

HEINRICH-HERTZ-INSTITUT FÜR SCHWINGUNGSFORSCHUNG
BERLIN-CHARLOTTENBURG

Technischer Bericht Nr. 126

Hinweise zur Entwicklung und Fertigung
von zum Atmospheric-Empfang bestimmten
Schmalbandverstärkern

von

Ing. G. Heydt

Berlin
1 9 7 0

Hinweise zur Entwicklung und Fertigung von zur

Atmospherics-Empfang bestimmten Schmalbandverstärkern

Zusammenfassung:

Ein schmalbandiger aktiver RC-Verstärker mit Mitkopplungsnetzwerk wird untersucht und sein Verhalten dem des üblichen LC-Schmalbandverstärkers, sowie dem des RC-Verstärkers mit überbrücktem T-Glied gegenübergestellt. Eine Abgleichroutine für den Verstärker wird angegeben.

Der zweite Teil der Arbeit gilt dem Verhalten mehrstufiger Schmalbandverstärker bei impulsförmiger Erregung, wobei Dimensionierungsrichtlinien als Hilfsmittel zur Entwicklung derartiger, zum Atmospheric-Empfang bestimmter Verstärkersysteme genannt werden.

Heinrich-Hertz-Institut für Schwingungsforschung

Der Bearbeiter

Heydt
(Ing. G. Heydt)

Der Abteilungsleiter

Gundlach
(Prof. Dr.-Ing. F.W.Gundlach)

Der Institutsdirektor

P. Matthieu
(Prof. Dr.phil.P.Matthieu)

Berlin-Charlottenburg, den 3.8.1970



1. Einleitung

Bei Untersuchungen des Spektrums atmosphärischer Funkstörungen im Frequenzbereich unter 30 kHz werden seit langem Meßsysteme verwendet, deren Bandbreite gegenüber ihrer Mittelfrequenz sehr klein ist. Diese Verstärkeranordnungen wurden üblicherweise aus LC-Schmalbandverstärkern aufgebaut.

Die Verwendung von Induktivitäten in den selektiven Stufen ist jedoch problematisch. Dies gilt besonders, wenn bei niedrigen Frequenzen, z.B. unter 10 kHz gemessen werden soll; hier sind für hinreichende Kreisgüten sehr große Spulen mit entsprechend hohem Gewicht nötig und infolge von Streuung und Inkonstanz des Ferritmaterials wird die Spule eindeutig zum unzuverlässigsten Teil der Verstärkerstufe. Für eine Meßanlage zur Analyse von atmosphärischen Funkstörungen sollten daher "aktive" RC-Schmalbandverstärker entwickelt werden. Die hier vorliegende Arbeit enthält Hinweise zu Theorie und Praxis der Entwicklung dieser Verstärker; im zweiten Teil der Arbeit wird das Verhalten von mehrstufigen schmalbandigen Verstärkeranordnungen bei impulsartiger Erregung diskutiert.

2. RC-Schmalbandverstärker mit Mitkopplungsnetzwerk

Der Aufbau eines RC-Schmalbandverstärkers ist nur mit sehr genauen und entsprechend konstanten Bauelementen möglich. Wenn, wie in unserem Fall, Amplituden- und Phaseninformationen festgehalten werden sollen, ist besondere Präzision und Konstanz des Verstärkerabgleichs erforderlich.

Unter diesen Bedingungen werden die Materialkosten für einen Verstärker im wesentlichen durch die Kosten der zur Abstimmung notwendigen präzisen Bauelemente bestimmt.

Der Verstärker sollte daher möglichst wenige Abstimmelemente enthalten und diese sollten untereinander möglichst gleich sein, so daß durch größere Stückzahlen von gleichen

Widerständen und Kondensatoren niedrigere Kosten und größere Kollektive bei Aussucharbeiten entstehen. Aus diesem Grunde wurde folgende Schaltung gewählt:

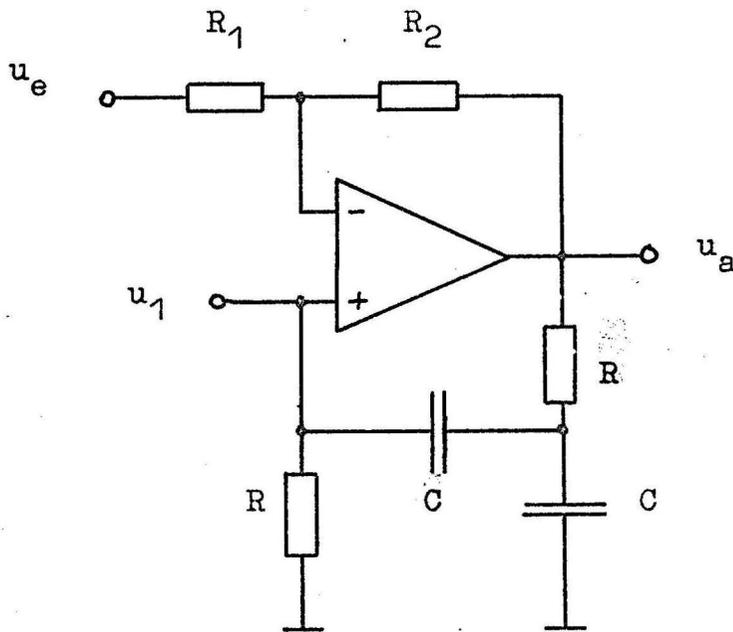


Bild 1 : Prinzipschaltung des RC-Schmalbandverstärkers mit Mitkopplungsnetzwerk

Diese Schaltung enthält offensichtlich als frequenzbestimmende Elemente lediglich zwei gleiche Widerstände R und zwei gleiche Kondensatoren C .

Um die Eigenschaften dieses Verstärkers besser übersehen zu können, soll vor der Ableitung seiner Übertragungsfunktion zunächst an die Übertragungsfunktion des LC-Schmalbandverstärkers erinnert werden. Um den Vergleich zu erleichtern, soll auch dieser Verstärker mit einem Operationsverstärker aufgebaut werden:

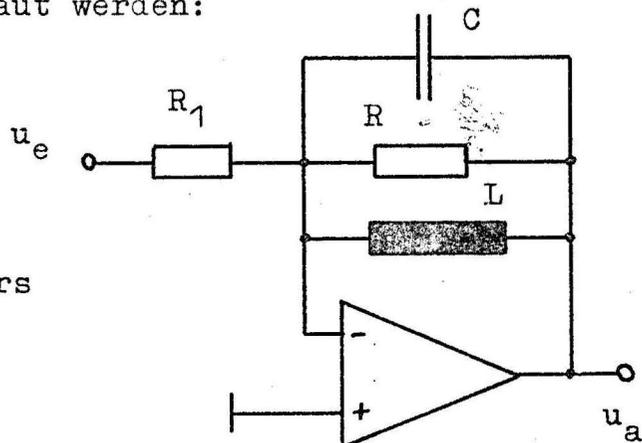


Bild 2 :
Prinzipschaltung des
LC-Schmalbandverstärkers

Der Operationsverstärker soll jeweils als "idealer" Verstärker betrachtet werden, d.h. seine Leerlaufverstärkung und seine Eingangswiderstände seien unendlich groß und die Spannungsdifferenz zwischen beiden Eingängen gehe gegen Null. Unter diesen Voraussetzungen gilt,

$$\text{daß } u_a = -u_e \cdot \frac{\text{Gegenkopplungswiderstand}}{R_1} \text{ ist, (1)}$$

sowie, falls - wie in Bild 1 - eine Spannung an den nicht invertierenden Eingang gelegt wird und der Innenwiderstand einer Spannungsquelle für u_e sehr klein gegen R_1 ist:

$$u_a = u_1 \cdot \left[\frac{\text{Gegenkopplungswiderstand}}{R_1} + 1 \right] \quad (2)$$

Die Gl. (2) gilt für $u_e = 0$; ist dies nicht der Fall, sind zur Berechnung von u_a die rechten Seiten der Gl. (1) und (2) zu addieren.

