

Funktion und Einsatz von Elektrolytkondensatoren

Dr. sc. nat. HANS-DIETER LANGER
und Dipl.-Ing. KLAUS SCHURICHT

Elektrolytkondensatoren sind auf Grund ihrer großen spezifischen Kapazität und ihres geringen Volumens in elektronischen Schaltungen vielseitig einsetzbar und gewinnen vor allem im Zusammenhang mit modernen mikroelektronischen Bauelementen ständig an Bedeutung. Der vorliegende Beitrag soll in zusammengefaßter Form die wichtigsten Einsatzmöglichkeiten von Elektrolytkondensatoren unter Beachtung ihrer nicht idealen Parameter darlegen.

Die Einsatzfälle für Elektrolytkondensatoren lassen sich in zwei Hauptgebiete unterteilen, den Einsatz bei überwiegender Gleichspannungsbeanspruchung und den Einsatz bei überwiegender Wechselspannungsbeanspruchung. Der Übergang zwischen beiden Einsatzgebieten ist fließend, und es lassen sich nicht in jedem Fall eindeutige Zuordnungen treffen. Entsprechend dem Wirkprinzip des Elektrolytkondensators als gepoltes Bauelement ergibt sich jedoch zwangsläufig sein Einsatzschwerpunkt bei Gleichspannungen.

Für den Schaltungsentwickler sind neben der Beachtung des polrichtigen Anschlusses eine Reihe weiterer Besonderheiten, wie ihr nicht vernachlässigbarer Reststrom, die Notwendigkeit der Formierung und ihre relativ starke Frequenzabhängigkeit, von Interesse. Es ist daher in jedem Fall wichtig, die Einzelelemente des Ersatzschaltbildes (Bild 1) bei allen Einsatzfällen zu berücksichtigen.

Ersatzschaltungen von Elektrolytkondensatoren

Formal enthält die komplexe Impedanz Z (Scheinwiderstand) alle wesentlichen Informationen bezüglich der Bauelementeparameter im gesamten Frequenzbereich, wobei das Gleichstromverhalten mit wegfallender Kreisfrequenz ω den Grenzfall darstellt. Bei kleinem ω kann der induktive Anteil des Blindwiderstandes vernachlässigt werden. Die einfachste Ersatzschaltung für den Elektrolytkondensator ist in diesem Frequenzbereich ein Widerstand R in Reihe

mit der Kapazität C. Für den Verlustfaktor gilt

$$\tan \delta_s = \frac{\text{Re}Z}{\text{Im}Z} = \omega CR \quad (1)$$

R entspricht dem ohmschen Widerstand der Kondensatorelektrode. Bei Wickelkondensatoren ist außerdem der Widerstand der elektrolytgetränkten Papierabstandhalter R_E hinzuzufügen. C ist bei polaren Kondensatoren gleich der Anodenkapazität C_A , weil die in Reihe liegende Katodenkapazität C_K im allgemeinen dagegen sehr groß gehalten wird. Ist die Bedingung $C_K \gg C_A$ nicht mehr erfüllt (z.B. bei nichtpolaren Kondensatoren mit zwei formierten Anodenfolien), dann gilt

$$C = \frac{C_A C_K}{C_A + C_K} \quad (2)$$

Die ohmschen Verluste im Dielektrikum selbst finden im Ersatzschaltbild Berücksichtigung durch Einführung eines zusätzlichen, zur idealen Kapazität C parallelgeschalteten Widerstandes R_p (vgl. Bild 1a). Führt man diese Schaltung auf die einfachste Reihenersatzschaltung zurück, so folgt

$$R_s = R + \frac{R_p}{1 + (\omega CR_p)^2}$$

$$C_s = C \frac{1 + (\omega CR_p)^2}{(\omega CR_p)^2} \quad (3)$$

$$\tan \delta_s = \omega CR \frac{1 + (\omega CR_p)^2}{(\omega CR_p)^2} + \omega CR_p$$

