

RT-Bibel Ultra

GER

Februar 2026

Vorwort

Liebe Regelungstechniker

Dies ist meine neue Auflage der RT-Bibel für Regelungstechnik basierend auf dem Umdruck zur Vorlesung Regelungstechnik 47. Auflage. Außerdem stütze ich mich hier auf die Arbeit von Anonymer Wauwau und der originalen RT-Bibel.

Dieses Werk soll als Lernhilfe und Nachschlagewerk ergänzend zum Umdruck dienen. Hier findet ihr Lösungswege und -vorschläge zu den Themenbereichen der Klausur basierend auf Altklausuren und dem Treffpunkt. Deswegen ist der Aufbau nach den Themenbereichen des Umdrucks aufgebaut, um so Erläuterungen zu bestimmten Definitionen und Beispielen in Zusammenhang mit den Aufgabenstellungen der Altklausuren zu bringen.

Ich wünsche euch viel Erfolg beim Lernen und drücke euch allen die Daumen, dass ihr besteht!

Euer GER

Hinweise

Diese aktuelle Version ist noch **NICHT** vollständig.

Mein Ziel ist es, dieses Dokument zum ultimativen Nachschlagewerk für die Klausur zu machen. Deswegen bitte ich euch um eure Hilfe und Unterstützung dies umzusetzen.

Fügt bitte so viele Hinweise, Lösungsansätze und Korrekturen hinzu. Außerdem könnt ihr hier <https://github.com/gemurica/Regelungstechnik-Bibel-Ultra/issues> ebenfalls Fehler oder Anmerkungen machen. Der Code für dieses Dokument ist öffentlich verfügbar und wer die Möglichkeit hat, kann gerne auf GitHub Ergänzungen direkt Pushen und somit direkt in diese Datei hinzufügen.

Somit kann diese Bibel auch nach der nächsten Klausur von euch weiter verbessert werden.

- Die Inhalte ab Kapitel 15 Kalmanfilter sind noch meine aus meiner ursprünglichen Formelsammlung und dementsprechend noch nicht den richtigen Kapiteln hinzugefügt.
- Alte Bilder aus "RT-Bibel | Neues Testament" habe ich bisher auch noch nicht hinzugefügt.
- Ich werde noch alle restlichen Hinweise aus dem Umdruck hinzufügen, bisher habe ich nur die aus Kapitel 1 & 2.
- Besonders Begriffe für den Index mit Verweis auf die Seite im Umdruck sowie eine kleine Erläuterung sind wünschenswert, weil manche Begriffe im Index des Umdrucks nicht zu finden sind und somit das Lösen von Aufgaben erschweren.
- Hier <https://github.com/gemurica/Regelungstechnik-Bibel-Ultra/blob/main/main.pdf> findet ihr immer die aktuellste Version.

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	2
1 Einführung	9
1.1 Steuerung und Regelung	9
1.2 Grundstruktur des Regelkreises	9
1.2.1 Hinweis zu Vorzeichen (1.2.1)	9
1.2.2 Vorzeichenkonvention	10
1.2.3 Vorzeichenänderung im Umlauf z.B. $y = -G \cdot x$	10
1.3 Beispiele technischer Regelungen	10
1.3.1 Tiefenregelung eines Unterwasserfahrzeuges	13
1.3.2 Regelung von Windkraftanlagen	13
1.3.3 Kraftregelung beim Fräsen	13
1.3.4 Regelung eines Bioreaktors	13
1.3.5 Regelung einer Dampfmaschine	13
2 Modellbildung	14
2.1 Allgemeines	14
2.2 Einführung in Differentialgleichungen	14
2.3 Darstellung von Differentialgleichungen im Zustandsraum	15
2.4 Darstellung von Differentialgleichungen im Wirkungsplan	16
2.5 Aufstellen von Differentialgleichungen	16
2.6 Beispiele für Modellbildung	16
2.6.1 Zerlegung in Teilsysteme	16
2.6.2 Rückwirkungen	16
2.6.3 Zusammenfassen von Teilsystemen im Wirkungsplan	16
2.6.4 Modellierung von Regelungen	16
2.7 Das Gesetz der Sparsamkeit	16
2.8 Einheiten	16
3 Autonome Systeme	17
3.1 Arbeitspunkte und Ruhelagen	17
3.2 Stabilität	17
3.3 Linearisierung	17
3.3.1 Linearisierung einer Funktion	17
3.3.2 Linearisierung einer Differentialgleichung	17
3.3.3 Linearisierung im Kennlinienfeld	17
3.4 Charakteristisches Polynom	17
3.5 Linearisierungstheorem	17
3.6 Analyse im Zustandsraum	17
4 Verhalten bei allgemeiner Anregung	18
4.1 Homogene und partikuläre Lösung	18
4.2 Übergangsfunktion	18
4.3 Faltung	18
4.4 Laplace-Transformation	18

4.4.1	Laplace-Transformation von Zeitfunktionen	18
4.4.2	Laplace-Transformation von Operationen	18
4.4.3	Bestimmung des Zeitverlaufes linearer Systeme	18
4.4.4	Beispiele für Laplace Transformationen	18
4.5	Übertragungsfunktion $G(s)$	19
4.6	Grenzwertsätze	19
5	Verhalten bei sinusförmiger Anregung	20
5.1	Frequenzgang	20
5.1.1	Übertragung sinusförmiger Signale $u(t) = \sin(\omega t)$	20
5.2	Ortskurve	21
5.3	Bode-Diagramm	21
5.4	Fourier-Transformation	21
5.5	Filter	21
6	Verschaltungen von Systemen	22
6.1	Zusammenfassen von Teilsystemen	22
6.2	Zerlegung in einfache Elemente	22
6.2.1	Pol-Nullstellen im Bodediagramm	22
6.2.2	Lösungsweg: Frequenzgang aus Bodediagramm	22
6.2.3	TPR 5 – Ansätze	23
6.3	Zerlegung nicht-minimalphasiger Systeme	25
7	Typische Übertragungsglieder	26
7.1	Übersicht	26
7.2	Grundlegende Reglertypen	26
7.2.1	P-Element	26
7.2.2	I-Element	26
7.2.3	D-Element	26
7.2.4	PI, PD und PID	26
7.3	Verzögerungsglieder	26
7.3.1	PT_1	26
7.3.2	PT_2	26
7.3.3	PT_n	26
7.4	Kombinationen	26
7.4.1	IT_1	26
7.4.2	DT_1	26
7.4.3	PIT	26
7.4.4	PPT_1 und PDT_1	26
7.5	Nicht-minimalphasige Systeme	26
7.5.1	PA_1	26
7.5.2	PT_t , PT_1T_t	26
7.6	Nicht-parametrische Identifikation	26
7.7	Parametrische Identifikation	26
7.7.1	Überanpassung	26
7.7.2	Graphische Parameteridentifikation	26
7.7.3	Methode der kleinsten Fehlerquadrate	26

8	Identifikation linearer Regelkreisglieder	27
8.1	Allgemeines	27
9	Stabilitätsprüfung	28
9.1	Problemstellung	28
9.2	Algebraische Stabilitätskriterien	28
9.2.1	Grundidee	28
9.2.2	Stabilitätskriterien nach Routh und Hurwitz	28
9.2.3	Beispiele	29
9.3	Nyquist-Kriterium	29
9.3.1	Vollständiges Nyquist-Kriterium	30
9.3.2	Beispiele	30
9.3.3	Anwendung bei Polen am Stabilitätsrand	30
9.3.4	Vereinfachtes Nyquist-Kriterium	30
9.3.5	Amplituden- und Phasenreserve	30
9.4	Sonderfälle	30
9.4.1	Pol-Nullstellen-Kürzungen	30
9.4.2	Unstetige Polstellen	30
10	Einführung in den Reglerentwurf	31
10.1	Ziele und Lösungsansätze	31
10.1.1	Motivation	31
10.1.2	Gütemaße und Kennwerte	31
10.1.3	Ansätze des Reglerentwurfs	31
10.2	Statischer Reglerentwurf	31
10.3	Abwägungen bei der Reglerverstärkung	31
10.3.1	Vorteile hoher Verstärkungen	31
10.3.2	Nachteile hoher Verstärkungen	31
10.4	Einstellregeln	31
10.4.1	Einstellung mittels T_u - T_g -Ersatzmodell	31
10.4.2	Einstellung mittels Schwingversuch	31
11	Grundlegende modellbasierte Reglerentwurfsverfahren	32
11.1	Frequenzkennlinienverfahren	32
11.1.1	Grundidee	32
11.1.2	Hohe Verstärkung bei niedrigen Frequenzen	32
11.1.3	Übergangsbereich	32
11.1.4	Niedrige Verstärkung bei hohen Frequenzen	32
11.2	Betragskriterium und Symmetrisches Kriterium	32
11.3	Polvorgabe	32
11.3.1	Polvorgabe für Ausgangsrückführungen	32
11.3.2	Polvorgabe für Zustandsrückführungen	32
11.3.3	Steuerbarkeit	32
11.4	Beobachterentwurf	32
11.4.1	Zustandsschätzung	32
11.4.2	Luenberger-Beobachter	32
11.4.3	Beobachtbarkeit und Dualität	32

