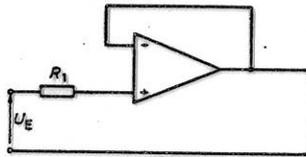
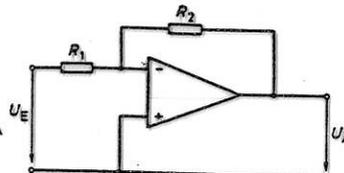


Standardgrundschaltungen mit Operationsverstärkern

GS 4.1

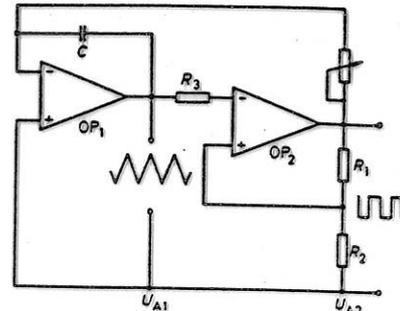


Impedanzwandler

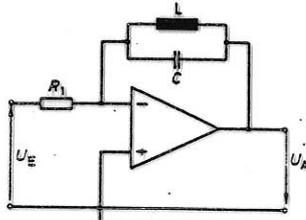


Invertierender Verstärker

$$V = \frac{R_2}{R_1}$$



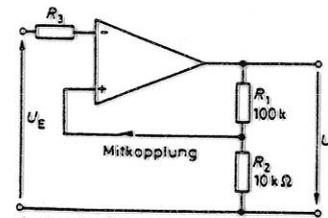
Dreieck/Rechteckgenerator
(Funktionsgenerator)



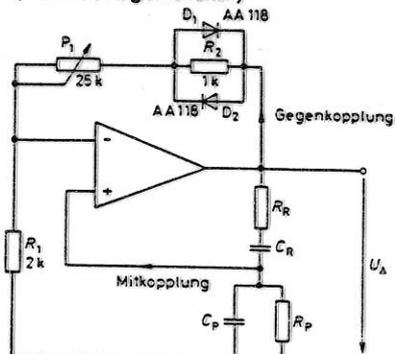
Resonanzverstärker
Durchlaßfrequenz

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{LC}}$$

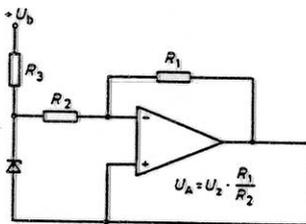
Bandbreite $b = f_0 \cdot \tan \delta_L$



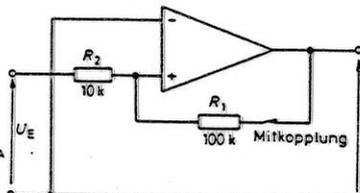
Schmitt-Trigger, invertierend



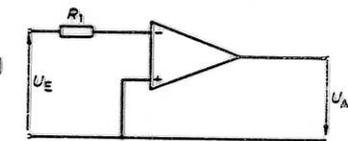
Sinusgenerator (Wienbrücken-
generator)



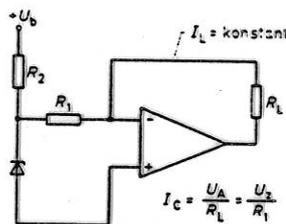
Konstantspannungsquelle



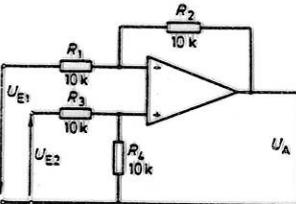
Schmitt-Trigger, nicht invertierend



Komparator (Vergleicher)

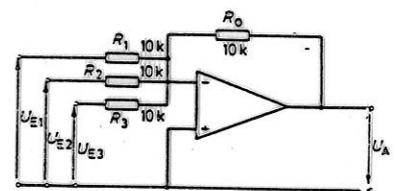


Konstantstromquelle



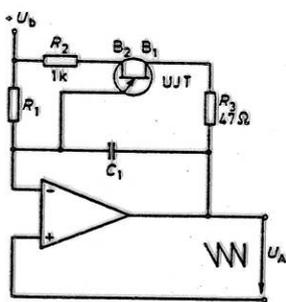
Differenzverstärker
E1 = invert. E2 = nicht invert.

$$U_A = (U_{E2} - U_{E1}) \frac{R_2}{R_1}$$



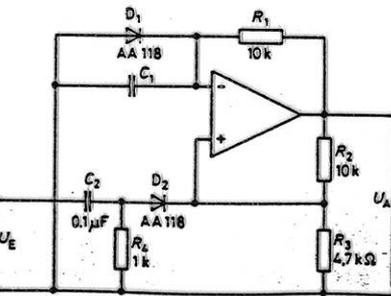
Summierer

$$-U_A = U_{E1} \frac{R_0}{R_1} + U_{E2} \frac{R_0}{R_2} + U_{E3} \frac{R_0}{R_3}$$

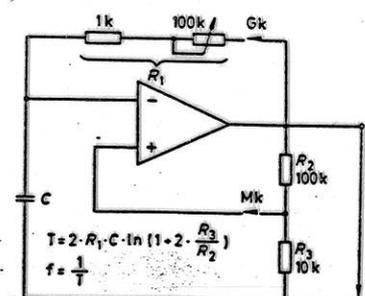


Sägezahngenerator

$$f = \frac{U_b}{(U_b \cdot \eta + 0,7V) \cdot R_1 \cdot C_1}$$



Monostabile Kippschaltung



Astabile Kippschaltung

Steuerungs- und Regelungstechnik

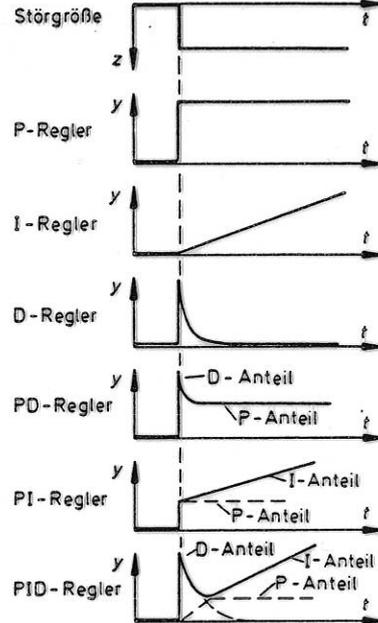
SRT 1.4

Beim **Proportional-Integral-Differential-Regler** wirkt die Stellgröße einer sprunghaft auftretenden Störgröße zunächst mit dem D-Anteil entgegen, geht dann vorübergehend auf den P-Anteil zurück, um anschließend in den zeitproportionalen Anstieg des I-Anteiles überzugehen.