Der Index s kennzeichnet die Reihenersatz-

größen. Auch dieses Ergebnis stimmt bei höherem ω nicht mehr mit der Realität überein, denn man findet oberhalb einer kritischen Kreisfrequenz ω_K eine starke Abnahme von R_s und C_s , die die aus Gl. (3) für $\omega \rightarrow \infty$ folgenden Grenzwerte $R_s \rightarrow R$ und $C_s \rightarrow C$ weit unterschreiten. Entscheidende Fortschritte erzielt man mit dem Ansatz frequenzabhängiger R , R_E , R_p und C, die zwanglos aus dem Modell der verteilten Parameter folgen. Ein Beispiel zeigt Bild 1b. Dabei muß man sich die entsprechende Bild 1a lokalisierten Parameter in x-Richtung (z.B. parallel zur Folieebene) verteilt denken. Erst die Integration über die Gesamtlänge l liefert die äquivalenten Parametergesamtbeträge, die nun frequenzabhängig, aber für den Praktiker unhandlich sind.

Die Abnahme von C und K läßt sich dadurch erklären, daß mit steigendem ω die Ladung zunehmend über die randnahen ($x \rightarrow 0$) $C^{(i)}$ - und $R_p^{(i)}$ -Elemente abfließt.

ω_K nimmt ab mit steigender Kapazitätsdichte, sinkender Elektrodenleitfähigkeit und zunehmenden Kondensatorabmessungen. Ausführliche Angaben zu teilweise aufwendigen Rechnungen bei Berücksichtigung räumlich verteilter Parameter sind in [1] enthalten. Oberhalb der Resonanzkreisfrequenz ω_{res} - im allgemeinen gilt $\omega_{res} > \omega_K$ - reagiert das Bauelement induktiv. Die Induktivität L wird daher zweckmäßig in die Ersatzschaltungen nach Bild 1 eingeführt.

Das Auftreten der induktiven Komponente des Scheinwiderstandes wird verständlich, wenn die erforderliche Mindestlänge der Anschlußdrähte und der Wickelaufbau des Bauelementes berücksichtigt werden. Für den Schaltungsentwickler genügt im allgemeinen das im Bild 1c dargestellte Ersatzschaltbild, das die im Bauelement in verteilter Form auftretenden Widerstands- und Induktivitätsgrößen als konzentrierte Parameter enthält.

Einsatz von Elektrolytkondensatoren zur Glättung von Gleichspannungen

Am häufigsten eingesetzt werden Elektrolytkondensatoren in Stromversorgungsteilen. Als Beispiel zeigt Bild 2 einen serienstabilisierten Netzteil.

Die am Gleichrichter Ausgang ohne den Einsatz des Ladekondensators C_L auftre-

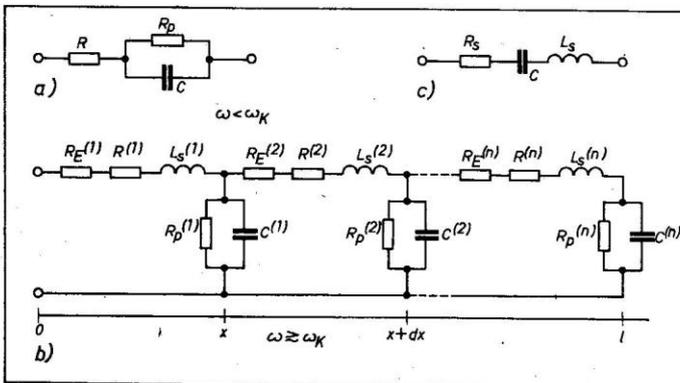


Bild 1: Ersatzschaltungen von Elektrolytkondensatoren. a) Lokalisierte Parameter; b) verteilte Parameter; c) vereinfachtes Ersatzschaltbild

