

Laborunterlagen zur Lehrveranstaltung
Nachrichtentechnik Labor
440.320

Übung F:

Übertragungsverhalten nachrichtentechnischer
Systeme

Erstellt von Andreas Truppe
unter fachlicher Anleitung von Ao.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr. Erich Leitgeb

Tutor: Max Henkel

1. Allgemeines

1.1 Systemfunktion

Elektrische Schaltungen sollte man nach den in der Regelungstechnik üblichen, systematischen Gesichtspunkten beurteilen, weil man dadurch wesentlich schneller Informationen über die Schaltungseigenschaften erhält. Daher wird auch ganz allgemein von „Systemen“ gesprochen. Also von Anordnungen, die auf Grund einer Eingangserregung „X“ eine Ausgangsreaktion „Y“ zeigen (Abb. 1). Beziehen wir die Reaktion am Ausgang auf die Eingangserregung, so erhalten wir die Systemfunktion.

$$A = \frac{Y}{X} = \frac{\text{Wirkung}}{\text{Ursache}} \quad \text{Gleichung 1}$$

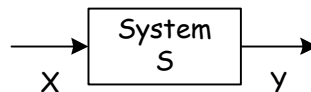


Abb.1: Das System S mit der Eingangserregung x und der Ausgangsreaktion y

Wir wollen nun lineare Netzwerke betrachten. Das Verhalten solcher Netzwerke wird durch ein System von linearen Differentialgleichungen beschrieben. Besitzt ein System mehrere Eingänge bzw. Ausgänge, so lässt sich Gleichung 1 in Matrizenform auch so darstellen:

$$\underline{Y} = \underline{A} \cdot \underline{X} \quad \text{Gleichung 2}$$

Als lineare Netzwerkelemente dienen vorwiegend Widerstände, Kapazitäten und auch Induktivitäten, deren Wechselstromwiderstände als bekannt vorausgesetzt werden.

Das Berechnen der Systemfunktion erfolgt über das Aufstellen der Maschengleichung. Bei den für uns interessanten Fällen lässt sie sich stets als Quotient zweier Polynome in p darstellen:

$$A_{(p)} = \frac{Z_{(p)}}{N_{(p)}} \quad \text{Gleichung 3}$$

Da p komplex ist, handelt es sich also um Funktionen komplexer Variablen. Bei Netzwerken aus konzentrierten linearen und zeitunabhängigen Bauelementen ist $A_{(p)}$ eine gebrochen rationale Funktion mit konstanten reellen Koeffizienten.

Daraus folgt, dass in der Darstellung

$$A_{(p)} = \frac{a_0 + a_1 p + \dots + a_m p^m}{b_0 + b_1 p + \dots + b_n p^n} \quad \text{Gleichung 4}$$

alle Koeffizienten a_i , b_i reell sein müssen. Solche Funktionen haben die Eigenschaft

$$A_{(p^+)} = A_{(p)}^+ \quad \text{Gleichung 5}$$

Damit ist der Realteil eine gerade, der Imaginärteil eine ungerade Funktion von ω . Da sich jedes Polynom als Produkt aus seinen Nullstellenfaktoren schreiben lässt, ist $A_{(p)}$ auch in der Form

$$A_{(p)} = K \cdot \frac{(p-p_{N1})(p-p_{N2})\dots(p-p_{Nm})}{(p-p_{P1})(p-p_{P2})\dots(p-p_{Pn})} \quad \text{Gleichung 6}$$

darstellbar. Die gebrochen rationale Funktion ist bis auf den Faktor K vollständig durch ihre Pole p_{Pi} und Nullstellen p_{Nk} bestimmt.

Werden gemäß Abb. 2 mehrere Systeme hintereinandergeschaltet, so multiplizieren sich deren Übertragungsfunktionen nach dem Schema:

$$A = A_1 \cdot A_2 \quad \text{Gleichung 7}$$



Abb.2: Hintereinanderschaltung von Funktionsblöcken

Wichtig ist nur, dass sich beide Systeme nicht gegenseitig belasten. Eine Entkopplung kann durch Verstärker (Impedanzwandler) erfolgen.