11.4.4	Beispiel	32
11.5	Wurzelortskurven	32
11.5.1	Grundidee	32
11.5.2	Konstruktionsregeln	32
11.5.3	Beispiel	32
12	Vermaschte Regelkreise	33
12.1	Erweiterung des Einfachregelkreises	33
12.2	Vorsteuerung	33
12.3	Führungsgrößenfilter	33
12.4	Störgrößenaufschaltung	33
12.5	Kaskadenregelung	33
12.6	Hilfsstellgröße	33
13	Mehrgrößenregelung	34
13.1	Zentrale vs. dezentrale Regelung	34
13.2	Eigenschaften von Mehrgrößensystemen	34
13.2.1	Verschaltungen von Mehrgrößensystemen	34
13.2.2	Querkopplungen	34
13.2.3	Polstellen von Mehrgrößensystemen	34
13.2.4	Richtungsabhängige Verstärkung	34
13.3	Verfahren der dezentralen Regelung	34
13.3.1	Relative Gain Array	34
13.3.2	MIMO-Nyquist und Diagonaldominanz	34
13.4	Verfahren der zentralen Regelung	34
13.4.1	Zentrale Regelung im Zustandsraum	34
13.4.2	Entkopplungsregler	34
14	Zeitdiskrete Systeme	35
14.1	Abtastregelungen	35
14.1.1	Definitionen	35
14.1.2	Abtaster und Halteglied	35
14.1.3	Aliasing	35
14.1.4	Verschaltung zu hybriden Systemen	35
14.2	Einführung in Differenzengleichungen	35
14.3	Autonome zeitdiskrete Systeme	35
14.4	Umrechnen von Differenzen- und Differentialgleichungen	35
14.4.1	Rückwärtsdifferenzen	35
14.4.2	Analytische Lösung	35
14.5	Quasikontinuierlicher Reglerentwurf	35
14.6	Zeitdiskreter Bildbereich	35
14.6.1	Z-Transformation	35
14.6.2	Zeitdiskrete Übertragungsfunktion	35
14.6.3	Zeitdiskreter Frequenzgang	35
14.6.4	Zeitdiskrete Modelle zeitkontinuierlicher Systeme	35
14.7	Bilineare Transformation	35
14.8	Klassischer zeitdiskreter Reglerentwurf	35

14.9	Regler mit endlicher Einstellzeit	35
14.9.1	Entwurf	35
14.9.2	Stabilität	35
14.9.3	Beispiel	35
15	Kalmanfilter	36
15.1	Allgemeines	36
15.2	Herleitung	36
15.3	Auslegung und Beispiel	36
15.4	Limitierungen und Erweiterungen	36
15.4.1	Allgemein	36
16	Zustandsraum	36
16.1	Zustandsregelung	36
16.2	Zustandsregler $\mathbf{k}^T = [k_1 \quad k_2]$ bestimmen.	36
17	Steuerbarkeitskriterium von Kalman	37
18	Partialbruchzerlegung	37
18.1	Einführung	37
18.2	Beispiel: $\frac{1-s}{(s+1)^2(s^2+1)}$	38
19	Informationen über Ortskurven	38
20	Informationen über Übergangsfunktionen $h(t)$	38
20.1	Stationäre Genauigkeit	38
21	Berechnung maximal zulässige Totzeit T_t	39
22	Durchtrittsfrequenz ω_d	39
22.1	Ansprechverhalten	39
23	Einstellung nach T_u-T_g (Chien, Hrones, Reswick)	39
24	Gewichts- und Übergangsfunktion aus $G_s(s)$	40
24.1	Zusammenhänge:	40
24.2	Gewichtsfunktion $g(t)$	40
24.2.1	$G(s)$ ist gegeben, Gewichtsfunktion $g(t)$ bestimmen.	40
24.3	Übergangsfunktion $h(t)$	41
25	Merksatz / Intuition (Bode: Zeitbereich & Frequenzbereich)	41
25.1	Intuition	41
26	Mathematische Grundlagen	41
26.1	PQ-Formel	41
26.2	Determinante einer 2x2 & 3x3-Matrix	42
26.2.1	2x2	42
26.2.2	3x3	42

26.3	Integral einer Exponentialfunktion ($\lambda > 0$)	42
26.4	Betrag von $e^{-j\frac{\pi}{2}\omega}$, $e^{j\theta}$	43
26.4.1	Berechnung des Betrags	43
26.4.2	Berechnung des Betrags	43
26.5	Inverse einer Matrix	44
26.5.1	Allgemein	44
26.5.2	Inverse einer 2×2 -Matrix	44
26.6	$G(s)$ ist gegeben, Differentialgleichung bestimmen.	44
27	Shannon-/Nyquist-Abtasttheorem (für T_{\min})	45
28	Stationäre Genauigkeit	45
28.1	Stationäre Genauigkeit im geschlossenen Regelkreis	45
29	Integrierender Anteil und integrierendes Verhalten	45
30	Grafische Darstellung der Übergangsfunktion $h(t)$ des IT_1 Gliedes	45
30.1	Erläuterung der Terme	46
30.2	Werte bestimmen	46
31	Korrekturtabellen und Skalierung	47
31.1	Korrekturtable (log/Phase)	47
31.2	Korrekturtable in mm	47
31.3	Skalierung (Diagramm rechts)	47

1 Einführung

1.1 Steuerung und Regelung

1.2 Grundstruktur des Regelkreises

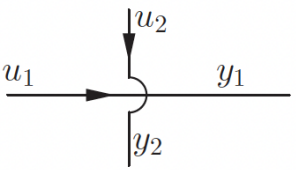
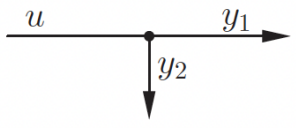
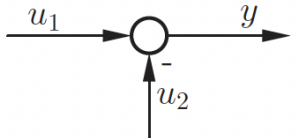

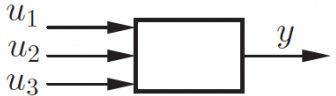
Bezeichnung	Symbol	Funktion
Wirkungslinien Signalübertragung		$y_1 = u_1$ $y_2 = u_2$
Verzweigungsstelle		$y_1 = u$ $y_2 = u$
Summenpunkt		$y = u_1 - u_2$
Übertragungsblock	 	$y = f(u)$ $y = f(u_1, u_2, u_3, \dots)$

Tabelle 1-1: Elemente des Wirkungsplans

Abbildung 1: Symbole der Grundstruktur des Regelkreises.

1.2.1 Hinweis zu Vorzeichen (1.2.1)

Falsches Vorzeichen im Wirkungsplan → 1 Punkt Abzug!

Daher ist es empfehlenswert, auch wenn keine Koeffizienten an den Übertragungsblöcken notwendig sind, die DGLs vollständig zu linearisieren, um alle Vorzeichen korrekt zu ermitteln.