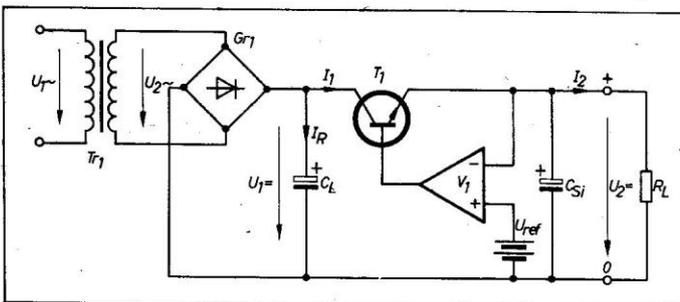


Bild 2: Prinzipschaltbild eines serienstabilisierten Netztes

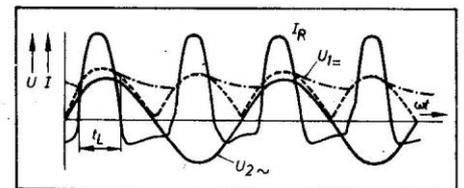


Bild 3: Typische Zeitverläufe der Spannungen und Ströme am Zweipulsleichrichter

tende Gleichspannung U_{1-} besitzt noch einen großen Anteil der Welligkeits- oder Brummspannung U_w . Aufgabe des Ladekondensators C_L ist es, diesen störenden Anteil zu verringern und die Spannung U_{1-} weitgehend zu glätten. Die Spannungszeitverhältnisse am Ausgang des Gleichrichters Gr_1 zeigt Bild 3.

Der Begriff der Welligkeit w ist definiert als

$$w = \frac{U_w}{U_{1-}} \quad (4)$$

Dabei ist

$$U_w = \sqrt{U_{\omega_0}^2 + U_{2\omega_0}^2 + U_{3\omega_0}^2 + \dots + U_{n\omega_0}^2} \quad (5)$$

Gl. (5) definiert die Welligkeitsspannung als die geometrische Summe aller Effektivwerte der am Gleichrichter ausgang noch vorhandenen Wechselspannungsanteile der Grundwelle ω_0 und aller ihrer Oberwellen ω_n .

Durch den Ladekondensator werden diese starken Spannungsschwankungen weitgehend ausgeglichen, indem er innerhalb der Ladezeit (Stromflußzeit) t_L Ladung aufnimmt und sie im nachfolgenden Zeitintervall $2\pi/\omega_0 - t_L$ an den Lastwiderstand R_L wieder abgibt. Die Größe der Ladezeit t_L und damit der Welligkeit von U_{1-} ist eine nichtlineare Funktion der Parameter Kreisfrequenz ω_0 , Stromstärke I_{gr1} , Ladekapazität C_L und Phasenwiderstand R_{ph} .

Der Phasenwiderstand R_{ph} ergibt sich aus der Summe von Transformatorwiderstand R_{Tr} und differentiell Durchlaßwiderstand r_F des Gleichrichters Gr_1 , wobei außerdem die Phasenzahl m der verwendeten Gleichrichterschaltung zu beachten ist.

Für den Transformatorinnenwiderstand R_{Tr} (s. Bild 4) erhält man unter der in den meisten Fällen zulässigen Gleichsetzung $R_i \rightarrow 0$

$$R_{Tr} \approx R_{sek} + \ddot{u}^2 R_{pr} \quad (6)$$

Zur näherungsweise Berechnung von R_{Tr} zu Beginn einer Schaltungsdimensionierung eignet sich folgende Näherungsformel [2]:

$$R_{Tr} \approx k \frac{U_{1-}}{I_1^2 U_{1-} I_1} \quad (7)$$

Der Faktor k ist Tafel 1 zu entnehmen.

Zur weiteren Berechnung der Gleichrichterschaltung geht man von einer Hilfsgröße A aus.

$$A = \frac{\pi I_{gr1} R_{ph}}{m U_{1-}} \quad (8)$$

Mit A läßt sich unter Zuhilfenahme der grafischen Beziehung $B = f(A)$ entsprechend Bild 5 die erforderliche Sekundärspannung U_2 berechnen.

Mit Hilfe der Beziehung $H = f(A)$ nach Bild 6 ist die gesuchte Ladekapazität C_L näherungsweise zu ermitteln [2]:

$$C_L / \mu F = \frac{H}{w R_{ph} / \Omega} \quad (9)$$

Praktische Werte für w liegen im Bereich von 0,05...0,15.