Damit wird die Übertragungsfunktion des LC-Schmalbandverstärkers wie folgt berechnet:

$$u_a = -u_e \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C} = -u_e \frac{R}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R}{j\omega L} + j\omega RC}$$

Bei Einführung der Resonanzfrequenz $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, der normierten Frequenz $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$, sowie der Kreisgüte $Q = \frac{R}{\omega_0 L} = \omega_0 RC$ ergibt sich:

$$u_a = -u_e \frac{R}{R_1} \frac{1}{1 + jQ\left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right)} \quad (3)$$

Dies ist die bekannte Formel für die Übertragungsfunktion eines LC-Schmalbandverstärkers, in die allerdings, bedingt durch die Anwendung eines idealen Operationsverstärkers, keine Verstärker-, Transistor- oder Röhrendaten mehr eingehen.

Zur vergleichsweisen Bestimmung der Übertragungsfunktion des gezeigten RC-Schmalbandverstärkers ist es zweckmäßig, zunächst die Übertragungsfunktion des Mitkopplungsnetzwerkes zu ermitteln:

$$u_m = u_a \cdot \frac{\frac{1}{j\omega C} \left(\frac{1}{j\omega C} + R \right)}{\frac{2}{j\omega C} + R} \cdot \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}}$$

Nach Kürzen und Beseitigen des Doppelbruchs, sowie Einführung der normierten Frequenz $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ mit $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ ergibt sich schließlich:

$$u_m = u_a \cdot \frac{1}{3 + j(\Omega - \frac{1}{\Omega})} \quad (4)$$

Bemerkenswert hierbei ist, daß die Mitkopplungsspannung u_m bei $\Omega = 1$ und dem Betrage nach $\frac{1}{3}$ wird.

Entsprechend den Gl. (1) und (2) lautet nun der Ansatz für die Berechnung der Übertragungsfunktion:

$$u_a = -u_e \frac{R_2}{R_1} + u_m \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \quad (5)$$

Einsetzen von Gl. (4) für u_m und Auflösen nach u_m ergibt nach kurzer Zwischenrechnung:

$$u_a = -u_e \frac{\frac{R_2}{R_1}}{2 - \frac{R_2}{R_1}} \cdot \frac{3 + j(\Omega - \frac{1}{\Omega})}{1 + j \frac{1}{2 - \frac{R_2}{R_1}} (\Omega - \frac{1}{\Omega})} \approx -u_e \frac{3 \frac{R_2}{R_1}}{2 - \frac{R_2}{R_1}} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{1}{2 - \frac{R_2}{R_1}} (\Omega - \frac{1}{\Omega})} \quad (\Omega \approx 1)$$

Ein Vergleich von Gl. (6) mit Gl. (3) zeigt deutlich die gleichartige Frequenzabhängigkeit beider Verstärker in der Nähe ihrer Resonanzfrequenz. Der Güte Q des LC-Schwingkreises entspricht bei diesem RC-Schmalbandverstärker ganz

offensichtlich der Ausdruck $\frac{1}{2 - \frac{R_2}{R_1}}$, den wir daher ebenfalls Q nennen wollen.

Die für eine kräftige Selektionswirkung erforderliche hohe Güte kann offenbar nur dann erreicht werden, wenn das Widerstandsverhältnis $\frac{R_2}{R_1}$ dicht unter dem Wert 2 liegt. (Damit liegt dann, entsprechend Gl. (2), die Verstärkung von u_m dicht unter dem Wert 3, so daß die Abschwächung durch das Mitkopplungsnetzwerk von $\frac{1}{3}$ im Resonanzfall entsprechend Gl. (3) fast aufgehoben wird.)

Wir können also schreiben:

$$u_a \approx -u_e \cdot 6Q \frac{1}{1 - jQ \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right)} \quad (7)$$

Aus dieser Gleichung und aus den vorherigen Ausführungen lassen sich das Verhalten des Verstärkers und die nötigen Dimensionierungsregeln mühelos ablesen:

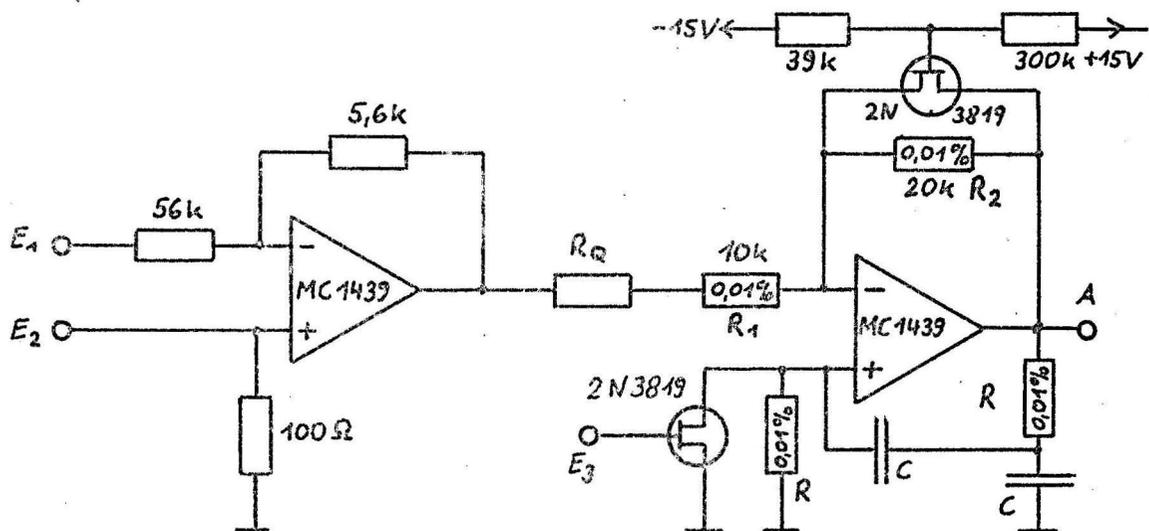
- a) Zur Einstellung der Resonanzfrequenz ist $\frac{1}{RC} = \omega_0$ zu wählen.
 b) Die Güte Q kann mit Hilfe des Widerstandsverhältnisses $\frac{R_2}{R_1}$ entsprechend der Formel $Q = \frac{1}{2 - \frac{R_2}{R_1}}$ eingestellt werden.

