelle

Zum Aufbau der eben entwickelten Schaltung verwenden wir 47  $\Phi$  Emitterwiderstände, weil uns keine elektrisch identischen pnp - Transistoren auf einem Transistor - Array zur Verfügung stehen. Ab einer relativ kleinen Mindestspannung (circa 1,5 V), die wir mit dem Potentiometer einstellen und mit dem rechten Instrument messen können, arbeitet die Schaltung in der beschriebenen Weise. Bei Erhöhung der Versorgungsspannung auf 8,3 V ändern sich weder der eingepreßte noch der gespiegelte Strom kaum noch. Durch den weiteren npn - Spiegeltransistor  $T_{3/4/5}$  sowie einen weiteren pnp - Transistor mit 47  $\Phi$  Emitterwiderstand können zusätzliche Spiegelströme, die sich genauso verhalten, für andere Schaltungsteile abgenommen werden.

Wir schließen damit die Ausführungen über Stromquellen und -spiegel ab und wollen im nächsten Versuch sehen, was auf die Eingangsstufe eines Operationsverstärkers folgt.





## Versuch 19

### Aufbau eines Operationsverstärkers

In unseren bisherigen Versuchsaufbauten haben wir uns auf die Eingangsstufe des Operationsverstärkers, den Differenzverstärker, beschränkt und den Übergang zur unsymmetrischen Signalführung noch nicht angegeben. Letztendlich soll ja die Dif-

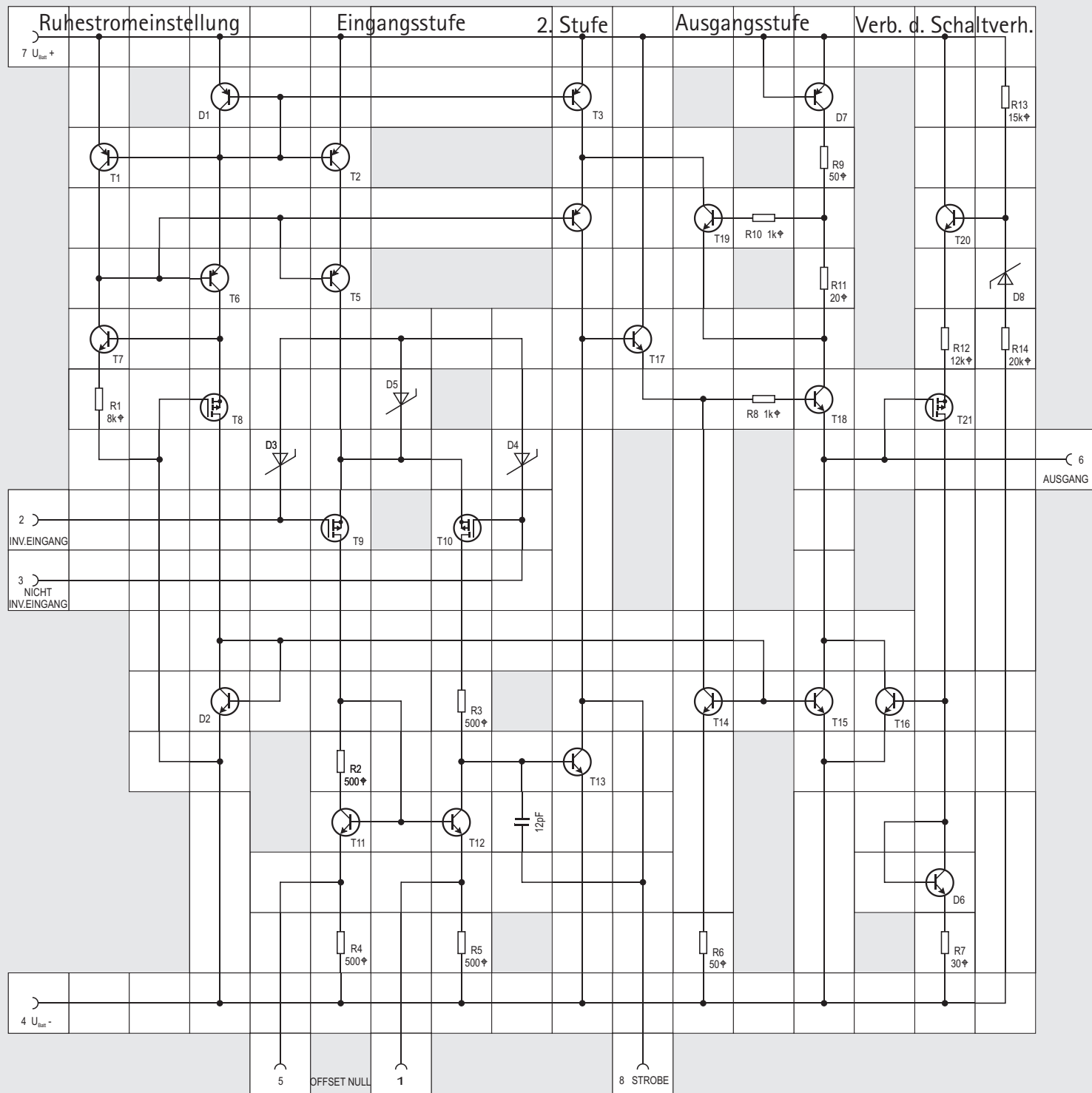
ferenz zweier Eingangssignale sehr hoch verstärkt als Ausgangssignal gegen das Bezugspotential (Masse) abgegeben werden.

Wir wollen nun sehen, was man mit dem Ausgangssignal der ersten Stufe weiter machen kann. Es steht als verstärktes Differenzsignal an den Kollektoren der npn-Transistoren, welche auf eine Widlar-Stromquelle arbeiten zur Verfügung; allerdings ist die Verstärkung noch nicht hoch genug. Es bietet sich an, eine weitere Differenzverstärkerstufe folgen zu lassen. Diesmal in umgekehrter Polarität mit pnp-Transistoren (T3 und T4). Normalerweise würde man als gemeinsamen Emitterwiderstand einen Stromspiegel mit pnp-Transistoren wählen, aus Aufwandsgründen ist hier jedoch die bekannte Stromquelle mit dem selbstleitenden FET eingebaut, auch ein einfacher Widerstand wäre möglich. Bei der Herstellung integrierter Transistorschaltungen versucht man generell nur mit npn-Transistoren oder als Erweiterung nur mit bipolaren Transistoren (also beispielsweise keine FETs) auf dem Siliziumkristall auszukommen, da andernfalls weitere Diffusionsvorgänge nötig wären, was die Ausbeute verkleinern und die Schaltung verteuern würde.

Die zweite Stufe arbeitet nun nicht wie die erste auf Kollektorwiderstände, sondern auf einen weiteren Stromspiegel, aufgebaut mit npn-Transistoren. Da

wir kein weiteres Array mit identischen Transistoren haben, sind 47  $\Phi$  Widerstände in die Emitterleitungen eingefügt, um mögliche Transistor-Toleranzen auszugleichen. Die beiden Transistoren T5 und T6 bilden eine Stromspiegellast, die einen sehr trickreichen Übergang zur folgenden unsymmetrischen Ausgangsstufe mit einem npn- und einem pnp-Transistor (T7 und T8) erlaubt. T6 spiegelt den Kollektorstrom von T3, es steht somit der gesamte Differenzstrom von T3 und T4, also  $I_{CT4} - I_{CT3}$  als Basisstrom für T7 zur Verfügung. Dieser Teil der Verstärkerschaltung T3 bis T7 besteht nur aus Transistoren und ist deswegen für eine integrierte Schaltung sehr gut geeignet. Die Ausgangsstufe wollen wir aus Aufwandsgründen ebenfalls wieder einfach halten: Auf T7 folgt der als Emitterfolger arbeitende Transistor T8.

Ein Eingang des Verstärkers ist fest an Masse gelegt, der andere lässt sich mit dem Potentiometer verändern. Das Messinstrument zeigt das Ausgangssignal an. Wir werden bemerken, dass es uns kaum gelingen wird, das Potentiometer so einzustellen, dass das Instrument 0 V anzeigt; der Verstärker hat wegen seiner jetzt sehr hohen Verstärkung einen extrem schmalen Umschaltbereich und wird sehr leicht übersteuert. Er gibt dann entweder das positive oder das negative Versorgungspotential ab.





## Versuch 20

### Ein kompletter Operationsverstärker

Der umfangreiche Versuchsaufbau zeigt die mit Lectron Bausteinen ausgeführte Schaltung eines käuflichen Operationsverstärkers. Wir besitzen keine elektrisch identischen Transistoren, so dass wir sie gar nicht erst aufbauen, sondern uns auf ihre Beschreibung beschränken. Die Schaltung hat fünf Stufen:

#### Ruhestrom- und Vorspannungseinstellung

Der Ruhestrom aller Stufen (die letzte ausgenommen) hängt vom Strom durch R1 ab. Die Schaltung sorgt dafür, dass der Strom durch D1, T6, T8 und D2 konstant bleibt. D1 hat die Spiegeltransistoren T1, T2 und T3. Wir können D1 als Fühler des T6 Emitterstroms auffassen, der automatisch über T1 den Basisstrom von T6 anpasst und damit den Strom durch T6, T8 und D2 konstant hält. Die Basisströme von T2 und T3 sind ebenfalls durch den konstanten D1 Strom festgelegt. D2 bestimmt den Strom in seinen Spiegeltransistoren T14 und T15.

#### Eingangsstufe mit Verstärkung 10

Die Eingangsstufe besteht aus den beiden p-Kanal

MOSFETs T9 und T10, welche auf den Stromspiegel T11 und T12 mit den Widerständen R2 bis R5 als Last arbeiten. Der Stromspiegel setzt das symmetrische Signal auf ein unsymmetrisches um und liefert dabei den Basisstrom für T13 (zweite Stufe). Der OFFSET - ABGLEICH (Einzelheiten im nächsten Versuch) geschieht mit einem  $10\text{ k}\Omega$  Poti über die Anschlüsse 1 und 5, Schleifer an 4. Die als Kaskode geschalteten Transistoren T2 und T5 sind die Konstantstromquelle der Eingangsstufe. Die Stufe kann Signale verarbeiten, welche  $0,5\text{ V}$  unter dem negativen Versorgungspotential liegen. Die Dioden D3 bis D5 schützen die Oxidschicht der MOSFETs vor Durchschlag bei statischer Aufladung.

#### Zweite Stufe mit Verstärkung 10 000

Die zweite Stufe besteht aus dem Transistor T13 mit den als Kaskode geschalteten Transistoren T3 und T4 als Last. Sie hat den größten Anteil an der hohen Gesamtverstärkung. Wenn der STROBE - Eingang (Details im übernächsten Versuch) an Stift 4 gelegt wird, geht der Ausgang 6 ebenfalls auf Stift 4 - Potential.

#### Ausgangsstufe mit Verstärkung 1

Der Ruhestrom der Ausgangsstufe, welche aus den Emitterfolgern T17 und T18 besteht, wird durch die zu D2 gehörenden Spiegeltransistoren T14 und T15 bestimmt. Bei hohem Ausgangspotential liefert T18

(über D7, R9, R11) den Ausgangsstrom; für aufzunehmenden Strom bei tiefem Potential ist T16 zuständig. Er ist als Spiegel zu D6 und R7 geschaltet, welche von T21, R12 und T20 gespeist werden. Der Strom durch R13, Zenerdiode D8 und R14 bestimmt die T20 - Basisspannung.

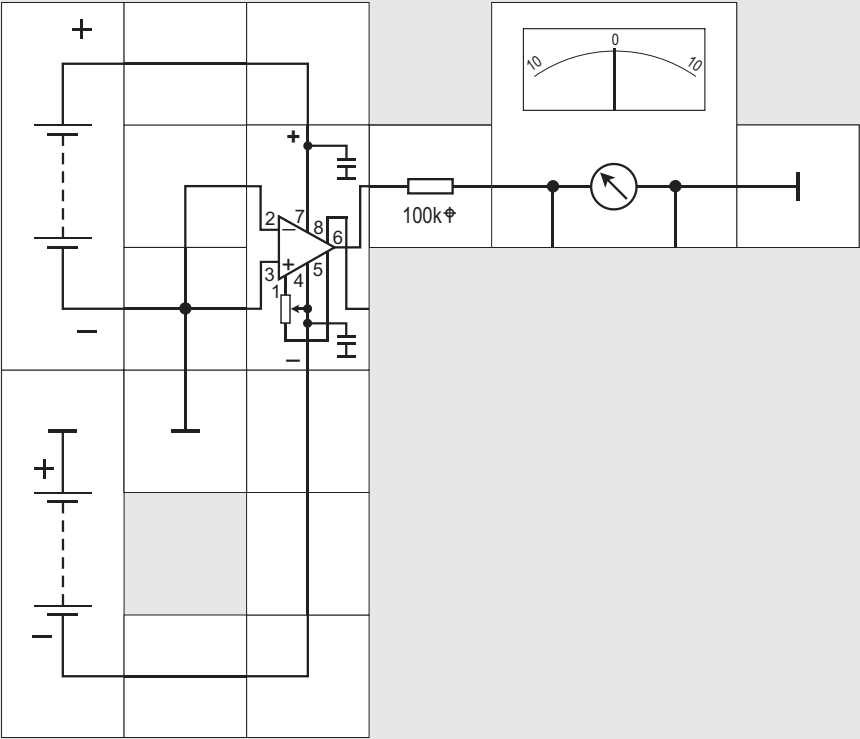
T19 dient zum Schutz des Ausgangs bei Kurzschluss: Der Spannungsabfall an R11 wird dann so groß, dass T19 den relativ kleinen Strom von T4 direkt zum Ausgang leitet und damit die Ansteuerung von T17 und T18 nimmt.

#### Stufe zur Verbesserung des Schaltverhaltens

Zur Erklärung ihrer Funktion nehmen wir an, dass der Ausgang 6 potentialmäßig genau in der Mitte zwischen  $V+$  (7) und  $V-$  (4) liegt. Wenn das Ausgangspotential fallen soll, sinkt zunächst das T13 Kollektorpotential unter seinen Ruhepegel und über T17 und T18 auch das Ausgangspotential, welches zugleich das T21 Gatepotential ist. T21 leitet dadurch besser und T16 bekommt mehr Basisstrom über T20, R12 und T21. Als Folge davon nimmt T16 mehr Strom vom Ausgang auf, und zwar unabhängig von der Ausgangslast.

Die angegebene Schaltung ist die des Operationsverstärkers CA3140, dem Hauptbestandteil des Lectron Funktionsbausteins, den wir für alle folgenden Versuche einsetzen werden.

21

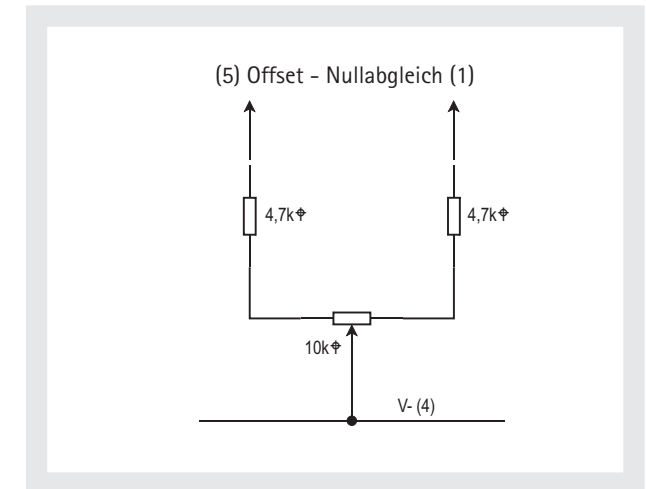




Die Gates sind extrem hochohmig gegenüber dem Rest der Schaltung und damit empfindlich gegen statische Aufladung; der Eingangswiderstand beträgt 1,5 Teraohm. Obwohl Schutzdioden vorhanden sind, sollte man sich immer durch Anfasen der Grundplatte entladen bevor man den Baustein anfässt und vermeiden, die Kontaktplättchen der Eingänge zu berühren.

Sechs der acht Anschlüsse sind auf Kontaktplättchen geführt, hinzu kommt noch der Masseanschluss, der mit dem Bodenplättchen verbunden ist. Die beiden nicht herausgeführten Anschlüsse 1 und 5 dienen zum sogenannten OFFSET - Abgleich: Trotz der sehr engen Nachbarschaft auf dem winzigen Siliziumkristall sind die elektrischen Eigenschaften der Transistoren und Widerstände nicht absolut gleich. Man bemerkt das, wenn man beide Eingänge an dasselbe Potential (im Versuch Masse) legt, die Potentialdifferenz ist dann Null und der Ausgang sollte in der angegebenen Schaltung ebenfalls 0 V abgeben. Im Allgemeinen wird das aber nicht der Fall sein, das Instrument wird eine von Null verschiedene Spannung anzeigen.

Im Funktionsbaustein ist zwischen die Anschlüsse 1 und 5 ein  $10\text{ k}\Omega$  Poti geschaltet, dessen Abgriff mit der negativen Versorgungsspannung  $V^-$  (4) verbunden ist. Das Poti kann nun mit Hilfe eines kleinen

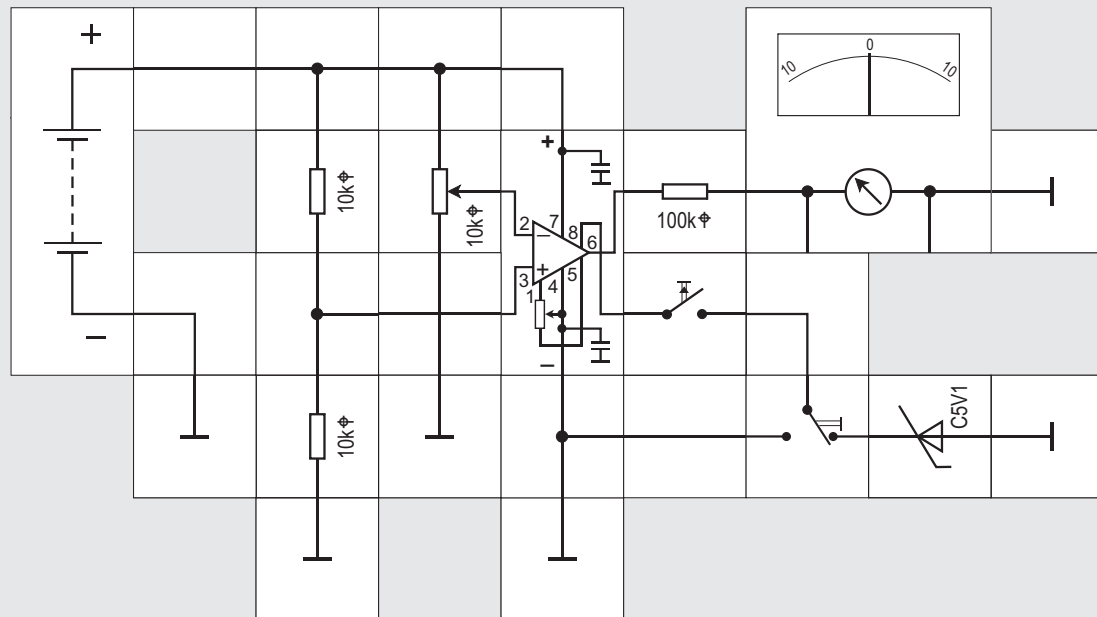


Schraubendrehers durch das Loch der Deckplatte so eingestellt werden, dass der Ausgang die gewünschten 0 V abgibt. Wir verändern dabei etwas den Wert der beiden verstärkerinternen  $500\text{ }\Omega$  Widerstände  $R_4$  und  $R_5$ . Weil für diesen empfindlichen Abgleich nicht der ganze Einstellbereich des Potis benötigt wird, gibt es in Reihe zu seinen festen Anschlüssen jeweils einen  $4,7\text{ k}\Omega$  Widerstand, der das Einstellen erleichtert (siehe Abbildung). Aus Platzgründen sind diese Widerstände nicht auf der Deckplatte abgebildet, genauso wie auch die Werte der beiden Abblockkondensatoren von  $0,1\mu\text{F}$  für die Versorgungsspannungen gegen Masse fehlen.

## Versuch 21

### Offsetabgleich beim Funktionsbaustein

Die im letzten Versuch beschriebene integrierte Schaltung befindet sich in einem 8-poligen DIL - Baustein und ist Hauptbestandteil des Lectron Funktionsbausteins. Aus dem Stromlaufplan ist zu erkennen, dass die Eingänge direkt auf die Gates von p - Kanal - MOSFET - Transistoren geführt sind.





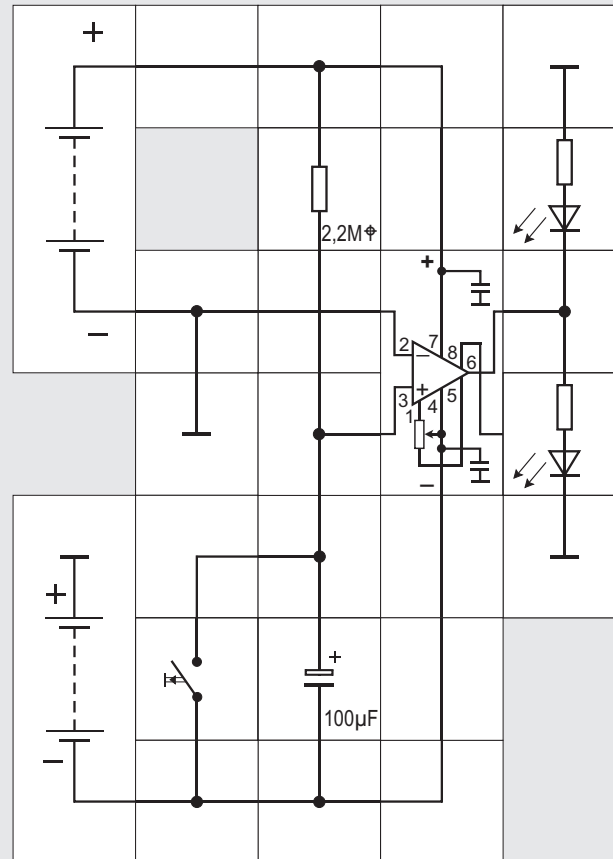
## Versuch 22

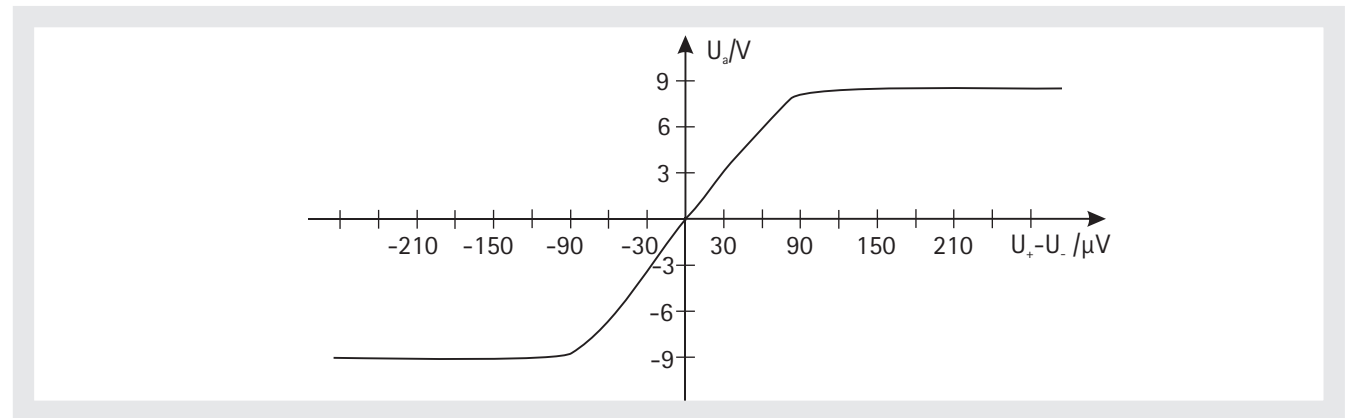
### Die Strobe - Funktion

Der Operationsverstärker besitzt einen sogenannten STROBE - Eingang, Stift 8, dessen Funktion wir nun ergründen wollen. In dem Schaltbild (Versuch 20) sieht man, dass über den Strobe - Eingang der Kollektor von T13 direkt zugänglich ist. Das T13 - Kollektor - Potential bestimmt andererseits auch über die beiden Emitterfolger T17 und T18 das Aus-

gangspotential; es ist  $U_{AH} = U_{T13} - 2U_{BE}$ . Will man also vom Ausgang beispielsweise eine 5 V - Schaltkreisfamilie, wie z. B. TTL, ansteuern, wäre das Ausgangspotential von 8 - 9 V viel zu hoch. Abhilfe schafft hier eine 6,2 V Zenerdiode oder die Lectron 5,1 V Zenerdiode, die das hohe Ausgangspotential auf 4,8 bzw. 3,7 V begrenzen.

In unserem Versuchsaufbau ist zunächst zu erkennen, dass der Operationsverstärker auch mit nur einer Versorgungsspannung betrieben werden kann. Er verarbeitet ja Eingangsspannungen, welche 0,5 V kleiner als das Versorgungspotential  $V_{+}$  sein dürfen. Der + Eingang ist über den Spannungsteiler auf die halbe Versorgungsspannung fixiert, an den - Eingang legen wir mit Hilfe des Potis eine veränderbare Spannung. Ist sie größer als 4,5 V, gibt der Ausgang nahezu Massepotential ab, ist sie kleiner springt er auf fast Versorgungspotential  $V_{+}$ . Betätigen wir nun die Taste bei eingeschalteter Zenerdiode (Umschalter rechts), so sehen wir am Instrument den Unterschied in der hohen Ausgangsspannung. Wir können mit dem Umschalter auch das Potential der Versorgungsspannung  $V_{-}$  (in diesem Fall Massepotential) an den Strobe - Eingang legen. Dann gibt der Ausgang immer Massepotential ab, der Operationsverstärker ist mit Tastendruck sozusagen abgeschaltet.





## Versuch 23

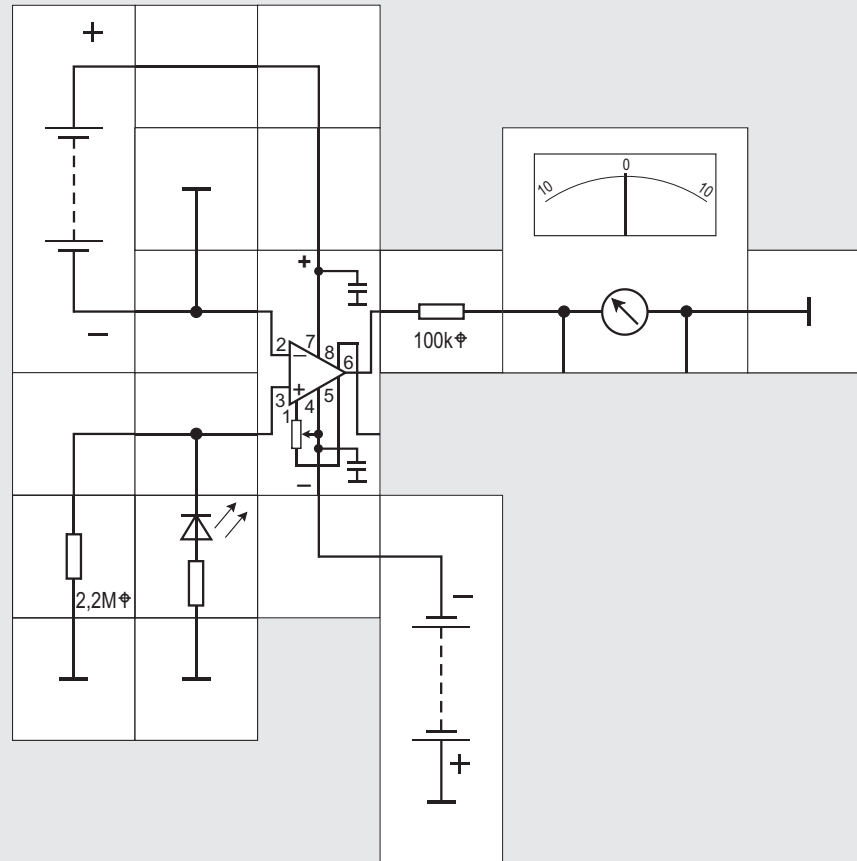
### Überwachung einer Kondensatorladung

Die extrem hochohmigen Eingänge des Operationsverstärkers erlauben es uns, einfache Zeitschaltungen aus Widerstand und Kondensator mit großer Zeitkonstante aufzubauen, also hochohmige Widerstände und große Kapazitäten zu verwenden. Als Beispiel nehmen wir eine Einschaltverzögerung mit  $R = 2,2 M\Omega$  und  $C = 100\mu F$ . Der Kondensator wird mit Tastendruck entladen, lässt man die Taste los, beginnt die Ladung. Der - Eingang ist Referenzeingang, er ist an Masse gelegt. Der + Eingang ist mit dem Kondensator verbunden, sein Potential ist bei leerem Kondensator  $-9 V$ . Der Ausgang ist

wegen der sehr hohen Verstärkung in der Sättigung und gibt ebenfalls  $-9 V$  ab, weswegen die obere Leuchtdiode leuchtet. Der Kondensator lädt sich langsam auf und wir müssen schon einige Minuten warten, bis sein positiver Anschluss das Massepotential erreicht, die obere Leuchtdiode erlischt und die untere zu leuchten anfängt. Nur in diesem Umschaltbereich arbeitet der Operationsverstärker für ganz kurze Zeit im linearen Bereich. Anschließend ist er wieder in der Sättigung und gibt knapp  $8 V$  Ausgangsspannung ab. Mit Tastendruck können wir den Kondensator wieder entladen und das Spiel von Neuem beginnen lassen.

Die Skizze zeigt die Übertragungskennlinie des Operationsverstärkers.

24



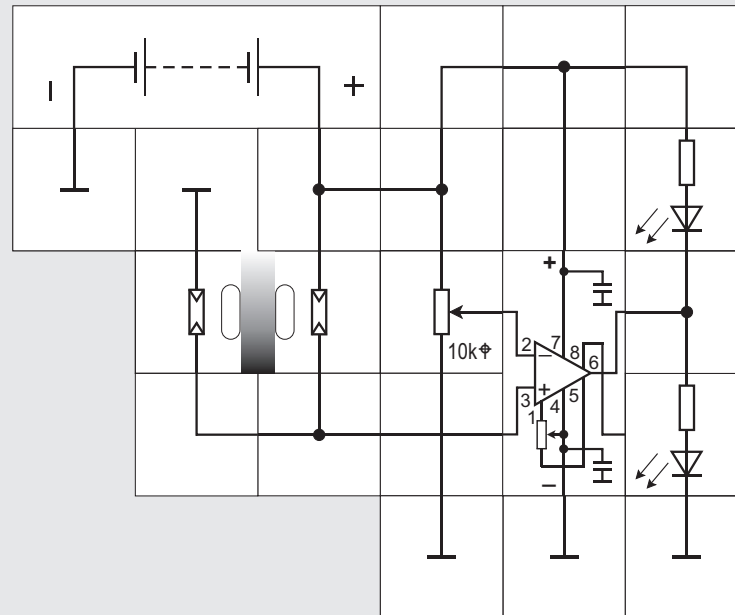


## Versuch 24

### Ein empfindlicher Fotoverstärker

In einem weiteren Versuch wollen wir zeigen, dass eine Leuchtdiode bei Stromdurchgang nicht nur leuchtet, sondern auch der umgekehrte Vorgang bei ihr möglich ist: Wenn man sie beleuchtet, gibt sie eine winzige Spannung ab, die wir mit unserer Komparator - Schaltung nachweisen wollen. Eine rote LED (sie kann ruhig einen Vorwiderstand besitzen) wird dazu in Sperrrichtung zwischen den + Eingang und Masse gelegt; sie arbeitet auf einen  $2,2\text{ M}\Omega$  Widerstand als Last. Der - Eingang liegt als Referenz ebenfalls an Masse. Bei beschatteter LED stellen wir mit dem Offset - Null- Abgleich das interne Poti möglichst nah am Umschaltpunkt so ein, dass der Operationsverstärker gerade noch tiefes Ausgangspotential abgibt. Lassen wir dann volles Sonnenlicht auf die LED fallen oder beleuchten sie mit einer starken Taschenlampe, so gibt die LED - Anode positives und die Katode negatives Potential ab, das ausreicht, den Komparatorausgang in die positive Sättigung zu bringen, was vom Instrument angezeigt wird. Eine auf höhere Energieabgabe konstruierte Diode, die nach dem gleichen Prinzip arbeitet, ist die Solarzelle.

25







## Versuch 25

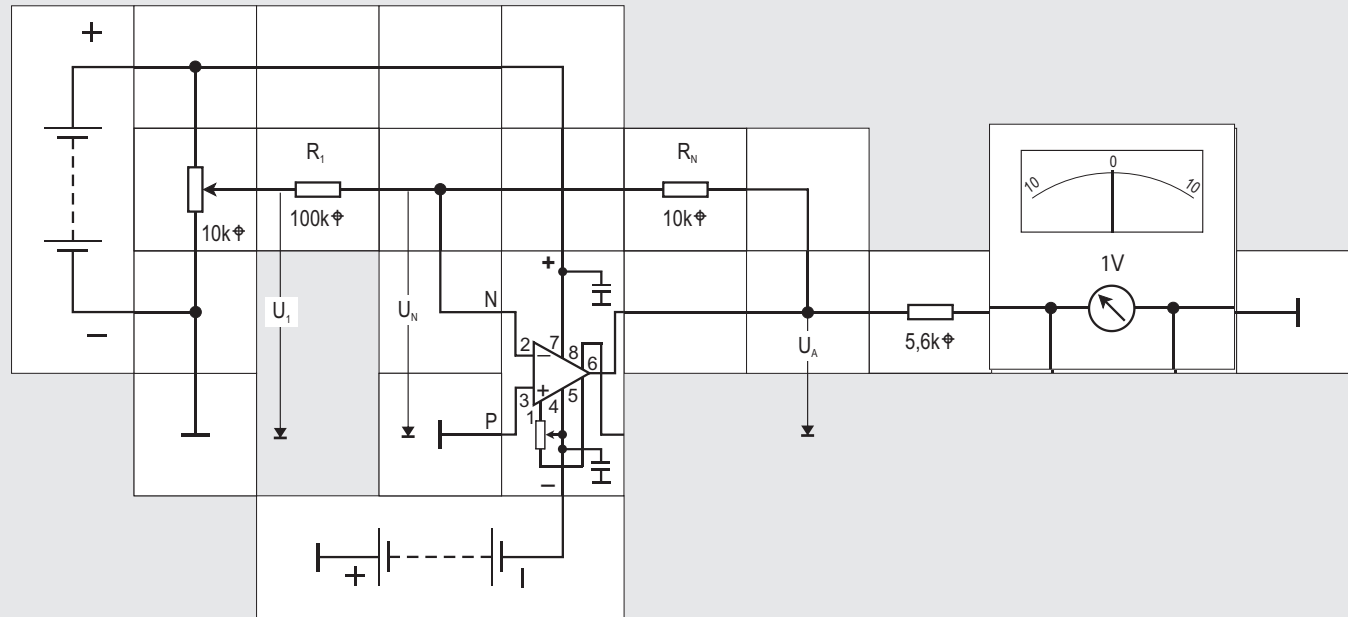
### Differenzverstärker mit Fotowiderständen

Wenn man aus zwei Fotowiderständen einen Spannungsteiler aufbaut, an die Versorgungsspannung von 9 V anschließt und beide Widerstände gleichmäßig stark beleuchtet, so werden sich zwar die Absolutwerte der beiden Widerstände vom Dunkelwiderstand  $15\text{ k}\Omega$  erniedrigen, der Spannungsteilerabgriff wird aber weiterhin das Potential der halben Versorgungsspannung beibehalten. Das Potential wird sich allerdings ändern, wenn die Fotowiderstände verschieden stark beleuchtet werden. Diese Eigenschaft kann man ausnutzen, um beispielsweise eine Ansteuerschaltung für eine Nachführsteuerung aufzubauen; damit kann eine Solarzelle so ausgerichtet werden, dass trotz wandernder Sonne die Einstrahlung immer senkrecht auf die Zelle erfolgt. Vor beide Fotowiderstände bauen wir einen schma-

len Pappstreifen, dessen Schatten ungefähr so breit ist wie der Abstand der beiden Öffnungen in den Kästchen (siehe Foto Seite 5). So lange die Sonne genau von vorn auf den Streifen fällt, beschattet er beide Fotowiderstände nur ganz wenig und gleich stark. Mit wandernder Sonne wandert auch der Schatten und ein Widerstand wird stärker beleuchtet als der andere, wodurch sich das Potential des Teilerpunktes verschiebt. Vergleichen wir nun dieses Potential mit dem am Potentiometer eingestellten Potential der halben Versorgungsspannung, so können wir herausfinden, in welche Richtung die Sonne gewandert ist und die ganze Anordnung kann durch Drehen wieder so ausgerichtet werden, dass beide Fotowiderstände gleichmäßig beschienen werden.

Die Auswertung der Potentialänderung geschieht mit dem Differenzverstärker. Am - Eingang 2 liegt das Vergleichspotential, am + Eingang 3 das Teilerpotential. Der Verstärker verstärkt die Differenz wieder so stark, dass der Ausgang 6 entweder ca 8 V abgibt, wenn Eingang 3 positiver ist als Eingang 2 oder 0 V, wenn Eingang 3 negativer ist als Eingang 2. Die beiden Leuchtdioden zeigen das Ausgangssignal an. Es kann weiter benutzt werden, um einem Motor, der die ganze Anordnung dreht, die Drehrichtung vorzugeben.

26





## Versuch 26

### Der «gebändigte» Operationsverstärker

In den drei letzten Versuchen haben wir den Operationsverstärker in der Betriebsart »Komparator« betrieben; in diesem einfachsten Fall werden die Eingangsspannungen direkt an seine beiden Eingänge gelegt, der Operationsverstärker bildet die Differenz der beiden Spannungen und verstärkt diese Differenz sehr stark. Es ergibt sich ein Verhalten, wie es die Übertragungskennlinie in Versuch 23 zeigt: Nur in einem äußerst kleinen Eingangsspannungsbereich von einigen Mikrovolt Differenzspannung ist die Ausgangsspannung proportional zur Eingangsdifferenz, danach geht der Operationsverstärker in den positiven oder den negativen Sättigungsbereich und kann deswegen als Komparator, der ein binäres Ausgangssignal liefert, eingesetzt werden.

Wir wollen nun ein häufig in der Schaltungstechnik angewandtes Mittel einsetzen, um die überaus hohe Verstärkung besser nutzen zu können, nämlich die GEGENKOPPLUNG. Sie liegt vor, wenn ein Teil des Ausgangssignals derart auf den Eingang zurückgeführt wird, dass es dem Eingangssignal entgegenwirkt. Unser Versuchsaufbau zeigt die ein-

fachste Möglichkeit, deren Wirkungsweise wir uns am ideal angenommenen Operationsverstärker (Eingangswiderstand und Verstärkung unendlich groß) klar machen wollen. Der + Eingang liegt fest an Masse, der - Eingang bekommt über den  $100\text{ k}\Omega$  Widerstand ( $R_1$ ) eine mit dem Poti einstellbare Spannung und gleichzeitig über den  $10\text{ k}\Omega$  Widerstand ( $R_N$ ) das Ausgangssignal zugeführt.

Legt man eine positive Spannung  $U_1$  an, so springt  $U_N$  auf den Wert

$$U_N = (R_N / R_N + R_1) \cdot U_1$$

weil im ersten Augenblick  $U_A = 0$  ist. Der Operationsverstärker verstärkt  $U_N$ , wobei die Ausgangsspannung  $U_A$  rasch auf negative Werte ansteigt, was wiederum  $U_N$  verkleinert.  $U_A$  ändert sich so lange, bis  $U_N$  praktisch Null - und damit gleich dem Potential am + Eingang - geworden ist. Es gilt nämlich, vorausgesetzt  $U_1$  ist so klein, dass der Verstärker nicht übersteuert wird:

$$U_N = -U_A / v,$$

mit Leerlauf-Verstärkung  $v$  gleich unendlich. Zur Berechnung der Ausgangsspannung  $U_A$ , bei der  $U_N = 0$  wird, wenden wir die Knotenregel auf den - Eingang N an und berücksichtigen, dass bei unserem als ideal angenommenen Verstärker kein Eingangsstrom fließt:

$$U_1 / R_1 + U_A / R_N = 0,$$

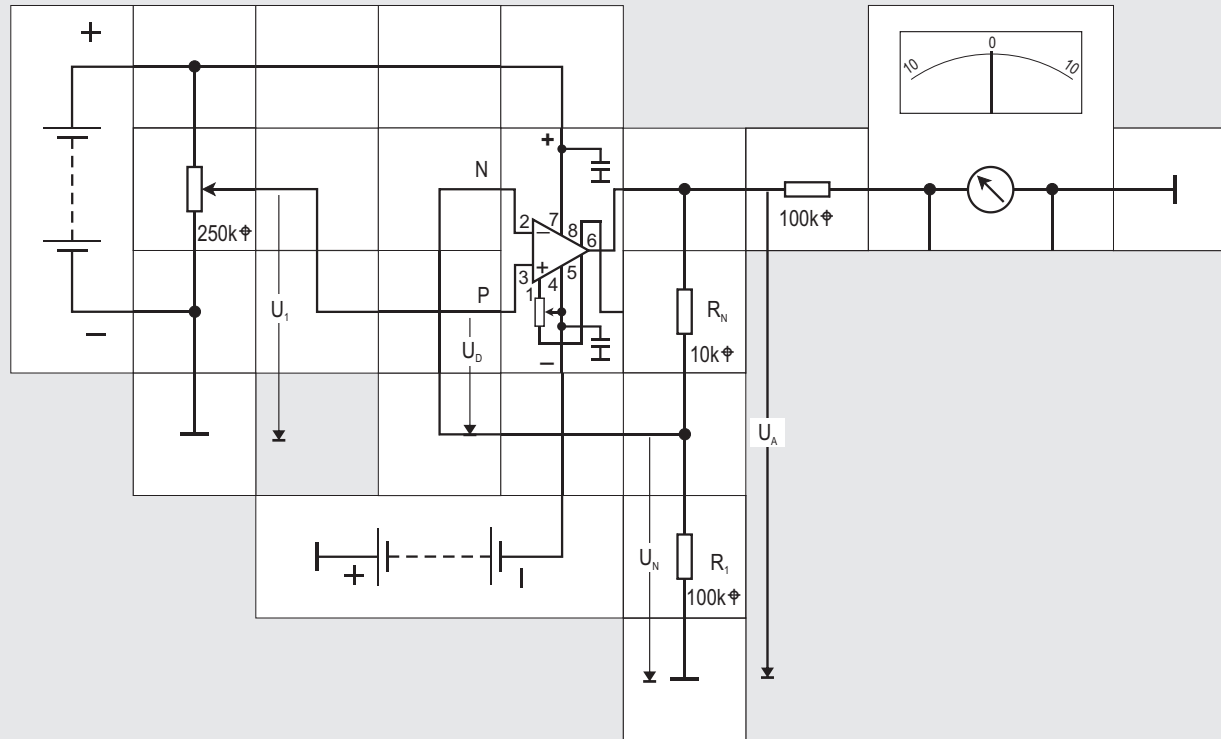
woraus folgt

$$U_A = - (R_N / R_1) \cdot U_1$$

Die Gegenkopplung sorgt also dafür, dass sich innerhalb des linearen Arbeitsbereichs des Verstärkers gerade eine Ausgangsspannung  $U_A$  so einstellt, dass  $U_N = 0$  (allgemein die Eingangsspannungsdifferenz  $U = U_p - U_N = 0$ ) wird. Die Spannungsverstärkung des gegengekoppelten Verstärker (engl.: closed loop gain) ist also nicht mehr unendlich groß, sondern wird ausschließlich durch die beiden Widerstände  $R_N$  und  $R_1$  bestimmt. Der Eingangswiderstand der Schaltung ist  $R_1$ , da der - Eingang N das gleiche Potential wie der + Eingang P hat, virtuell also an Masse liegt.

Durch Verändern der beiden Widerstände in dem UMKEHRVERSTÄRKER können wir also eine von uns gewünschte Verstärkung  $v' = R_N / R_1$  einstellen. Die Größe  $v / v' = g$  heißt SCHLEIFENVERSTÄRKUNG, sie kennzeichnet die Verbesserung fast aller Daten eines Verstärkers, wenn er gegengekoppelt wird. So wird beispielsweise (ohne dass wir es herleiten wollen) der Ausgangswiderstand des gegengekoppelten Verstärkers  $r_a' = r_a / g$  und damit sehr klein, hingegen vergrößert sich die Bandbreite auf  $B' = g \cdot B$ .

27





## Versuch 27

### Der Elektrometerverstärker

Es gibt noch eine andere Gegenkopplungsmethode als die im letzten Versuch angewandte. Der Aufbau zeigt, wie sie aussieht, und wir wollen ihre Eigenschaften herausfinden.

Wir legen wieder eine vom Poti gelieferte positive Eingangsspannung  $U_1$  an; ohne den  $10\text{ k}\Omega$  Widerstand  $R_N$  würde eine Eingangsspannungsdifferenz  $U_D = U_1$  auftreten und  $U_A$  auf hohe positive Werte ansteigen, wie wir das aus den Komparatorversuchen bereits kennen. Über  $R_N$  gelangt jedoch ein Teil der Ausgangsspannung auf den - Eingang N und verkleinert  $U_D$ , ein Zeichen für eine Gegenkopplung. Es ist  $U_A = v \cdot U_D$  und da  $v$  wieder unendlich groß ist, wird  $U_D = 0$ . Die Ausgangsspannung stellt sich also so ein, dass  $U_N = U_1$  wird.  $R_N$  und  $R_1$  bilden einen unbelasteten Spannungsteiler mit der Beziehung

$$U_A / (R_N + R_1) = U_N / R_1$$

woraus folgt

$$U_A = (1 + R_N / R_1) \cdot U_N$$

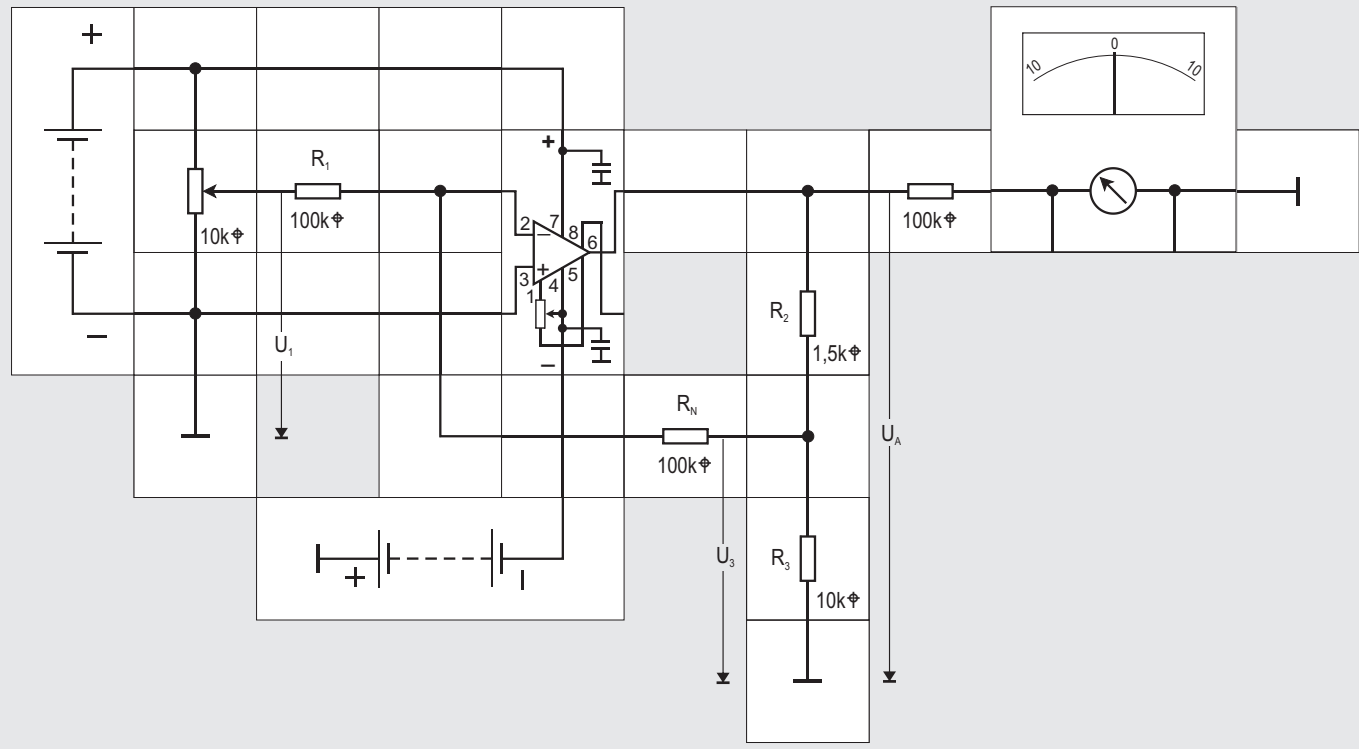
$$U_A = (1 + R_N / R_1) \cdot U_1$$

Als Spannungsverstärkung erhalten wir

$$v' = U_A / U_1 = 1 + R_N / R_1$$

Unabhängig von der Wahl der Widerstände ist die Spannungsverstärkung immer größer als 1. Im Gegensatz zur Schaltung der vorherigen Versuchs haben Ein- und Ausgangsspannung auch dasselbe Vorzeichen. Da die Eingangsspannung direkt am + Eingang P liegt, ist der Eingangswiderstand extrem hoch und wir können unbesorgt das  $250\text{ k}\Omega$  Poti verwenden. Dem hohen Eingangswiderstand hat diese Schaltung auch ihren Namen ELEKTROMETERVERSTÄRKER zu verdanken. Sie wird immer dann eingesetzt, wenn man sehr hochohmig ansteuern muss, da der Eingangswiderstand des Umkehrverstärkers aus Versuch 26 insbesondere bei höheren Verstärkungen  $v'$  schnell sehr klein wird.

