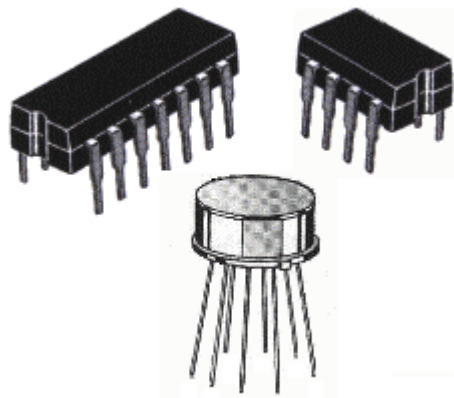


Operationsverstärker (OpAmp) in der Praxis

1	Einleitung.....	2
2	Der OpAmp als Komparator.....	3
3	Der OpAmp als Verstärker	4
3.1	Invertierender Verstärker mit OpAmp	5
3.2	Nicht invertierender Verstärker mit OpAmp	5
3.3	Spannungsfollower mit OpAmp	6
4	Schwellwertschalter oder Schmitt-Trigger mit OpAmp	7
5	Der OpAmp als Addierer oder Summierverstärker	8
6	Differenzverstärker oder Subtrahierer mit OpAmp	9
7	Integrierer (Integrator) mit OpAmp	10
8	Differenzierer (Differenziator) mit OpAmp	11
9	Aktive Filterschaltungen (Tief-, Hoch- und Bandpass, Bandsperre)	11
9.1	Aktive Tiefpass-Filterschaltungen mit OpAmp	12
9.2	Aktive Hochpass-Filterschaltungen mit OpAmp	13
9.3	Aktive Bandpass-Filterschaltungen mit OpAmp	13
9.4	Aktive Bandsperre mit OpAmp	14
10	Sinusoszillatoren mit OpAmp	15
10.1	Phasenschieber-Oszillatoren mit OpAmp	15
10.2	Sinus-Oszillator mit Wien-Glied und OpAmp	16
11	NF-Verstärker mit OpAmp und Komplementärstufen (im AB-Betrieb).....	17
12	Rechteckgenerator (astabiler <u>M</u> ultivibrator = AMV) mit OpAmp	18
13	Monoflop (<u>m</u> onostabiler <u>M</u> ultivibrator = MMV) mit OpAmp.....	19
14	Sägezahn-/Dreiecksgenerator mit zwei OpAmps	20
16	EXNOR oder EXOR mit OpAmp	21
17	Netzteile zur Erzeugung einer symmetrischen Spannungsversorgung für die OpAmps.....	22
18	Schlusswort.....	23



Operationsverstärker (OpAmp) in der Praxis

1 Einleitung

Den OpAmp (vom Lateinischen operari = arbeiten) gibt es bereits seit 1947, damals noch diskret aus Röhren, Widerständen, Kondensatoren usw. aufgebaut. Die Bezeichnung "Operationsverstärker" hat dabei nichts mit einem verstärkten chirurgischen Eingriff per Skalpell zu tun, sondern ist die deutsche Übersetzung der amerikanischen Bezeichnung "Operational Amplifier" für einen Verstärker, der früher für Rechenoperationen wie Addition, Subtraktion etc. eingesetzt wurde.

1965 brachte Fairchild Semiconductors mit dem μ A 709 den ersten kommerziellen integrierten OpAmp auf den Markt. Ihm folgte 1968 der μ A 741 von der gleichen Firma, der als der klassische Standard-OpAmp gilt. Den 741 gibt es im acht- oder 14poligen DIL-Kunststoff-Gehäuse sowie im achtpoligen silbrigen Tonnen-Metall-Gehäuse TO-99 oder TO-5.

Der OpAmp hat zwei Eingänge (Plus- und Minus-Eingang) und einen Ausgang. Im Normalfall wird der OpAmp mit einer symmetrischen Spannung (z. B. ± 12 V) betrieben. Aber auch eine asymmetrische Speisung (z. B. $+ U_B$ gegen Masse) ist möglich. OpAmp werden u. a. als Verstärker, Addierer, Subtrahierer, Monoflop, Sinus-, Rechteck- oder Dreieckoszillator, Phasenschieber, Flip Flop, Logik-Gatter (z. B. EXOR, EXNOR), Integrierer, Differenzierer, Filter usw. sowie in der Regelungstechnik eingesetzt. Die wichtigsten Schaltungen werde ich Ihnen in dieser Abhandlung vorstellen.

Bei den grundsätzlichen Betrachtungen gehe ich immer vom idealen OpAmp mit unendlicher Leerlaufverstärkung, unendlich hohem Eingangswiderstand und einem Ausgangswiderstand von Null Ohm (0Ω) aus, den es in der Praxis jedoch so nicht gibt. In meinen Schaltungen setze ich vornehmlich den Typ 741 ein, bei dem bereits eine Korrekturkapazität C_K von ca. 30 pF monolithisch integriert ist. Den OpAmp 741 bieten mehrere Firmen unter verschiedenen Bezeichnungen und mit (teilweise) abweichendem Innenaufbau an, wie z.B.:

Hersteller	Bezeichnung
National Semiconductor	LM 741
Fairchild, Valvo	μ A 741
Motorola	MC 1741
Texas Instruments	SN 72741
Siemens/Infineon	TBA 221

Nachfolgend die Kennwerte des Operationsverstärkers vom Typ 741 bei 25 °C und einer U_B von ± 15 V:

Parameter	Daten mit Einheiten	Idealwert
Versorgungsspannung U_B	± 12 bis ± 18 V \Rightarrow maximal + 36 V	
Leerlaufstrom I_0	3 mA	$\rightarrow 0$
Eingangs-Offsetspannung U_{I0}	± 1 mV (typisch) bis ± 6 mV	$\rightarrow 0$
Eingangsfehlstrom I_{I0}	7 nA (typisch) bis 200 nA	$\rightarrow 0$
Eingangswiderstand R_E	1 bis 2 M Ω	$\rightarrow \infty$
Eingangsspannung U_e	± 13 V $\approx 0,78 \cdot U_B$	
Differenzverstärkung V_U (bei Leerlauf)	86 dB	$\rightarrow \infty$
Ausgangswiderstand R_A	75 Ω	$\rightarrow 0$
Leerlaufverstärkung V_0	50.000 bis 100.000	$\rightarrow \infty$
Leistungsbandbreite f_P	10 kHz	$\rightarrow \infty$
Gleichtaktunterdrückung G (CMRR)	$3 \cdot 10^4$	$\rightarrow \infty$
Differenzeingangswiderstand R_D	$10^6 = 1$ M Ω	$\rightarrow \infty$
Gleichtakteingangswiderstand R_{gl}	$10^9 = 1$ G Ω	$\rightarrow \infty$
Offsetspannung U_0	1 mV	$\rightarrow 0$
Maximale Ausgangsspannung $U_{amax} = U_S$	± 13 V oder $\approx + U_B - 2$ V und $- U_B + 2$ V	
Differenzverstärkung V_D	10^5	$\rightarrow \infty$
Grenzfrequenz f_T	1 MHz	$\rightarrow \infty$
Leistungsaufnahme P_V	50 mW	$\rightarrow 0$
Maximaler Ausgangsspitzenstrom I_{amax}	± 25 mA (typisch)	$\rightarrow \infty$
Sprungmaß (Slew Rate; SR) $SR = dU_a / dt$	0,5 V/ μ s	$\rightarrow \infty$

Wie Sie an den Kennwerten sehen, verfügt auch der reale OpAmp über gute Daten. Die Eigenschaften wie Verstärkung, Frequenzgang usw. hängen jedoch, ebenso wie die Anwendungsmöglichkeiten, von der äußeren Beschaltung ab. Der Typ 741 ist pinkompatibel mit dem Typ LF 356 von Valvo, der einen J-FET-Eingang (Feldeffekttransistor) aufweist und dadurch einen Eingangswiderstand von $\geq 10^{12} \Omega$ bei einer Grenzfrequenz von 5 MHz hat. Zwei Einzeltypen 741 sind im

Typ 747 (z.B. μA 747 von Valvo) integriert. Der Typ 324 (z.B. LM 324 von National) beinhaltet sogar vier Einzeltypen 741. Das (alte und neue) Schaltzeichen des OpAmps nach DIN 40900 und einige Gehäusebauformen sehen Sie in Bild 1. Nachfolgend zeige ich Ihnen die wichtigsten OpAmp-Schaltungen. Hierbei finden folgende Bezeichnungen Verwendung:

- U_e = Eingangsspannung (durchnummeriert U_{e1} bis U_{en})
- R_i = Innenwiderstand der Steuerspannungsquelle
- U_D = Differenzspannung
- U_N = Spannung am invertierenden Eingang (-)
- U_P = Spannung am nicht invertierenden Eingang (+)
- I_N = Strom am invertierenden Eingang (-)
- I_P = Strom am nicht invertierenden Eingang (+)
- U_a = Ausgangsspannung
- V_0 = Leerlaufverstärkung und bei den Filtern Spannungsverstärkung V_U bei $f = 0$ Hz
- V_U = Spannungsverstärkung mit Gegenkopplung
- V_S = Schleifenverstärkung ($V_S = V_0 / V_U = V_0 \cdot k$)
- r_e = Wechselstromeingangswiderstand (beschaltet)
- r_{aus} = Wechselstromausgangswiderstand (beschaltet)
- f_g = Grenzfrequenz
- f_D = Durchtrittsfrequenz oder Transitfrequenz (f_T)
- R_E = Gleichstromeingangswiderstand des OpAmp
- R_A = Gleichstromausgangswiderstand des OpAmp
- k = Rückkopplungsfaktor
- U_S = Sättigungsspannung (maximale \pm Ausgangsspannung) $\approx +U_B - 2$ V und $-U_B + 2$ V

Weitere Schaltungen, Erläuterungen und Formeln (mit deren Ableitung) finden Sie u. a. im zweiten Band der vierbändigen Buchreihe "ELEKTRONIK & MODELLBAHN" aus dem Elektor-Verlag. Infos hierzu und die Inhaltsverzeichnisse der vier Bücher stehen auf dieser Homepage unter dem Menüpunkt Produkte.

Ich zeige hier vornehmlich Schaltungen mit symmetrischer Spannungsversorgung, bei der alle Ein- und Ausgangsspannungen auf Masse (0 V) bezogen sind. Eine entsprechende Netzteilschaltung finden Sie am Ende dieser Abhandlung. Bei asymmetrischer Speisung muss eine virtuelle Masse geschaffen werden, die in den meisten Fällen mittels eines symmetrischen Spannungsteilers zwischen $+U_B$ und Masse erzeugt wird und dann der halben Betriebsspannung $+U_B / 2$ entspricht.

Beim invertierend beschalteten OpAmp gebe ich U_a mit negativem Vorzeichen (Minus) an, um die invertierende Wirkung des OpAmp anzuzeigen.

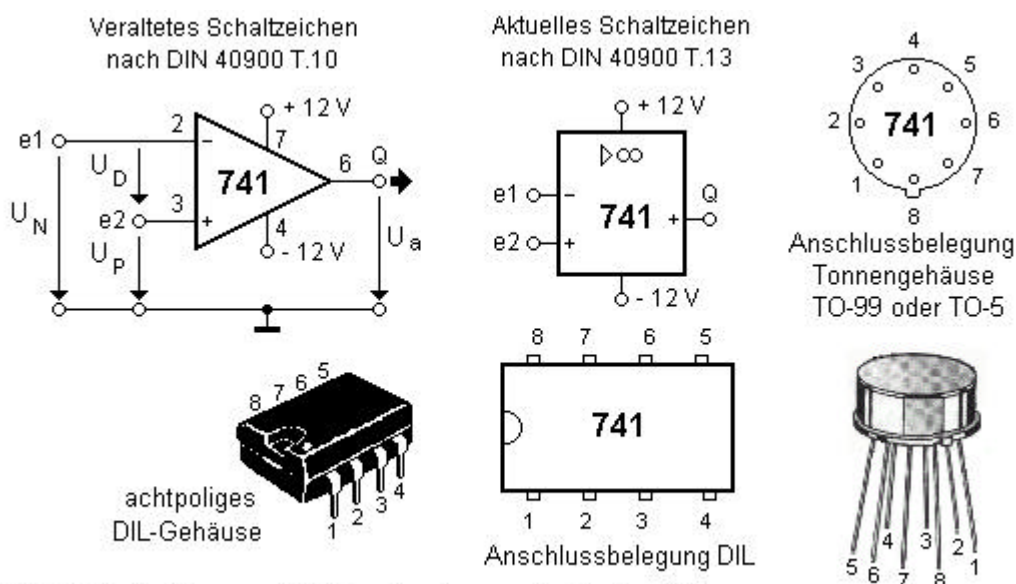


Bild 1 Schaltzeichen und Gehäusebauformen des OpAmp 741

2 Der OpAmp als Komparator

Ein OpAmp ohne Gegenkopplung ergibt einen Komparator (ohne Hysterese), der mit der vollen Leerlaufverstärkung V_0 des OpAmp arbeitet. Beim Komparator werden bereits kleine Eingangsspannungen oder Differenzen davon mit maximaler Verstärkung bis zur Begrenzung durch die Versorgungsspannung verstärkt. Der Komparator ist also ein elektronischer Schalter.

Bild 2 zeigt einen Komparator mit OpAmp dessen Ausgangsspannung U_a vom Verhältnis der beiden Eingangsspannungen U_P und U_N abhängt:

$$U_D = U_P - U_N \quad [V] \Rightarrow U_a = (U_P - U_N) \cdot V_0 \quad [V]$$

$U_P > U_N \Rightarrow U_D$ und U_a sind positiv (U_{amax}), die Phasendrehung ϕ beträgt 0° (es gibt keine Phasendrehung)

$U_P < U_N \Rightarrow U_D$ und U_a sind negativ (U_{amin}), die Phasendrehung ϕ beträgt 180°

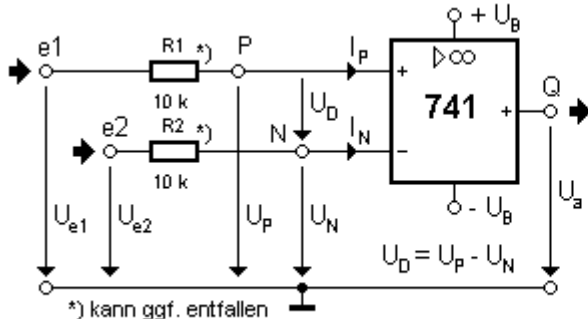


Bild 2 Komparator mit OpAmp

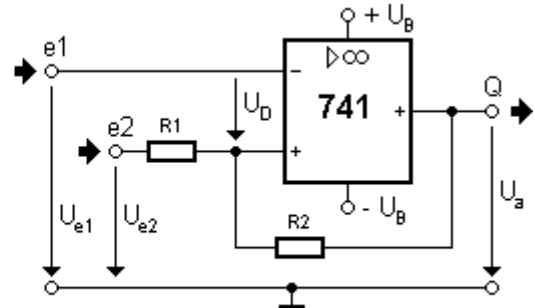
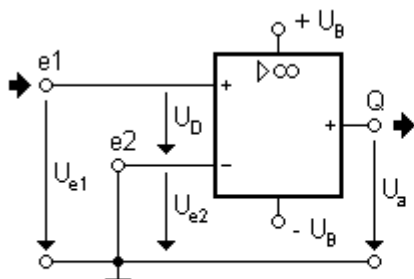


Bild 3 Komparator mit Hysterese und OpAmp

Bild 3 zeigt einen Komparator mit Hysterese. die Hysterese hängt von den beiden Widerständen $R1$ und $R2$ ab ($R1 / R2$). Auch hier gilt, dass die Ausgangsspannung U_a positiv ist, wenn $U_2 > U_1$ ist. U_a ist dagegen negativ bei $U_2 < U_1$.