(Beispiel: Für $Q = 40$ muß $\frac{R_2}{R_1} = 1,975$ gewählt werden.)

- c) Die Verstärkung im Resonanzfall ist immer gleich $6Q$, also z.B. 240 für $Q = 40$.

Hingewiesen sei jedoch auf die Tatsache, daß entsprechend dem vorderen Teil von Gl. (6) die Weitab-Selektion des Verstärkers sich durchaus von der des LC-Schmalbandverstärkers unterscheidet. Während für sehr hohe und für sehr tiefe Frequenzen die Übertragungsfunktion des LC-Schmalbandverstärkers nach Null strebt, strebt sie in beiden Fällen bei dem hier diskutierten RC-Schmalbandverstärker gegen den Wert 2. Dies ist bei der praktischen Anwendung zu berücksichtigen, spielt jedoch meist infolge der hohen Verstärkung im Resonanzfall keine Rolle.

Bild 3 zeigt die praktische Schaltungsausführung des soeben theoretisch untersuchten Verstärkers.



Frequenzkompensation: $10k$ v. 1 nach 5, $2,2n + 470\Omega$ v. 5 nach 8.

Bild 3 : Schaltungsausführung des RC-Schmalbandverstärkers mit Mitkopplungsnetzwerk

Gegenüber der in Bild 2 gezeigten Prinzipschaltung erwiesen sich folgende zusätzliche Maßnahmen als notwendig oder zweckmäßig:

a) Dem eigentlichen selektiven Verstärker ist ein Operationsverstärker als Eingangsverstärker vorgeschaltet. Dadurch wird die notwendige niederohmige Ansteuerung des selektiven Verstärkers sichergestellt. Außerdem kann durch Wahl der Verstärkung des Eingangsverstärkers die Verstärkung der gesamten Anordnung in weiten Grenzen eingestellt werden. Dies ist beim einzelnen selektiven Verstärker nicht möglich, da bei ihm die Verstärkung stets das sechsfache der meist vorgegebenen Güte ist. Ein weiterer Vorteil liegt in der Möglichkeit, die beiden Eingänge des Eingangsverstärkers zur Differenz- oder Summenbildung zu benutzen oder das Vorzeichen des Verstärkungsfaktors zu wählen.

b) Der Widerstand R_1 in Bild 2 wird nun von einer Reihenschaltung aus Widerständen R_1 und R_Q gebildet. R_1 und der Gegenkopplungswiderstand $R_2 = 2 R_1$ sind Präzisionswiderstände, deren Verhältnis mit einer Genauigkeit von besser

als 0,02% eingehalten wird. Dies ist nicht nötig, wenn nur ein einzelner oder wenige Verstärker abgeglichen werden sollen. Das geforderte Widerstandsverhältnis kann dann durch Ausmessen und Zusammensetzen von Metallfilmwiderständen hergestellt werden. Bei größeren Stückzahlen - in unserem Fall waren 80 Verstärker abzugleichen - ist die Aussucharbeit sehr beträchtlich und die hierfür benötigten Widerstandskollektive wären sehr groß, so daß sich der Einsatz von Präzisionswiderständen an dieser Stelle durchaus lohnt.

c) Parallel zum Gegenkopplungswiderstand liegt ein Feldeffekttransistor mit stark negativ vorgespanntem Gate. Er hat den Zweck, Eigenschwingungen des Verstärkers zu verhindern. Diese Schwingungen treten bei dem verwendeten Operationsverstärker MC 1439 der Fa. Motorola in der Schaltung bei Übersteuerung der Anordnung auf und setzen auch nach Ende der Übersteuerung nicht wieder aus. Der Gate-Spannungsteiler ist so bemessen, daß kurz vor Erreichen der Übersteuerung der Transistor leitend wird und dadurch ein stabiler Begrenzungseffekt eintritt.

d) Parallel zum zweiten frequenzbestimmenden Widerstand R liegt ein weiterer Feldeffekttransistor, dessen Gate normalerweise so stark negativ gehalten wird, daß der Transistor - auch bei Berücksichtigung der maximal an ihm liegenden Wechselspannung von ca. $\pm 5,5$ V - sicher gesperrt ist. Wird das Gate dieses Transistors kurzzeitig auf Massepotential gebracht, erfolgt eine augenblickliche Dämpfung des Resonanzvorganges. In einer Anordnung mit mehreren oder vielen Verstärkern können diese dann falls erforderlich gemeinsam über diese Gatepotentiale gedämpft oder freigegeben werden. Hierbei ist zu beachten, daß die Freigabe der Verstärker nicht zu plötzlich erfolgt, weil sie sonst durch den Freigabeimpuls selbst angestoßen werden. Der Übergang vom Masse- zum Sperrpotential darf eine gewisse Geschwindigkeit nicht überschreiten, die von der Resonanzfrequenz des Verstärkers abhängt. Aus dem gleichen Grund sollte das Sperrpotential - jedenfalls bei Verstärkern, die im Eingang einer Anordnung liegen - nicht

größer als notwendig sein.

Zur Wahl der Betriebsspannungen des Verstärkers ist folgendes zu bemerken:

Die Eingangskapazität des Operationsverstärkers ist von seiner Arbeitsspannung abhängig und wird um so größer, je kleiner diese ist. Dadurch wird die Eigenresonanz des Verstärkers verschoben und die Temperaturkonstanz des Verstärkerabgleichs beeinträchtigt. Es ist daher sehr zu empfehlen, mit den Betriebsspannungen dicht an die Grenzwerte des Operationsverstärkers heranzugehen, z.B. also statt ± 12 V ± 15 V zu wählen.

Zum Abschluß der Betrachtung des beschriebenen RC-Schmalbandverstärkers sollen noch einige Hinweise zur Abgleichpraxis gegeben werden.

Bei dem genannten Verwendungszweck der Verstärker, nämlich dem Einsatz in Atmospheric-Analysatoren, sind die Anforderungen an die Präzision und Konstanz des Frequenz- und des Güteabgleichs sehr hoch. Die Verstärker müssen in jedem Fall mindestens paarweise gut übereinstimmen, da für die Messung der Einfallrichtung und von Gruppenlaufzeitdifferenzen von Atmospheric Phasendifferenzen gemessen werden, die durch Differenzen der Resonanzfrequenzen der Verstärker verfälscht würden. Aus diesem Grunde lag die geforderte Toleranz für die Ansteuerung von Phasennessern eingesetzte Verstärkerpaare bei $3 \cdot 10^{-4}$, der Absolutwert der Resonanzfrequenz sollte mit einer Genauigkeit von $\pm 1 \cdot 10^{-3}$ eingehalten werden.

Insgesamt wurden 80 Verstärker abgeglichen; die geforderten Resonanzfrequenzen lagen - bei unterschiedlicher Zahl der abzugleichenden Verstärker - bei 5, 7, 9, 10, 14 und 20 kHz. Dabei ist zu bemerken, daß der verwendete Operationsverstärker bei wesentlich höheren Resonanzfrequenzen als 20 kHz nicht mehr geeignet ist.