Zweipunktregler eignen sich für einfache Regelungsaufgaben, sofern die Regelstrecke Verzögerungen oder Integrationsverhalten besitzt. Sie schalten die Energiezufuhr zur Regelgröße ab, sobald deren Istwert den Sollwert erreicht oder überschreitet.

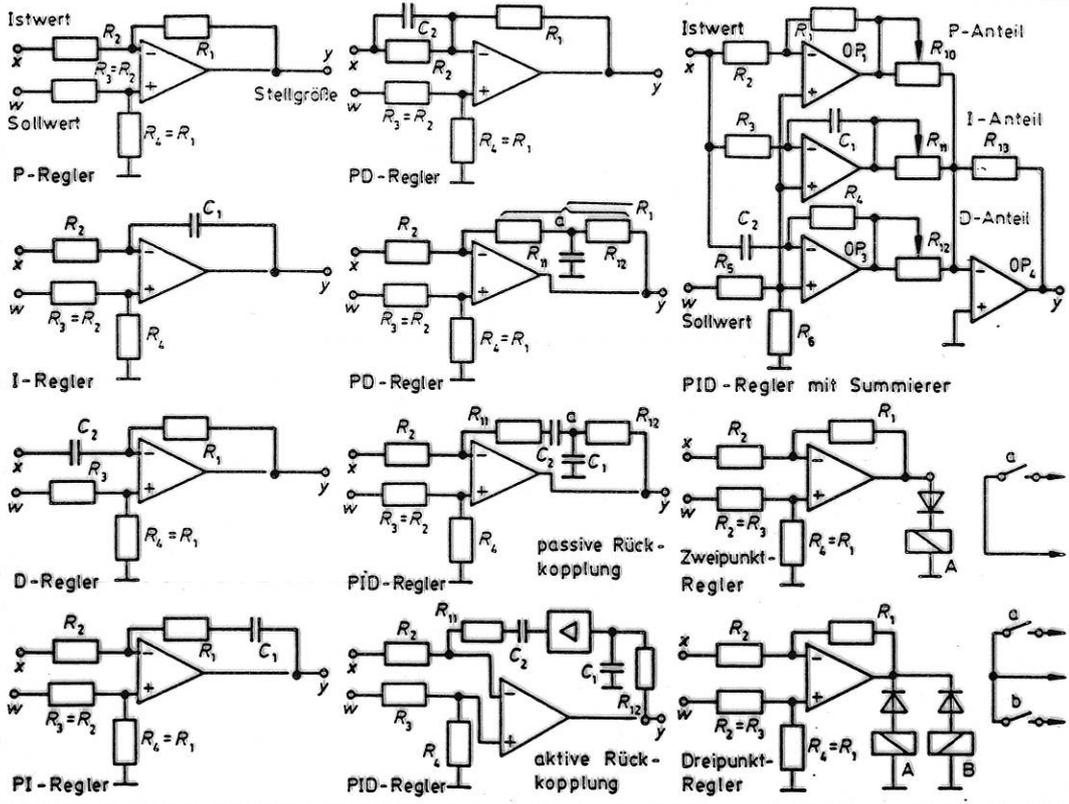
Dreipunktregler ähneln den Zweipunktreglern. Sie schalten die Energiezufuhr solange ein, bis der Istwert gleich dem Sollwert ist. Überschreitet der Istwert den Sollwert, so schaltet der Regler auf Energieentzug (z. B. von Heizen auf Kühlen) um.

Operationsverstärker als Regler herrschen heute in der Elektronik vor. Ihr Differenzeingang macht sie für den Sollwert/Istwert-Vergleich besonders geeignet. Durch äußere Beschaltung können sie I-, D-, PI-, PD- oder PID-Verhalten annehmen. Sollen die drei Grundeigenschaften eines PID-Reglers getrennt voneinander eingestellt werden, so ist es sinnvoll, sie mit getrennten Verstärkern zu schaffen und mit einem Summierer zusammenzufassen.



Sprungantworten verschiedener Reglertypen

Reglertypen



6.9 Weitere wichtige integrierte Analogschaltungen

Neben der großen Gruppe der Operationsverstärker gibt es weitere standardmäßig genutzte integrierte Analogschaltungen.

Hierzu gehören die den Operationsverstärkern sehr ähnlichen *Komparatoren*, *integrierte Spannungsregler*, *Spannungstabilisatoren*, die nicht nach dem Zener- oder Avalancheeffekt arbeiten.

Diese *Bandabstands-Referenzelemente* und zahlreiche andere Analogschaltungen gibt es für viele besondere Anwendungsfälle preisgünstig. Die letzte Gruppe ist so vielfältig, daß die entsprechenden Schaltungen zweckmäßigerweise den Datenbüchern und Übersichtslisten analoger integrierter Schaltungen zu entnehmen sind.

6.9.1 Komparatoren

Ein *Komparator* (Vergleicher) ist im Prinzip ein Operationsverstärker, der an der Schnittstelle zwischen analogen und digitalen Schaltungen Verwendung findet (z.B. in Analog-Digital-Wandlern).

Er hat zwei Eingänge, einen Differenzverstärker, eine Spannungsverstärkerstufe und eine Endstufe. Die Ausgangsspannung u_o hängt nur von der Polarität der Differenz der Eingangsspannungen ab.

An beiden Eingängen gleichsinnig auftretende Steuerspannungen führen nicht zu einem Ausgangssignal; denn der Komparator hat eine gute Gleichtaktunterdrückung. Der Ausgangsspannungsbereich ist kleiner als beim Operationsverstärker, da nur die beiden logischen Pegel der Folgeschaltung erreicht werden müssen, 0 V für „0“ und 2,5 V bis 5 V für „1“.

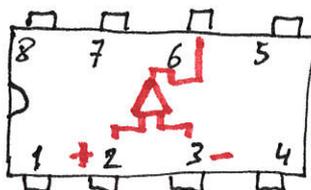
Als digitales Bezugspotential hat der Komparator meistens auch einen Masseanschluß.

Im Gegensatz zum Operationsverstärker wird der Komparator normalerweise *ohne Rückkopplung* betrieben. Dadurch entsteht kein geschlossener Regelkreis, der durch ein Verzögerungsglied stabilisiert werden muß und deshalb langsam wird.