Werden Funktionen in einem Summierpunkt addiert, so gilt gemäß Abb. 3:

$$A = \sum_{k=1}^{k=n} A_K \quad \text{Gleichung 8}$$

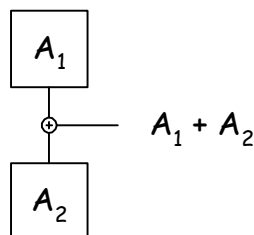


Abb.3: Addition von Übertragungsfunktionen

1.2 Polplan

Es ist üblich, Pole und Nullstellen einer Systemfunktion in der komplexen Ebene (p - Ebene: $\sigma, j\omega$) darzustellen, wobei Pole mit Kreuzen und Nullstellen mit Kreisen bezeichnet werden. Der Polplan gibt Auskunft über das vorliegende Netzwerk. Auf Grund der Gleichung 5 liegen Pole und Nullstellen symmetrisch zur σ - Achse.

1.3 Bode- Diagramm

Die graphische Darstellung des Frequenzganges $A(\omega)$ als Amplitudengang $|A(\omega)|$ und Phasengang $\varphi(\omega)$ wird als Bode-Diagramm bezeichnet. Dabei ist hervorzuheben, dass die Werte $|A(\omega)|$ logarithmisch bewertet werden. Dadurch ergeben sich vereinfachte Darstellungen, und es lassen sich zu multiplizierende Beträge $|A(\omega)|$ durch Addition zusammenfassen. Außerdem ist es üblich, die Frequenz ω im logarithmischen Maßstab als $\log \omega$ aufzutragen. Die log-Maßstäbe des Amplitudenganges und der Frequenz ω werden zweckmäßigerweise so gewählt, dass eine Amplitudendekade gleich einer Frequenzdekade ist (doppelt logarithmisch). In den folgenden Betrachtungen und sämtlichen prinzipiellen Darstellungen wird dieser doppelt-logarithmische Maßstab vorausgesetzt.

Es ist

$$|A(\omega)| = \frac{|Y(\omega)|}{|X(\omega)|} \quad \text{Gleichung 9}$$

bzw. in dB: $20 \log |A(\omega)|$

Der in Abb. 4 (Tiefpassdarstellung) können wir ferner entnehmen, dass der tatsächliche Amplitudengang $|A(\omega)|$ bei niedrigen Frequenzwerten ($\omega \rightarrow 0$) asymptotisch der unter α geneigten Linie nähert. Den Schnittpunkt der Tangente und der Asymptote nennt man die Eckfrequenz.

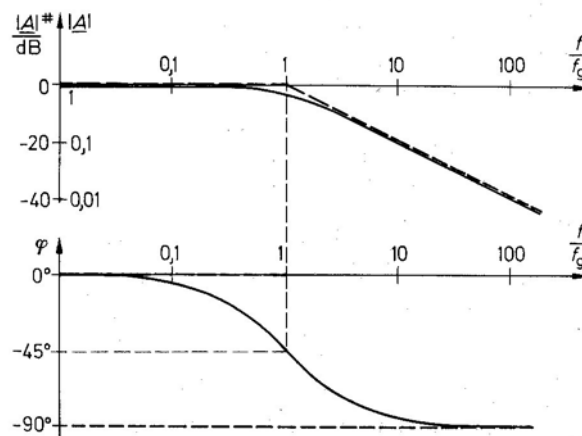


Abb.4: Idealierte Darstellung eines Amplitudenganges

Da die Eckfrequenz ω_0 jeden beliebigen Wert haben kann, ist es für allgemeine Darstellungen zweckmäßig, die normierte Frequenz

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_0} \quad \text{Gleichung 10}$$

einzuführen.

Durch den doppellogarithmischen Maßstab ergeben sich für den Winkel α , d. h. für die Neigungen oder Steigungen der Amplitudenasymptoten bestimmte Werte:

$$\alpha = \arctan \frac{1}{n} \quad \text{Gleichung 11}$$

Hierin ist "n" die Ordnungszahl des Systems. Wir können aus der Systemfunktion "n" ermitteln. Der Amplitudengang eines Systems 1. Ordnung nähert sich oberhalb der Eckfrequenz einer Asymptote, die mit 20 dB/Dekade abfällt (Abb. 4). Das entspricht einem Neigungswinkel $\alpha = \arctan 1 = 45^\circ$.

Entsprechendes gilt für die Steigungswinkel.

1.4 Stabilität

Wir betrachten ein Netzwerk mit der Systemfunktion $A(p)$, das durch einen Dirac - Impuls angeregt wird.