Für die Bestimmung der Glättungskapazität C_L (Ladekondensator) ist aus [3] auch folgende Näherungsformel bekannt:

$$C_L = \frac{I_1 \tau}{U_{1-} w \omega_0} \quad (10)$$

Da in Gl. (10) der Phasenwiderstand R_{ph} vollkommen vernachlässigt wird, kann die-

ser Ausdruck nur für Schaltungen mit relativ niedrigem Strom I_1 verwendet werden. Charakteristisch für den Einsatz von Elektrolytkondensatoren als Ladekondensator C_L ist die auftretende Wechselstrombelastung durch den Strom I_R , der in Abhängigkeit von der Wechselspannung U_2 , dem Phasenwiderstand R_{ph} und dem Scheinwiderstand Z des Kondensators relativ große Werte annehmen kann. Der zulässige Wechselstrom ist im allgemeinen eine Funktion des Gehäusevolumens, so ist z. B. bei einer Gehäusegröße von 76,2 mm Durchmesser und 219 mm Länge ein Strom I_R von 18,3 A zulässig (nach [4]). Der Strom I_R bewirkt am Reihenwiderstand R_s des Kondensators das Auftreten von Verlustwärme, die den Kondensator aufheizt. Dabei tritt zwischen Umgebungstemperatur θ_{um} und Oberflächentemperatur θ_c die Differenz $\Delta\theta$ auf, wobei nach [6]

$$\Delta\theta = \frac{I_R^2 R_s}{A_c \beta} \quad (11)$$

gilt. Darin bedeuten A_c = metallischer Anteil der Gehäuseoberfläche, β = Wärmeübergangszahl in Wcm^2K^{-1} ($\beta \approx 1,77 \cdot 10^3 d + 2,43 \cdot 10^3$ mit Gehäusedurchmesser d in mm).

Die zulässige Größe für $\Delta\theta$ ist eine nichtlineare Funktion der Umgebungstemperatur θ_{um} ; so ist bei $\theta_{um} = 313 K$ ein $\Delta\theta = 15 K$, bei $\theta_{um} = 358 K$ ein $\Delta\theta = 1 K$ erlaubt.

Mit verschiedenen konstruktiven Maßnahmen von seiten des Herstellers kann der Reihenverlustwiderstand R_s verringert werden [6]:

- Absenkung der Verluste durch Einsatz höher leitfähiger Elektrolyte und poröser Papiere
- bei größerem Wickeldurchmesser Kontaktieren der Anoden- und Katodenfolien mit mehreren Anschlußfahnen.

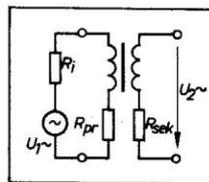


Bild 4: Zur Definition des Transformatorinnenwiderstandes

Tafel 1: Dimensionierungsregeln für verschiedene Einphasen-Gleichrichterschaltungen

Kenngröße	Gleichrichtergrundschaltung			
	Einpuls	Zweipuls Gegentakt	Zweipuls Brücke	Zweipuls mit Verdopplung
Phasenzahl m	1	2	2	2
Koeffizient K für 50 Hz	0,09	0,18	0,15	0,04
Wechselspannung U_2	BU_{gr1}	BU_{gr1}	BU_{gr1}	$1,2 BU_{gr1}$
Phasenwiderstand R_{ph}	$R_{Tr} + r_F$	$R_{Tr} + r_F$	$R_{Tr} + 2 r_F$	$R_{Tr} + r_F$

r_F = dynamischer Innenwiderstand eines Gleichrichters

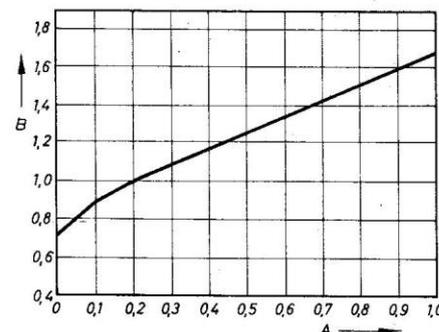


Bild 5: Diagramm $B = f(A)$

Um den Strom I_R in zulässigen Grenzen zu halten, muß gegebenenfalls der Phasenwiderstand R_{ph} durch Zuschaltung eines weiteren Widerstandes erhöht werden.