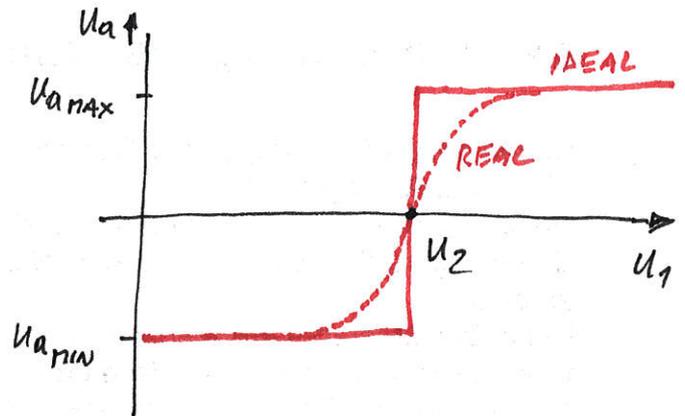
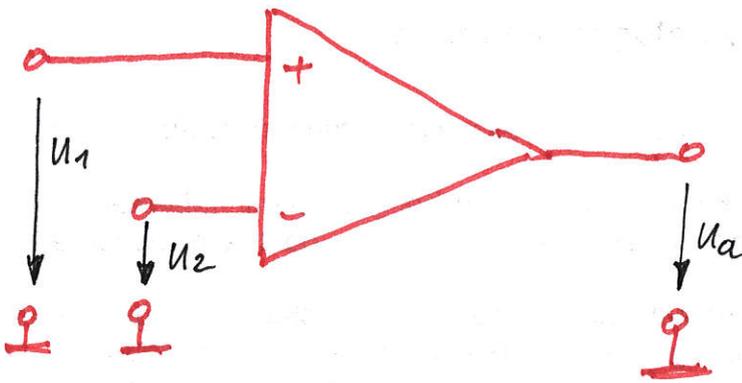
Der Komparator reagiert auch dann *schnell* auf eine Änderung der Eingangsspannung, wenn er vorher in hohem Maß übersteuert wurde, während dieser Betrieb bei Operationsverstärkern zu interner Sättigung und entsprechend langen und unberechenbaren Verzögerungszeiten führt.

Viele Komparatoren haben einen *Austastanschluß* (Strobe), mit dem der Komparator unwirksam gemacht wird. Er gibt dann, unabhängig vom Eingangssignal, entweder eine „0“ oder den vorhergehenden logischen Zustand aus (Schaltzeichen s. Bild 8-69 a).

Bei integrierten einfachen Komparatoren liegen die Eingänge, wie bei Operationsverstärkern, oft auf den Anschlüssen 2 und 3; sie haben gegenüber diesen jedoch die umgekehrte Polarität. Damit wird ein elektrisch fragwürdiger Tausch durch die Anschlußbelegung verhindert.



OP ALS KOMPARATOR



$$\text{SLEW-RATE} = \frac{\Delta U}{\Delta t} \left[\frac{\text{V}}{\text{ms}} \right]$$

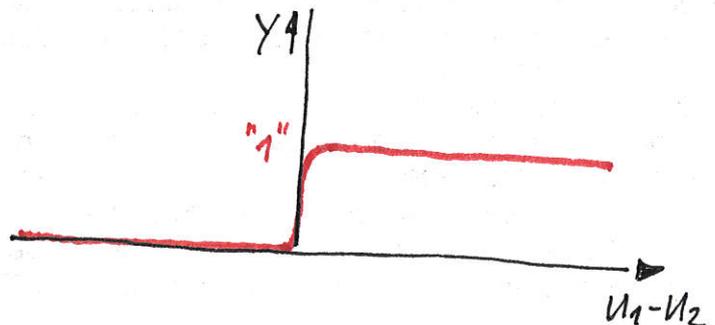
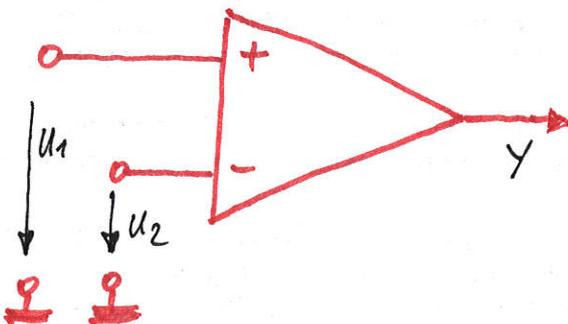
$$\left[\text{STANDARD OF CA } \frac{1 \text{V}}{\text{ms}} \right]$$

$U_{a \max}$ für $U_1 > U_2$
 $U_{a \min}$ für $U_1 < U_2$

KOMPARATOR MIT LOGISCHEN AUSGANG

! ca. FAKTOR 20 SCHNELLER ALS NORMALER OP AUFGRUND VON ADGESPEICERTEN INNENLEDEN (Fehlende Frequenzkompensation)

$$Y = 1 \text{ für } U_1 > U_2$$



Nicht-invertierender Schmitt-Trigger

Man kann das Eingangssignal bei dem Schmitt-Trigger in Abb. 8.42 auch auf den Fußpunkt des Mittkopplungs-Spannungsteilers geben und dafür den invertierenden Eingang auf Masse legen. Dann entsteht der nicht-invertierende Schmitt-Trigger in Abb. 8.45.

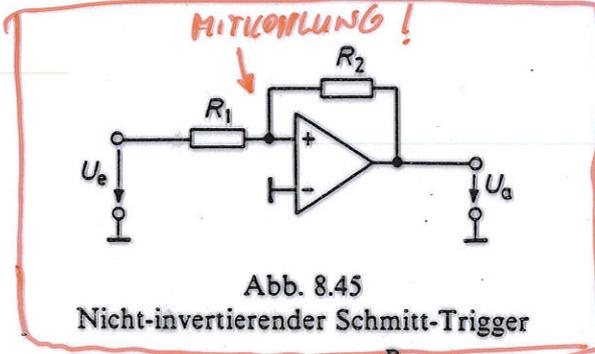


Abb. 8.45
Nicht-invertierender Schmitt-Trigger

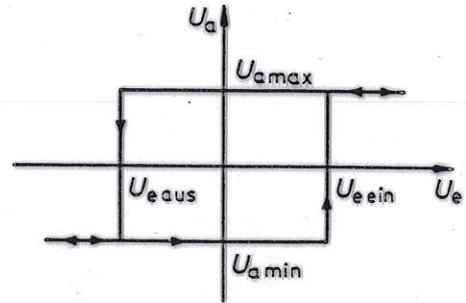


Abb. 8.46 Übertragungskennlinie

Einschaltpegel: $U_{e, \text{ein}} = -\frac{R_1}{R_2} U_{a, \text{min}}$

Ausschaltpegel: $U_{e, \text{aus}} = -\frac{R_1}{R_2} U_{a, \text{max}}$

Schalthyterese: $\Delta U_e = \frac{R_1}{R_2} (U_{a, \text{max}} - U_{a, \text{min}})$