Besteht die Impulsantwort ausschließlich aus abklingenden Zeitfunktionen, so nennen wir das Netzwerk stabil. Diese Bedingung ist erfüllt, wenn sämtliche Pole der Systemfunktion in der linken Halbebene der komplexen Ebene liegen.

Den Grenzfall stabiler Systeme bilden jene mit Polen auf der imaginären Achse. Bei Polen in der rechten Halbebene entstehen anklingende Schwingungen, und das Netzwerk ist instabil.

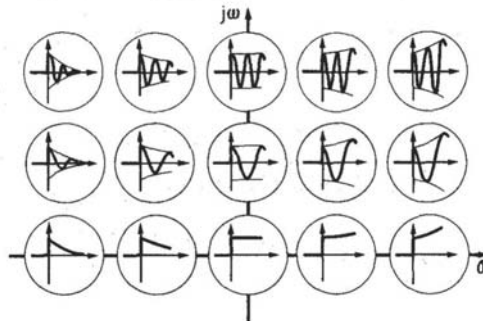


Abb.5: Stoßantwort eines Systems in Abhängigkeit der Lage der Pole in der komplexen Ebene

2. Bedeutung einer Systemfunktion

Wie schon angedeutet, können wir aus der Systemfunktion der Gleichung 3, in der p die Variable ist, durch formale Betrachtung Nullstellen und Pole als markante Merkmale ermitteln. Die Nullstellen ergeben sich, wenn der Zähler und damit das Zählerpolynom $Z(p) = 0$ ist, weil dann die gesamte Funktion Null ist. Pole ergeben sich, wenn die Funktion unendlich ist, d. h. wenn der Nenner und damit das Nennerpolynom $N(p) = 0$ ist.

2.1 Pole und Nullstellen

Bei Null hat eine Systemfunktion die Form:

$$A_{(p)} = a \cdot p,$$

So erhalten wir für $p = 0$ eine Nullstelle. Setzen wir $p = j\omega$, dann ist der Frequenzgang $A_{(\omega)} = a \cdot \omega \cdot \exp(j90^\circ)$. Daraus erkennen wir, dass der Amplitudengang $|A_{(\omega)}| = a \cdot \omega$ ist und der Phasengang konstant $\varphi = +90^\circ$ beträgt. Abb. 6 zeigt den Amplitudengang im Bodediagramm. Bei $\omega = \frac{1}{a}$ erreicht die unter $\alpha = 45^\circ$ ansteigende Kurve den Wert $|A(\omega)| = 1$ oder 0dB.

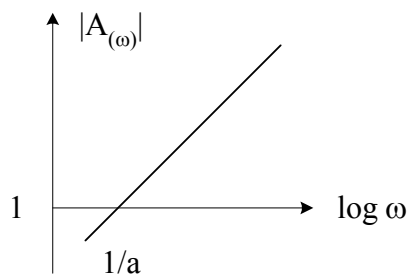


Abb.6: Amplitudengang einer Funktion mit Nullstelle $p=0$

Ähnlich Überlegungen gelten für die Form

$$A_{(p)} = \frac{1}{ap}$$

die einen Pol bei $p = 0$ hat, weil die Nennerfunktion bei $p = 0$ zu Null wird.

2.2 Reelle Pole und Nullstellen

Für das RC – Glied in Abb. 7 ermitteln wir als Systemfunktion:

$$A_{(p)} = \frac{1}{1 + pT}$$

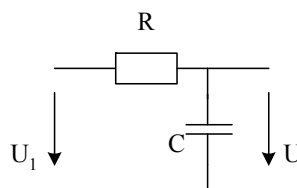


Abb.7: RC- Netzwerk in Tiefpaßschaltung

Diese Funktion hat im Nenner eine Funktion 1. Grades, weil als höchste Potenz p^1 in $N(p)$ auftritt. Wir sagen, sie hat die 1. Ordnung ($n = 1$). Als Lösung ergibt sich ein Pol bei:

$$p_1 = -\frac{1}{T}$$

Die Lösung bezeichnen wir als reellen Pol, weil in der Lösung nur reelle und keine imaginären Komponenten auftreten.