Als frequenzbestimmende Widerstände wurden Präzisionswiderstände der Fa. Rosenthal/Vishay, Typ HFE mit einer Toleranz von 0,01 % verwendet. Diese Widerstände können infolge

ihrer großen Genauigkeit ohne jede Aussucharbeit eingesetzt werden.

Anders ist die Situation bei den Abstimmkondensatoren: wegen ihrer Konstanz und ihres geringen Temperaturkoeffizienten sind Glimmerkondensatoren sehr geeignet. Sie sind jedoch zu vertretbaren Preisen nur bis zu Toleranzen von $\pm 0,5\%$ erhältlich.

Um eine geeignete Abgleich-Strategie zu entwickeln, muß daher der Einfluß von Toleranzen der Abstimmelemente auf das Verstärkerverhalten bekannt sein.

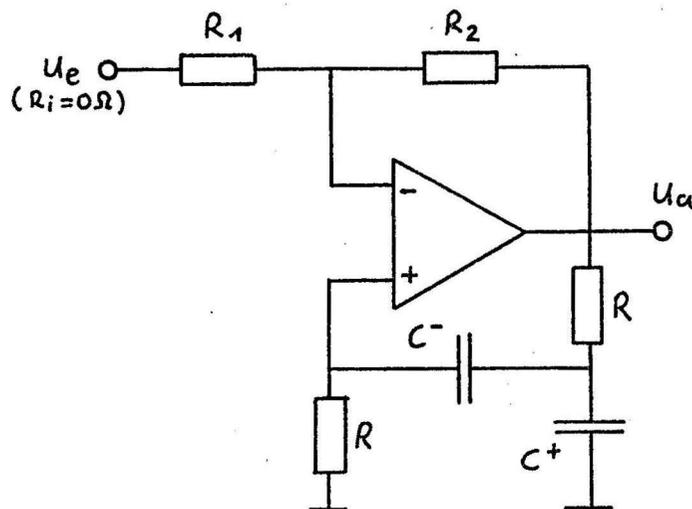


Bild 4 : RC-Schmalbandverstärker mit toleranzbehafteten Kapazitäten

Entsprechend Bild 4 sollen beim Aufbau des Verstärkers zwei Kapazitäten C^+ und C^- verwendet werden, die um einen kleinen Betrag Δ vom Sollwert C abweichen:

$$C^+ = C(1+\Delta) ; C^- = C(1-\Delta)$$

$$\Delta \ll 1$$

Nach einem sinngemäß gleichen Rechengang wie bei der Analyse des RC-Schmalbandverstärkers auf Seite 4 und unter Benutzung der üblichen Näherungen beim Rechnen mit Größen $\ll 1$ ergibt sich schließlich:

$$U_a \approx -U_e \frac{\frac{R_2}{R_1}}{2 - \frac{R_2}{R_1} (1-\Delta)} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{1}{2 - \frac{R_2}{R_1} (1-\Delta)} (\Omega - \frac{1}{\Omega})} \quad (8)$$

Aus Gl. (8) läßt sich leicht ablesen, daß die Resonanzfrequenz des Verstärkers durch die angenommenen Abweichungen der Kondensatoren vom Sollwert nicht beeinflusst wird. Die Güte ist dagegen erheblich von der Abweichung abhängig:

$$Q(\Delta) = \frac{1}{2 - \frac{R_2}{R_1} (1-\Delta)} \quad (9)$$

Berücksichtigt man, daß für große Güten der Nenner in Gl. (9) sehr kleine Werte annehmen muß, so wird die starke Abhängigkeit der Güte von Δ besonders deutlich. Es ist jedoch immer möglich, diesen Einfluß durch Verändern des Widerstandsverhältnisses $\frac{R_2}{R_1}$ auszugleichen.

Mit Hilfe dieser Kenntnisse kann man nun folgendes Verfahren für den Abgleich einer größeren Anzahl derartiger Verstärker unter Verwendung toleranzbehafteter Kondensatoren angeben:

a) Man wähle die Größe der Abstimmkondensatoren so, daß die zugehörigen Abstimmwiderstände einen Wert von etwa 4 k Ω ergeben, runde diesen Kapazitätswert auf einen Normwert auf oder ab und berechne danach den genauen Wert der Abstimmwiderstände.

b) Man bestelle: die für sämtliche Verstärker notwendige Anzahl von Kapazitäten mit einer Toleranz von $\pm 0,5\%$ (am besten 20% mehr als theoretisch benötigt).

Die für sämtliche Verstärker benötigte Anzahl an Operationsverstärkern.

Eine erheblich größere Anzahl an Feld-

effekttransistoren, als für die Verstärker benötigt werden.

Die für sämtliche Verstärker notwendigen Präzisionswiderstände R_1 und R_2 entsprechend den in Bild 3 angegebenen Werten.

Zwei der wie unter a) berechneten Präzisionswiderstände als Abstimmwiderstände.

c) Man fertige in der Zwischenzeit die gedruckte Schaltung für die Verstärker an. Hierbei ist zu empfehlen, eine Seite der Leiterplatte als Stecker auszubilden, so daß spätere Testmessungen am Verstärker ohne Lötarbeiten durchgeführt werden können.

d) Wenn die bestellten Bauelemente eingetroffen sind, messe man die Feldeffekttransistoren hinsichtlich ihrer Sperrspannung aus und bestimme Exemplare mit niedriger Sperrspannung z.B. $-1,0 \text{ V} \pm 0,1 \text{ V}$ für die Verwendung als Dämpfungswiderstand im Mitkopplungsnetzwerk und solche mit höherer Sperrspannung z.B. $-2,0 \text{ V} \pm 0,1 \text{ V}$ für die Verwendung als Amplitudenbegrenzer.

d) Man messe die Kondensatoren und sortiere sie hinsichtlich der Größe ihrer Kapazität. Bei dieser Messung kommt es nicht unbedingt auf den Absolutwert an, sie muß jedoch relativ sehr genau sein. Falls keine Meßbrücke mit entsprechender Auflösungsfähigkeit zur Verfügung steht, muß gegebenenfalls der Umweg über eine Frequenzmessung gegangen werden, bei der die zu messenden Kapazitäten frequenzbestimmend wirken.

e) Man wähle zwei möglichst gleich große Kapazitäten, deren Wert etwa in der Mitte ihres Kollektivs liegt.

f) Man bestücke einen Verstärker komplett, unter Verwendung der unter e) genannten Kapazitäten und der beiden unter b) genannten Präzisionswiderstände, löte jedoch anstelle des zweiten Operationsverstärkers eine Fassung ein.

g) Man stecke nacheinander sämtliche Operationsverstärker in die Fassung und messe jeweils die Resonanzfrequenz des entstehenden RC-Schmalbandverstärkers; dabei verwende man als Indikator am besten einen XY-Oszillografen und als Re-

sonanzkriterium Phasengleichheit zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung.