Legt man eine große positive Eingangsspannung U_e an, wird $U_a = U_{a, \text{max}}$. Verkleinert man U_e , ändert sich U_a zunächst nicht, bis U_p durch Null geht. Das ist bei der Eingangsspannung

$$U_{e, \text{aus}} = -\frac{R_1}{R_2} U_{a, \text{max}}$$

der Fall. Erreicht oder unterschreitet U_e diesen Wert, springt die Ausgangsspannung nach $U_{a, \text{min}}$. Der Kippvorgang wird durch U_e eingeleitet, hängt dann aber nur noch von der Mitkopplung über R_2 ab. Der neue Zustand ist stabil, bis U_e den Wert

$$U_{e, \text{ein}} = -\frac{R_1}{R_2} U_{a, \text{min}}$$

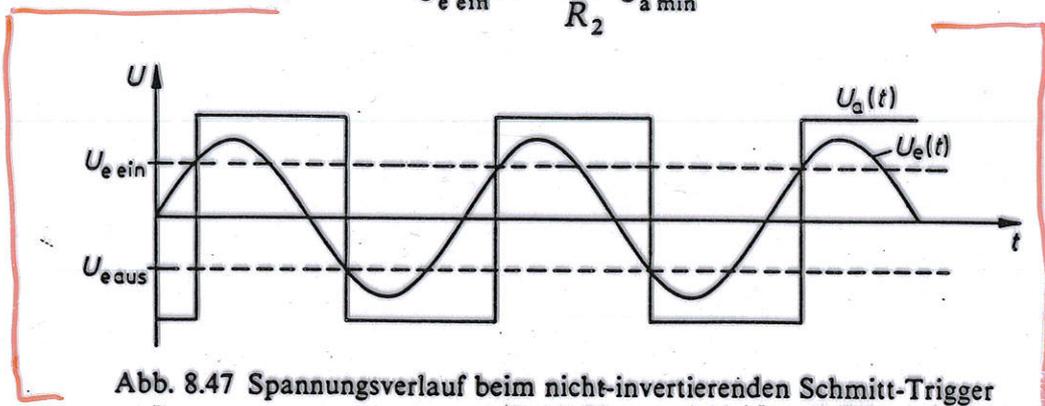


Abb. 8.47 Spannungsverlauf beim nicht-invertierenden Schmitt-Trigger

6.10 Filterschaltungen

Vorwiegend in der Nachrichtentechnik ist es häufig erforderlich, aus einem breitbandigen Frequenzgemisch einen Teil zu entnehmen oder zu sperren. *Filter* sind Schaltungen, die bestimmte *Frequenzbereiche durchlassen*, andere *sperren*.

Der Übergang vom Durchlaßbereich zum Sperrbereich erfolgt gleitend. Durch mehrere in Reihe geschaltete Einzelfilter entstehen Filter höherer Ordnung, und der Übergang erfolgt schneller. Das Filter hat eine höhere *Flankensteilheit*, die man meist in dB/Dekade oder dB/Oktave angibt.

Filter wurden früher aus Kondensatoren und Spulen hergestellt. Spulen sind groß, teuer und für niedrige Frequenzen nur mit einer geringen Güte herstellbar. Deshalb haben sich mit den Operationsverstärkern auch die *aktiven Filter* durchgesetzt, die auf Spulen verzichten und alle Filtertypen aus einem Operationsverstärker mit einer Widerstands- und Kondensatorbeschaltung in ausreichender Güte verwirklichen.

Filter entfernen Teile aus dem Frequenzgemisch eines Signals und *verformen* damit das Signal im Zeitbereich. Unter diesem Gesichtspunkt kann man auch den Integrierer und den Differenzierer als *Filter* ansehen.

Bei allen aktiven Filtern finden *RC-Glieder* Verwendung. Filter erster Ordnung besitzen ein RC-Glied und sind mathematisch durch relativ einfache Differentialgleichungen zu beschreiben.

Filter höherer Ordnung bestehen aus der entsprechenden Anzahl von RC-Gliedern. In der Praxis spielen im wesentlichen Filter erster und zweiter Ordnung eine Rolle. In Bild 8-47 sind die unterschiedlichen Filterarten mit ihrer Bezeichnung, ihrer Schaltung, der Darstellung ihrer Sprungantwort (Verlauf von U_a , wenn U_e eine Sprungfunktion ist), der frequenzabhängigen Übertragungsfunktion $U_a = f(U_e)$ und des Amplitudenganges zusammengestellt.

Als Bezugsfrequenz dient üblicherweise die *Grenzfrequenz* ω_g bzw. f_g .

Bei dieser Frequenz sind die Blindwiderstände des Filters gerade so groß wie die Wirkwiderstände, bzw. das Amplituden-Übertragungsmaß ist um 3 dB zurückgegangen. Der Bandpaß und die Bandsperre bestehen aus zwei RC-Gliedern mit zwei unterschiedlichen Grenzfrequenzen f_{g1} bzw. f_{g2} . In diesem Fall wird der geometrische Mittelwert f_m beider Frequenzen berücksichtigt:

$$f_m = \sqrt{f_{g1} f_{g2}}$$

Die einzelnen Filtertypen werden im folgenden ausführlich besprochen. Die verwendeten Gleichungen enthalten stets die Kreisfrequenz ω und häufig die Grenz- oder Resonanzfrequenz ω_0 .

Für alle angegebenen Gleichungen gelten die Zusammenhänge:

$$\omega = 2\pi f, \quad (8-31)$$

$$\Omega = \omega/\omega_0. \quad (8-32)$$

6.10.1 Tiefpaß 1. Ordnung

Tiefpaß 1. Ordnung

Bild 8-54 zeigt einen passiven Tiefpaß 1. Ordnung.