Die über C_L auftretende, nicht völlig geglättete Gleichspannung kann durch eine Stabilisierungsstrecke, bestehend aus dem Regeltransistor T_1 , dem Regelverstärker V_1 und der Referenzspannungsquelle U_{ref} , bei zusätzlichem Einsatz eines Siebkondensators C_{Si} in ihrem Spannungswert stabilisiert und bis zu Werten von $w \approx 10^{-4}$ weiter geglättet werden.

Der Siebkondensator C_{Si} erfüllt dabei zwei Aufgaben:

- weitere Glättung von U_{1-} im Zusammenwirken mit dem in der Regel sehr hohen dynamischen Innenwiderstand von T_1
- Verringerung des dynamischen Ausgangswiderstandes des Netztes, vor allem für höhere Frequenzen ($> 10^3$ Hz), sowie Stabilisierung der Gegenkopplungsschleife $T_1 - V_1$ gegen Laständerungen.

Bei der Dimensionierung von C_{Si} muß ein Kompromiß eingegangen werden, da die Glättungs- und Stabilisierungsfunktion des C_{Si} große C-Werte bedingt, andererseits aber unbedingt die Stoßstrombelastung von T_1 beim Zuschalten von U_2 beachtet werden muß, die den oberen Wert von C_{Si} begrenzt.

Zur Reduzierung des Ausgangsscheinwiderstandes werden den Elektrolytsiebkondensatoren im allgemeinen induktionsarme Papier- oder HDK-Keramikkondensatoren parallelgeschaltet. Siebkondensatoren können außer in Verbindung mit elektronischen Stabilisierungen auch zusammen mit Widerständen in RC-Siebgliedern und zusammen mit Induktivitäten in LC-Siebgliedern eingesetzt werden (s. Bild 7).

Der Siebfaktor s des RC-Siebgliedes ergibt sich zu

$$s_{RC} = \frac{U_{w2}}{U_{w1}} = m \omega_0 R_i C_i \quad (12)$$

Bei LC-Siebgliedern tritt durch Erhöhung der Filterordnungszahl (2. Ordnung) eine stärkere Frequenzabhängigkeit des Siebfaktors s auf:

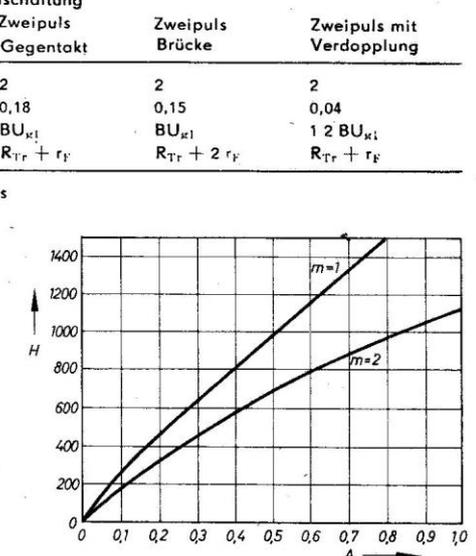


Bild 6: Diagramm $H = f(A)$

$$s_{1,C} = m^2 \omega_0^2 L_1 C_1 \quad (13)$$

Der Faktor m in den Gln. (12) und (13) ist identisch mit der in Tafel 1 enthaltenen Phasenzahl m .