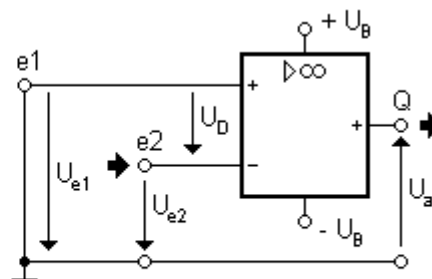
In Bild 4 sehen Sie einen nicht invertierenden Komparator mit einer Phasendrehung ϕ von 0° , dessen Minus-Eingang fest auf Massepotenzial liegt. Das Eingangssignal gelangt über den Plus-Eingang zum OpAmp.

Den invertierenden Komparator mit einer Phasendrehung ϕ von 180° finden Sie in Bild 5; hier liegt der Plus-Eingang fest an Masse und das Eingangssignal am Minus-Eingang.



Signal an e1 und Masse an e2

Bild 4 nicht invertierender Komparator



Signal an e2 und Masse an e1

Bild 5 invertierender Komparator

$$U_{e2} = U_N = 0 \Rightarrow U_a = V_0 \cdot U_{e1} \quad [V] \text{ mit } \phi = 0^\circ$$

$$U_{e2} = U_P = 0 \Rightarrow U_a = V_0 \cdot U_{e2} \quad [V] \text{ mit } \phi = 180^\circ$$

3 Der OpAmp als Verstärker

Bei den Verstärkerschaltungen erfolgt eine Rückkopplung der Ausgangs- auf die Eingangsspannung, durch Widerstände, die dann die Verstärkung einstellen. Eine Mitkopplung (siehe Bild 6) liegt vor, wenn die rückgekoppelte Spannung zur Eingangsspannung hinzu addiert wird ($k \cdot V > 0$); wird die rückgekoppelte Spannung hingegen von der Eingangsspannung subtrahiert (siehe Bild 7), so liegt eine Gegenkopplung ($k \cdot V < 0$) vor. Mitkopplung erhöht die Neigung zur Instabilität oder auch zum Schwingen. Für kontinuierliches Arbeiten ist stets eine Gegenkopplung erforderlich.

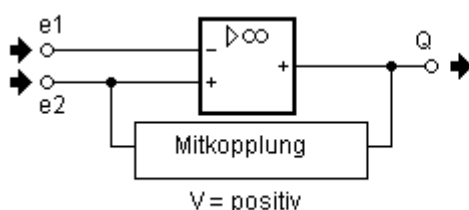


Bild 6 Mitkopplung beim OpAmp

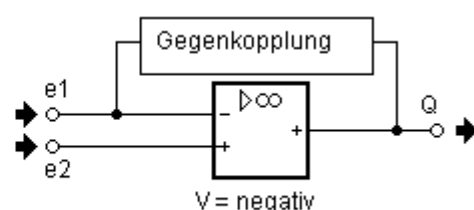


Bild 7 Gegenkopplung beim OpAmp

3.1 Invertierender Verstärker mit OpAmp

Der invertierende Verstärker, auch Umkehrverstärker genannt, wird in Parallel-Spannungsgegenkopplung mit einem Kopplungsfaktor $k = R1 / (R1 + R2)$ betrieben und zählt zu den Grundbetriebsarten des OpAmps. Eine am invertierenden Eingang (-) anliegende Spannung U_e wird vom OpAmp (im Normalfall) verstärkt und liegt am Ausgang als U_a um 180° phasenverschoben (mit umgekehrter Polarität) vor. Das Verhältnis von $R2$ (Gegenkopplungswiderstand) zu $R1$ bestimmt den Verstärkungs- oder Dämpfungsfaktor V_U . Der OpAmp ist bestrebt, die beiden Eingangsspannungen im Gleichgewicht zu halten, d. h. die Spannungsdifferenz U_D zwischen Plus- und Minuseingang auf Null zu regeln. Aufgrund des hochohmigen Eingangswiderstandes des OpAmps bestimmt $R1$ im Wesentlichen den (nicht sehr hohen) Eingangswiderstand r_e :

$$r_e = R1 + \frac{R2}{V_0} \approx R1 \quad [\Omega]$$

Außerdem fließt in den Pluseingang durch den hohen Eingangswiderstand des OpAmps (nahezu) kein Strom, d. h. der Strom der durch $R1$ fließt entspricht zwangsläufig auch dem, der durch $R2$ fließt. An $R2$ fällt somit die Ausgangsspannung U_a ab. Durch Anwendung der Knotenregel ergibt sich hierbei folgende Formel:

$$\frac{U_e}{R1} + \frac{U_a}{R2} = 0 \Rightarrow U_a = -U_e \cdot V_U = -\frac{U_e \cdot R2}{R1} \quad [V]$$

Nach Umstellung der Formel gilt für die Spannungsverstärkung V_U : $V_U = -\frac{U_a}{U_e} = -\frac{R2}{R1} = -\frac{1-k}{k}$

Das Minuszeichen weist dabei auf die Phasendrehung ϕ von 180° zwischen Ein- und Ausgangsspannung hin.

$R1$ und $R2$ sollten in der Größenordnung von 10 bis 100 k Ω liegen!

Die Schaltung des invertierenden Verstärkers mit OpAmp sehen Sie in den Bildern 8 und 9. V_U kann bei entsprechender Wahl von $R1$ und $R2$ auch kleiner als Eins sein. Die Grenzen für die Verstärkung des invertierenden OpAmps liegen zwischen $0 \leq V_U \leq V_0$. $R2 > R1 \Rightarrow$ Verstärkung, $R1 = R2 \Rightarrow$ Invertierung ohne Verstärkung ($V_U = 1$) und $R2 < R1 \Rightarrow$ Abschwächung. Mit den in den Bildern 8 und 9 gewählten Werten für $R1$ und $R2$ ergibt sich eine Verstärkung V_U von 10.

In Bild 9 ist zusätzlich der Widerstand $R3$ eingezeichnet, der dafür sorgt, dass U_P gleich U_N ist und damit $U_D = 0$. $R3$ kompensiert zudem den Temperaturdrift der Eingangsströme bei Erwärmung. Der Wert von $R3$ entspricht dem Ergebnis aus der Parallelschaltung von $R1$ und $R2$. Sollten Sie den errechneten Wert nicht bekommen, schalten Sie einfach zwei Widerstände mit den Werten von $R1$ und $R2$ parallel. In Bild 9 wären 10 k Ω und 100 k Ω parallel zu schalten. Bei nicht so hohen Anforderungen an die Schaltung kann $R3$ auch entfallen (siehe Bild 8). Der Ausgangswiderstand r_{aus} des Umkehrverstärkers ist äußerst niederohmig und geht gegen 0 Ω :

$$r_{aus} = \frac{R_A \cdot V_U}{V_0} \quad [\Omega]$$

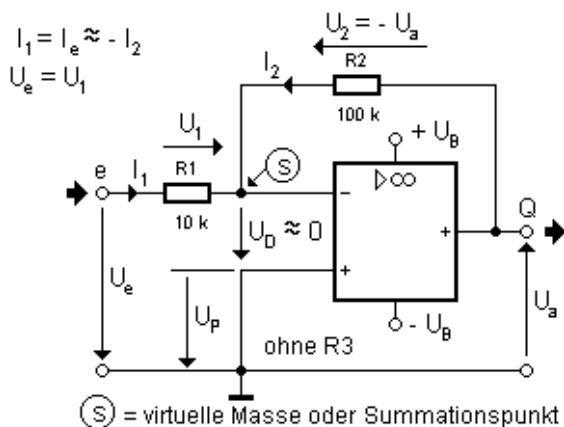


Bild 8 invertierender Verstärker mit OpAmp ohne $R3$

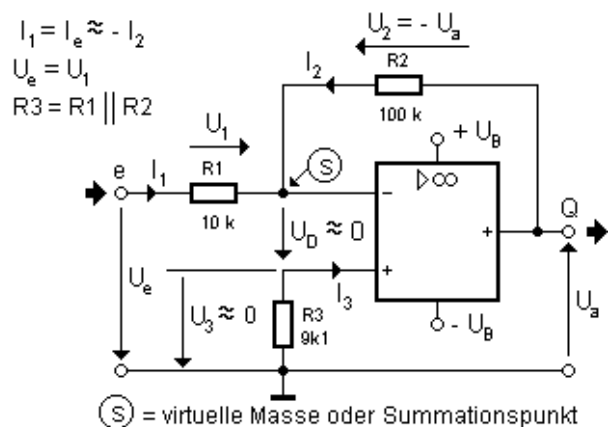


Bild 9 invertierender Verstärker mit OpAmp mit $R3$

3.2 Nicht invertierender Verstärker mit OpAmp

Aufgrund seines hohen Eingangswiderstandes r_e heißt der nicht invertierende Verstärker mit OpAmp Elektrometervverstärker (nach einem elektrostatischem Messwerk mit sehr hohem Eingangswiderstand): $r_e = R_E \cdot V_0 \cdot k \approx R_E \cdot V_0 \quad [\Omega]$.

Die Schaltung des nicht invertierenden Verstärkers mit OpAmp zeigen die Bilder 10 und 11. Da ein Teil der Ausgangsspannung U_a über den Spannungsteiler aus $R1$ und $R2$ mit dem Rückkopplungsfaktor $k = R1 / (R1 + R2)$ auf den invertierenden Eingang (-) zurück geführt wird, liegt eine Reihen-Spannungs-Gegenkopplung vor. Die Spannungsverstärkung V_U ($V_U = 1 / k$) ist hier immer positiv (≥ 1) und liegt in den Grenzen von: $1 \leq V_U \leq V_0$. V_U wird dabei durch das Verhältnis von $R1$ und $R2$ (als Gegenkopplungswiderstand) bestimmt; $V_U = 1$ bei $R2 = 0$ und $R1 = \infty \Rightarrow$ Spannungsfolger:

$$U_a = U_e \cdot V_U \quad [V] \Rightarrow V_U = \frac{R1 + R2}{R1} = 1 + \frac{R2}{R1} = \frac{U_a}{U_e} \Rightarrow U_a = U_e \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \quad [V]$$

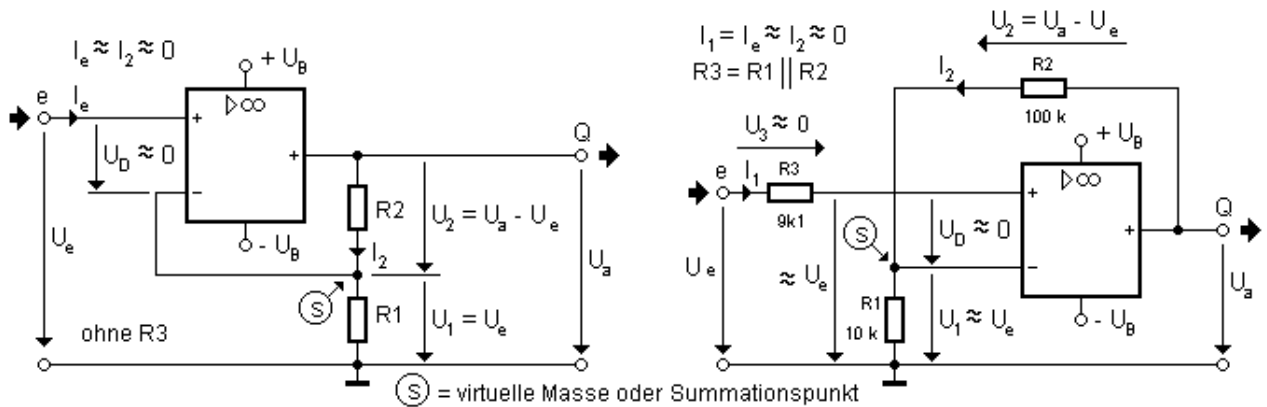


Bild 10 nicht invertierender Verstärker mit OpAmp ohne R3

Bild 11 nicht invertierender Verstärker mit OpAmp mit R3

Der Widerstand $R3$ errechnet sich bei invertierendem und nicht invertierendem Verstärker zu: $R3 = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \quad [\Omega]$

Mit den in den Bildern 10 und 11 gewählten Werten für $R1$ und $R2$ ergibt sich eine Verstärkung V_U von 11. Zwischen Ein- und Ausgangsspannung besteht keine Phasenverschiebung, d. h. U_e und U_a sind phasengleich; $\varphi = 0^\circ$. Für $R3$ gilt analog das beim Umkehrverstärker Gesagte. Auch hier kann $R3$ bei nicht so hohen Anforderungen an die Schaltung entfallen (siehe Bild 10). Der Eingangswiderstand r ist extrem hochohmig und entspricht dem Produkt aus OpAmp-Eingangswiderstand R_E und Leerlaufverstärkung V_0 : $r_e \approx R_E \cdot V_0 \quad [\Omega]$.

Der Ausgangswiderstand ist sehr niederohmig und ergibt sich aus dem Verhältnis des Produktes aus OpAmp-Ausgangswiderstandes R_A und Spannungsverstärkung V_U zur Leerlaufverstärkung V_0 :

$$r_{aus} = \frac{R_A \cdot V_U}{V_0} \quad [\Omega]$$

3.3 Spannungsfolger mit OpAmp

Einen Sonderfall des nicht invertierenden Verstärkers stellt der Spannungsfolger oder Impedanzwandler dar, bei dem die gesamte Ausgangsspannung U_a auf den Minuseingang zurückgeführt wird (Phasenverschiebung $\varphi = 0^\circ$). Der Spannungsfolger wird in Reihen-Spannungs-Gegenkopplung mit $k = 1$ betrieben. $R2$ ist hier Null (Kurzschluss zwischen Minus-Eingang und Ausgang) und $R1$ wurde weggelassen ($R1$ ist also unendlich).

$$U_a = U_e \quad [V] \Rightarrow V_U = 1 \quad r_{aus} = \frac{R_A \cdot V_U}{V_0} = \frac{R_A \cdot 1}{V_0} = \frac{R_A}{V_0} \quad [\Omega]$$

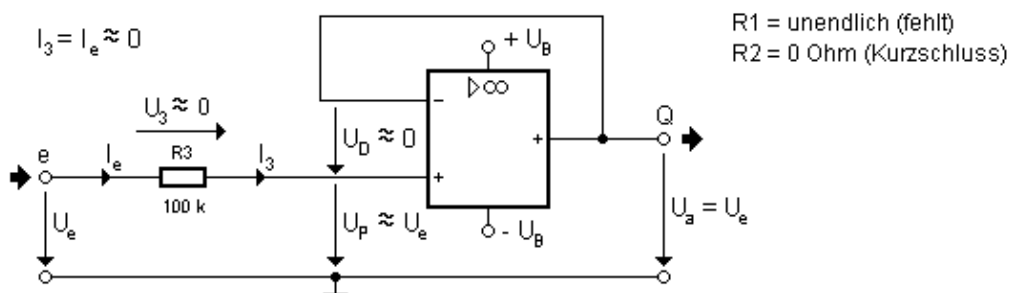


Bild 12 Spannungsfolger mit OpAmp

Die Gegenkopplung beträgt 100 % und die Spannungsverstärkung V_U liegt bei Eins. Der Eingangswiderstand r_e entspricht R_3 . Wird R_3 weggelassen, geht der Eingangswiderstand r_e gegen unendlich und entspricht: $r_e = R_E \cdot V_0 \cdot k \approx R_E \cdot V_0$. Der Spannungsfolger mit OpAmp dient wie der Emitterfolger (bei den Transistorschaltungen) zur optimalen Anpassung verschiedener Stufen oder Schaltungen. Am Beispiel des 741 mit $R_A = 75 \Omega$ und $V_0 = 100.000$ sowie $R_E = 2 M\Omega$ errechnen sich ohne R_3 folgende Werte:

$$r_{aus} = \frac{R_A}{V_0} = \frac{75 \Omega}{100.000} = 0,75 \Omega \text{ und}$$

$$r_e \approx R_E \cdot V_0 = 2 M\Omega \cdot 100.000 = 2 \cdot 10^{11} \Omega = 0,2 T\Omega$$

4 Schwellwertschalter oder Schmitt-Trigger mit OpAmp

Die nach O. H. Schmitt benannte Schaltung, der diese erstmals 1938 in London mit zwei katodengekoppelten Röhren aufbaute, stellt einen Komparator dar, bei dem Ein- und Ausschaltpegel nicht zusammenfallen, sondern um eine Schalthysterese ΔU_e verschoben sind. Der Schmitt-Trigger ist eine bistabile Kippstufe mit Hysterese, die bei stetiger Eingangsspannungsänderung unstetige (sprungartige) Ausgangssignale liefert. Schmitt-Trigger dienen zur Grenzwertsignalisierung, Rechteckimpulserzeugung, Impulsformung oder Impulsregeneration, z.B. um ein Sinussignal in ein Rechtecksignal oder ein verwaschenes Signal in einen Impuls mit steilen Flanken umzuformen. Schmitt-Trigger gibt es (meist mehrfach je IC) auch in IC-Form (SN 7414, CD 4583, CD 4584, CD 40014, CD 40106 usw.). Beim symmetrisch gespeisten OpAmp (mit $\pm U_B$) entspricht U_{amax} der positiven ($+ U_S$) und U_{amin} der negativen ($- U_S$) Sättigungsspannung.