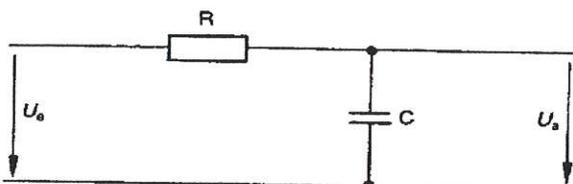


Bild 8-54. Passiver Tiefpaß 1. Ordnung.

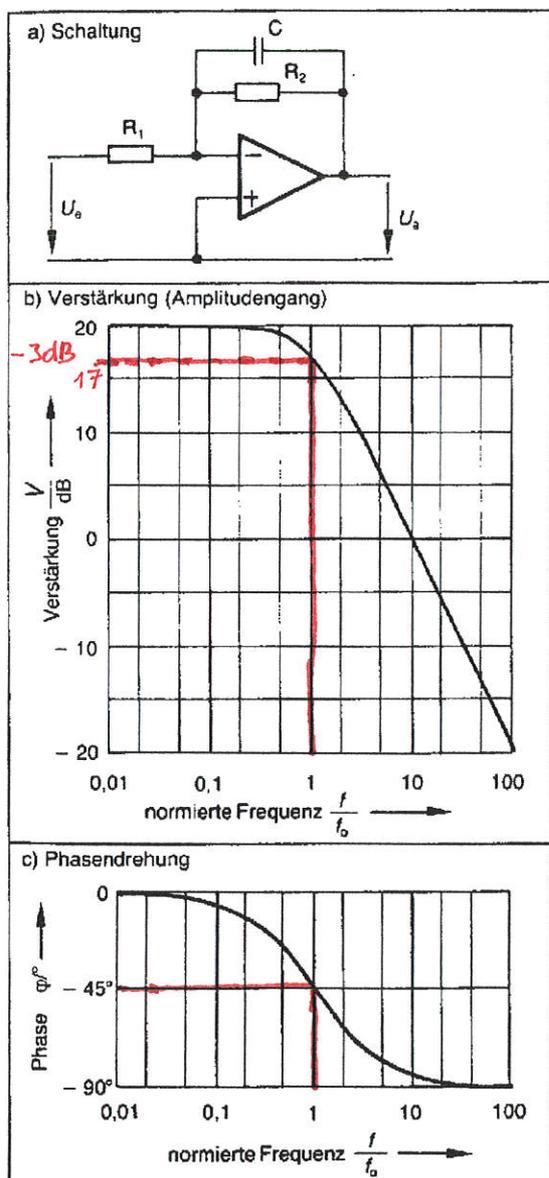


Bild 8-55. Aktiver Tiefpaß 1. Ordnung.

Wird keine Verstärkung benötigt, dann genügt oft ein *einfacher passiver Tiefpaß*. Er läßt sich mit einem aktiven Tiefpaß kombinieren und erhöht dessen Ordnung um eins.

Bild 8-55 zeigt einen *aktiven Tiefpaß* 1. Ordnung. Die Schaltung gleicht dem Integrator mit Gleichstrompfad (Bild 8-49). Die statische Verstärkung $v = R_2/R_1$ ist jedoch meistens wesentlich kleiner als beim Integrator.

Vergleicht man Bild 8-55a mit Bild 8-21, so kann man die Widerstände R_1 und R_2 durch die Scheinwiderstände Z_c und Z_a ersetzen, so

daß für die Ausgangsspannung u_a gilt

$$U_a = -U_e \frac{Z_a}{Z_c} \quad (8-33)$$

Die komplexen Widerstände Z_a und Z_c betragen

$$Z_a = \frac{1}{1/R_2 + j\omega C_2} = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2};$$

$$Z_c = R_1.$$

Eingesetzt in obige Gleichung ergibt sich für die komplexe Übertragungsfunktion

$$\underline{U_a} = -\underline{U_e} \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + j\omega C_2 R_2} \quad (8-34)$$

Man kann sie zur besseren Übersicht in Betrag und Phase aufteilen und graphisch darstellen. Hierzu wird in Gl. (8-34) der Nenner reell gemacht, und es gilt

$$|v| = \frac{v_0}{\sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2}}, \quad (8-35)$$

$$\tan \varphi = \frac{\text{Im}}{\text{Re}} \quad (8-36)$$

Den entsprechenden Verlauf der Verstärkung $v(\omega)$ zeigt Bild 8-55b; der Phasengang $\varphi(\omega)$ ist in Bild 8-55c dargestellt. Oberhalb der Grenzfrequenz f_g bzw. ω_g sinkt die Verstärkung mit 6 dB/Oktave oder mit 20 dB/Dekade.

6.10.2 Hochpaß 1. Ordnung

Werden Kondensatoren und Widerstände oder Kondensatoren und Spulen vertauscht, dann entsteht aus dem Tiefpaß ein *Hochpaß*.

Bild 8-60 zeigt einen passiven Hochpaß 1. Ordnung. Wird keine Verstärkung benötigt, dann genügt oft ein einfacher passiver Hochpaß.

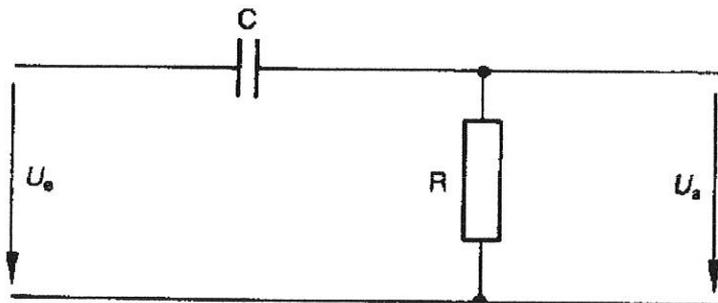


Bild 8-60. Passiver Hochpaß 1. Ordnung.

Bild 8-61 zeigt einen aktiven Hochpaß 1. Ordnung. Die Schaltung entspricht dem verbesserten Differenzierer in Bild 8-52. Die Verstärkung bei Gleichspannung ist $v = 0$.

Im Durchlaßbereich gelten folgende Werte:

$$v_0 = R_2/R_1 \quad \text{und} \quad \omega_0 = 1/R_1 C_1.$$

Der Kondensator C_2 soll die Verstärkung erst oberhalb des Arbeitsbereiches der Schaltung verringern. Deshalb gilt $R_2 C_2 \ll R_1 C_1$.