h) Man sortiere die Verstärker nach den sich ergebenden Resonanzfrequenzen und wähle als "zweite" Operationsverstärker diejenigen aus, die eine möglichst hohe Resonanzfrequenz ergaben und somit eine niedrige Eingangskapazität haben. Die restlichen Operationsverstärker werden für die Verwendung als Eingangsverstärker vorgesehen.

i) Man entferne die Fassung und ersetze sie durch einen der ausgesuchten Operationsverstärker. Dann wird die Resonanzfrequenz endgültig gemessen und die Abweichung von der Sollfrequenz festgestellt. Falls erforderlich kann nun der endgültige Wert der Abstimmwiderstände durch eine Korrekturrechnung ermittelt werden und die Berechnung der nötigen Stückzahl dieser Widerstände erfolgen.

k) Bei der endgültigen Bestückung aller Verstärker wählt man dann als Abstimmkondensatoren Paare aus, die jeweils um einen gleichen Betrag über und unter der Kapazität des Kondensatorpaares liegen, mit denen der erste Verstärker bestückt wurde.

l) Die geforderte Güte stellt man am zweckmäßigsten zunächst an einem der Verstärker durch Wahl des Widerstandes R_Q ein. Die anderen Verstärker werden dann durch Variation ihres R_Q auf gleiche Güte eingestellt. Hierzu erregt man am besten den Referenzverstärker und den abzugleichenden Verstärker gemeinsam mit einem Nadelimpuls, oszillografiert ihre Ausgangsspannungen im XY-Betrieb und stellt auf möglichst strichförmige Lissajous-Figur ein. Der beim Abgleich nötige Einstellwiderstand wird schließlich durch einen Festwiderstand gleichen Wertes ersetzt.

Wenn die gesamte beschriebene Prozedur befolgt wird, werden die Einflüsse von Schaltungskapazitäten voll berücksichtigt und es ist möglich, einen sehr großen Teil der bestellten Schaltelemente für die Verstärker zu verwenden, so daß vertretbare Kosten für den einzelnen Verstärker entstehen. In unserem Fall lag der Materialpreis für einen Verstärker bei 100.-DM. Der Temperaturkoeffizient wird

ist wesentlich durch die Kondensatoren bestimmt und liegt bei etwa $+20 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}$.

Damit ist die Betrachtung des von uns verwendeten RC-Schmalbandverstärkers abgeschlossen. Zum Vergleich soll an dieser Stelle noch eine kurze Betrachtung eines anderen RC-Schmalbandverstärkers erfolgen, der in Anwendungsbeispielen für Operationsverstärker sehr häufig als Schmalbandverstärker empfohlen wird.

2.1. RC-Schmalbandverstärker mit überbrücktem T-Glied im Gegenkopplungszweig

Die Prinzipschaltung dieses Verstärkers zeigt Bild 5:

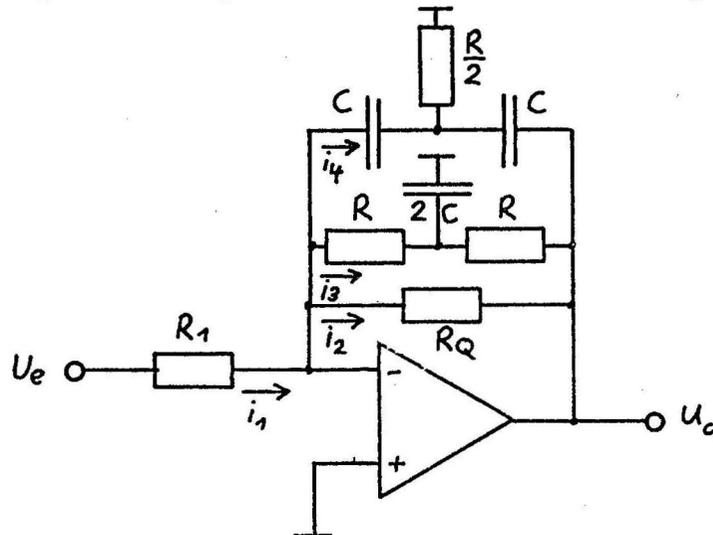


Bild 5 : RC-Schmalbandverstärker mit überbrücktem T-Glied

Zur Ermittlung der Übertragungsfunktion dieses Verstärkers geht man am besten - einen "idealen" Operationsverstärker vorausgesetzt - davon aus, daß $i_1 = i_2 + i_3 + i_4$ sein muß. und am invertierenden Eingang stets Massepotential herrscht. Unter diesen Bedingungen und mit der bereits verwendeten Normierung $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$; $(\omega_0 = \frac{1}{RC})$ läßt sich die Übertragungsfunktion leicht ermitteln.

Es ergibt sich:

$$U_a = -u_e \cdot \frac{R_Q}{R_1} \frac{1 - j \frac{1}{\Omega}}{1 - j \frac{1}{\Omega} + j \frac{R_Q}{2R} (\Omega - \frac{1}{\Omega})} \quad (10)$$

Ein Vergleich mit den Gl. (3) und (6) scheint ein sehr ähnliches Verhalten des vorliegenden Verstärker wie das der vorher betrachteten Verstärker anzuzeigen:

Das Verhältnis $\frac{R_Q}{2R}$ gibt offenbar die Güte des Verstärkers an, der für $\Omega = 1$ eine Verstärkung von $-\frac{R_Q}{R_1}$ hat und damit, wie die anderen Verstärker auch, im Resonanzfall eine Phasenverschiebung zwischen u_a und u_e von 180° aufweist.

Es ist jedoch zu beachten, daß die imaginären Glieder $-j \frac{1}{\Omega}$ in Zähler und Nenner in der Nähe der Resonanzfrequenz keineswegs zu vernachlässigen sind, sondern etwa den Wert $-j$ haben. Es existiert ein Wert für $\Omega - \frac{1}{\Omega}$, bei dem die imaginären Glieder im Nenner von Gl. (10) einander aufheben: Dies ist - große Werte der Güte vorausgesetzt - bei

$$\Omega - \frac{1}{\Omega} \approx \frac{2R}{R_Q} = \frac{1}{Q}$$

der Fall. Da hierbei $\frac{1}{\Omega}$ weiterhin ≈ 1 bleibt, wird jetzt die Verstärkung:

$$\frac{U_a}{U_e} \approx -\frac{R_Q}{R_1} (1-j) = \sqrt{2} \cdot \frac{R_Q}{R_1} e^{-j45^\circ}$$

Dies bedeutet, daß das Maximum der Verstärkung nicht bei $\Omega = 1$ auftritt, sondern bei einer Frequenz, die bei $\Omega = 1 + \frac{1}{2Q}$ liegt. Hier ist die Verstärkung um 3 dB größer als bei $\Omega = 1$, während eine zusätzliche Phasenverschiebung um 45° auftritt.