Signale und Systeme

Ein Signal ist eine (physikalische) Größe, deren Wert einen Informationsgehalt besitzt. Ein Signal heißt dynamisch, wenn sich der Wert des Signals über die Zeit ändern kann. Ein System Σ ist eine durch eine Systemgrenze von der Umgebung abgegrenzte Einheit, die über Signale mit der Umgebung Informationen austauschen kann. Ein dynamisches System nutzt dabei dynamische Signale und man unterscheidet aufgrund des Ursache-Wirkungs-Prinzips zwischen Eingangssignalen $u(t)$, die auf das System einwirken, und Ausgangssignalen $y(t)$, die die Reaktion des Systems auf die Eingangssignale darstellen.¹

Bezeichnungen für Systeme

Die folgenden Bezeichnungen werden in der Regelungstechnik weitestgehend synonym verwendet: System, Glied, Übertragungssystem, dynamisches System, Übertragungsblock, Regelkreisglied, Übertragungsglied, Regelkreiselement, Übertragungselement.²

Definition der Signale und Systeme im Regelkreis

Die Regelgröße y ist die Ausgangsgröße der Regelstrecke, die auf einem Wert gehalten werden soll. Die Führungsgröße w (Sollwert) ist eine von außen zugeführte Größe. Die Stellgröße u ist die Ausgangsgröße des Reglers. Störgröße z wirkt von außen auf die Regelstrecke. Die Messgröße y_m wird vom Messglied bereitgestellt. Messrauschen n wirkt auf die Messgröße. Die Regelstrecke ist das zu regelnde System. Der Regler vergleicht Mess- und Führungsgröße. Das Messglied stellt die Messung bereit.³

Offener und geschlossener Regelkreis

Das Übertragungsverhalten in Bild 1-6 mit Rückführung wird als geschlossener Regelkreis bezeichnet. Das Übertragungsverhalten in Bild 1-7 ohne Rückführung wird als offener Regelkreis bezeichnet.⁴

1.2.2 Vorzeichenkonvention

Umlauf $-1 \rightarrow$ Minus an die Führungsgröße, z.B. $w = v_{soll}, t_{soll}, etc.$

Umlauf $+1 \rightarrow$ Minus an die Regelgröße (Ausgang), z.B. $y = v, t, etc.$

1.2.3 Vorzeichenänderung im Umlauf z.B. $y = -G \cdot x$

Hinter Kasten von G einen Umkehrpunkt!

1.3 Beispiele technischer Regelungen

Relevante Bilanzen und Gleichungen ausgewählter Fachgebiete

Mechanik

- Bilanzen:

- Dynamisches Kräftegleichgewicht (2. Newtonsches Gesetz):

$$M \cdot \ddot{x} = \sum F_i$$

- * M : Masse
- * x : Weg/Ort, \ddot{x} : Beschleunigung
- * F_i : Kräfte

- Drallsatz:

$$J \cdot \ddot{\Phi} = \sum M_i$$

- * J : Trägheitsmoment
- * Φ : Winkel, $\ddot{\Phi}$: Winkelbeschleunigung
- * M_i : Momente

- Bauteile:

- Hookesche Feder:

$$F_{F,\text{translatorisch}} = C \cdot X \quad M_{F,\text{rotatorisch}} = C \cdot \Phi$$

- * C : Federkonstante
- * X : Auslenkung (translatorisch), Φ : Winkel (rotatorisch)
- * F_F : Federkraft, M_F : Federmoment

- Dämpfer:

$$F_{D,\text{translatorisch}} = D \cdot \dot{x} \quad M_{D,\text{rotatorisch}} = D \cdot \dot{\Phi}$$

- * D : Dämpfungskoeffizient
- * \dot{x} : Geschwindigkeit, $\dot{\Phi}$: Winkelgeschwindigkeit
- * F_D : Dämpferkraft, M_D : Dämpfermoment

- Kinematik:

- Zusammenhang von Ort, Geschwindigkeit und Beschleunigung:

$$a = \dot{v} = \ddot{x} \quad \text{bzw.} \quad x = \int v \, dt = \int \left(\int a \, dt \right) dt$$

- * x : Ort, v : Geschwindigkeit, a : Beschleunigung

- Zusammenhang zwischen Winkel und Kreisfrequenz:

$$\omega = \dot{\varphi} \quad \text{bzw.} \quad \varphi = \int \omega \, dt$$

- * φ : Winkel, ω : Kreisfrequenz

- Übersetzungsverhältnis:

$$i = \frac{n_{An}}{n_{Ab}} = \frac{\omega_{An}}{\omega_{Ab}} = \frac{d_{Ab}}{d_{An}} = \frac{z_{Ab}}{z_{An}} = \frac{M_{Ab}}{M_{An}}$$

- n : Drehzahl, ω : Winkelgeschwindigkeit
- d : Durchmesser, z : Zähnezahl
- M : Moment, Indizes An/Ab : Antrieb/Abtrieb

- Leistung:

$$P = \omega \cdot M$$

- P : Leistung, ω : Winkelgeschwindigkeit, M : Moment

Thermodynamik

- Bilanz:

- Energiebilanz:

$$\frac{dU}{dt} = \sum \dot{H}_i + \sum \dot{Q}_j + \sum P_k$$

- * U : innere Energie
- * \dot{H}_i : Enthalpieströme, \dot{Q}_j : Wärmeströme
- * P_k : Leistungen

- Stoffgesetze:

- Enthalpiestrom:

$$\dot{H} = \dot{M} \cdot c_p \cdot \Delta T$$

- * \dot{H} : Enthalpiestrom, \dot{M} : Massenstrom
- * c_p : spezifische Wärmekapazität (p), ΔT : Temperaturänderung

- Innere Energie:

$$U = M \cdot c_v \cdot \Delta T$$

- * U : innere Energie, M : Masse
- * c_v : spezifische Wärmekapazität (v), ΔT : Temperaturänderung

- Ideales Gasgesetz:

$$P \cdot V = M \cdot R \cdot T$$

- * P : Druck, V : Volumen, R : Gaskonstante, T : Temperatur

Elektrotechnik

- Bilanzen:

- Erste Kirchhoffsche Regel (Knotenregel):

$$0 = \sum I_i$$

- * I_i : Ströme

- Zweite Kirchhoffsche Regel (Maschenregel):

$$0 = \sum U_i$$

* U_i : Spannungen

- Bauteile:

- Widerstand:

$$U = R \cdot I$$

- * U : Spannung, R : Widerstand, I : Strom

- Kondensator:

$$I_C = C \cdot \frac{dU}{dt}$$

- * I_C : Kondensatorstrom, C : Kapazität

- * U : Spannung

- Spule:

$$U_L = L \cdot \frac{dI}{dt}$$

- * U_L : Spulenspannung, L : Induktivität

- * I : Strom

- Leistung:

$$P = U \cdot I$$

- P : Leistung, U : Spannung, I : Strom

1.3.1 Tiefenregelung eines Unterwasserfahrzeuges

1.3.2 Regelung von Windkraftanlagen

1.3.3 Kraftregelung beim Fräsen

1.3.4 Regelung eines Bioreaktors

1.3.5 Regelung einer Dampfmaschine

2 Modellbildung

2.1 Allgemeines

Modell

Ein Modell ist eine Beschreibung, die nur einen Teil der Eigenschaften des Originals wiedergibt. Ein richtig gewähltes Modell zeichnet sich dadurch aus, dass es alle wichtigen Eigenschaften des Originals widerspiegelt und gleichzeitig auf überflüssige Eigenschaften verzichtet.⁵

2.2 Einführung in Differentialgleichungen

Systemordnung

Die Ordnung des Systems entspricht n und somit der höchsten Ableitung der Ausgangsgröße.⁶

Anfangsbedingungen

Die Bedingungen $y^{(n-1)}(t_0) = 0, \dots, \dot{y}(t_0) = 0, y(t_0) = 0$ heißen Anfangsbedingungen einer Differentialgleichung n -ter Ordnung zum Zeitpunkt t_0 .⁷

Zeitinvariante Systeme

Ist f nicht explizit von der Zeit abhängig, d. h. $y^{(n)}(t) = f(y^{(n-1)}(t), \dots, u(t))$, so heißt die Differentialgleichung und das durch die Differentialgleichung beschriebene System zeitinvariant.⁸

Lineare Systeme

Ist f eine lineare Funktion, so heißt die Differentialgleichung und das durch die Differentialgleichung beschriebene System linear. Andernfalls heißt die Differentialgleichung und das durch die Differentialgleichung beschriebene System nichtlinear.⁹

LTI-Systeme

Ist ein System linear und zeitinvariant, d. h. es kann durch eine lineare gewöhnliche Differentialgleichung mit konstanten Koeffizienten beschrieben werden, so nennt man das System auch LTI-System (Linear Time Invariant).¹⁰

Relativer Grad

Der relative Grad eines LTI-Systems ist $r = n - m$ und beschreibt damit die Differenz zwischen höchster auftretender Ableitung der Ausgangsgröße und höchster auftauchender Ableitung der Eingangsgröße.¹¹

- n : höchste Ableitung der Ausgangsgröße $y(t)$
- m : höchste Ableitung der Eingangsgröße $u(t)$
- akausal sind: $r < 0$ (d. h. $m > n$), z. B.