Der Fußpunkt des Potis liegt in diesem wie auch im letzten Versuch aus Gründen des einfachen Aufbaus an Masse. Wir können ihn statt dessen auch mit der - Versorgungsspannung verbinden und dann negative Spannungen auf den Eingang des Operationsverstärkers legen; der Zeiger des Messinstruments schlägt dann zur anderen Seite aus.





## Versuch 28

### Umkehrverstärker mit hohem Eingangswiderstand

Wir können auch einen Umkehrverstärker mit hoher Verstärkung  $v'$  aufbauen, der einen hohen Eingangswiderstand hat. In der Schaltung aus Versuch 26 müsste wegen  $v' = R_N / R_1$  der Widerstand  $R_1$  relativ niederohmig werden, um eine hohe Verstärkung zu erreichen; das ist oft unerwünscht.

Kombinieren wir dazu die bereits vorgestellte Schaltung mit der des Elektrometerverstäkers, so erhalten wir den abgebildeten Versuchsaufbau. Macht man  $R_1 = R_N$ , wird die Verstärkung nur vom Verhältnis  $R_2 / R_3$  bestimmt. Zusätzlich muss  $R_N$  sehr viel größer als  $R_3$  sein, damit der Spannungsteiler aus  $R_2 / R_3$  als unbelastet angenommen werden kann. Dann ist:

$$U_3 = U_A \cdot R_3 / (R_2 + R_3).$$

Andererseits gilt:

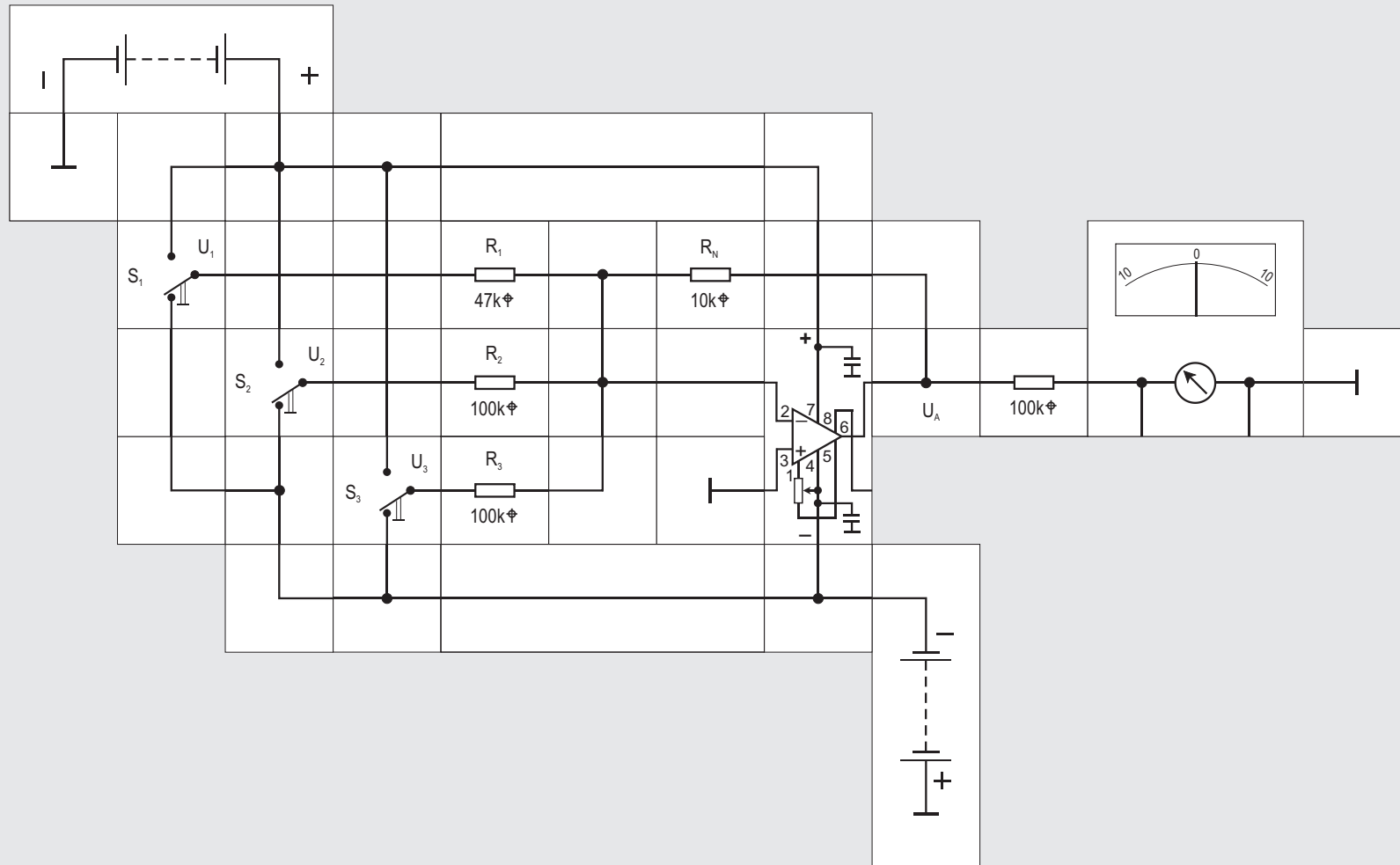
$$U_1 / R_1 + U_3 / R_N = 0$$

Durch Eliminieren von  $U_3$  ergibt sich:

$$-U_A = U_1 \cdot (1 + R_2 / R_3) \cdot R_N / R_1 \quad \text{für } R_N \gg R_3$$

Auch hier kann der Fußpunkt des Potis wieder mit der - Versorgungsspannung verbunden werden.

29







## Versuch 29

### Umkehraddierer

Die Schaltung aus Versuch 26 lässt sich leicht auf mehrere Eingänge erweitern und gestattet dann die Addition mehrerer Spannungen, die überdies noch verschieden gewichtet werden können. Wir brauchen nur die Knotenregel auf den Summationspunkt anzuwenden und erhalten dann die folgende Gleichung:

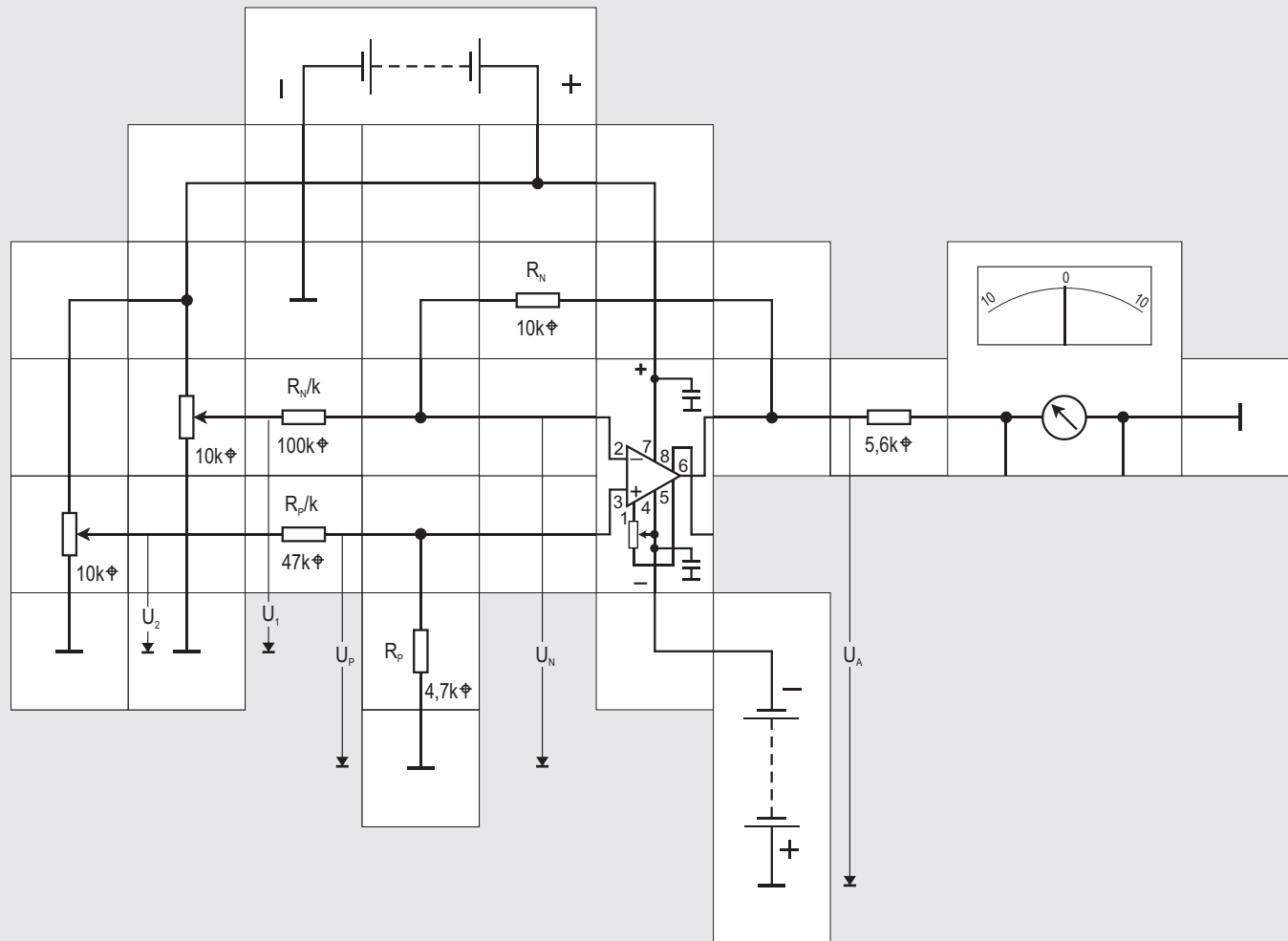
$$U_1/R_1 + U_2/R_2 + U_3/R_3 + U_A/R_N = 0$$

Umstellen nach  $U_A$  ergibt:

$$-U_A = (R_N/R_1) \cdot U_1 + (R_N/R_2) \cdot U_2 + (R_N/R_3) \cdot U_3$$

Im Versuchsaufbau wurden  $R_N = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 47 \text{ k}\Omega$  und  $R_2 = R_3 = 100 \text{ k}\Omega$  gewählt, so dass  $U_1$  gegenüber  $U_2$  und  $U_3$  ungefähr doppelt so stark gewichtet wird. Die drei Umschalter legen entweder die positive oder die negative Versorgungsspannung an die Eingänge und das Instrument zeigt die gewichtete Summe  $U_A$  an. Man erkennt gut, dass bei entgegengesetzter Schalterstellung von  $S_1$  gegenüber  $S_2$  und  $S_3$  die Ausgangsspannung Null wird, da  $U_1$  zweifach gewichtet wird.

30





## Versuch 30

### Subtrahier – Schaltung

Die Addier – Schaltung des vorigen Versuchs bildet die Differenz zweier Eingangssignale nur, wenn die Signale unterschiedliches Vorzeichen, also eine unterschiedliche Polarität haben. Man kann allerdings die Schaltung so abändern, dass die tatsächliche Differenz zweier Signale, multipliziert mit einem Faktor  $k$ , gebildet wird; das Ausgangssignal ist dann:  $U_A = k \cdot (U_2 - U_1)$

Die Schaltung zeigt, wie es geht. Es ist

$$U_p / R_p = U_2 / (R_p + R_p / k)$$
$$U_p = U_2 / (1 + 1/k)$$

und weiter

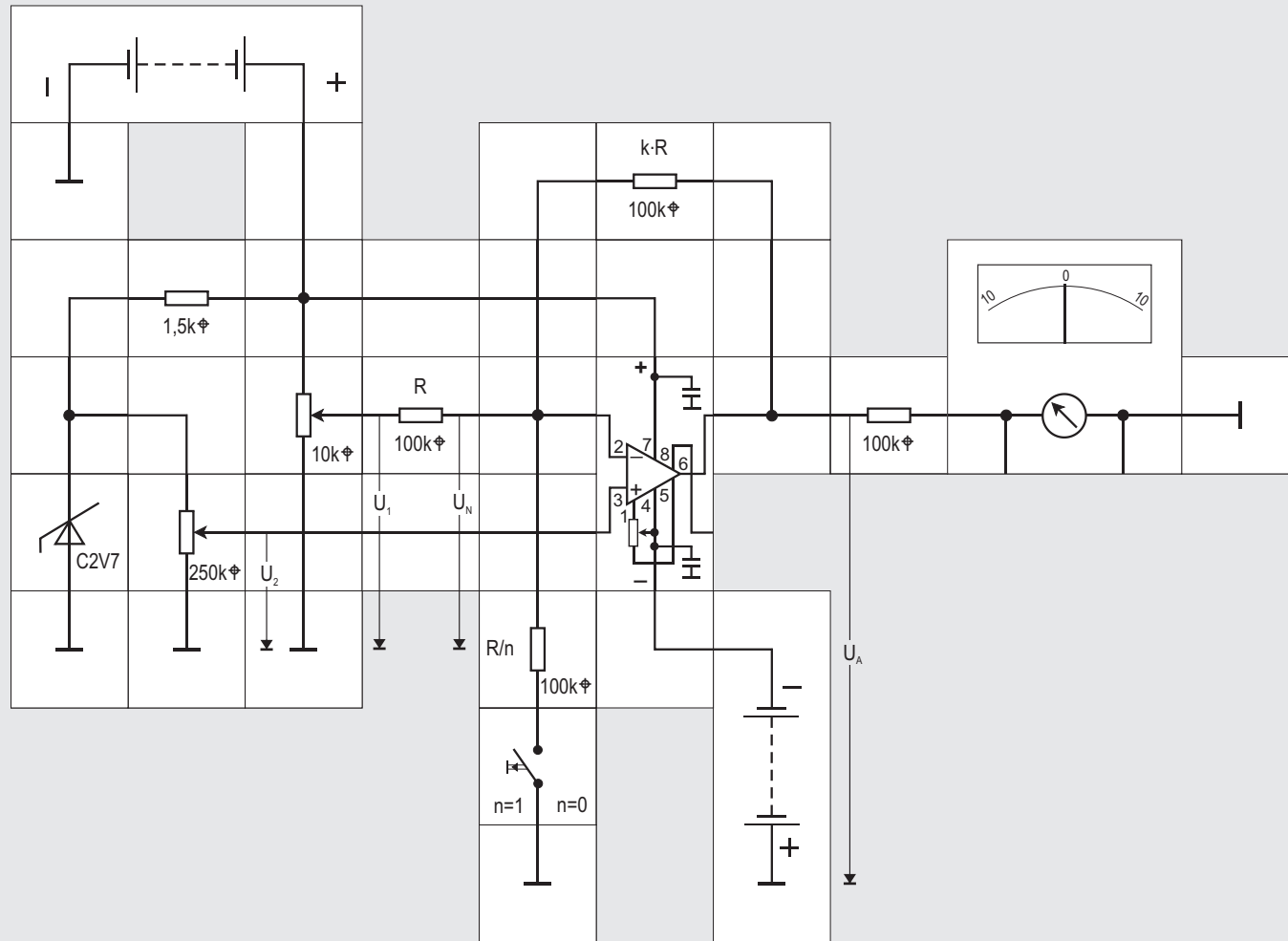
$$(U_N - U_A) / R_N = (U_1 - U_A) / (R_N + R_N / k)$$
$$U_N - U_A = (U_1 - U_A) / (1 + 1/k)$$
$$U_N = U_A + (U_1 - U_A) / (1 + 1/k)$$
$$U_N = (U_1 + U_A / k) / (1 + 1/k)$$

Wegen der Gegenkopplung und der zu unendlich angenommenen Verstärkung ist wieder  $U_p = U_N$ , woraus durch Gleichsetzen der rechten Seiten folgt:

$$U_2 / (1 + 1/k) = (U_1 + U_A / k) / (1 + 1/k)$$
$$U_A = k \cdot (U_2 - U_1)$$

In der Versuchsschaltung ist  $k = 1/10$  gewählt, wodurch sich bei  $R_N = 10 \text{ k}\Omega$  und  $R_p = 4,7 \text{ k}\Omega$   $R_N/k = 100 \text{ k}\Omega$  und  $R_p/k = 47 \text{ k}\Omega$  ergeben. Wir müssen beachten, dass die Eingänge  $U_1$  und  $U_2$  nicht unbedingt Null sind, wenn sie offen bleiben; sollen sie Null sein, müssen sie an Masse gelegt werden. Es können bei endlicher Gleichtaktunterdrückung im Ergebnis große Fehler auftreten, wenn die Differenz der beiden Signale klein ist.

In dem Versuchsaufbau sind die Fußpunkte der beiden Potis bewusst an Masse und nicht an die negative Versorgungsspannung gelegt worden, es können dadurch keine negativen Spannungen  $U_1$  und  $U_2$  entstehen. Durch  $k = 1/10$  ist die Differenzbildung mit einer Abschwächung verbunden. In Abhängigkeit von der Schleiferstellung der beiden Potis gibt der Operationsverstärker tatsächlich eine positive oder negative Ausgangsspannung  $U_A$  ab, die das Instrument (Vollausschlag  $\pm 1\text{V}$ ) anzeigt.





## Versuch 31

### Subtrahier-Schaltung mit Elektrometer - Eingang

Kombiniert man die Subtrahier - Schaltung mit der Elektrometer - Schaltung, so erhält man eine Anordnung, bei der wenigstens die Spannungsquelle

$U_2$  nicht belastet wird, also sehr hochohmig sein darf.

Zur Berechnung der Ausgangsspannung brauchen wir nur wieder die Knotenregel auf den - Eingang des Operationsverstärkers anzuwenden:

$$(U_1 - U_N)/R + (U_A - U_N)/k \cdot R - n \cdot U_N/R = 0$$

Mit  $U_N = U_2$  und Auflösen der Gleichung nach  $U_A$  folgt:

$$U_A = U_2 \cdot (1 + k + k \cdot n) - k \cdot U_1$$

Wir sehen, dass der Koeffizient von  $U_2$  immer größer als  $k$  ist und eine Differenzbildung  $k \cdot (U_2 - U_1)$  ähnlich der im letzten Versuch nicht möglich ist.

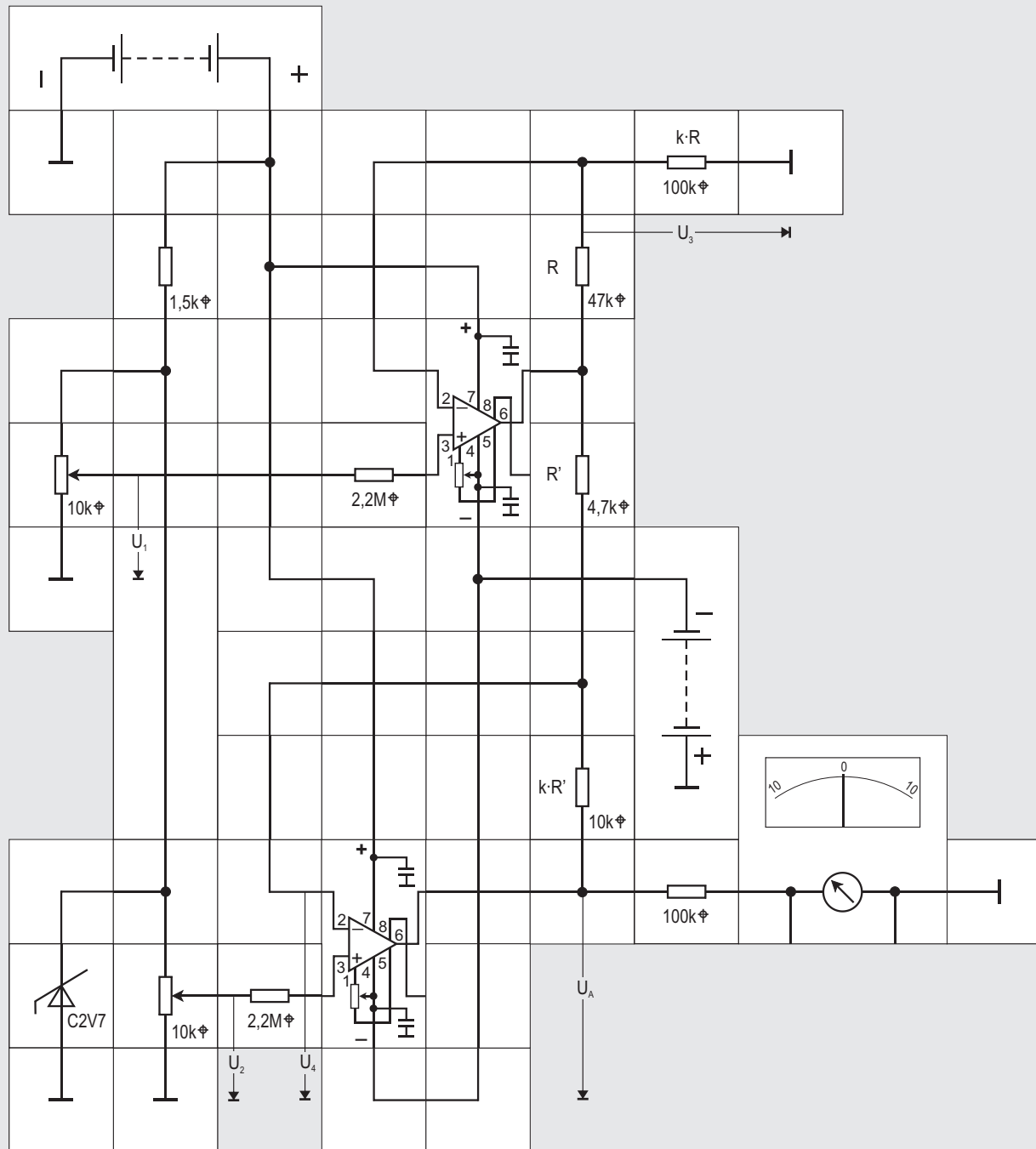
Für zwei Sonderfälle entstehen jedoch einfache, verwendbare Ausdrücke für  $U_A$ :

$$k = 1; n = 0: \quad U_A = 2 \cdot U_2 - U_1$$

$$k = 1; n = 0: \quad U_A = 3 \cdot U_2 - U_1$$

Im Versuchsaufbau ist  $R = 100 \text{ k}\Omega$  und  $k = 1; n$  lässt sich mit der Taste von 0 (Taste nicht gedrückt,  $R/n$  ist unendlich groß) auf 1 (Taste gedrückt) umschalten. Damit der Operationsverstärker nicht übersteuert wird, begrenzen wir  $U_2$  mit einer Zenerdiode auf 2,7 V. Wegen des sehr hochohmigen Elektrometereingangs können wir das hochohmige  $250 \text{ k}\Omega$  Poti zur Einstellung von  $U_2$  verwenden, das  $10 \text{ k}\Omega$  Poti setzen wir für  $U_1$  ein.

32





## Versuch 32

### Subtrahierer mit zwei Elektrometer-Eingängen

Möchte man zwei Signale voneinander subtrahieren, die beide nur sehr hochohmig zur Verfügung stehen, muss der Subtrahierer zwei Elektrometer-eingänge besitzen. Dafür wird allerdings ein zweiter Operationsverstärker benötigt, über den das zu subtrahierende Signal  $U_1$  zunächst geschickt wird. Die Schaltung ist die des Elektrometerverstärkers

aus Versuch 27. Für sein Ausgangssignal  $U_3$  gilt:

$$U_3 = (1 + 1/k) \cdot U_1$$

$$k \cdot U_3 = (k + 1) \cdot U_1$$

Wir wenden nun die Knotenregel auf den - Eingang des anderen Operationsverstärkers an und erhalten:

$$(U_A - U_4)/k \cdot R' + (U_3 - U_4)/R' = 0$$

Mit  $U_4 = U_2$  und Umformen ergibt sich:

$$U_A - U_2 + k \cdot U_3 - k \cdot U_2 = 0$$

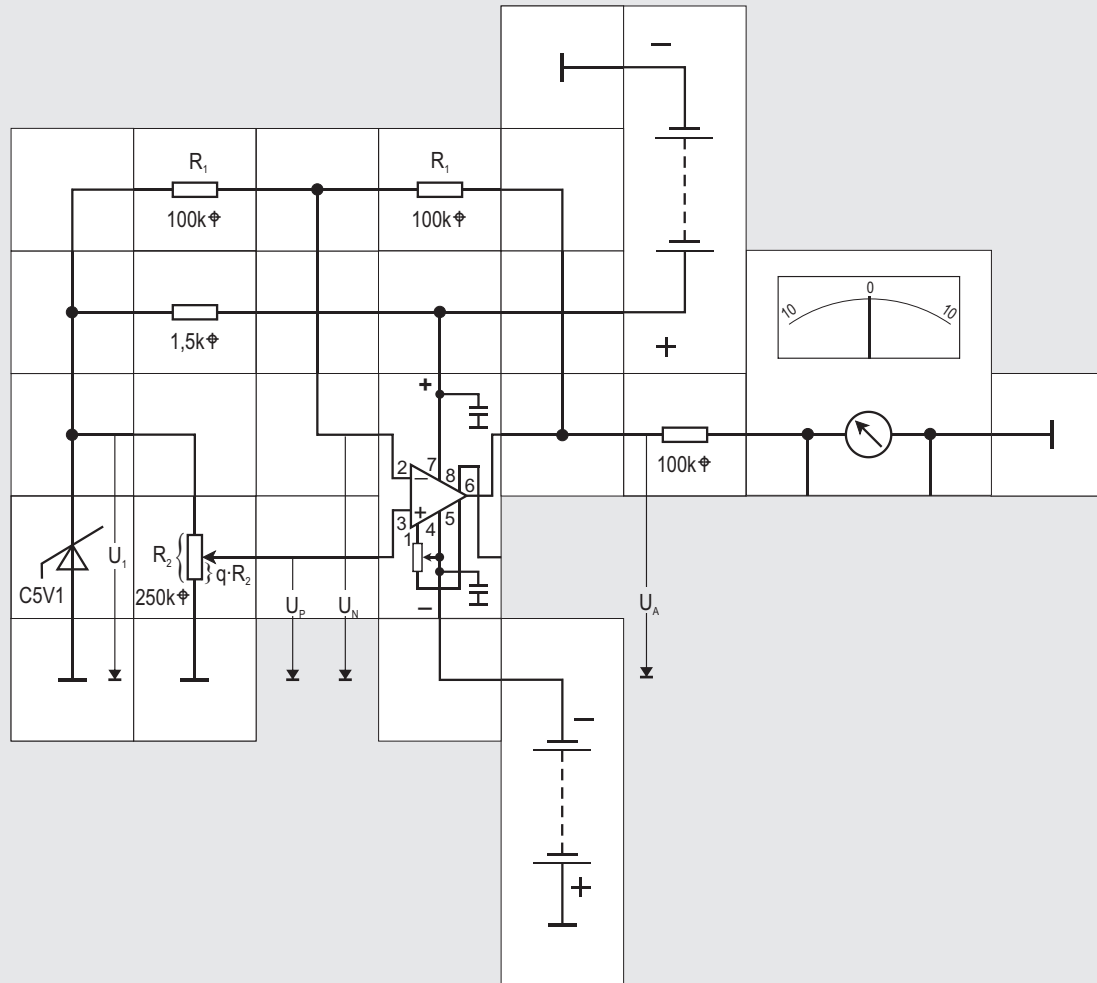
$$k \cdot U_3 = k \cdot U_2 + U_2 - U_A$$

$$k \cdot U_3 = (k + 1) \cdot U_2 + U_A$$

Gleichsetzen der beiden rechten Seiten, womit  $k \cdot U_3$  eliminiert wird und Auflösen nach  $U_A$  ergibt:

$$U_A = (k + 1) \cdot (U_2 - U_1)$$

Für den Versuchsaufbau wählen wir  $k = 100/47$ , also ungefähr 2;  $U_A$  ist dann die dreifache Differenz der Eingangsspannungen.  $R$  ist  $47 \text{ k}\Omega$  und  $R'$  gleich  $4,7 \text{ k}\Omega$ , die beiden anderen Widerstände sind dann entsprechend  $k$ -mal so groß. Um zu zeigen, dass die beiden Spannungen  $U_1$  und  $U_2$  aus sehr hochohmigen Quellen stammen dürfen, sind die beiden Widerstände  $2,2 \text{ M}\Omega$  eingefügt. Für die Operationsverstärker spielen diese Serienwiderstände keine Rolle, da ihr typischer Eingangswiderstand  $1,5 \text{ T}\Omega$  beträgt. Damit die Verstärker nicht übersteuert werden, begrenzen wir die an den  $10 \text{ k}\Omega$  Potis abgreifbaren Spannungen mit einer  $2,7 \text{ V}$  Zenerdiode.







## Versuch 33

### Bipolarer Koeffizient

Möchte man eine Spannung kontinuierlich mit einem Poti herunter teilen und gleichzeitig auch ihre Polarität frei wählen, so kann man die angegebene Schaltung verwenden. Die Gleichung für die Ausgangsspannung

$$U_A = (2 \cdot q - 1) \cdot U_1 \quad \text{mit } 0 \leq q \leq 1$$

erhalten wir aus den beiden Beziehungen

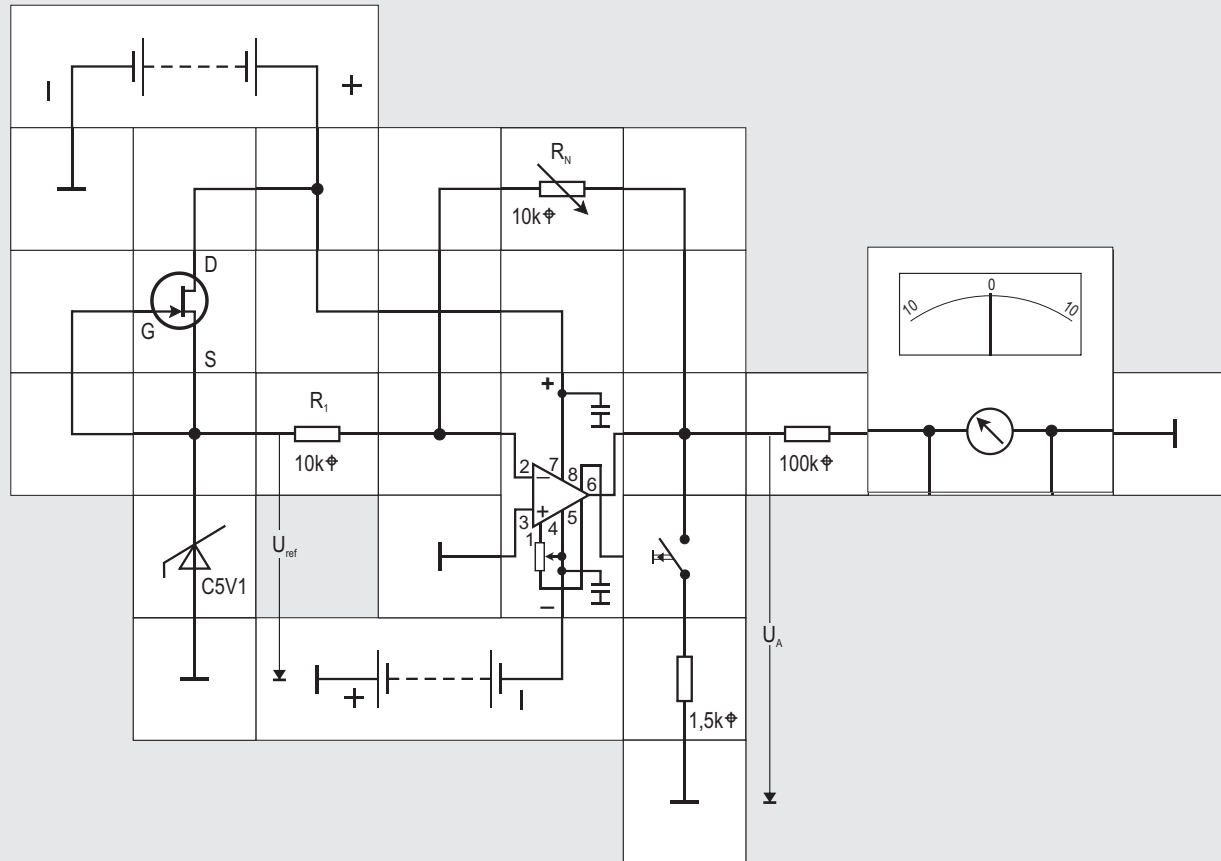
$$U_P = q \cdot U_1$$

$$U_N = (U_1 + U_A) / 2$$

Wir setzen wieder  $U_N = U_P$  und lösen nach  $U_A$  auf. Der Koeffizient  $U_A/U_1$  lässt sich kontinuierlich zwischen -1 und +1 einstellen. In der Mittelstellung des Potis - das ruhig hochohmig sein darf, da es durch den + Eingang des Operationsverstärkers nicht belastet wird - ist  $q = 1/2$  und der Koeffizient gleich Null.

$U_1$  holen wir aus der positiven Versorgungsspannung über den  $1,5 \text{ k}\Omega$  Widerstand. Damit der Verstärker nicht übersteuert wird, begrenzen wir  $U_1$  mit einer Zenerdiode auf 5,1 V.

34





## Versuch 34

### Spannungsquelle mit Umkehrverstärker

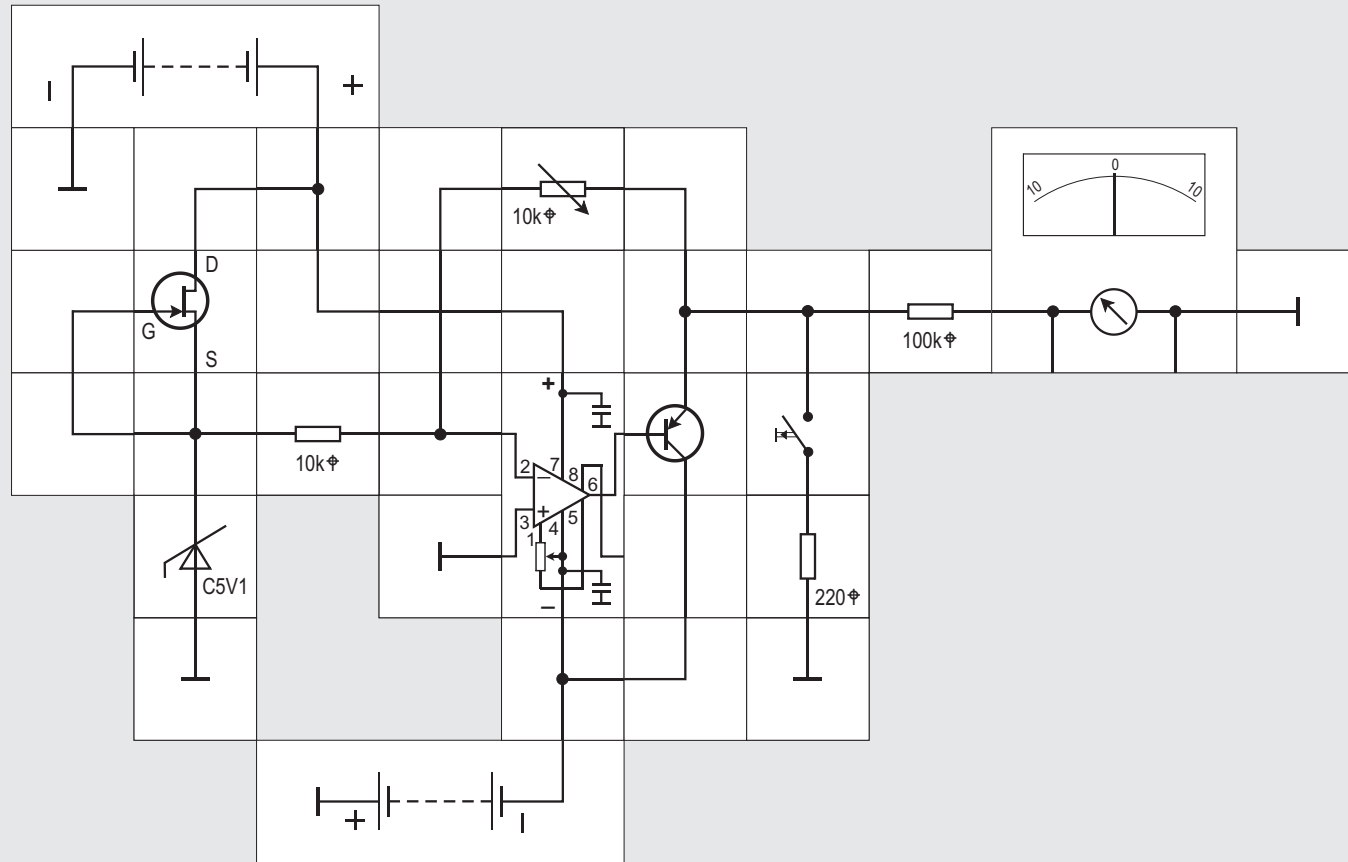
Benötigt man eine Spannungsquelle mit dem In-

nenwiderstand Null, so bietet sich die angegebene Schaltung an mit dem gegengekoppelten Operationsverstärker an. Aus Versuch 26 wissen wir, dass sein Ausgangswiderstand  $r_a' = r_a / g$  und damit äußerst klein ist. Es bietet sich an, die Referenzspannung mit guter Temperaturkonstanz zu versehen, also beispielsweise eine Zenerdiode im Bereich 6 V (der Temperaturkoeffizient von Zenerdioden ist bei dieser Zenerspannung nahezu Null) zu verwenden und sie mit einem konstanten Strom zu betreiben. Durch den Widerstand  $R_1$  fließt der konstante Strom  $U_{ref} / R_1$ . Mit dem veränderbaren Widerstand  $R_N$  können wir die Ausgangsspannung kontinuierlich von Null an einstellen:

$$U_A = -U_{ref} \cdot R_N / R_1$$

Für unseren Versuchsaufbau verwenden wir die Zenerdiode 5,1 V und speisen sie mit einem konstanten Strom aus der FET - Konstantstromquelle des Versuchs 9. Wenn wir bei eingestellter Ausgangsspannung den Taster betätigen und damit die Ausgangslast erhöhen, so darf sich - da der Widerstand der Spannungsquelle nahezu Null ist - die Ausgangsspannung nicht verändern. Natürlich muss dabei beachtet werden, dass der Operationsverstärker noch innerhalb seiner spezifizierten Daten arbeitet und die Stromaufnahme des Ausgangs nicht überschritten wird.

35





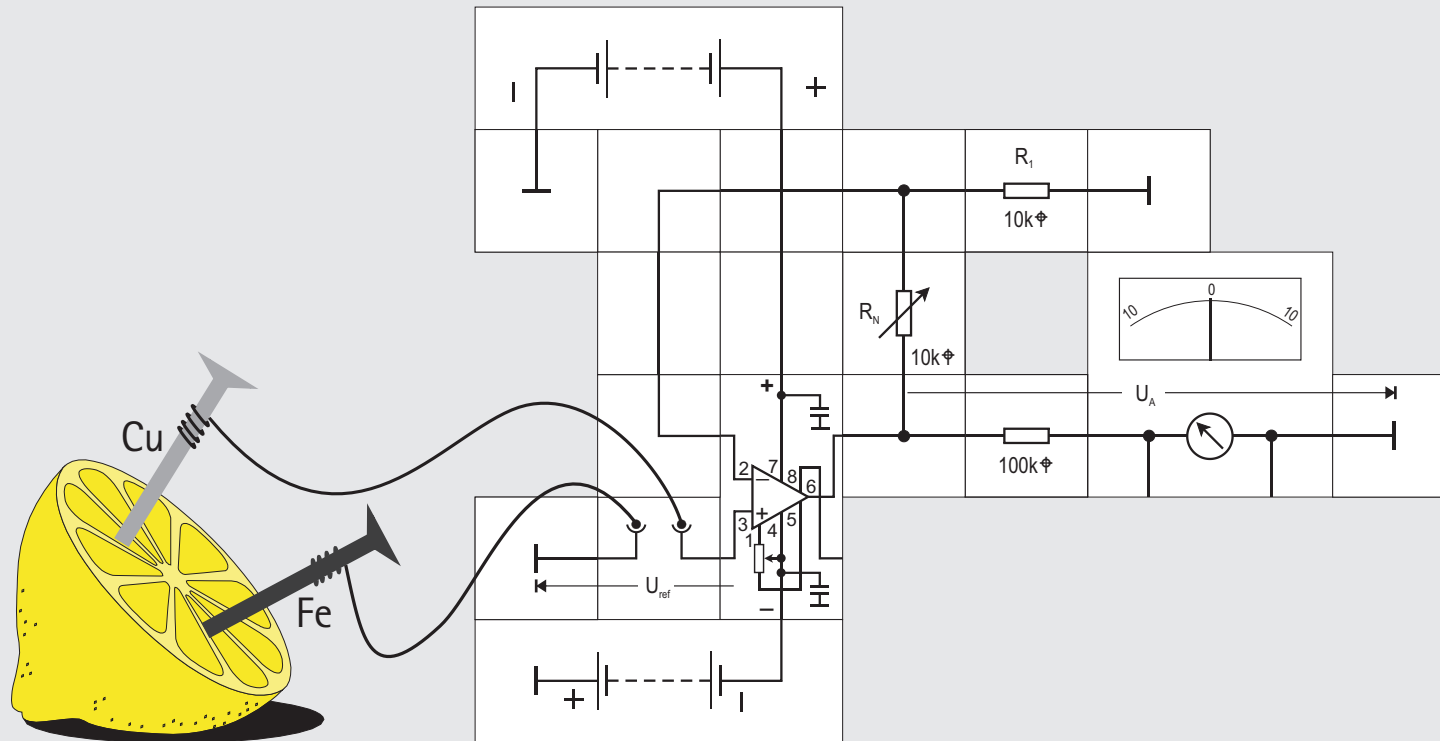
## Versuch 35

### Spannungsquelle mit höherer Stromaufnahme

Ersetzen wir im vorherigen Versuch den  $1,5\text{ k}\Omega$  Lastwiderstand durch einen niederohmigeren, beispielsweise  $560\ \Omega$ , so wird die maximale Stromaufnahme des Operationsverstärkers überschritten und die Ausgangsspannung sinkt betragsmäßig. In einem solchen Fall kann man einen Emitterfolger nachschalten. Da in unserer Schaltung immer nur negative Spannungen abgegeben werden, reicht ein einfacher pnp - Transistor. Der Ausgang des Operationsverstärkers wird dann lediglich mit dem Basisstrom des Transistors belastet und wir können mit kleineren Lastwiderständen arbeiten, ohne dass sich die Ausgangsspannung beim Zuschalten verändert.

Sind auch positive Ausgangsspannungen zu erwarten, muss der pnp - Transistor durch eine Gegentaktstufe mit pnp - und npn - Transistor ersetzt werden.

36





## Versuch 36

### Spannungsquelle mit Elektrometerverstärker

Möchte man die Referenz - Spannungsquelle nicht belasten, so muss man die angegebene Elektrometer - Schaltung aus Versuch 27 verwenden. Die Ausgangsspannung ist:

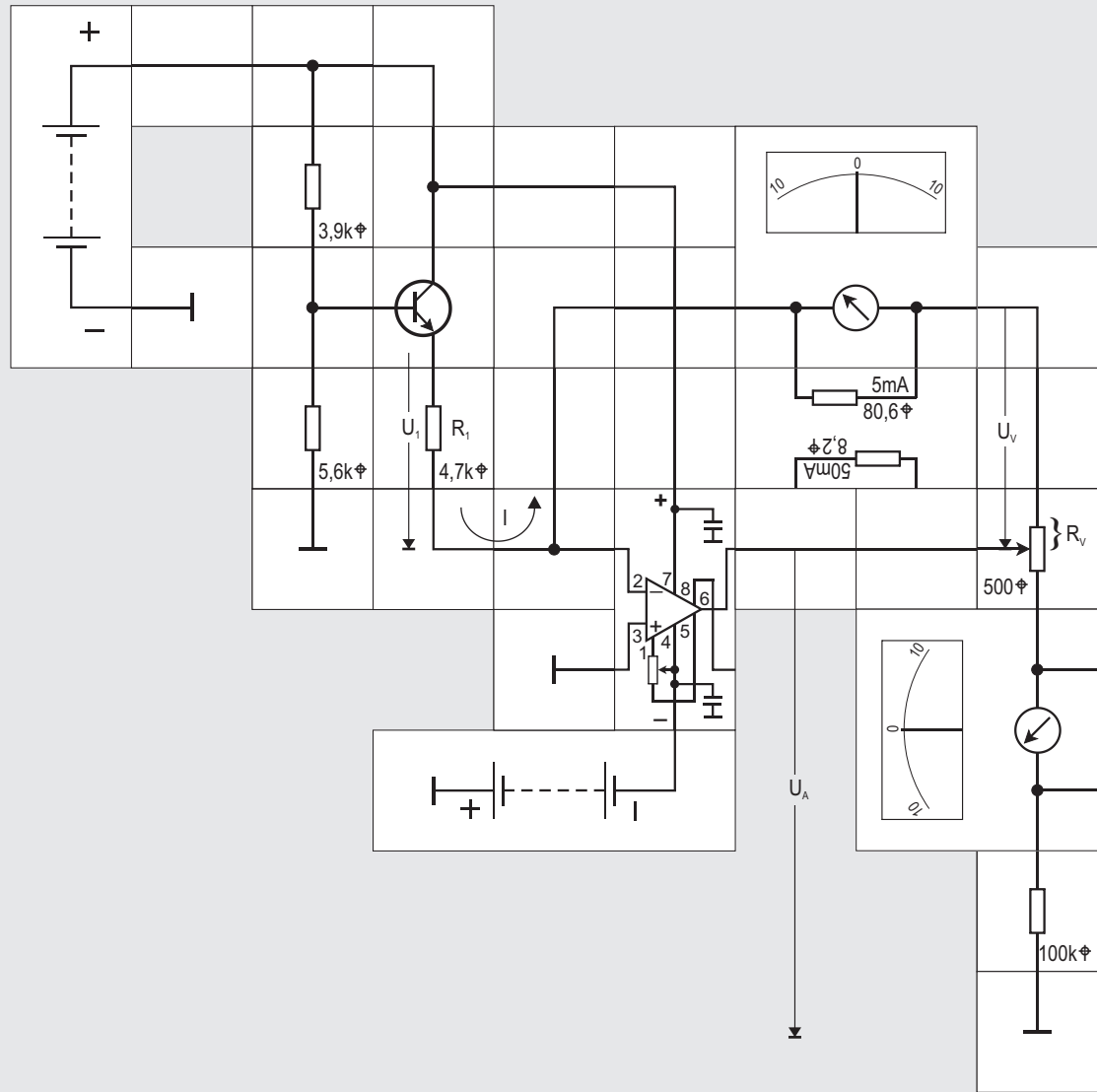
$$U_A = U_{ref} \cdot (1 + R_N/R_1)$$

Da die Spannungsquelle nur mit dem äußerst hochohmigen + Eingang des Operationsverstärkers belastet ist, wird sie nicht belastet; sie darf deswegen ebenfalls einen großen Innenwiderstand besitzen, da er nicht stört. Wir können beispielsweise eine Zitronenbatterie als Referenz verwenden, bei der wir zwei Nägel aus verschiedenen Metallen (Kupfer Cu und Eisen Fe) in eine Zitrone stecken. Dieses Gebilde wird eine Spannung in Höhe von ungefähr einem Volt abgeben, die unser Instrument anzeigt, wenn wir  $R_N = 0 \text{ } \Omega$  am Poti einstellen.

Aus der Gleichung sehen wir, dass  $U_A$  nicht kleiner als  $U_{ref}$  einstellbar ist.

Ersetzen wir den Eisen- durch einen Zinknagel, steigt die Spannung auf ungefähr 1,3 V, da Zink »unedler« als Eisen ist.

37







## Versuch 37

### Umkehrverstärker als Konstantstromquelle

Im Versuch 9 und den folgenden Versuchen lernten wir die Konstantstromquelle als wichtiger Schaltungsteil eines Differenzverstärkers kennen. Wir können nun auch einen Operationsverstärker so beschalten, dass er als Konstantstromquelle arbeitet, sein Ausgang also einen Strom  $I$  liefert, der unabhängig von der Ausgangsspannung  $U_A$  ist. Dies bedeutet die Quelle hat einen unendlich großen Innenwiderstand ( $r_a = \infty$ ) bei endlichen Ausgangsströmen. Es gibt mehrere Schaltungsvarianten.

Im ersten Versuchsaufbau ist gezeigt, wie der Operationsverstärker beschaltet werden muss, damit diese Forderung erfüllt ist: Durch  $R_1$  fließt der konstante Strom  $I_{\text{const}} = U_1/R_1$ . Dieser Strom muss auch durch den Verbraucher  $R_V$  fließen, da der Eingang des Operationsverstärkers keinen Strom aufnimmt oder abgibt; die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers stellt sich entsprechend ein. Nachteilig ist bei der Schaltung, dass die Spannungs-

quelle  $U_1$  den gesamten Verbraucherstrom aufbringen muss, weswegen sich die Schaltung nur für kleine Ströme eignet. Außerdem kann der Verbraucher nicht geerdet werden, was eine große Einschränkung bedeutet.