Die komplexe Übertragungsfunktion berechnet man genau wie beim Tiefpaß:

$$\underline{U}_a = - \underline{U}_e \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{j\omega C_1 R_1}{1 + j\omega C_1 R_1}. \quad (8-42)$$

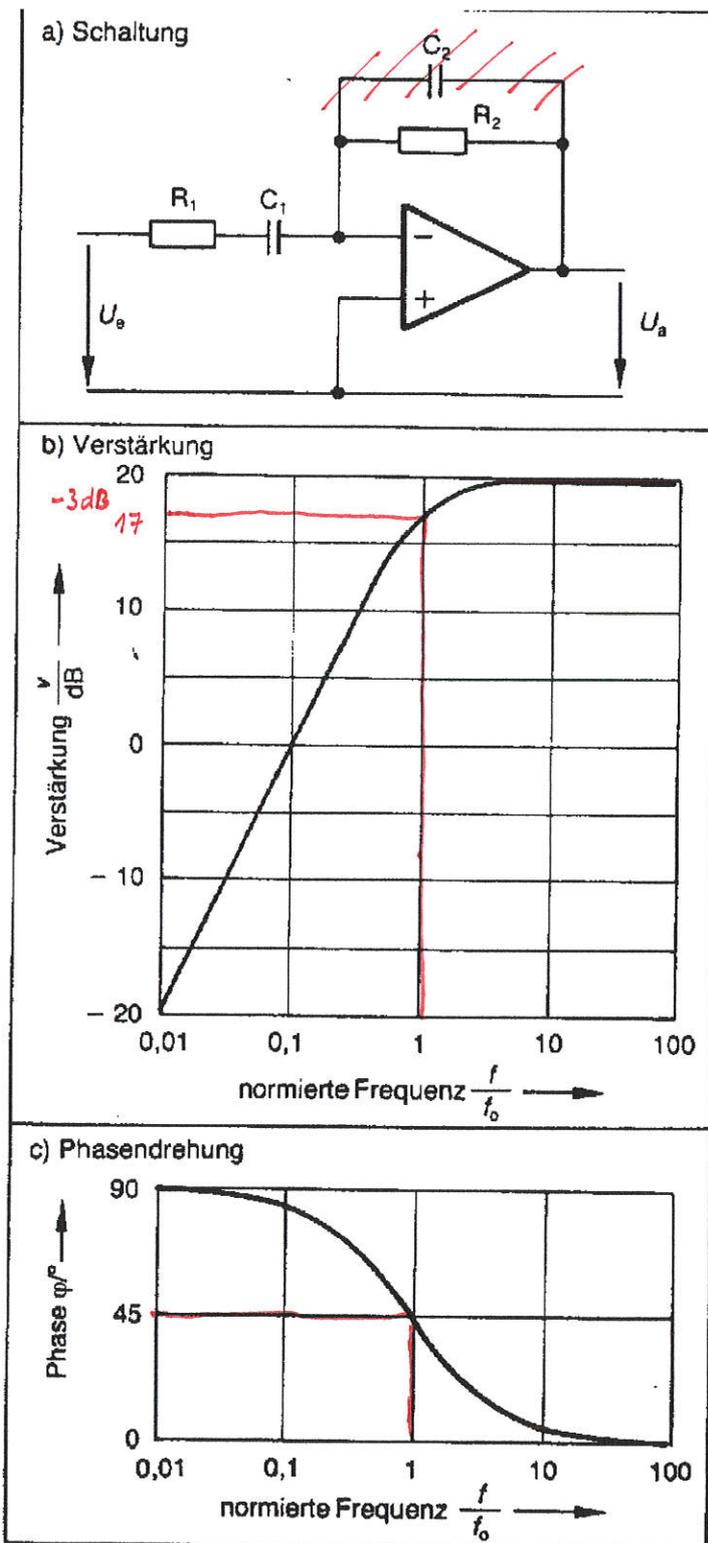


Bild 8-61. Aktiver Hochpaß 1. Ordnung.

Sie läßt sich zur besseren Übersicht in Betrag und Phase aufteilen und grafisch darstellen.

Bild 8-61 b und c gibt den Amplituden- und Phasengang des Hochpasses 1. Ordnung wieder.

Beispiel 3:

Ein Hochpaß soll Frequenzen oberhalb 1 kHz um den Faktor $v_0 = 10$ verstärken und Frequenzen unterhalb 20Hz nicht verstärken.

Lösung:

Hierzu eignet sich ein Hochpaß 1. Ordnung. Die Grenzfrequenz f_g wird auf 500 Hz festgelegt, damit Frequenzen $f \geq 1$ kHz **nicht** geschwächt werden.

Man wählt den aktiven Hochpaß nach Bild 8-61. Der Kondensator C_1 wird mit 10 nF festgelegt.

Damit gilt $\omega_g = 1/R_1 C_1$

$$R_1 = 1/(\omega_g * C_1) = 1/(1000 * \pi * 10^{-8}) = 1/s * F$$

$$R_1 = 31,4k\Omega$$

$$v_0 = 10 \rightarrow v_0 = R_2/R_1 \rightarrow R_2 = 314k\Omega$$

$C_2 R_2$ bestimmt die obere Grenzfrequenz, die bei 100 kHz liegen soll.

$$C_2 = 1/\omega R_2, C_2 = 50 \text{ pF.}$$

6.10.3 Bandpaß (selektives Filter)

Schaltet man einen Tiefpaß und einen Hochpaß in Reihe, so erhält man eine obere Grenzfrequenz ω_1 (Hochpaß) und eine niedrigere ω_2 (Tiefpaß).

Dadurch wird es möglich, zwischen diesen Grenzfrequenzen ein Frequenzband zu übertragen. Dieses Filter hat deshalb die Bezeichnung *Bandpaß*. Die Mittenfrequenz ω_m ist der geometrische Mittelwert beider Grenzfrequenzen:

$$\omega_m = \sqrt{\omega_1 * \omega_2}$$

Die Bandbreite ist die Differenz zwischen der oberen und der unteren Grenzfrequenz, bei der die Spannungsverstärkung v_u in der Bandmitte auf den Teil $1/\sqrt{2}$ der Spannungsverstärkung v_0 abgefallen ist.

Bild 8-64 zeigt die Schaltung und den Frequenzgang.