Über R_2 erfolgt in der Schaltung nach Bild 13 eine Rückführung eines Teils der Ausgangsspannung U_a zum nicht invertierenden Eingang (+) des OpAmps. Diese positive Rückführung heißt Mitkopplung und führt zu einer Verstärkungserhöhung. Die Schaltung arbeitet nicht mehr als linearer Verstärker, sondern als Schwellwertschalter mit unterschiedlichen Ein- und Ausschaltpunkten des Komparators. Die Differenz zwischen Ein- und Ausschaltswelle heißt Hysterese (vom Griechischen hysteresis = Verspätung). Je kleiner der Mitkopplungswiderstand R_2 ist, um so größer ist die Hysterese, die vom Verhältnis von R_1 zu R_2 abhängt (R_1 / R_2).

$$U_{eAus} = U_{SO} \approx -\frac{U_{amax} \cdot R_1}{R_2} [V] \Rightarrow \text{Aus (Ausschaltswelle)}$$

$$U_{eEin} = U_{SU} \approx -\frac{U_{amin} \cdot R_1}{R_2} [V] \Rightarrow \text{Ein (Einschaltswelle)}$$

$$\Delta U_e = \frac{(U_{amax} - U_{amin}) \cdot R_1}{R_2} = U_{SO} - U_{SU} [V] = \text{Hysteresespannung}$$

Bei $U_D = U_P = 0$ gilt für die Ausgangsspannung U_a : $U_a = -\frac{U_e \cdot R_2}{R_1} [V]$

$I_e = I_1 = -I_2 [A]$ mit $U_D = U_P = 0$

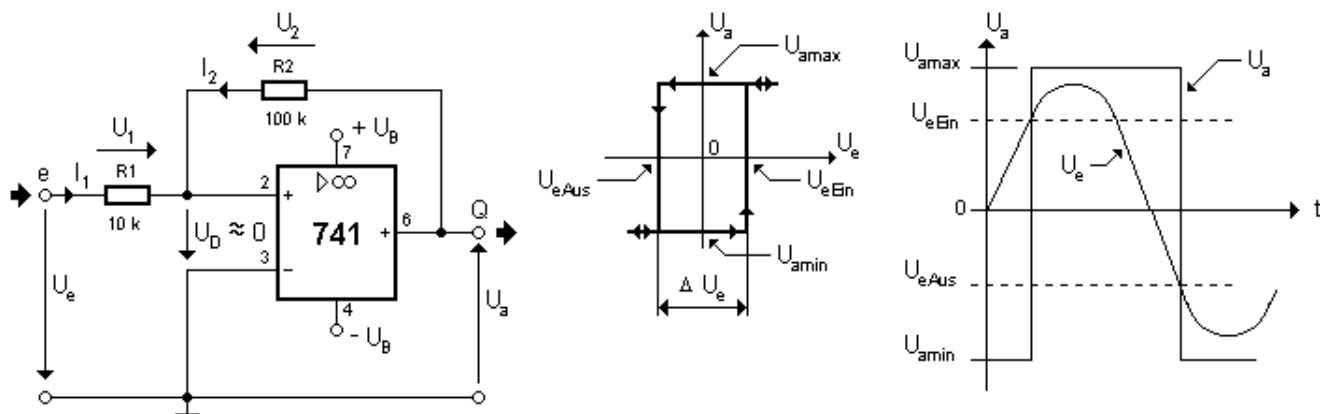


Bild 13 Schmitt-Trigger mit OpAmp als nichtinvertierender Verstärker

Der Schmitt-Trigger lässt sich auch als invertierender Schmitt-Trigger realisieren (wie Bild 14 zeigt), bei dem eine Mitkopplung über den Spannungsteiler aus R1 und R2 erfolgt. Auch hier arbeitet der OpAmp nicht mehr als linearer Verstärker, sondern als Schwellwertschalter, der nur die zwei Extremwerte $U_{a\max}$ ($U_e < U_2$) oder $U_{a\min}$ ($U_e > U_2$) annehmen kann. Der Wechsel vollzieht sich bei der oberen oder unteren Schwellspannung U_{SO} oder U_{SU} . Die Mitkopplung führt zu einer Verstärkungserhöhung, wobei die kritische Verstärkung V_D folgendermaßen aussieht:

$$V_D = \frac{R1 + R2}{R1} = 1 + \frac{R2}{R1}$$

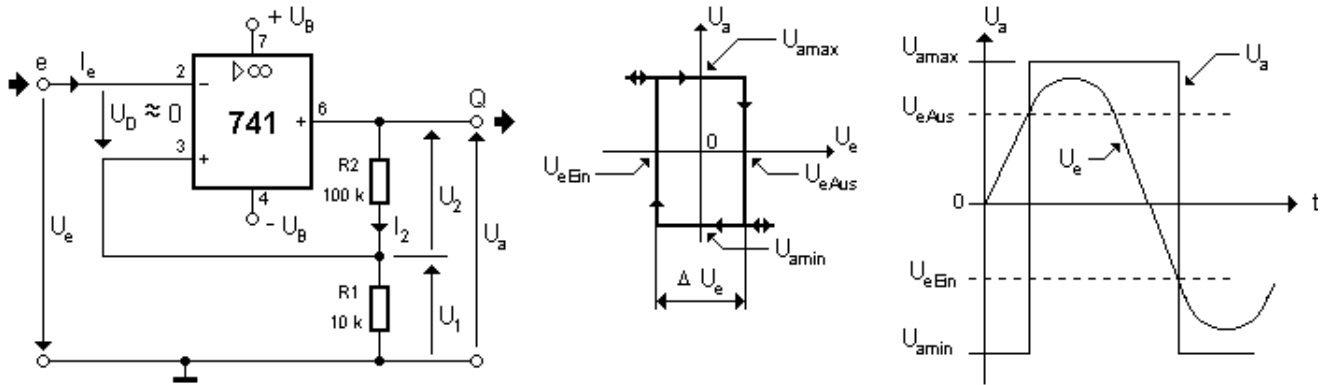


Bild 14 Schmitt-Trigger mit OpAmp als invertierender Verstärker

$$U_{eAus} = U_{SO} \approx \frac{U_{a\max} \cdot R1}{R1 + R2} \quad [V] \Rightarrow \text{Aus (Ausschaltswelle)}$$

$$U_{eEin} = U_{SU} \approx \frac{U_{a\min} \cdot R1}{R1 + R2} \quad [V] \Rightarrow \text{Ein (Einschaltswelle)}$$

$$\Delta U_e = \frac{(U_{a\max} - U_{a\min}) \cdot R1}{R1 + R2} = U_{SO} - U_{SU} \quad [V] = \text{Hysteresespannung}$$

Bei $U_D = 0$ gilt für die Ausgangsspannung U_a :
$$U_a = \frac{U_e \cdot (R1 + R2)}{R1} \quad [V]$$

$$I_e = I_2 \quad [A] \text{ mit } U_D = 0 \Rightarrow U_p = U_e = U_1 = \frac{U_a \cdot R1}{R1 + R2} \quad [V]$$

5 Der OpAmp als Addierer oder Summierverstärker

Bei dieser Schaltungsvariante eines invertierenden Verstärkers, die Sie in Bild 15 sehen, werden mehrere Eingangssignale addiert und ggf. verstärkt. Jede der (drei) Eingangsspannungen erzeugt über den jeweiligen Widerstand (R1, R2, R3) einen Stromfluss (I_1, I_2, I_3), die am invertierenden Eingang zusammenlaufen und sich dort addieren. Die an den Eingängen anliegenden Eingangssignale (U_{e1}, U_{e2} und U_{e3}) beeinflussen sich dabei nicht untereinander. Da der OpAmp bestrebt ist, die Spannungsdifferenz U_D zwischen Plus- und Minuseingang auf Null zu halten, entspricht der Strom I_4 über den Gegenkopplungswiderstand R4 genau der Summe aus I_1 bis I_3 ; allerdings mit negativem Vorzeichen: $I_1 + I_2 + I_3 = -I_4$. Der invertierende Eingang bildet somit einen virtuellen Nullpunkt. Für die Spannungsverhältnisse gilt hierbei:

$$\frac{U_{e1}}{R1} + \frac{U_{e2}}{R2} + \frac{U_{e3}}{R3} = -\frac{U_a}{R4} \Rightarrow -U_a = \frac{R4 \cdot U_{e1}}{R1} + \frac{R4 \cdot U_{e2}}{R2} + \frac{R4 \cdot U_{e3}}{R3}$$

$$V_U = \frac{R4}{R1 \parallel R2 \parallel R3}$$

Wenn die Widerstände am Minuseingang gleich groß sind, d. h. $R_1 = R_2 = R_3 = R$, dann ist die (invertierte) Ausgangsspannung U_a der Summe n der Eingangsspannungen U_e proportional:

$$U_a = U_4 = -R_4 \cdot \left(\frac{U_{e1} + U_{e2} + U_{e3}}{R} \right) \Rightarrow U_a = -I_4 \cdot R_4 \text{ [V]} \quad V_U = -\frac{R_4 \cdot n}{R}$$

Werden alle Widerstände gleich groß dimensioniert, d. h. $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, so ist die Spannungsverstärkung $V_U = 1$ und die Summenformel vereinfacht sich zu: $U_a = -(U_{e1} + U_{e2} + U_{e3})$. Widerstand R_5 entspricht dem Ergebnis aus der Parallelschaltung von R_1, R_2, R_3 und R_4 . R_5 kann ggf. auch entfallen, wenn nicht so hohe Anforderungen an die Schaltung gestellt werden (siehe unter 3.1 beim invertierenden Verstärker). Der Plus-Eingang (+) ist dann direkt an Masse zu legen. Mit dem Addierer lässt sich z. B. auch ein einfacher D/A-Wandler (siehe Band 2, Seite 167 der Buchreihe ELKTRONIK & MODELLBAHN) oder ein NF-Mischer realisieren.

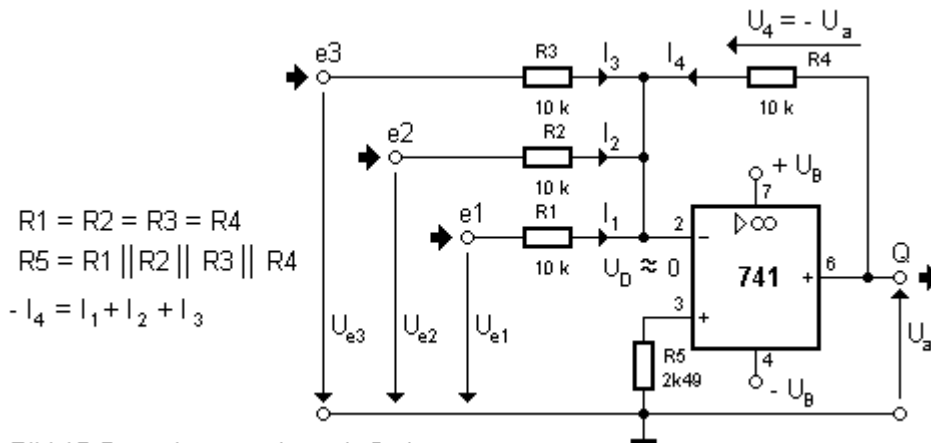


Bild 15 Summierverstärker mit OpAmp

6 Differenzverstärker oder Subtrahierer mit OpAmp

Differenzverstärker (wie in Bild 16) haben die Aufgabe, die Differenz zweier Eingangssignale zu bilden und im Normalfall auch zu verstärken. Sie finden Anwendung in Pseudoquadrophonie-Schaltungen (Links – Rechts und Rechts – Links), bei der Erzeugung von Surround-Effekten oder in der Messtechnik als Brückenverstärker (z. B. Temperaturdifferenzschaltung). Der Subtrahierer ist eine Kombination aus einem nicht invertierenden und einem invertierenden Verstärker.

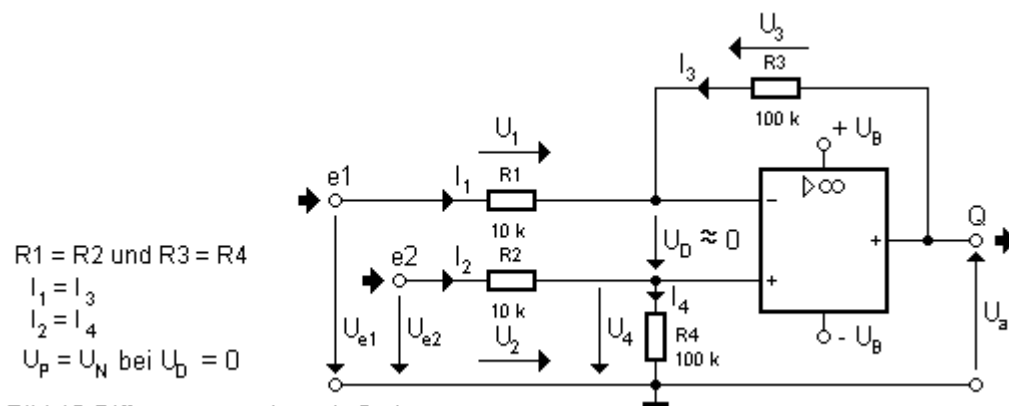


Bild 16 Differenzverstärker mit OpAmp

Liegt R_1 an Massepotenzial ($U_{e1} = 0 \text{ V}$) ergibt sich folgende Beziehung:

$$U_a = \frac{R_1 + R_3}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_2 + R_4} \cdot U_{e2} \text{ [V]} \Rightarrow V_{U1} = \frac{(R_1 + R_3) \cdot R_4}{R_1 \cdot (R_2 + R_4)}$$

Wird hingegen R_2 auf Masse gelegt ($U_{e2} = 0 \text{ V}$) gilt:
$$U_a = -\frac{R_3 \cdot U_{e1}}{R_1} \text{ [V]} \Rightarrow V_{U2} = -\frac{R_3}{R_1}$$

Wenn jedoch die beiden Eingänge e_1 und e_2 gleichzeitig mit Signalen bedient werden, so müssen die beiden o. a. Formeln wie folgt zusammengefasst werden:

$$U_a = (V_{U2} \cdot U_{e2}) + (V_{U1} \cdot U_{e1}) \quad [V] \Rightarrow U_a = \left(\frac{R1 + R3}{R1} \cdot \frac{R4}{R2 + R4} \cdot U_{e2} \right) - \frac{R3 \cdot U_{e1}}{R1} \quad [V]$$

$$U_a = \left[\frac{R4 \cdot (R1 + R3) \cdot U_{e2}}{R1 \cdot (R2 + R4)} \right] - \frac{R3 \cdot U_{e1}}{R1} \quad [V] \Rightarrow V_U = \left[\frac{R4 \cdot (R1 + R3)}{R1 \cdot (R2 + R4)} \right] - \frac{R3}{R1}$$

Die Ausgangsspannung U_a ist also proportional zur Differenz der beiden Eingangsspannungen, die jeweils mit dem entsprechenden Verstärkungsfaktor (des invertierenden sowie des nicht invertierenden Verstärkers) multipliziert werden. Die o. a. Formel lässt sich trefflich vereinfachen, wenn $R1 = R2 = R_T$ und $R3 = R4 = R_0$ gewählt werden. Aufgrund der dann gleichen Verstärkungsfaktoren $V_{U1} = V_{U2} (= 10$ in der Schaltung nach Bild 16) ergibt sich in diesem Falle:

$$U_a = \left[\frac{R_0 \cdot (R_T + R_0) \cdot U_{e2}}{R_T \cdot (R_T + R_0)} \right] - \frac{R_0 \cdot U_{e1}}{R_T} = \frac{R_0}{R_T} \cdot (U_{e2} - U_{e1}) \quad [V] \Rightarrow V_U = \frac{R_0}{R_T}$$