Der erreichbare Innenwiderstand der Konstantstromquelle ergibt sich zu:

$$\begin{aligned} I &= (U_1 - U_N) / R_1 \\ U_A &= -v \cdot U_N \\ U_V &= U_N - U_A \end{aligned}$$

Durch Eliminieren von  $U_A$  erhalten wir:

$$U_V = (U_1 - I \cdot R_1) \cdot (1+v)$$

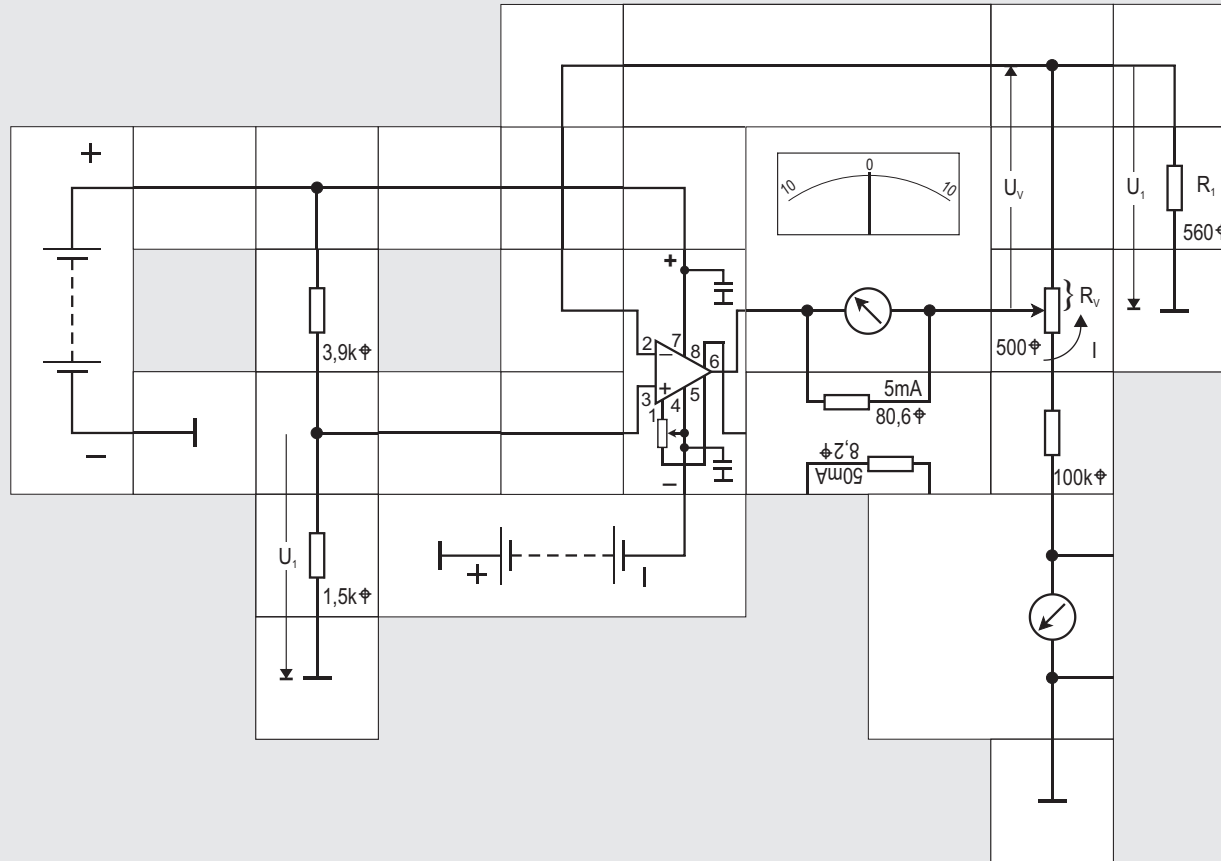
Der Innenwiderstand ist:

$$r_a' = - \frac{U_V}{I} = R_1 \cdot (1+v) \cdot v \cdot R_1,$$

also nahezu  $\infty$ .

Im Versuchsaufbau verwenden wir als Spannungsquelle den aus den  $3,9 \text{ k}\Omega$  und  $5,6 \text{ k}\Omega$  Widerständen gebildeten Spannungsteiler mit nachgeschaltetem Emitterfolger, an dessen Emitter eine Spannung von  $U_1 = 4,6 \text{ V}$  abgegeben wird. Der eingestellte Strom  $I$  ist wegen  $R_V = 4,7 \text{ k}\Omega$  ungefähr  $1 \text{ mA}$  und wird vom Instrument angezeigt. Verändern des Widerstandes  $R_V$  bewirkt so lange keine Stromänderung wie der Operationsverstärker am Ausgang nicht in die Begrenzung kommt; das untere Instrument zeigt die Ausgangsspannung an.

38





## Versuch 38

### Elektrometerverstärker als Konstantstromquelle

Möchte man - anders als im letzten Versuch - die Spannungsquelle  $U_1$  nicht belasten, so muss man den Operationsverstärker als Elektrometerverstärker beschalten. Wir erhalten dann den angegebenen Versuchsaufbau. Auch hier stellt sich die Ausgangsspannung  $U_A$  wieder so ein, dass die Spannung an  $R_1$  gleich  $U_1$  wird. Der Ausgangsstrom ist damit

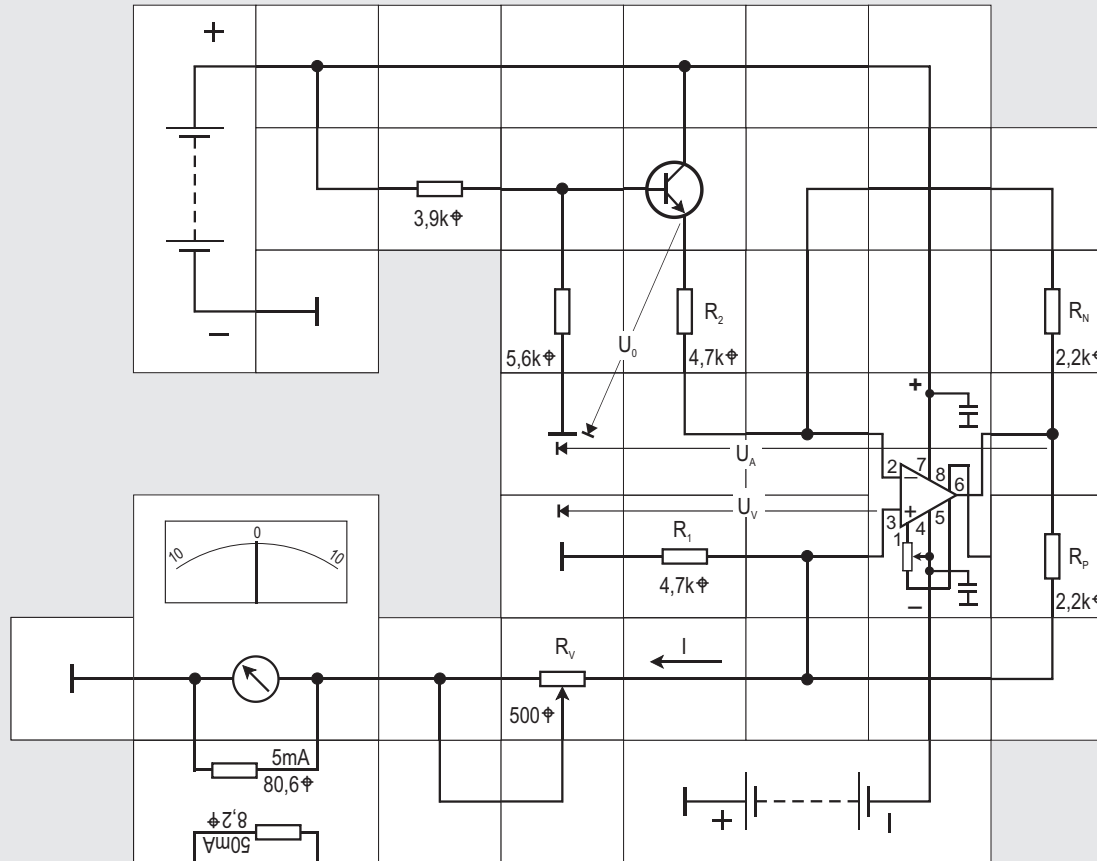
$$I = U_1 / R_1$$

und der Innenwiderstand

$$r_a' = v \cdot R_1$$

Der Konstantstrom wird vom Operationsverstärker geliefert, die Schaltung eignet sich deswegen auch für größere Ausgangsströme. Allerdings muss auch hier der Verbraucher erdfrei sein.

Das untere Instrument zeigt die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers an; so lange er nicht in der Begrenzung ist, bleibt bei Veränderung des Stellwiderstands der Strom konstant. Da die Ausgangsspannung nicht über 7 V steigen kann, darf der Stellwiderstand nicht zu groß werden.





## Versuch 39

### Konstantstromquelle mit geerdetem Verbraucher

Die bisherigen Konstantstromquellen-Schaltungen hatten den Nachteil, dass der Verbraucher nicht geerdet sein durfte. Bei der nun vorgestellten Schaltung entfällt diese Beschränkung. Zur Herleitung der Übertragungsformel wenden wir zunächst die Knotenregel auf den - Eingang N an; es ist:

$$(U_0 - U_N) / R_2 + (U_A - U_N) / R_N = 0$$

Die gleiche Regel auf den + Eingang P liefert:

$$(U_A - U_P) / R_P - U_P / R_1 = I$$

Weiter gilt:

$$U_N = U_P = U_V$$

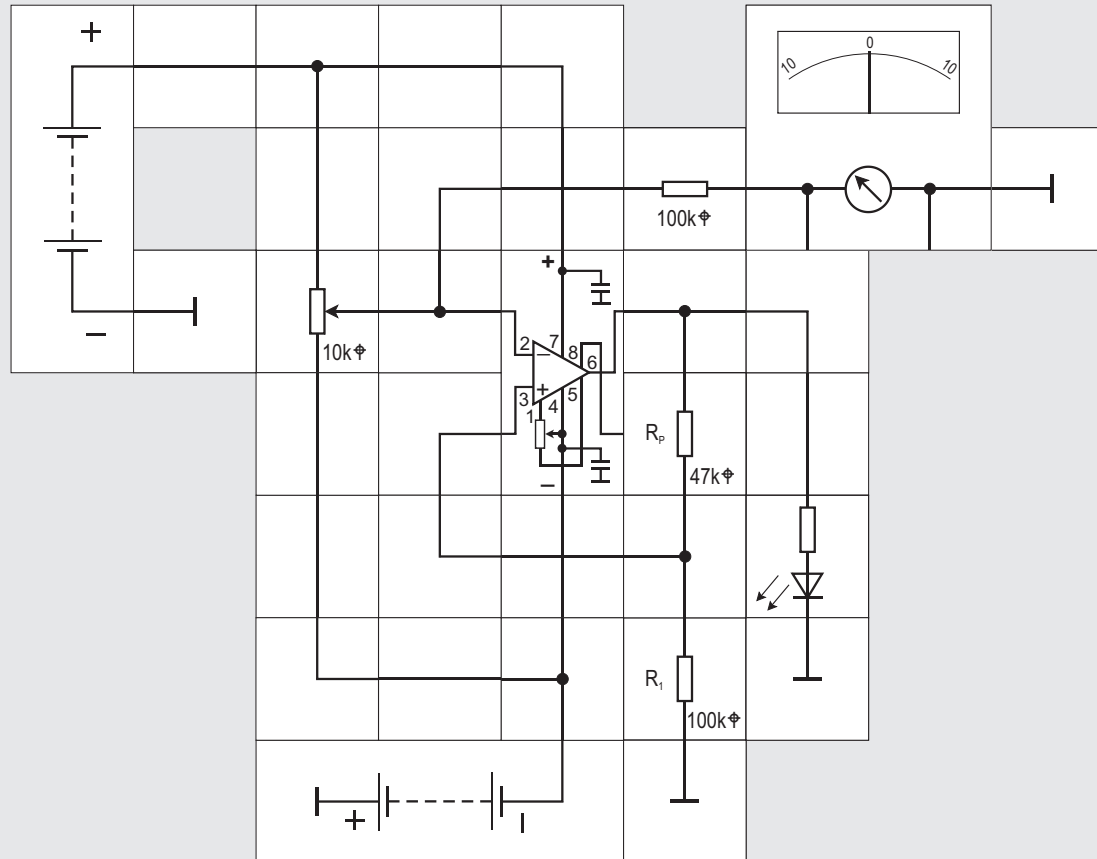
Eliminiert man  $U_A$ , so erhält man für  $I$  den Ausdruck

$$I = -R_N \cdot U_0 / R_2 \cdot R_P + U_V \cdot (R_N / R_2 \cdot R_P - 1 / R_1)$$

Der Strom  $I$  durch den Verbraucher  $R_V$  wird von  $U_V$  unabhängig, wenn der Klammerausdruck Null wird; dies ist der Fall für  $R_1 = R_2 \cdot R_P / R_N$ . Die Schaltung wirkt dann als Konstantstromquelle.

Im Versuchsaufbau wählen wir der Einfachheit halber  $R_P = R_N = 2,2 \text{ k}\Omega$  und  $R_1 = R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$  dann ist die hergeleitete Bedingung erfüllt und wir können am Messgerät sehen, dass die Veränderung von  $R_V$  den Strom  $I$   $\approx 1 \text{ mA}$  nicht ändert.  $U_0 \approx 4,7 \text{ V}$  gewinnen wir wie bisher aus einem Spannungsteiler mit nachgeschaltetem Emitterfolger.

40



## Versuch 40

### Schmitt-Trigger

Ein SCHMITT-TRIGGER wird immer dann benötigt, wenn eine Eingangsspannung beliebiger Kurvenform in eine rechteckförmige Ausgangsspannung mit definierter Amplitude sowie definierter Anstiegs- und Abfallzeit verwandelt werden soll. Merkmal des Schmitt-Triggers ist, dass die Schaltung bei ganz bestimmten Ein- und Ausschaltpegeln jeweils in den anderen stabilen Zustand kippt. Ein- und Ausschaltpegel sind unterschiedlich, ihre Differenz heißt SCHALTHYSTERESE. Diese Hysterese sorgt dafür, dass bei einem sich langsam verändernden Eingangssignal (beispielsweise von einem Fotowiderstand) im Schaltpunkt auf Grund kleiner Veränderungen leistungsstarke Verbraucher (Straßenbeleuchtung) nicht ständig ein- und ausgeschaltet werden.

In unserer Schaltung gelangt das Eingangssignal  $U_E$  auf den - Eingang, die Quelle wird also nicht belastet. Der Operationsverstärker ist über den Spannungsteiler  $R_p$  und  $R_1$  auf den + Eingang rückgekoppelt. Legt man zunächst eine große negative Spannung an, wird  $U_A = U_{Amax}$  am P-Eingang tritt deswegen die folgende Spannung auf:

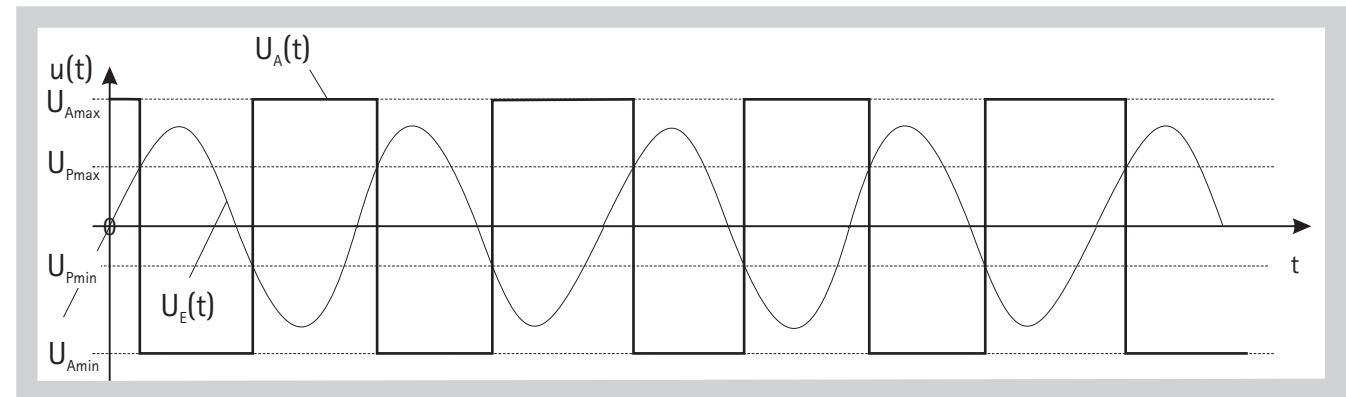
$$U_{Pmax} = R_1 \cdot U_{Amax} / (R_p + R_1)$$

Wenn wir nun  $U_E$  langsam erhöhen, ändert sich  $U_A$  zunächst nicht. Erst wenn  $U_E$  den Wert  $U_{Pmax}$  erreicht, nimmt die Ausgangsspannung ab und damit auch  $U_p$ . Die Differenz  $U_D = U_p - U_E$  wird negativ. Die Rückkopplung bewirkt, dass  $U_A$  sehr schnell auf den Wert  $U_{Amin}$  springt, wodurch  $U_p$  den Wert

$$U_{Pmin} = R_1 \cdot U_{Amin} / (R_p + R_1)$$

annimmt.  $U_D$  wird nun stark negativ. Auch dieser Zustand ist stabil. Verkleinern wir  $U_E$  langsam, so springt  $U_A$  wieder auf  $U_{Amax}$ , wenn  $U_E$  den Wert  $U_{Pmin}$  erreicht oder unterschreitet. Die Abbildung zeigt den zeitlichen Verlauf mit  $U_E$  als sinusförmiger Eingangsspannung. Die Schalthysterese beträgt:

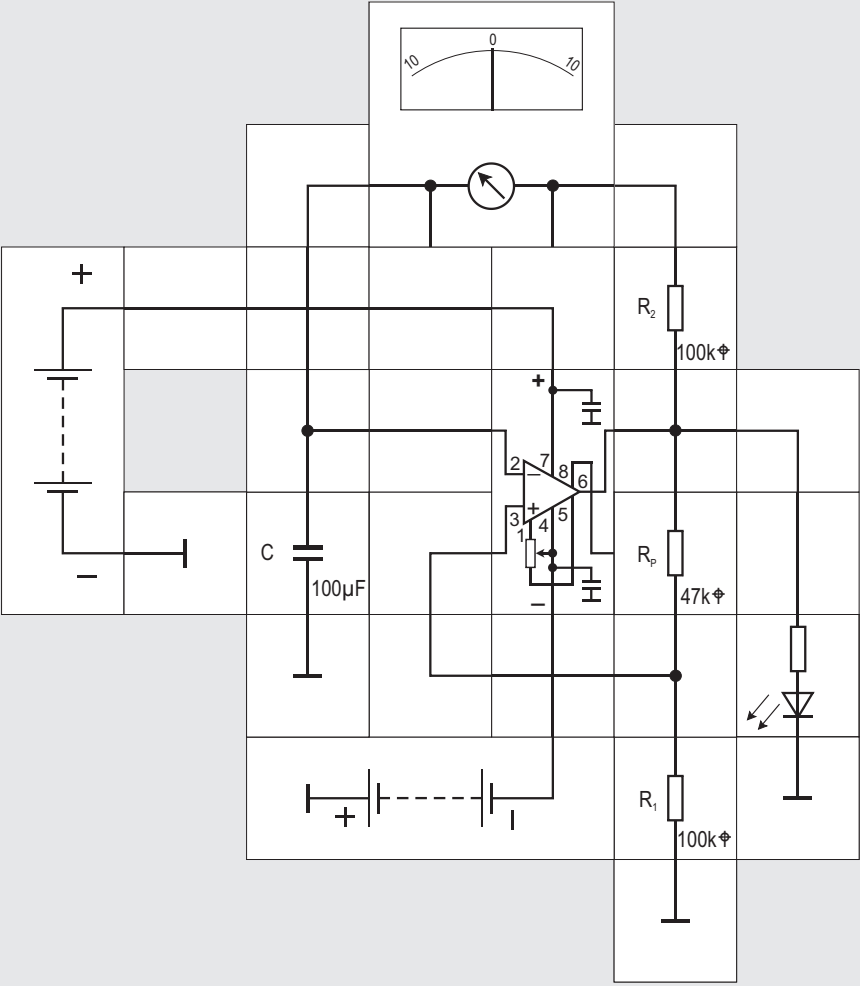
$$\begin{aligned} U_E &= U_{Pmax} - U_{Pmin} \\ U_E &= R_1 \cdot (U_{Amax} - U_{Amin}) / (R_1 + R_p) \end{aligned}$$



Die Schaltschwellen und auch die Hysterese hängen von  $U_{Amax}$  und  $U_{Amin}$  ab, also von Eigenschaften des Operationsverstärkers, die in unserem Fall wieder stark von den Versorgungsspannungen (und auch etwas von der Belastung und der Temperatur) abhängig sind. Benötigt man präzise Schaltschwellen, so sollte man mit stabilisierten Versorgungsspannungen arbeiten. Empfehlenswert ist auch ein Operationsverstärker in CMOS, bei dem die Ausgangssignale bei kleiner Belastung die Potentiale der Versorgungsspannungen annehmen.

Bei unserem Operationsverstärker ist  $U_{Amax} = 7\text{ V}$  und  $U_{Amin} = -8,4\text{ V}$ , so dass mit den gewählten Widerständen  $R_1 = 100\text{ k}\Omega$  und  $R_p = 47\text{ k}\Omega$  die Schaltschwellen bei  $U_{Pmax} = 4,8\text{ V}$  und  $U_{Pmin} = -5,7\text{ V}$  liegen, was Leuchtdiode und Messinstrument anzeigen.

41





## Versuch 41

### Rechteckgenerator

Mit der Schmitt-Trigger-Schaltung des vorherigen Versuchs wollen wir einen Rechteckgenerator (astabile Kippstufe) aufbauen: Dazu beschalten wir den - Eingang über ein  $R_2C$  - Glied mit dem Ausgangssignal. Dieses ist entweder  $U_{Amax}$  oder  $U_{Amin}$ , so dass der Kondensator über  $R_2$  geladen bzw. entladen wird; hierbei durchläuft  $U_E$  eine Schaltschwelle und der Ausgang kippt in die jeweils entgegengesetzte Lage. Die Schaltung schwingt deswegen selbsttätig an. Die Ein- bzw. Ausschaltzeiten sind:

$$t_{ein} = R_2 \cdot C \cdot \ln \left[ 1 + \frac{R_1}{R_p} \left( 1 - \frac{U_{Amin}}{U_{Amax}} \right) \right]$$

$$t_{aus} = R_2 \cdot C \cdot \ln \left[ 1 + \frac{R_1}{R_p} \left( 1 - \frac{U_{Amax}}{U_{Amin}} \right) \right]$$

Für zu 0V symmetrische Schaltschwellen wird

$$U_{Amax} = -U_{Amin} \quad \text{und damit:}$$

$$T/2 = t_{ein} = t_{aus} = R_2 \cdot C \cdot \ln \left( 1 + 2 \cdot \frac{R_1}{R_p} \right)$$

Da der Operationsverstärkereingang sehr hochohmig ist, können durch entsprechende Dimensionierung von  $R_2$  und  $C$  (muss ungepolt sein) sehr lange Zeiten erreicht werden.

Zur Berechnung von  $t_{ein}$  macht man folgenden Ansatz, da es sich beim Laden und Entladen des Kondensators um e - Funktionen handeln wird:

$$U_E(t) = A + B \cdot e^{-t/\diamond} \quad \text{mit } \diamond = R_2 \cdot C$$

Für  $t = 0$  bzw.  $t = \odot$  ist

$$U_E(0) = A + B \cdot 1 = U_{Amin} \cdot R_1 / (R_1 + R_p)$$

$$U_E(\odot) = A + B \cdot 0 = U_{Amax}$$

Daraus folgt für die Konstanten A und B

$$A = U_{Amax}$$

$$B = [U_{Amin} \cdot R_1 / (R_1 + R_p)] - U_{Amax}$$

und es wird

$$U_E(t) = U_{Amax} + [U_{Amin} \cdot R_1 / (R_1 + R_p) - U_{Amax}] \cdot e^{-t/\diamond}$$

Zur Zeit  $t_{ein}$  ist  $U_E(t_{ein}) = U_{Pmax} = U_{Amax} \cdot R_1 / (R_1 + R_p)$  und der Operationsverstärker schaltet um (s. Abb):

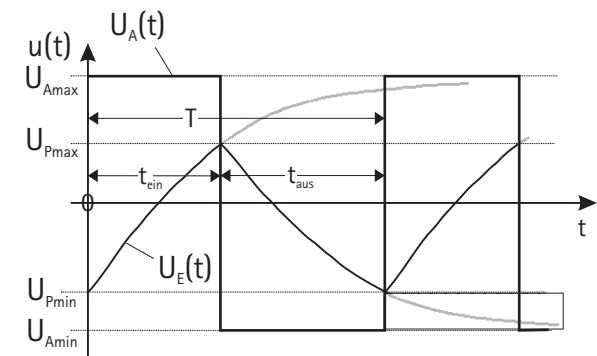
$$U_{Amax} \cdot R_1 / (R_1 + R_p) = U_{Amax} + [U_{Amin} \cdot R_1 / (R_1 + R_p) - U_{Amax}] \cdot e^{-t_{ein}/\diamond}$$

$$R_1 / (R_1 + R_p) = 1 + [U_{Amin} \cdot R_1 / U_{Amax} \cdot (R_1 + R_p) - 1] \cdot e^{-t_{ein}/\diamond}$$

$$e^{-t_{ein}/\diamond} = \frac{R_1 / (R_1 + R_p) - 1}{U_{Amin} \cdot R_1 / U_{Amax} \cdot (R_1 + R_p) - 1}$$

Logarithmieren beider Seiten ergibt

$$-t_{ein}/\diamond = \ln \left[ \frac{R_1 / (R_1 + R_p) - 1}{U_{Amin} \cdot R_1 / U_{Amax} \cdot (R_1 + R_p) - 1} \right]$$



$$t_{ein} = \diamond \cdot \ln \left[ \frac{U_{Amin} \cdot R_1 / U_{Amax} \cdot (R_1 + R_p) - 1}{R_1 / (R_1 + R_p) - 1} \right]$$

Umformen des Klammerinhalts ergibt:

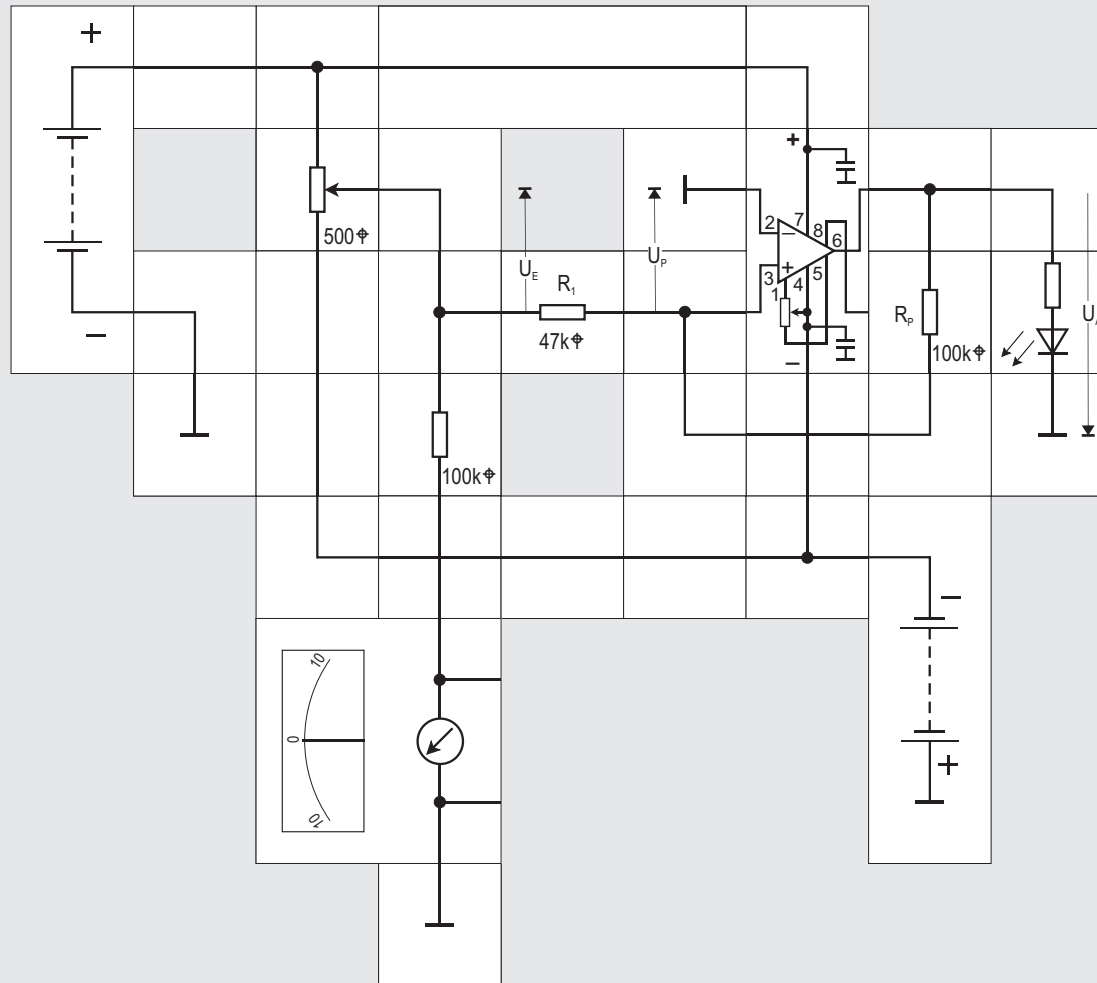
$$t_{ein} = \diamond \cdot \ln \left[ \frac{U_{Amin} \cdot R_1 / U_{Amax} - R_1 - R_p}{R_1 - R_1 - R_p} \right]$$

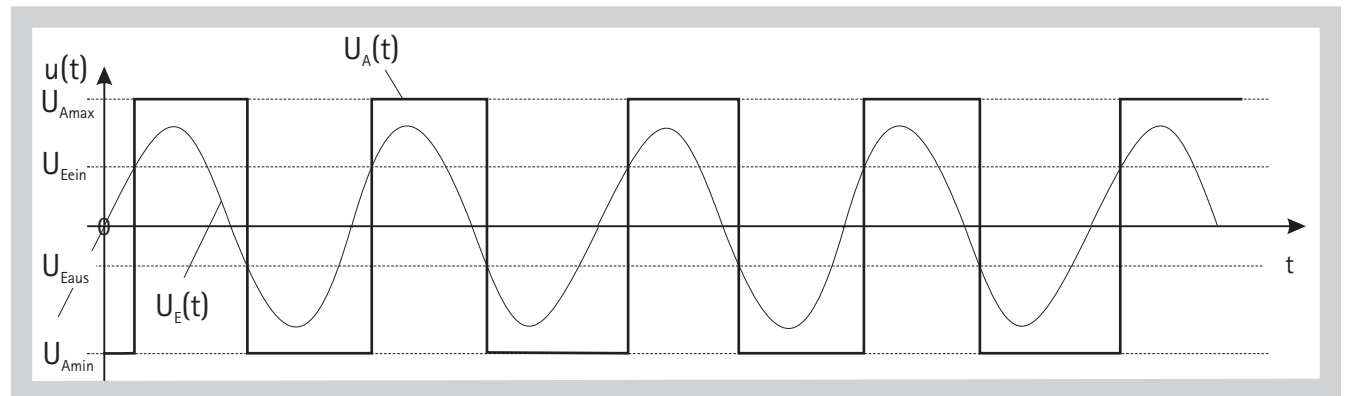
$$t_{ein} = \diamond \cdot \ln \left[ \frac{R_1 \cdot (U_{Amin} / U_{Amax} - 1) - R_p}{-R_p} \right]$$

$$t_{ein} = \diamond \cdot \ln \left[ 1 + \frac{R_1}{R_p} \cdot \left( 1 - \frac{U_{Amin}}{U_{Amax}} \right) \right]$$

$t_{aus}$  erhält man entsprechend, indem man in der Rechnung  $U_{Amin}$  und  $U_{Amax}$  vertauscht.

42





## Versuch 42

### Schmitt - Trigger mit nicht invertierendem Verstärker

Im Gegensatz zu Versuch 40 zeigt der Versuchsaufbau einen Schmitt - Trigger in einer Schaltungsvarianten, die nicht invertiert:

Wir legen zunächst eine große positive Eingangsspannung  $U_E$  an, wodurch  $U_A = U_{Amax}$  wird. Verkleinern wir nun  $U_E$  langsam, so ändert sich  $U_A$  so lange nicht, bis  $U_E$  durch Null geht. Das ist der Fall bei der

Eingangsspannung:

$$U_{Eaus} = -U_{Amax} \cdot R_1/R_P$$

Wenn  $U_E$  diesen Wert erreicht und unterschreitet, springt die Ausgangsspannung in einem Kippvorgang auf  $U_{Amin}$ . Der neue Zustand ist ebenfalls stabil.

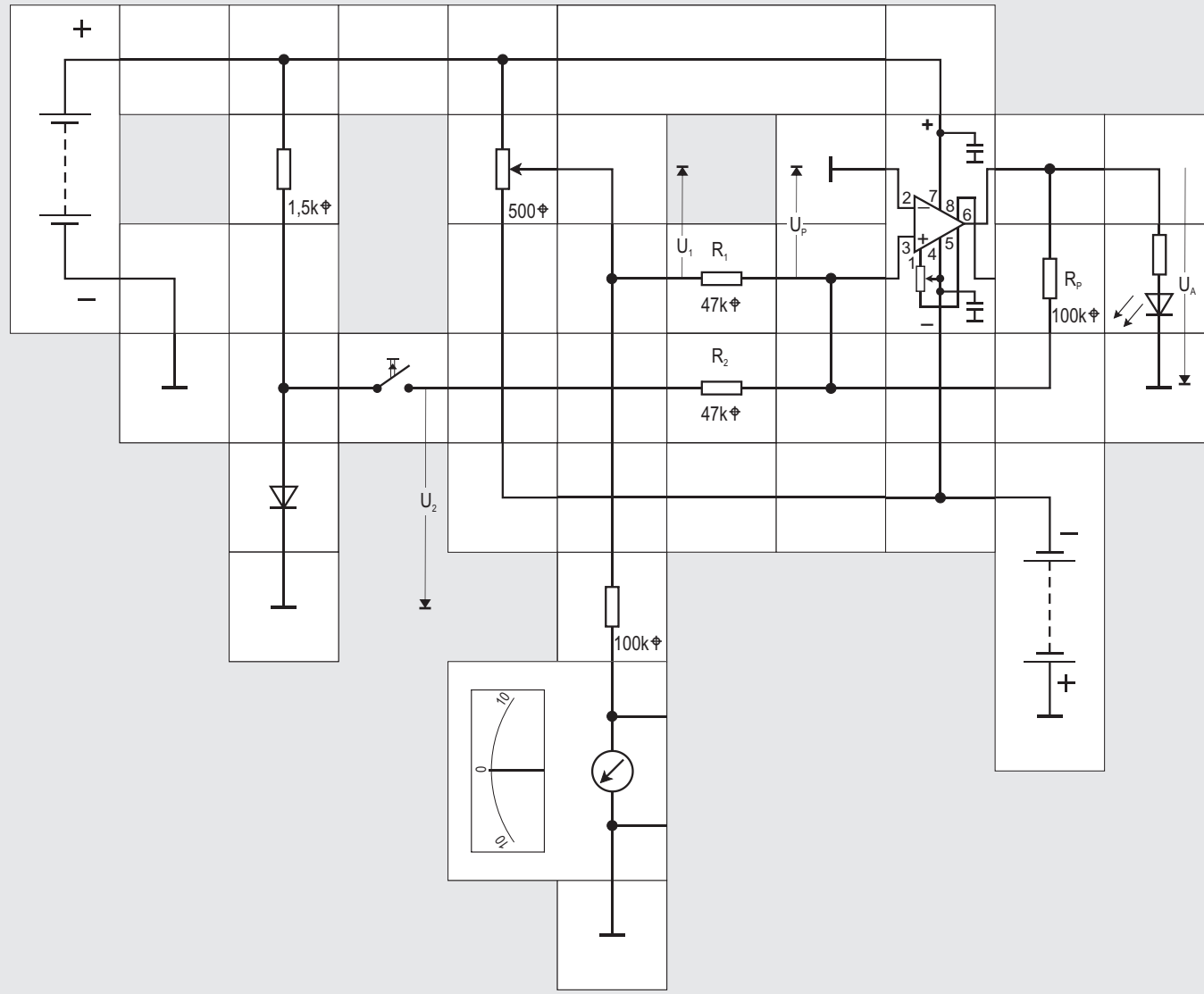
$U_E$  muss beim Anstieg erst wieder den Wert

$$U_{Ein} = -U_{Amin} \cdot R_1/R_P$$

überschreiten, ehe der Ausgang auf  $U_{Amax}$  zurückkippt. Die Abbildung zeigt den zeitlichen Verlauf von  $U_A$  bei einer angenommenen sinusförmigen Eingangsspannung  $U_E$ . Die Hysterese beträgt

$$U_E = (U_{Amax} - U_{Amin}) \cdot R_1/R_P$$

43





## Versuch 43

### Additions - Schmitt - Trigger

Genauso wie sich die Schaltung des Umkehrverstärkers (Versuch 28) auf eine Additionsschaltung (Versuch 29) erweitern lässt, können wir auch den Schmitt - Trigger zum Additions - Schmitt - Trigger erweitern. Dazu müssen wir nur am + Eingang P weitere Widerstände anschließen, über die wir Spannungen zuführen können. In der Versuchsschaltung ist dies der Widerstand  $R_2$ , an den wir die Spannung  $U_{E2}$  legen. Mit ihrer Hilfe können wir die Ein- und Ausschaltpegel auf die Werte

$$U_{1\text{ein}} = -U_{A\text{min}} \cdot R_1/R_P - U_{E2} \cdot R_1/R_2$$

$$U_{1\text{aus}} = -U_{A\text{max}} \cdot R_1/R_P - U_{E2} \cdot R_1/R_2$$

verschieben, ohne dass sich die Schalthysterese verändert.

$$U_E = (U_{A\text{max}} - U_{A\text{min}}) \cdot R_1/R_P$$

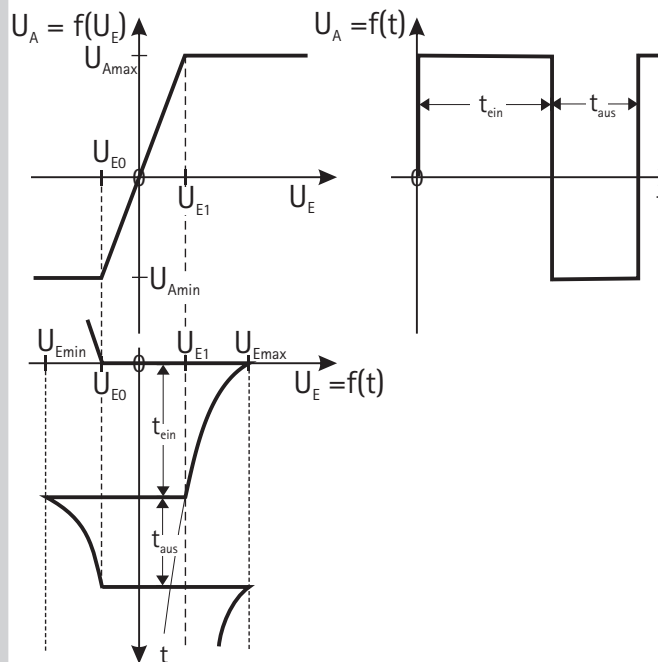
So lange der Taster nicht betätigt wird, unterscheiden sich die beiden Schaltschwellen nicht von denen des Versuchs 42. Drücken wir den Taster, so fließt Strom durch die Diode und  $U_{E2}$  wird gleich  $U_F$ , so dass sich die Schaltschwellen um 0,7 V erniedrigen, da  $R_2 = R_1 = 47\text{k}\Omega$  gewählt wurde.



## Versuch 44

### Rechteckgenerator mit nichtinvertierendem Operationsverstärker

Auch mit einem nichtinvertierenden Operationsverstärker lässt sich ein Rechteckgenerator aufbauen. Benutzten wir im Versuch 41 einen Tiefpass im Rückkopplungszweig, so benötigt die Schaltung jetzt einen Hochpass. Die Schaltung hat ebenfalls ein gutes Anschwingverhalten: Ist die Eingangsspannung des Operationsverstärkers Null, so ist auch die Ausgangsspannung Null und der Verstärker arbeitet im aktiven Teil der Kennlinie.



Die Übertragungskennlinie  $U_A = f(U_E)$  zeigt uns, dass der Verstärker für  $U_{E0} < U_E < U_{E1}$  im aktiven Bereich, also mit großer Verstärkung, arbeitet. Außerhalb dieses Bereichs ist er in der Sättigung und gibt  $U_{Amin}$  bzw.  $U_{Amax}$  ab. Zur Berechnung von  $t_{ein}$  macht man den Ansatz aus Versuch 41, da es sich beim Laden und Entladen des Kondensators wieder um e-Funktionen handeln wird:

$$U_E(t) = A + B \cdot e^{-t/\diamond} \text{ mit } \diamond = (R_1 + R_2) \cdot C$$

Im eingeschwungenen Zustand möge für  $t = 0$   $U_E(t)$  gerade von  $U_{Emin}$  kommend  $U_{E0}$  passieren und in den aktiven Bereich kommen, der sehr schnell durchlaufen wird und am Ausgang des Verstärkers einen Spannungssprung von  $U_{Amax} - U_{Amin}$  hervorruft. Es gilt also für  $t = 0$ :

$$U_E(0) = A + B \cdot 1 = (U_{Amax} - U_{Amin}) \cdot R_2 / (R_1 + R_2) + U_{E0}$$

Der Kondensator lädt sich und für  $t = \infty$  wäre

$$U_E(\infty) = A + B \cdot 0 = 0$$

Daraus folgt für die Konstanten A und B

$$A = 0$$

$$B = (U_{Amax} - U_{Amin}) \cdot R_2 / (R_1 + R_2) + U_{E0}$$

und es wird

$$U_E(t) = [(U_{Amax} - U_{Amin}) \cdot R_2 / (R_1 + R_2) + U_{E0}] \cdot e^{-t/\diamond}$$

Zur Zeit  $t_{ein}$  durchläuft  $U_E$  von  $U_{Emax}$  kommend  $U_{E1}$  und der Verstärker schaltet wieder zurück. Es ist also:

$$U_{E1} = [(U_{Amax} - U_{Amin}) \cdot R_2 / (R_1 + R_2) + U_{E0}] \cdot e^{-t_{ein}/\diamond}$$

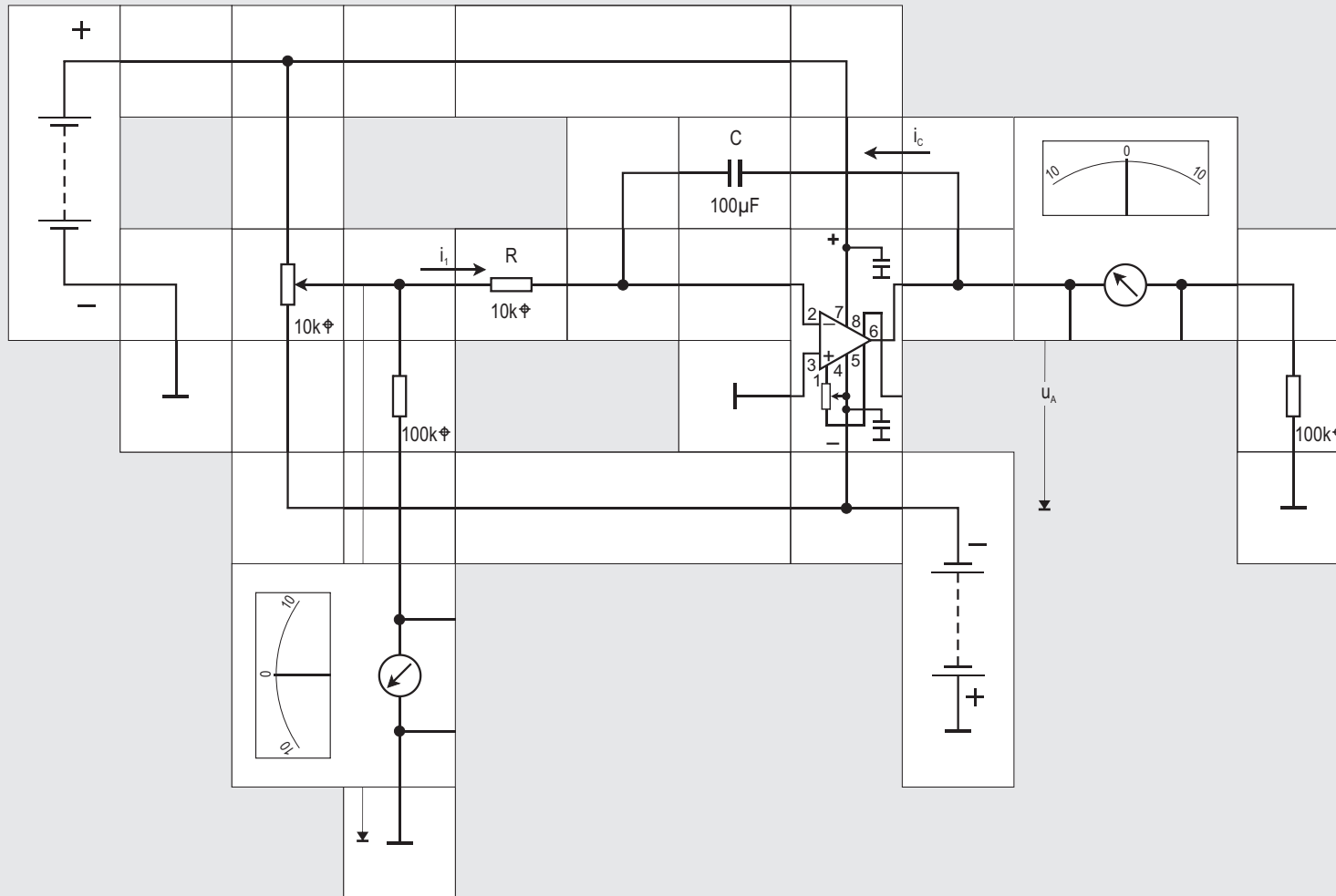
Diese Gleichung wird wieder logarithmiert und nach  $t_{ein}$  aufgelöst; für  $t_{ein}$  ergibt sich dann:

$$t_{ein} = \diamond \cdot \ln \left[ \frac{U_{Amax} - U_{Amin}}{U_{E1}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{U_{E0}}{U_{E1}} \right]$$

Ganz entsprechend erhalten wir für  $t_{aus}$ :

$$t_{aus} = \diamond \cdot \ln \left[ \frac{U_{Amin} - U_{Amax}}{U_{E0}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{U_{E1}}{U_{E0}} \right]$$

45







## Versuch 45

### Umkehrintegrator

Bereits in der Einleitung wurde darauf hingewiesen, dass der Operationsverstärker in der Analogrechen-technik eine wichtige Rolle spielt. Seine Hauptanwendung ist dort zum Lösen von Differentialgleichungen der Integrator. Der Operationsverstärker wirkt integrierend, wenn man seine Gegenkopplung nicht mit einem ohmschen Widerstand, sondern mit einer Kapazität ausführt. Seine Ausgangsspannung  $u_A$  ist dann das zeitliche Integral über seine Eingangsspannung  $u_1$ .

Zur Berechnung der Ausgangsspannung wenden wir in der Versuchsschaltung die Knotenregel auf den Summationspunkt, den - Eingang, an; es ist:

$$i_1 + i_c = 0$$

Für den Strom durch den Kondensator gilt:

$$i_c = C \cdot du_A / dt,$$

woraus durch Einsetzen folgt

$$u_1 / R + C \cdot du_A / dt = 0$$

$$du_A / dt = -u_1 / RC$$

Integrieren beider Seiten ergibt:

$$u_A = -\frac{1}{RC} \cdot \int_0^T u_1 dt + U_A(t=0)$$

Der Faktor  $1/RC$  heißt Übertragungskonstante. Wählt man beim Einsatz im Analogrechner  $RC = 1s$ , so wird die Rechenzeit gleich der wirklichen Zeit.

$U_A(t=0)$  ist die Anfangsbedingung und gleich der Ausgangsspannung  $U_A$  zur Zeit  $t=0$ .

Im Versuchsaufbau zeigt das linke Instrument  $u_1$  und das rechte  $u_A$  an. Am Potentiometer können wir  $u_1$  einstellen. Wählen wir beispielsweise einen festen negativen Wert, so werden wir bemerken, wie  $u_A$  linear mit der Zeit steigt, bis der Ausgang in der Sättigung ist. Wir sollten vorher am Potentiometer einen positiven Wert einstellen, damit  $u_A$  wieder zurück geht und nach dem Nulldurchgang negative Werte annimmt. Die Änderungsgeschwindigkeiten sind proportional zu den  $u_1$  - Werten. Soll sich  $u_A$  nicht mehr ändern, müssen wir  $u_1 = 0$  machen: Das Integral  $\int u_1 dt$  wächst dann nicht mehr weiter.

Damit die hergeleitete Beziehung gültig bleibt, darf der Operationsverstärker natürlich nicht in die Sättigung kommen.