Der Frequenzgang in Abb. 8 ist ($p = j\omega$):

$$A_{(\omega)} = \frac{1}{1 + j\omega T}$$

Da $T = RC = \frac{1}{\omega_0}$ ist, können wir auch schreiben:

$$A_{(\omega)} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} \quad ; \quad \varphi = -\arctan \frac{\omega}{\omega_0}$$

Bei der Eckfrequenz $\omega = \omega_0$ hat der Amplitudengang den Wert

$$|A_{(\omega)}| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Da also $\omega_0 = \frac{1}{T}$ ist und auch der Pol der Funktion bei $p_1 = -\frac{1}{T}$ liegt, dürfen wir feststellen:

Besitzt ein Nennerpolynom eine reelle Lösung, also eine reelle Polstelle, so gibt uns diese Lösung die Eckfrequenz der Systemfunktion an.

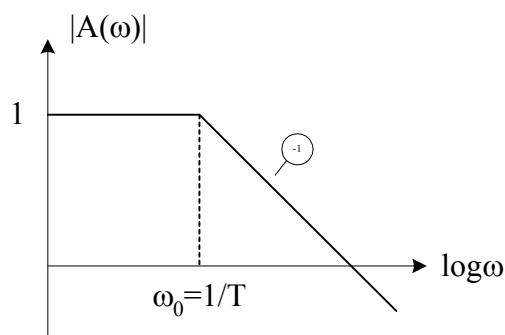


Abb.8: Amplitudengang erster Ordnung
mit Polstelle $p = -\frac{1}{T}$

Entsprechendes gilt für die Nullstelle. Denn wenn die Systemfunktion

$$A_{(p)} = (1 + pT)$$

ist, erhalten wir als Lösung für eine Nullstelle bei $Z_{(p)} = 0$ $p_1 = -\frac{1}{T}$.

Der Frequenzgang hat bei $\omega_0 = \frac{1}{T}$ eine reelle Nullstelle und der Amplitudengang zeigt uns einen Anstieg 1. Ordnung oberhalb ω_0 .

Daraus können wir schließen:

Die reelle Lösung des Zählerpolynoms $Z_{(p)} = 0$, d.h. die reelle Nullstelle gibt uns die Eckfrequenz der Systemfunktion an.

2.3 Mehrfache reelle Pole und Nullstellen

Betrachten wir nun eine Funktion der Form:

$$A_{(p)} = v_0 \frac{(pT_1 + 1)(pT_4 + 1)}{(pT_2 + 1)(pT_3 + 1)}$$

Dabei ist v_0 die Verstärkung bei Gleichspannung. Bei der Analyse untersuchen wir zunächst das Zählerpolynom $Z_{(p)}$:

$$Z_{(p)} = (pT_1 + 1)(pT_4 + 1)$$

Für $Z_{(p)} = 0$ erhalten wir die reellen Nullstellen:

$$p_1 = -\frac{1}{T_1} \quad ; \quad p_4 = -\frac{1}{T_4}$$

Das Nennerpolynom ist:

$$N_{(p)} = (pT_2 + 1)(pT_3 + 1)$$

Bei $N_{(p)} = 0$ ergeben sich die reellen Pole:

$$p_2 = -\frac{1}{T_2} \quad ; \quad p_3 = -\frac{1}{T_3}$$

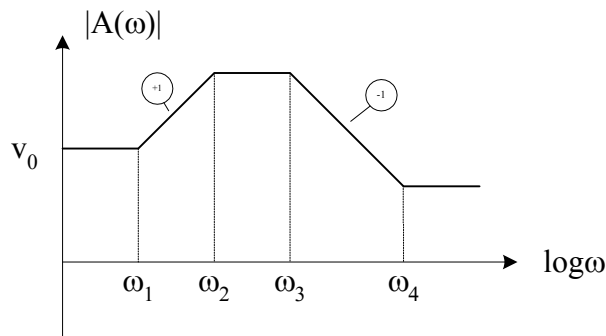


Abb.9: Amplitudengang mit gemischten Nullstellen und Polstellen

Wie früher können wir die Eckfrequenz aus den Polen und Nullstellen errechnen:

$$\omega_1 = \frac{1}{T_1} \quad ; \quad \omega_2 = \frac{1}{T_2} \quad ; \quad \omega_3 = \frac{1}{T_3} \quad ; \quad \omega_4 = \frac{1}{T_4}$$

und wir sind bereits jetzt in der Lage, den Amplitudengang in Abb. 9 anzugeben, der im doppelt logarithmischen Maßstab aufgetragen wird. Zunächst zeichnen wir die Amplitudentangente, die bei $\omega = 0$ mit v_0 beginnt. Bei $\omega = \omega_1$ liegt die Eckfrequenz, die sich aus einer Nullstelle ergeben hat; oberhalb ω_1 steigt also der Amplitudengang an.