Kausale Systeme

Ist $r \geq 0$, d. h. die höchste auftretende Ableitung der Ausgangsgröße ist mindestens so groß wie die höchste auftretende Ableitung nach der Eingangsgröße, so heißt die Differentialgleichung und das durch die Differentialgleichung beschriebene LTI-System kausal. Andernfalls heißt es akausal.¹²

- akausal sind: $r < 0$ (d. h. $m > n$), z. B.
 - D-Glied: $y = K_D \dot{u}$
 - PD-Glied: $y = K (u + T_v \dot{u})$
 - PID-Glied: $y = K \left(u + \frac{1}{T_n} \int u \, dt + T_v \dot{u} \right)$

2.3 Darstellung von Differentialgleichungen im Zustandsraum

Zustandsraumdarstellung

Die Darstellung $\dot{x} = f(x, u, t)$ und $y = g(x, u, t)$ mit $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^p$, $y \in \mathbb{R}^q$ und entsprechenden vektorwertigen Funktionen f und g heißt Zustandsraumdarstellung.¹³

SISO und MIMO

Ein System mit einer skalaren Eingangsgröße und einer skalaren Ausgangsgröße wird auch als SISO-System (Single Input Single Output) bezeichnet. Systeme mit mehreren Ein- oder Ausgangsgrößen heißen MIMO-Systeme (Multiple Input Multiple Output).¹⁴

Regelungsnormalform

Die Darstellungsform von Differentialgleichungen im Zustandsraum gemäß Gl. (2.25) bzw. Gl. (2.26) heißt Regelungsnormalform.¹⁵

2.4 Darstellung von Differentialgleichungen im Wirkungsplan

2.5 Aufstellen von Differentialgleichungen

2.6 Beispiele für Modellbildung

2.6.1 Zerlegung in Teilsysteme

2.6.2 Rückwirkungen

2.6.3 Zusammenfassen von Teilsystemen im Wirkungsplan

2.6.4 Modellierung von Regelungen

2.7 Das Gesetz der Sparsamkeit

Minimale Realisierung

Eine Differentialgleichung, die mit der minimal möglichen Ordnung auskommt, um das Übertragungsverhalten $u \mapsto y$ zu beschreiben, wird minimale Realisierung genannt.¹⁶

Gesetz der Sparsamkeit

Innerhalb einer Menge von wissenschaftlichen Erklärungen sollten solche Erklärungen bevorzugt werden, die mit weniger Variablen oder Elementen auskommen (lex parsimoniae).¹⁷

2.8 Einheiten

Zeitkonstanten und Frequenzen

In der Differentialgleichung $T\dot{y}(t) + y(t) = 0$ bezeichnet man T als Zeitkonstante des Systems. Schreibt man $\dot{y} + \omega y = 0$, so ist ω eine Frequenz, die Eckkreisfrequenz genannt wird.¹⁸

Notation von Absolut- und Abweichungsgrößen

Normalerweise werden alle Signale mit Kleinbuchstaben geschrieben. Treten in der Beschreibung sowohl Absolut- als auch Abweichungsgrößen auf, werden Absolutgrößen mit Großbuchstaben und Abweichungsgrößen mit Kleinbuchstaben geschrieben.¹⁹

3 Autonome Systeme

3.1 Arbeitspunkte und Ruhelagen

3.2 Stabilität

3.3 Linearisierung

3.3.1 Linearisierung einer Funktion

3.3.2 Linearisierung einer Differentialgleichung

3.3.3 Linearisierung im Kennlinienfeld

3.4 Charakteristisches Polynom

3.5 Linearisierungstheorem

3.6 Analyse im Zustandsraum

4 Verhalten bei allgemeiner Anregung

4.1 Homogene und partikuläre Lösung

4.2 Übergangsfunktion

4.3 Faltung

4.4 Laplace-Transformation

4.4.1 Laplace-Transformation von Zeitfunktionen

$F(s)$	$f(t)$ für $t > 0$	$f(t) = 0$ für $t \leq 0$
$\frac{1}{(s - \lambda)^n}$	$\frac{1}{(n-1)!} t^{n-1} e^{\lambda t}$	$n = 1, 2, 3, \dots$
1	$\delta(t)$ ($= u(t)$ für Gewichtsfunktion $g(t)$)	
$\frac{1}{s}$	$1(t)$ ($= u(t)$ für Übergangsfunktion $h(t)$)	
$\frac{1}{s^2}$	t	
$\frac{1}{1 + sT}$	$\frac{1}{T} e^{-t/T}$	
$\frac{\omega_0^2}{s^2 + 2D\omega_0 s + \omega_0^2}$	$\frac{\omega_0}{\sqrt{1-D^2}} e^{-D\omega_0 t} \sin(\omega_D t)$ $\omega_0^2 t e^{-D\omega_0 t}$	$ D < 1$ $ D = 1, \omega_D = \sqrt{1-D^2} \omega_0$
$\frac{1}{(1 + sT_1)(1 + sT_2)}$	$\frac{1}{T_1 - T_2} (e^{-t/T_1} - e^{-t/T_2})$	$T_1 \neq T_2$
$\frac{s}{1 + sT}$	$\frac{1}{T} \left(\delta(t) - \frac{1}{T} e^{-t/T} \right)$	
$\frac{s}{(1 + sT_1)(1 + sT_2)}$	$\frac{1}{T_1 T_2 (T_1 - T_2)} (T_1 e^{-t/T_2} - T_2 e^{-t/T_1})$	$T_1 \neq T_2$
$\frac{s\omega_0^2}{s^2 + 2D\omega_0 s + \omega_0^2}$	$\omega_0^2 e^{-D\omega_0 t} \left(\cos(\omega_D t) - \frac{D}{\sqrt{1-D^2}} \sin(\omega_D t) \right)$	$ D < 1, \omega_D = \sqrt{1-D^2} \omega_0$
$\frac{1}{s(1 + sT)}$	$1 - e^{-t/T}$	
$\frac{1}{s(1 + sT_1)(1 + sT_2)}$	$1 - \frac{1}{T_1 - T_2} (T_1 e^{-t/T_1} - T_2 e^{-t/T_2})$	$T_1 \neq T_2$
$\frac{\omega_0^2}{s(s^2 + 2D\omega_0 s + \omega_0^2)}$	$1 - e^{-D\omega_0 t} \left(\cos(\omega_D t) + \frac{D}{\sqrt{1-D^2}} \sin(\omega_D t) \right)$	$ D < 1, \omega_D = \sqrt{1-D^2} \omega_0$

4.4.2 Laplace-Transformation von Operationen

4.4.3 Bestimmung des Zeitverlaufes linearer Systeme

4.4.4 Beispiele für Laplace Transformationen

$$f(t) = t^2$$

$$t^2 = 2 \cdot \frac{1}{2!} t^2 e^{0 \cdot t} \xrightarrow{\mathcal{L}} F(s) = \frac{1}{(s-0)^3}$$

4.5 Übertragungsfunktion $G(s)$

Stabilität im Bildbereich:

Die Wurzeln des charakteristischen Polynoms $p(s)$ entsprechen den Polstellen λ_i .

Für Stabilität muss gelten:

$$\Re(\lambda_i) < 0$$

Umgangssprachlich: Für Stabilität muss der Realteil der Polstellen λ_i negativ sein

ODER

Die Polstellen λ_i müssen in der linken offenen s -Halbebene liegen für Stabilität.

4.6 Grenzwertsätze

Neben der Lösung von Differentialgleichungen für definierte Eingangsgrößen $u(t)$ liefert die Laplace-Transformation über die Grenzwertsätze ein handliches Werkzeug.

$$\lim_{t \rightarrow +0} f(t) = \lim_{s \rightarrow \infty} sF(s) \quad (1)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sF(s) \quad (2)$$

Die Grenzwerte sind nur dann anwendbar, wenn die zugehörigen Grenzwerte existieren (insbesondere endlich sind).