## Versuch 46

### Anfangsbedingungen aus erdfreier Spannungsquelle

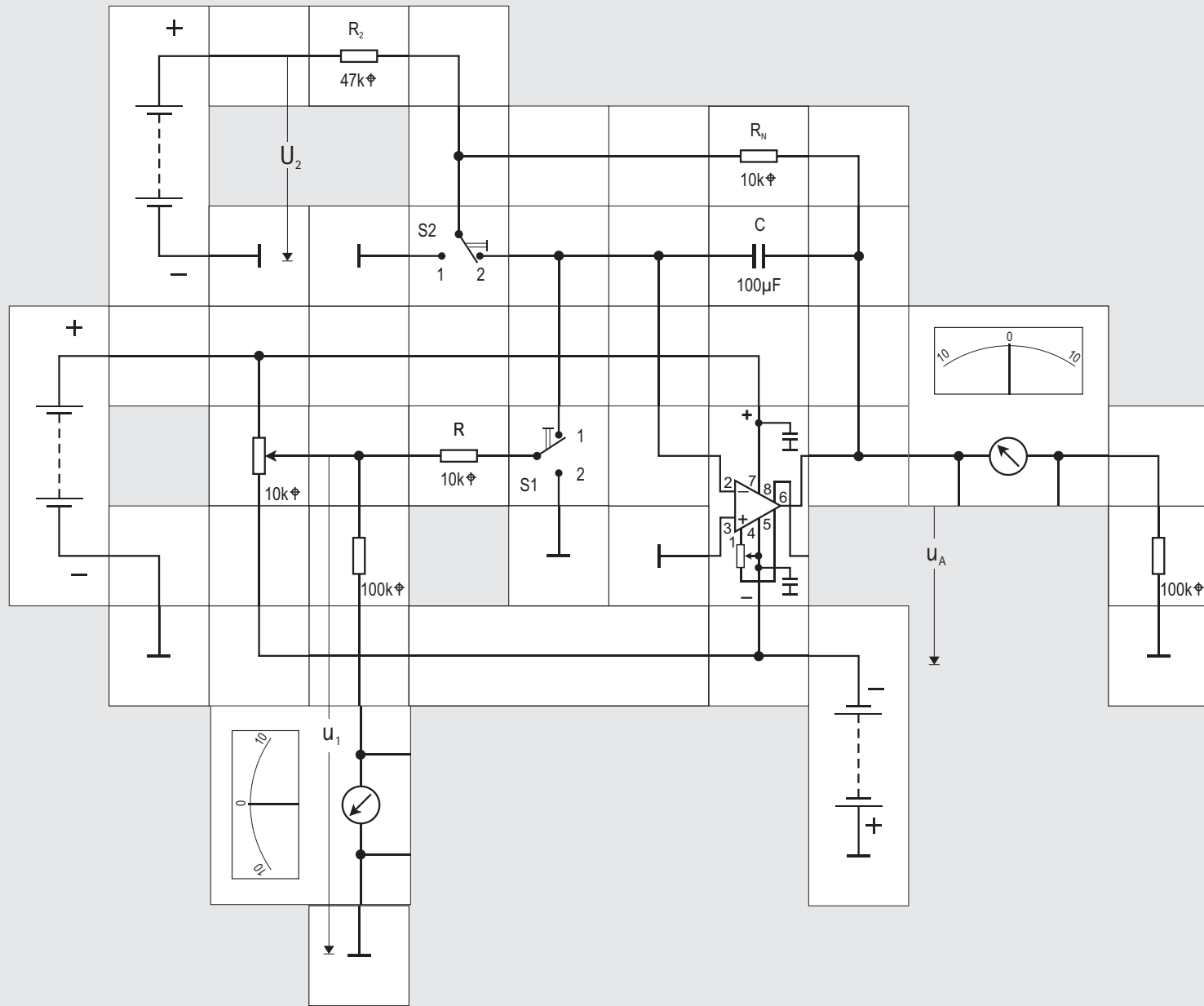
Der Integrator des letzten Versuchs hat noch einen großen Nachteil: Er gestattet es nicht, die Anfangsbedingung  $U_A(t=0)$  vorzugeben, sie stellte sich mehr oder weniger zufällig ein, wenn wir die Spannungen einschalteten.

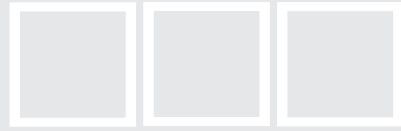
So richtig brauchbar ist ein Integrator aber nur dann, wenn man die Ausgangsspannung  $U_A(t=0)$ , also die Anfangsbedingung, unabhängig von  $u_1$  vorgeben kann. Die beiden zusätzlichen Schaltelemente S und T in unserem erweiterten Versuchsaufbau ermöglichen es, die Integration zu stoppen und die Anfangsbedingung  $U_A(t=0) = U_2$  zu setzen.

Steht der Schalter S in Stellung 1 und ist die Taste T nicht betätigt, so arbeitet die Schaltung wie im vorherigen Versuch. Schalten wir S in Stellung 2, wird der Eingangsstrom des Integrators Null und die Ausgangsspannung bleibt (beispielsweise zum Ablesen) auf dem Wert im Umschaltaugenblick stehen. Betätigt man jetzt die Taste, dann lädt die Spannungsquelle  $U_2$  den Kondensator C auf den (Anfangs-) Wert  $U_A(t=0) = U_2$  auf. Auch die Ausgangsspannung nimmt diesen Wert an.

Der Nachteil dieser Schaltung ist leicht im Aufbau zu erkennen: Wir benötigen eine erdfreie Spannungsquelle. Der nächste Versuch zeigt uns, wie wir durch eine kleine Änderung diesen Nachteil vermeiden können.

47





## Versuch 47

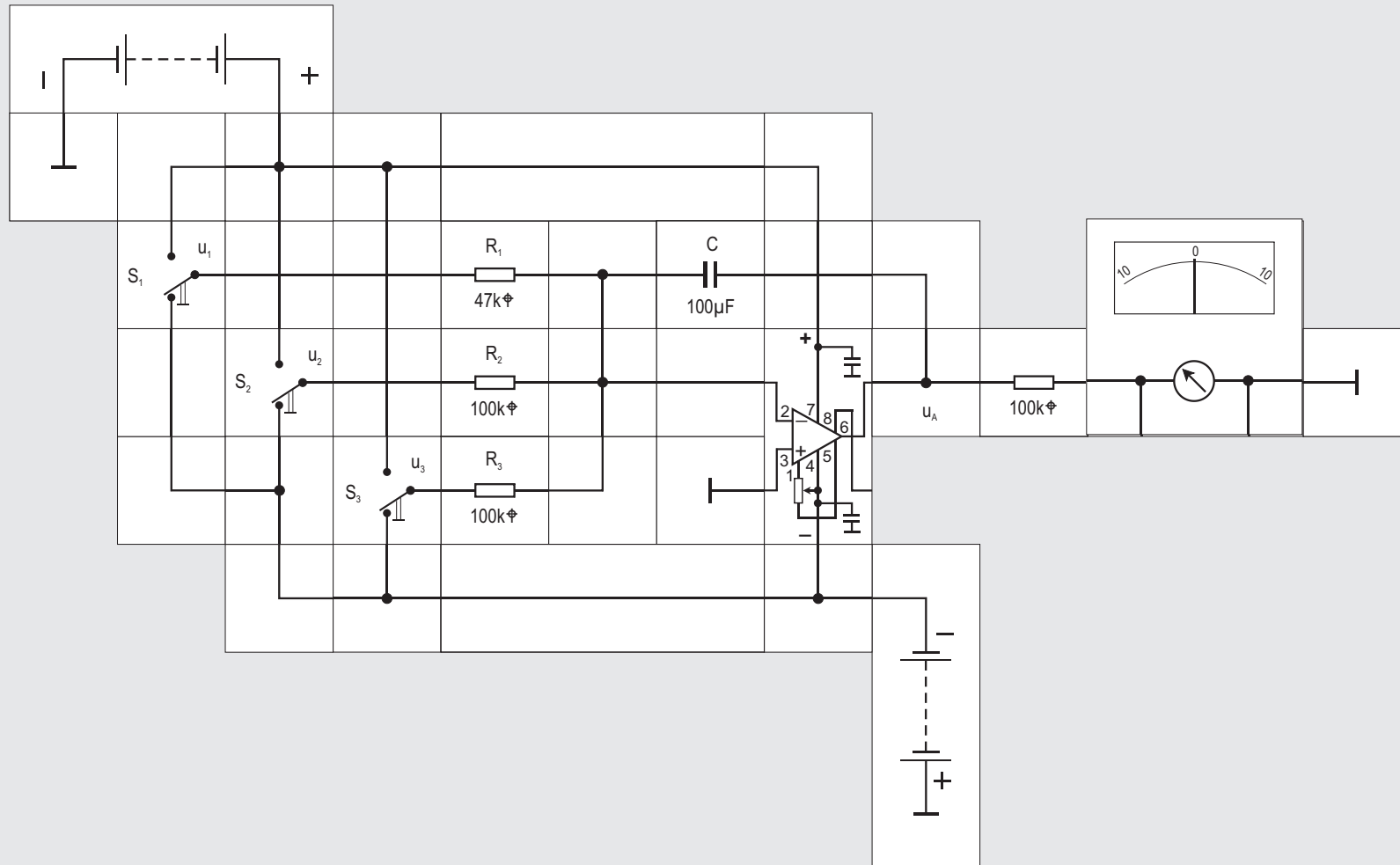
### Anfangsbedingungen aus geerdeter Spannungsquelle

Ersetzen wir den Taster durch einen weiteren Umschalter S2, so können wir zum Einstellen eine geerdete Spannungsquelle verwenden. Die Anfangsbedingung ergibt sich zu:

$$U_A(t=0) = -U_2 \cdot R_N / R_2$$

Stehen beide Umschalter in Stellung 2, so wirkt die Schaltung als Umkehrverstärker für  $U_2$  und die Anfangsbedingung stellt sich ein. Am rechten Instrument können wir verfolgen, dass das nicht augenblicklich geschieht, da der Kondensator sich erst aufladen muss. Bei beiden Umschaltern in Stellung 1 arbeitet die Schaltung wie gewohnt als Integrator.

48





## Versuch 48

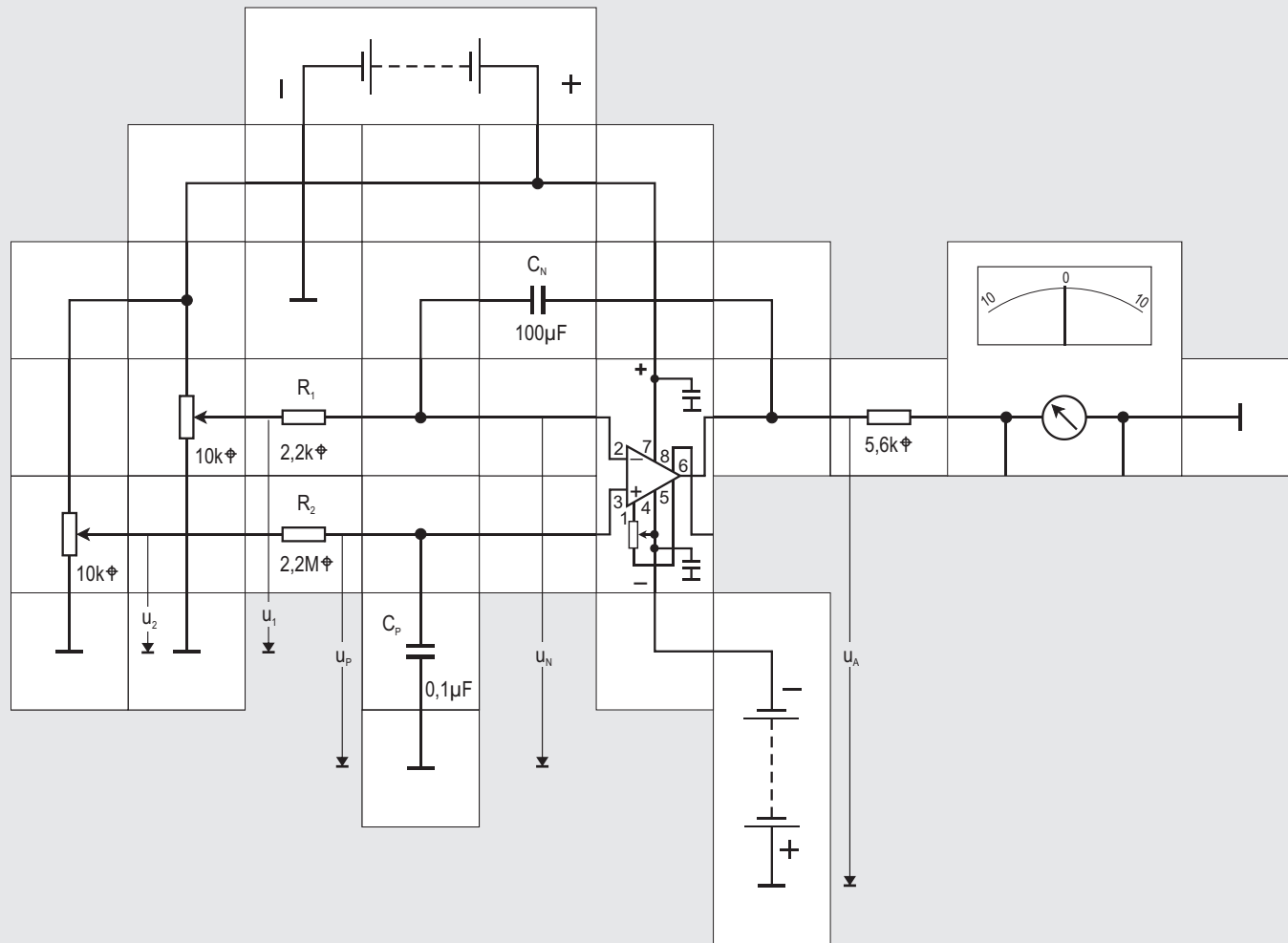
### Summationsintegrator

Die Schaltung des Umkehrintegrators aus Versuch 45 lässt sich zum Summenintegrator erweitern. Die Beziehung für die Ausgangsspannung  $u_A$  ergibt sich wieder, wenn wir die Knotenregel auf den Summationspunkt (- Eingang) anwenden. Wir verzichten auf die ausführliche Herleitung und geben gleich das Ergebnis an:

$$u_A = -\frac{1}{C} \int \left( \frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \frac{u_3}{R_3} \right) dt$$

Die Schaltung ist wie die des Umkehrdifferenzierers aus Versuch 29 aufgebaut, nur dass  $R_N$  durch die Kapazität  $C$  ersetzt wurde. Natürlich lässt sich diese Schaltung auch mit Umschaltern zur Einstellung der Anfangsbedingung ergänzen.

49







## Versuch 49

### Differenzintegrator

Ähnlich wie sich aus der Schaltung des Versuchs 29 (Umkehrdifferenzierer) durch Austausch des Rückführwiderstands  $R_N$  gegen einen Kondensator die Schaltung des Summationsintegrators gewinnen ließ, können wir aus dem Subtrahierer (Versuch 30) einen Differenzintegrator bauen. Wir müssen nur die Rückführwiderstände  $R_N$  und  $R_P$  durch die Kondensatoren  $C_N$  und  $C_P$  ersetzen. Zur Herleitung der Ausgangsspannung wenden wir die Knotenregel sowohl auf den  $-$  als auch auf den  $+$  Eingang an; wir erhalten:

$$\frac{u_1 - u_N}{R_1} + C_N \cdot \frac{d(u_A - u_N)}{dt} = 0$$

$$\frac{u_1 - u_P}{R_2} + C_P \cdot \frac{du_P}{dt} = 0$$

Mit  $u_P = u_N$  und  $R_1 C_N = R_2 C_P = RC$  ergibt sich:

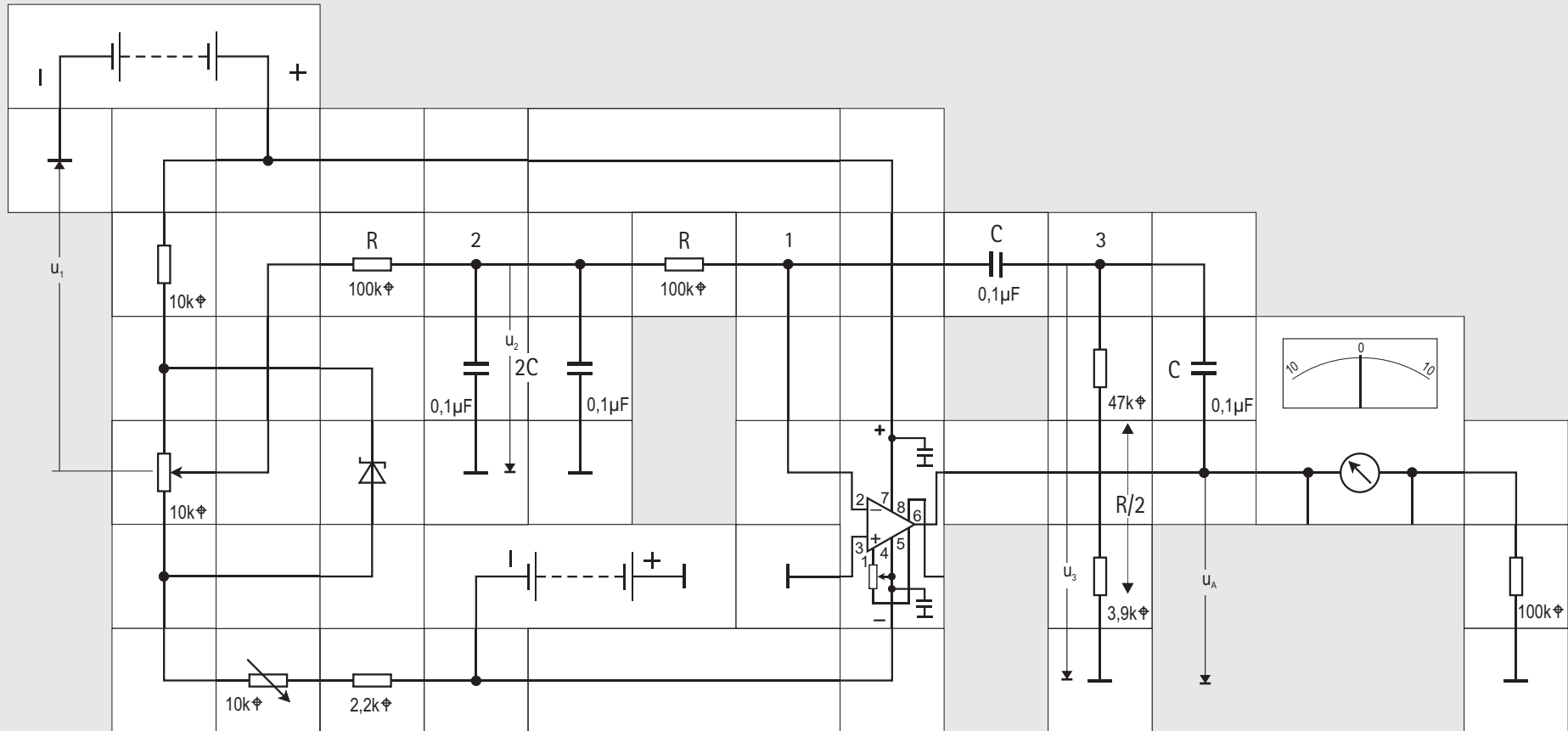
$$(u_2 - u_1) dt = RC du_A$$

woraus nach Division beider Seiten durch  $RC$  sowie Integrieren das Ergebnis folgt:

$$u_A = \frac{1}{RC} \int (u_2 - u_1) dt$$

Beim Aufbau der Schaltung müssen wir darauf achten, dass für beide Kondensatoren unpolarierte Typen eingesetzt werden.

50





## Versuch 50

### Zweifach – Integrator

Wollen wir eine Funktion zweimal hintereinander integrieren, so brauchen wir dazu nicht unbedingt zwei der bisher vorgestellten Integratoren. Die oben angegebene Versuchsschaltung mit nur einem Operationsverstärker ist dazu auch in der Lage. Sie bildet die Ausgangsspannung nach der Formel

$$u_A = -\frac{1}{(RC)^2} \Downarrow \Downarrow u_1 dt^2$$

und hat damit die Eigenschaft, die Eingangsspannung  $u_1$  zweimal zu integrieren.

Wenn wir wie bisher einfach eine Spannung an den Eingang legten, würde der Ausgang des Zweifach – Integrators augenblicklich in die positive oder negative Sättigung laufen. Wir dürfen nur winzige von Null verschiedene Spannungen an den Eingang legen, damit wir am Messinstrument sehen, wie sich eine Ausgangsspannung erst langsam, dann immer schneller aufbaut, bis die Sättigung erreicht ist. Aus der Formel ist zu sehen, dass eine konstante Eingangsspannung  $u_1$  durch die zweifache Integration quadratisch mit der Zeit anwächst.

Die winzigen zur Masse symmetrischen Eingangsspannungen erzeugen wir uns mit Hilfe der Schottkydiode. Sie hat eine Flussspannung  $U_F$  von 0,3 V, die über das 10 k $\Phi$  Potentiometer geteilt wird und als Eingangsspannung  $u_1$  zur Verfügung steht. Den 10 k $\Phi$  Einstellwiderstand stellen wir so ein, dass  $U_F$  auch symmetrisch zur Masse liegt (nachmessen!), damit  $u_1$  sowohl positive als auch negative Werte annehmen kann. Wenn Spannung anliegt, wird der Ausgang des Operationsverstärkers in der positiven oder der negativen Begrenzung sein. Durch entsprechendes feinfühliges Verändern der Potentiometereinstellung können wir die Ausgangsspannung  $u_A$  in die jeweils andere Begrenzung laufen lassen und beobachten, wie der Zeiger des Instrumentes sich dabei beschleunigt bewegt.

Ersetzen wir die 0,1  $\mu$ F durch bipolare 100  $\mu$ F Kondensatoren und machen  $R = 10$  k $\Phi$ , so laufen die Vorgänge erheblich langsamer ab, und wir können auch am Eingangspoti die Schottkydiode weglassen. Der Zeiger setzt sich jetzt kaum merklich in Bewegung und wird langsam schneller.

Im Gegensatz zum einfachen Integrator ändert der Zeiger des Instruments auch nicht sofort die Richtung, wenn wir mit der Eingangsspannung »gegensteuern«, da ja zweimal integriert wird.

Zur Berechnung der Ausgangsspannung  $u_A$  wenden wir wieder dreimal die Knotenregel auf die Knoten 1 bis 3 an und erhalten die folgenden drei Gleichungen:

$$u_2/R + C \cdot du_3/dt = 0 \quad (\text{Gl.1})$$

$$(u_1 - u_2)/R - u_2/R - 2C \cdot du_2/dt = 0 \quad (\text{Gl.2})$$

$$-C \cdot du_3/dt - 2 \cdot u_3/R + C \cdot (du_A/dt - du_3/dt) = 0 \quad (\text{Gl.3})$$

Aus diesen drei Differentialgleichungen müssen wir nun die unbekanntten Spannungen  $u_2$  und  $u_3$  eliminieren, wozu wir die erste Gleichung nach  $u_2$  auflösen und in Gl. 2 einsetzen; es ist

$$u_2 = -RC \cdot du_3/dt \quad \text{und weiter differenziert}$$

$$du_2/dt = -RC \cdot d^2u_3/dt^2$$

Gl.2 heißt dann:

$$u_1 + 2RC \cdot du_3/dt + 2(RC)^2 \cdot d^2u_3/dt^2 = 0 \quad (\text{Gl.2})$$

Gl.3 wird mit  $R$  multipliziert und umgestellt:

$$RC \cdot du_A/dt - 2u_3 - 2RC \cdot du_3/dt = 0 \quad (\text{Gl.3})$$

Nun erweitern wir Gl.3 mit  $RC$ , differenzieren sie nach  $t$  und addieren sie zu Gl.2:

$$(RC)^2 \cdot d^2u_A/dt^2 - 2RC \cdot du_3/dt - 2(RC)^2 \cdot d^2u_3/dt^2 = 0$$

$$u_1 + 2RC \cdot du_3/dt + 2(RC)^2 \cdot d^2u_3/dt^2 = 0$$

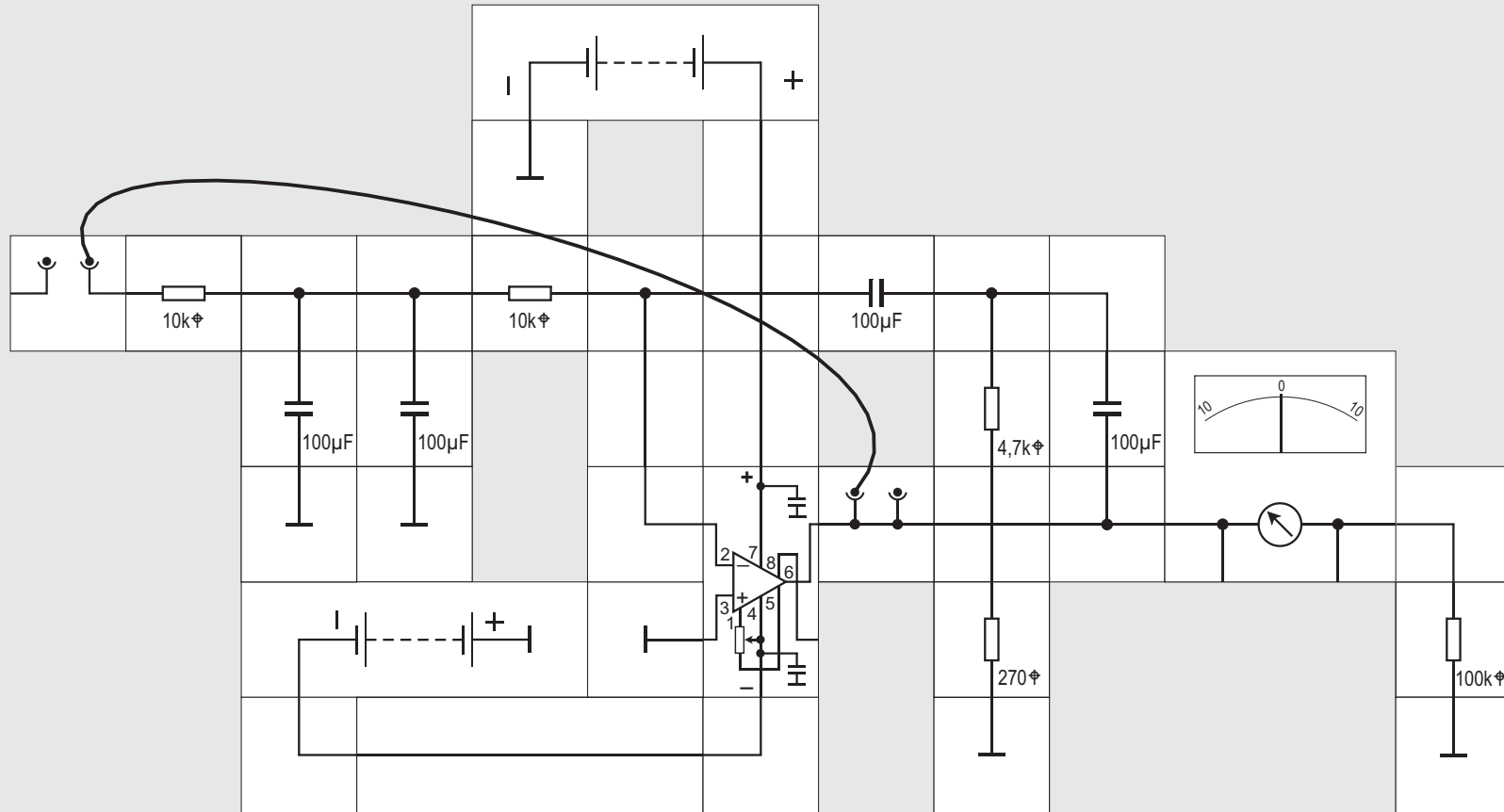
Wir erhalten:

$$u_1 + (RC)^2 \cdot d^2u_A/dt^2 = 0$$

Nach  $u_A$  aufgelöst und zweimal integriert

$$u_A = -\frac{1}{(RC)^2} \Downarrow \Downarrow u_1 dt^2$$

51





## Versuch 51

### Ein Oszillator

Ein interessanter Effekt entsteht, wenn wir bei der aufgebauten Schaltung des Versuchs 50 (mit beispielsweise  $R = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 100 \mu\text{F}$ , bipolar) den Eingang vom Potentiometer lösen und mit dem Ausgang verbinden, also  $u_1 = u_A$  machen. Der Operationsverstärker ist jetzt durch ein Doppel-T-Filter gegengekoppelt und es baut sich nach Anlegen der Versorgungsspannung eine Schwingung mit sehr kleiner Frequenz auf, wie wir am Zeiger des Messinstruments erkennen können. Das Filter wirkt so, dass hohe Frequenzen über die beiden rechten Kon-

densatoren, tiefe Frequenzen über die beiden linken Widerstände voll übertragen werden und die Eingangsspannung des Operationsverstärkers (- Eingang) gleich seiner Ausgangsspannung wird. Nur bei einer bestimmten Frequenz, nämlich der Resonanzfrequenz  $\omega = 1/2RC$  ist keine Gegenkopplung wirksam und mit dieser Frequenz schwingt der Oszillator ungedämpft. Da bei unserem Operationsverstärker das hohe Ausgangspotential betragsmäßig kleiner ist als das tiefe, geht das Ausgangssignal in die positive Begrenzung, was am Instrument gut zu erkennen ist.

Zur Berechnung der Resonanzfrequenz gehen wir von der Formel für die Ausgangsspannung aus:

$$u_A = -\frac{1}{(RC)^2} \iint u_1 dt^2$$

Wir setzen  $u_1 = u_A$  und differenzieren zwei Mal:

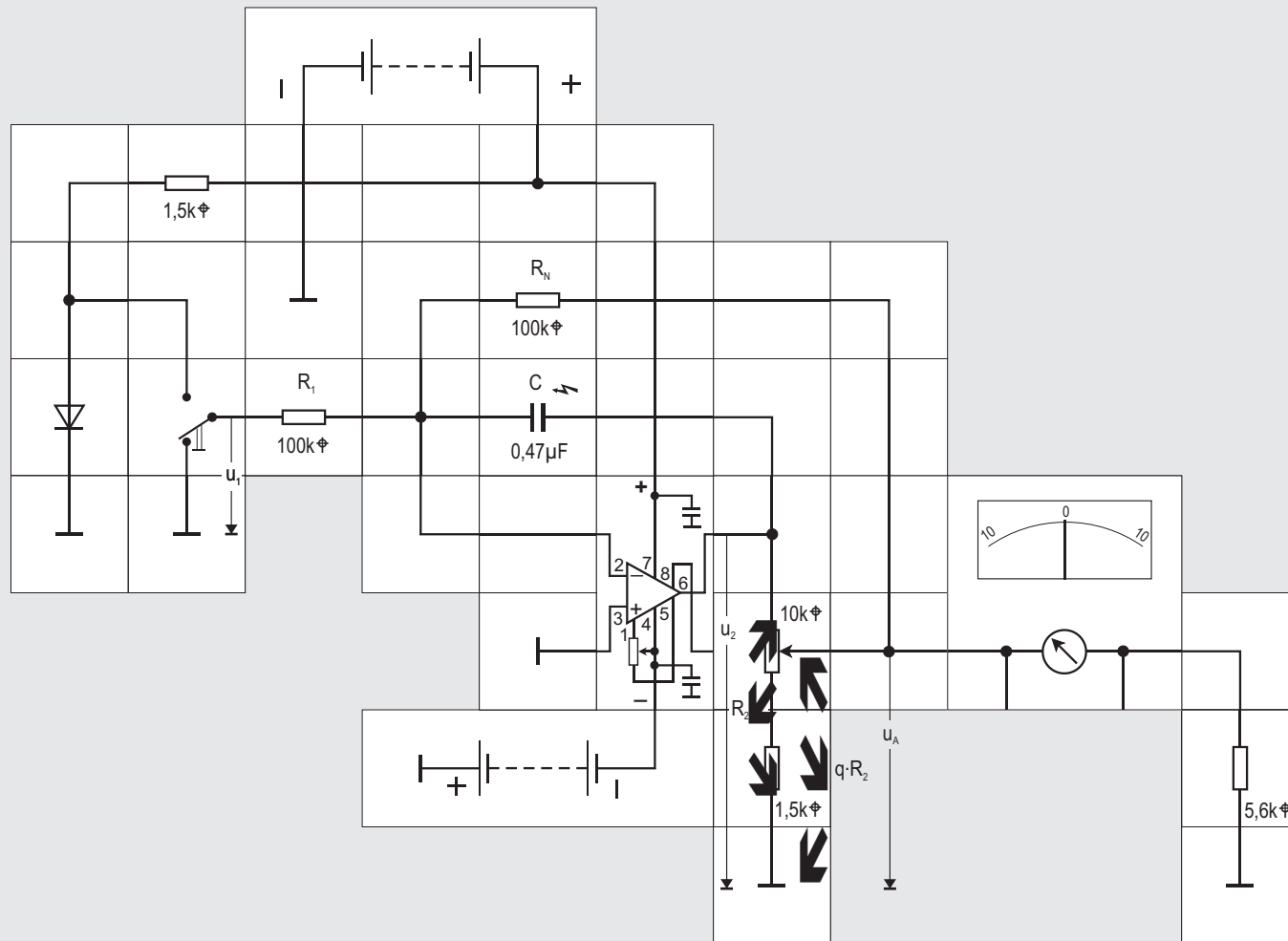
$$d^2 u_A / dt^2 + [1/(RC)^2] \cdot u_A = 0$$

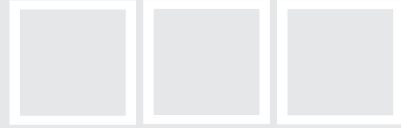
Dies ist die Differentialgleichung der ungedämpften Schwingung mit der Lösung

$$u_A = \hat{U}_A \cdot \sin \omega t \text{ mit } \omega = 1/RC$$

Die Schaltung liefert uns also eine Wechselspannung mit der Frequenz

$$\omega = 1/2RC \text{ und der Amplitude } \hat{U}_A.$$





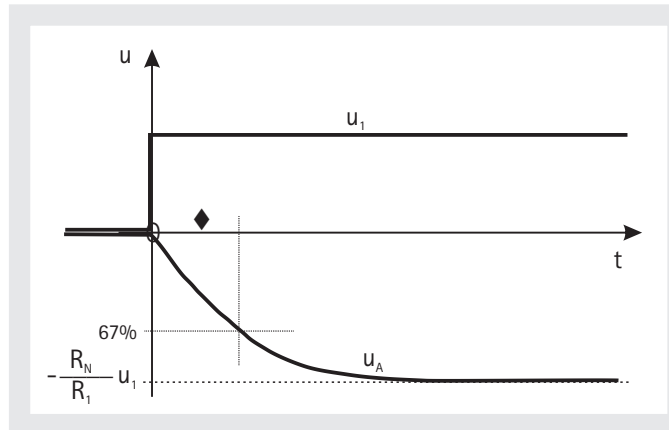
## Versuch 52

### Einstellbare Zeitkonstante

Ohne den Kondensator C ist unsere Versuchsschaltung der Umkehrverstärker mit hohem Eingangswiderstand aus Versuch 28 und die Ausgangsspannung würde unabhängig von der Stellung des Potentiometers folgenden Wert

$$u_A = - (R_N/R_1) \cdot u_1$$

annehmen. Es ist zu beachten, dass wir  $u_A$  im Gegensatz zu Versuch 28 vom Schleifer des Potentiometers und nicht vom Operationsverstärkerausgang abnehmen. Wegen des Kondensators kann sich dieser Wert aber erst nach einer gewissen Zeit einstellen, da zunächst der Kondensator aufgeladen werden muss. Die Aufladung geschieht nach einer e-Funktion und ist durch die Zeitkonstante  $\blacklozenge$  charakterisiert: Nach  $\blacklozenge$  hat die momentane Spannung das  $(1-1/e)$ -fache, also circa 67%, des Endwertes erreicht. Die Abbildung zeigt den qualitati-



ven Verlauf von  $u_A(t)$ , die Zeitkonstante  $\blacklozenge$  ist mit dem Potentiometer einstellbar und beträgt:

$$\blacklozenge = R_N C / q$$

Wir erkennen, dass sich die Schaltung wie ein (einstellbarer) Tiefpass verhält, tiefe Frequenzen also unverändert überträgt, hohe jedoch abschwächt. Seine Grenzfrequenz ist definiert zu

$$\blacksquare_{\max} = q / 2 \square R_N C$$

Wenn wir durch Schalterbetätigung einen Spannungssprung der Eingangsspannung  $u_1$  von circa 0,7 V erzeugen und für  $q$  am Potentiometer ein großer Wert ( $\blacklozenge$  klein  $\textcircled{1}$ ) eingestellt ist, folgt der Zeiger des Instruments unmittelbar dem Spannungssprung, für kleinere  $q$  ( $\blacklozenge$  groß  $\textcircled{1}$ ) dauert es entsprechend länger, bis er seine Endstellung erreicht hat.

Zur Berechnung der Zeitkonstanten  $\blacklozenge$  ermitteln wir den zeitlichen Verlauf der Ausgangsspannung und wenden dafür die Knotenregel auf den Summationspunkt (- Eingang) an:

$$u_1/R_1 + u_A/R_N + C \cdot du_2/dt = 0$$

Wenn wir  $R_N \gg R_2$  annehmen, also mit einem unbelasteten Spannungsteiler rechnen, ist

$$u_2/R_2 = u_A/qR_2 \text{ und}$$

$$du_2/dt = 1/q \cdot du_A/dt$$

Das in die erste Gleichung eingesetzt ergibt:

$$u_1/R_1 + u_A/R_N + C/q \cdot du_A/dt = 0$$

Für die Lösung dieser Differentialgleichung machen wir den Ansatz:

$$u_A(t) = A \cdot e^{-t/\blacklozenge} + B$$

Zum Zeitpunkt  $t = 0$  ist  $u_A = 0$ , woraus folgt

$$0 = A + B \text{ oder } A = -B$$

Der Endwert  $(-R_N/R_1) \cdot u_1$  stellt sich für  $t \rightarrow \infty$  ein:

$$(-R_N/R_1) \cdot u_1 = 0 \cdot A + B, \text{ woraus folgt: } B = (-R_N/R_1) \cdot u_1$$

$$\text{und } A = (+R_N/R_1) \cdot u_1$$

$$u_A(t) = (R_N/R_1) \cdot u_1 \cdot e^{-t/\blacklozenge} - (R_N/R_1) \cdot u_1$$

$$u_A(t) = (R_N/R_1) \cdot u_1 \cdot (e^{-t/\blacklozenge} - 1)$$

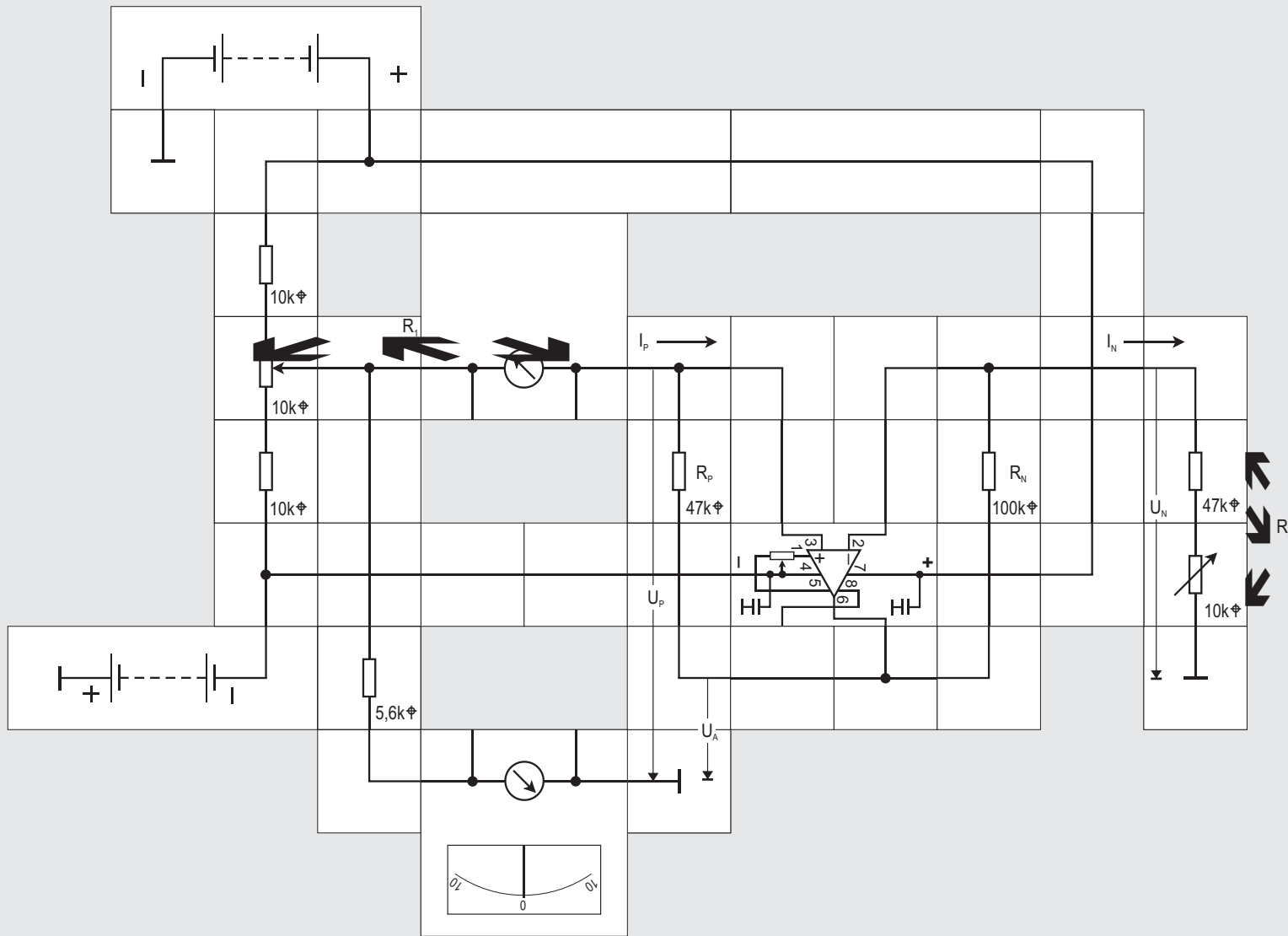
Wir differenzieren und setzen  $u_A$  sowie

$$du_A/dt = -1/\blacklozenge \cdot (R_N/R_1) \cdot u_1 \cdot e^{-t/\blacklozenge}$$

in die ursprüngliche Differentialgleichung ein, lösen nach  $\blacklozenge$  auf und erhalten schließlich

$$\blacklozenge = R_N C / q$$

53







## Versuch 53

### Erzeugung negativer Widerstände (NIC)

Legt man an einen normalen Widerstand  $R$  eine Spannung  $U$ , dann fließt der Strom  $I$ ; Strom- und Spannungspfeil zeigen in dieselbe Richtung und es ist  $R = + U/I$ . Mit Hilfe des Operationsverstärkers ist es nun möglich, eine Schaltung aufzubauen, bei der der Quotient  $U/I \ll 0$ , also negativ, wird. Dieses Gebilde bezeichnet man als negativen Widerstand NIC (engl.: Negative Impedance Converter). NICs können nur mit aktiven Schaltungen aufgebaut werden. Unser Versuchsaufbau zeigt, wie es geht. Zur Herleitung des Übertragungsverhaltens wenden wir wieder die Knotenregel auf den  $-$  Eingang und auf den  $+$  Eingang an; wir erhalten:

$$-I_N + \frac{U_A - U_N}{R_N} = 0$$

$$-I_P + \frac{U_A - U_P}{R_P} = 0$$

Mit  $U_P = U_N$  folgt daraus:

$$I_N = - \frac{R_P}{R_N} \cdot I_P$$

$$I_N = -\mathfrak{D} \cdot I_P$$

$$\mathfrak{D} = R_P/R_N$$

Wäre die Schaltung passiv, müssten  $I_P$  und  $I_N$  gleiches Vorzeichen besitzen.

Die Eingangsspannung beziehen wir aus dem  $10 \text{ k}\Omega$  Potentiometer, dessen Einstellbereich wir durch zwei  $10 \text{ k}\Omega$  Festwiderstände auf kleine Spannungen beschränken (circa  $\pm 1,5\text{V}$ ). Das obere Instrument zeigt uns den Strom und seine Richtung, das untere die Eingangsspannung (Vollausschlag  $1 \text{ V}$ ) an. Lastwiderstand ist  $R_2$  mit  $47 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega$  einstellbar.

Nach Anlegen der Versorgungsspannungen können wir die Eingangsspannung beispielsweise von Null auf positive Werte erhöhen; wir stellen fest, dass sich auch der Eingangsstrom  $I_P$  erhöht, seine Richtung ist jedoch so, dass er in die Spannungsquelle hineinfließt, also entgegengesetzt zu der normalen Flussrichtung.

Aus der Rechnung ergab sich:

$$I_P = - \frac{R_N}{R_P} \cdot I_N$$

$$I_P = -1/\mathfrak{D} \cdot I_N$$

$$I_N = U_N/R_2$$

Die letzte Gleichung in die vorletzte eingesetzt liefert nun:

$$I_P = -1/\mathfrak{D} \cdot U_N/R_2 = -1/\mathfrak{D} \cdot U_P/R_2$$

und damit ist der Quotient  $R = U/I$

$$U_P/I_P = - \mathfrak{D} \cdot R_2$$

also negativ. Verkleinern oder vergrößern von  $R_2$  erhöht bzw. senkt wie gewohnt den Strom.

Wir haben bisher stillschweigend vorausgesetzt, dass die Schaltung stabil ist und tatsächlich erfüllt bei der angegebenen Dimensionierung die Versuchsschaltung auch unsere Erwartungen. Die Schaltungsanalyse zeigt, dass wir gleichzeitig rück- und gegenkoppeln. Damit die Schaltung stabil arbeitet, muss der Gegenkopplungsanteil größer als der Rückkopplungsanteil sein. Zur Berechnung der beiden  $U_A$ -Anteile, die auf den  $+$  bzw. den  $-$  Eingang gekoppelt werden, benötigen wir die Innenwiderstände der angeschlossenen Schaltungen. In unserem Fall ist das ausgangsseitig  $R_2$  und eingangsseitig  $R_1$ , die Summe aus dem  $4 \text{ k}\Omega$  Innenwiderstand des Instruments und dem Innenwiderstand des Potentiometers (einstellungsabhängig  $6,7$  bis  $7,5 \text{ k}\Omega$ ).

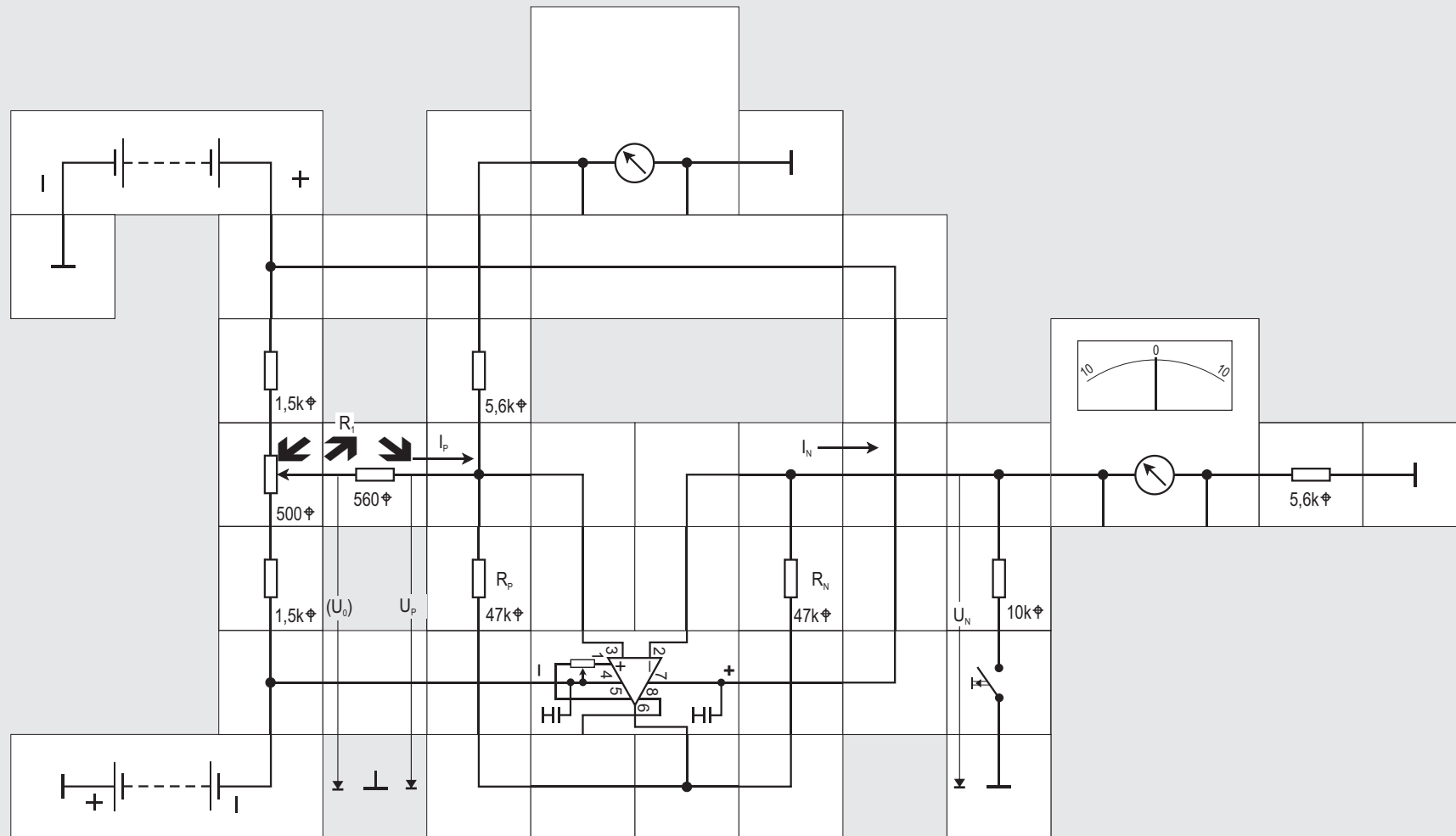
Rückgekoppelt wird die Spannung  $U_A \cdot R_1 / (R_1 + R_P)$ , gegengekoppelt die Spannung  $U_A \cdot R_2 / (R_2 + R_N)$ .

Die Schaltung arbeitet stabil, so lange gilt:

$$U_A \cdot R_1 / (R_1 + R_P) \ll U_A \cdot R_2 / (R_2 + R_N)$$

$$\mathfrak{D} = R_P/R_N \ll R_1/R_2$$

54





## Versuch 54

### Spannungsquelle mit negativem Innenwiderstand

Normalerweise liefert eine Spannungsquelle mit der Leerlaufspannung  $U_0$  und dem Innenwiderstand  $r_i$  bei Belastung die Ausgangsspannung

$$U = U_0 - I \cdot r_i.$$

$$r_i = - \frac{U}{I}$$

ist bei norma-

len Spannungsquellen positiv und daher sinkt  $U$  bei Belastung ab. (Bei positivem  $I$  ist  $U$  negativ). Bei einer Spannungsquelle mit negativem Innenwiderstand steigt  $U$  dagegen bei zunehmendem Strom  $I$  an ( $U$  ist positiv bei positivem  $I$ ,  $r_i$  also  $< 0$ ).