Werden hingegen alle Widerstände gleich groß gewählt, d. h. $R1 = R2 = R3 = R4$ oder $R_T = R_0$ gilt:

$$V_U = 1 \quad \text{sowie} \quad U_a = (U_{e2} - U_{e1}).$$

7 Integrierer (Integrator) mit OpAmp

Wird beim invertierenden Verstärker (Umkehrverstärker) der Rückkopplungswiderstand $R2$ durch einen Kondensator C ersetzt, so folgt die Ausgangsspannung U_a der Eingangsspannung zeitabhängig. U_a ist dann proportional zum Zeit-Integral der Eingangsspannung U_e . Es ist ein Integrator entstanden, den Bild 17 zeigt. Über C erfolgt vornehmlich eine Gegenkopplung der hohen Frequenzen, so dass die Schaltung des Integrators als Tiefpass wirkt. Für die Integrierwirkung gilt folgende Integralgleichung; $U_a(0)$ ist dabei diejenige Spannung, die bereits bei der Integration vorhanden war und üblicherweise dem Ladezustand des Kondensators C zum Zeitpunkt $t = 0$ entspricht:

$$U_a(t) = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^t U_e(t) \cdot dt + U_a(0) \quad [V]$$

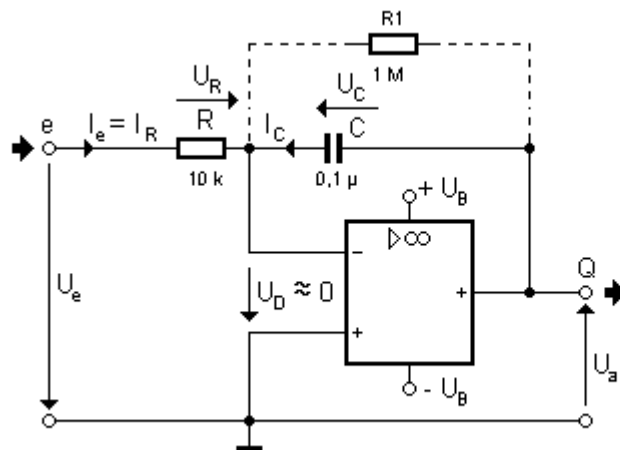
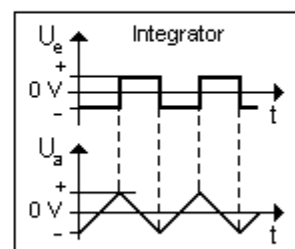


Bild 17 Integrator mit OpAmp

$$I_e = I_R \approx I_C \\ -U_a \approx U_C$$



Wenn am Eingang e eine Rechteckspannung anliegt, lässt sich diese durch entsprechende Dimensionierung des RC-Gliedes in Sägezahn- oder Dreiecksschwingungen verwandeln, wobei gilt:

$$\Delta U_a = -\frac{U_e \cdot \Delta t}{R \cdot C} \quad [V] \Rightarrow V_U = -\frac{U_a}{U_e}$$

$R1$ ($1 \text{ M}\Omega$) dient zur Kompensation des Eingangsnullfehlers und muss groß gegenüber R sein, damit die Beziehung $I_C \approx I_e$ weitgehend erfüllt bleibt. Werden an die Schaltung keine hohen Anforderungen gestellt, kann $R1$ entfallen. Die Änderungsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung U_a ist dabei abhängig von der Eingangsspannung U_e und den Größen von R und C . Einen dimensionierten Dreiecksgenerator stelle ich Ihnen später noch vor.

8 Differenzierer (Differenziator) mit OpAmp

Der Differenzierer stellt die Umkehrung des Integrierers dar, da hier vorzugsweise niedrige Frequenzen über den Gegenkopplungswiderstand R zum Eingang zurückgeführt und damit gegengekoppelt werden. Der Differenzierer differenziert also die Eingangsspannung U_e (stuft sie ab) und darf keinesfalls mit dem Differenzverstärker oder Subtrahierer verwechselt werden. Der Differenziator ist ein aktiver Hochpass mit einer Phasenverschiebung von 90° zwischen Ein- und Ausgangsspannung. Die Schaltung nach Bild 18 hat die Aufgabe, ein Ausgangssignal zu liefern, dessen Amplitude der Änderungsgeschwindigkeit dU_e / dt des Eingangssignals proportional ist. Die Änderungsgeschwindigkeit der linear ansteigenden Eingangsspannung entspricht dabei dem Quotienten aus der Spannungsänderung ΔU_e und des hierfür benötigten Zeitraums Δt . Die Änderungsgeschwindigkeit ist um so größer ist, je steiler diese Gerade verläuft.

Am Ausgang Q des Differenzierers erzeugen somit nur die hohen Frequenzanteile, d. h. die steilen Flanken der Impulse, kurze, steile Nadelimpulse. Bei einer Rechteckspannung am Eingang gilt (ohne R_1 und C_K) folgende Gleichung:

$$I_e = -I_R = -\frac{U_a}{R} = C \cdot \frac{dU_e}{dt} \quad [A] \quad \text{und} \quad U_a = -I_e \cdot R \quad [V]$$

$$\Delta U_a = -\frac{\Delta U_e \cdot R \cdot C}{\Delta t} \quad [V] \Rightarrow V_U = -\frac{U_a}{U_e}$$

Die Impulsdauer t_i der Ausgangsspannung U_a (also der Dauer der Ladung) hängt von den Werten von R und C ab. In der Praxis gilt allgemein: $t_i \approx 3 \cdot R \cdot C$ [s]. Zur Reduzierung des hochfrequenten Rauschens und um ein stabiles Arbeiten zu gewährleisten, wurden R_1 und C_K vorgesehen, die in der Regel wie folgt dimensioniert werden:

$$\frac{1}{R \cdot C_K} = \frac{1}{R_1 \cdot C} \Rightarrow R \cdot C_K = R_1 \cdot C$$

Bei nicht zu hohen Anforderungen an die Schaltung können R_1 und C_K auch entfallen. Der in Bild 18 gezeigte Differenzierer hat einen verhältnismäßig geringen Eingangswiderstand und braucht daher eine Signalquelle mit kleinem Innenwiderstand R_i . Ansonsten kann es vorkommen, dass nur ein Teil des Eingangssignals differenziert wird und der Rest ohne Formänderung zum Ausgang gelangt. Abhilfe bringt hier meist schon die Vorschaltung eines weiteren, als Spannungsfolger (Impedanzwandler) beschalteten, OpAmps.

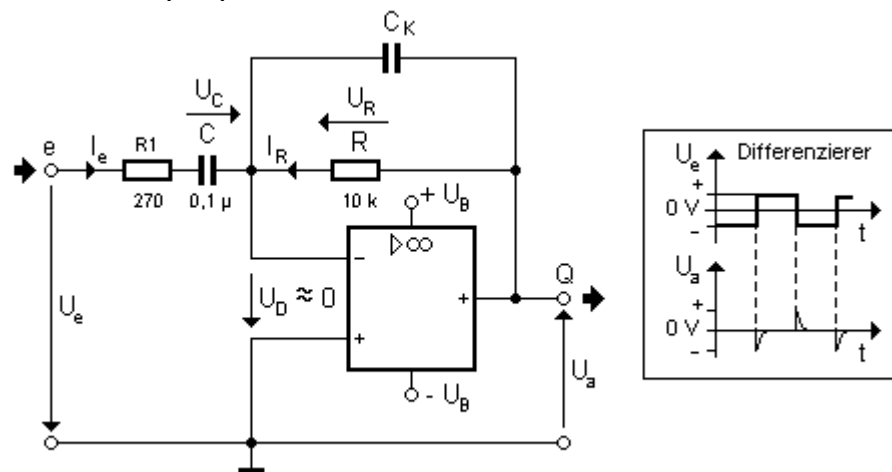


Bild 18 Differenzierer mit OpAmp

9 Aktive Filterschaltungen (Tief-, Hoch- und Bandpass, Bandsperre)

In Zusammenhang mit den Filtern taucht auch der Begriff Oktave auf. Oktave ist lateinisch und bedeutet, der auf den Grundton folgende achte Ton der diatonischen Tonleiter. Bei den Frequenzen entspricht dies einer Verdopplung oder Halbierung der Frequenz je Oktave; z. B. 400, 800, 1.600, ... Hz oder 16.000, 8.000, 4.000, ... Hz. 6 dB pro Oktave entsprechen 20 dB pro Dekade. Je n. Ordnung gilt: $n \cdot 20$ dB pro Dekade \Rightarrow 2. Ordnung ($n = 2$) = 40 dB pro Dekade. Die Flankensteilheit gibt an, wie schnell der Pegel des Amplitudenfrequenzganges im Übertragungsbereich ab- oder zunimmt.

Mit dem OpAmp lassen sich verhältnismäßig einfach aktive Filter aufbauen. Das Tiefpassfilter stellt dabei das Grundfilter dar, aus dem sich durch entsprechende Transformationen alle anderen Filter ableiten lassen. Die Grenzfrequenz f_g ist die Frequenz, bei der die Verstärkung um 3 dB, d. h. um das 0,707fache abgesunken ist:

$$-3 \text{ dB} = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,707 = 70,7 \%$$

Für die Filterberechnung sollten Sie C wählen und R hierzu berechnen, da sich (die errechneten) Widerstände aufgrund der vielen Normwerte leichter besorgen lassen. Die Obergrenzen für die Widerstände sind: $R \geq 1 \text{ k}\Omega$ aber $\leq 500 \text{ k}\Omega$!

Bei den Filtern 2. Ordnung mit Einfachmitkopplung handelt es sich um sogenannte Bessel-Filter – benannt nach dem deutschen Astronomen und Mathematiker Friedrich Wilhelm Bessel (1784...1846) – mit einer Steilheit von 12 dB pro Oktave (40 dB pro Dekade), die sich durch ein optimales Laufzeit-/Frequenzverhalten und einen flachen Amplitudenverlauf auszeichnen. Sie zeigen praktisch kein Überschwingen in der Sprungantwort. Die Filterkoeffizienten dieser Filter lauten: $a_1 = 1,3617$ und $b_1 = 0,618$. Der praktische Dämpfungswert d liegt bei 1,73216 und k beträgt 1,26784.

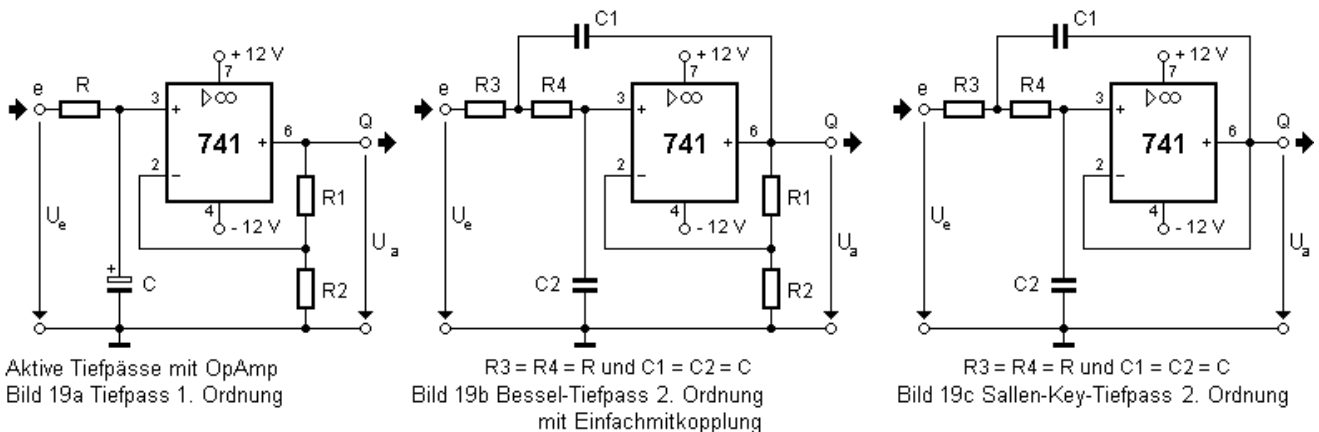
Bei den Filtern erster Ordnung sind $k = 1$, $a_1 = 1$ und $b_1 = 0$. Es kann hier auch der Minuseingang des OpAmps direkt mit dem Ausgang (wie beim Spannungsfolger) verbunden werden, so dass $V_U = 1$ ist (R1 und R2 entfallen dann natürlich).

Filter mit einer Verstärkung von $V_0 = 1$ und gleichen Bauteilwerten für die frequenzbestimmenden Bauteile heißen nach ihren Erfindern (R. Sallen und P. Key) Sallen-Key-Filter, die diese 1955 vorstellten.

Neben den Bessel-Filtern gibt es noch Tschebyscheff-Filter mit z. B. $\pm 0,5 \text{ dB}$ Welligkeit ($a_1 = 1,3614$, $b_1 = 1,3827$ sowie $k = 1,84223$ für Filter 2. Ordnung) und Butterworth-Filter ($a_1 = 1,4142$, $b_1 = 1$ und $k = 1,5858$ für Filter 2. Ordnung), für die Sie die gleichen Filterschaltungen verwenden können. Allerdings ergeben sich durch die unterschiedlichen Filterkoeffizienten abweichende Bauteilwerte. Bei den Berechnungsformeln bedeutet $V_0 = \text{Spannungsverstärkung bei } f = 0 \text{ Hz}$.

9.1 Aktive Tiefpass-Filterschaltungen mit OpAmp

Der Tiefpass lässt Gleichspannungen und tiefe Frequenzen passieren. Bei hohen Frequenzen erfolgt eine Abschwächung mit Phasennacheilung. Bild 19a zeigt einen Tiefpass (mit RC-Glied) erster Ordnung mit einer Steilheit von 6 dB pro Oktave. Wechselspannungen hoher Frequenz werden durch C mehr oder weniger kurzgeschlossen. Bei der Grenzfrequenz beträgt die Phasenverschiebung φ beim RC-Glied zwischen Ein- und Ausgang: $\varphi = -\pi/4 = -45^\circ$ ($\tan \varphi = -1$). In Bild 19b finden Sie den Bessel-Tiefpass zweiter Ordnung mit Einfachmitkopplung und einer Steilheit von 12 dB pro Oktave. Auf Bild 19c ist dann der Sallen-Key-Tiefpass mit ebenfalls 12 dB pro Oktave dargestellt. Neben den Bildern finden Sie auch die entsprechenden Formeln zur Bauteilberechnung. Die frequenzbestimmenden Bauteile sind bei Bessel und Sallen-Key gleich zu berechnen. Bei Sallen-Key entfallen die Berechnungen für R1 und R2, da hier $V_0 = 1$ ist.