Ein weiteres wichtiges Einsatzgebiet für Elektrolytkondensatoren ergibt sich bei der Anwendung als Siebkondensator im Ausgangsfilter von Schaltnetzteilen (s. Bild 8). Die charakteristische Eigenart der dabei verwendeten Stabilisierungsschaltung liegt im diskontinuierlichen Betrieb der Regelstrecke (realisiert durch den Transistor T_1). Durch Vergleich der am Siebkondensator C_{Si} auftretenden Ausgangsspannung $U_2 = U_{ref}$ durch den Schaltverstärker V_1 wird der Regeltransistor T_1 periodisch durchgesteuert bzw. gesperrt, so daß über die Siebinduktivität L_{Si} genau definierte Energiemengen auf den Siebkondensator C_{Si} gelangen. Die Höhe der Schaltfrequenz an T_1 sowie das auftretende Tastverhältnis sind eine Funktion des Verhältnisses zwischen Eingangsgleichspannung $U_1 = U_{ref}$ und Ausgangsspannung $U_2 = U_{ref}$, des Laststromes I_2 , der Daten des Ausgangsfilters L_{Si} , C_{Si} und des Spannungsteilerverhältnisses $R_2/(R_1 + R_2)$, mit dessen Hilfe die Hysterese des Schaltverstärkers V_1 festgelegt wird. Die Diode D_1 verhindert ein „Lücken“ des Stromes in der Siebinduktivität und bewirkt damit zwar hohe, den Transistor T_1 gefährdende Spannungsspitzen, aber durch Glättung des Drosselstromes eine bessere Nutzung des Energiespeichervermögens der Siebdrossel.

Bei der praktischen Realisierung des Schaltungsprinzips gibt es zwei hauptsächliche Varianten zur Steuerung des Transistors T_1 :

- Pulsfrequenzsteuerung (Eigensteuerung, wie im Bild 8)
- Pulsbreitensteuerung (Fremdsteuerung).

Vorteile beim Einsatz von Schaltnetzteilen sind der hohe Wirkungsgrad bei großen Lastströmen und großen Ausgangsspannungen und die Tatsache, daß $U_1 = U_{ref}$ in weitaus größeren Toleranzen schwanken darf als beim Serienstabilisator. So kann im Extremfall bei Vorhandensein hochsperrender Transistoren für T_1 der Transformator Tr weggelassen, und es können damit sehr kleinvolumige Baugruppen realisiert werden. Nachteile ergeben sich aus den hohen Anforderungen an das Schaltverhalten von T_1 , D_1 und C_{Si} sowie durch die auftretende hochfrequente Störstrahlung.

Der eingesetzte Siebkondensator C_{Si} muß im verwendeten Frequenzbereich 20 bis 100 kHz einen sehr geringen Reihenverlustwiderstand R_s und eine kleine Reiheninduktivität L_s besitzen.

Bild 9 zeigt die Gegenüberstellung des Scheinwiderstandsverlaufes über der Betriebsfrequenz für konventionelle Elektrolytkondensatoren und spezielle Vierpol-Elektrolytkondensatoren. Es ist zu erkennen, daß oberhalb einer maximalen Frequenz nur noch die induktive Komponente wirksam wird und damit die Siebfunktion verlorengeht. Bei konventionellem Aufbau lassen sich R_s -Werte von 10...100 mΩ erreichen. Demgegenüber gestatten spezielle Konstruktionen das Absenken von R_s um etwa eine Größenordnung.

Nach [4] wird z. B. für einen Kondensator von 100 000 $\mu F/6 V$ bei 20 kHz ein R_s -Wert von 1 mΩ und ein zulässiger I_R -Wert von 64 A erreicht.

Bild 7: Prinzipschaltbilder
a) RC-Siebglied; b) LC-Siebglied

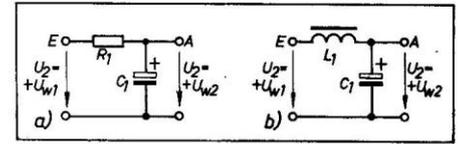
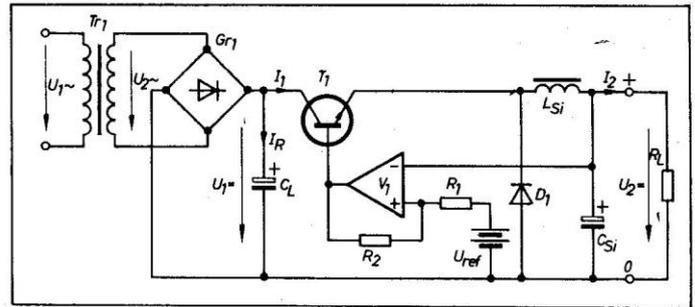