Unsere Schaltung zeigt diese Eigenschaft. Die Spannungsquelle ist ein relativ niederohmig aufgebeiter Spannungsteiler aus den beiden  $1,5 \text{ k}\Omega$  Festwiderständen und dem  $500 \Omega$  Potentiometer, zusammen mit dem Reihenwiderstand  $470 \Omega$  bilden sie den Innenwiderstand  $r_i = R_1$  von circa  $1 \text{ k}\Omega$ .

$$\mathcal{C} = 47 \text{ k}\Omega / 47 \text{ k}\Omega = 1$$

$U_0$  ist für uns nicht exakt messbar, da wir als Spannungsquelle einen Spannungsteiler verwenden.

Es ist  $U_N = U_P = U_0 - I_P \cdot R_1$

Mit  $I_N = - \mathcal{C} \cdot I_P$  folgt daraus

$$U_N = U_0 + I_N \cdot R_1 / \mathcal{C}$$

Wir können diese Eigenschaft sehen, wenn wir zunächst ohne Belastungswiderstand, also (fast) im Leerlauf arbeiten; das rechte Instrument zeigt uns dann nahezu  $U_0$  an, da  $I_N$  nur aus dem Messstrom besteht. Schalten wir durch Tasterbetätigung eine Last, nämlich den  $10 \text{ k}\Omega$  Widerstand zu, sinkt die Spannung nicht ab, wie es normalerweise der Fall wäre, sondern steigt an.

Die Schaltung arbeitet stabil, solange der Verbraucherwiderstand

$$R_2 \oplus R_1 / \mathcal{C} = -r_i \text{ ist.}$$

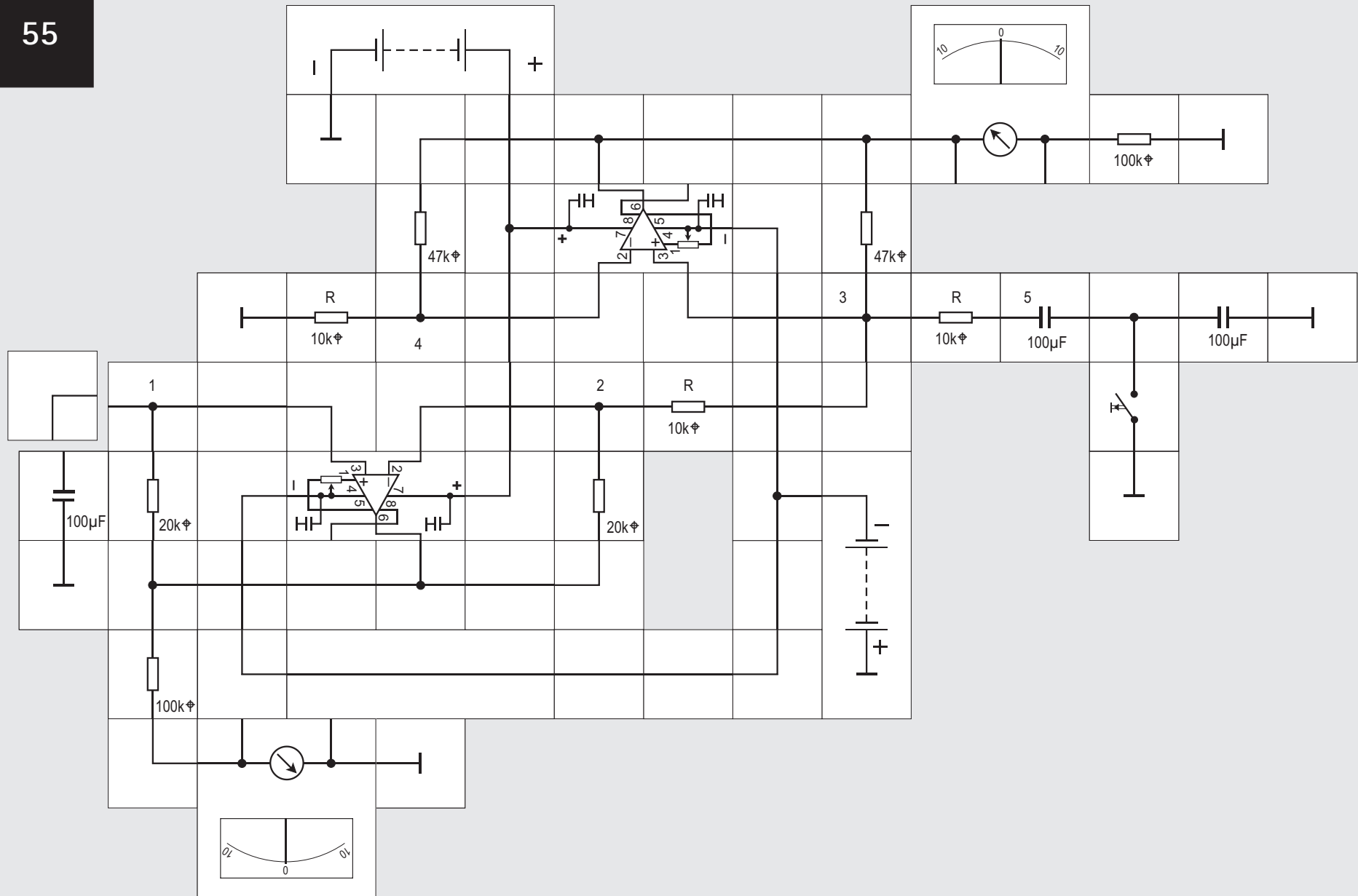
Die Gesetze der Reihen und Parallelschaltung gelten auch für negative Widerstände unverändert. Aus der Spannungsquelle mit negativem Innenwiderstand können wir deswegen eine Konstantspannungsquelle, also eine Spannungsquelle mit Innenwiderstand Null, machen, wenn man dem Ausgang einen passenden ohmschen Widerstand  $R$  in Reihe schaltet, der betragsmäßig gleich dem (negativen) Innenwiderstand ist.

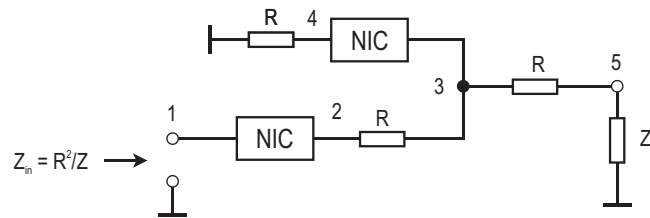
$$R = |r_i|$$

Beide Widerstände addieren sich dann zum Gesamtinnenwiderstand Null:

$$r_{\text{iges}} = R + r_i = 0$$

55





## Versuch 55

### Der Gyrator

Mit Hilfe des NIC können wir nicht nur ohmsche Widerstände in ihr negatives Gegenstück transformieren, die Transformation funktioniert auch für komplexe Widerstände  $Z$ , also Kapazitäten und Induktivitäten.

Eine weitere wichtige Anwendung des NICs besteht darin, nicht das negative sondern das inverse Pendant (und hier vorwiegend eine Induktivität durch eine Kapazität) zu erzeugen. Wir betrachten dazu die abgebildete Schaltung mit zwei NICs, drei Widerständen und dem zu transformierenden komplexen Widerstand  $Z$  und berechnen ganz formal den Gesamtwiderstand  $Z_{in}$ . Dabei müssen wir beachten,

dass ein NIC das jeweils angeschlossenen Schaltungsteil invertiert. Wir erhalten:

$$Z_{in} = - \left( R + \frac{1}{1/(R+Z) - 1/R} \right)$$

$$Z_{in} = - \left( R + \frac{(R+Z) \cdot R}{R - R - Z} \right)$$

$$Z_{in} = - \left( \frac{-RZ + R^2 + RZ}{-Z} \right)$$

$$Z_{in} = R^2 / Z$$

Ein am Ausgang angeschlossener Widerstand  $Z$  wird durch die Schaltung, die GYRATOR heißt, in einen Widerstand der Größe  $R^2/Z$  transformiert. Der Gyrator verhält sich wie ein passives Netzwerk und man kann bei ihm Eingang mit Ausgang vertauschen. Er arbeitet in jedem Fall stabil. Seine Bedeutung liegt darin, dass man mit ihm große ver-

lustarme Induktivitäten erzeugen kann. Schaltet man nämlich an seinen Ausgang einen Kondensator mit

$$Z = 1/j\omega C, \quad \text{so erhalten wir}$$

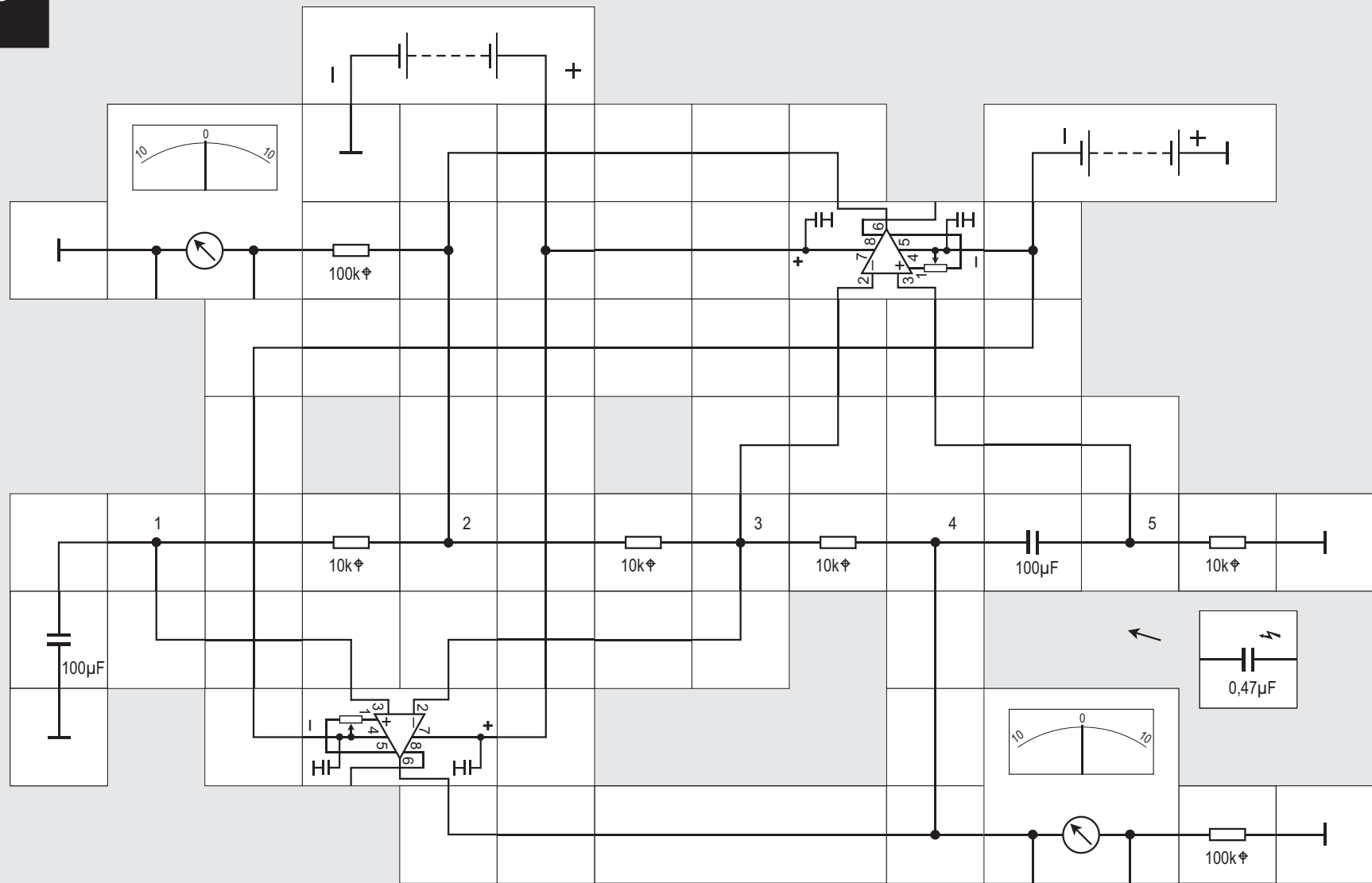
aus der Transformationsgleichung

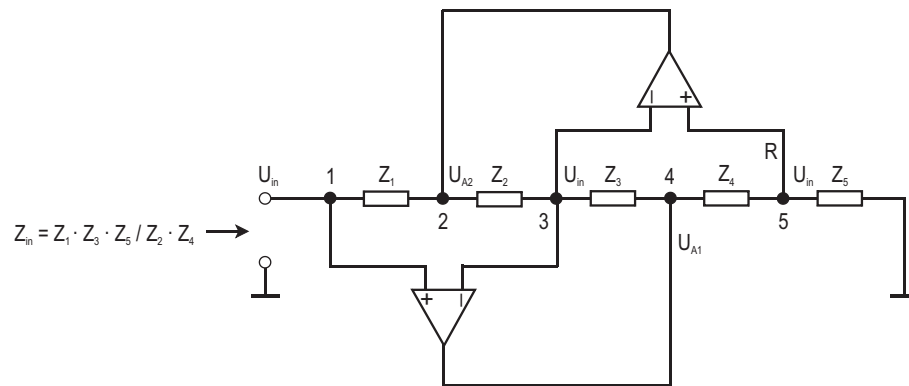
$$Z = R^2 j\omega C = j\omega L, \quad \text{woraus folgt:}$$

$$L = R^2 C$$

Für unseren Versuchsaufbau wählen wir  $C = 50\mu\text{F}$  und  $R = 10\text{ k}\Omega$ , so dass ein  $L$  mit  $5000\text{ H}$  (!) entsteht. Diese Induktivität  $L$  ergänzen wir mit einem  $100\mu\text{F}$  Kondensator zu einem Parallelschwingkreis, dessen Resonanzfrequenz  $f_{\text{res}} = 1/2\pi\sqrt{LC} \approx 0,23\text{ Hz}$  ist. Wir lassen zunächst die Eckverbindung zum Kondensator weg, legen Spannung an und verbinden dann den Kondensator. Beide Instrumente zeigen jetzt wahrscheinlich Schwingungen ( $90^\circ$  in der Phase zueinander verschoben) an. Durch Tasterbetätigung können wir  $C$  auf  $100\mu\text{F}$  erhöhen, die Schwingung wird dadurch langsamer. Oft hilft ein kurzzeitiges Ab- und Anschalten der Spannung, falls die Schwingung nicht einsetzen sollte. Auch können wir Widerstände und den Kondensator mit anderen Werten versuchsweise einsetzen und beobachten, wie sich die Schwingungsdauer ändert.

56





## Versuch 56

### Modifizierter Gyrator

In der Literatur findet man häufig die oben abgebildete Gyrator Schaltung. Ihr Eingangswiderstand ist

$$Z_{in} = Z_1 \cdot Z_3 \cdot Z_5 / Z_2 \cdot Z_4$$

Gewöhnlich ist  $Z_4$  eine Kapazität und die restlichen  $Z_n$  sind gleich große ohmsche Widerstände, so dass die Kapazität wieder in eine große verlustarme Induktivität transformiert wird:

$$Z_{in} = R^2 \cdot j \cdot C = j \cdot L$$

also  $L = R^2 \cdot C$

Wir können deswegen wieder ein ähnliches Verhalten der Schaltung erwarten, wenn wir an ihren Eingang eine Kapazität legen und sie so zu einem Parallelschwingkreis erweitern. Die Schwingung bringen wir durch kurzzeitiges Unterbrechen der Spannungsversorgung in Gang. Die Instrumente zeigen uns, wie sie langsam ausklingt oder dauerhaft schwingt. Auch hier sollten wir mit verschiedenen Kapazitätswerten experimentieren und sehen, auf welcher Frequenzen die Schaltung schwingt und wie sie sich beim Schwingen verhält.

Zur Herleitung des Innenwiderstands  $Z_{in}$  analysieren wir die Schaltung und sehen, dass an den Knoten 3 und 5 dieselbe Spannung ( $U_{in}$ ) liegt wie an Knoten 1, da zwischen dem + und dem - Eingang bei beiden Operationsverstärkern die Spannung Null ist. Unbekannt sind  $U_{A1}$  und  $U_{A2}$ . Wir beginnen am unbelasteten Spannungsteiler  $Z_4/Z_5$  und erhalten:

$$(U_{A1} - U_{in}) / Z_4 = U_{in} / Z_5$$

$$U_{A1} = U_{in} \cdot (1 + Z_4 / Z_5)$$

Der durch  $Z_3$  fließende Strom fließt auch durch  $Z_2$ :

$$(U_{in} - U_{A1}) / Z_3 = (U_{A2} - U_{in}) / Z_2$$

$$U_{in} - U_{A1} = (U_{A2} - U_{in}) \cdot Z_3 / Z_2$$

$U_{A1}$  aus erster Gleichung eingesetzt ergibt:

$$U_{A2} = U_{in} + [U_{in} - U_{in} \cdot (1 + Z_4 / Z_5)] \cdot Z_2 / Z_3$$

$$U_{A2} / U_{in} = 1 + [1 - (1 + Z_4 / Z_5)] \cdot Z_2 / Z_3$$

Der in die Schaltung fließende Strom ist

$$I_{in} = (U_{in} - U_{A2}) / Z_1, \quad \text{weiter ist}$$

$$1 / Z_{in} = I_{in} / U_{in} \quad \text{und damit}$$

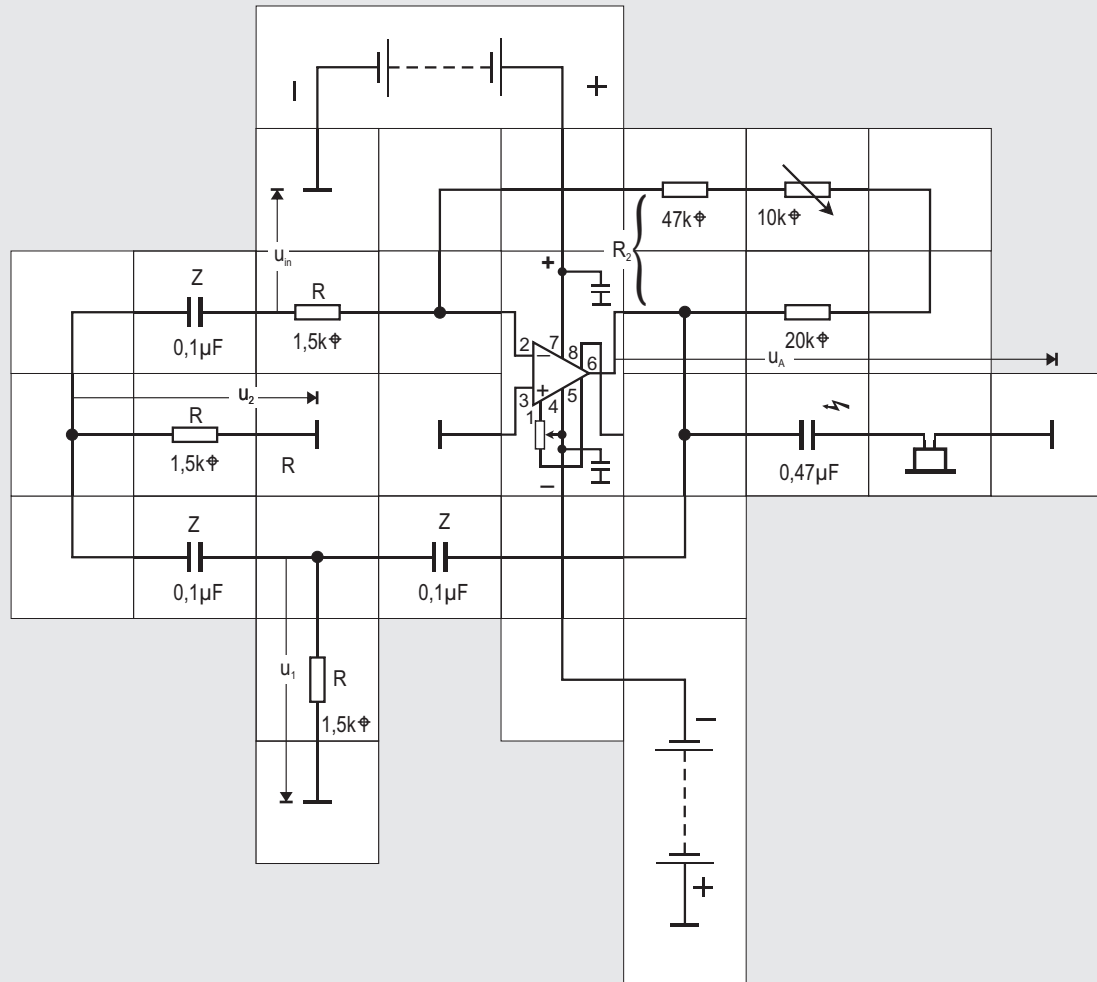
$$1 / Z_{in} = (1 - U_{A2} / U_{in}) / Z_1$$

$U_{A2} / U_{in}$  aus vorhergehender Gleichung eingesetzt

$$1 / Z_{in} = Z_2 \cdot Z_4 / Z_1 \cdot Z_3 \cdot Z_5$$

$$Z_{in} = Z_1 \cdot Z_3 \cdot Z_5 / Z_2 \cdot Z_4$$

57







## Versuch 57

### Phasenschiebersoszillator

Ein Oszillator enthält immer einen Verstärker, der eine Eingangswchelspannung  $u_{in}$  zu einer Ausgangsspannung  $u_A = v \cdot u_{in}$  mit einer Phasenverschiebung  $\varphi$  verstärkt. Der Ausgang wird durch den Lastwiderstand und den Widerstand des Rückkopplungsnetzes belastet. Über die Rückkopplung wird die Ausgangsspannung wieder auf den Eingang des Verstärkers gegeben, wobei gleichzeitig eine weitere Phasenverschiebung  $\delta\varphi$  entsteht und das Signal auf  $k \cdot u_A$  abgeschwächt wird. Der Oszillator kann schwingen, wenn der Verstärker die Abschwächung aufhebt, also  $k \cdot v \approx 1$  ist (Amplitudenbedingung), und die Ausgangs- mit der Eingangsspannung in Phase ist; aus dieser Phasenbedingung folgt:

$\varphi + \delta\varphi = 0, 2\pi, 4\pi, \dots$  (oder in Grad:  $0, 180^\circ, 360^\circ, \dots$ )

Bei unserer Versuchsschaltung invertiert der Operationsverstärker,  $\varphi = \pi$  ( $= 180^\circ$ ) und verstärkt mit  $v = R_2/R_1$ .

Die Rückkopplung geschieht über eine Kette aus drei RC - Gliedern, die das Signal um weitere  $180^\circ$  ( $= \pi$ ) dreht:  $\varphi + \delta\varphi = 2\pi$  ( $= 360^\circ$ ); gleichzeitig ist

sie das frequenzbestimmende Glied, denn nur bei einer bestimmten Frequenz beträgt die Phasenverschiebung gerade  $180^\circ$ . Jedes RC - Glied ist ein frequenzabhängiger Spannungsteiler, dessen Ausgangsspannung an R um  $90^\circ$  phasenverschoben gegen den Strom durch R und C ist. Für die maximale Phasenverschiebung ( $90^\circ$ ) dürfte der Strom nur von C bestimmt werden und R müsste gegen Null gehen, damit würde aber auch k gegen Null gehen und die Amplitudenbedingung könnte nicht mehr erfüllt werden. Wir brauchen also drei RC - Glieder. Über die fortgesetzte Spannungsteilung der Ausgangsspannung  $u_A$  kann man den Abschwächungsfaktor der RC - Kette berechnen; er beträgt:  $|u_{in}/u_A| = 1/29$ . Damit der Oszillator schwingt, muss  $v = R_2/R_1 \approx 29$  sein. Hinzu kommt noch die Belastung durch den Ohrhörer; die angegebene Dimensionierung stellt sicher, dass die Amplitudenbedingung erfüllt ist.  $180^\circ$  Phasenverschiebung tritt ein bei der Frequenz

$$f_{180} = 1/(\sqrt[3]{6} \cdot RC)$$

Mit dem Einstellwiderstand können wir die Frequenz verändern, gleichzeitig ändert sich allerdings auch die Verstärkung. Wir werden am Ton bemerken, dass der Oszillator nur in einem kleinen Bereich sauber schwingt und der Operationsverstärker nicht in die Sättigung geht, was sich dann durch ein »Knattern« anzeigt.

Zur Bestimmung von k gehen wir vom Teiler aus; es ist

$$u_2/(Z+R) = u_{in}/R$$

$$\frac{u_1}{Z+R} \parallel \frac{u_2}{Z+R} = \frac{u_2}{R} \parallel \frac{u_2}{Z+R}$$

$$\frac{u_A}{Z+R} \parallel \{ \frac{u_1}{Z+R} \parallel \frac{u_2}{Z+R} \} = \frac{u_1}{R} \parallel \{ \frac{u_1}{Z+R} \parallel \frac{u_2}{Z+R} \}$$

Wir eliminieren  $u_1$  und  $u_2$  und lösen nach  $u_A/u_{in}$  auf:

$$\frac{u_A}{u_{in}} = \frac{Z+R}{R} \cdot \frac{Z+R} {R} \parallel \frac{Z+R} {R} \parallel \{ \frac{Z+R} {R} \parallel \frac{Z+R} {R} \}$$

Die Parallelschaltung  $\parallel$  wird aufgelöst und nach einigen Rechenschritten erhalten wir das Ergebnis

$$u_A/u_{in} = (Z/R)^3 \cdot 5 \cdot (Z/R)^2 + 6 \cdot (Z/R) + 1$$

Wir setzen für Z den Widerstand des Kondensators ein:  $Z = 1/j\omega C$ ,  $Z^2 = -1/\omega^2 C^2$ ,  $Z^3 = -1/j\omega^3 C^3$  und erhalten

$$u_A/u_{in} = 1 - 5/(\omega RC)^2 + j \cdot \{ [1/(\omega RC)^3] - [6/\omega RC] \}$$

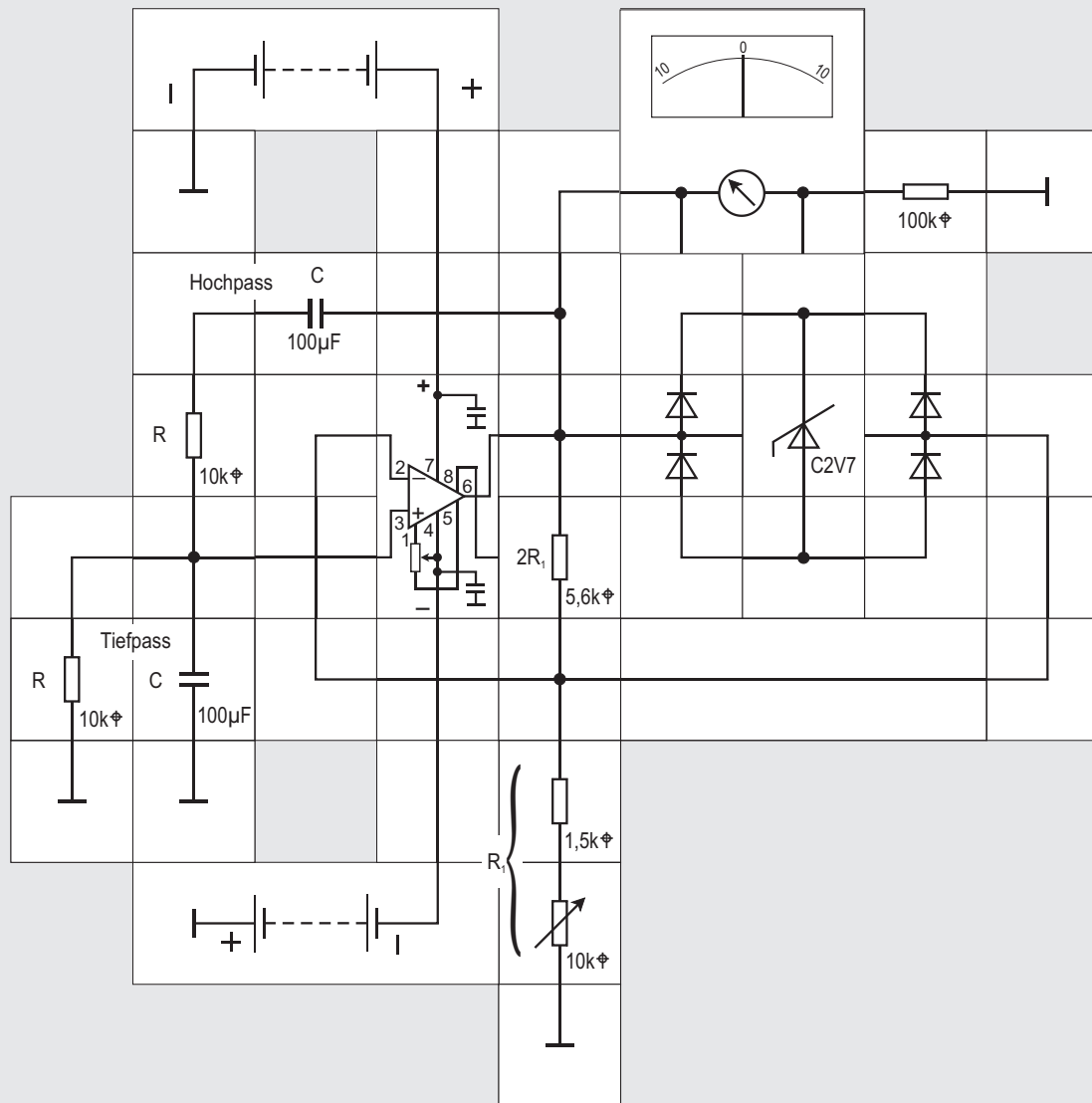
Bei der gewünschten  $180^\circ$  Phasenverschiebung muss der Imaginärteil  $j \cdot \{ \} = 0$  sein, woraus die Resonanzfrequenz folgt

$$\omega_{180} = 1/(\sqrt[3]{6} RC); \quad f_{res} = 1/2\sqrt[3]{6} RC$$

dies in den Realteil eingesetzt, ergibt den reziproken Abschwächungsfaktor

$$1/k = (u_A/u_{in})_{180} = -29$$

58





tisch in einer Brückenschaltung liegt. Wir verwenden in der Versuchsschaltung die WIEN – ROBINSON- BRÜCKE, eine um die Widerstände  $R_1$  und  $2R_1$  erweiterte Wien – Brücke. Die Wien – Brücke selbst ist eine Reihenschaltung von Hoch- und Tiefpass, bestehend jeweils aus einem Widerstand  $R$  und einem Kondensator  $C$ ; ihre Ausgangsspannung ist somit für hohe und tiefe Frequenzen Null. Bei der Resonanzfrequenz

$$f_{\text{res}} = 1/2RC$$

ist ihre Ausgangsspannung

$$\hat{U}_A = 1/3 \hat{U}_{\text{in}}$$

Durch die Erweiterung mit dem ohmschen Spannungsteiler im anderen Brückenweig, der frequenzunabhängig immer die Spannung  $1/3 \hat{U}_{\text{in}}$  liefert, ist die Brückenspannung der Wien – Robinson – Brücke im Resonanzfall gleich Null. Die Phase springt bei der Resonanzfrequenz um  $180^\circ$ ; solch steiler Nulldurchgang ist günstig für die Frequenzkonstanz des Oszillators. Ungünstig ist dagegen, dass die Ausgangsspannung Null ist. Man verstimmt deswegen die Brücke geringfügig.

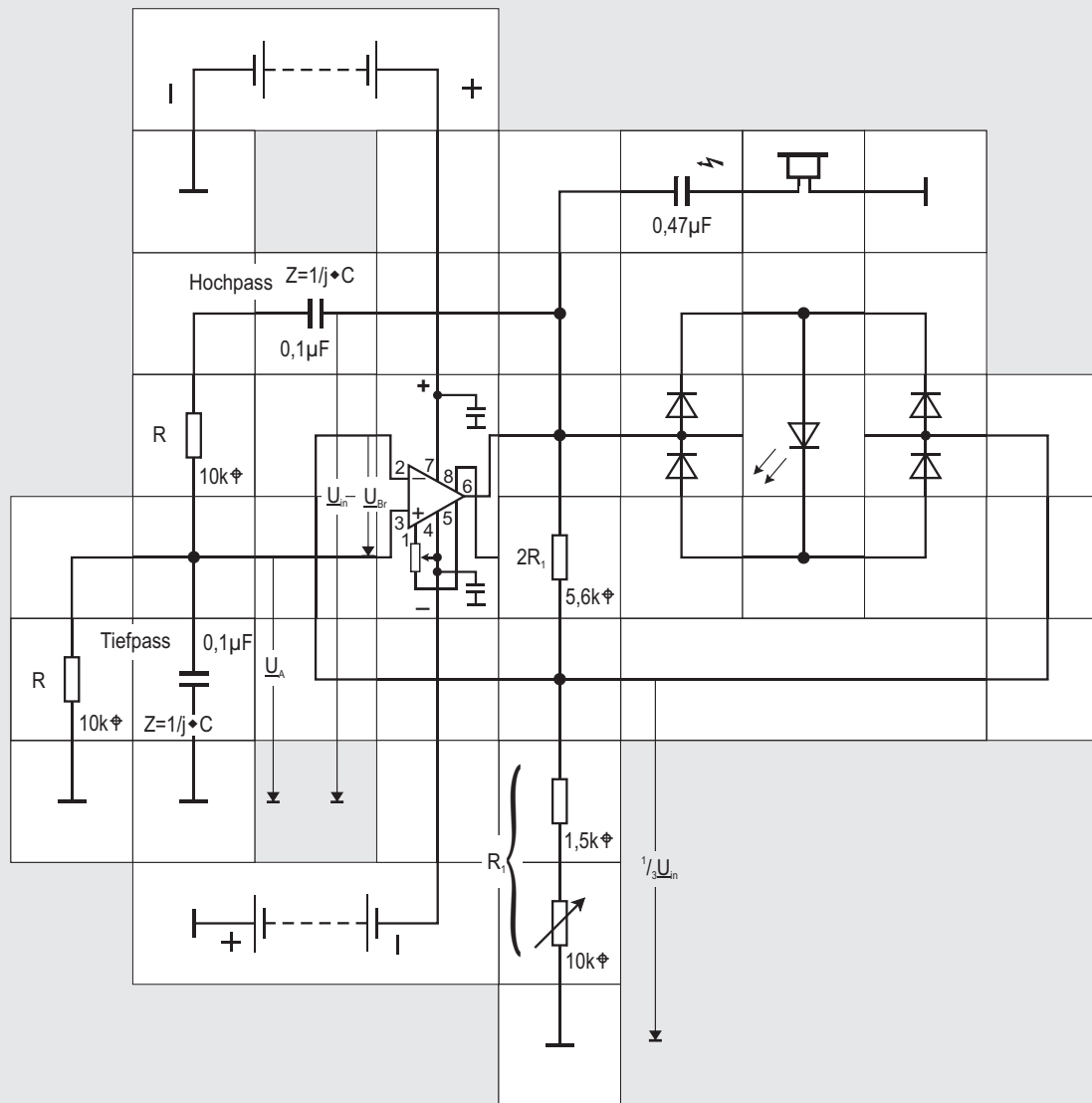
Ein weiteres Problem, das uns schon beim vorangegangenen Oszillator begegnete, ist eine Einstellung zu finden damit der Oszillator anschwingt, die Schwingungsamplitude jedoch nicht derartig anwächst, dass er bald danach in der Begrenzung ar-

beitet. Dann würde die Sinusschwingung verzerrt und damit der Klirrfaktor stark ansteigen. Andererseits soll die Schwingung aber auch nicht ausklingen. Dies lässt sich mit einem nichtlinearen Element lösen. Häufig wird im ohmschen Brückenweig ein Kaltleiter (Glühbirne) statt des Widerstands  $R_1$  eingesetzt, dessen Widerstand bei steigender Amplitude größer wird und der so stabilisierend wirkt. In unserer Versuchsschaltung beschreiben wir einen anderen Weg: Parallel zum oberen Widerstand  $2R_1$  liegt eine Zenerdiode, deren differentieller Widerstand bei größerer Amplitude kleiner wird und die so durch die stärker werdende Gegenkopplung ebenfalls stabilisierend wirkt. Normalerweise müssen zwei Dioden (eine für die positive und eine für die negative Halbwelle) gegeneinander geschaltet sein, wir wählen hier die Lösung über eine Dioden – Brücke. Gegenüber der Glühlampe hat diese Amplitudenbegrenzung den Vorteil, dass sie unmittelbar wirkt und thermische Zeitkonstanten nicht berücksichtigt werden müssen. Bei der gewählten Dimensionierung erhalten wir eine sehr niederfrequente Schwingung (0,16 Hz, Periodendauer  $T = 6$  s), die wir gut am Instrument beobachten können. Wir sehen ebenfalls sehr gut, wenn die Einstellung ( $10 \text{ k}\Omega$ ) nicht stimmt und die Schwingung begrenzt wird.

## Versuch 58

### Wien – Robinson – Oszillator

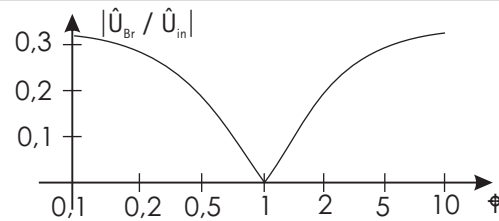
Eine weitere Schaltungsgrundstruktur für einen Oszillator besteht darin, dass es vom Ausgang des Operationsverstärkers einen positiven Rückkopplungspfad zum + Eingang und einen negativen Rückkopplungspfad zum – Eingang gibt. Beide Eingänge sind jeweils über weitere Bauelemente mit Masse verbunden, so dass der Operationsverstärker prak-



## Versuch 59

### Tongenerator

Ersetzen wir in der Oszillatorschaltung die  $100\mu\text{F}$  durch  $0,1\mu\text{F}$  Kondensatoren, so liegen die Schwingungen mit  $160\text{ Hz}$  im hörbaren Bereich. Statt des Messinstruments schließen wir den Ohrhörer über einen  $0,47\mu\text{F}$  Koppelkondensator an und können nun sehr gut hören, wann beim Verändern des  $10\text{k}\Phi$  Einstellwiderstands die Schwingung einsetzt und wann beim weiteren Verändern der reine Ton von einem »Knattern« überlagert wird, das vom Arbeiten des Operationsverstärkers in der Begrenzung herrührt. Nach Austausch der  $2,7\text{ V}$  Zenerdiode gegen eine Leuchtdiode (ohne Vorwiderstand) kann der Vorgang auch sichtbar gemacht werden: Beim Einsetzen der Begrenzung leuchtet die Diode deutlich.



Zur Herleitung der Verhältnisse in der Wien - Robinson - Brücke gehen wir vom unbelasteten Spannungsteiler aus; in komplexer Schreibweise erhalten wir für den einen Brückenzweig:

$$\frac{\underline{U}_A}{RZ/(R+Z)} = \frac{\underline{U}_{in}}{R+Z+RZ/(R+Z)}$$

$$\underline{U}_A = \frac{RZ/(R+Z)}{R+Z+RZ/(R+Z)} \cdot \underline{U}_{in}$$

$$\underline{U}_A = \frac{RZ}{(R+Z)^2+RZ} \cdot \underline{U}_{in}$$

Zähler und Nenner durch  $Z^2$  dividiert:

$$\underline{U}_A = \frac{R/Z}{(R/Z+1)^2+R/Z} \cdot \underline{U}_{in}$$

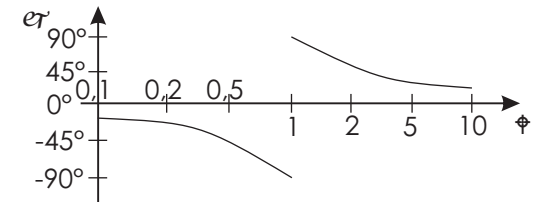
Zur Vereinfachung normieren wir in der Rechnung und setzen vorher:  $Z = 1/j \cdot C$   $1/Z = j \cdot C$

$$\Phi = \diamond / \diamond_0; \quad \diamond_0 = 1/RC; \quad \diamond RC = \Phi$$

$$\underline{U}_A = \frac{j\Phi}{(j\Phi+1)^2+j\Phi} \cdot \underline{U}_{in}$$

$$\frac{\underline{U}_{in}}{\underline{U}_A} = \frac{(j\Phi+1)^2+j\Phi}{j\Phi}$$

$$\frac{\underline{U}_{in}}{\underline{U}_A} = 3 + j(\Phi^2 - 1)/\Phi$$



Für die Brückenspannung  $\underline{U}_{Br}$  gilt:

$$\underline{U}_{Br} = \frac{1}{3} \underline{U}_{in} - \underline{U}_A = \frac{1}{3} \underline{U}_{in} - \underline{U}_{in} \Phi / [3 + j(\Phi^2 - 1)]$$

$$\frac{\underline{U}_{Br}}{\underline{U}_{in}} = \frac{3\Phi + j(\Phi^2 - 1) - 3\Phi}{3[3\Phi + j(\Phi^2 - 1)]} = \frac{j(\Phi^2 - 1)}{3[3\Phi + j(\Phi^2 - 1)]}$$

Wir machen den Nenner des Bruches reell:

$$\frac{\underline{U}_{Br}}{\underline{U}_{in}} = \frac{(\Phi^2 - 1) \cdot [( \Phi^2 - 1) + 3j\Phi]}{3[9\Phi^2 + (\Phi^2 - 1)^2]}$$

Der Betrag der Abschwächung ist gleich der Wurzel aus der Summe  $[\text{Imaginärteil}(\underline{U}_{Br}/\underline{U}_{in})]^2$  und  $[\text{Realteil}(\underline{U}_{Br}/\underline{U}_{in})]^2$ :

$$\left| \frac{\underline{U}_{Br}}{\underline{U}_{in}} \right| = \frac{(\Phi^2 - 1)}{3} \cdot \frac{[(\Phi^2 - 1)^2 + 9\Phi^2]^{1/2}}{[9\Phi^2 + (\Phi^2 - 1)^2]}$$

$$\hat{U}_{Br}/\hat{U}_{in} = \left| \frac{\underline{U}_{Br}}{\underline{U}_{in}} \right| = \frac{(\Phi^2 - 1)}{3[9\Phi^2 + (\Phi^2 - 1)^2]^{1/2}}$$

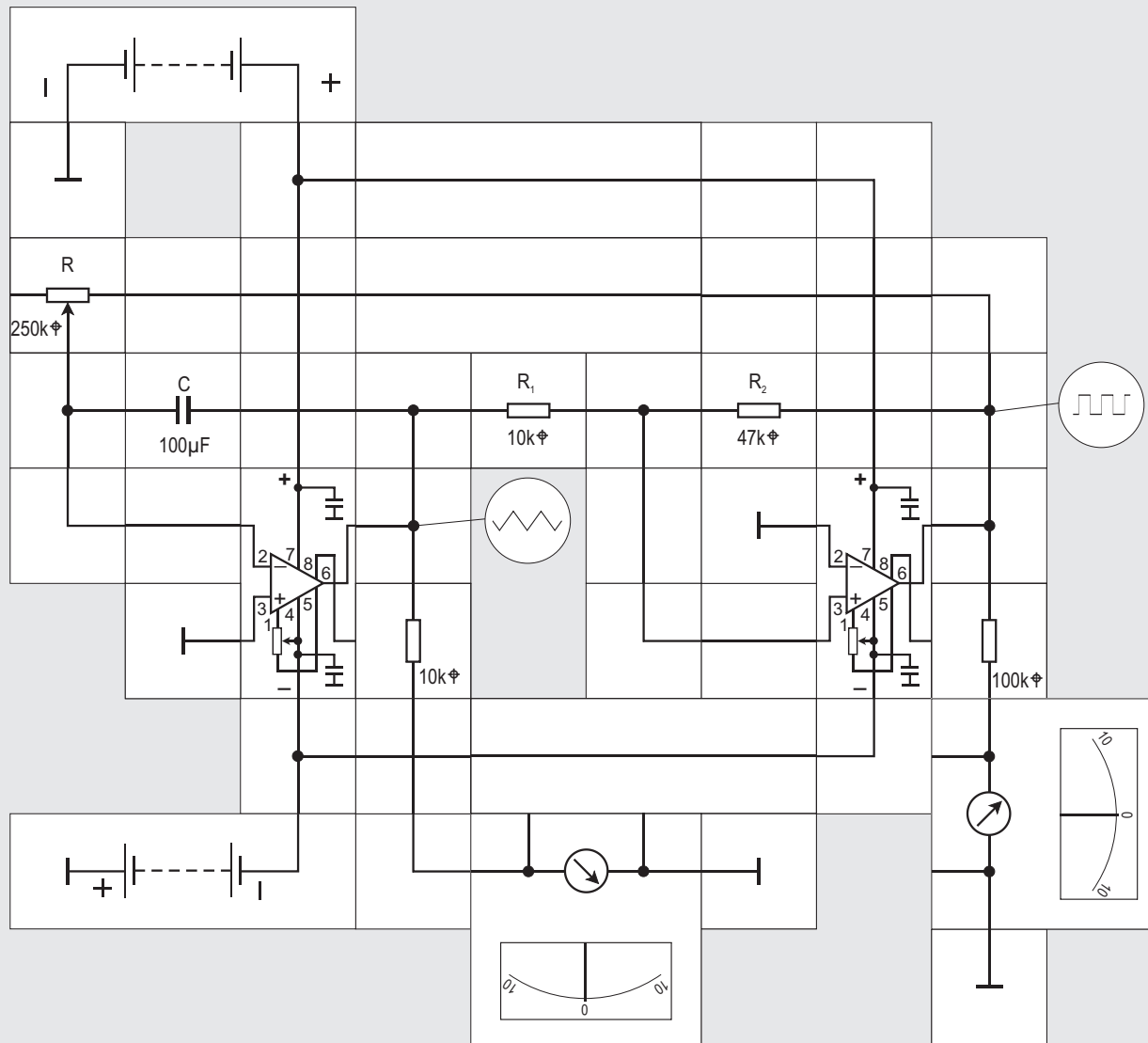
Für die Phasenverschiebung gilt:

$$\epsilon_r = \arctan \left[ \frac{\text{Imaginärteil}(\underline{U}_{Br}/\underline{U}_{in})}{\text{Realteil}(\underline{U}_{Br}/\underline{U}_{in})} \right]$$

$$\epsilon_r = \arctan \left[ \frac{3\Phi}{(\Phi^2 - 1)} \right], \quad \Phi \oplus 1$$

Abschwächung und Frequenzgang sind über  $\Phi$  (logarithmische Teilung) dargestellt.

60





## Versuch 60

### Oszillator für Dreiecksschwingungen

Die bisher beschriebenen Oszillatoren sind wegen der Schwierigkeiten bei der Amplitudenstabilisierung nicht so gut für sehr niedrige Frequenzen geeignet. Durch die Zusammenschaltung von Schmitt-Trigger und anschließendem Integrator sind wir jedoch in der Lage, aufwandsarm Dreiecksschwingungen in einem weiten Frequenzbereich herzustellen. Der Schmitt-Trigger liefert je nach Schaltzustand eine konstante hohe oder eine konstante tiefe Ausgangsspannung, die der Integrator integriert. Wenn seine Ausgangsspannung den Trigger-Pegel des Schmitt-Triggers erreicht, schaltet dieser um und die zu integrierende Spannung ändert ihr Vorzeichen; dadurch läuft der Ausgang des Integrators so lange in die entgegengesetzte Richtung,

bis der andere Trigger-Pegel erreicht ist und durch eine erneute Umschaltung des Spiel von vorn beginnt. Die Frequenz lässt sich durch Ändern der Integrationszeitkonstanten einstellen. Die Amplitude der Dreiecksschwingungen wird nur von den Trigger-Schwellen des Schmitt-Triggers bestimmt.