Bei $\omega = \omega_2$ knickt der Amplitudengang ab, weil ω_2 die Eckfrequenz eines Poles ist und die Nullstelle kompensiert wird, denn die Wirkung der Zählerfunktion $(1+pT_1)$ wird hier durch die Nennerfunktion $(1+pT_2)$ aufgehoben. Bei ω_3 liegt wieder eine Polstelle, so daß der Amplitudengang ab fällt. Bei ω_4 wird der Abfall wieder durch die Nullstelle $p_4 = -\frac{1}{T_4}$ kompensiert.

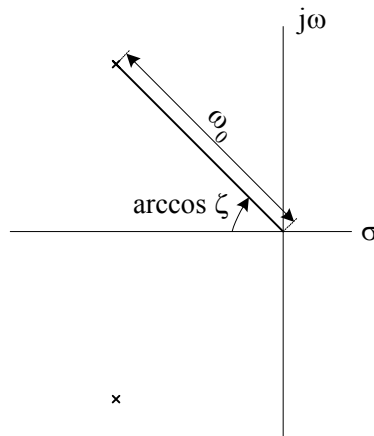
Das bedeutet, dass der differenzierende Charakter einer Nullstelle durch die integrierende Wirkung des Poles aufgehoben wird und umgekehrt. Dieser Umstand wird bei jeder Frequenzgangkompensation durchgeführt, wie es z.B. vom Abgleich eines Oszillografenkopfes her bekannt ist.

2.4 Komplexe Pole

Für die Systemfunktion 2. Ordnung gilt:

$$A_{(p)} = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\zeta\omega_0 p + \omega_0^2}$$

Wobei ζ den Dämpfungsgrad und ω_0 die Eigenfrequenz des Systems bedeutet. Diese beiden Größen können direkt aus dem Polplan Abb. 10 entnommen werden.

Abb.10: Verteilung der Pole von $A_{(p)}$

Bei näherer Betrachtung der Nennerfunktion obiger Systemfunktion stellen wir fest, dass diese quadratische Gleichung für $\zeta > 1$ zwei verschiedene reelle Lösungen p_1 und p_2 hat, die im Amplitudengang als ω_1 und ω_2 auftreten (Abb. 11).

Die Übertragungsfunktion lautet in Linearfaktoren (für $\omega_0 = 1 \text{ s}^{-1}$):

$$A_{(p)} = \frac{1}{(p - p_1)(p - p_2)}$$

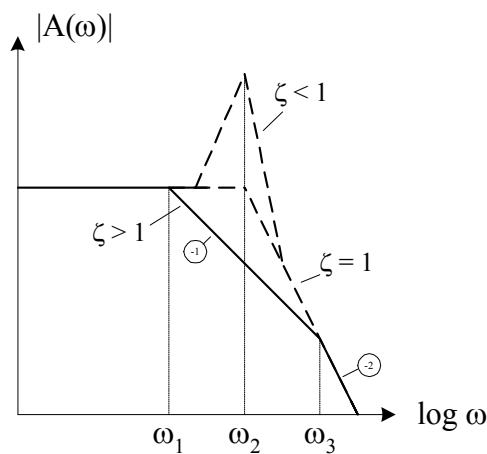


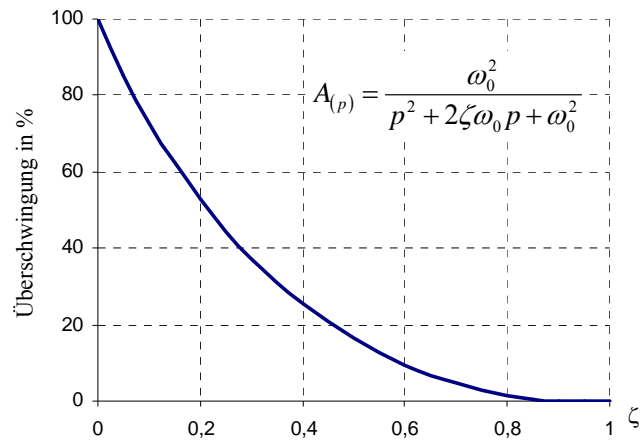
Abb.11: Prinzipielle Darstellung eines Amplitudenganges zweiter Ordnung mit verschiedenen Dämpfungen

Beträgt die Dämpfung $\zeta = 1$, so ergeben sich zwei gleiche, reelle Lösungen: $p_{1,2} = -1$. Damit wird: $A_{(p)} = \frac{1}{(p+1)^2}$.