Diese Eigenschaften sind wesentliche Nachteile dieses Verstärkers: Seine Resonanzfrequenz ist merkbar von der jeweils gewählten Güte abhängig, was Abstimmroutinen, wie sie im vorigen Abschnitt beschrieben wurden, wesentlich kompliziert. Das ungewöhnliche Phasenverhalten muß bei Verstärkeranordnungen, bei denen die Phase zu Meßzwecken benutzt werden soll, ebenfalls sorgfältig beachtet werden. Der Verstärker ist für Anwendungen, bei denen es auf genaue Abstimmverhältnisse ankommt, nur bedingt geeignet, so daß er für unsere Atmospheric-Analyzer nicht verwendet wurde.

3. Das Impulsverhalten mehrstufiger Schmalbandverstärker

Atmosphärische Funkstörungen, üblicherweise "Atmospherics" genannt, treten im Bereich sehr niedriger Frequenzen, dem sogenannten VLF-Bereich (very low frequencies: $\approx 3 \dots 30$ kHz) überwiegend als einzelne Impulse mit einer Dauer unter einer Millisekunde auf.

Bild 6 zeigt ein Beispiel eines derartigen Impulses, aus dem hervorgeht, daß es sich bei den Atmosphericics um dispergierte Impulse handelt; die im Impuls enthaltenen Komponenten mit hohen Frequenzen konzentrieren sich auf den Impulsbeginn, während die Anteile mit niedrigen Frequenzen zum Ende des Impulses überwiegen.

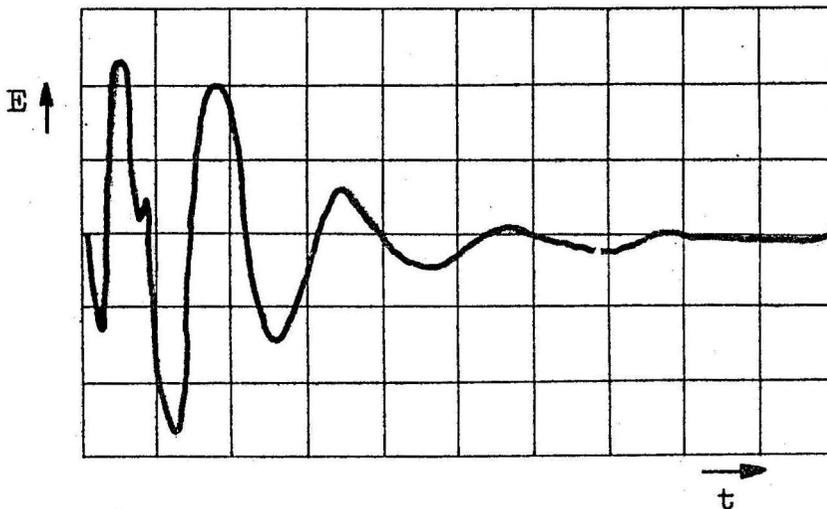


Bild 6 : Zeitverlauf eines Atmosphericics, registriert am 7.9.1963 gegen 13⁰⁰ GMT in Berlin-Waidmannslust. Zeitmaßstab 0,1 ms/Skt

Dies bedeutet, daß bei Erregung eines Schmalbandverstärkers durch ein Atmospheric der wesentlichste Teil des Anregungsprozesses während einer Zeitspanne erfolgt, die noch erheblich kürzer als die Dauer des Atmospheric ist. Aus diesem Grunde ist es zulässig, Schmalbandverstärker mit Hilfe von Nadelimpulsen zu testen und die Ergebnisse auf ihr Verhalten beim Anlegen von Atmospheric zu übertragen.

Die folgenden Untersuchungen werden am Beispiel der unter 2. ausführlich beschriebenen RC-Schmalbandverstärker durchgeführt; die Ergebnisse gelten im Prinzip auch für LC-Einzelkreis-Schmalbandverstärker.

Um die Betrachtungen zu vereinfachen, werde die Verstärkung des Eingangsverstärkers der in Bild 3 gezeigten Schaltung zu $-\frac{1}{6Q}$ gewählt. Dadurch wird die Übertragungsfunktion q des gesamten Verstärkers :

$$q = \frac{U_a}{U_e} = \frac{1}{1+jQ(\Omega-\frac{1}{\Omega})} = \frac{1}{1+jQ(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega})} \quad (11)$$

Wir schalten nun vier derartige Verstärker hintereinander, die alle gleiche Resonanzfrequenz und gleiche Güte haben sollen:

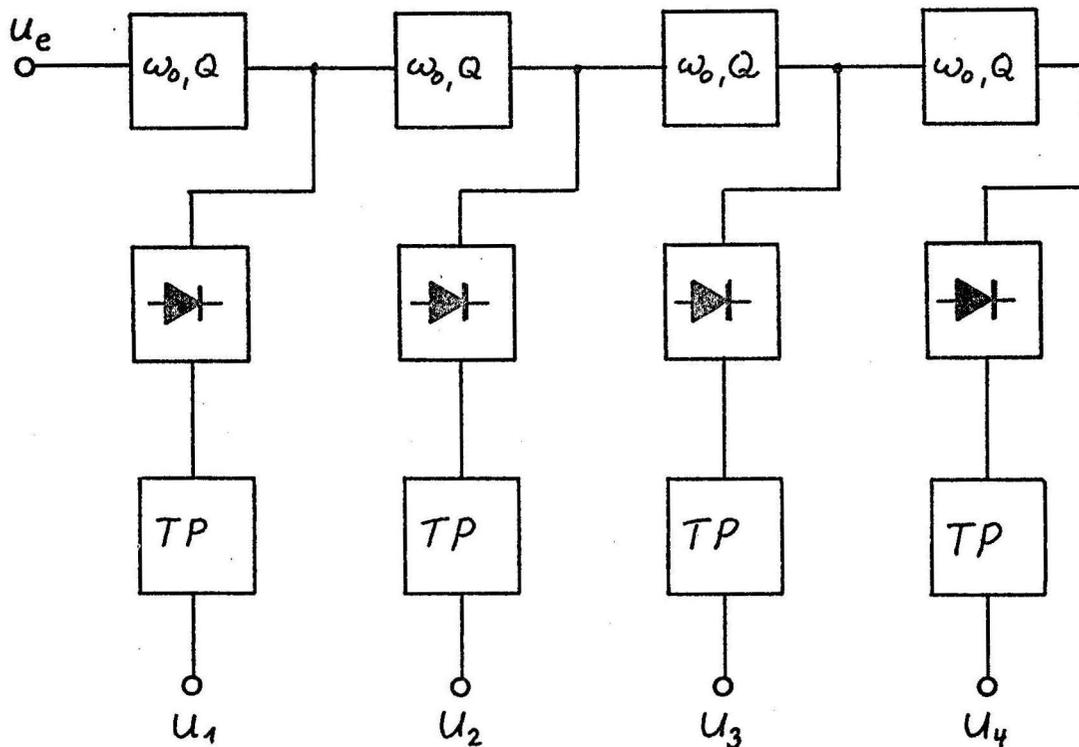


Bild 7 : Reihenschaltung von vier Schmalbandverstärkern mit Gleichrichtung der Ausgangsspannungen

Da uns nur die Umhüllenden der Ausgangsspannungen der Verstärker interessieren, legen wir an den Ausgang jedes Verstärkers einen Gleichrichter mit nachgeschaltetem Tiefpaß. Dabei soll die jeweilige Spitzenamplitude am Verstärkerausgang eine gleich große Gleichspannung am Ausgang des Tiefpasses erzeugen.