Für unsere Versuchsschaltung benötigen wir also zwei Operationsverstärker. Damit positive und negative Steigung der Dreiecksschwingung betragsmäßig gleich groß werden, muss der invertierende Schmitt-Trigger eine symmetrische Ausgangsspannung  $\pm U_{R_{max}}$  abgeben, was bei unserem Operationsverstärker typbedingt nicht ganz der Fall ist. Die Amplitude für die Dreiecksschwingung wäre dann

$$\hat{U}_D = U_{R_{max}} R_1/R_2.$$

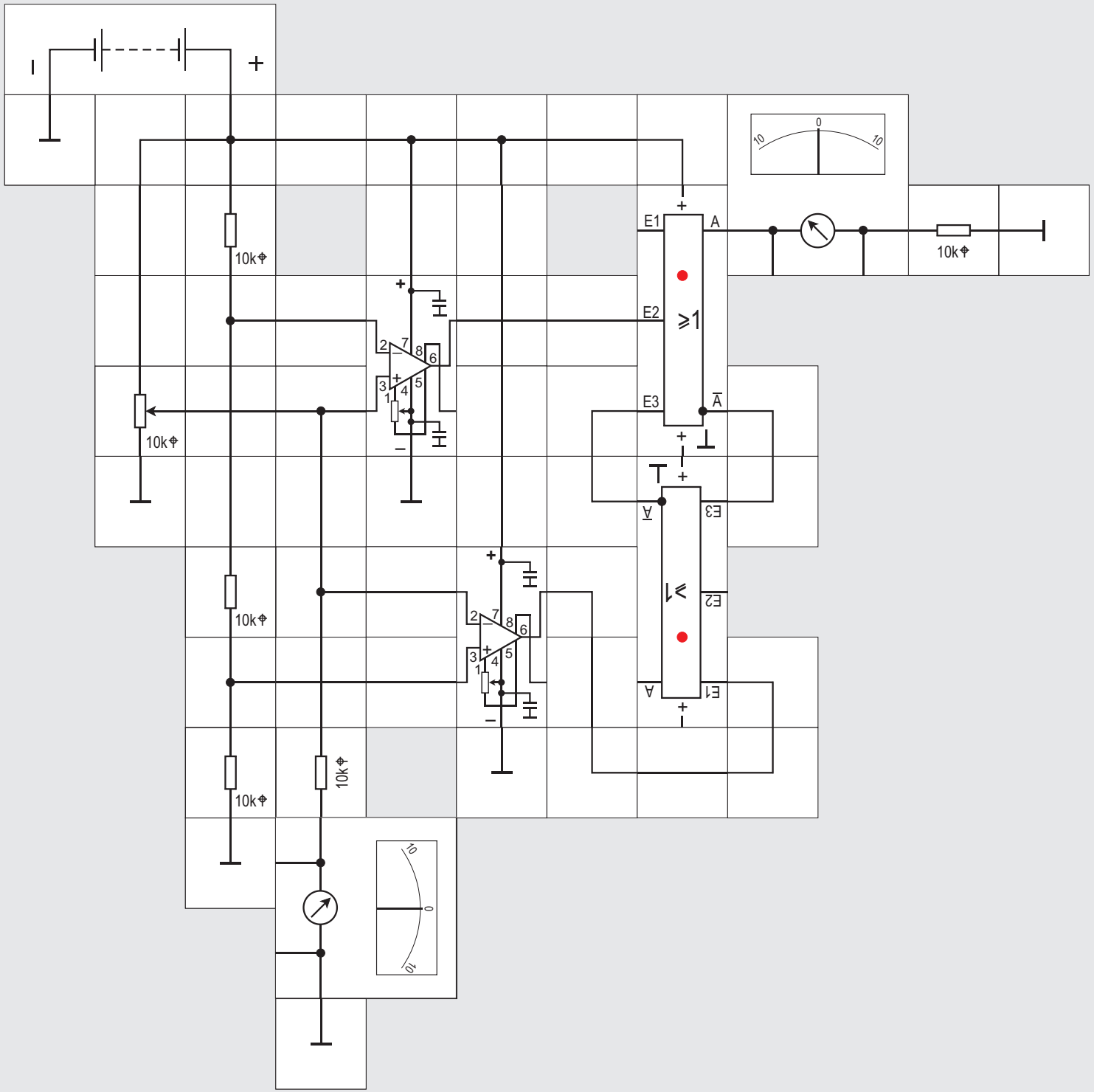
Die Schwingungsdauer ist gleich der vierfachen Zeit, die der Integrator braucht, um von Null bis  $\hat{U}_D$  zu laufen, also:

$$T = 4R_1RC/R_2,$$

woraus folgt, dass eine Dreiecksschwingung der Frequenz

$$f_D = R_2/4R_1RC$$

erzeugt wird. Am Ausgang des Schmitt-Triggers können wir eine Rechteckfrequenz der gleichen Größe abnehmen. Die Instrumente zeigen beide Spannungen an.







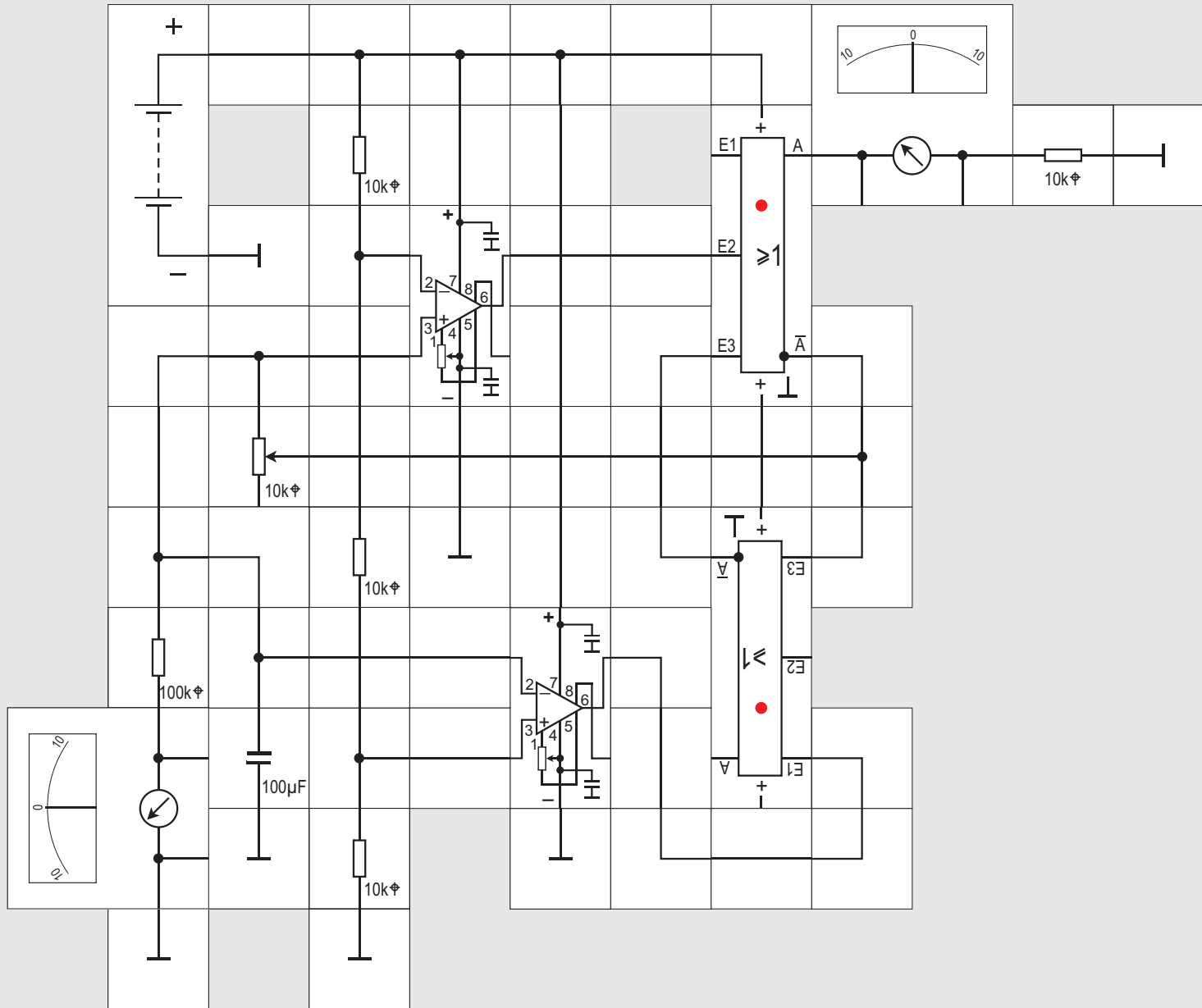
## Versuch 61

### Präzision – Schmitt – Trigger

Wenn unsere Schaltung ein zu 0 V symmetrisches Dreieckssignal abgeben soll, stört es natürlich, dass  $U_{R_{max}}$  des vorherigen Versuchs nicht genau symmetrisch zu 0 V ist. Wir haben bereits bei der Einführung des Schmitt - Triggers bemerkt, dass die sonst übliche Präzision des Operationsverstärkers bei den Triggerschwellen nicht mehr gegeben ist, weil die Ausgangsspannung in die Triggerschwellen eingeht und sie nicht so genau definiert ist.

Verwenden wir dagegen zwei Komparatoren, so lässt sich dieser Nachteil vermeiden. In unserer Schaltung benutzen wir ihre Ausgangssignale, um ein RS - Flipflop zu setzen und rückzusetzen, sobald die entsprechenden Schwellen erreicht werden. Das Flipflop ist aus OR/NOR - Funktionsbausteinen aufgebaut, deren unteres Versorgungspotential über den Bodenkontakt fest mit Masse verbunden ist. Wir müssen deswegen zwischen 0 V und 9 V arbeiten, kommen also mit einem Batteriebaustein aus. Die 9 V Versorgungsspannung dritteln wir mit  $10\text{ k}\Omega$  Widerständen und verwenden die 6 V und die 3 V als oberen bzw. unteren Triggerpegel. Die variable Eingangsspannung entnehmen wir dem  $10\text{ k}\Omega$  Potentiometer. Wir sehen am linken Messgerät, dass bei 3 V und 6 V geschaltet wird und am rechten, dass das RS - Flipflop die volle Versorgungsspannung von 9 V abgibt.

62

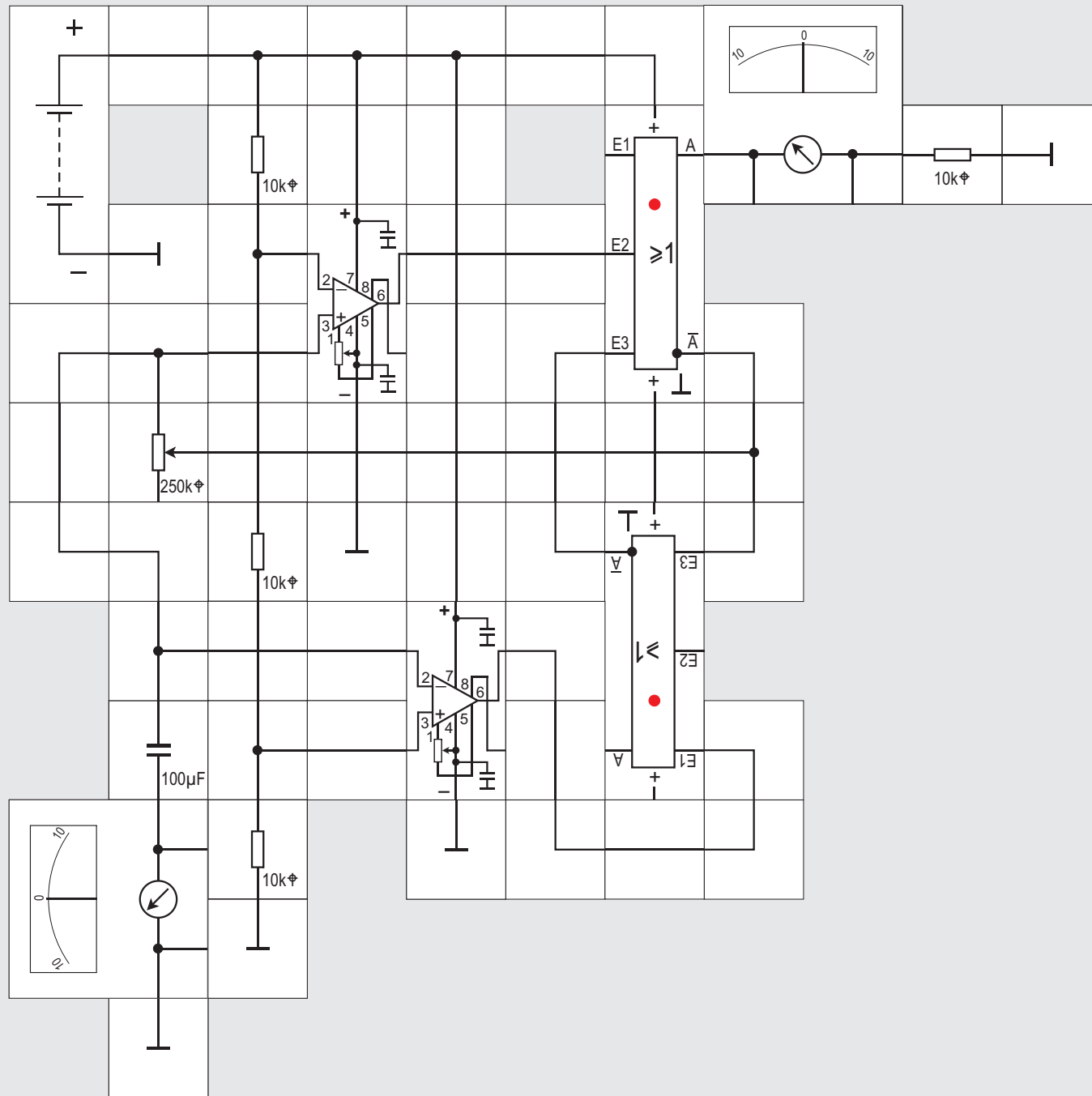




## Versuch 62

### Multivibrator mit Präzisions - Schmitt - Trigger

Den Präzisions - Schmitt - Trigger erweitern wir nun zum Multivibrator, indem wir das  $10\text{ k}\Omega$  Potentiometer entfernen, an seine Stelle einen Kondensator setzen, der über den  $10\text{ k}\Omega$  Einstellwiderstand vom Ausgang des RS - Flipflops ge- und entladen wird. Das linke Instrument zeigt uns, wie die Kondensatorspannung zwischen  $3\text{ V}$  und  $6\text{ V}$  pendelt, und das rechte zeigt das rechteckförmige Ausgangssignal, bei dem  $t_{\text{ein}}$  gleich  $t_{\text{aus}}$  ist.



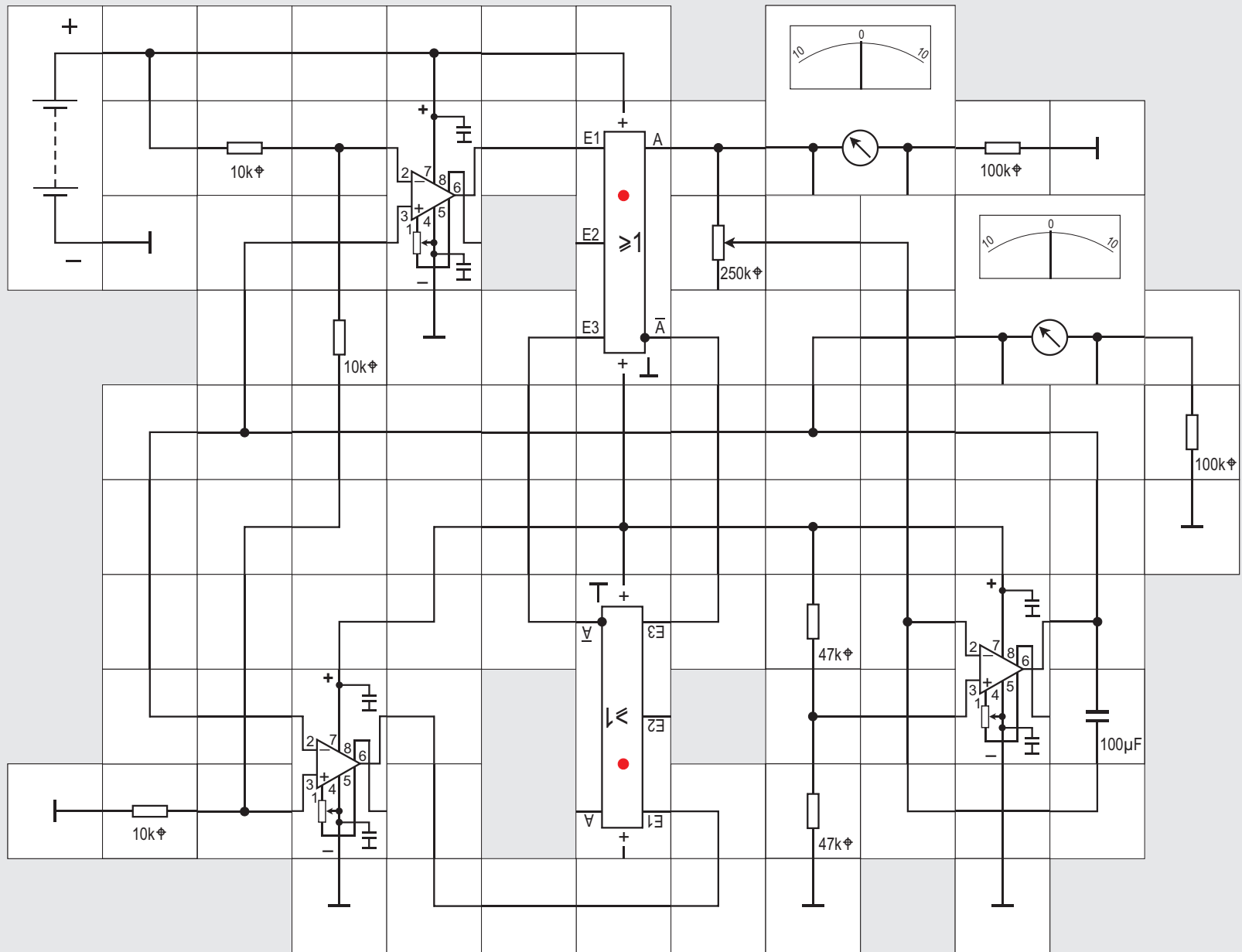


## Versuch 63

### Erzeugung niedriger Frequenzen

Da wir mit der Kondensatorspannung nur auf die beiden extrem hochohmigen Operationsverstärkereingänge arbeiten, können wir das RC - Glied sehr hochohmig ausführen und so zu sehr langen Periodendauern des Ausgangssignals kommen. Ersetzen wir den  $10\text{ k}\Omega$  gegen  $250\text{ k}\Omega$  Einstellwiderstand, um erheblich längere Ein- und Ausschaltzeiten zu bekommen, müssen wir allerdings das linke Instrument weglassen; sein Messstrom würde die Kondensatorladung und Entladung ungleichmäßig beeinflussen. Legen wir das zweite Instrument als Strommesser in die Kondensatorleitung, beeinflusst es Lade- und Entladezeit gleichermaßen. Wir bemerken, dass beim Schalten der Komparatoren der Strom seinen maximalen Wert annimmt und sehr langsam auf den Minimalwert absinkt. Die Kondensatorspannungen für Ladung und Entladung sind e-Funktionen über der Zeit und ergeben nur in Näherung eine Dreiecksspannung.

64





## Versuch 64

### Einfacher Funktionsgenerator

Benötigen wir neben der genauen Rechteckspannung eine ebenso genaue Dreiecksspannung, so können wir den Präzisions - Schmitt - Trigger mit

einem invertierenden Integrator kombinieren. Wir müssen jetzt den als Integrator geschalteten dritten Operationsverstärker vom A - Ausgang des oberen OR / NOR Funktionsbausteins ansteuern, da der Integrator invertiert. Den + Eingang legen wir mit Hilfe eines zusätzlichen Spannungsteilers auf die halbe Betriebsspannung. Sein Ausgang liefert dann eine exakte Dreiecksspannung, die um die halbe Betriebsspannung schwankt und mit dem unteren Instrument angezeigt wird. Gleichzeitig gelangt sie - wie bisher - an die Eingänge der Komparatoren. Legen wir ein Instrument als Strommesser in die Leitung vom Einstellwiderstand zum Kondensator (evtl. Trennbaustein mit Verbindungskabeln verwenden), werden wir sehen, dass Lade - und Entladestrom betragsmäßig gleich groß, entgegengesetzt und konstant sind. Die Spannung am Kondensator steigt und fällt jetzt linear mit der Zeit und ist keine e-Funktion mehr.

Das obere Instrument zeigt die Rechteckspannung an. Schaltungen, die nach diesem Prinzip arbeiten und gleichzeitig eine Rechtecks-, Dreiecks- und Sinusschwingung abgeben, heißen Funktionsgeneratoren. Bevor wir uns mit der Erzeugung einer Sinusschwingung befassen, werden wir im nächsten Versuch einen spannungsgesteuerten Oszillator kennen lernen.







## Versuch 65

### Spannungsgesteuerter Oszillator

Beim Versuch 60 können wir die Frequenz auch dadurch steuern, dass wir die Ausgangsspannung des Komparators nicht direkt auf den Integrator geben, sondern mit ihr zwei einstellbare Spannungen  $+U_{in}$  und  $-U_{in}$  schalten, die dann dem Integrator als Eingangsspannungen angeboten werden.

Die Spannung  $U_{in} > 0$  V beziehen wir aus dem  $10\text{ k}\Omega$  Potentiometer, der mittlere obere Operationsverstärker stellt sie uns niederohmig zur Verfügung, der mittlere untere invertiert sie zusätzlich zu  $-U_{in}$ .

Beide Spannungen liegen am Kollektor eines npn - bzw. pnp - Transistors. Sie werden in Abhängigkeit vom Schaltzustand des Komparators (Schmitt - Triggers, linker Operationsverstärker) über  $T_1$  oder  $T_2$  an den Eingang des Integrators gelegt. Ist die Ausgangsspannung des Komparators größer als  $\pm U_{in}$ , arbeiten die Transistoren im Inversbetrieb (die Funktionen von Kollektor und Emitter sind vertauscht); sie haben dann nur einige Millivolt Spannungsabfall, so dass  $+U_{in}$  oder  $-U_{in}$  sehr genau an den Integrator gelangen.

Der Schmitt - Trigger bestimmt die Amplitude der Dreiecksschwingung, sie beträgt:

$$\hat{U}_D = U_{Rmax} \cdot R1 / R2$$

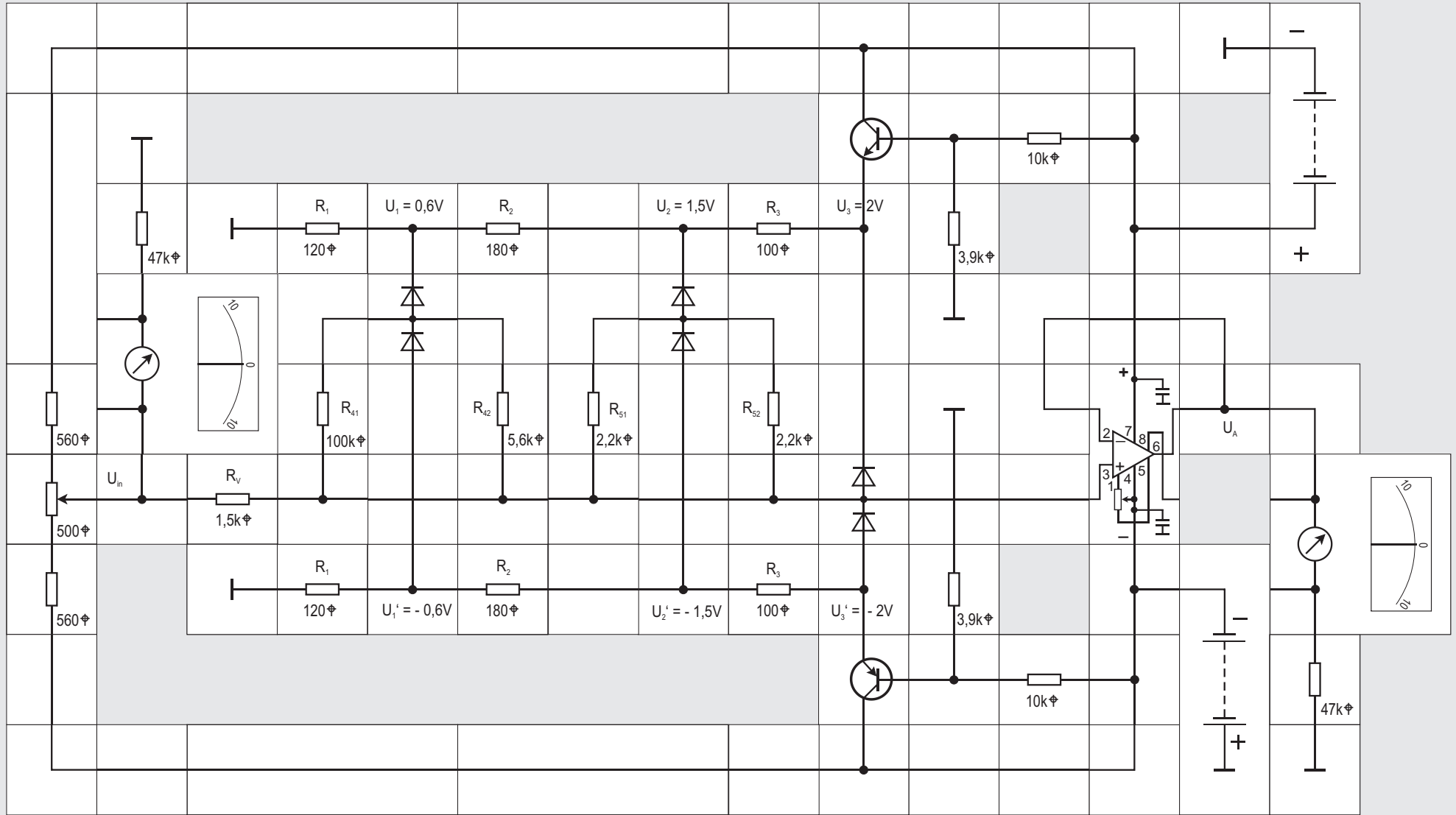
Die Schwingungsdauer ist wieder gleich der vierfachen Zeit, die der Integrator braucht, um von Null nach  $\hat{U}_D$  zu laufen:

$$f = U_{in} / 4 \cdot R \cdot C \hat{U}_D$$

$$f = (R_2 / 4 \cdot R_1 \cdot R \cdot C) \cdot U_{in} / U_{Rmax}$$

Wir sehen, dass sie proportional zu  $U_{in}$  ist; die Schaltung ist somit ein Spannungs - Frequenz - Umsetzer. Die Frequenz hängt allerdings auch hier von dem nicht so genau definierten  $U_{Rmax}$  ab. Wollen wir das vermeiden, müssen wir einen Präzisions - Schmitt - Trigger verwenden. Aus Aufwandsgründen verzichten wir hier auf den Aufbau.

66





## Versuch 66

### Sinus - Synthese

Für die Erzeugung einer Sinusschwingung gehen wir von einer Dreiecksschwingung aus, so wie wir sie in Versuch 60 mit einem Schmitt - Trigger und einem Integrator herstellen. Eine Dreiecksschwingung verläuft in Nullpunktnähe wie eine Sinusschwingung; wir müssen nur noch in geeigneter Weise ihre Spitzen abrunden und erhalten dann eine Sinusschwingung. Diese Aufgabe übernimmt ein Dioden - Widerstandsnetz.

Für kleine Spannungen ist  $U_A = U_{in}$ ; wird  $U_{in}$  größer als  $U_1$ , leitet die Diode  $D_1$ . Als Folge steigt  $U_A$  langsamer an als  $U_{in}$ , denn  $R_v$  und  $R_1$  bilden einen Spannungsteiler. Wird  $U_{in}$  größer als  $U_2$ , leiten  $D_2$  und  $R_2$  zusätzlich, wodurch der Spannungsanstieg weiter verlangsamt wird. Die Diode  $D_3$  sorgt für die waagerechte Tangente im Maximum der Sinusschwingung. Das gleiche Netz muss für die negative Halbwelle vorhanden sein. Man erreicht bei passender Dimensionierung mit drei Dioden pro Halbwelle Klirrfaktoren von unter 2%, da reale Dioden nicht schlagartig leitend werden und für zusätzliche »Kurvenverrundungen« sorgen.

Ein durchgerechnetes Beispiel mit den im Kasten

hergeleiteten Formeln verdeutlicht das Vorgehen: Die Dreiecksspannung z.B. aus Versuch 60 mit dem Scheitelwert  $\hat{U}_{in} = 4 \text{ V}$  soll in eine Sinusspannung umgeformt werden.

Damit  $m_0 = 1$  wird, muss deren Amplitude  $\hat{U}_A = 2 \cdot 4 \text{ V} / \square = 2,5 \text{ V}$  betragen.

Wir verwenden  $2n = 6$  Knickpunkte, und zwar bei  $U_{A1} = \pm 1,1 \text{ V}$ ;  $U_{A2} = \pm 2 \text{ V}$ ;  $U_{A3} = \pm 2,5 \text{ V}$ .

Bei unseren Dioden fließt ab  $U_F = 0,5 \text{ V}$  ein Strom, um diesen Wert sind die Spannungen zu reduzieren. Wir erhalten  $U_1 = 0,6 \text{ V}$ ;  $U_2 = 1,5 \text{ V}$ ;  $U_3 = 2 \text{ V}$ .

Die Dimensionierung der Teilerkette  $R_1, R_2, R_3$  ist im Versuchsaufbau angegeben.

Für die drei Segmentsteigungen erhalten wir:  $m_1 = 0,78$ ;  $m_2 = 0,43$ ;  $m_3 = 0$ .

Wir wählen  $R_v = 1,5 \text{ k}\Omega$  und erhalten aus  $m_1 = R_4 / (R_v + R_4)$  für  $R_4 = 5,3 (5,6 || 100) \text{ k}\Omega$ .

Für die zweite Steigung gilt:  $m_2 = (R_5 || R_4) / R_v + (R_5 || R)$ , woraus sich  $R_5 = 1,1 \text{ k}\Omega$  ( $2 \times 2,2 \text{ k}\Omega ||$ ) errechnet. Da nicht alle Widerstandswerte im Baukasten enthalten sind, müssen wir  $R_4$  und  $R_5$  durch Parallelschalten erzeugen.  $U_{in}$  als Dreiecksspannung beziehen wir bei ausreichender Bausteinanzahl aus Versuch 60, oder - wie gezeigt - aus einem Spannungsteiler. Die Instrumente zeigen  $U_{in}$  sowie  $U_A$  mit der Begrenzung in der Spitze an.

Ein Dioden - Widerstandsnetz soll im Bereich  $-\hat{U}_{in} \bullet U_{in} \bullet +\hat{U}_{in}$  den Ausdruck

$$U_A = \hat{U}_A \cdot \sin\left(\frac{\square U_{in}}{2 \hat{U}_{in}}\right) \quad \text{annähern.}$$

Für kleine Eingangsspannungen gilt:

$$U_A = \hat{U}_A \cdot \frac{\square}{2} \cdot \frac{U_{in}}{\hat{U}_{in}}$$

Man wählt  $\hat{U}_A$  so, dass in Nullpunktnähe  $U_A = U_{in}$  wird, nämlich:  $\hat{U}_A = 2 \cdot \hat{U}_{in} / \square$ .

Ohne es hier herzuleiten, kann man zeigen, dass die ersten  $n$  Oberschwingungen verschwinden, wenn  $2n$  Knickpunkte an folgenden Stellen der Eingangsspannung liegen:

$$U_{ink} = \pm \frac{2k}{2n+1} \cdot \hat{U}_{in} \quad 0 \leq k \leq n$$

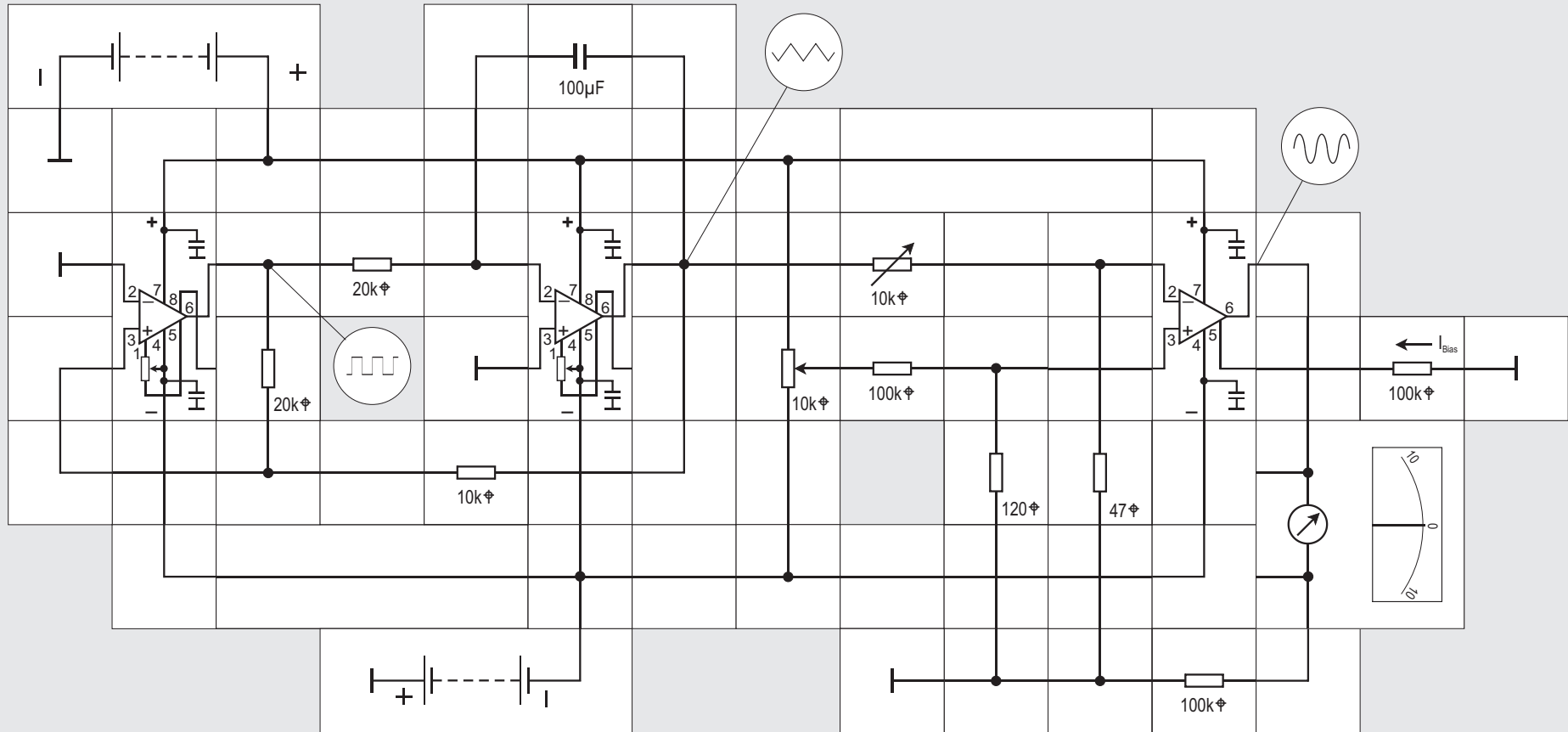
Die dazugehörigen Ausgangsspannungen liegen unter Beachtung der ersten beiden Gleichungen dann bei:

$$U_{Ak} = \pm \frac{2}{\square} \cdot \hat{U}_{in} \cdot \sin\left(\frac{\square k}{2n+1}\right) \cdot \hat{U}_{in} \quad 0 \leq k \leq n$$

Für die Steigung des jeweiligen Geradenstücks oberhalb des  $k$ -ten Knickpunkts folgt daraus:

$$m_k = \frac{U_{A(k+1)} - U_{Ak}}{U_{in(k+1)} - U_{ink}} = \frac{2n+1}{\square} \left[ \sin\left(\frac{\square(k+1)}{2n+1}\right) - \sin\left(\frac{\square k}{2n+1}\right) \right]$$

$m_0$  wird 1 gewählt,  $m_{(k=n)}$  wird, wie gefordert 0, also entsteht ein waagerechtes Geradenstück.

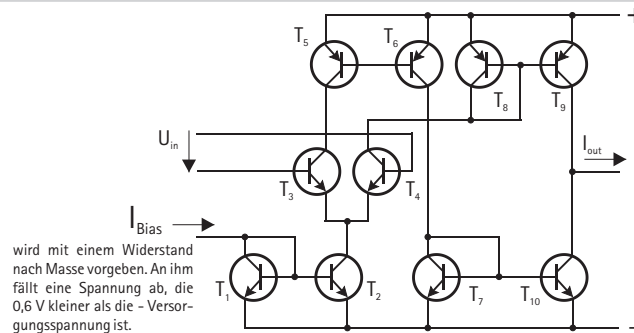


## Versuch 67

### Transkonduktanz - Verstärker (OTA)

Zur Umwandlung einer Dreiecks- in eine Sinus-schwingung gibt es neben dem Funktionsnetz noch eine andere Möglichkeit, nämlich den OPERATIONAL TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER (OTA). Dies ist ein Operationsverstärker mit stromgesteuerter Verstärkung. Sein Ausgangsstrom ändert sich linear zur Spannungsdifferenz der beiden Eingänge; er ist ein Spannungs - Strom - Verstärker, dessen ÜBERTRAGUNGSLEITWERT (entspricht der Verstärkung eines «normalen» Operationsverstärkers) von einem extern einstellbaren Steuerstrom  $I_{Bias}$  abhängt. Allerdings hat der OTA anstelle eines Spannungs- ein Stromausgang. Durch Anschluss eines Lastwiderstands lässt er sich in einen Spannungsverstärker umwandeln. Seine Übertragungsfunktion sieht wie ein langgezogenes S aus  $I_{out} = I_{Bias} \cdot \tanh(U_{in}/2 \cdot U_T)$  (tanh = Hyperbeltangens, s. Abb.) und eignet sich dafür, eine Dreiecks- in eine Sinusschwingung zu wandeln, vorausgesetzt, die Amplitude  $V_{SS}$  liegt im Bereich von 200 bis 300 mV. Durch passende Dimensionierung können wir das in der Versuchsschaltung, bei der wir den Lectron OTA Baustein einsetzen, erreichen und so die Wandlung durchführen.

Weiter Seite 145



Die Schaltung aus vier Stromspiegeln und einem Differenzpaar zeigt die OTA - Grundstruktur. Der Kollektorstrom von  $T_3$   $I_{CT3}$  wird von  $T_5$  auf  $T_6$  gespiegelt, von dort auf  $T_7$ , und schließlich auf  $T_{10}$ . Es ist also

$$I_{TC3} = I_{TC6} = I_{TC7} = I_{TC10}$$

Weiter ist  $I_{CT4}$  über die Spiegelung an  $T_8$  gleich  $I_{CT9}$ .

$$I_{TC4} = I_{CT9}$$

Die Differenz beider Gleichungen ergibt:

$$I_{TC4} - I_{TC3} = I_{CT9} - I_{TC10} = I_{out}$$

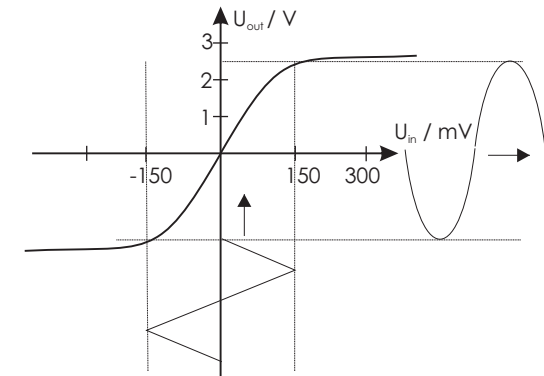
Der Kollektorstrom von  $T_2$  setzt sich aus den Kollektorströmen von  $T_3$  und  $T_4$  zusammen, er wird durch die Spiegelung von  $I_{TC1} = I_{Bias}$  extern festgelegt:

$$I_{Bias} = I_{CT2} = I_{TC3} + I_{CT4}$$

Dividieren wir  $I_{out}$  durch  $I_{Bias}$ , so ergibt das:

$$I_{out} / I_{Bias} = (I_{TC4} - I_{TC3}) / (I_{TC4} + I_{TC3})$$

Wir wollen nun eine Beziehung zwischen  $U_{in}$  und  $I_{TC3}$  und  $I_{CT4}$  herstellen. Aus der Transistortheorie ist be-



kannt, dass  $I_C = I_{CBO} \cdot \exp(U_{BE}/U_T) = I_{CBO} \cdot e^{U_{BE}/U_T}$   
 $U_T = 26 \text{ mV}$  bei  $\odot = 25^\circ\text{C}$

$U_{in}$  teilt sich im Gleichgewichtsfall auf  $U_{BE3}$  und  $U_{BE4}$  auf, unter Beachtung der Spannungsrichtung gibt das:

$$I_{CT4} = I_{CBO} \cdot e^{U_{in}/2U_T}$$

$$I_{CT3} = I_{CBO} \cdot e^{-U_{in}/2U_T}$$

$I_{out} / I_{Bias}$  wird damit zu ( $I_{CBO}$  kürzt sich heraus):

$$I_{out} / I_{Bias} = (e^{U_{in}/2U_T} - e^{-U_{in}/2U_T}) / (e^{U_{in}/2U_T} + e^{-U_{in}/2U_T})$$

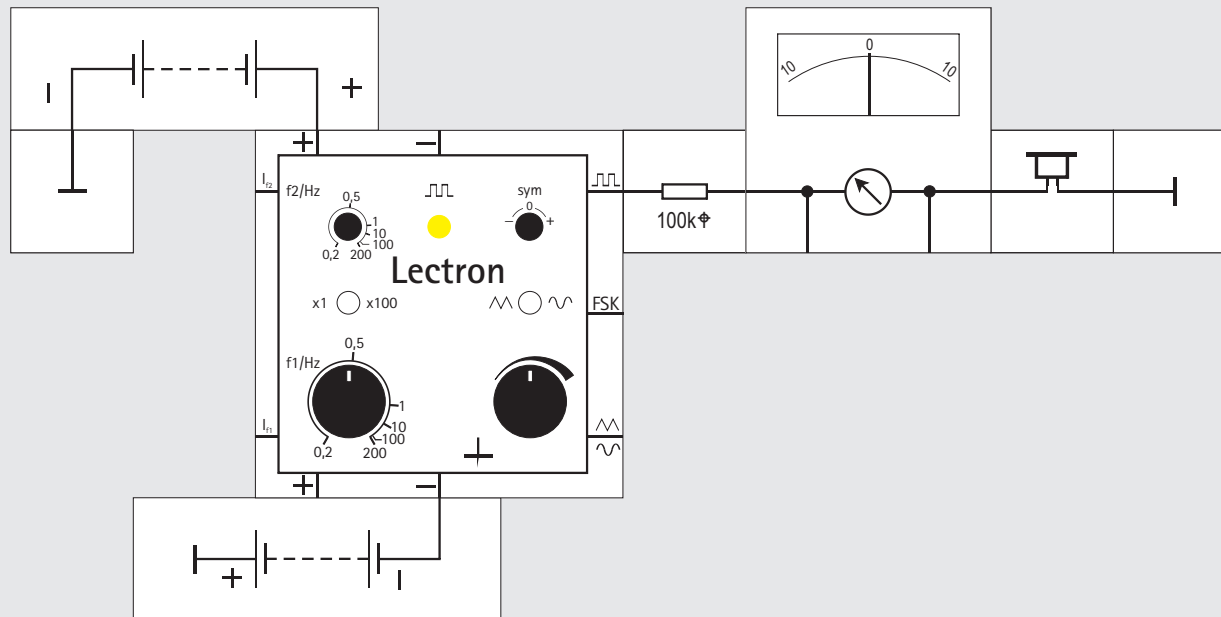
Nun ist  $(e^x - e^{-x}) / (e^x + e^{-x}) = \tanh(x)$  (Hyperbeltangens), so dass wir für  $I_{out} / I_{Bias}$  schreiben können:

$$I_{out} / I_{Bias} = \tanh(U_{in}/2 \cdot U_T)$$

$$I_{out} = I_{Bias} \cdot \tanh(U_{in}/2 \cdot U_T)$$

Der OTA - Ausgang hat die Eigenschaft, immer denselben Strom zu liefern ( $I_{CT4} - I_{CT3}$ ), so lange das Ausgangspotential zwischen der + und der - Versorgungsspannung liegt.

68





Fortsetzung von Seite 143

Wir bauen uns den Dreiecksgenerator wieder auf und dimensionieren ihn so, dass er eine sehr niederfrequenten Schwingung abgibt, die mit dem Instrument verfolgt werden kann. Die Schwingung geben wir stark herunter geteilt auf den  $-$  Eingang des OTAs. Der  $+$  Eingang erhält eine feste Spannung, die über das  $10\text{ k}\Omega$  Potentiometer einstellbar ist; hiermit können wir das Ausgangssignal symmetrieren, damit der Zeiger am Instrument gleich weit nach beiden Seiten ausschlägt.  $I_{\text{Bias}}$  wird über einen Widerstand von  $100\text{ k}\Omega$  zugeführt.

Der  $10\text{ k}\Omega$  Einstellwiderstand sollte zunächst ganz nach links gedreht sein; das Instrument zeigt dann eine kleine Amplitude an, der Zeiger bewegt sich mit konstanter Geschwindigkeit. Durch Drehen im Uhrzeigersinn vergrößern wir die Amplitude so lange, bis der OTA in der Sättigung arbeitet, was an der »schwingenden« Bewegung des Zeigers erkennbar ist. (Zeigergeschwindigkeit beim Nulldurchgang am größten und bis zu den Endausschlägen auf Null abnehmend wie eine Schaukel) Der OTA gibt jetzt eine Sinusschwingung ab. Verharrt der Zeiger in den Endstellungen, ist die Amplitude zu groß eingestellt.

## Versuch 68

### LECTRON – Funktionsgenerator

Bevor wir uns weiter mit dem OTA beschäftigen, wollen wir ein neues Bauteil einführen, nämlich den LECTRON Funktionsgenerator. In den bisherigen Versuchen sind bereits alle Schaltungskomplexe vorgestellt, die in einem solchen Generator zusammengefasst sind: Spannungsgesteuerter Rechteckgenerator, Integrator für Dreiecksspannungen, Sinussynthese und einige Hilfsschaltungen sind auf einem Schaltkreis platzsparend integriert. Für unsere weiteren Versuche ist solch eine Signalquelle im Großbausteingehäuse deswegen günstig, weil die Aufbauten sonst unhandlich groß werden würden.

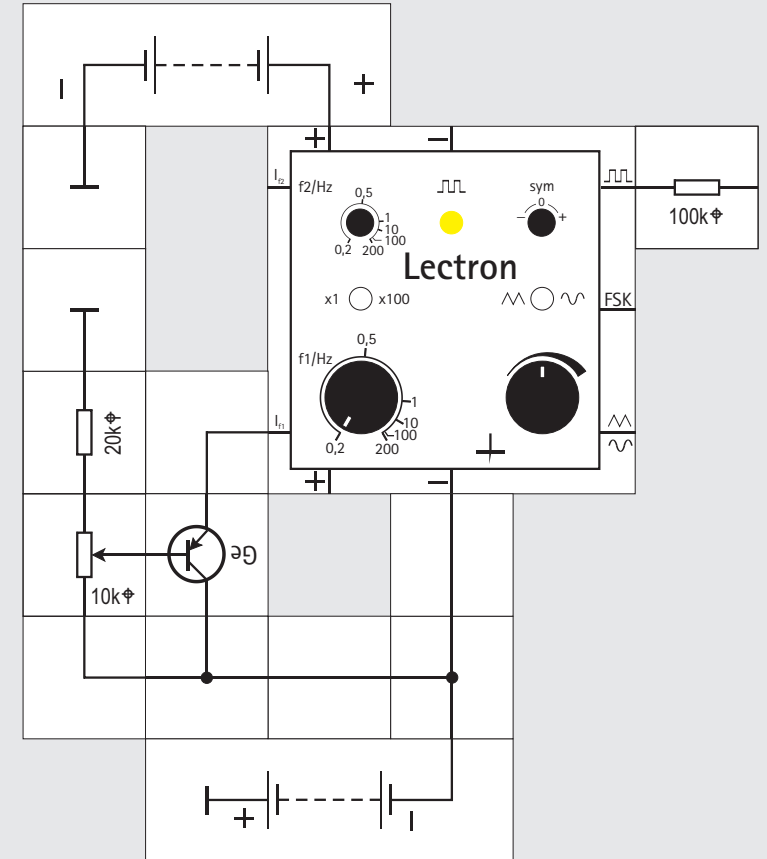
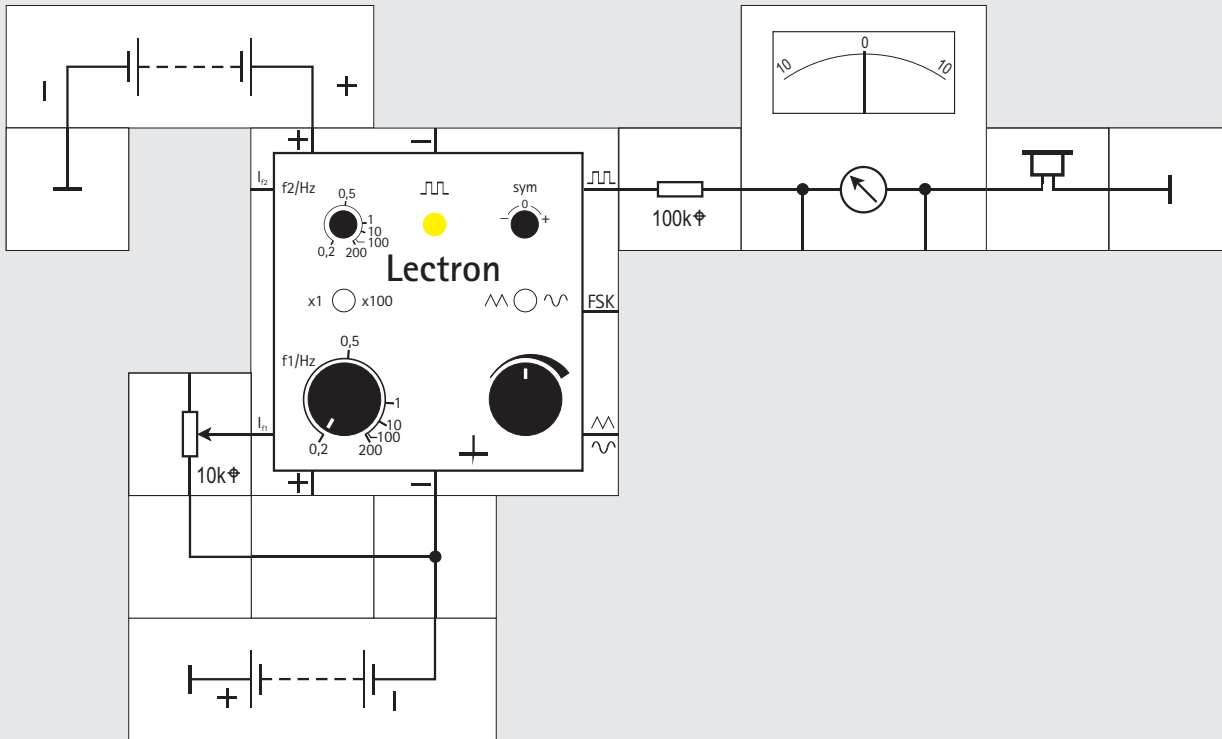
Der Funktionsgenerator enthält den EXAR Baustein XR2206, der zum Betrieb wie die meisten unserer bisherigen Versuchsaufbauten zwei Versorgungsspannungen von  $\pm 9\text{ V}$  benötigt; die Spannungen können über je zwei Kontakte oben oder unten zugeführt werden; die entsprechenden Kontakte sind miteinander verbunden. Am rechten oberen Kontakt gibt der Baustein ein Rechtecksignal konstanter Amplitude ab, dessen Frequenz mit dem großen

linken Knopf von circa  $0,2\text{ Hz}$  bis  $200\text{ Hz}$  einstellbar ist. Der darüber befindliche Kippschalter muss dabei nach links auf » $\times 1$ « geschaltet sein. Schließen wir das Instrument an und stellen die kleinste Frequenz ein, so sehen wir am Zeigerausschlag, dass abwechselnd das hohe oder das tiefe Versorgungspotential als symmetrisches Rechtecksignal abgegeben wird.