Mit

$$H(s) = \frac{1}{s} G(s)$$

ergibt sich für die Übergangsfunktion $h(t)$:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} h(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sH(s) = \lim_{s \rightarrow 0} G(s), \quad (3)$$

$$\lim_{t \rightarrow +0} h(t) = \lim_{s \rightarrow \infty} sH(s) = \lim_{s \rightarrow \infty} G(s). \quad (4)$$

Damit lassen sich Anfangswert und (für stabile Systeme) Endwert der Übergangsfunktion direkt bestimmen.

5 Verhalten bei sinusförmiger Anregung

5.1 Frequenzgang

5.1.1 Übertragung sinusförmiger Signale $u(t) = \sin(\omega t)$

1. Bedingungen prüfen:

- Ist das System stabil?
- Ist das System LTI?
- Ist der Eingang $u(t)$ sinusförmig?

2. Koeffizienten ermitteln: Für ein stabiles LTI-System mit dem Frequenzgang $G(j\omega)$ gilt im *eingeschwungenen Zustand*²⁰:

$$u(t) = \hat{U} \sin(\omega t) \Rightarrow y(t) = |G(j\omega)| \cdot \hat{U} \cdot \sin(\omega t + \angle G(j\omega))$$

analog:

$$u(t) = \hat{U} \cos(\omega t) \Rightarrow y(t) = |G(j\omega)| \cdot \hat{U} \cdot \cos(\omega t + \angle G(j\omega))$$

Hinweis:

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t) \Rightarrow y(t) = y_1(t) + y_2(t) \quad (5)$$

$$\sin\left(t - \frac{\pi}{2}\right) = -\cos(t) \quad (6)$$

2.1. ω bestimmen Im ersten Schritt ist ω aus dem Eingang $u(t)$ zu bestimmen:

1. Falls der Verlauf von $u(t)$ und $y(t)$ gegeben ist: $\omega = \frac{2\pi}{T}$ mit der Periodendauer T .
2. Beispiel: $u(t) = \sin(2t) \Rightarrow \omega = 2$.

2.2. $|G(j\omega)|$ bestimmen Den Betrag $|G(j\omega)|$ beim in 14.2.1 bestimmten ω ermitteln:

1. Falls der Verlauf von $u(t)$ und $y(t)$ gegeben ist: Amplitudenverhältnis $\frac{\hat{Y}}{\hat{U}}$ berechnen.
2. Falls der Frequenzgang $G(j\omega)$ gegeben ist: direkt einsetzen. Beispiel:

$$\left| \frac{1}{j\omega + 1} \right| = \frac{1}{\sqrt{1^2 + \omega^2}}$$

3. Bodediagramm: Betrag aus dem *realen Verlauf* ablesen (nicht aus den Asymptoten).
4. Ortskurve: Betrag ist der Abstand vom Ursprung zum Punkt bei ω .

²⁰Quelle: Umdruck S. 116, 119

²⁰Beispiele: Altklausur H22, Aufgabe 4 (a); TPR 2, Aufgabe 1

2.3. $\angle G(j\omega)$ bestimmen Die Phasenverschiebung beim in 14.2.1 bestimmten ω ermitteln:

1. Wenn der Verlauf von $u(t)$ und $y(t)$ gegeben ist: Phasenverschiebung als Versatz zwischen $u(t)$ und $y(t)$ bestimmen.
2. Bodediagramm: Phasenverschiebung bei ω ablesen.
3. Ortskurve: Winkel bei ω messen.

5.2 Ortskurve

5.3 Bode-Diagramm

5.4 Fourier-Transformation

5.5 Filter

6 Verschaltungen von Systemen

6.1 Zusammenfassen von Teilsystemen

6.2 Zerlegung in einfache Elemente

6.2.1 Pol-Nullstellen im Bodediagramm

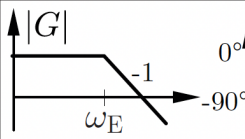
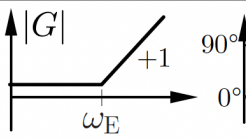
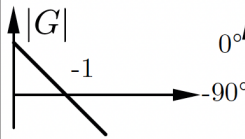
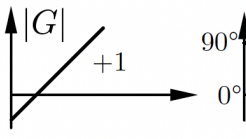
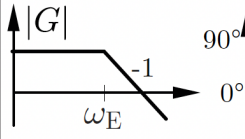
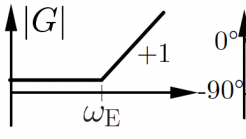
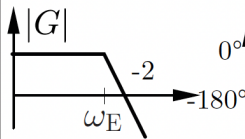
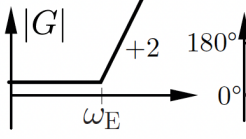
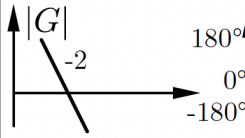
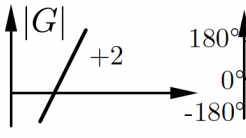
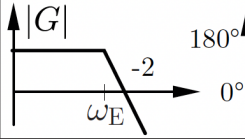
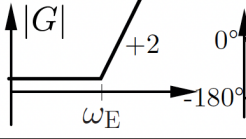
$\omega_E = s $		Polstelle	Nullstelle
reell	$\text{Re}(s) < 0$		
	$\text{Re}(s) = 0$		
	$\text{Re}(s) > 0$		
komplex konjugiert	$\text{Re}(s) < 0$		
	$\text{Re}(s) = 0$		
	$\text{Re}(s) > 0$		

Tabelle 6-2: Bode-Diagramme in Abhängigkeit der Pol- und Nullstellen

Abbildung 2: Pol-Nullstellen im Bodediagramm.

6.2.2 Lösungsweg: Frequenzgang aus Bodediagramm

1. Knickfrequenzen und Steigungen im Bode-Diagramm ablesen.
2. Nullstellen/Polstellen als Faktoren ansetzen:

$$G_n(s) = 1 \pm \frac{1}{|s_n|}s, \quad G_p(s) = \frac{1}{1 \pm \frac{1}{|s_p|}s}$$

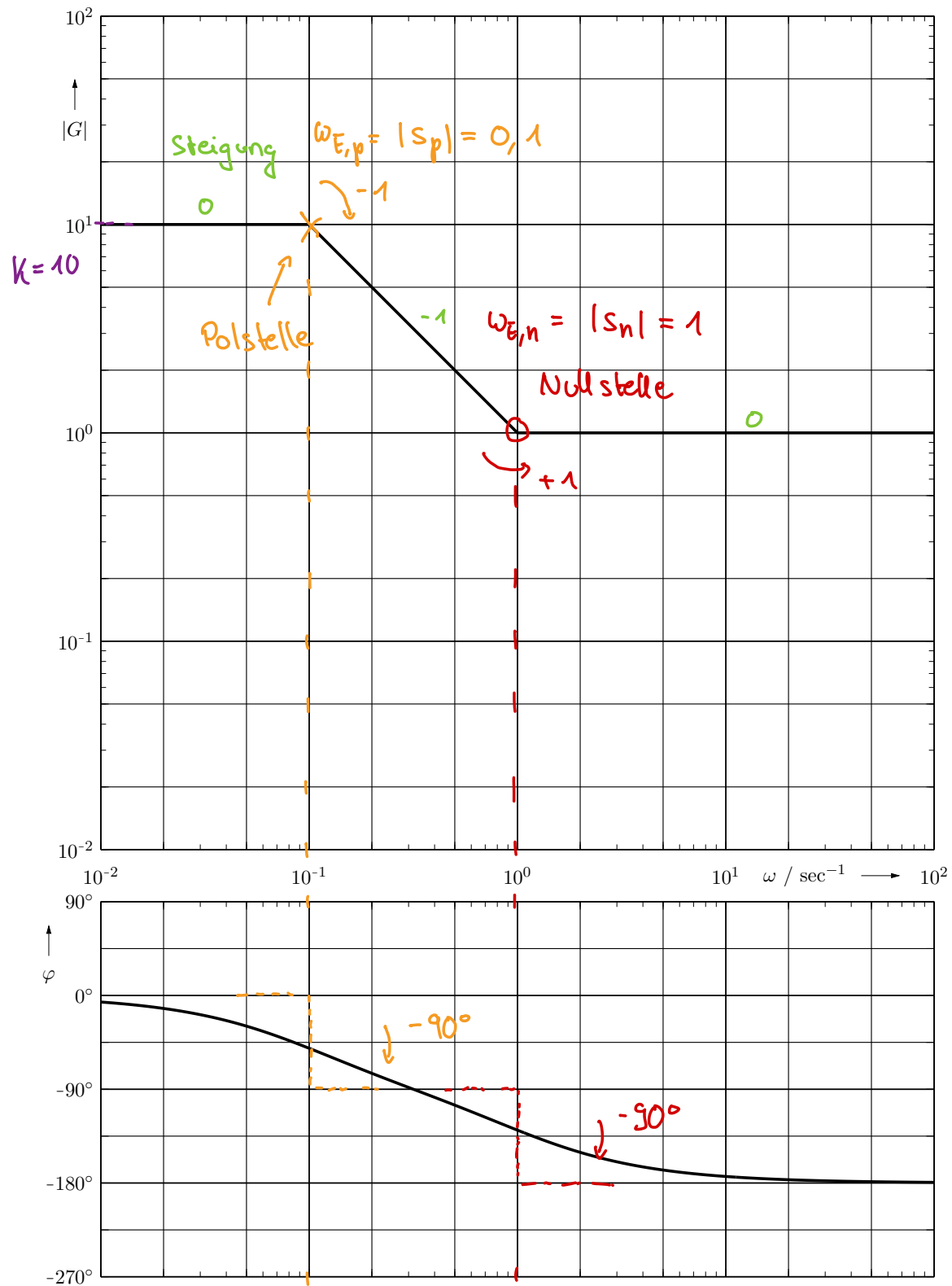
3. Vorzeichen nach Lage wählen:

$$\begin{aligned} \bullet \Re(s_n) > 0 &\Rightarrow 1 - \frac{1}{|s_n|}s, \Re(s_n) < 0 \Rightarrow 1 + \frac{1}{|s_n|}s \\ \bullet \Re(s_p) < 0 &\Rightarrow \frac{1}{1 + \frac{1}{|s_p|}s}, \Re(s_p) > 0 \Rightarrow \frac{1}{1 - \frac{1}{|s_p|}s} \end{aligned}$$

4. Gesamtübertragungsfunktion:

$$G(s) = K \cdot \prod \hat{G}_n \cdot \prod \hat{G}_p$$

6.2.3 TPR 5 – Ansätze


 Abbildung 1: Bode-Diagramm von $G_S(j\omega)$

6.3 Zerlegung nicht-minimalphasiger Systeme

7 Typische Übertragungsglieder

7.1 Übersicht

7.2 Grundlegende Reglertypen

7.2.1 P-Element

7.2.2 I-Element

7.2.3 D-Element

7.2.4 PI, PD und PID

7.3 Verzögerungsglieder

7.3.1 PT_1

7.3.2 PT_2

7.3.3 PT_n

7.4 Kombinationen

7.4.1 IT_1

7.4.2 DT_1

7.4.3 PIT

7.4.4 PPT_1 und PDT_1

7.5 Nicht-minimalphasige Systeme

7.5.1 PA_1

7.5.2 PT_t, PT_1T_t

7.6 Nicht-parametrische Identifikation

7.7 Parametrische Identifikation

7.7.1 Überanpassung

7.7.2 Graphische Parameteridentifikation

7.7.3 Methode der kleinsten Fehlerquadrate

8 Identifikation linearer Regelkreisglieder

8.1 Allgemeines

9 Stabilitätsprüfung

9.1 Problemstellung

Stabilitätskriterien

Alle Kriterien sind gleichbedeutend.

1. Wurzeln des charakteristischen Polynoms besitzen alle negativen Realteil:

$$p(\lambda) = 0 \Rightarrow \Re(\lambda_i) < 0$$

2. Eigenwerte der Systemmatrix A besitzen alle einen negativen Realteil:

$$\det(\lambda I - A) \Rightarrow p(\lambda) = 0 \text{ und } \Re(\lambda_i) < 0$$

3. Polstellen der Übertragungsfunktion $G(s) = \frac{Z(s)}{N(s)}$ besitzen alle negativen Realteil:

$$p(s) = N(s) = 0 \Rightarrow \Re(s_i) < 0$$

4. Übergangsfunktion $h(t)$ konvergiert gegen einen endlichen Wert.
5. Gewichtsfunktion $g(t) = \dot{h}(t)$ konvergiert gegen null und ist für LTI-System absolut integrierbar.

9.2 Algebraische Stabilitätskriterien

9.2.1 Grundidee

Für die Bestimmung der Stabilitätseigenschaften wird nicht die genaue Position der Wurzel, bzw. der Polstelle λ_i benötigt, **sondern es reicht die Kenntnis des Vorzeichens** der Wurzel bzw. der Polstelle λ_i aus.

9.2.2 Stabilitätskriterien nach Routh und Hurwitz

1. Bedingung (hinreichend für Systeme mit Ordnung $n = 1, 2$).²¹

System der Ordnung n mit charakteristischem Polynom

$$p(\lambda) = a_n \lambda^n + \dots + a_1 \lambda + a_0$$

ist stabil, wenn

- alle Koeffizienten a_i vorhanden sind,
- alle Koeffizienten a_i das gleiche Vorzeichen haben,
- genauer: alle a_i positiv sind, ggf. Differentialgleichung mit -1 multiplizieren, falls alle negativ sind.

²¹Stabilitätskriterien für Systeme bis Ordnung $n = 3$ (S. 226).

2. Bedingung nach Hurwitz (bis Ordnung $n = 3$).

$\det(H)$ sowie alle Unterdeterminanten sind größer null (Hurwitz-Matrix Bsp. S. 217).

Für $n = 3$ (vgl. S. 219, Gl. 9.6):

$$\det(H) = \begin{vmatrix} a_2 & a_0 \\ a_3 & a_1 \end{vmatrix} = a_1 a_2 - a_0 a_3 > 0 \quad (\text{S. 217})$$

2. Bedingung nach Routh.

Routhschen Probefunktionen R_i sind sämtlich größer null.

Vorlagen für Routh-Probefunktionen (bis $n = 4$). Charakteristisches Polynom für $n = 4$:

$$p(\lambda) = a_4 \lambda^4 + a_3 \lambda^3 + a_2 \lambda^2 + a_1 \lambda + a_0$$

Für $n = 1$

i	R_i
1	a_1
0	a_0

Für $n = 2$

i	R_i	
2	a_2	a_0
1	a_1	—
0	$a'_0 = a_0$	

Für $n = 3$

i	R_i	
3	a_3	a_1
2	a_2	a_0
1	$a'_1 = a_1 - \frac{a_3}{a_2} a_0$	—
0	$a'_0 = a_0$	—

Für $n = 4$

i	R_i		
4	a_4	a_2	a_0
3	a_3	a_1	—
2	$a'_2 = a_2 - \frac{a_4}{a_3} a_1$	$a'_0 = a_0$	—
1	$a'_1 = a_1 - \frac{a_3}{a'_2} a'_0$	—	—
0	$a'_0 = a_0$	—	—

9.2.3 Beispiele

9.3 Nyquist-Kriterium

Wird benötigt, wenn das charakteristische Polynom $p(\lambda)$ nicht gegeben oder nicht aufgestellt werden kann, z.B. bei Totzeitgliedern (vgl. $G(s) = \frac{Ts + 1}{Ts + 1 + K_p e^{-sT_t}}$, S. 225, Gl. 9.19).

9.3.1 Vollständiges Nyquist-Kriterium

Gegeben sei ein aufgeschnittener kausaler²² Regelkreis G_0 und ein zugehöriger geschlossener Regelkreis G . Es gilt (S. 231):

$$m = n - p$$

mit

- $p = p_+(G_0)$: Anzahl der Pole des aufgeschnittenen Regelkreises G_0 in der rechten offenen s -Halbebene,
- $n = n_+(1 + G_0)$: Anzahl der Pole des geschlossenen Regelkreises G in der rechten offenen s -Halbebene,
- m : Anzahl der Umläufe der Ortskurve von $G_0(j\omega)$ (für $-\infty < \omega < \infty$) um den kritischen Punkt -1 im Uhrzeigersinn.