Die Übertragungsfunktion hat dann einen Doppelpol. Wird die Dämpfung $\zeta < 1$, so erhalten wir konjugiert komplexe Pole, weil sich für $N_{(p)} = 0$ komplexe Lösungen ergeben:

$$p_{1,2} = -\zeta \pm \sqrt{\zeta^2 - 1}$$

Wegen der geringen Dämpfung $\zeta < 1$ erfährt der Amplitudengang eine Überhöhung. Wie Abb. 12 zeigt, bestimmt ζ das Maß der Überhöhung.

Abb.12: Abhängigkeit des Überschwingens von ζ

Wir bezeichnen den Realteil der Lösung $p_{1,2}$ des Nennerpolynoms mit σ und den Imaginärteil mit ω und erhalten:

$$p_{1,2} = -\sigma \pm j\omega$$

Abb.13 zeigt das Einschwingverhalten eines Netzwerkes bei Anlegen eines Einheitssprunges zum Eingang.

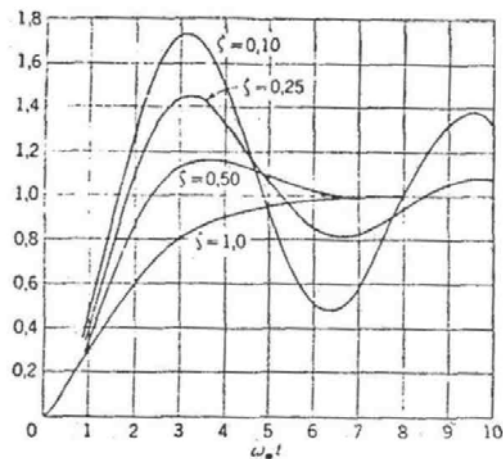


Abb.13: Einschwingverhalten eines Systems mit der Übertragungsfunktion $\frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\zeta\omega_0 p + \omega_0^2}$ für den Einheitssprung

2.5 Komplexe Nullstellen

Eine Übertragungsfunktion hat komplexe Nullstellen, wenn Zählerfunktion $Z_{(p)}$ mindestens 2. Grades ist:

$$F_{(p)} = \frac{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}{N_{(p)}}$$

Bei entsprechender Größe der Konstante a_2 , a_1 und a_0 ergeben sich dann für $Z_{(p)} = 0$ komplexe Lösungen. Die wichtigste Funktion ist ($a_2 = T^2$; $a_1 = 0$):

$$F_{(p)} = \frac{T^2 p^2 + 1}{N_{(p)}}$$

Sie hat Saugkreischarakter.

3. Anhang

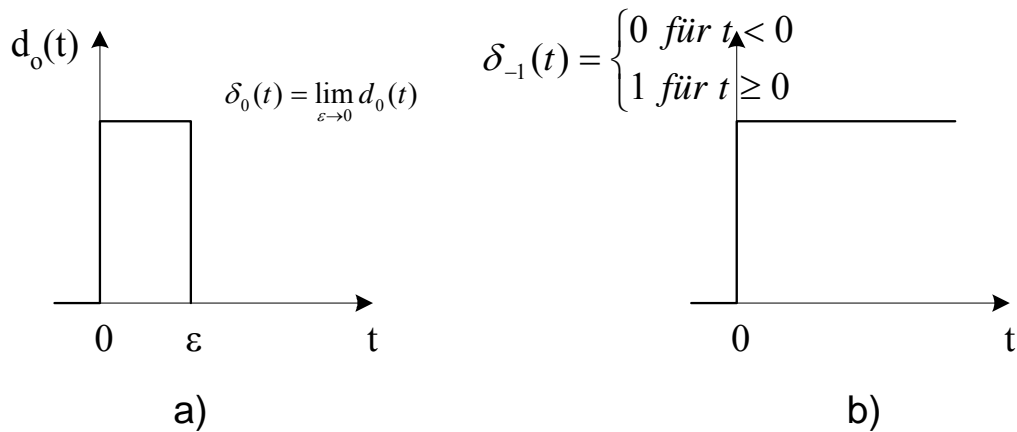
3.1 Laplace – Transformation

Die Systemfunktion beschreibt das Netzwerk im Frequenzbereich. Es ist also notwendig, Eingangssignale durch die Laplace – Transformation in den Frequenzbereich überzuführen. Die berechnete Ausgangsgröße muß, wenn sie im Zeitbereich angegeben werden soll, rücktransformiert werden.