Die in der Mitte angebrachte Zweifarben-LED blinkt bei der positiven Flanke grün und bei der negativen Flanke rot auf. Die Ansteuerung der LED geschieht mit Lade- und Entladeströmen eines Kondensators über einen CMOS-Inverter. Erhöhen wir die Frequenz des Rechtecksignals durch Drehen des Einstellknopfes im Uhrzeigersinn, so blinkt die Diode immer schneller, bis unser Auge die einzelnen Impulse zeitlich nicht mehr auflösen kann und durch additive Farbmischung der Farbeindruck »gelb« entsteht. Auch der Zeiger des Instruments kann bei steigender Frequenz immer schlechter folgen, die Amplitude wird kleiner, er zittert nur noch wenig um den Nullpunkt herum und bleibt schließlich ganz auf Null stehen.

Schließen wir zusätzlich zum Instrument einen Ohrhörer an, so können wir ein tiefes Brummen vernehmen, das sich bei Frequenzerniedrigung in einzelne »Knackser« auflöst.

69





## Versuch 69

### Feineinstellung der Oszillatorfrequenz

Die Schwingungsfrequenz des Funktionsgenerators wird durch ein internes RC - Glied bestimmt; es ist

$$f_1 = 1/R_1 C$$

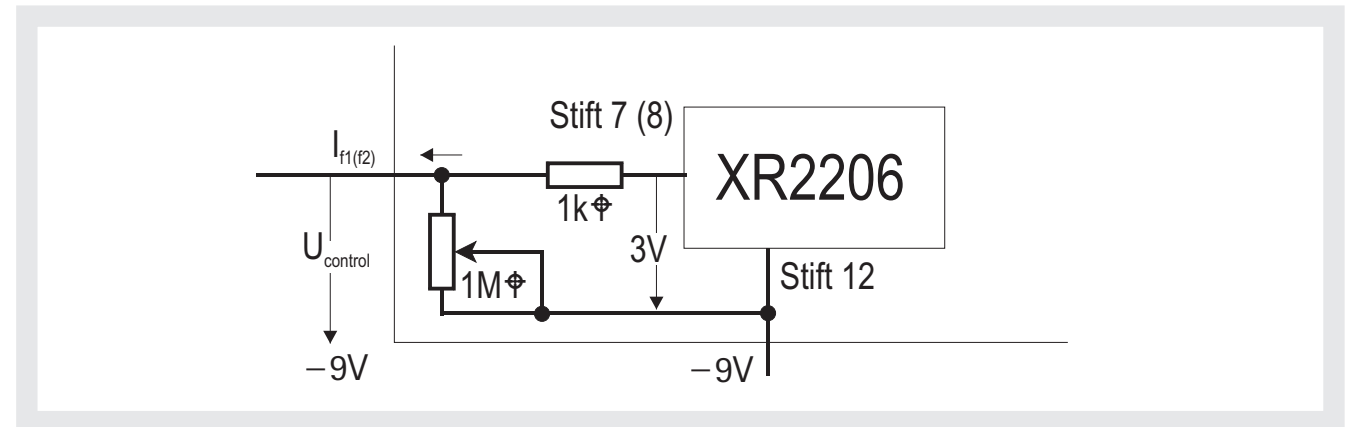
wobei  $C = 4,7 \mu\text{F}$  in Schalterstellung  $\times 1$  und  $C = 4,7 \text{nF}$  in Schalterstellung  $\times 100$  ist.  $R_1$  kann mit dem Potentiometer (großer linker Knopf) zwischen

$R_{1\text{min}} = 1 \text{k}\Omega$  (Festwiderstand in Reihe zum Poti) und  $R_{1\text{max}} = 1 \text{M}\Omega$  eingestellt werden, woraus die Frequenzbereiche

$0,2 \text{ Hz} < f_1 < 200 \text{ Hz}$  / Schalterstellung  $\times 1$  (links)

$20 \text{ Hz} < f_1 < 20 \text{ kHz}$  / Schalterstellung  $\times 100$  (rechts) resultieren.

Die beiden schaltbaren Frequenzbereiche überlappen sich also, wobei der niedrige für Versuche mit dem Messinstrument als Anzeige gedacht ist und der höhere den Einsatz des Ohrhörers erfordert.



Durch die  $1/R$  - Abhängigkeit der Frequenz ergibt sich eine stark nichtlineare Skala am Einstellpotentiometer, was uns insbesondere beim Einstellen höherer Frequenzen etwas Fingerspitzengefühl abverlangt. Um diese Schwierigkeit etwas zu mildern, ist der Verbindungspunkt zwischen dem  $1 \text{k}\Omega$  Festwiderstand und dem  $1 \text{M}\Omega$  Potentiometer auf das linke untere Kontaktplättchen  $I_{f1}$  herausgeführt. Dreht man das Potentiometer ganz nach links, sind die  $1 \text{M}\Omega$  bausteinintern voll eingeschaltet und wir können extern mit einem niederohmigeren  $10 \text{k}\Omega$  Potentiometer oder mit einem als Emitterfolger geschalteten Germanium - Transistor einen Strom von  $I_{f1}$  zur negativen Versorgungsspannung fließen lassen, der sich in diesem Bereich feinfühler ein-

stellen lässt. Die Schwingungsfrequenz  $f_1$  ist linear von diesem Strom abhängig, wenn wir den Strom durch das interne  $1 \text{M}\Omega$  Potentiometer vernachlässigen:

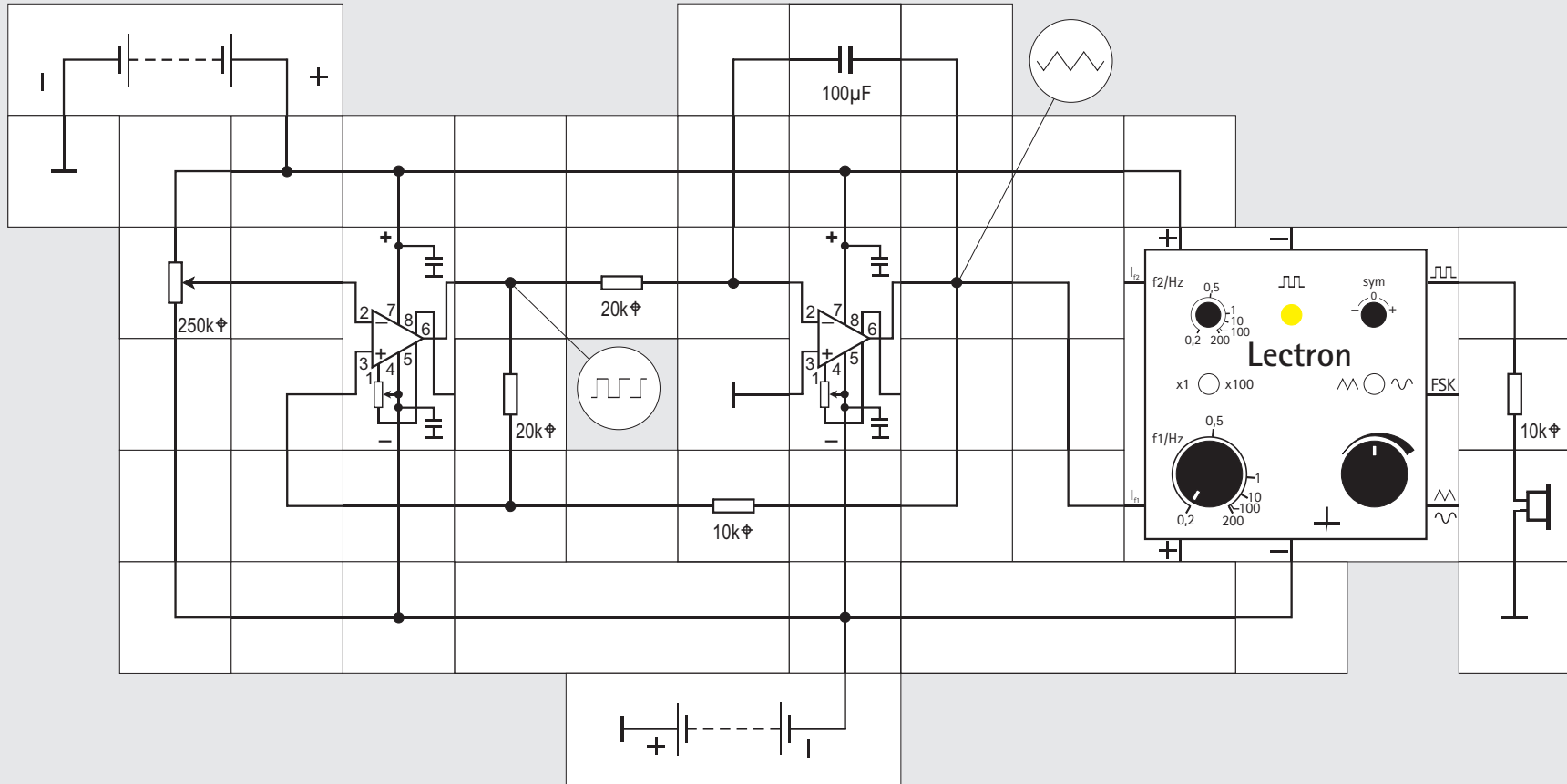
$$f_1 = I_{f1} / C \cdot 3V$$

Die  $3V$  werden intern erzeugt und erscheinen über den internen  $1 \text{k}\Omega$  Widerstand am  $I_{f1}$  - Kontaktplättchen. Es ist auch möglich, hier eine veränderbare Steuerspannung  $U_{\text{Control}}$  (bezogen auf  $-9V$ ) anzulegen (siehe Skizze); die Oszillatorfrequenz hängt von  $U_{\text{Control}}$  in folgender Weise ab:

$$f_1 = (3V - U_{\text{Control}}) / 1\text{k}\Omega \cdot 3V \cdot C$$

Verändert sich die Steuerspannung beispielsweise sägezahnartig, erhalten wir eine Frequenzmodulation des Rechtecksignals.

70



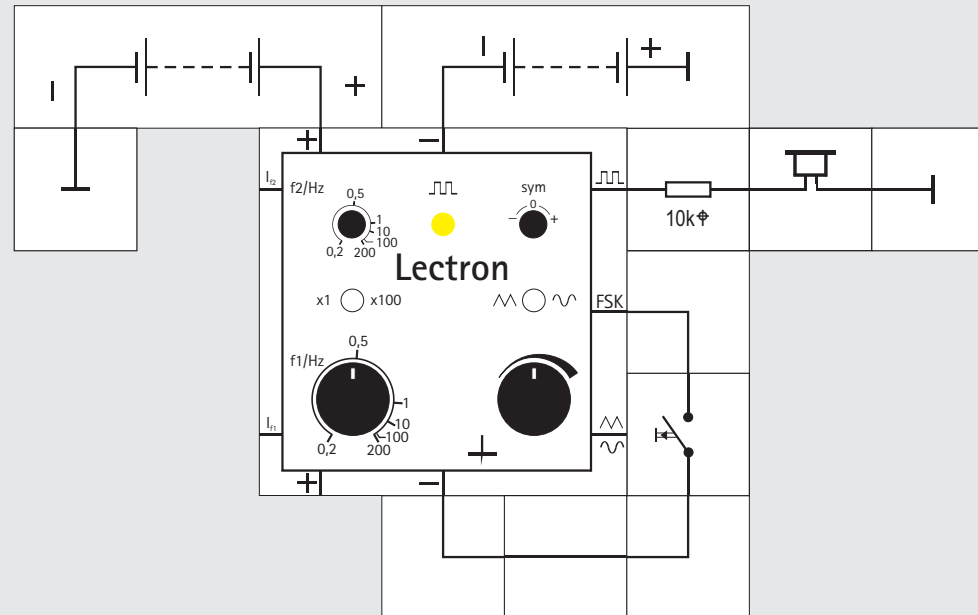


## Versuch 70

### Frequenzmodulation

Wir können den vielleicht aus Versuch 67 noch aufgebauten Dreieckssignalgenerator gleich dazu verwenden, den Funktionsgenerator über den  $I_{f1}$  - Eingang anzusteuern. Ersterer muss lediglich noch mit einem  $250\text{ k}\Omega$  Potentiometer ergänzt werden, mit dessen Hilfe wir die Schaltschwellen des Schmitt - Triggers weit genug in den negativen Bereich verschieben können. Die im letzten Versuch von  $U_{\text{Control}}$  angegebene Frequenzabhängigkeit bezieht sich auf  $U_{\text{Control}}$ , das die  $-9\text{ V}$  Versorgungsspannung als Bezugspotential hat. Selbst wenn wir vielleicht in unserem Versuchsaufbau nicht ganz bis  $-9\text{ V}$  mit der Dreieckssignalspannung hinunterkommen, werden wir im Ohrhörer vernehmen, wie sich die Frequenz des Funktionsgenerators ändert.

71





## Versuch 71

### Frequenzumschaltung

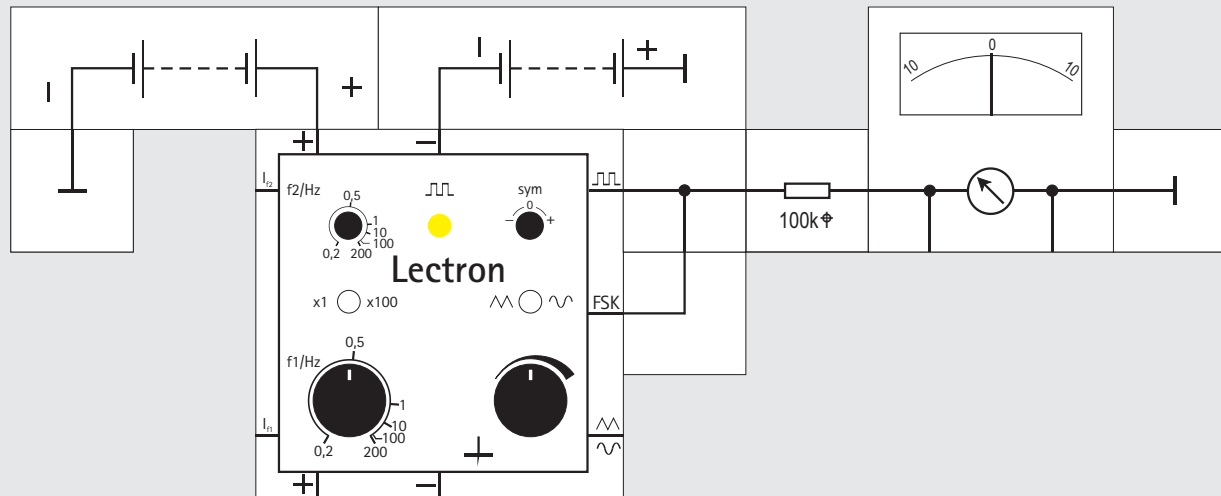
Neben der bisher vorgestellten Frequenzeinstellung mit dem großen Knopf besitzt der Funktionsgenerator eine zweite, die mit dem linken kleinen Drehknopf unabhängig von der ersten eingestellt wird. Sie ist identisch mit einem  $1\text{ k}\Omega$  Festwiderstand und einem  $1\text{ M}\Omega$  Potentiometer in Reihe aufgebaut und benutzt denselben Kondensator. Die Umschaltung zwischen beiden geschieht über das FSK - Signal, das über das seitlich mittlere rechte Kontaktplättchen zugeführt wird. So lange der FSK - Eingang offen ist oder eine Spannung  $\approx 2\text{ V}$  bezogen auf die negative Versorgungsspannung  $-9\text{ V}$  anliegt, ist die  $R_1$  -Einstellung am großen Knopf für die Frequenz  $f_1$  des Ausgangssignals maßgebend, bei einer Spannung  $\bullet 1\text{ V}$  gibt  $R_2$  (am kleinen Knopf einstellbar) die Frequenz  $f_2$  des Ausgangssignals vor. Auch hier

können wir mit einem Strom  $I_{f_2}$  oder einer Steuerungsspannung am seitlich linken oberen Kontaktplättchen die Frequenz  $f_2$  des Ausgangssignals beeinflussen.

Wir stellen am großen und am kleinen Frequenzeinstellknopf stark unterschiedliche Frequenzen ein und können mit dem Taster zwischen beiden hin- und herschalten, was sich durch unterschiedliche Tonhöhen im Ohrhörer bemerkbar macht.

Bei der Speicherung von Computerdaten auf Tonbandcassetten bedient man sich dieses FSK - Verfahrens. FSK ist die Abkürzung der englischen Bezeichnung FREQUENCY SHIFT KEYING, also einer »Verschlüsselten Frequenzumschaltung«. Die Idee dabei ist, dass man der logischen 0 die Frequenz  $f_1$  und der logischen 1 die Frequenz  $f_2$  zuordnet. Verwendet man normale Tonbandcassetten, müssen beide Frequenzen im hörbaren Bereich liegen. Der Computer gibt seine Daten seriell auf eine Schaltung, die mit einem elektronischen Schalter (statt des handbetätigten Tasters) bewirkt, dass zwischen den beiden Frequenzen abhängig vom Inhalt des Datenstroms geschaltet wird. Diese Frequenzen werden mit dem Recorder aufgenommen und stehen als verschlüsselte Folge von hohen und tiefen Tönen auf dem Band dann zur Verfügung.

72





## Versuch 72

### Puls generierung

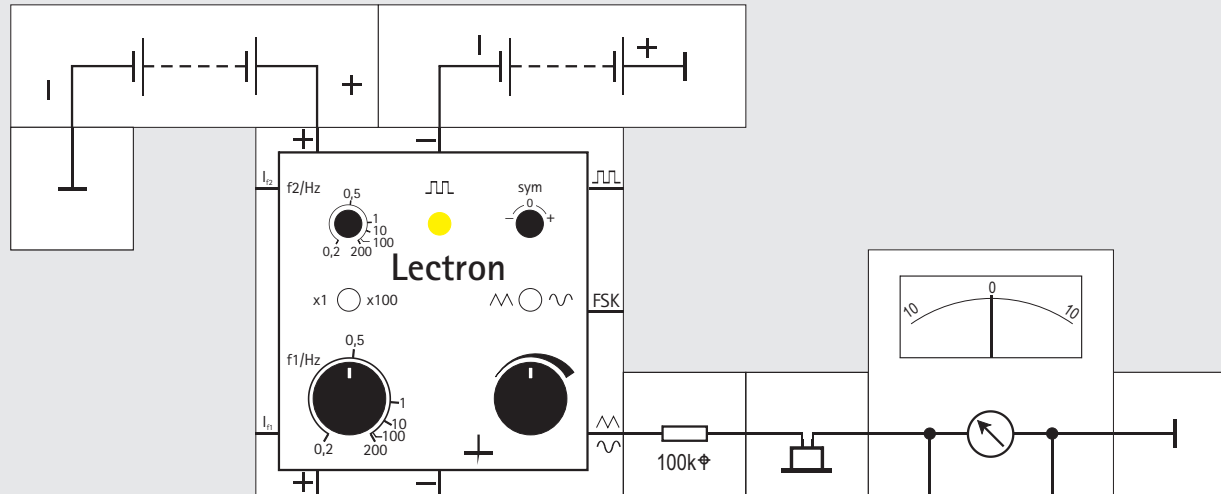
Die Umschaltung zwischen den beiden Frequenzen  $f_1$  und  $f_2$  muss nicht unbedingt von Hand oder einer externen Schaltung vorgenommen werden. Das Ausgangssignal kann das auch selbst bewerkstelligen. Bei tiefem Ausgangspotential ist dann  $R_2$  und bei hohem  $R_1$  wirksam, was bei  $R_1 = R_2$  das symmetrische Ausgangssignal zur Folge hat, bei  $R_1 \oplus R_2$  zu einem unsymmetrischen Signal führt. Durch geeignete Wahl von  $R_1$  und  $R_2$  kann das Tastverhältnis

$$t_{\text{ein}} / (t_{\text{ein}} + t_{\text{aus}}) = R_1 / (R_1 + R_2)$$

zwischen 1% und 99% variiert werden. Die Frequenz des Ausgangssignals beträgt

$$f = 2 / C (R_1 + R_2)$$

73







## Versuch 73

### Sinus- und Dreieckssignalgenerierung

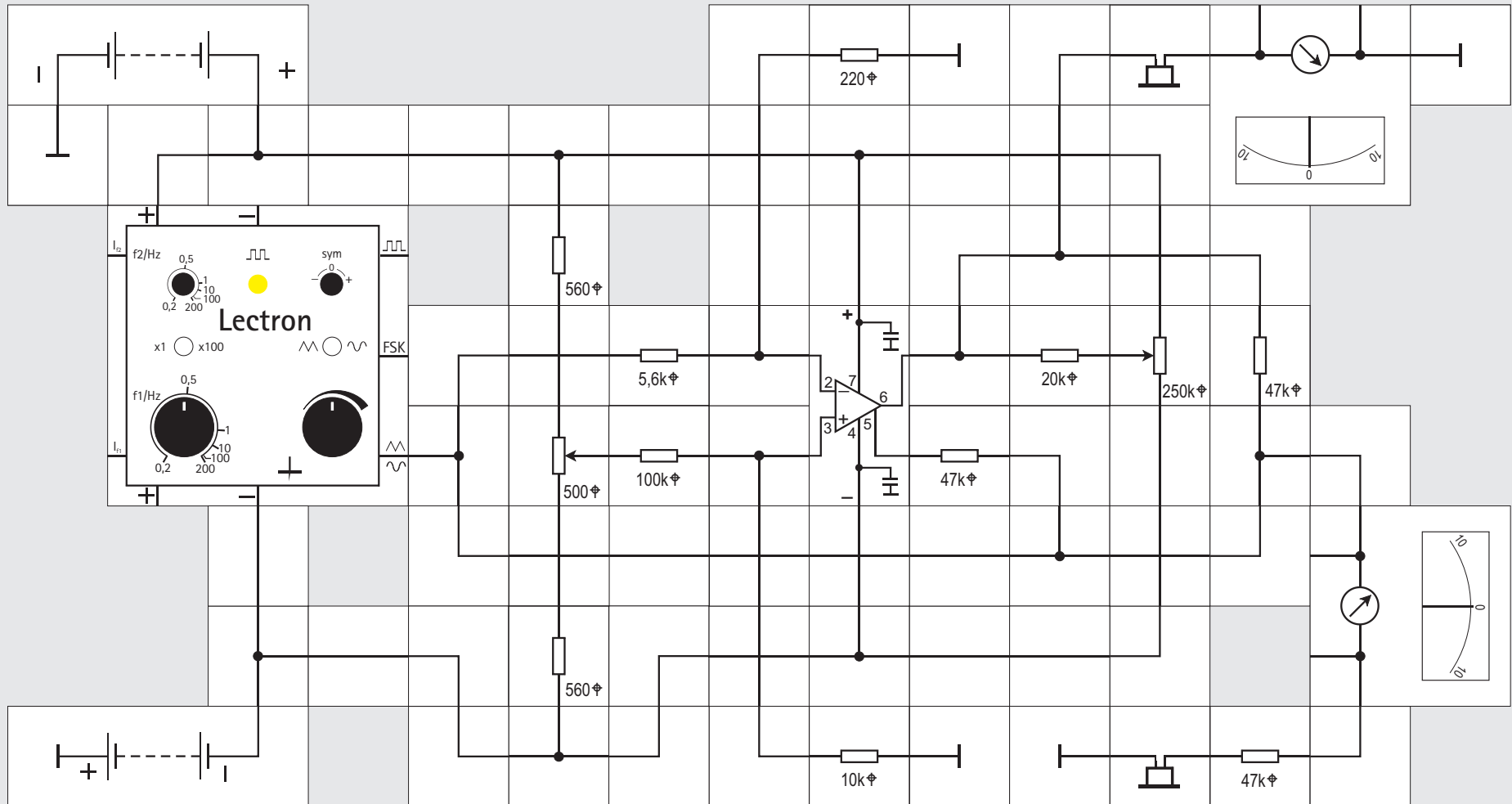
Gleichzeitig zum Rechtecksignal gibt der Funktionsgenerator - Baustein auch ein Dreieckssignal gleicher Frequenz über das seitlich rechte untere Kontaktplättchen ab. Der rechte Kippschalter muss dazu nach links geschaltet sein. Die Amplitude des Signals kann mit dem großen rechten Drehknopf eingestellt werden; weiter ist es möglich, das Signal mit dem kleinen rechten Einstellknopf bezogen auf Masse zu symmetrieren. Verbinden wir wie in Versuch 72 den Rechtecksignalausgang mit dem FSK - Eingang, so erhalten wir statt des symmetrischen Dreieckssignals ein Rampensignal. Im Versuch zeigen wir uns das Ausgangssignal bei kleiner Frequenz mit dem Messgerät an und machen es mit

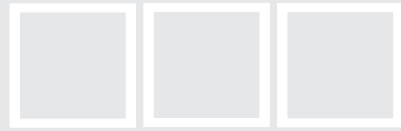
dem Ohrhörer bei höherer Frequenz hörbar. Wir beobachten wieder, wie sich der Zeiger mit konstanter Geschwindigkeit von einem Endwert zum anderen und zurück bewegt. Im Vergleich mit dem Rechtecksignal gleicher Frequenz klingt das Dreieckssignal schon etwas reiner, da der Anteil der Oberwellen nicht so groß ist. Er erhöht sich allerdings, wenn wir das Signal absichtlich stark unsymmetrisch einstellen, was auch deutlich zu hören ist.

Über denselben Ausgang erhalten wir ein reines Sinussignal, wenn wir den rechten Schalter nach rechts stellen. Das Dreieckssignal wird vom Schaltkreis dann in den Spitzen abgerundet, wie wir das in voraus gegangenen Versuchen kennen gelernt haben. Die Amplitude ist dabei ungefähr halb so hoch wie die des Dreieckssignals, die Symmetrieeinstellung bleibt wirksam. Das Signal klingt gegenüber dem Dreieckssignal noch reiner und bei niedrigen Frequenzen ist deutlich zu sehen, wie die Geschwindigkeit des Messinstrumentzeigers vom Endpunkt zum Nulldurchgang kontinuierlich zu- und dann zum anderen Endpunkt wieder abnimmt. Es entsteht dadurch ein »schwingender« Eindruck.

Auch das Sinussignal lässt sich mit dem FSK - Signal beeinflussen. Der Übergang von einer Frequenz zur anderen geschieht beim Ausgangssignal kontinuierlich.

74





## Versuch 74

### Analog Multiplizierer

Nachdem wir den LECTRON Funktionsgenerator in allen Einzelheiten kennen gelernt haben, werden wir ihn für die weiteren Versuche als Signalquelle einsetzen.

Wir wollen zunächst zum OTA zurück kehren und zeigen, dass man ihn als Analog Multiplizierer einsetzen kann. Aus seiner Übertragungsfunktion

$$I_{\text{out}} = I_{\text{Bias}} \cdot \tanh(U_{\text{in}}/2 \cdot U_T)$$

ist ersichtlich, dass  $I_{\text{out}}$  das Produkt aus  $I_{\text{Bias}}$  und  $U_{\text{in}}$  ist.

Für kleine Argumente, d.h. wenn wir nur im geraden Teil der S-förmigen Übertragungskennlinie arbeiten, ist  $\tanh(x) \approx x$ . Es gibt allerdings auch schaltungstechnische Möglichkeiten, die Übertragungskennlinie des OTAs zu linearisieren, indem man vor die Eingänge Transistoren schaltet, denen über

Stromspiegel ein Strom eingeprägt wird; aus Aufwandsgründen verzichten wir darauf und steuern nur mit kleinen Signalen an.

Wenn wir also ein  $I_{\text{Bias}}$  proportional zu einem Eingangssignal machen und  $U_{\text{in}}$  proportional zu einem zweiten, liefert uns  $I_{\text{out}}$  bereits das gewünschte Produkt.

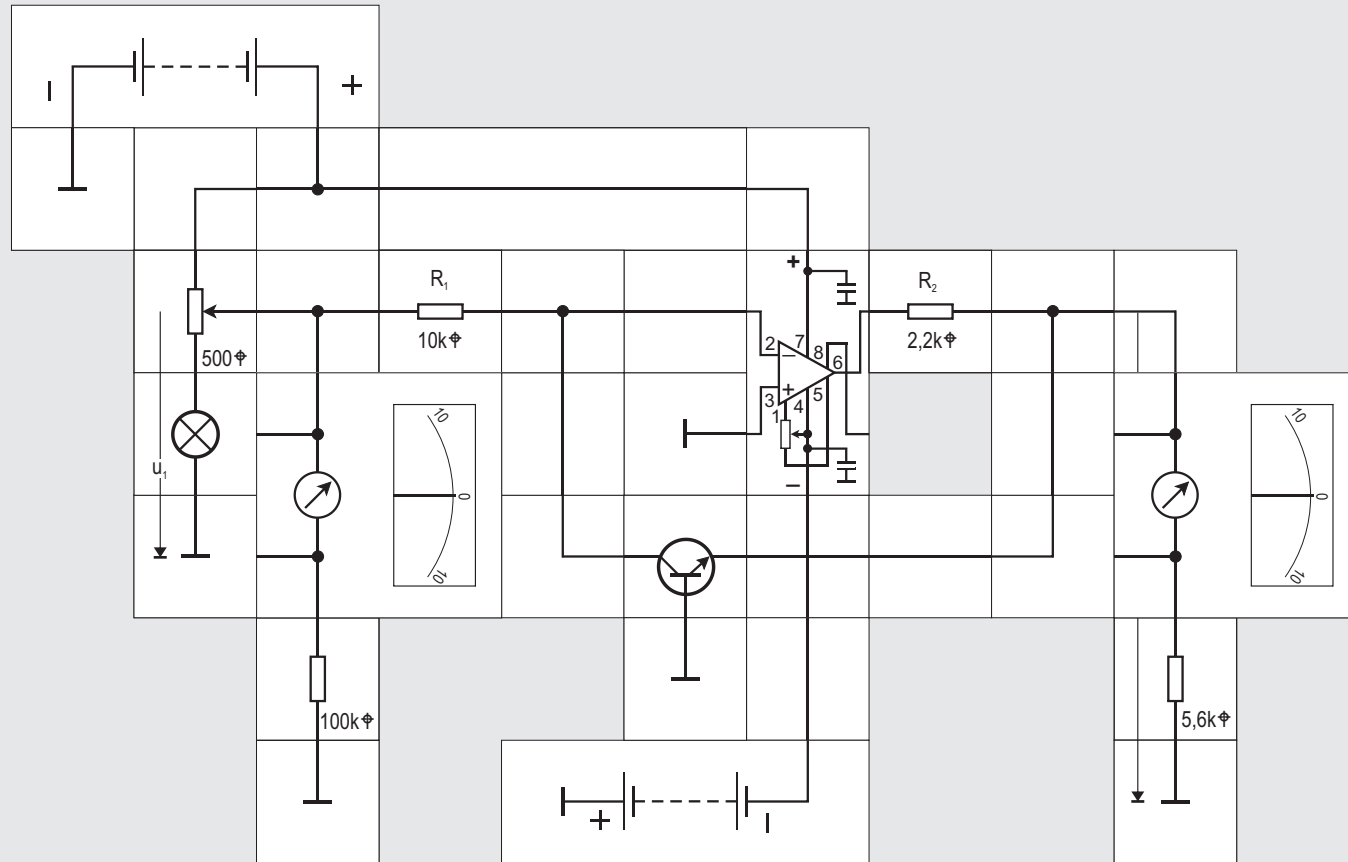
Als Eingangssignal verwenden wir ein Sinussignal  $\hat{U} \cdot \sin(\omega t)$  des Funktionsgenerators, das wir mit sich selbst multiplizieren wollen. Wir werden also als Ergebnis ein Signal der Form  $k \cdot \hat{U}^2 \cdot \sin^2(\omega t)$  erhalten. Da  $\sin^2(\omega t) = 1/2 \cdot [1 - \cos(2\omega t)]$  ist, ergibt das einen Gleichanteil, der von einem Signal doppelter Frequenz überlagert ist. Wir können also erwarten, dass bei niedrigen Frequenzen der Zeiger des Messinstruments am Ausgang mit der doppelten Frequenz des Eingangssignals schwingt. Bei einem Eingangssignal im Hörfrequenzbereich hat das Ausgangssignal die doppelte Frequenz, was wir ebenfalls deutlich mit den Ohrhörern hören.

Das Sinussignal aus dem Funktionsgenerator (Drehknopf für Amplitude in Mittelstellung) verzweigt sich und geht einmal über den Spannungsteiler 5,6 k $\Omega$  und 220  $\Omega$  auf den - Eingang des OTAs, zum anderen bestimmt der 47 k $\Omega$  Widerstand den Mittelwert des im Takt schwankenden  $I_{\text{Bias}}$ . Das untere Instrument zeigt das Eingangssignal an. Die

Gleichspannung am + Eingang muss sehr feinfühlig mit dem 500  $\Omega$  Potentiometer eingestellt werden, damit wir im geraden Teil der Übergangskennlinie arbeiten. Es ist richtig eingestellt, wenn der Zeiger des oberen Instruments (Ausgangssignal) mit doppelter Frequenz ausschlägt und jeweils **aufeinander folgende** Ausschläge in einer Richtung gleich weit sind. Mit dem 250 k $\Omega$  Potentiometer, das zunächst in Mittelstellung stehen sollte, lässt sich der Ausgang symmetrieren. Die Potentiometereinstellungen sind etwas voneinander abhängig, so dass nach einer Einstellung die andere leicht korrigiert werden muss, auch kann es nötig werden, die Amplitude und die Symmetrierung des Eingangssignals am Funktionsgenerator zu verändern, um das gewünschte Ausgangssignal mit doppelter Frequenz zu erhalten.

Der Spannungsteiler aus den beiden 560  $\Omega$  Widerständen und dem 500  $\Omega$  Poti kann auch ersetzt werden durch einen Teiler aus 1,5 k $\Omega$  Widerstand, rote LED (ohne Vorwiderstand) mit parallel geschaltetem 500  $\Omega$  Poti und weiterem 1,5 k $\Omega$  Widerstand. Mit dem Schleifer des Potis überstreichen wir dann einen Spannungsbereich von nur 1,5 V und können so feiner einstellen. Eine zusätzliche Änderung der beiden 1,5 k $\Omega$  Widerstände ist ebenfalls für die Grobeinstellung dieses »Spannungsfensters« möglich.

75





hang zwischen Kollektorstrom  $i_c$  und Basis - Emitterspannung  $u_{BE}$  beim Transistor gegeben durch (siehe Kasten, Versuch 11):

$$i_c = I_{CBO} \cdot \exp(u_{BE} / U_T)$$

Logarithmieren der Gleichung und Umstellen nach  $u_{BE}$  ergibt:

$$u_{BE} = U_T \cdot \ln(i_c / I_{CBO})$$

Mit  $u_A = -u_{BE}$  und  $i_c = u_1 / R_1$  folgt daraus

$$u_A = -U_T \cdot \ln(u_1 / I_{CBO} \cdot R_1)$$

$U_T$  ist bei Zimmertemperatur 26 mV, mit der Umformung

$$\ln x = \lg x \cdot \ln 10$$

$$\ln 10 = 2,3$$

$$u_A = -60 \text{ mV} \cdot \lg(u_1 / I_{CBO} \cdot R_1)$$

Verzehnfacht sich die Eingangsspannung  $u_1$ , so steigt die Ausgangsspannung  $u_A$  also um 60 mV. Der Widerstand  $R_2$  hält die Spannungsverstärkung des Transistors klein, nämlich auf  $R_1/R_2$ ; ohne ihn neigt die Schaltung zum Schwingen. Er muss so gewählt werden, dass bei den größten auftretenden Ausgangsströmen der Verstärker ausgang nicht übersteuert wird. Mit besonders geeigneten Transistoren funktioniert die Schaltung im Bereich von 1 pA bis 1 mA, also über neun Dekaden. Wir können also mit jeweils einer solchen Schaltung  $\ln x$  und  $\ln y$  gewinnen, addieren die beiden Spannungen mit

einem weiteren Operationsverstärker und erhalten

$$\ln x + \ln y = \ln(x \cdot y)$$

Hieraus erzeugt eine vierte Operationsverstärkerstufe, bei der der Transistor mit  $R_1$  vertauscht ist, durch Potenzieren das gesuchte Resultat  $x \cdot y$ . Aus Aufwandsgründen wollen wir das nicht alles aufbauen, sondern nur das Prinzip aufzeigen; wir beschränken uns also auf eine Schaltung zum Logarithmieren.

Ein prinzipieller Nachteil dieses Verfahrens ist, dass die Eingangsspannungen  $x$  und  $y$  größer Null sein müssen. Wir bauen uns deswegen in der Versuchsschaltung den Eingangsspannungsteiler aus einem 500  $\Phi$  Potentiometer und dem niederohmigen Kaltwiderstand der Glühbirne von circa 20  $\Phi$  auf. Das linke Instrument zeigt die Eingangsspannung, das rechte die Ausgangsspannung an. Da wir die Eingangsspannung nicht über mehrere Dekaden verändern können, müssen wir uns auf eine Tendenzanzeige beschränken. Es ist deutlich zu sehen, wie der Zeigerausschlag des Ausgangsinstrumentes bei kontinuierliche Erhöhung der Eingangsspannung vom minimalen Wert  $>0$  zunächst stark und dann immer weniger ansteigt. Der Ausschlag kann nicht angegeben werden, da er von  $I_{CBO}$  abhängt, das nicht nur temperaturabhängig ist, sondern von Transistor zu Transistor stark streut.

## Versuch 75

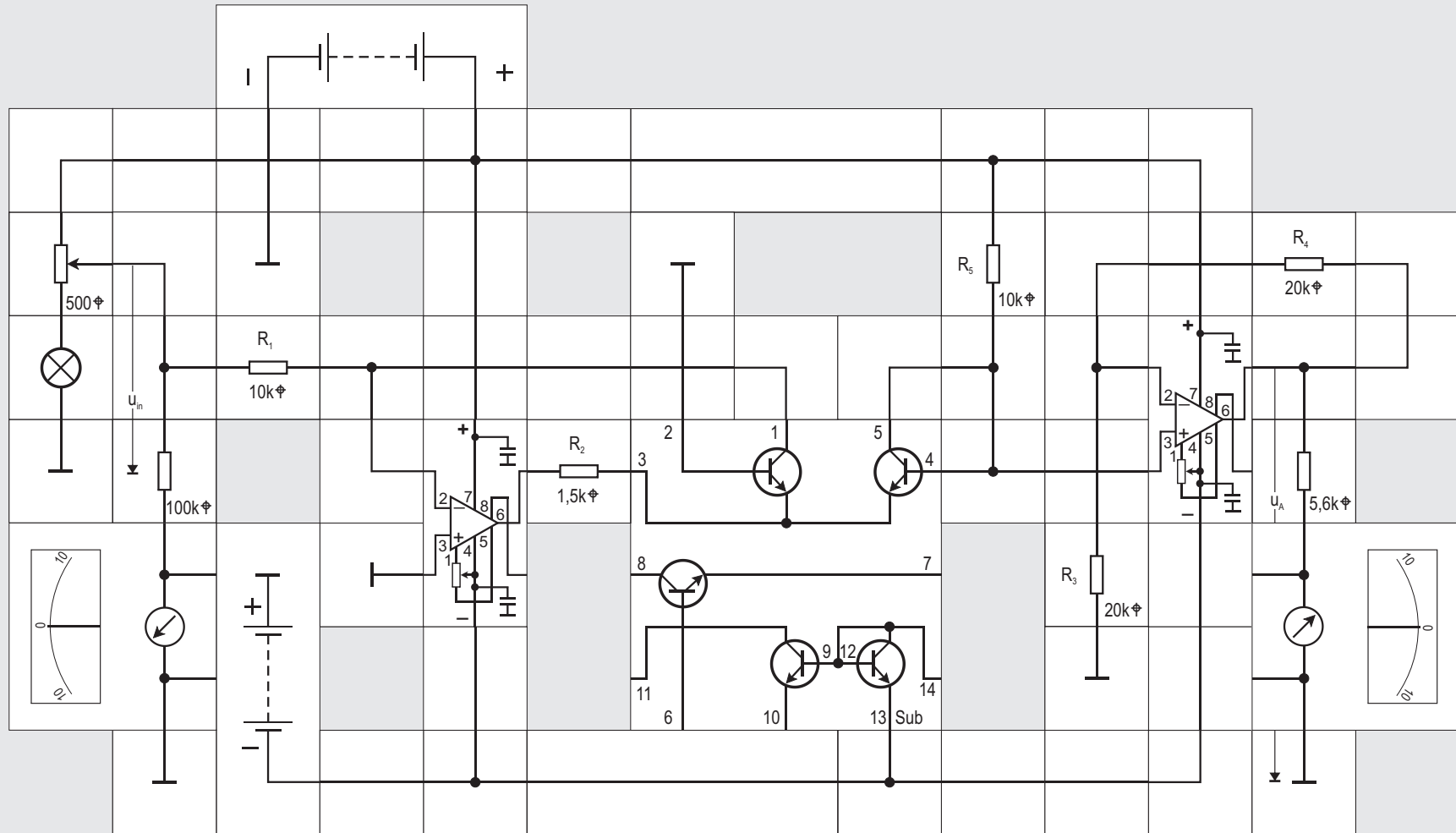
### Logarithmierer

Multiplikation - und auch Division - lassen sich auf eine Addition bzw. Subtraktion von Logarithmen zurück führen; es ist

$$x \cdot y = e^{(\ln x + \ln y)}$$

Die dazu benötigte logarithmische Kennlinie können wir uns mit einem Operationsverstärker erzeugen, in dessen Gegenkopplungsleitung eine Diode oder - besser - ein Transistor geschaltet ist. Die gegenkopplung wird in der Grundschaltung bei positiven Eingangsspannungen wirksam;  $u_A$  stellt sich dann so ein, dass durch den Transistor der Kollektorstrom  $i_c = u_1 / R_1$  fließt. Nun ist der Zusammen-

76





## Versuch 76

### Temperaturkompensierter Logarithmierer

Auf die Temperaturabhängigkeit und die starke Streuung von  $I_{CBO}$  wurde bereits hingewiesen. Wünschenswert ist deswegen eine Schaltung, bei der  $u_A$  nicht mehr von  $I_{CBO}$  abhängt.

Der Einfluss des Sperrstroms lässt sich eliminieren, wenn wir die Differenz zweier Logarithmen bilden; davon machen wir Gebrauch in unserer Versuchsschaltung. Wir benutzen dazu zwei Transistoren aus unserem Transistor - Array, die elektrisch nahezu identisch sind, also bei gleicher Temperatur auch gleich große Sperrströme  $I_{CBO}$  aufweisen.

Der - Eingang des linken Operationsverstärkers kann als virtuelle Masse aufgefasst werden, an die der Kollektor von  $T_1$  (1/2/3) angeschlossen ist. Dieser Transistor arbeitet im aktiven Bereich, da seine Basis ebenfalls an Masse liegt. Die Basis - Emitter - Spannung  $u_{BE1}$  ist durch den Strom  $u_{in} / R_1$  mit dem Widerstand  $R_1$  festgelegt, er ist gleich  $i_{CT1}$  auf den Ausgang des linken Verstärkers hin.  $R_2$  ist wieder aus Stabilitätsgründen eingefügt. Der Zusammenhang zwischen  $i_{CT1}$  und  $u_{BE1}$  wird wieder durch die Gleichung

$$u_{BE1} = U_T \cdot \ln(i_{CT1} / I_{CBO}) \quad \text{oder}$$

$$u_{BE1} = U_T \cdot \ln(u_{in} / R_1 \cdot I_{CBO})$$

hergestellt.

Der Transistor  $T_2$  (3/4/5) führt einen konstanten Strom, der in unserer Versuchsschaltung ungefähr  $U_{Batt} / R_5$  beträgt, woraus für den Zusammenhang zwischen  $i_{CT2}$  und  $u_{BE2}$  folgt:

$$u_{BE2} = U_T \cdot \ln(U_{Batt} / R_5 \cdot I_{CBO})$$

Die Eingangsspannung des rechten Operationsverstärkers ist nun  $u_{BE2} - u_{BE1}$  und da er als rückgekoppelter Verstärker mit der Verstärkung  $(R_4 + R_3) / R_3$  beschaltet ist, erhalten wir für die Ausgangsspannung

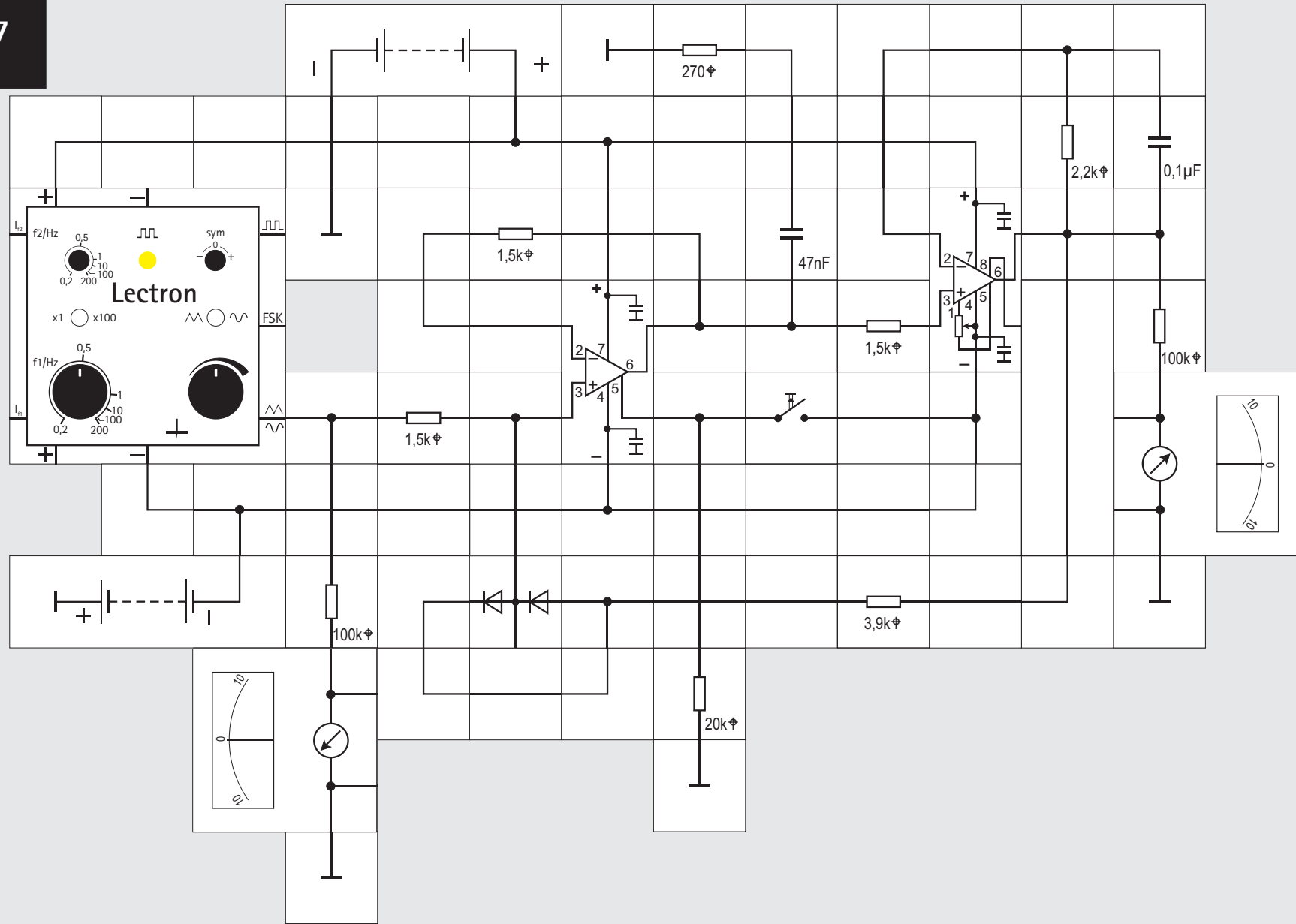
$$u_A = -U_T \cdot (R_4 + R_3) / R_3 \cdot \ln(u_{in} \cdot R_5 / U_{Batt} \cdot R_1)$$

$u_A$  ist 0, wenn  $u_{in} = U_{Batt} \cdot R_1 / R_5$  ist, sie verändert sich mit dem Logarithmus von  $u_{in}$ , wenn  $u_{in}$  bezüglich  $U_{Batt} \cdot R_1 / R_5$  erhöht oder gesenkt wird.

Die verbleibende Temperaturabhängigkeit von  $U_T$  kann dadurch beseitigt werden, dass wir  $R_3$  oder  $R_4$  entsprechend temperaturabhängig machen und damit  $U_T$  kompensieren.

Die Schaltung ist dimensioniert, dass das rechte Instrument bei kleinen  $u_{in}$  ungefähr 10 Skalenteile anzeigt. Erhöht man  $u_{in}$  langsam bis auf  $U_{Batt} = 9\text{ V}$ , so geht der Zeigerausschlag zunächst schnell, dann immer langsamer bis auf 0 V zurück, wie wir auch der Formel entnehmen können.