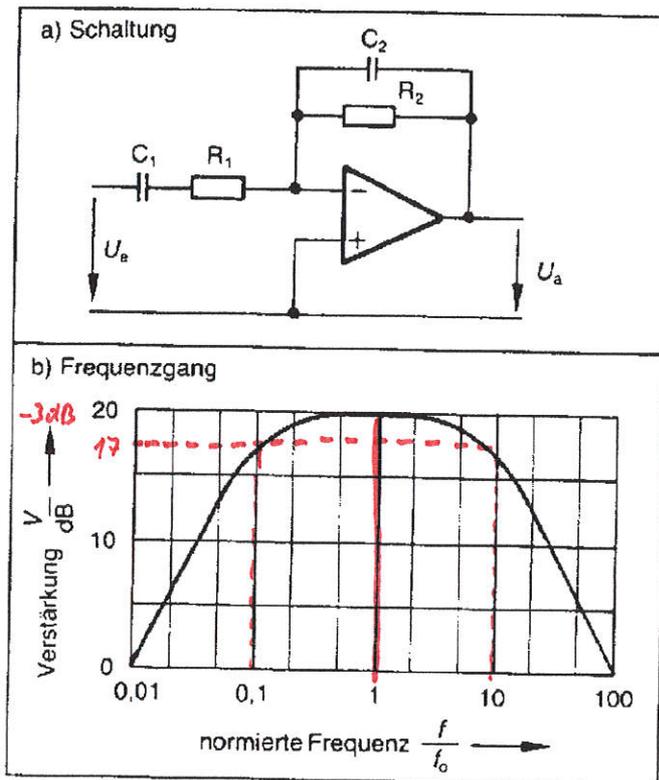


Bild 8-64. Bandpaß aus Hochpaß und Tiefpaß 1. Ordnung.

Diese Schaltung ist immer dann notwendig, wenn die Bandbreite b nicht klein gegen die Mittenfrequenz f_0 ist, d.h. wenn $b > 0,1f_0$ wird.

Die Grenze ist fließend. Die erreichbare Bandbreite ist um so kleiner, je höher die Flankensteilheit beim Übergang vom Durchlaß zum Sperrbereich sein soll. Hoch- und Tiefpaßfilter können zusammengesetzt sein und eine höhere Ordnung haben.

Oft muß aus einem Frequenzgemisch nur eine Frequenz oder ein verhältnismäßig schmales Frequenzband verwendet werden.

Bei höheren Frequenzen eignet sich ein Parallelschwingkreis vorzüglich für diese Aufgabe. Er muß jedoch aus einer hochohmigen Quelle angeregt und mit einem hochohmigen Verbraucher abgeschlossen werden, so daß je Schwingkreis mindestens ein Verstärker erforderlich ist.

Bei niedrigen Frequenzen erlaubt die

geringe Güte Q der verwendeten Spulen ($Q = L/R$) nur kleine Filtergüten, was zu einer geringen Flankensteilheit und oft unzureichender Unterdrückung unerwünschter Frequenzen führt.

Aktive Filter arbeiten nur mit Widerständen und Kondensatoren, die mit hoher Güte verfügbar sind. Werden zudem Operationsverstärker benutzt, deren Verstärkung bei der Arbeitsfrequenz ausreichend hoch ist, dann sind auch bei sehr niedrigen Arbeitsfrequenzen Filter mit hoher Güte herzustellen.

Wie bei den Tief- und Hochpässen, kann man auch Bandpässe mit Einfachgegenkopplung, beispielsweise mit dem Doppel-T-Filter, sowie Bandpässe mit Mehrfachgegenkopplung oder Einfachmitkopplung aufbauen.

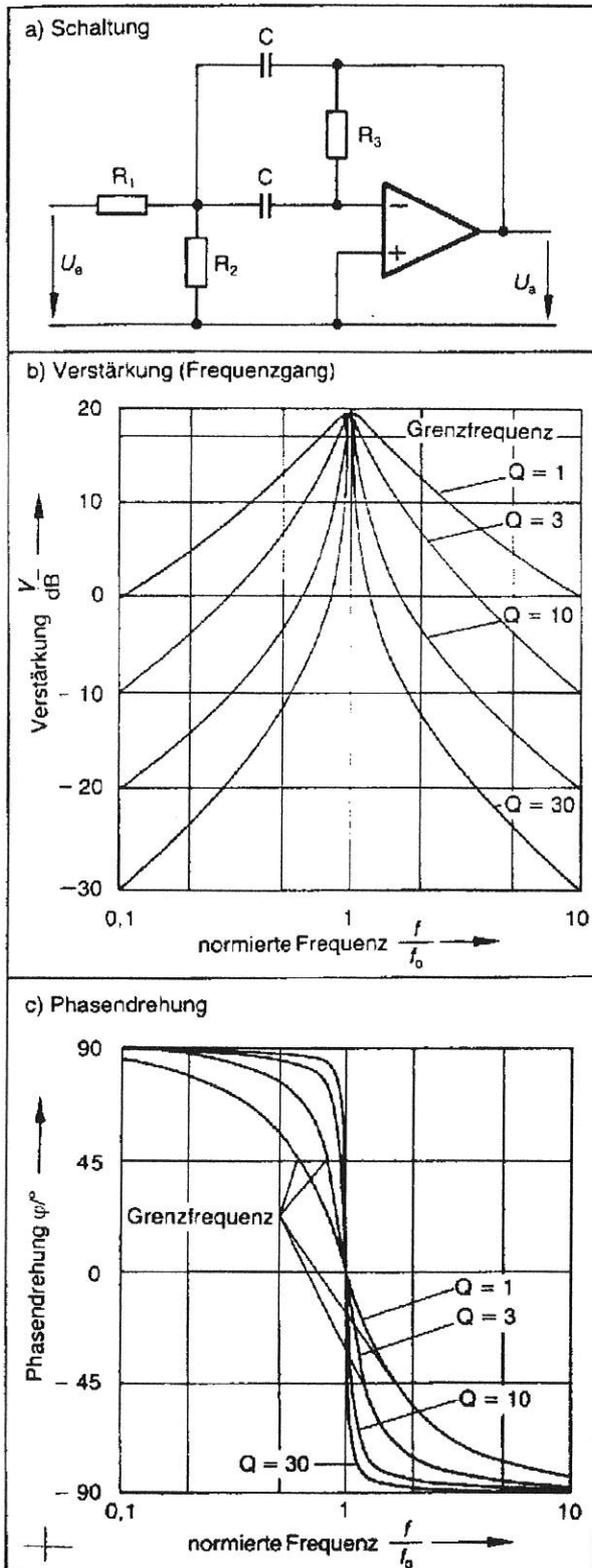


Bild 8-65. Bandpaß mit Mehrfachgegenkopplung.