Damit G stabil ist, muss $n = 0$ gelten. Also folgt

$$m = -p.$$

9.3.2 Beispiele

9.3.3 Anwendung bei Polen am Stabilitätsrand

9.3.4 Vereinfachtes Nyquist-Kriterium

9.3.5 Amplituden- und Phasenreserve

9.4 Sonderfälle

9.4.1 Pol-Nullstellen-Kürzungen

9.4.2 Unstetige Polstellen

²²Umdruck S. 27

10 Einführung in den Reglerentwurf

10.1 Ziele und Lösungsansätze

10.1.1 Motivation

10.1.2 Gütemaße und Kennwerte

10.1.3 Ansätze des Reglerentwurfs

10.2 Statischer Reglerentwurf

10.3 Abwägungen bei der Reglerverstärkung

10.3.1 Vorteile hoher Verstärkungen

10.3.2 Nachteile hoher Verstärkungen

10.4 Einstellregeln

10.4.1 Einstellung mittels T_u - T_g -Ersatzmodell

10.4.2 Einstellung mittels Schwingversuch

11 Grundlegende modellbasierte Reglerentwurfsverfahren

11.1 Frequenzkennlinienverfahren

11.1.1 Grundidee

11.1.2 Hohe Verstärkung bei niedrigen Frequenzen

11.1.3 Übergangsbereich

11.1.4 Niedrige Verstärkung bei hohen Frequenzen

11.2 Betragsskriterium und Symmetrisches Kriterium

11.3 Polvorgabe

11.3.1 Polvorgabe für Ausgangsrückführungen

11.3.2 Polvorgabe für Zustandsrückführungen

11.3.3 Steuerbarkeit

11.4 Beobachterentwurf

11.4.1 Zustandsschätzung

11.4.2 Luenberger-Beobachter

11.4.3 Beobachtbarkeit und Dualität

11.4.4 Beispiel

11.5 Wurzelortskurven

11.5.1 Grundidee

11.5.2 Konstruktionsregeln

11.5.3 Beispiel

12 Vermaschte Regelkreise

12.1 Erweiterung des Einfachregelkreises

12.2 Vorsteuerung

12.3 Führungsgrößenfilter

12.4 Störgrößenaufschaltung

12.5 Kaskadenregelung

12.6 Hilfsstellgröße

13 Mehrgrößenregelung

13.1 Zentrale vs. dezentrale Regelung

13.2 Eigenschaften von Mehrgrößensystemen

13.2.1 Verschaltungen von Mehrgrößensystemen

13.2.2 Querkopplungen

13.2.3 Polstellen von Mehrgrößensystemen

13.2.4 Richtungsabhängige Verstärkung

13.3 Verfahren der dezentralen Regelung

13.3.1 Relative Gain Array

13.3.2 MIMO-Nyquist und Diagonaldominanz

13.4 Verfahren der zentralen Regelung

13.4.1 Zentrale Regelung im Zustandsraum

13.4.2 Entkopplungsregler

14 Zeitdiskrete Systeme

14.1 Abtastregelungen

14.1.1 Definitionen

14.1.2 Abtaster und Halteglied

14.1.3 Aliasing

14.1.4 Verschaltung zu hybriden Systemen

14.2 Einführung in Differenzengleichungen

14.3 Autonome zeitdiskrete Systeme

14.4 Umrechnen von Differenzen- und Differentialgleichungen

14.4.1 Rückwärtsdifferenzen

14.4.2 Analytische Lösung

14.5 Quasikontinuierlicher Reglerentwurf

14.6 Zeitdiskreter Bildbereich

14.6.1 Z-Transformation

14.6.2 Zeitdiskrete Übertragungsfunktion

14.6.3 Zeitdiskreter Frequenzgang

14.6.4 Zeitdiskrete Modelle zeitkontinuierlicher Systeme

14.7 Bilineare Transformation

14.8 Klassischer zeitdiskreter Reglerentwurf

14.9 Regler mit endlicher Einstellzeit

14.9.1 Entwurf

14.9.2 Stabilität

14.9.3 Beispiel

15 Kalmanfilter

15.1 Allgemeines

15.2 Herleitung

15.3 Auslegung und Beispiel

15.4 Limitierungen und Erweiterungen

15.4.1 Allgemein

1. Es dürfen nur Terme wie x_k, y_k, u_k hinzugefügt werden.
2. Es dürfen KEINE! Terme wie $x_{k-1}, y_{k-2}, u_{k-1}$ hinzugefügt werden.
3. $y(t) \approx y_k$
4. $\dot{y}(t) \approx \frac{y_k - y_{k-1}}{T}$
5. $\ddot{y}(t) \approx \frac{y_k - 2y_{k-1} + y_{k-2}}{T^2}$
6. $y(t - T_t) \approx y_{k-d}$ mit $d = \frac{T_t}{T}$.

Hinweis: In den meisten Fällen wird der Term y_{k-d} als Totzeitglied angenommen. Besonders ist bei einem Koeffizientenvergleich darauf zu achten, ob ein Totzeitglied in der vorgegebenen Gleichung vorhanden ist.

Wenn ein Totzeitglied $K e^{-sT_t}$ vorhanden ist, dann y_{k-d} als Totzeitglied annehmen.

Wenn kein Totzeitglied vorhanden ist, dann in den meisten Fällen $\dot{y}(t)$ oder selten $\ddot{y}(t)$.

16 Zustandsraum

16.1 Zustandsregelung

In Figur 1 ist eine Zustandsregelung mit Proportionalgliedern zu sehen.

16.2 Zustandsregler $\mathbf{k}^T = [k_1 \quad k_2]$ bestimmen.

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix}, \mathbf{b} = \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix}$$

1. \mathbf{A}_k bestimmen.

$$\mathbf{A}_k = \mathbf{A} - \mathbf{BK} \quad \text{oder} \quad \mathbf{A}_k = \mathbf{A} - \mathbf{b} \mathbf{k}^T$$

$$\mathbf{A}_k = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} k_1 & k_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} - b_1 k_1 & a_{12} - b_1 k_2 \\ a_{21} - b_2 k_1 & a_{22} - b_2 k_2 \end{pmatrix}. \quad (7)$$

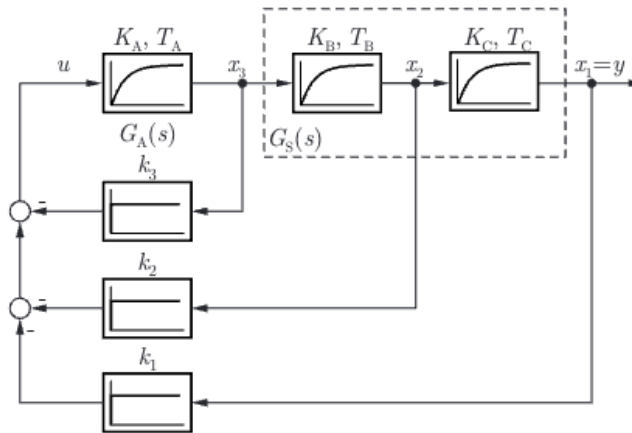


Abbildung 3: Zustandsregelung mit $k^T = (x_1, x_2, x_3)$

2. Matrix für Determinante aufstellen.

$$\det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_k) = \begin{vmatrix} s - (a_{11} - b_1 k_1) & -(a_{12} - b_1 k_2) \\ -(a_{21} - b_2 k_1) & s - (a_{22} - b_2 k_2) \end{vmatrix}. \quad (8)$$

3. Determinante ausrechnen und $p(s)$ aufstellen.

4. Koeffizientenvergleich mit vorgegebenen Polstellen.

17 Steuerbarkeitskriterium von Kalman

Das Paar (\mathbf{A}, \mathbf{B}) ist genau dann steuerbar, wenn die sogenannte Steuerbarkeitsmatrix

$$\mathbf{Q}_s = [\mathbf{B} \quad \mathbf{A}\mathbf{B} \quad \mathbf{A}^2\mathbf{B} \quad \dots \quad \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{B}] \quad (11.47)$$

vollen Rang besitzt.²³

Falls \mathbf{Q}_s quadratisch ist (z.B. SISO), gilt: *nicht steuerbar* $\Leftrightarrow \det(\mathbf{Q}_s) = 0$.