Beim Tiefpass erster Ordnung gilt:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot p \cdot R \cdot C} \text{ [Hz]} \Rightarrow C = \frac{1}{2 \cdot p \cdot R \cdot f_0} \text{ [F]} \quad V_0 = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Beim Bessel-Tiefpass mit $R_3 = R_4 = R$ und $C_1 = C_2 = C$ lassen sich die einzelnen Werte wie folgt berechnen:

$$V_0 = 3 - \left(\frac{a_1}{\sqrt{b_1}} \right) = 3 - d = 1,26784 = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \Rightarrow \text{Güte } Q = \frac{1}{d} = \frac{1}{3 - V_0}$$

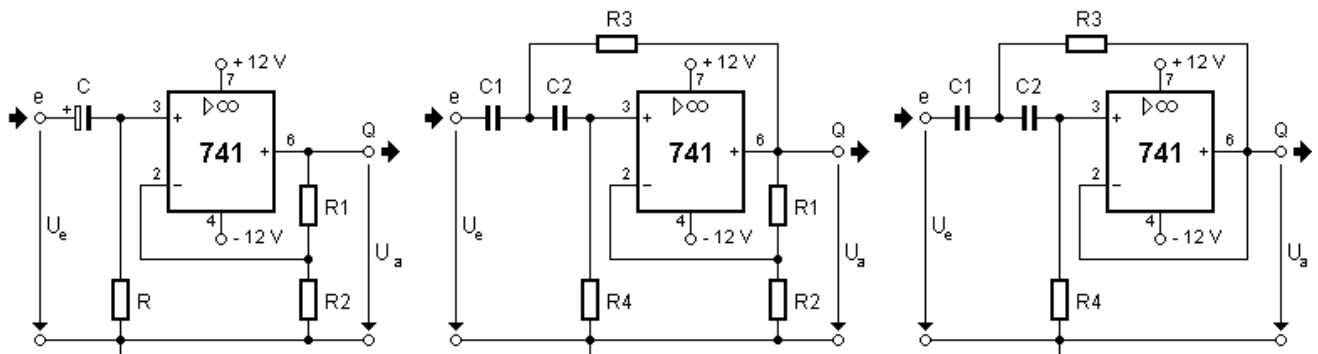
$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot p \cdot R \cdot C} \text{ [Hz]} \quad d = \frac{a_1}{\sqrt{b_1}} = 1,73216 = \sqrt{3}$$

$$R \cdot C = \frac{\sqrt{b_1}}{2 \cdot p \cdot f_g} = \frac{0,125}{f_g} \Rightarrow C = \frac{0,125}{f_g \cdot R} [F] \quad \text{oder} \quad R = \frac{0,125}{f_g \cdot C} [\Omega]$$

$$R_2 \approx 2 \cdot (R_3 + R_4) = 4 \cdot R [\Omega] \quad \text{und} \quad R_1 = R_2 \cdot (2 - d) = R_2 \cdot 0,26784 [\Omega]$$

9.2 Aktive Hochpass-Filterschaltungen mit OpAmp

Der Hochpass lässt hohe Frequenzen passieren. Bei tiefen Frequenzen erfolgt eine Abschwächung mit Phasenvoreilung. Bild 20a zeigt einen Hochpass (mit RC-Glied) erster Ordnung mit einer Steilheit von 6 dB pro Oktave. Für Wechselspannungen tiefer Frequenz stellt C einen hohen und für hohe Frequenzen einen kleinen kapazitiven Widerstand X_C dar. Bei der Grenzfrequenz beträgt die Phasenverschiebung φ beim RC-Glied zwischen Ein- und Ausgang: $\varphi = \pi / 4 = 45^\circ$ ($\tan \varphi = 1$). In Bild 20b finden Sie den Bessel-Hochpass zweiter Ordnung mit Einfachmitkopplung und einer Steilheit von 12 dB pro Oktave. Auf Bild 20c ist dann der Sallen-Key-Hochpass mit ebenfalls 12 dB pro Oktave dargestellt. Neben den Bildern finden Sie auch die entsprechenden Formeln zur Bauteileberechnung. Die frequenzbestimmenden Bauteile sind bei Bessel und Sallen-Key gleich zu berechnen. Bei Sallen-Key entfallen die Berechnungen für R1 und R2, da hier $V_0 = 1$ ist.



Aktive Hochpässe mit OpAmp
Bild 20a Hochpass 1. Ordnung

$R_3 = R_4 = R$ und $C_1 = C_2 = C$
Bild 20b Bessel-Hochpass 2. Ordnung
mit Einfachmitkopplung

$R_3 = R_4 = R$ und $C_1 = C_2 = C$
Bild 20c Sallen-Key-Hochpass 2. Ordnung

Beim Hochpass erster Ordnung gilt:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot p \cdot R \cdot C} [Hz] \Rightarrow C = \frac{1}{2 \cdot p \cdot R \cdot f_0} [F] \quad V_0 = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Beim Bessel-Hochpass mit $R_3 = R_4 = R$ und $C_1 = C_2 = C$ lassen sich die einzelnen Werte wie folgt berechnen:

$$V_0 = 3 - \left(\frac{a_1}{\sqrt{b_1}} \right) = 3 - d = 1,26784 = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \Rightarrow \text{Güte } Q = \frac{1}{d} = \frac{1}{3 - V_0}$$

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot p \cdot R \cdot C} [Hz] \quad d = \frac{a_1}{\sqrt{b_1}} = 1,73216 = \sqrt{3}$$

$$R \cdot C = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_g \cdot \sqrt{b_1}} = \frac{0,2025}{f_g} \Rightarrow C = \frac{0,2025}{f_g \cdot R} [F] \quad \text{oder} \quad R = \frac{0,2025}{f_g \cdot C} [\Omega]$$

$$R_2 \approx 2 \cdot R_4 = 2 \cdot R [\Omega] \quad \text{und}$$

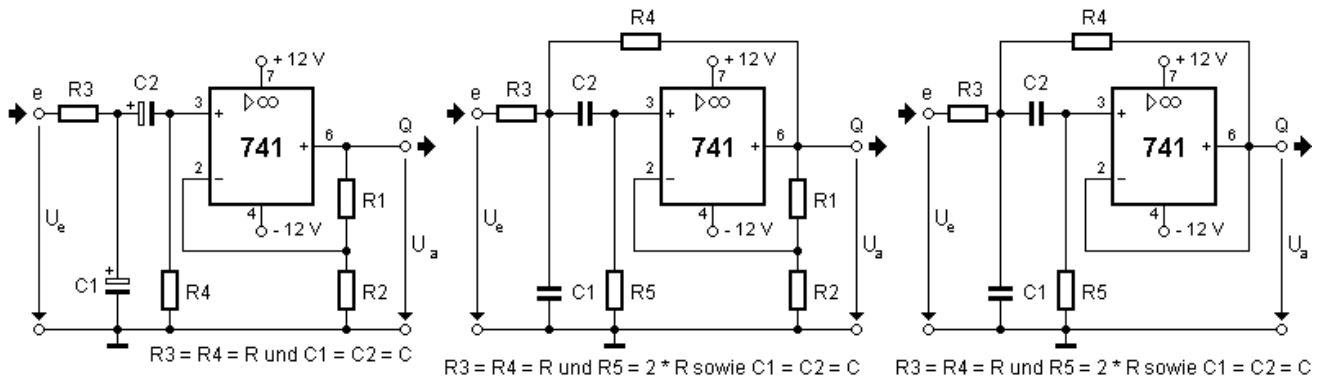
$$R_1 = R_2 \cdot (V_0 - 1) = R_2 \cdot (1,26784 - 1) = R_2 \cdot 0,26784 [\Omega]$$

9.3 Aktive Bandpass-Filterschaltungen mit OpAmp

Bild 21a zeigt einen einfachen Bandpass erster Ordnung mit einer Steilheit von 6 dB pro Oktave, der aus einer Reihenschaltung eines Hoch- und eines Tiefpasses gebildet wurde. R3 und C1 gehören zum Tiefpass und C2 und R4 zum Hochpass. In Bild 21b finden Sie den Bessel-Bandpass zweiter Ordnung mit Einfachmitkopplung und einer Steilheit von 12 dB pro Oktave. Auf Bild 21c ist dann der Sallen-Key-Bandpass mit ebenfalls 12 dB pro Oktave dargestellt. Neben den Bil-

dem finden Sie auch die entsprechenden Formeln zur Bauteileberechnung. Die frequenzbestimmenden Bauteile sind bei Bessel und Sallen-Key gleich zu berechnen. Bei Sallen-Key entfallen die Berechnungen für R1 und R2, da hier $V_0 = 1$ ist.

Der Bandpass gehört zu den selektiven Schaltungen, die die Aufgabe haben, nur einen bestimmten Frequenzbereich passieren zu lassen, dessen Bandbreite von der unteren bis zur oberen Grenzfrequenz reicht: $f_b = (f_{ug} + f_{og}) / 2$ [Hz]. Ein Bandpass lässt sich auch durch Hintereinanderschalten eines Tief- und eines Hochpasses mit jeweils einem OpAmp realisieren, wobei Hoch und Tiefpass beim Besselfilter um eine Zehnerpotenz auseinander liegen sollten (z. B. $f_{ug} = 300$ Hz und $f_{og} = 3$ kHz). Die Filtercharakteristik ist hier um so genauer, je größer die Bandbreite B des Bandpasses ist. Eine entsprechende Schaltung finden Sie auf Seite 205 in Band 2 der Buchreihe ELEKTRONIK & MODELLBAHN.



Aktive Bandpässe mit OpAmp
Bild 21a Bandpass 1. Ordnung

Bild 21b Bessel-Bandpass 2. Ordnung
mit Einfachmitkopplung

Bild 21c Sallen-Key-Bandpass 2. Ordnung

Beim Bandpass erster Ordnung mit $R_3 = R_4 = R$ und $C_1 = C_2 = C$ gilt:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot p \cdot R \cdot C} = \frac{f_{ug} + f_{og}}{2} \text{ [Hz]} \Rightarrow C = \frac{1}{2 \cdot p \cdot R \cdot f_0} \text{ [F]} \quad V_0 = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Beim Bessel-Bandpass mit $R_3 = R_4 = R$ und $R_5 = 2 \cdot R$ sowie $C_1 = C_2 = C$ lassen sich die einzelnen Werte wie folgt berechnen:

$$V_0 = 3 - \left(\frac{a_1}{\sqrt{b_1}} \right) = 3 - d = 1,26784 = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \Rightarrow \text{Güte } Q = \frac{1}{d} = \frac{1}{3 - V_0} = \frac{f_0}{B}$$

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot p \cdot R \cdot C} = \frac{f_{ug} + f_{og}}{2} \text{ [Hz]} \Rightarrow C = \frac{1}{2 \cdot p \cdot R \cdot f_0} \text{ [F]}$$

$$d = \frac{a_1}{\sqrt{b_1}} = 1,73216 = \sqrt{3} \quad B = \frac{3 - V_0}{2 \cdot p \cdot R \cdot C} \text{ [Hz]}$$

$$R_2 \approx 2 \cdot R_5 = 4 \cdot R \text{ [\Omega]} \quad \text{und} \quad R_1 = R_2 \cdot (2 - d) = R_2 \cdot 0,26784 \text{ [\Omega]}$$

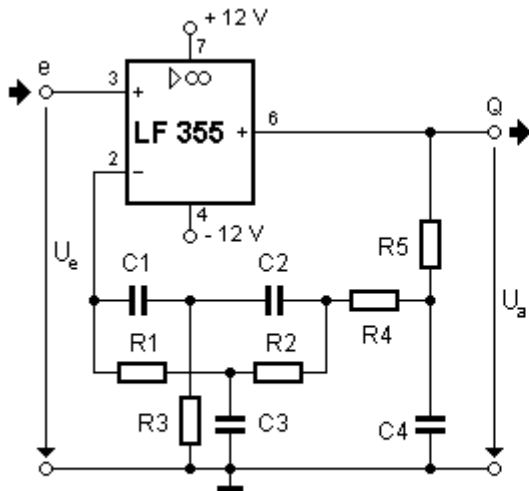
9.4 Aktive Bandsperre mit OpAmp

Das Gegenstück zum Bandpass ist die Bandsperre oder das Kerb-Filter (englisch notch-filter), die eine bestimmte (störende) Frequenz f_b möglichst schmalbandig ausfiltert und somit auch zu den selektiven Filtern gehört. Bild 22 zeigt eine Bandsperre mit einem Doppel-T-Glied im Gegenkopplungszweig eines nicht invertierenden OpAmps, das aus einem Hoch- (C_1, C_2 und R_3) und einem Tiefpass (R_1, R_2 und C_3) besteht. Die Werte der Bauteile lassen sich in den Grenzen $R_1 = R_2 = R \geq 1 \text{ k}\Omega$ aber $\leq 500 \text{ k}\Omega$ und $C_1 = C_2 = C \geq 200 \text{ pF}$ aber $\leq 0,5 \mu\text{F}$ folgendermaßen errechnen:

$$R_1 = R_2 = R = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_0 \cdot C} \text{ [\Omega]} \quad \text{und} \quad C_1 = C_2 = C \text{ [F]}$$

$$R_3 = 0,5 \cdot R \text{ [\Omega]} \quad \text{und} \quad C_3 = 2 \cdot C \text{ [F]} \quad \text{sowie} \quad Q = \frac{f_0}{B}$$

$$R4 = R5 = \frac{4 \cdot Q}{2 \cdot p \cdot f_0 \cdot C3} [\Omega] \quad \text{und} \quad C4 = \frac{C3}{2 \cdot Q} [F]$$



$$R1 = R2 = R \text{ und } R3 = 0,5 \cdot R \text{ und } C1 = C2 = C \text{ und } C3 = 2 \cdot C$$

Bild 22 aktive Bandsperrre mit Doppel-T-Glied

$$R1 = R2 = R = 1 \text{ k}\Omega \text{ und } R3 = 0,5 \cdot R = 500 \text{ }\Omega \\ R4 = 470 \text{ }\Omega \\ C1 = C2 = C = 150 \text{ nF und } C3 = 2 \cdot C = 300 \text{ nF}$$

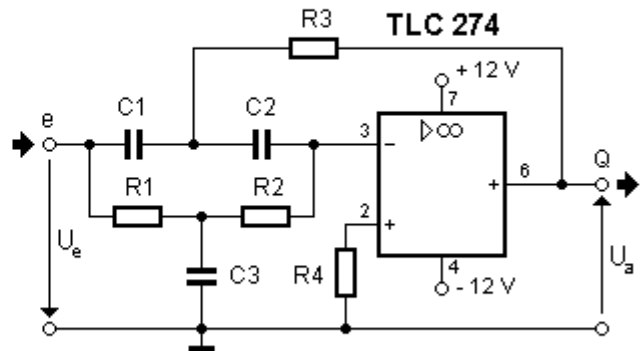


Bild 23 aktive Bandsperrre mit Doppel-T-Glied, $f_0 = 1 \text{ kHz}$

In Bild 23 sehen Sie eine weitere Bandsperrren-Schaltung, bei der die Sperrfrequenz etwa 1 kHz beträgt und bei der der OpAmp invertierend beschaltet ist. Die Bauteile lassen sich hier wie folgt errechnen, wobei C mit 150 nF und R4 mit 470 Ω gewählt wurden:

$R1 = R2 = R = 1 \text{ k}\Omega$ und $R3 = 0,5 \cdot R = 500 \text{ }\Omega$ und $C1 = C2 = C = 150 \text{ nF}$ und $C3 = 2 \cdot C = 300 \text{ nF}$ sowie $R4 = 470 \text{ }\Omega$. Die 500 Ω lassen sich durch Parallelschaltung von $2 \cdot 1 \text{ k}\Omega$ realisieren; $2 \cdot 150 \text{ nF}$ ergeben parallel geschaltet die benötigten 300 nF für C3.

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot p \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot 1 \text{ k}\Omega \cdot 150 \text{ nF}} \approx 1 \text{ kHz}$$

10 Sinusoszillatoren mit OpAmp

Mit dem OpAmp lassen sich einfach Sinusoszillatoren realisieren. Die wichtigsten Schaltungen, wie Phasenschieber- und Wien-Robinson-Oszillator lernen Sie nun kennen.

10.1 Phasenschieber-Oszillatoren mit OpAmp

Zur Erzeugung von Sinusschwingungen ist u. a. ein Phasenschieber-Oszillator geeignet, der auf der Frequenz f_0 schwingt, bei der sich eine Phasendrehung φ von π (180°) ergibt. Es gibt Phasenschieber mit Tief- oder Hochpassverhalten.

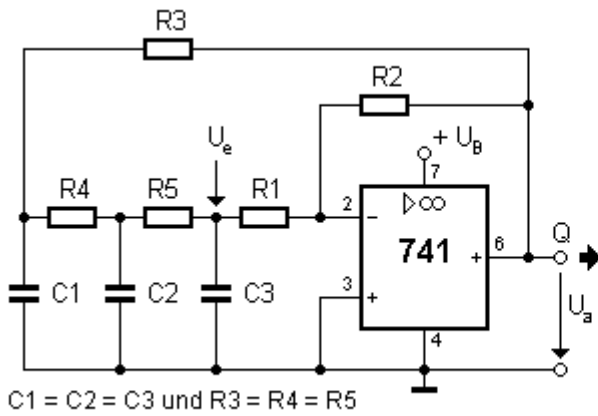
Bei beiden Phasenschiebern ist die Ringverstärkung gleich Eins, da der Verstärkungsfaktor $V_U = 29$ den Kopplungsfaktor $k = 1 / 29$ des RC-Phasenschieber-Gliedes wieder ausgleichen muss.