Wir fragen nun nach dem Zeitverlauf der Impulsfunktionen u_1, u_2, u_3 und u_4 , die beim Anlegen einer Stoßfunktion an den Eingang des ersten Verstärkers entstehen.

Zur Lösung dieser Frage führen wir zunächst eine Frequenzverstimmung ω_v ein:

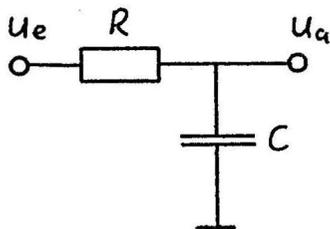
$$\omega_v = \omega - \omega_0 \quad \text{oder} \quad \omega = \omega_0 + \omega_v ; \quad \omega_v \ll \omega_0$$

Damit wird Gl.(11) zu:

$$q = \frac{1}{1 + jQ \left(\frac{\omega_0 + \omega_v}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_0 + \omega_v} \right)} \approx \frac{1}{1 + j \frac{2Q}{\omega_0} \omega_v} \quad (12)$$

Mit dieser Näherung, die natürlich nur in der Nähe der Resonanzfrequenz und für große Güten gilt, wird der Schmalbandverstärker als ein frequenzsymmetrisches Wechselstromsystem beschrieben, das heißt, seine Übertragungsfunktion verläuft symmetrisch zur Resonanzfrequenz. Hierfür gilt, daß die Einhüllende des Wechselstromschaltvorganges durch die Schaltfunktion des äquivalenten Tiefpaßsystems gegeben ist (Küpfmüller 1962). Die Übertragungsfunktion des äquivalenten Tiefpaßsystems ergibt sich aus der Übertragungsfunktion des Wechselstromsystems durch Verschieben um die Frequenz ω_0 zum Nullpunkt hin.

Gl.(12) entspricht formal der Übertragungsfunktion eines RC-Gliedes, wie sich leicht zeigen läßt:



$$q_{RC} = \frac{1}{\frac{j\omega C}{1} + R} = \frac{1}{1 + j\omega T} \quad (13)$$

mit $RC = T$, der Zeitkonstanten des RC-Gliedes.

Ersetzen wir in Gl.(12) den Ausdruck $\frac{2Q}{\omega_0}$ durch T , so wird sie mit Gl.(13) identisch.

Eine dem folgenden Bild entsprechende Anordnung einer durch Trennverstärker entkoppelten RC-Kette zeigt also ein Verhalten, das dem der in Bild 7 gezeigten Anordnung von Schmalbandverstärkern äquivalent ist.

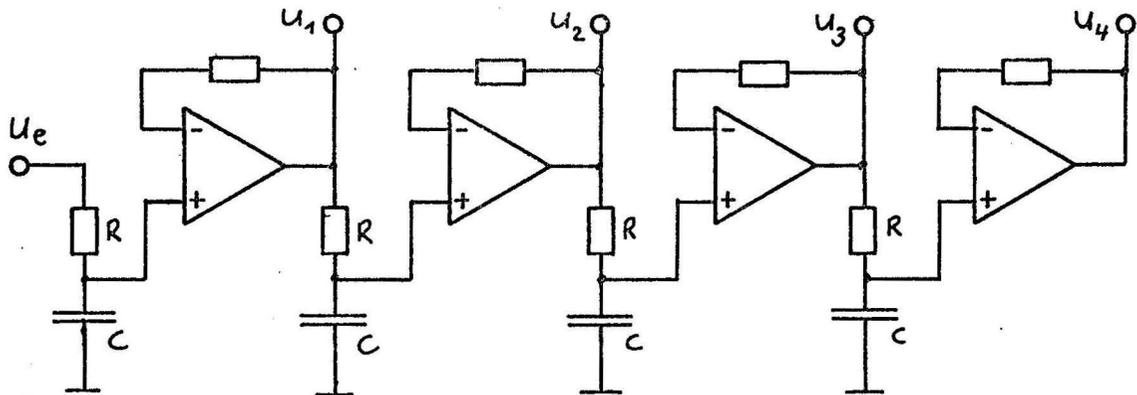


Bild 8 : Entkoppelte RC-Kette

Dabei entspricht die Abklingzeit des einzelnen Schmalbandverstärkers $T = \frac{2Q}{\omega_0}$ der Zeitkonstanten der RC-Glieder. Zur Laplace-Transformation setzen wir $j\omega_v = \rho$ und schreiben:

$$q(\rho) = \frac{1}{(T\rho + 1)^n} = \frac{1}{T^n} \cdot \frac{1}{(\rho + \frac{1}{T})^n}$$

n = Anzahl der Verstärker

Zu dieser Übertragungsfunktion gehört folgende Gewichtsfunktion (Doetsch, 1961) (Pelz, 1955) :

$$Q(t) = \frac{1}{T^n} \cdot \frac{t^{(n-1)}}{(n-1)!} \cdot e^{-\frac{t}{T}} \quad (14)$$

Wir fragen, wann $Q(t)$ ein Maximum hat und welchen Wert es zu diesem Zeitpunkt annimmt. Dazu bilden wir $\frac{dQ}{dt}$ und ermitteln den Zeitpunkt t_{\max} , an dem $\frac{dQ}{dt} = 0$ ist.

Es ergibt sich:

$$t_{\max} = T \cdot (n - 1) \quad (15)$$

sowie

$$Q_{\max} = \frac{1}{T} \cdot \frac{(n-1)}{(n-1)!} \quad (16)$$

Aus den Gl.(14-16) läßt sich die folgende Tabelle zusammenstellen:

n	$Q(t)$	Q_{\max}	t_{\max}
1	$\frac{1}{T} \cdot e^{-\frac{t}{T}}$	$\frac{1}{T}$	0
2	$\frac{t}{T^2} \cdot e^{-\frac{t}{T}}$	$\frac{0,37}{T}$	T
3	$\frac{t^2}{2T^3} \cdot e^{-\frac{t}{T}}$	$\frac{0,28}{T}$	$2T$
4	$\frac{t^3}{6T^4} \cdot e^{-\frac{t}{T}}$	$\frac{0,22}{T}$	$3T$
$\frac{2+1T}{2}$	$\frac{2}{T} (e^{-\frac{2t}{T}} - (1-\frac{t}{T}) \cdot e^{-\frac{t}{T}})$	$\frac{0,32}{T}$	$1,6T$

Tabelle 1 : Impulsverhalten mehrstufiger Schmalbandverstärker

Dabei werden in der letzten Zeile noch die Daten einer Anordnung bestehend aus zwei Verstärkern mit gleicher Abklingzeit, gefolgt von einem Verstärker mit halber Abklingzeit angegeben, die sich mit gleichem, etwas umfangreicherem Rechengang ermitteln lassen.