77





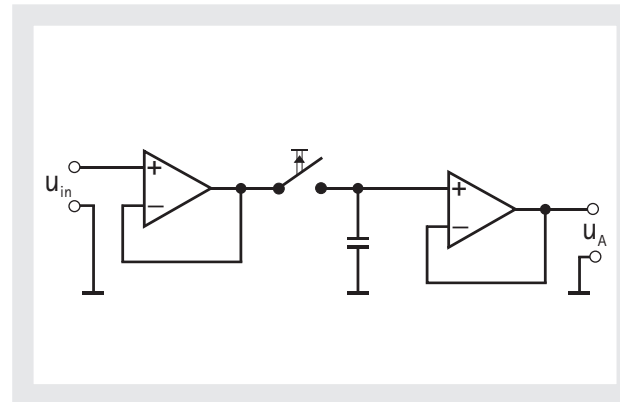
## Versuch 77

### Abtast - Halte - Glied

Ein Abtast - Halte - Glied (engl.: sample and hold oder track and hold) verhält sich im eingeschalteten Zustand wie ein Analogschalter: Die Ausgangsspannung folgt der Eingangsspannung. Im ausgeschalteten Zustand soll jedoch die Ausgangsspannung nicht Null werden, sondern es soll die Spannung zum Zeitpunkt des Ausschaltens gespeichert werden, damit man sie beispielsweise in einen digitalen Wert wandeln kann. Hauptanwendungsgebiet von Abtast - Halte - Gliedern sind deswegen auch Analog - Digital - Wandler.

Die Skizze zeigt die prinzipielle Anordnung eines Abtast - Halte - Glieds. Wenn der Schalter geschlossen ist, wird der Kondensator, das zentrale Bauelement, vom linken Operationsverstärker, der als Impedanzwandler arbeitet, auf die Eingangsspannung aufgeladen; der Impedanzwandler ist nötig, damit die Eingangsspannungsquelle nicht durch hohe Ströme beim Umladen des Kondensators belastet wird.

Wird der Schalter geöffnet, soll die Kondensatorspannung möglichst lange unverändert erhalten bleiben, weswegen ein zweiter Operationsverstärker nachgeschaltet ist, der Belastungen vom Kon-



densator fern hält. Die Schaltung funktioniert umso besser, je kleiner die Sperrströme des Schalters und des zweiten Operationsverstärkers und je hochwertiger die Isolation des Kondensators sind. Man verwendet deswegen in der Praxis Kondensatoren mit Teflon, Polystyrol oder Polypropylen als Dielektrikum. Zum Demonstrieren des Prinzips können wir allerdings auch den keramischen 47nF Kondensator einsetzen.

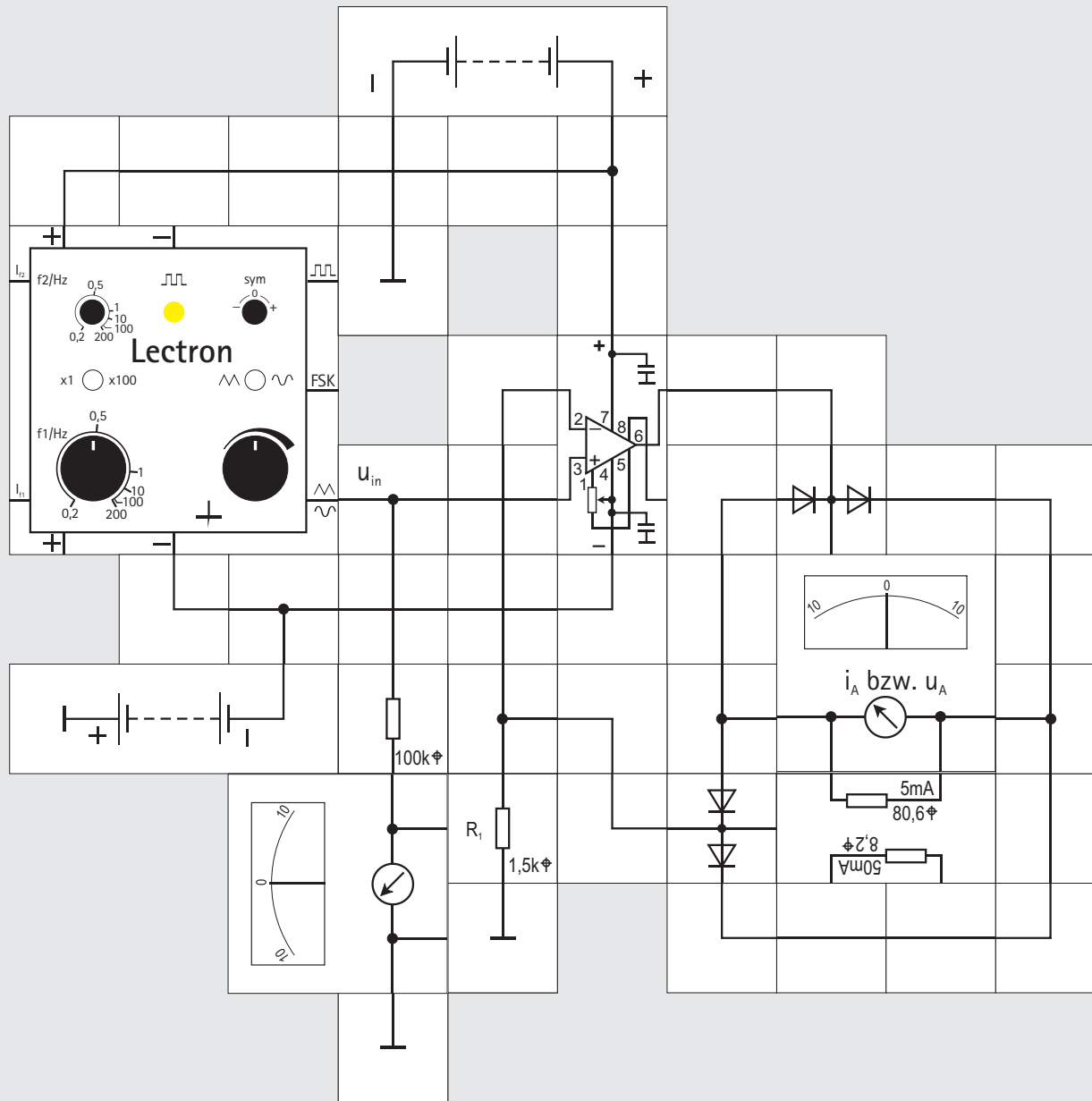
Als Signalquelle dient unser Funktionsgenerator. Unser OTA Baustein eignet sich sehr gut als Eingangverstärker und Schalter. Seinen  $I_{Bias}$  - Eingang verwenden wir als Steuereingang zwischen den Betriebsarten »Abtasten« und »Halten«. Im Haltezustand hat er einen Leckstrom von nur 170 pA typisch. Über den 20 k $\Omega$  Widerstand bekommt er den

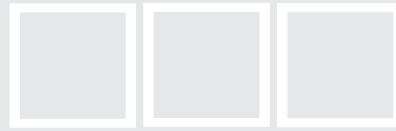
nötigen Strom von Masse. Normalerweise würde der Fußpunkt des Widerstandes mit einem Steuersignal entweder an 0V (Abtasten) oder an -9V (Halten) gelegt und mit diesem Signal umgeschaltet, wir wollen das Umschalten jedoch mit dem Taster bewerkstelligen. Offener Taster führt zu »Abtasten«, geschlossener zu »Halten«.

Der Funktionsgenerator wird auf die kleinste Frequenz eingestellt und die Amplitude des Dreiecks-Signals hoch eingestellt. Das linke Instrument zeigt uns das abzutastende Signal. Solange der Taster offen ist, folgt das rechte Instrument. Betätigen wir den Taster, zeigt es den gespeicherten Wert im Schaltaugenblick an. Es wird deutlich zu sehen sein, wie er sich langsam vermindert, was auf die Selbstentladung des keramischen Kondensators zurück zu führen ist. Wenn wir ihn gegen einen 47 $\mu$ F Kondensator auswechseln, wird der Augenblickswert besser gespeichert. Allerdings muss jetzt der OTA beim Umschalten auf »Abtasten« erheblich mehr umladen, was bei schnellen abzutastenden Signalen schwierig ist und den Wert verfälscht. In der Praxis nimmt man einen möglichst kleinen Kondensator mit geringer Selbstentladung.

Die antiparallel geschalteten Dioden verhindern ein Überkoppeln des Eingangssignals auf den Kondensator, im Zustand »Halten«.

78





In unserer Versuchsschaltung ist der Operationsverstärker als Konstantstromquelle geschaltet. Seine Ausgangsspannung stellt sich so ein, dass an  $R_1$  ( $1,5 \text{ k}\Omega$ ) die Eingangsspannung  $u_{in}$  abfällt. Unabhängig von Nichtlinearitäten der Dioden fließt durch das rechte Instrument der Strom

$$i_A = |u_{in}| / R_1$$

wobei wir den Sperrstrom durch die Dioden vernachlässigen können. Unser rechtes Drehspul - Instrument zeigt den arithmetischen Mittelwert  $I_A$  an. Bei sinusförmigem Verlauf von  $u_{in}$  gilt

$$I_A = (2 \cdot \frac{2}{\pi}) \cdot U_{ineff} / R_1 \approx 0,9 \cdot U_{ineff} / R_1$$

Gewinnen wir  $u_{in}$  aus unserem Funktionsgenerator (rechten Schalter auf Sinus stellen, auf Symmetrie achten), dessen Frequenz so tief eingestellt ist, dass wir den zeitlichen Verlauf am linken Instrument bequem verfolgen können, sehen wir, wie sich  $i_A$ , bzw.  $u_A$  verhalten:  $u_{in}$  am linken Instrument zeigt das »Schwingen« einer sinusförmigen Spannung,  $i_A$  den zeitlichen Verlauf eines Stroms, bei dem jede zweite Halbwelle geklappt ist (Vollweg - Gleichrichtung). Erhöhen wir die Frequenz, kann bald das linke Instrument wegen seiner mechanischen Trägheit dem Spannungsverlauf nicht mehr folgen und zeigt mit 0 den arithmetischen Mittelwert des Eingangssignals an. Auch das rechte kann natürlich nicht fol-

gen und zeigt dann ebenfalls den arithmetischen Mittelwert an, der jedoch wegen der Gleichrichtung von 0 verschieden ist.

Auf ein Problem soll noch hingewiesen werden: Der Operationsverstärker ist nicht gegengekoppelt für Ausgangsspannungen im Bereich  $-2U_F < u_A < 2U_F$ , da dann sämtliche Dioden sperren; die Spannung am - Eingang des Verstärkers ändert sich in der Zeit, in der  $u_A$  von  $2U_F$  auf  $-2U_F$  springt, nicht. Dies wirkt wie eine Totzeit im Regelkreis und kann Stabilitätsprobleme verursachen. Um diese zu beherrschen, wählt man in der Praxis Dioden mit niedriger Flussspannung  $U_F$  (Schottky - Dioden) und Verstärker mit hoher Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung.

Die Schaltung eignet sich dafür, Gleichspannungen beliebiger Polarität und den arithmetischen Mittelwert vom Betrag einer Wechselspannung zu messen. Will man sich auf letzteres beschränken, kann man nach der angegebenen Gleichung die Skala Instruments gleich in Effektivwerten eichen. Es ist dann auch günstig, einen Kondensator C in Reihe zu schalten, der die Offsetspannungsdrift des Operationsverstärkers eliminiert.

$$C \gg 1 / \omega R_1$$

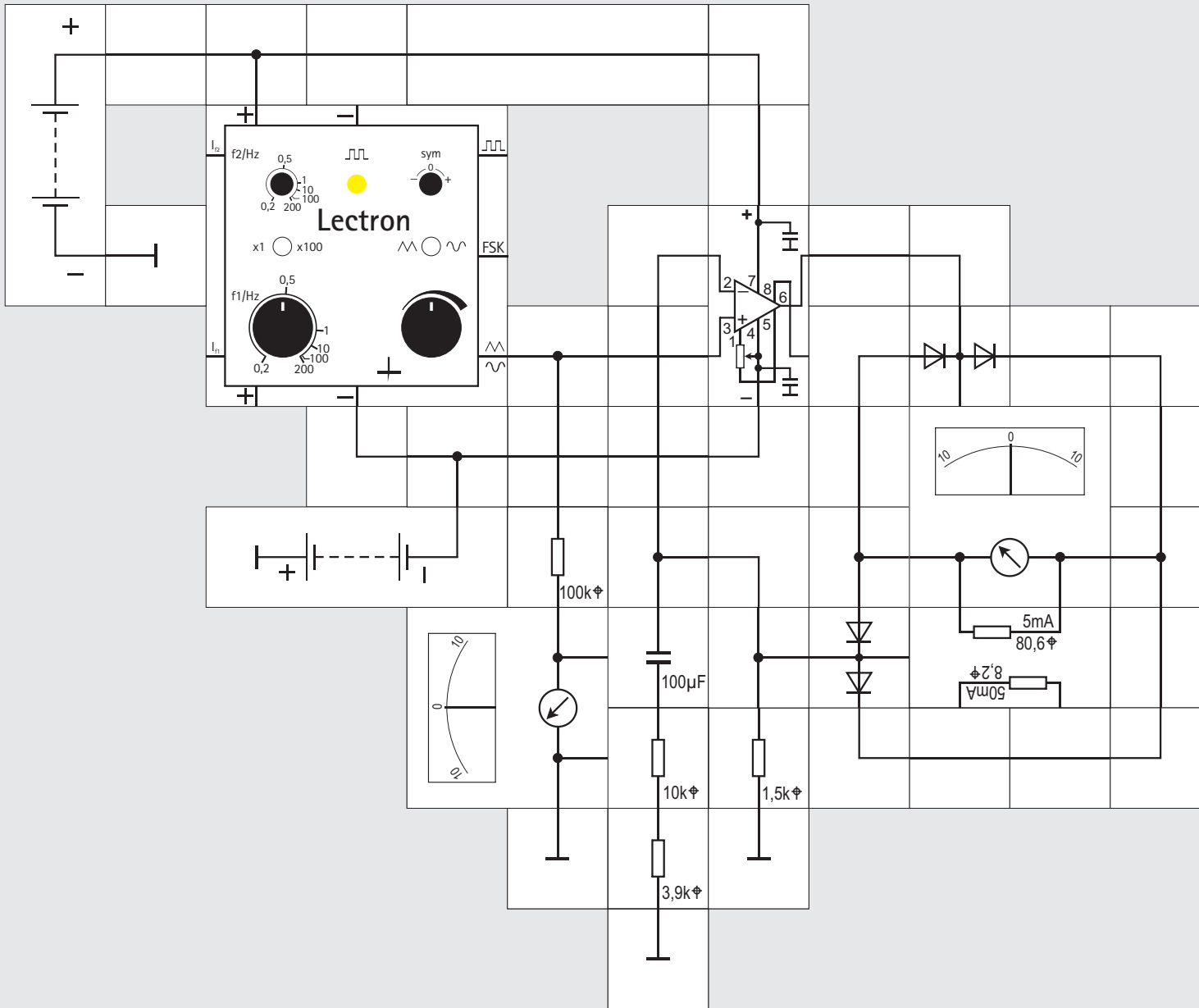
Gleichspannungen am Verstärkereingang werden dann nicht angezeigt.

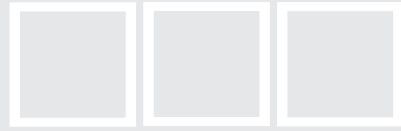
## Versuch 78

### Präzisions - Vollweg - Gleichrichter

Möchte man den Betrag einer Wechselspannung messen, benötigt man eine Schaltung, die in Abhängigkeit von der Polarität des Eingangssignals das Verstärkungsvorzeichen umschaltet. Eine Brückenschaltung mit vier Dioden kann eine solche Vollweggleichrichtung durchführen; wegen der Diodendurchlassspannungen  $U_F$  ist die erreichbare Genauigkeit begrenzt. Betreibt man den Brückengleichrichter mit einer gesteuerten Stromquelle, wird dieser Effekt eliminiert.

79





## Versuch 79

### Präzisions - Vollweg - Gleichrichter mit Effektivwertanzeige für Gleich- und Wechselspannungen

Möchte man eine Schaltung, die Gleichspannungen beliebiger Polarität und den Effektivwert von sinusförmigen Wechselspannungen ohne Umschaltung auf einer gemeinsamen Skala richtig anzeigt, muss man die Schaltung aus Versuch 78 etwas erweitern. Dort hatten wir bereits angeführt, dass bei sinusförmigen Spannungen der Effektivwert um den Faktor  $\sqrt{2} \cdot \sqrt{2}$  größer ist als der Mittelwert des Betrags, den unser Drehspul - Instrument anzeigt. Dies lässt sich für die Anzeige bei sinusförmigen Wechselspannungen kompensieren, indem dafür der maßgebliche Widerstand  $R_1$  um diesen Wert verkleinert wird. Parallel zu  $R_1$  schalten wir das RC - Glied  $R_2 \cdot C$ . Für alle interessierenden Frequenzen liegt  $R_2$  parallel zu  $R_1$ , wenn

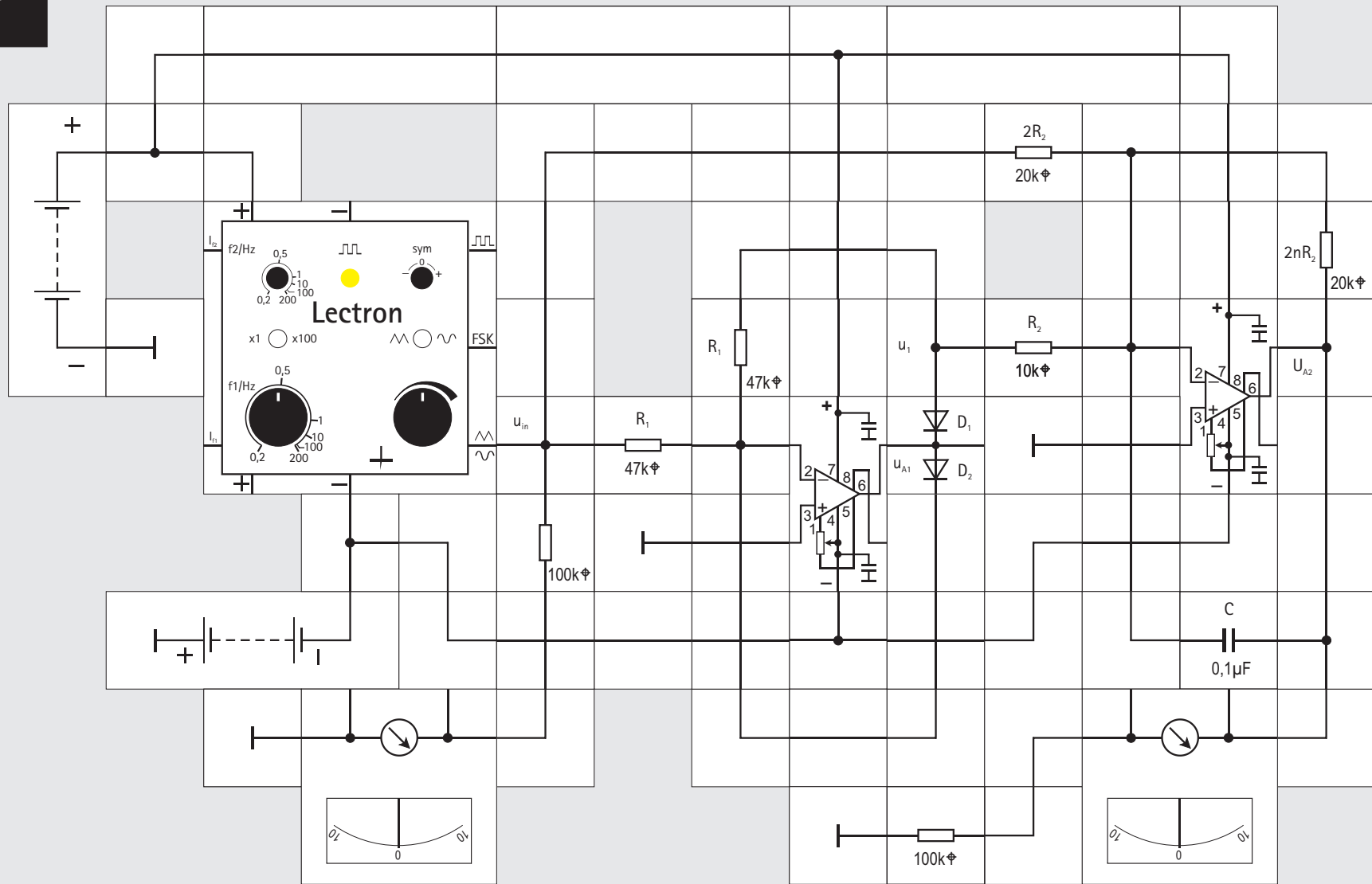
$$C_2 \gg 1 / \omega \cdot R_2$$

Die Parallelschaltung muss den Wert

$R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2) = R_1 \cdot \sqrt{2} / \sqrt{2}$  haben, woraus sich für  $R_2$  ergibt:

$$R_2 = 2 \cdot R_1 \cdot \sqrt{2} / (\sqrt{2} - 2 \cdot \sqrt{2}) \approx 9 \cdot R_1$$

80





## Versuch 80

### Präzisions - Vollweg - Gleichrichter mit geerdetem Ausgang

Die beiden bisherigen Gleichrichterschaltungen haben den Nachteil, dass sie eine Spannung zur Anzeige liefern, die nicht erdfrei ist. Häufig möchte man sie jedoch nicht nur anzeigen, sondern auch weiter verarbeiten, weswegen sie gegen Masse abnehmbar sein muss. Unser Versuchsaufbau mit einem weiteren Operationsverstärker ist dazu in der Lage. Wir wollen uns seine Arbeitsweise genauer anschauen.

Bei positiven Eingangsspannungen  $u_{in}$  wirkt der linke Operationsverstärker als Umkehrverstärker mit der Verstärkung  $v = 1$ . Seine Ausgangsspannung  $u_{A1}$  ist dann nämlich negativ, die Diode  $D_1$  leitend und Diode  $D_2$  sperrt. Es wird  $u_1 = -u_{in}$ .

Bei negativen Eingangsspannungen wird  $u_{A1} > 0$ . Dann sperrt  $D_1$  und  $D_2$  wird leitend und koppelt den Verstärker gegen. Außerdem verhindert sie, dass der Operationsverstärker übersteuert wird, sein Summationspunkt bleibt auf Nullpotential. Weil  $D_1$  sperrt, wird  $u_1$  gleich der Spannung am Summationspunkt, ist also auch gleich 0. Für  $u_1$  ergibt sich hieraus:

$$\begin{aligned} u_1 &= -u_{in} && \text{für } u_{in} \nlessgtr 0 \\ u_1 &= 0 && \text{für } u_{in} \bullet 0 \end{aligned}$$

Der linke Operationsverstärker wirkt demnach wie ein Einweg - Gleichrichter.

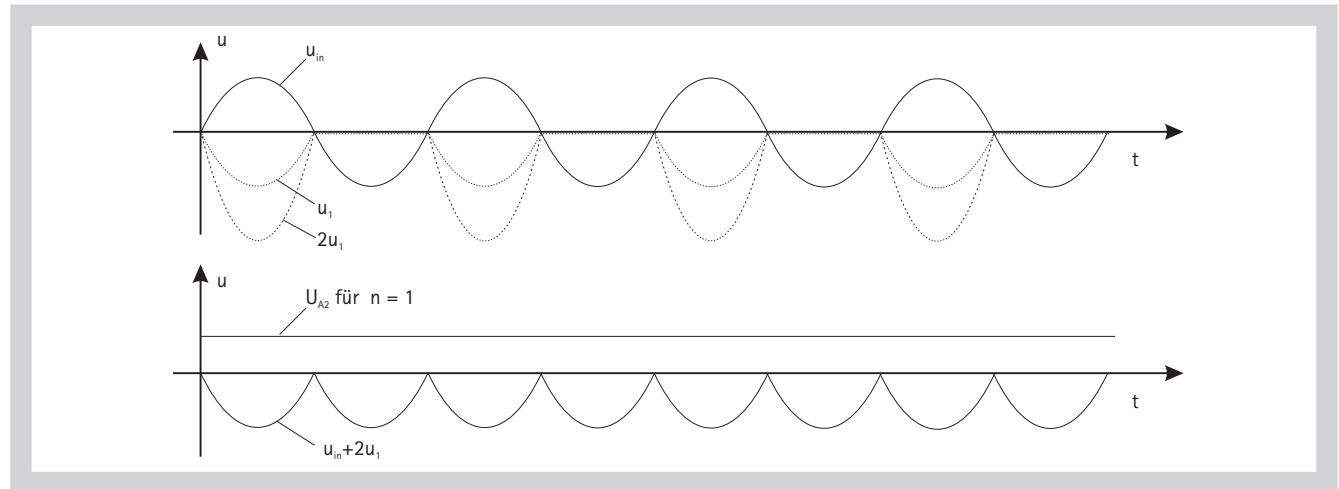
Ohne den Kondensator arbeitet der rechte Operationsverstärker als Additionsverstärker: Mit der angegebenen Dimensionierung der Widerstände bildet er den Ausdruck

$$-u_{A2} = u_{in} + 2 \cdot u_1$$

Setzen wir  $u_1$  in diese Gleichung ein, erhalten wir

$$\begin{aligned} u_{A2} &= u_{in} && \text{für } u_{in} \nlessgtr 0 \\ u_{A2} &= -u_{in} && \text{für } u_{in} \bullet 0 \end{aligned}$$

Das ist nun genau das Verhalten eines Vollweg -



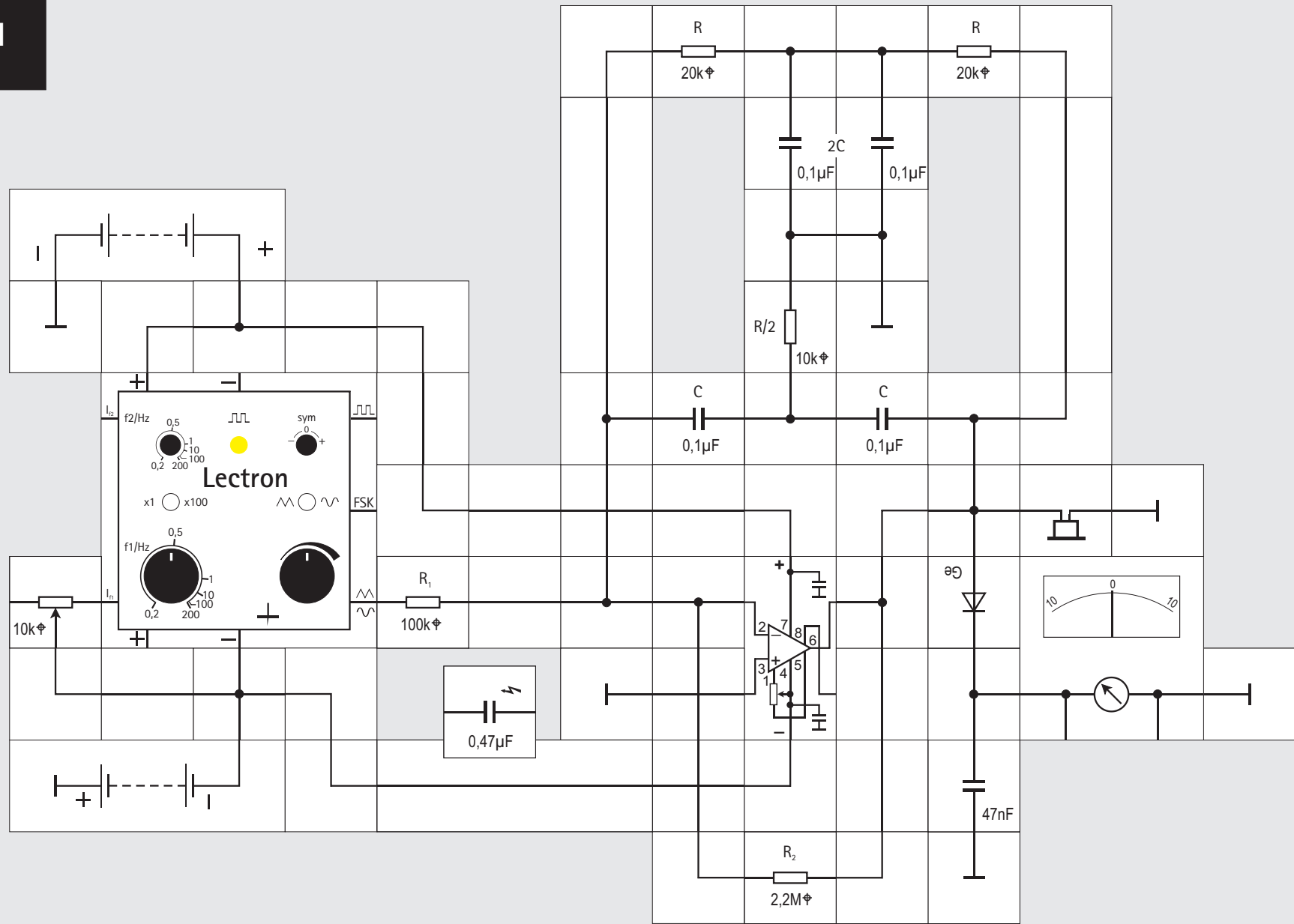
Gleichrichters. Zusammen mit dem Widerstand  $2nR_2$  bildet der zusätzliche Kondensator  $C$  ein Tiefpassfilter, wodurch die Ausgangsspannung gleich dem arithmetischen Mittelwert der Vollweg gleichgerichteten Eingangsspannung ist. Wenn die Zeitkonstante des Filters groß gegenüber der Schwingungsdauer von  $u_{in}$  ist, tritt bei sinusförmiger Eingangsspannung  $u_{in} = \hat{U}_{in} \cdot \sin \omega t$  die Ausgangsspannung

$$U_{A2} = 2n \cdot \hat{U}_{in} / \sqrt{2} = 2n \cdot \hat{U}_{ineff} \approx 2 / \sqrt{2}$$

auf.

Bei sehr niedrigen Frequenzen folgt der Zeiger des Messinstruments der momentanen Spannung.

81





## Versuch 81

### Aktives Doppel - T - Filter

In einigen Versuchen haben wir bereits erfahren, dass durch RC - Kombinationen im Rück- oder Gegenkopplungszweig des Operationsverstärkers Schaltungen entstehen, die eine ausgeprägte Filtercharakteristik besitzen, ohne dass sie Induktivitäten enthalten. Der Operationsverstärker vergrößert dabei die Selektivität der RC - Kombination stark. Wir wollen unsere Versuche zum Operationsverstärker mit drei Schaltungen aus dem großen Anwendungsgebiet »Aktive Filter« abschließen und beginnen mit dem Doppel - T - Filter.

Die Doppel - T - Konfiguration aus  $R_s$  und  $C_s$  stellt ein passives Sperrfilter dar. Ohne eine detaillierte Herleitung der Übertragungsfunktion sehen wir, dass bei der Resonanzfrequenz  $f_0$  das im Gegenkopplungszweig befindliche Filter keinen Beitrag zur Gegenkopplung liefert; die Verstärkung hat dann den Maximalwert  $R_2 / R_1$ . Bei allen übrigen Frequenzen wird sie kleiner: Die beiden Kondensatoren  $C$  schließen bei hohen Frequenzen die Ausgangsspannung kurz, bei niedrigen Frequenzen geht die Verstärkung gegen den Wert  $2R_2 / R_1$ , was eine Unsymmetrie in der Resonanzkurve bedeutet. Sie

lässt sich durch einen Kondensator (z.B.  $0,47\mu\text{F}$ ) in Reihe zu  $R_1$  beheben.

Die Resonanzfrequenz liegt ungefähr bei  $f_0 \approx 1/2RC$ .

Ungefähr, weil der niederohmige Summationspunkt das Filter belastet und der Parallelwiderstand  $R_2$  eine leichte Verstimmung bewirkt. Bei unserer Dimensionierung ist  $f_0$  circa 80 Hz, sie liegt im hörbaren Bereich.

Die Verstärkung des aktiven Filters ist  $v_0' \approx R_2 / R_1$

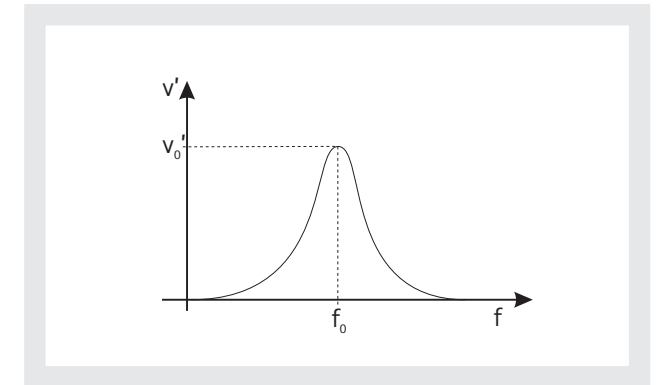
also  $v_0' \approx 2,2 \text{ M}\Omega / 100 \text{ k}\Omega = 22$

Wir dürfen die Amplitude der Sinusschwingung am Funktionsgenerator also nicht zu hoch drehen, sonst wird der Verstärker übersteuert, was sich durch ein Knattergeräusch im Ohrhörer bemerkbar macht. Außerdem ist es günstig, ein  $10 \text{ k}\Omega$  Potentiometer zur Feinabstimmung einzusetzen, da der interessierende Frequenzbereich im oberen Teil des Bereichs 0,2 - 200 Hz (linker Schalter auf x1) liegt. Wenngleich das Maximum vielleicht nicht so ausgeprägt zu hören ist, so wird es doch am Instrument deutlich angezeigt.

Die Filtergüte beträgt circa

$$Q = f_0 / B \approx R_2 / 3R$$

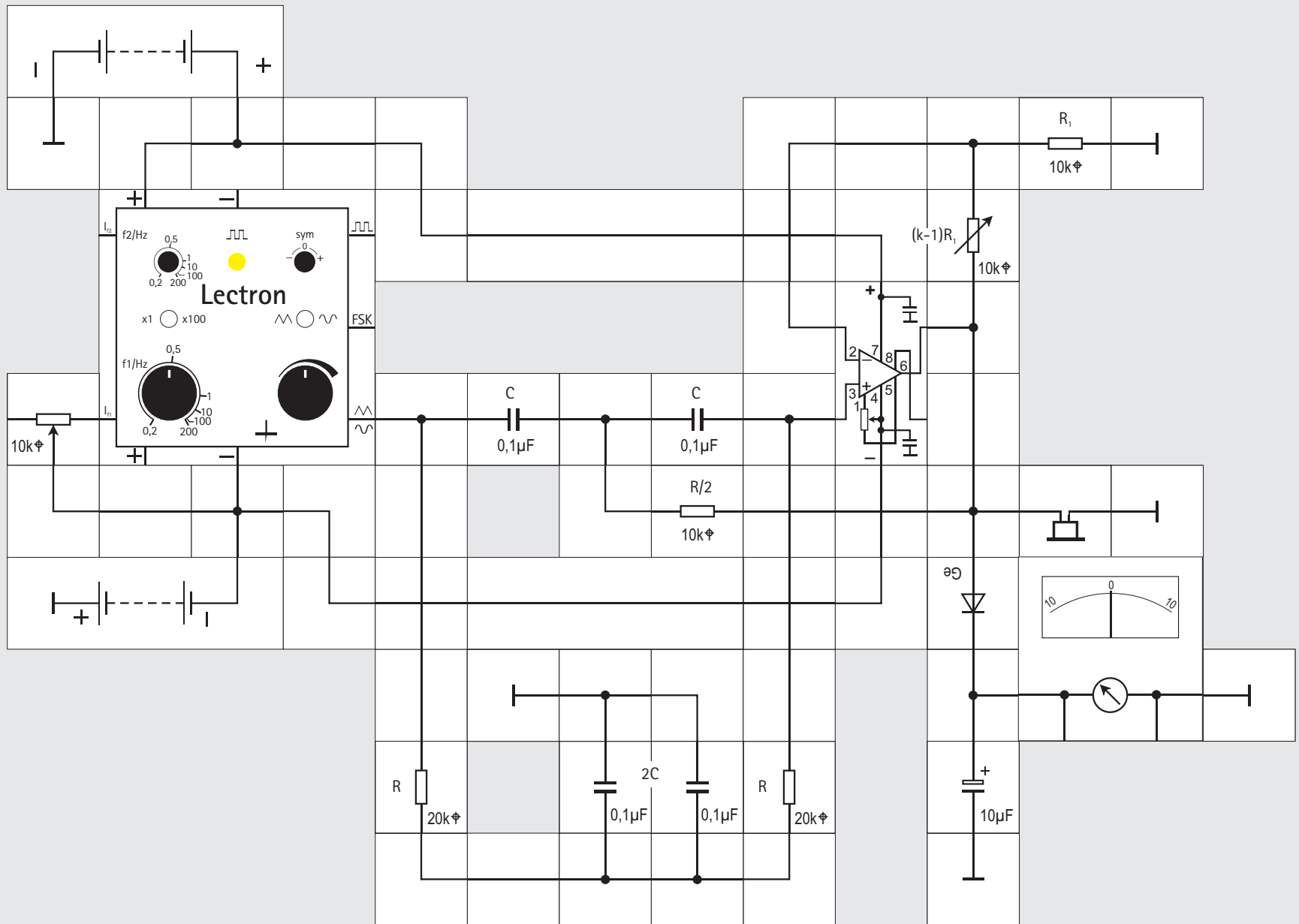
$$Q \approx 37$$

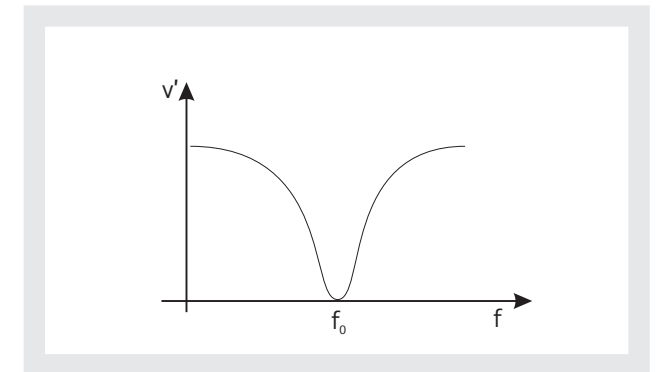


Die Bandbreite  $B = f_2 - f_1$  ist ein Maß für die Filterschärfe.  $f_1$  und  $f_2$  sind die Frequenzen, bei denen die Verstärkung auf  $1/\sqrt{2}$  abgefallen ist. Zweckmäßigerweise wird  $f_0 / B$  als normierte Größe angegeben.

Wir haben mit vorhandenen Bauteilen das Filter aufgebaut und die angegebene Resonanzfrequenz erhalten. In der Praxis geht man von der gewünschten Frequenz aus, verwendet Bauteile mit engen Toleranzen und führt den Feinabgleich durch Verändern von  $R/2$  durch. Eng tolerierte Bauelemente sind deswegen wichtig, weil das Filter in der Nähe der Resonanzfrequenz eine Phasenverschiebung von  $180^\circ$  verursachen kann und zum Schwingen neigt, wenn die Werte nicht genau stimmen.

82





## Versuch 82

### Aktive Doppel - T - Bandsperre

Die gleiche RC - Filterschaltung können wir auch verwenden, um eine Bandsperre bei der Resonanzfrequenz  $f_0$  aufzubauen. Wir müssen sie dann in den Rückkopplungszweig des Operationsverstärkers legen. Mit den Widerständen  $R_1$  und  $(k-1)R_1$  im Gegenkopplungszweig legen wir die Verstärkung  $k$  fest.

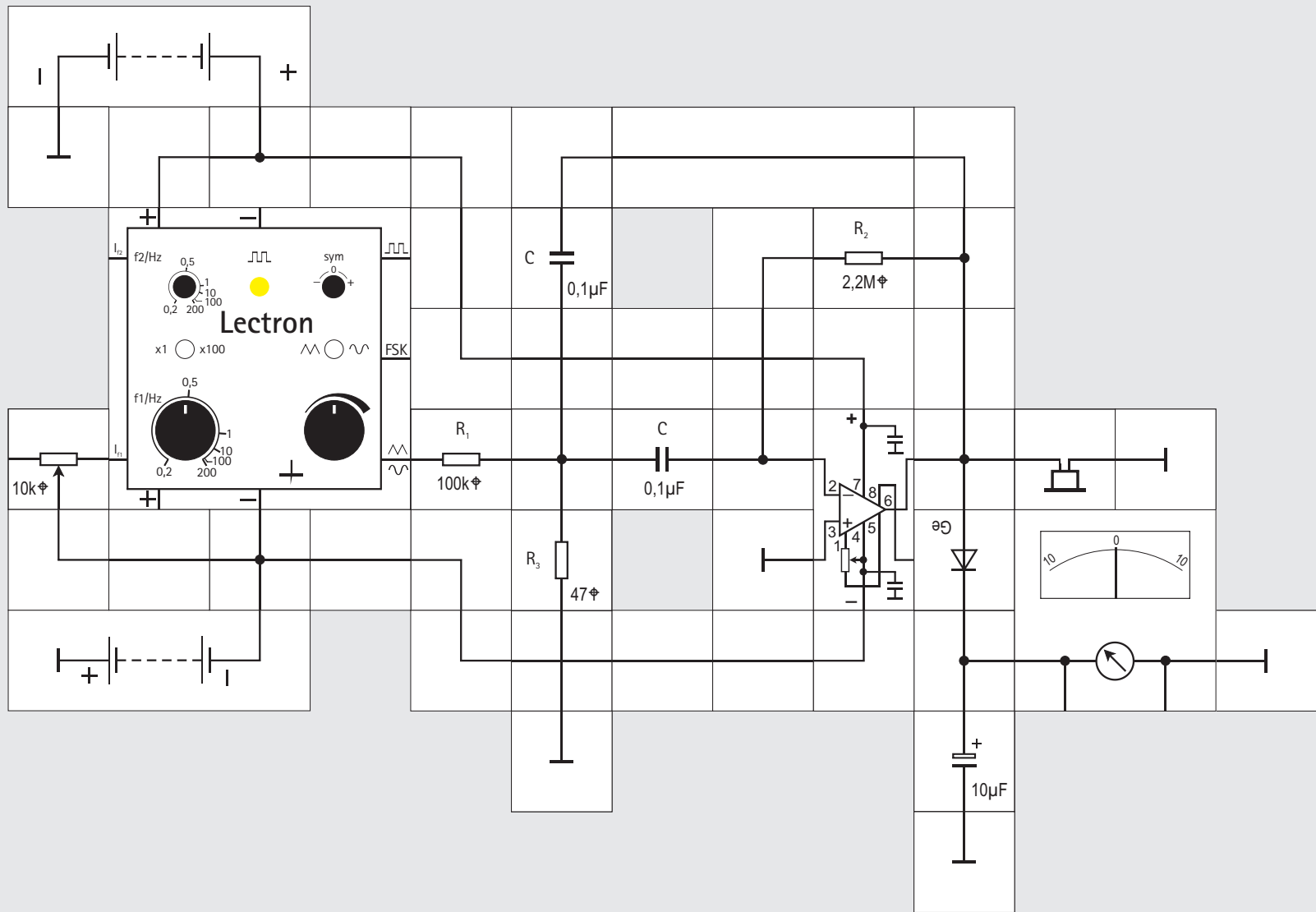
Bei hohen und tiefen Frequenzen überträgt das Dop-

pel - T - Filter das Eingangssignal wieder unverändert; die Ausgangsspannung des Impedanzwandlers ist dann  $k \cdot u_{in}$ . Bei der Resonanzfrequenz  $f_0$  wird die Ausgangsspannung  $u_A = 0$ . Das Filter wirkt dann so, als ob  $R/2$  an Masse angeschlossen wäre. Die Resonanzfrequenz  $f_0 = 1/2 \sqrt{RC}$  bleibt deswegen unverändert. Gibt man über den  $10 \text{ k}\Omega$  Einstellwiderstand dem Spannungsfolger die Verstärkung 1, wird die Unterdrückungsgüte  $Q = f_0 / B = 0,5$ . Es ist nämlich

$$Q = 1/2 \cdot (2-k)$$

Vergrößerung der Verstärkung durch Erhöhen von  $(k-1)R_1$  bewirkt, dass  $Q$  gegen  $\infty$  geht, wenn  $k$  gegen 2 geht. Auch hier ist für das richtige Funktionieren der Schaltung ein optimaler Abgleich des Doppel - T - Filters mit Bauelementen enger Toleranz Voraussetzung.

83





## Versuch 83

### Bandpass mit Mehrfachgegenkopplung

Die Schwingneigung dieser Schaltung ist selbst bei nicht ganz exakter Dimensionierung gering, da ihre Übertragungsfunktion, die wir aus Aufwandsgründen nicht herleiten, keine Pole besitzt. Das ist ein großer Vorteil gegenüber dem Doppel - T - Filter. Die wichtigsten Kenngrößen sind:

$$f_0 = [1/R_2 \cdot (1/R_1 + 1/R_3)]^{1/2} / 2 \square C$$

Verstärkung bei  $f_0$ :

$$v_0' = R_2 / 2 \cdot R_1$$

Filtergüte:

$$Q = f_0 / B = \square R_2 C f_0$$

In der Praxis lässt sich zur Dimensionierung  $R_2$  aus der Formel für die Filtergüte ( $f_0$  und  $B$ ) berechnen,  $C$  kann frei gewählt werden. Aus der Resonanzverstärkung  $v_0'$  errechnet sich  $R_1$  und aus der Gleichung für die Resonanzfrequenz bestimmen wir  $R_3$ .

Bei der in der Versuchsschaltung angegebenen Dimensionierung haben wir die  $R$  - und  $C$  - Werte aus dem vorhandenen Bauteilespektrum frei gewählt und erhalten als Resonanzfrequenz circa 157 Hz. Das »akustische Maximum« ist nicht so ausgeprägt zu hören, wie es vom Instrument angezeigt wird.

Mit diesem Versuch sind wir am Ende unseres Lehrgangs über den Operationsverstärker angekommen. Ausgehend von einer einfachen Transistorstufe haben wir über den Differenzverstärker den inneren Aufbau des Operationsverstärkers kennen gelernt, viele grundlegende Schaltungen der Messtechnik aufgebaut und zum Schluss gesehen, wie man mit diesem in der Elektronik weit verbreiteten Bauteil aktive Filter konstruieren kann.

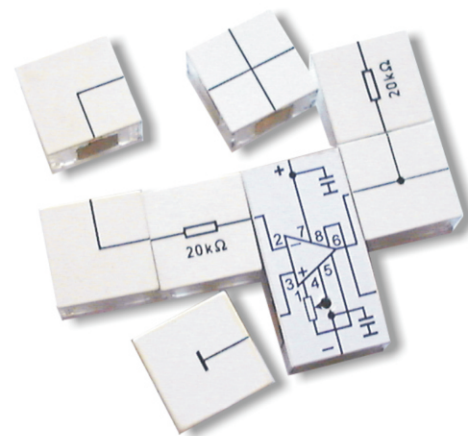
Obwohl dieser Experimentierkasten relativ viele Versuche enthält, konnten wir das große Anwendungsgebiet für den Einsatz von Operationsverstärkern nur streifen. Allen, die noch tiefer in das Gebiet eindringen möchten, finden in der ausreichend vorhandenen Literatur über Operationsverstärker leicht weitere Schaltungen, die sich mit den vorhandenen Bauteilen realisieren lassen.

Besonders empfohlen sei das bereits in 12. Auflage erschienene Standard - Lehrbuch und - Nachschlagewerk Tietze / Schenk, »Halbleiter - Schaltungstechnik«, Springer Verlag, 2002, ISBN 3540428496. Dieses Werk bietet eine Einführung in die Elektronik und gleichzeitig einen Überblick über ihren heutigen Stand, wobei der Operationsverstärker mit seinen Anwendungen ein Schwerpunkt ist.

# Bauteile



Bezeichnung		Anzahl	Bezeichnung		Anzahl
2106	Verbindung Kreuzung, verbunden	1	2407	Leuchtdiode rot mit Widerstand 220 Ohm	1
2107	Verbindung Kreuzung, isoliert	7	2409	Leuchtdiode grün mit Widerstand 220 Ohm	1
2124	Batterie-Baustein	1	2445	Transistor pnp o BW links 2N 3702	1
2201	Widerstand 47 Ohm	1	2446	Transistor pnp o BW rechts 2N 3702	2
2225	Widerstand 100 Ohm	2	2429	Transistor pnp o BW rechts AC125	1
2202	Widerstand 120 Ohm	1	2421	FET - Transistor BF 244/245	1
2226	Widerstand 180 Ohm	2	2437	Doppeldiode 2x 1N4148	3
2204	Widerstand 270 Ohm	1	2439	Operationsverstärker CA3140	4
2205	Widerstand 560 Ohm	1	2447	OTA CA3080	1
2207	Widerstand 2,2 kOhm	1	2448	Tansistor Array bipolar CA3046	1
2208	Widerstand 3,9 kOhm	1	2449	Funktionsgenerator	1
2210	Widerstand 5,6 kOhm	1	2701	Ohrhörerbaustein, magnetisch	2
2211	Widerstand 10 kOhm	1	3110	Anleitung »Operationsverstärker«	1
2212	Widerstand 20 kOhm	2		Zubehör	
2213	Widerstand 47 kOhm	3			
2215	Widerstand 2,2 MOhm	1			
2216	Fotowiderstand LDR 07	1			
2218	Potentiometer 500 Ohm	1			
2220	Regelwiderstand 10 kOhm	1			
2227	Nebenschlusswiderstand 3,9 / 39 Ohm	2			
2228	Nebenschlusswiderstand 8,2 / 80,6 Ohm	1			
2302	Kondensator 0,1 $\mu$ F / 12 V =	1			
2309	Elektrolyt Kondensator 100 $\mu$ F bipolar	4			
2402	Leistungsdiode 1N400..	1			
2403	Zenerdiode, Zenerspannung 2,7V	1			
2406	Schottky Diode	1			





Autor:  
Gerd Kopperschmidt

Herausgeber  
Reha Werkstatt Oberrad  
Lectron  
Buchrainstraße 18  
60599 Frankfurt  
Tel.: +49 (0)69 90 50 12 82  
Fax: +49 (0)69 90 50 12 83  
Email: [lectron@frankfurter-verein.de](mailto:lectron@frankfurter-verein.de)  
[www.lectron.de](http://www.lectron.de)