Aufgrund des geringeren Oberwellengehalts sollten Sie der Variante mit den Tiefpassgliedern (Bild 24) den Vorzug geben.

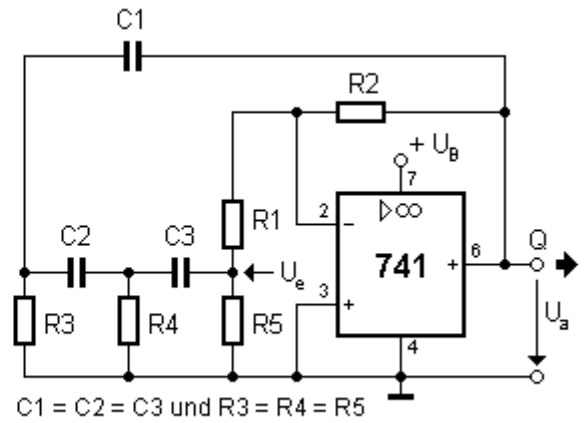
Bild 24 zeigt einen invertierenden Verstärker mit OpAmp und einem RC-Phasenschieber mit Tiefpass-Rückführung im Rückkopplungszweig ($\varphi = 180^\circ$ bei f_0), für den unter den Bedingungen $C1 = C2 = C3 = C$ sowie $R3 = R4 = R5 = R$ folgende Berechnungsformeln gelten:

$$f_0 = \frac{1}{2,56 \cdot R \cdot C} [Hz] \Rightarrow R = \frac{1}{2,56 \cdot f_0 \cdot C} [\Omega] \quad \text{oder} \quad C = \frac{1}{2,56 \cdot f_0 \cdot R} [F]$$

$$V_U = -\frac{R2}{R1} = 29$$



C1 = C2 = C3 und R3 = R4 = R5
Bild 24 Phasenschieber mit Tiefpassverhalten



C1 = C2 = C3 und R3 = R4 = R5
Bild 25 Phasenschieber mit Hochpassverhalten

Bild 25 zeigt ebenfalls einen invertierenden Verstärker mit OpAmp und einem RC-Phasenschieber allerdings mit Hochpass-Rückführung im Rückkopplungszweig ($\varphi = 180^\circ$ bei f_0), für den bei $C1 = C2 = C3 = C$ sowie $R3 = R4 = R5 = R$ folgende Berechnungsformeln gelten:

$$f_0 = \frac{1}{15,39 \cdot R \cdot C} \text{ [Hz]} \Rightarrow R = \frac{1}{15,39 \cdot f_0 \cdot C} \text{ [\Omega]} \text{ oder } C = \frac{1}{15,39 \cdot f_0 \cdot R} \text{ [F]}$$

$$V_U = -\frac{R2}{R1} = 29$$

10.2 Sinus-Oszillator mit Wienglied und OpAmp

Durch Kombination eines Wien-Gliedes (siehe Bild 26a), das aus einem Hoch- (C1 sowie R3) und einem Tiefpass (C2 sowie R4) besteht, mit einem Spannungsteiler (R1, R2, P1, La1) sowie einem OpAmp entsteht ein einfacher Sinusgenerator, auch Wien-Robinson-Brückenszillator genannt. Bild 26 zeigt die entsprechende Schaltung. Das Wien-Glied wurde nach dem deutschen Physiker Wilhelm Wien (1864...1928) benannt. Abraham Robinson, ein amerikanischer Mathematiker und Logiker steuerte den Spannungsteiler zur Stabilisierung bei.

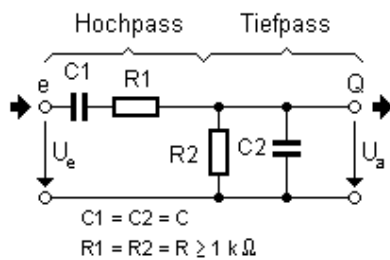


Bild 26a Wienglied

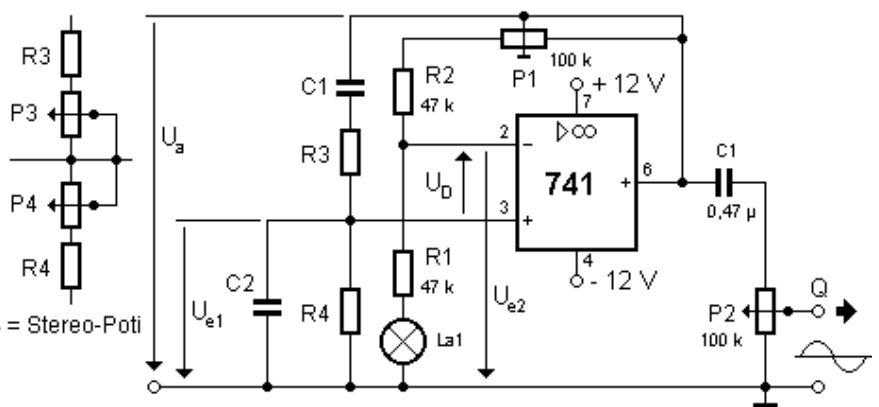


Bild 26 Sinusgenerator (Wien-Robinson) mit OpAmp

Die einzelnen Werte beim Wien-Robinson-Sinusgenerator lassen sich unter der Bedingung $C1 = C2 = C$ und $R3 = R4 = R$ sowie $R2 + P1 > 2 \cdot R1$ und $R1 = n \cdot R$ (also ein Mehrfaches von R) leicht berechnen:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot p \cdot R \cdot C} \text{ [Hz]} \Rightarrow R = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_0 \cdot C} \text{ [\Omega]} \text{ oder } C = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_0 \cdot R} \text{ [F]}$$

Beim Wienglied (nach Bild 26a) gilt: $k = \frac{U_e}{U_a} = \frac{1}{3} \approx 0,33 \Rightarrow U_a = \frac{U_e}{3} \text{ [V]}$

Beim OpAmp gilt dann: $U_{e2} = \frac{U_{e1}}{3} \approx 0,33 \cdot U_{e1} \text{ [V]} \Rightarrow V_U = 1 + \frac{R2 + P1}{R1} \approx 3,1$

Wenn Sie R3 und R4 um ein Stereo-Potentiometer (P3 und P4 in Bild 26) ergänzen, lassen sich verschiedene Sinusfrequenzen einstellen. Beim Wienglied im Mitkopplungszweig des OpAmps hebt bei f_0 die Phasenverschiebung des Tiefpasses ($\varphi = -45^\circ$) die des Hochpasses ($\varphi = 45^\circ$) auf, d. h. es wird $\varphi = 0^\circ$. Der OpAmp muss dabei die Dämpfung des Wiengliedes ausgleichen, d. h. seine Spannungsverstärkung V_U muss ca. dreifach sein. Liegt die Verstärkung knapp über 3, so ergeben sich Sinusschwingungen von nahezu idealem Verlauf mit geringem Klirrfaktor.

Mittels des Einstellreglers P1 lässt sich der Sinusgenerator (am besten mit einem Oszilloskop am Ausgang Q) auf beste Sinusform eintrimmen. Eine weitere Stabilisierung der Verstärkung stellt der Kaltleiter in Form einer Glühlampe (La1) dar, der bei steigender Ausgangsspannung die Verstärkung absenkt. Zur Erinnerung, der Kaltwiderstand einer Glühlampe beträgt nur etwa ein Zehntel (1 / 10) des (wärmeren) Betriebswiderstandes.

Weitere Sinusgeneratoren finden Sie im Band 2 der Buchreihe ELEKTRONIK & MODELLBAHN des Elektor-Verlages.

11 NF-Verstärker mit OpAmp und Komplementärendstufe (im AB-Betrieb)

Der OpAmp als nicht invertierender Verstärker dient zur Vorverstärkung: $V_U = \frac{R1 + R2}{R1} = 1 + \frac{R2}{R1}$

mit $R1 = 2,2 \text{ k}\Omega + 39 \text{ k}\Omega + P1$ und $R2 = 270 \text{ k}\Omega$.

NPN-Transistor T1 (BC 140) und PNP-Transistor T2 (BC 160) bilden in Bild 27 die Komplementärendstufe im AB-Betrieb. Die beiden Widerstände R_E ($0,47 \Omega/1 \text{ W}$) dienen als kurzzeitiger Kurzschlusschutz und sind bei maximalem I_C so zu bemessen ($I_{Cmax} = U_B / 2 \cdot R_L$), dass an ihnen jeweils $0,3 \text{ V}$ (U_{CEmin}) abfallen. Bei einer U_B von $+12 \text{ V}$ und einem R_L mit einer Impedanz von 8Ω errechnet sich I_{Cmax} zu:

$$I_{Cmax} = \frac{12 \text{ V}}{16 \Omega} = 0,75 \text{ A} \quad R_E = \frac{U_{CEmin}}{I_{Cmax}} = \frac{0,3 \text{ V}}{0,75 \text{ A}} = 0,4 \Omega \quad \text{Normwert: } 0,47 \Omega$$

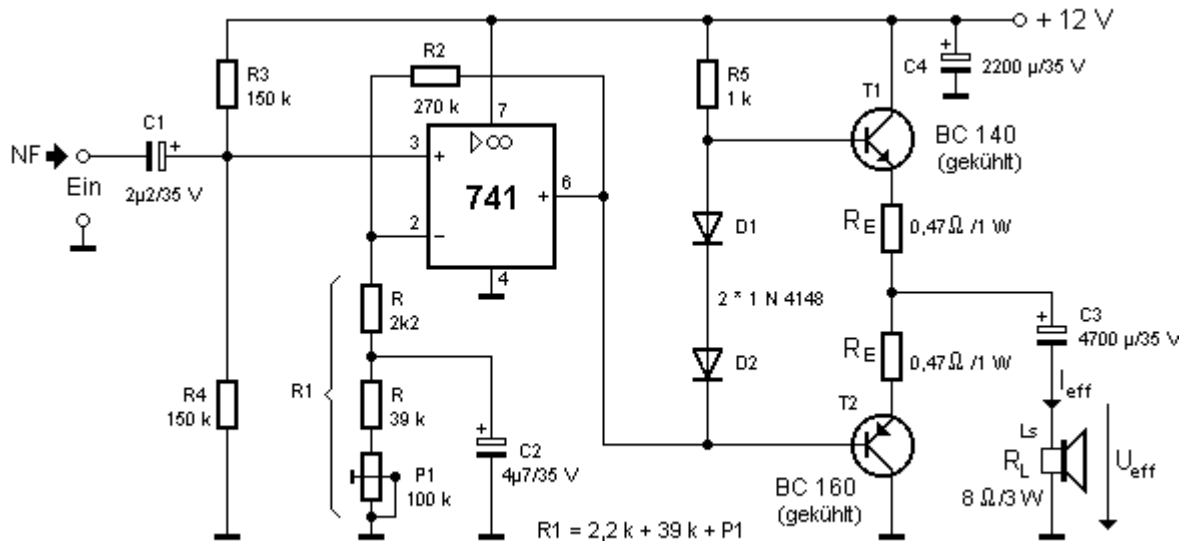


Bild 27 NF-Verstärker mit Komplementärendstufe im Klasse AB-Betrieb

Die beiden Dioden D1 und D2 sollen den "toten Steuerbereich" verringern, d. h. die Aussteuerbarkeit bei kleineren Steuerspannungen verbessern. Bitte erwarten Sie von dieser einfachen Schaltung nicht zu viel (wie etwa HiFi). R1 sollte nicht größer als $1 \text{ M}\Omega$ und R2 nicht kleiner als $1 \text{ k}\Omega$ sein. R3 und R4 (je $150 \text{ k}\Omega$) legen den Pluseingang des OpAmps auf halbe Betriebsspannung. Wenn Sie P1 nun so einstellen, dass am Ausgang der Endstufe (Plusseite von C3) auch die halbe Betriebsspannung gegen Masse anliegt, so ist die Gleichspannungsverstärkung V_U des OpAmps etwa Eins ($V_U \approx 1$). C3 wurde für eine untere Grenzfrequenz von 30 Hz dimensioniert. Sein Blindwiderstand X_C beträgt bei 30 Hz ca. $1,13 \Omega$:

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ug} \cdot C3} = \frac{1}{6,283185 \cdot 30 \text{ Hz} \cdot 4.700 \text{ nF}} = 1,128758 \Omega \approx 1,13 \Omega$$

Die maximale Nutzleistung P_N , die diese Endstufe an einem Lautsprecher mit einer Impedanz von 8Ω (bei 1 kHz) abgeben kann, errechnet sich mit $U_{eff} = 0,35 \cdot (U_B - 2 \cdot U_{Rest})$ [V] und einer Restspannung U_{Rest} von $0,75 \text{ V}$ zu ca. $1,7 \text{ W}$:

$$P_N = U_{eff} \cdot I_{eff} = \frac{U_{eff}^2}{R_L} = \frac{[0,35 \cdot (12V - 1,5V)]^2}{8\Omega} = \frac{3,675^2 V}{8\Omega} = \frac{13,51V}{8\Omega} = 1,688W$$

Durch Einsatz stärkerer Endstufentransistoren, wie z. B. NPN = 2 N 3055 und PNP = BDX 18 oder NPN = TIP 41 B und PNP = TIP 42 B ließe sich die Ausgangsleistung noch steigern. Allerdings gibt es hier bereits fertige IC-Endstufen, die qualitativ besser sind und sich einfacher handhaben lassen. Beispiele hierfür finden Sie in Band 2 der vierbändigen Buchreihe ELEKTRONIK & MODELLBAHN des Elektor-Verlages. Noch ein **Hinweis**: Die Endstufentransistoren müssen einen Kühlkörper erhalten. Beim BC 140 und BC 160 reicht hierfür ein schwarzer Kühlstern für TO-18-Gehäuse mit einem Wärmewiderstand R_{thK} von 60 K/W aus. Bei höheren Leistungen wird auch ein baugrößerer Kühlkörper mit kleinerem Wärmewiderstand R_{thK} (z. B. mit 0,5 K/W) benötigt.

12 Rechteckgenerator (astabiler Multivibrator = AMV) mit OpAmp

Durch Ausnutzung von Mit- und Gegenkopplung lassen sich relativ einfach Rechtecksignale mit dem OpAmp erzeugen. Astabile Kippschaltungen besitzen (wie der Name vermuten lässt) keinen stabilen Zustand, sondern zwei metastabile Zustände, zwischen denen sie dauernd hin- und herschalten. Eine Periode T des Rechtecksignals besteht aus einem positiven und einem negativen Impuls. AMV lassen sich u. a. diskret mit Transistoren oder auch Timer-ICs 555, 556 aufbauen.