Mit Hilfe dieser Tabelle läßt sich nun das Impulsverhalten mehrstufiger Schmalbandverstärker vollständig beschreiben.

Die gesuchten Impulsantworten erhält man durch Multiplizieren von $Q(t)$ mit der spektralen Amplitudendichte $g(f_0)$ des erregenden Impulses bei der Resonanzfrequenz f_0 des Verstärkers:

$$u_n(t) = Q(t) \cdot g(f_0) \quad (17)$$

mit

$$g(f_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} u_e(t) \cdot e^{-2\pi f_0 t} dt$$

$u_e(t)$ ist dabei der Zeitverlauf des erregenden Impulses, der kurz gegen T sein muß. Es ist zu beachten, daß zur Ermittlung von $g(f_0)$ des erregenden Impulses in Gl. (18) die Resonanzfrequenz und nicht die Verstimmungsfrequenz eingesetzt werden muß. Die direkte Äquivalenz zwischen Bild 7 und Bild 8 gilt nur für Erregung durch eine Stoß- oder Sprungfunktion.

Für einen sehr kurzen Rechteckimpuls von der Größe u_0 und der Dauer τ , mit dem eine Stoßfunktion angenähert werden kann, gilt:

$$g(f_0) = 2 u_0 \tau \quad ; \quad \tau \ll \frac{1}{f_0}$$

Der Zeitverlauf von $Q(t)$ für die verschiedenen Stufenzahlen läßt sich aus Tabelle 1 leicht ablesen :

Für $n = 1$ ist $Q(t)$ eine einfache abfallende e-Funktion, wie sie bei der Entladung eines Kondensators auftritt. Für $n = 2, 3, 4$ wird diese e-Funktion mit t, t^2, t^3 multipliziert, wodurch sich die angegebenen Lagen und Größen der Maxima ergeben. Eine graphische Darstellung der vier Funktionen findet man z.B. in (Küpfmüller, 1962).

Bei den vorstehenden Überlegungen wurden Verstärker verwendet, die bei sinusförmiger Erregung mit ihrer Resonanzfrequenz die Verstärkung 1 hatten. Durch Variation der Eingangsverstärkung der Stufen können nun fast beliebig höhere Verstärkungsfaktoren der einzelnen Stufen eingestellt werden, die proportional auch die Impulsverstärkung erhöhen. Man kann also, wie bei Verstärkeranordnungen für sinusförmige Signale, Regelpläne für Empfangsanordnungen für Impulse entwerfen, wobei anstelle der Angabe der Verstärkung sinusförmiger Signale die Angabe des Verhältnisses von Spitzenwert des Ausgangsimpulses u_a zur spektralen Amplitudendichte des Eingangsimpulses tritt.

Eine zum Atmospheric- Empfang dienende Anordnung kann also im wesentlichen durch zwei Angaben charakterisiert werden:

den Impulsverstärkungsfaktor $V_i = \frac{u_a}{g(f_0)}$ und die

Zeit t_{\max} , die zwischen dem Beginn der Erregung und dem Erreichen des Maximalwerts der Ausgangsspannung vergeht. Eine Empfindlichkeitsangabe für schmalbandige Atmospheric-meßgeräte in Feldstärkeeinheiten ist ohne Angabe der Bandbreite sinnlos; die zusätzliche Angabe der Bandbreite erlaubt lediglich grobe Vergleiche verschiedener Anlagen untereinander.

Dagegen genügt die Angabe von V_i allein zur Kennzeichnung der Empfindlichkeit einer schmalbandigen Atmospheric-Meßanlage; die Angabe von t_{\max} charakterisiert ihr zeitliches Auflösungsvermögen.

In den bisherigen Ausführungen wurde das Verhalten und die Dimensionierung einzelner schmalbandiger Verstärker beschrieben und anschließend das Verhalten mehrstufiger Anordnungen derartiger Verstärker bei impulsförmiger Erregung angegeben. Abschließend sollen nun noch einige Richtlinien zur grundsätzlichen Dimensionierung von schmalbandigen Empfangsanordnungen für Atmospheric genannt werden. Die erste Dimensionierungsregel wurde bereits mehrfach erwähnt: die Abklingzeit der einzelnen Verstärker soll groß gegen die Dauer der Erregung durch ein Atmospheric sein, die man im Frequenzbereich 5...10 kHz zu etwa 0,3 ms ansetzen kann.

Es sprechen jedoch drei Gründe dagegen, die Abklingzeiten unnötig groß zumachen:

a) Das zeitliche Auflösungsvermögen der Empfangseinrichtung wird mit wachsendem t_{\max} geringer.

b) Aus der Tabelle 1 geht hervor, daß die Impulsverstärkung grundsätzlich um so kleiner wird, je größer die Abklingzeit ist. Das von der Anordnung verstärkte Rauschen sinkt jedoch nur mit der Wurzel von $\frac{1}{t}$; so daß es mit zunehmender Abklingzeit zunehmend schwieriger wird, kleine Impulse von Rauschsignalen zu unterscheiden. Da die im Längstwellenbereich verwendeten Rahmenantennen nur sehr geringe Spannungen abgeben, ist dies durchaus von Bedeu-

tung.

c) Große Abklingzeiten verlangen extrem genauen Verstärkerabgleich, da z. B. die Phasenabweichungen um so größer werden, je länger die Signale in den Verstärkern gespeichert werden.

Eine andere Frage ist, aus wieviel Stufen die Anordnung bestehen soll; eine zu geringe Anzahl bedeutet schlechte Weitabselektion gegen benachbarte Längstwellensender. Eine zu große Zahl bedeutet größeren Aufwand und möglicherweise größere Gesamt toleranzen.

Im allgemeinen wird man mit 2 oder 3 Stufen eine genügende Weitabselektion erreichen; in unserem Fall wurde eine Anordnung von zwei Verstärkern mit $T = 1,6$ ms und einem Verstärker mit $T = 0,8$ ms gewählt, wobei zur Vermeidung von Selbsterregungen der letzte Verstärker nach Frequenzverdopplung auf doppelter Frequenz und mit gleicher Güte, also halber Abklingzeit arbeitete.

Die Zeit t_{\max} liegt dann entsprechend der letzten Zeile von Tabelle 1 bei $1,6 T = 2,6$ ms. Insgesamt wurden Empfangskanäle für 5, 7 und 9 kHz aufgebaut, die Güten der einzelnen Verstärker lagen bei 25, 35 und 45, so daß gleiches Zeitverhalten der Kanäle untereinander erreicht wurde.

Literaturhinweise

Küpfmüller, K. : in Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, herausgegeben von H. Meinke u. F. W. Gundlach, 2. Aufl., 1962 Berlin/Göttingen/Heidelberg, Springer-Verlag, S. 1398 - 1402

Doetsch, G. : Anleitung zum praktischen Gebrauch der Laplace-Transformation, München 1961, R. Oldenbourg, S. 61 - 74

Pelz, F. M. : in Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, 3. Band, herausgegeben von C. Rint, Berlin 1955, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, S. 193