Bild 8: Prinzipschaltbild Schaltnetzteil



Solange derartige Bauelemente nicht zur ständigen Verfügung stehen, kann man als Ausweichlösung mehrere axial kontaktierte Einzelkondensatoren mit möglichst hoher Nennspannung parallelschalten. Das zweite Kriterium, eine kleine Reiheninduktivität, wird durch den Aufbau des Kondensators als sog. Vierpol-Elektrolytkondensator [6] erreicht. Dabei werden entsprechend Bild 10 bei beiden Kondensatorbelägen jeweils Anfang und Ende des Wikkels kontaktiert und alle vier entstehenden Anschlüsse getrennt herausgeführt.

Aus Bild 10 ist ersichtlich, daß der Siebkondensator im Prinzip wie ein Durchführungsfilter arbeitet und somit optimale Siebwerte gewährleistet. Damit nicht der gesamte Laststrom I_2 über die Kondensatorbeläge fließen muß, kann eventuell je Belag eine Entlastungsdrossel L_e vorgesehen werden. Die exakte Berechnung des Filters L_{Si} , C_{Si} ist problematisch. Es existieren in der Literatur verschiedene, voneinander abweichende Berechnungsverfahren. Vor allem bei der Variante in Betriebsart Eigensteuerung sind mehrere Einflußgrößen, die nicht immer exakt bestimmbar sind, zu beachten. Als Beispiel sollen die in [7] enthaltenen Dimensionierungsregeln genannt werden:

1. Unter der Randbedingung eines Wechselstromes I_2 von $I_2 = \pm 0,1 \cdot I_2$ gilt

$$L_{Si} = \frac{U_2 \cdot t_{aus}}{0,2 I_2} \quad (14)$$

wobei t_{aus} die Impulspausenzeit darstellt, in der T_1 gesperrt ist.

2. Zur Dimensionierung von C_{Si} müssen dessen Reihenverlustwiderstand R_s und der zu erwartende Laststromsprung ΔI_2 bekannt sein. Weiterhin muß ein zulässiger maximaler Sprung der Ausgangsspannung $\Delta U_2 = U_{ref}$, der von ΔI_2 abhängt,

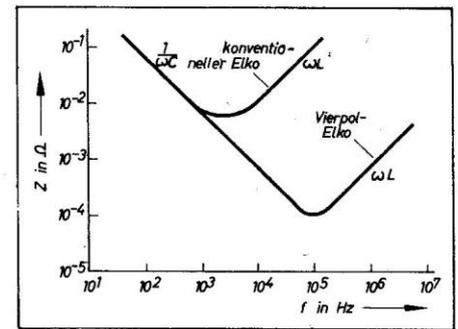


Bild 9: Typische Abhängigkeit $Z = f(f)$ eines Vierpol-Elektrolytkondensators im Vergleich zu konventionellen Typen