Deutlich erkennen Sie in den Bildern 28 und 29 die Elemente eines Schmitt-Triggers mit Hysterese wieder, gebildet durch den Mitkopplungszweig aus $R1$ und $R2$. Gleichzeitig gibt es den frequenzabhängigen Gegenkopplungszweig aus R und C . Diese Schaltungsanordnung führt generell zum Schwingen, da der Minuseingang des OpAmps beim Einschalten über (den noch leeren) Kondensator C einen kurzen (negativen) Masseimpuls erhält. Der Schmitt-Trigger kippt dadurch um und liefert danach U_{amax} am Ausgang Q . C kann sich jetzt über R solange aufladen, bis U_{SO} erreicht ist und der Schmitt-Trigger zurückkippt (U_{amin} an Q). C entlädt sich nun solange über R bis U_{SU} erreicht wird und der Schmitt-Trigger wieder in den anderen Zustand kippt (U_{amax} an Q). Der Zyklus beginnt somit wieder von vorn. Beim symmetrischen AMV, den Bild 28 zeigt, mit einem Tastgrad η (englisch = duty cycle) von 0,5 = 50 %, d. h. $t_1 = t_2 = t = T / 2 = 0,5 \cdot T$ gilt:

$$t_1 = R \cdot C \cdot \ln \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R1}{R2} \right) [s] \text{ mit } R = P1 + Ra \Rightarrow U_{amax} \quad (U_a = \text{positiv})$$

$$t_2 = R \cdot C \cdot \ln \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R1}{R2} \right) [s] \text{ mit } R = P1 + Ra \Rightarrow U_{amin} \quad (U_a = \text{negativ})$$

$$T = t_1 + t_2 = 2 \cdot t = 2 \cdot R \cdot C \cdot \ln \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R1}{R2} \right) [s] \text{ mit } R = P1 + Ra \Rightarrow f = \frac{1}{T} [Hz]$$

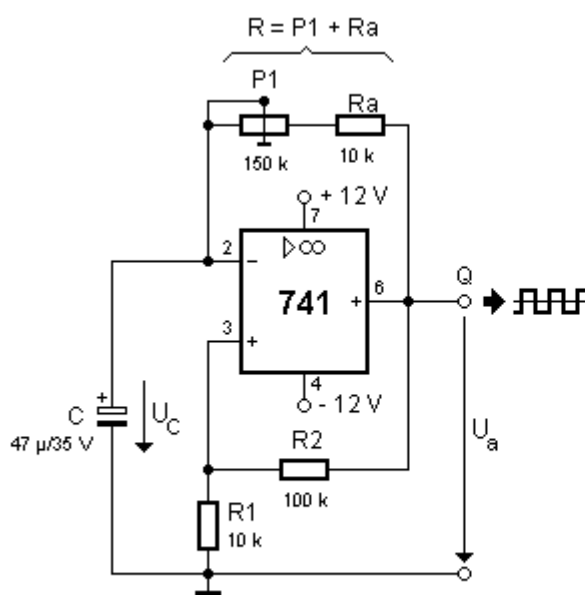


Bild 28 Astabiler Multivibrator mit OpAmp
symmetrisches Rechtecksignal

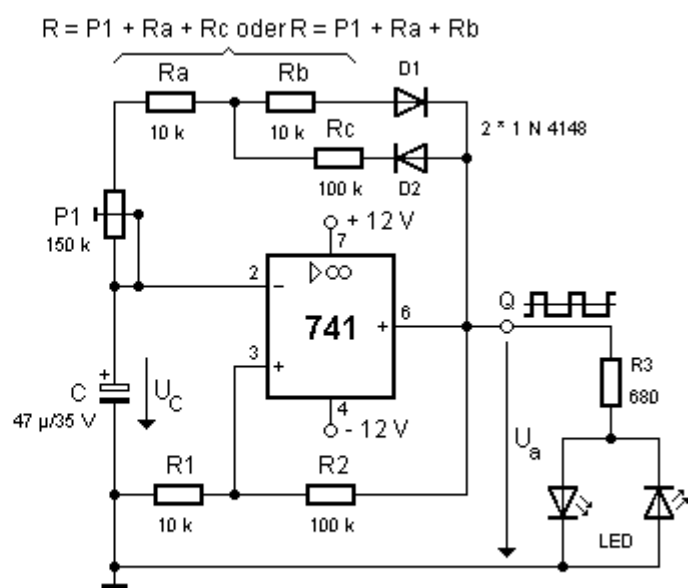


Bild 29 Astabiler Multivibrator mit OpAmp
asymmetrisches Rechtecksignal

Für $R1 = R2$, d. h. $V_U = 2$, wird die Schwingungsdauer (Periode) T zu: $T = 2 \cdot R \cdot C \cdot \ln 3 \approx 2,2 \cdot R \cdot C [s]$.

$$V_U = \frac{R1 + R2}{R1} = 1 + \frac{R2}{R1} \quad \text{und} \quad f = \frac{1}{T} \quad [\text{Hz}]$$

Durch Dioden lässt sich auch ein unsymmetrisches Rechtecksignal erzeugen. Die Schaltung hierzu zeigt Bild 29.

$$t_1 = R \cdot C \cdot \ln \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R1}{R2} \right) \quad [\text{s}] \quad \text{mit} \quad R = P1 + Ra + Rc \Rightarrow U_{a \max} \quad (U_a = \text{positiv})$$

$$t_2 = R \cdot C \cdot \ln \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R1}{R2} \right) \quad [\text{s}] \quad \text{mit} \quad R = P1 + Ra + Rb \Rightarrow U_{a \min} \quad (U_a = \text{negativ})$$

$$T = t_1 + t_2 \quad [\text{s}] \Rightarrow f = \frac{1}{T} \quad [\text{Hz}]$$

Für $R1 = R2 = R_0$ ergibt sich: $\ln \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R_0}{R_0} \right) = \ln \cdot \left(\frac{3 \cdot R_0}{R_0} \right) = \ln 3 = 1,0986 \approx 1,1$

Das heißt für t_1 und t_2 : $t_1 = (P1 + Ra + Rc) \cdot C \cdot 1,1 \quad [\text{s}]$ und $t_2 = (P1 + Ra + Rb) \cdot C \cdot 1,1 \quad [\text{s}]$ sowie $V_U = 2$.

Bei den beiden (auf den Bildern 28 und 29) vorgestellten Rechteckgeneratoren darf R nicht kleiner als 10 kΩ und C nicht kleiner als 10 nF sein. Mit P1 (150 kΩ) lässt sich jeweils die Frequenz des Rechtecksignals einstellen. P1 kann auch entfallen, wenn diese Einstellmöglichkeit nicht gewünscht wird.

13 Monoflop (monostabiler Multivibrator = MMV) mit OpAmp

Das Monoflop ist eine monostabile Kippstufe, die wie ein Flip Flop zwei verschiedene Zustände annehmen kann. Einer davon ist jedoch nur stabil. Der andere ist halbstabil oder metastabil und kann nur für eine begrenzte Zeit, nämlich die Verzögerungs- oder Impulszeit t_i , bestehen bleiben. Das Monoflop wird auch als Zeitstufe oder Univibrator bezeichnet. Die Dauer des instabilen Zustandes bestimmt die Zeitkonstante τ eines RC-Gliedes.

Ein MMV lässt sich (wie ein AMV) diskret mit Transistoren oder mit speziellen ICs wie den Timer-ICs 555, 556 sowie den entsprechenden ICs aus den TTL- oder C-MOS-Serien aufbauen, was ich persönlich vorziehe. Aber auch mit einem, als invertierenden Schmitt-Trigger beschalteten, OpAmp ist ein (retriggerbares) Monoflop zu realisieren, wie Bild 30 zeigt. Mit P1 lässt sich die Impulszeit t_i einstellen. Bei jedem Impuls, der kürzer als die Impulszeit t_i ist, beginnt die Impulszeit bei diesem Monoflop wieder von neuem. Außerdem beginnt die Verzögerungszeit erst nach Loslassen der Taste Ta1, die C schlagartig gegen -12 V entlädt und den Schmitt-Trigger umkippen lässt; der daraufhin $U_{a \max}$ am Ausgang Q liefert. T1 schaltet durch und LED1 leuchtet. Zwischenzeitlich, wenn Ta1 wieder offen ist, lädt sich C über R solange auf, bis U_{S0} erreicht ist und der Schmitt-Trigger zurückkippt. Am Ausgang Q liegt dann $U_{a \min}$ und T1 sperrt. LED1 ist nun aus.

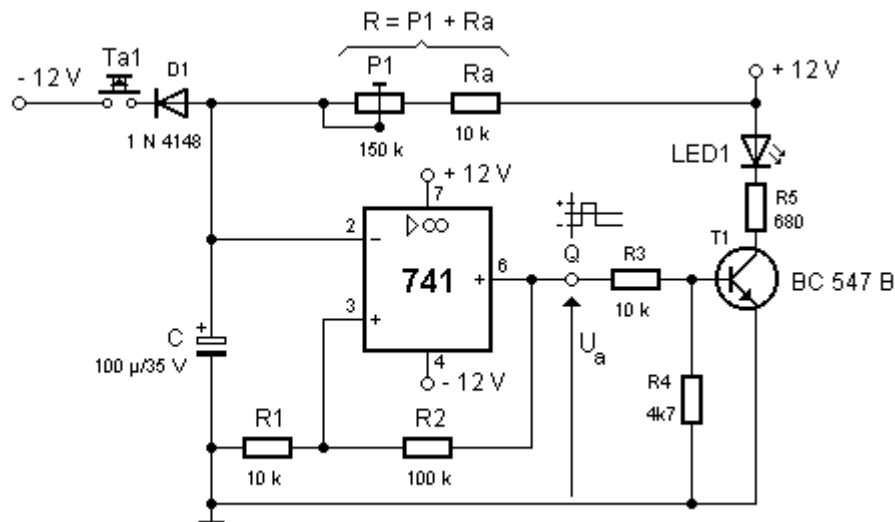


Bild 30 retriggerbares Monoflop mit OpAmp

Das Monoflop nach Bild 30 triggert auch beim Einschalten der Versorgungsspannung, da der Minuseingang des OpAmps dann über (den noch leeren) Kondensator C einen kurzen (negativen) Masseimpuls erhält.

$$t_i = R \cdot C \cdot \ln \cdot \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) [s] \quad \text{mit } R = P1 + Ra \Rightarrow U_{a \max} \quad (U_a = \text{positiv}) \text{ LED1 leuchtet.}$$

$$V_U = \frac{R1 + R2}{R1} = 1 + \frac{R2}{R1}$$

$$\text{Mit } R1 = R2 = R_0 (V_U = 2) \text{ ergibt sich: } t_i = R \cdot C \cdot \ln \cdot \left(1 + \frac{R_0}{R_0}\right) = R \cdot C \cdot \ln 2 \approx R \cdot C \cdot 0,693 [s]$$

14 Sägezahn-/Dreiecksgenerator mit zwei OpAmps

Durch Kombination eines als Schmitt-Trigger und eines als Integrator beschalteten OpAmps lässt sich ein einfacher Dreiecksgenerator realisieren, der stets selbstanlaufend ist. Die entsprechende Schaltung sehen Sie in Bild 31.

Ist z. B. der Ausgang des Schmitt-Triggers positiv, so erzeugt der Integrator eine ins Negative gehende Rampenspannung, die auf den Pluseingang des Schmitt-Triggers rückgekoppelt wird. Sobald diese Spannung die untere Hysteresespannung des Schmitt-Triggers erreicht hat, kippt dieser und liefert am Ausgang eine negative Spannung. Der Integrator wird nun gezwungen, eine ins Positive gehende Rampenspannung zu erzeugen. Die, wenn sie die obere Hysteresespannung des Schmitt-Triggers erreicht, den Schmitt-Trigger wieder umkippen und eine positive Ausgangsspannung liefern lässt. Der Integrator erzeugt also eine ansteigende Spannung, die sich zwischen oberer und unterer Schwellspannung des Schmitt-Triggers bewegt. Die Ausgangsspannung des Schmitt-Triggers wiederum fungiert als Steuerspannung für den Integrator, dessen High-Low-Pegelwechsel zwingen dafür den Schmitt-Trigger umzuschalten. Da dem Schmitt-Trigger ein frequenzbestimmendes Glied fehlt, wird sein Umschaltverhalten synchron vom Integrator bestimmt. Die Arbeitsfrequenz des Funktionsgenerators ergibt sich somit zu:

$$f_0 = \frac{1}{R2 \cdot 4 \cdot R3 \cdot C1} [Hz] \quad \text{es gilt: } R1 = R2 \quad \text{und} \quad R3 = \frac{R1}{2} = 0,5 \cdot R1 [\Omega]$$

$$U_a = -\frac{U_e}{2 \cdot p \cdot f_0 \cdot R2 \cdot C1} [V]$$

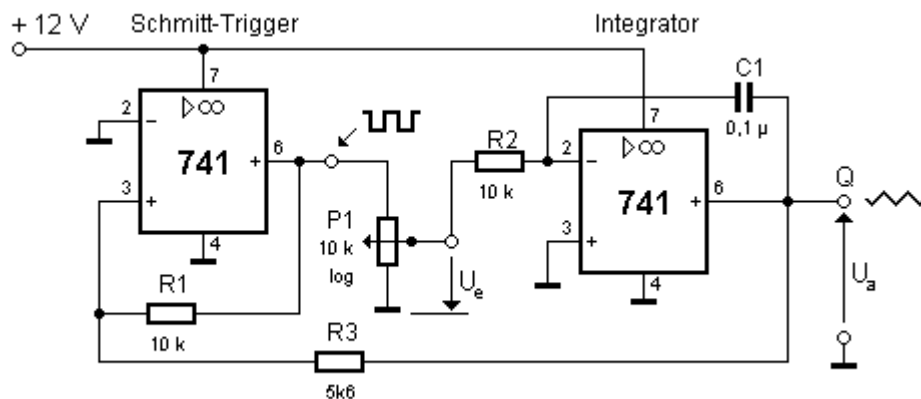


Bild 31 Dreiecksgenerator mit zwei OpAmp

Die Geschwindigkeit, mit der sich die Ausgangsspannung U_a ändert, hängt von der Amplitude, der am invertierenden Eingang (-) des Integrators anliegenden Spannung U_e ab. U_e und damit die Frequenz f_0 lassen sich mit dem logarithmischen Potentiometer P1 (10 k Ω) einstellen.

15 Flip Flop (FF) mit OpAmp

Beim Flip Flop (FF) handelt es sich um eine bistabile (binäre) Kippstufe, die zwei verschiedene innere Zustände annehmen kann, welche bei einer bestimmten Eingangsbeschaltung stabil sind. Durch Änderung der Eingangsbeschaltung kann der eine oder andere innere Zustand erzeugt und beibehalten, d.h. gespeichert werden. Es gibt getaktete und ungetaktete FF. FF kommen als Zähler, Frequenzteiler, Speicher oder Schieberegisterstufe zum Einsatz. Es gibt u.a. D-, JK-, RS- und T-Flip Flop. Die Abkürzung von Flip Flop ist FF. Flip Flop kommt vom Englischen: to flip = kippen oder umkippen und to flop back = zurück kippen.

Ein Flip Flop lässt sich ebenfalls diskret mit Transistoren oder mit speziellen ICs wie dem Timer-IC 555 sowie den entsprechenden ICs aus den TTL- oder C-MOS-Serien aufbauen, was ich persönlich vorziehe. Mit einem OpAmp ist z. B. ein einfaches RS-Flip Flop zu realisieren, wie in Bild 32 zu sehen ist. R bedeutet Reset = englisch für rücksetzen und S bedeutet Set = englisch für setzen. Der OpAmp ist in Bild 32 als Schwellwertschalter (Schmitt-Trigger) beschaltet.

Sobald die Versorgungsspannung anliegt, kippt das FF in eine beliebige Stellung. Leuchtet z. B. LED2, so ist das FF zurückgesetzt, d. h. der Ausgang ist gegenüber dem Massepotenzial negativ (U_S ca. -10 V). Durch Betätigen der Taste Ta1 (Set) kehren sich die Verhältnisse um, da der Minuseingang (-) des OpAmps kurzzeitig negatives Potenzial erhält, das der OpAmp invertiert. Am Ausgang des OpAmps liegt dann eine Spannung U_S , die gegenüber dem Massepotenzial positiver ist (U_S ca. $+10$ V) und LED1 leuchten lässt. Taste Ta2 (Reset) lässt dann das FF wieder zurückkippen und LED2 leuchten. Anstelle der Tasten kann natürlich auch eine Steuerschaltung die Umschaltspannungen liefern.

Das FF reagiert also auf positive oder negative Eingangsimpulse, die dynamisch (kurzzeitig) über C1 ($0,1 \mu\text{F}$) zum Minuseingang (-) des OpAmps gelangen und invertiert zum Ausgang des OpAmps weitergegeben werden. Die Schwellspannung U_{thr} bestimmt der Spannungsteiler aus R1 und R2 zu:

$$U_{thr} = \frac{R1 \cdot U_S}{R1 + R2} \quad [\text{V}]$$

Die positive Sättigungsspannung U_S beträgt: $+12 \text{ V} - 2 \text{ V} = +10 \text{ V}$; die negative U_S beträgt: $-12 \text{ V} + 2 \text{ V} = -10 \text{ V}$.