Bild 8-65b und c zeigen die frequenzabhängige Verstärkung und die Phasendrehung für verschiedene Güten.

6.10.4 Bandsperrre

Eine Bandsperrre sperrt einen schmalen Frequenzbereich innerhalb eines breiteren Frequenzbandes. Man kann sie als aktives Filter verwirklichen, wenn der Eingangswiderstand R_1 des invertierenden Operationsverstärkers durch ein *Doppel-T-Filter* ersetzt wird.

Das Doppel-T-Filter in Bild 8-67 besteht aus zwei T-Gliedern.

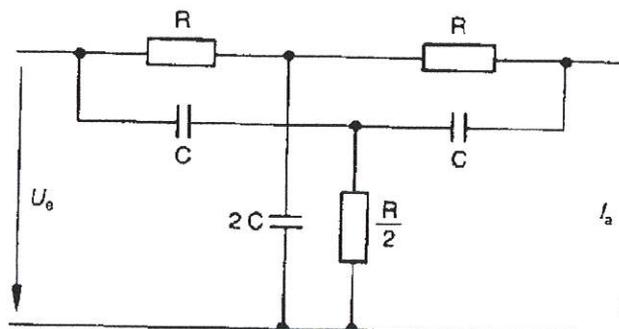


Bild 8-67. Doppel-T-Filter.

Das R-2C-R-Glied erzeugt zu einer Eingangswchelsspannung einen nacheilenden Strom, das zweite C-R/2-C-Glied einen voreilenden. Die Eingänge beider Glieder werden gemeinsam gespeist, weshalb sich die Ausgangsströme subtrahieren.

Bei der Resonanzfrequenz $\omega_0 = 1/(R C)$ sind die Ausgangs-Ströme beider T-Glieder gleich groß, aber gegenphasig und heben sich dadurch auf.

Die Durchlaßkurve für $a = 0$ in Bild 8-68 b zeigt den resultierenden Ausgangsstrom des Netzwerks als Funktion der Frequenz. Sie erklärt die ebenfalls übliche Bezeichnung *Notch-Filter* (engl.: notch, Kerbe, Einschnitt).

Die Güte dieses Filters ist verhältnismäßig gering. Bild 8-68 a stellt eine geänderte Schaltung mit einstellbarer Güte Q dar. Dabei wird die niederohmige Ausgangsspannung des Filters auf den Fußpunkt des Doppel-T-Netzwerks teilweise zurückgekoppelt und sein dämpfender Einfluß vermindert, solange der Ausgangsstrom des Netzwerks nicht null ist.

Die Verstärkung ist eins, wenn die Arbeitsfrequenz von der Resonanzfrequenz weit entfernt ist. Bei der Resonanzfrequenz ist sie idealerweise null. (Durch Bauteiltoleranzen bleibt leicht eine Restverstärkung $v = 0,01$).

Bild 8-68 b und c zeigen den Amplituden- und Phasengang der Bandsperrre mit dem Notch-Filter.

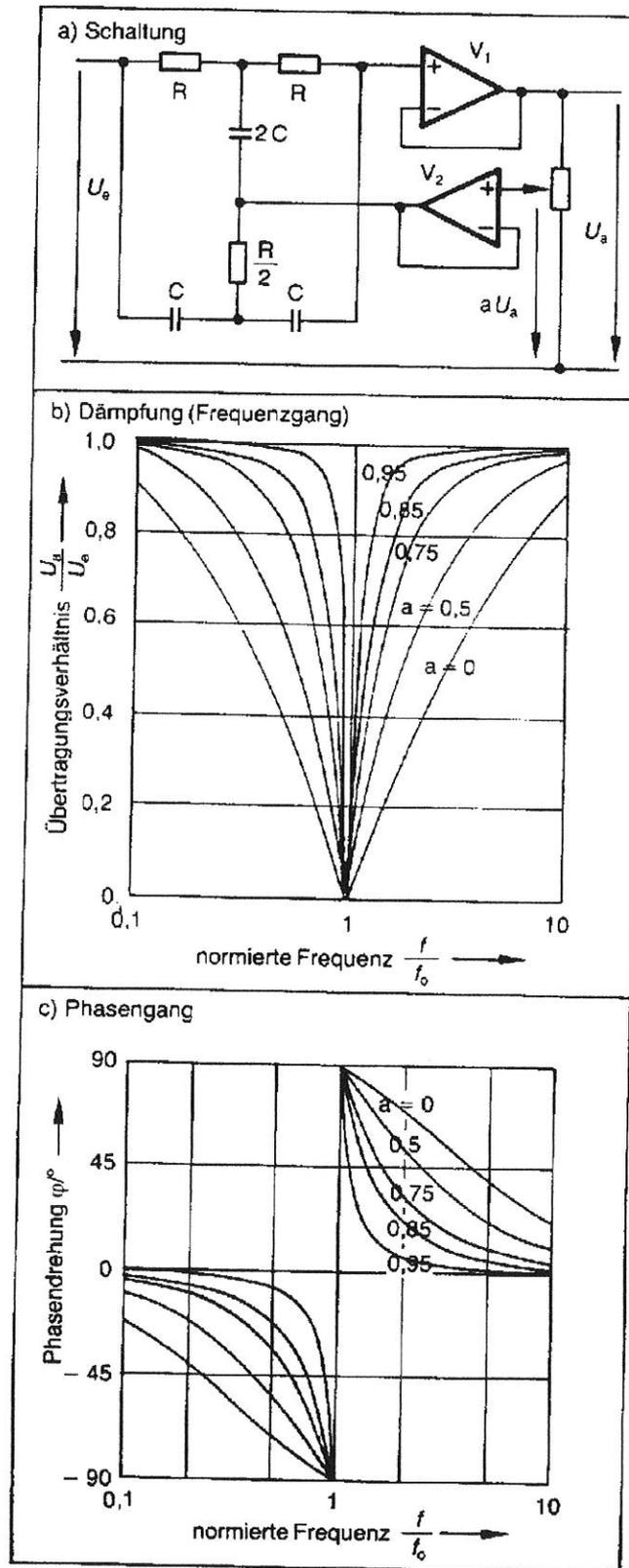


Bild 8-68. Bandsperre mit Doppel-T-Filter und einstellbarer Güte.