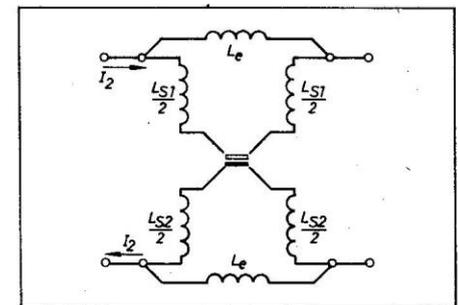


Bild 10: Ersatzschaltbild eines Vierpol-Elektrolytkondensators

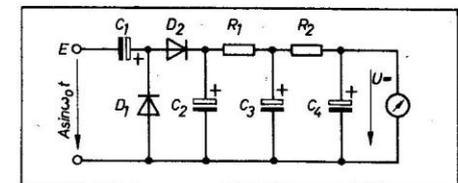
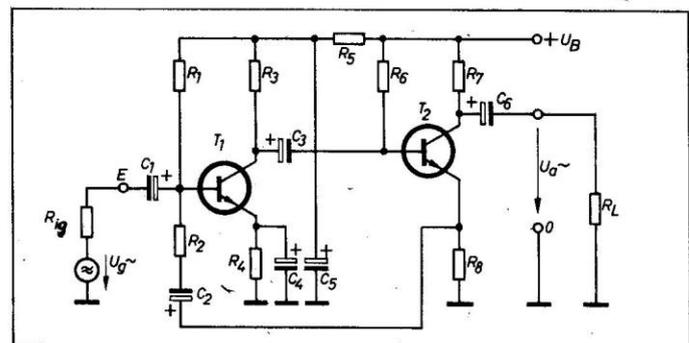


Bild 11: Prinzipschaltbild Meßgleichrichter mit Glättungsfilter

Bild 12: Prinzipschaltbild zweistufiger NF-Verstärker



vorgegeben werden. Damit ergibt sich

$$C_{S1} = \frac{\Delta I_2 \cdot 10 (t_{\text{aus}} + t_{\text{ein}})}{\Delta U_2 - R_s \Delta I_2} \quad (15)$$

wobei t_{ein} die Einschaltzeit des Transistors T_1 darstellt. Auf eine ausreichende Impulsstrombelastbarkeit ist auch beim Ladekondensator C_1 zu achten, da durch den Schaltbetrieb des Transistors T_1 kein kontinuierlicher Strom I_1 auftritt.

Analog zur Verwendung in Netzteil-Siebketten werden Elektrolytkondensatoren auch in Glättungsfiltern für Meßgleichrichter eingesetzt. Bild 11 zeigt einen Meßgleichrichter in Spannungsverdopplerschaltung, der eine Meßgröße in ein zweistufiges Siebglied R_1, C_3 und R_2, C_4 mit nachfolgendem Strommeßwerk einspeist. Durch die Spannungsverdopplung werden beide Halbwellen der Meßwechselspannung genutzt; am Kondensator C_2 tritt eine pulsie-

rende Gleichspannung mit einer Welligkeitsfrequenz von $2\omega_0$ und etwa dem doppelten Spannungswert der Eingangsgröße $A \sin \omega_0 t$ auf.

Die Kondensatoren C_1 und C_2 arbeiten als Ladekondensator ähnlich wie der Ladekondensator C_L beim serienstabilisierten Netzteil. Da Meßgleichrichter im Normalfall bei Frequenzen $\gg 50$ Hz eingesetzt werden, muß die obere Frequenzgrenze der verwendeten Elektrolytkondensatoren (s. Bild 9) beachtet werden.

Weitere Einsatzmöglichkeiten von Elektrolytkondensatoren ergeben sich in der NF-Verstärkertechnik. Bild 12 zeigt ein Beispiel für den Einsatz in einem zweistufigen NF-Verstärker. Der Kondensator C_5 entkoppelt die Betriebsspannungsversorgung der Vorstufe T_1 von der nachfolgenden Stufe T_2 und verhindert dadurch eine mögliche Selbsterregung des Verstärkers. Außerdem wird eine noch vorhandene Welligkeit der

Betriebsspannung unterdrückt. Dabei wird ein Siebfaktor s entsprechend Gl. (12) wirksam.

Der niedrige Scheinwiderstand Z für Wechselspannungen wird auch beim Einsatz des Emitterkondensators C_4 genutzt. Der Kondensator C_4 überbrückt den Emitterwiderstand R_e wechselfrequenzmäßig und verhindert damit das Auftreten einer Stromreihengegenkopplung in der Stufe T_1 . Der Wert für C_4 kann näherungsweise [3] mit Gl. (16) berechnet werden.

$$C_4 \approx \frac{K h_{21eT1}}{\omega_u (R_1 + h_{11eT1})} \quad (16)$$

Dabei ist ω_u die gewünschte untere Grenzfrequenz und K ein Korrekturfaktor, der von der Anzahl der frequenzabhängigen Glieder im Verstärker abhängt.

Wird fortgesetzt