Plusimpuls an Eingang e1 = Reset $\Rightarrow U_a = -U_S$ (ca. -10 V) \Rightarrow LED2 leuchtet

Minusimpuls an Eingang e1 = Set $\Rightarrow U_a = +U_S$ (ca. $+10 \text{ V}$) \Rightarrow LED1 leuchtet

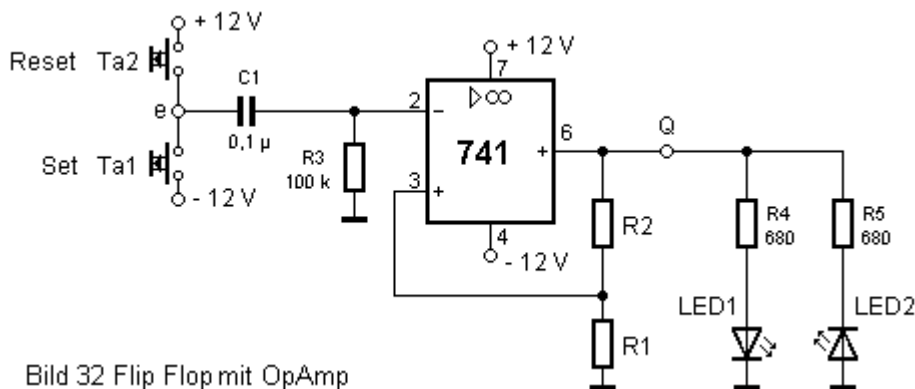


Bild 32 Flip Flop mit OpAmp

16 EXNOR oder EXOR mit OpAmp

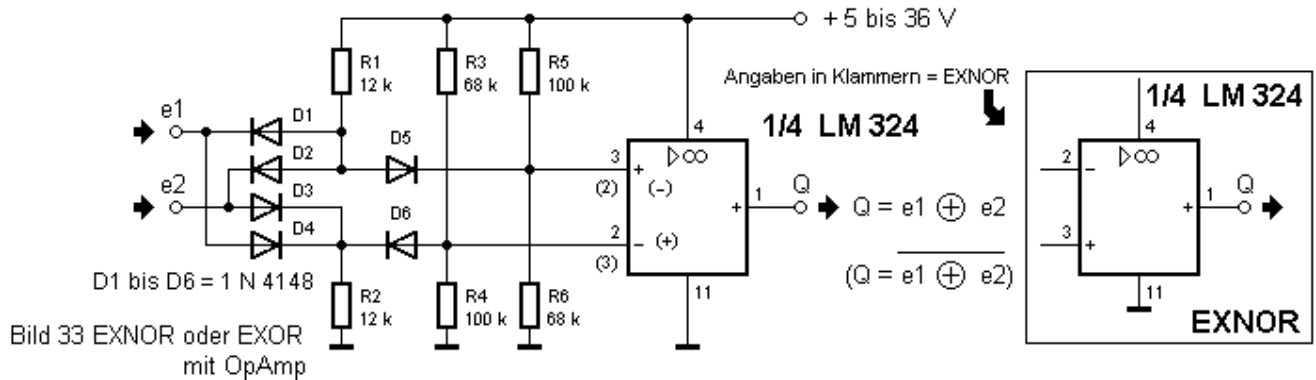
Der OpAmp lässt sich auch (wie früher) für logische Operationen wie NOT, AND, NAND, OR, NOR, EXNOR, EXOR usw. nutzen. Stellvertretend soll hierfür ein EXNOR/EXOR mit OpAmp stehen, das sich am Besten aus einem $\frac{1}{4}$ LM 324 (Vierfach-OpAmp-IC) aufbauen lässt, der bei logisch $\gg 0 \ll$ auch wirklich nahezu Nullpotenzial liefert. Zuerst kurz die Definitionen für EXNOR und EXOR:

EXNOR = Exklusiv-Nicht-ODER = Äquivalenzschaltung = logische Verknüpfung, bei der der Ausgang Q High liefert, wenn an allen Eingängen gleiches Potenzial anliegt. Sind die Eingangspotenziale alle unterschiedlich ist Q = Low. Äquivalent = lateinisch für gleichwertig. Ein EXNOR ist ein negiertes EXOR. EXNOR gibt es in IC-Form (SN 74266, CD 4077 mit je vier EXNOR mit zwei Eingängen). Ein EXNOR lässt sich aber auch u. a. aus vier NOR bilden

EXOR = Exklusiv-ODER = Antivalenzschaltung = logische Verknüpfung, bei der der Ausgang Q High liefert, wenn an allen Eingängen unterschiedliches Potenzial anliegt. Sind die Eingangspotenziale alle gleich, ist Q = Low. Antivalent = lateinisch für gegenwertig. EXOR gibt es in IC-Form (SN 7486, CD 4030 mit je vier EXOR mit zwei Eingängen). Ein EXOR lässt sich aber auch u. a. aus vier NAND bilden.

Die Schaltung des EXNOR oder EXOR zeigt Bild 33. Durch Vertauschen der Eingänge des OpAmps wird aus dem EXOR ein EXNOR (Angaben in Klammern). Die einzelnen Zustände des EXNOR und EXOR enthält die nachfolgende Wahrheitstabelle. Die Funktionsbeschreibung finden Sie im zweiten Band der vierbändigen Buchreihe "ELEKTRONIK & MODELLBAHN" des Elektor-Verlages.

Wahrheitstabelle für EXOR und EXNOR			
Eingang e1	Eingang e2	Ausgang Q beim EXOR Antivalenz	Ausgang Q beim EXNOR Äquivalenz
0	0	0	1
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1



17 Netzteile zur Erzeugung einer symmetrischen Spannungsversorgung für die OpAmps

Hierbei handelt es sich um Standardschaltungen, die mit Positiv- und Negativ-Spannungsregler-ICs im TO-220-Gehäuse arbeiten und an den Ausgängen $\pm 12\text{ V}/1\text{ A}$ abgeben können. Bei Bedarf sollten die Spannungsregler einen schwarzen U-Kühlkörper mit einem Wärmewiderstand R_{thK} von 17 K/W erhalten, wie z. B. den SK 13/35 SA von Fischer. Ich empfehle generell den Einsatz eines Kühlkörpers, der auch ruhig etwas baugrößer mit kleinerem R_{thK} sein kann.

Bei der ersten Schaltung (Bild 34) reicht ein Netztransformator mit einer Sekundärwicklung von 15 V ~. Die Gewinnung der symmetrischen Spannung erfolgt hier mittels eines Spannungsverdopplers nach Delon oder Greinacher, wobei für die positive Spannung die positive Halbwelle (über D1) und für die negative die negative Halbwelle (über D2) genutzt wird. Die beiden antiparallelen Dioden D1 und D2 (je 1 N 4002) greifen dabei die Spannung am selben Anschluss der Sekundärwicklung des Transformators ab. Der zweite Anschluss der Sekundärwicklung liefert das Massepotenzial (0 V). Da je Zweig nur jeweils eine Halbwelle genutzt wird, ist die Welligkeit relativ groß (121 %), so dass je Zweig ein größerer Ladekondensator von je 2.200 μF (C1 und C2) benötigt wird; ggf. können Sie C1 und C2 bei höheren Anforderungen auch noch vergrößern (z. B. auf bis zu 10.000 μF). Die Kondensatoren von 0,1 μF (z. B. aus Keramik) dienen als HF-Kurzschluss und sollen auch die Schwingneigung minimieren. Sie sind nahe bei den Festspannungsregler-Anschlüssen zu platzieren!! D3 verhindert eine falsche Polung zwischen Ein- und Ausgang, falls z. B. die Speisespannung schneller zusammenbricht als die Ausgangsspannung. D4 hingegen soll ausgangsseitige Falschpolung entschärfen.

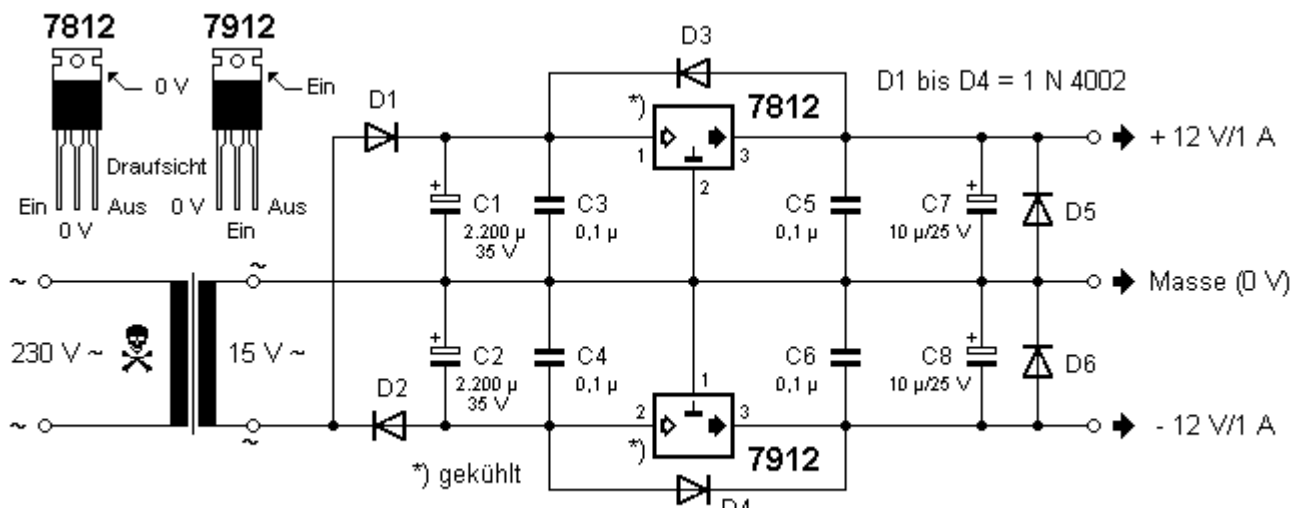
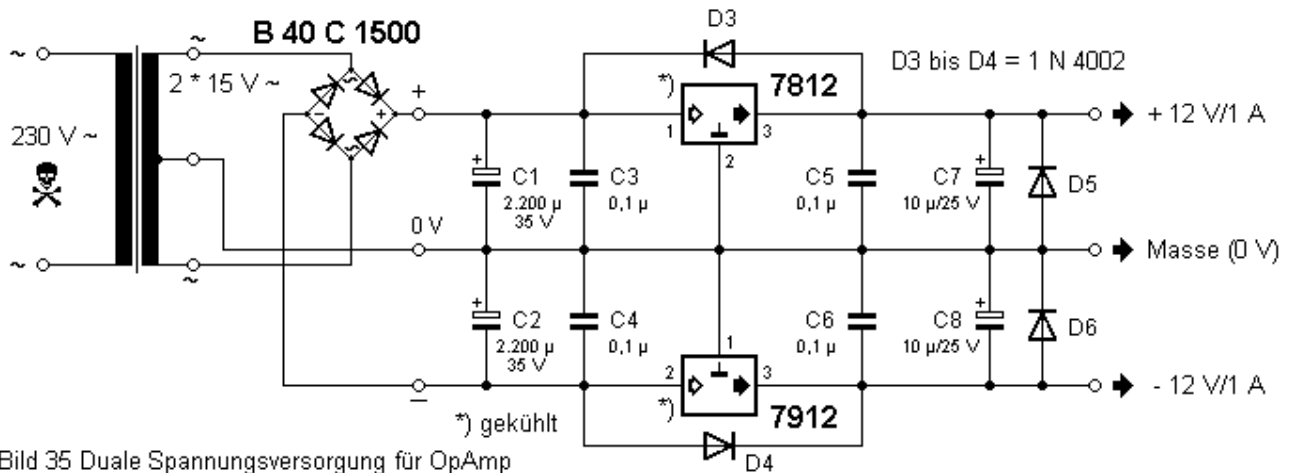


Bild 34 Duale Spannungsversorgung mit Spannungsverdoppler (Delon oder Greinacher)



Bei der zweiten Netzteilschaltung (Bild 35) wird ein Netztransformator mit zwei gleichgroßen Sekundärwicklungen (z. B. mit $2 \cdot 15 \text{ V} \sim$) benötigt. Da in dieser Schaltung durch den Brückengleichrichter beide Halbwellen der Wechselspannung genutzt werden, ist die Welligkeit gegenüber der Schaltung nach Bild 34 wesentlich geringer (48,2 %), so dass hier Ladekondensatoren von $1.000 \mu\text{F}$ für C1 und C2 ausreichen. Es steht Ihnen jedoch auch hier wieder frei, die Werte der Ladekondensatoren zu erhöhen, wenn es erforderlich ist. Die Kondensatoren von $0,1 \mu\text{F}$ (z. B. aus Keramik) dienen als HF-Kurzschluss und sollen auch die Schwingneigung minimieren. Sie sind nahe bei den Festspannungsregler-Anschlüssen zu platzieren!! D3 verhindert eine falsche Polung zwischen Ein- und Ausgang, falls z. B. die Speisespannung schneller zusammenbricht als die Ausgangsspannung. D4 hingegen soll ausgangsseitige Falschpolung entschärfen.

Noch ein Hinweis: Vorsicht mit der 230-V-Netzspannung. Sie arbeiten hier mit Wechselspannungen von $230 \text{ V} \sim$, die bei unsachgemäßer Handhabung zum Tode führen können. Arbeiten Sie nie unter Spannung. Ziehen Sie immer den Netzstecker, bevor Sie am Netzteil arbeiten! Findet kein schutzisolierter Transformator (im Gehäuse) Verwendung, sondern ein Transformator des Elektronikfachhandels (ohne Überlastungsschutz o. ä.), so kann die Berührung der offenen (spannungsführenden) 230-V-Lötstifte des Transformators oder des Netzteils leicht zu körperlichen Schäden (bis zum Tode) führen.

Der Netzschalter (nach VDE) sollte immer zweipolig (für Null = blau und Phase = schwarz) ausgeführt und der Belastung (z.B. $250 \text{ V}/10 \text{ A}$) gewachsen sein. Außerdem sind Primär- und Sekundärkreis durch entsprechende Sicherungen stromstärkeabhängig zu schützen. Verwenden Sie unbedingt einen Netzstecker nach VDE, dessen Kabel Sie im Gehäuse entsprechend durch eine Zugentlastung schützen sollten. Weitere Hinweise finden Sie im dritten Band der vierbändigen Buchreihe "ELEKTRONIK & MODELLBAHN" des Elektor-Verlages.

Transformator und Regelelektronik Ihres Netzteils sind unbedingt in ein Kunststoffgehäuse ohne herausführende leitende Teile (Schrauben, Muttern usw.) einzubauen. Potentiometer zur Spannungs-/Stromregelung müssen dabei eine Kunststoffachse aufweisen. **Bitte beachten Sie im eigenen Interesse die VDE-Bestimmungen und fragen Sie ggf. einen Fachmann um Rat!** VDE = Abkürzung für Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e. V.

18 Schlusswort

Diese Abhandlung soll einen praxisorientierten Einblick in die Welt und die Anwendung des OpAmps geben. Sie erhebt keinen Anspruch auf Vollständigkeit und Richtigkeit. Ich habe mich bemüht keine Fehler einzubauen, doch kein Mensch ist unfehlbar. Auch werden manche Dinge von unterschiedlichen (Fach-)Leuten unterschiedlich ausgelegt und gesehen. Wenn Sie also die in dieser Abhandlung aufgeführten Schaltungen, Formeln und Erläuterungen nutzen, geschieht dies ausschließlich auf Ihr Risiko; ich garantiere für Nichts (siehe auch Impressum dieser Homepage).

Weitere interessante Informationen und Anwendungen, wie z. B. Konstantstromquelle mit OpAmp, Lichtschranke mit OpAmp, Fahrregler für die Modelleisenbahn mit OpAmp, weitere Generatoren usw. finden Sie u. a. in den Bänden 2 und 3 der vierbändigen Buchreihe "ELEKTRONIK & MODELLBAHN" des Elektor-Verlages.

So und nun viel Spaß mit der Elektronik wünscht Ihnen



Jürgen Köhler