Transformation, Rücktransformation bzw. Korrespondenztabelle finden sich in einschlägiger Literatur.

3.2 Elementarfunktionen

Von besonderem Interesse sind Sprung- bzw. Stoßantworten von Systemen. Einheitssprung bzw. Dirac- Impuls (Abb. 14), sind die dabei zur Anwendung gelangenden Eingangssignale. Aus den Antworten kann das Verhalten des Netzwerkes beurteilt werden: Stabilität, Eigenfrequenz u. ä.

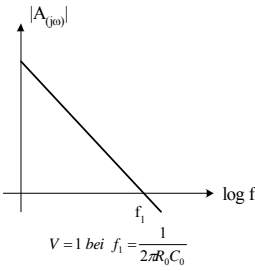
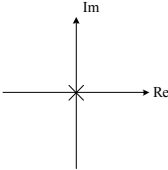
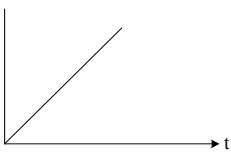
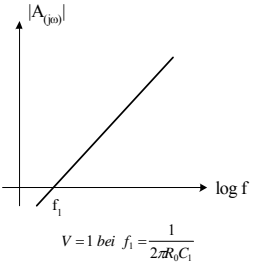
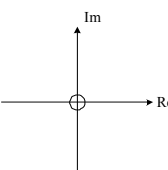

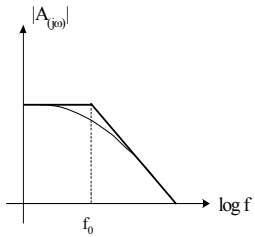
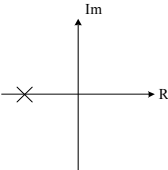
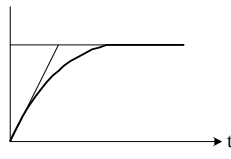
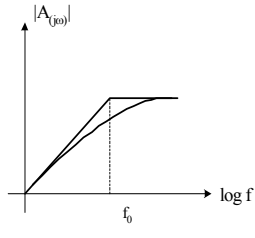
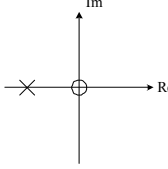
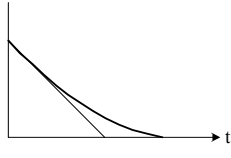
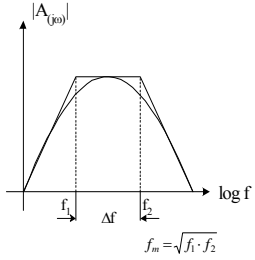
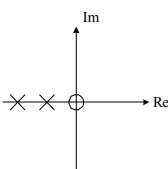
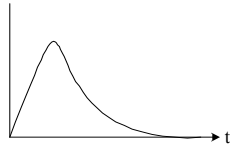
Abb.14: Darstellung a) des Diracstoß $\delta_0(t)$; b) der Sprungfunktion δ_{-1}

$$f(t) \quad \circ \text{---} \bullet \quad F(p)$$

$\delta_0(t)$	1
$\delta_{-1}(t) = 1$	$\frac{1}{p}$
$\delta_{-2}(t) = t$	$\frac{1}{p^2}$
$\delta_{-3}(t) = \frac{1}{2}t^2$	$\frac{1}{p^3}$

Aus der Korrespondenztabelle ist ersichtlich, daß der Diracstoß die „Ableitung“ der Sprungfunktion darstellt. Da die Systemfunktion eine Systemfunktion darstellt. Da die Systemfunktion eine konstante Funktion (zeitunabhängig) ist, gilt diese Überlegung auch für die Antworten.

3.3 Zusammenstellung von Filtertypen und deren Eigenschaften

Filtertyp	Abk.	Amplitudengang	p-Ebene	rationale Funktion (RC=1)	Zeitverhalten (Sprungantwort)
Integrator	I	 <p>$V=1$ bei $f_1 = \frac{1}{2\pi R_0 C_0}$</p>		$\frac{1}{p}$	
Differenzierer	D	 <p>$V=1$ bei $f_1 = \frac{1}{2\pi R_0 C_1}$</p>		p	
Tiefpass (n=1)	TP	 <p>f_0</p>		$\frac{a}{(p+a)}$	
Hochpass (n=1)	HP	 <p>f_0</p>		$\frac{p}{(p+a)}$	
Bandpass	BP	 <p>$f_m = \sqrt{f_1 \cdot f_2}$</p>		$\frac{p}{(p+a) \cdot (p+b)}$	

Filtertyp	Abk.	Amplitudengang	p-Ebene	rationale Funktion (RC=1)	Zeitverhalten (Sprungantwort)
Bandpass Sonderfall: Parallelresonanz $f_1=f_2$	BP			$\frac{p}{p^2 + 2\zeta p + 1}$ $Q = \frac{1}{2\zeta}$ $\omega_0 = 1$	
Bandsperr	BS			$\frac{(p+b)(p+c)}{(p+a)(p+d)}$	
Sonderfall: Serienresonanz				$\frac{p^2 + 1}{p^2 + 2\zeta p + 1}$ $(\omega_0 = 1)$ $\zeta < 1$	

4. Arbeiten im Labor

Die Untersuchung eines Netzwerkes beinhaltet die Berechnung der Systemfunktion und damit die Aussage über eine mögliche Pol- Nullstellenverteilung. Grundsätzliche Überlegungen lassen auf die Art des Netzwerkes schließen (Frequenzgang und Phasengang). Für die Messung am Netzwerk muß überlegt werden, welche Eingangssignale für welche Art der Messung am günstigsten sind, bzw. welche Abweichungen von der theoretischen Signalform zulässig sind (Sinussignal, Rechtecksignal, Einheitssprung, Dirac- Impuls).

Von einem vorgegeben Netzwerk mit konjugiert komplexen Polen ist die Dämpfung mittels Beobachten des Überschwingens bzw. der Überhöhung zu bestimmen und durch Messen der Widerstände zu überprüfen. Dasselbe für den aperiodischen Grenzfall, welcher einzustellen ist. Für einen Widerstand von 180kΩ sind die Polstellen zu berechnen und in das PN- Diagramm der beiden obigen Messungen einzutragen.

Für das Bode- Diagramm sind für den Amplitudenverlauf die entsprechenden Messungen durchzuführen, beobachten Sie dabei auch den Phasenverlauf.

Zeichnen Sie auch hier die durch Rechnung bzw. Messung erhaltenen Werte für alle drei Widerstandseinstellungen in ein Diagramm.

Zum Vergleich sind, soweit möglich, die gleichen Messungen an einem einfachen RC- Tiefpaß durchzuführen und die Abweichungen gegenüber dem ersten Netzwerk aufzuzeigen.

4.1 Aufgabenstellung

1.) Analyse eines unbekannten Filters:

- a.) Grundsätzliche Aussage über Art und Ordnung des Filters, anhand des Frequenzganges.
- b.) R so einstellen, daß am Ausgang maximales Überspringen beobachtet werden kann. Eigenfrequenz bestimmen.
- c.) 60% Überspringen einstellen. Bode- Diagramm aufnehmen.
- d.) R messen, L und C berechnen.
- e.) R für aperiodischen Grenzfall berechnen und einstellen. Bodediagramm aufnehmen.
- f.) Kriechfall einstellen.

2.) Impulsantwort des Filters:

- a.) Aussagen der Impulsantwort.

3.) RC- Tiefpaß:

- a.) Als Vergleich zu Punkt 1. Grenzfrequenz f_g berechnen und Amplitudengang aufnehmen.

Für das Protokoll:

- Ablauf der Laborübung protokollieren
- Theorie nur soweit, wie diese nicht in den Laborunterlagen enthalten ist
- Ableitungen und Meßtabellen sorgfältig ausführen
- Messungen auswerten
- Schaltpläne
- Gemessene mit gerechneten Kurven vergleichen (im selben Diagramm)

5. Literaturverzeichnis

- Vahldiek H.: Übertragungsfunktionen,
R. Oldenburg Verlag, 1972
- Wolf H.: Lineare Systeme und Netzwerke,
Springer- Verlag, 1970
- Holbrook J.: Laplace- Transformationen
Vieweg- Verlag, 1970
- Fritzsche G.: Theoretische Grundlagen der Nachrichtentechnik,
Verlag Technik, 1972