Hinweis: Es ist sinnvoll, beim Rechnen konsequent *Matrix* \cdot *Vektor* zu multiplizieren, also z.B. $\mathbf{A}(\mathbf{A}\mathbf{B})$ statt $(\mathbf{A}\mathbf{A})\mathbf{B}$.

18 Partialbruchzerlegung

18.1 Einführung

Die Partialbruchzerlegung ist eine Methode, um rationale Funktionen, wie $\frac{1-s}{(s+1)(s^2+1)}$, in einfachere Bruchterme zu zerlegen, die leichter zu integrieren oder zu analysieren sind. Dies ist besonders nützlich in der Signalverarbeitung, Regelungstechnik und bei der Lösung von Differentialgleichungen.

²³Quelle: Umdruck S. 304

18.2 Beispiel: $\frac{1-s}{(s+1)^2(s^2+1)}$

Wir zerlegen den Ausdruck $\frac{1-s}{(s+1)(s^2+1)}$ in Partialbrüche. Der Nenner besteht aus einem linearen Faktor $s+1$ und einem quadratischen Faktor s^2+1 . Die allgemeine Form der Partialbruchzerlegung lautet:

$$\frac{1-s}{(s+1)^2(s^2+1)} = \frac{A}{s+1} + \frac{B}{(s+1)^2} + \frac{Cs+D}{s^2+1}$$

wobei A , B und C Konstanten sind, die wir bestimmen müssen.

19 Informationen über Ortskurven

Ortskurven für den aufgeschnittenen Regelkreis G_0 .

1. Phase ϕ der Ortskurve läuft für $\omega \rightarrow \infty$ gegen $-\infty$
 $\rightarrow G_0$ enthält Totzeit. (S. 13, I)
2. Ortskurve startet mit einer Phase $\phi = -90^\circ$ im Unendlichen, also $\lim_{\omega \rightarrow 0} |G_0(j\omega)| = \infty$
 $\rightarrow G_0$ hat integrierendes Verhalten. (S. 13, II)
3. Ortskurve startet im Ursprung, also $\lim_{\omega \rightarrow 0} |G_0(j\omega)| = 0$
 $\rightarrow G_0$ hat differenzierendes Verhalten. (S. 13, III)
4. Betrag der Ortskurve steigt und sinkt.
 $\rightarrow G_0$ enthält ein Verzögerungsglied mit Resonanzüberhöhung (z.B. PT_2). (S. 13, IV)

20 Informationen über Übergangsfunktionen $h(t)$ des geschlossenen Regelkreises

Für die Übergangsfunktion $h(t)$ ist der Eingang $u(t) = 1(t)$. Stationäre Genauigkeit gilt dann, weil $\lim_{t \rightarrow \infty} u(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} y(t)$. Wenn $u_0 = 1(t)$, dann ist die Sprungantwort $y(t)$ gleich der Übertragungsfunktion $h(t)$.

20.1 Stationäre Genauigkeit

Damit ein Regelkreis stationär genau arbeitet, muss der Ausgang genau der Referenz folgen. Dies bedeutet, dass der Führungsgrößenfilter so ausgelegt werden muss, dass der stationäre Endwert des geschlossenen Regelkreises genau 1 ist.

Außerdem gilt:

$$\lim_{s \rightarrow 0} G(s) = \frac{\lim_{s \rightarrow 0} Y(s)}{\lim_{s \rightarrow 0} U(s)} = 1$$

Daraus ergibt sich:

$$\lim_{s \rightarrow 0} G(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \left(\frac{G_F \cdot G_R \cdot G_{PT2}}{1 + G_R \cdot G_{PT2}} \right) = 1$$

1. $\lim_{t \rightarrow \infty} h(t) = \lim_{s \rightarrow 0} G(s) = 0$, siehe Grenzwertsätze (S. 112)
 $\rightarrow G$ hat differenzierendes Verhalten und eine Nullstelle im Ursprung.
 $\rightarrow G_0$ hat die selben Nullstellen wie G . G_0 hat also auch differenzierendes Verhalten.
2. $\lim_{t \rightarrow \infty} h(t) = \lim_{s \rightarrow 0} G(s) = 1$, siehe Grenzwertsätze (S. 112)
 \rightarrow Sprungantwort $y(t)$ besitzt keine Regelabweichung (S. 165).
 $\rightarrow G(s)$ arbeitet stationär genau (S. 165).

21 Berechnung maximal zulässige Totzeit T_t

Die von der Totzeit hervorgerufene Phasenverschiebung ϕ_t darf maximal der Phasenreserve α_R von $G'_0(j\omega)$ entsprechen, um die Stabilität nicht zu gefährden.

1. Durchtrittsfrequenz ω_d von $G'_0(j\omega)$ ermitteln.
2. Phase $\phi'_0(\omega_d)$ ablesen.
3. Phasenreserve $\alpha_R = 180^\circ + \phi'_0(\omega_d)$.
4. Phasenverschiebung Totzeitglied $\phi_t = -\omega \cdot T_t \stackrel{!}{=} -\alpha_R$

$$5. \text{ Totzeit } T_t = \frac{\alpha_R}{\omega_d} = \frac{\frac{\alpha_R}{180^\circ} \cdot \pi}{\omega_d}$$

22 Durchtrittsfrequenz ω_d

22.1 Ansprechverhalten

Ein gutes Ansprechverhalten und kurze Anschwingzeiten werden durch große ω_d erreicht. Da aus Stabilitätsgründen $\omega_d < \omega_\pi$ gelten muss, ist der Frequenzbereich, in dem große Reglerverstärkungen möglich sind, beim I-Regler stark limitiert.

Durch große K bei einem P -Glieder wird der Verlauf des PT_2 -Gliedes im Bodediagramm nach oben verschoben. Dadurch wird ω_d nach rechts verschoben und somit größer. Weil $\omega_\pi = \infty$ in dem Fall, ist die Ungleichung $\omega_d < \omega_\pi$ erfüllt.

23 Einstellung nach T_u - T_g (Chien, Hrones, Reswick)

- Nicht schwingungsfähig \rightarrow aperiodischer Regelverlauf.²⁴
- Ohne bleibende Regelabweichung \rightarrow am besten PI-Regler.²⁵

²⁴Quelle: Altklausur H23, Aufgabe 4(c) & 4(d).

²⁵Quelle: Altklausur H23, Aufgabe 4(c) & 4(d).

24 Gewichts- und Übergangsfunktion aus $G_s(s)$

Gegeben sei:

$$Y(s) = G_s(s) U(s) \quad (9)$$

24.1 Zusammenhänge:

Übergangsfunktion $h(t)$ ²⁶:

$$h(t) = \frac{y_{\text{Sprung}}(t)}{u_0} = \frac{\text{Sprungantwort}}{\text{Sprunghöhe}} \quad (10)$$

Gewichtsfunktion $g(t)$:

$$g(t) = \frac{y_{\text{Impuls}}(t)}{\int u \, dt} = \frac{\text{Impulsantwort}}{\text{Impulsfläche}} \quad (11)$$

Zusammenhang $g(t)$ und $h(t)$ ²⁷:

$$g(t) = \dot{h}(t) = \frac{d}{dt} h(t) \quad (12)$$

24.2 Gewichtsfunktion $g(t)$

Für die Gewichtsfunktion gilt $u(t) = \delta(t)$, also:

$$U(s) = \mathcal{L}\{\delta(t)\} = 1 \quad (13)$$

Damit folgt:

$$Y(s) = G_s(s) U(s) = G_s(s) \quad (14)$$

und somit:

$$g(t) = \mathcal{L}^{-1}\{G_s(s)\} \quad (15)$$

24.2.1 $G(s)$ ist gegeben, Gewichtsfunktion $g(t)$ bestimmen.

Gewichtsfunktion $g(t)$ durch inverse Laplace-Transformation von $G(s) = \frac{K}{(1 + Ts)^2}$.

1. $C \frac{1}{(s - s_p)^n}$.

2. Gewichtsfunktion $g(t) \rightarrow U(s) = 1$

3. $G(s) = \frac{K}{(1 + Ts)^2} = \frac{K}{T^2 \left(s + \frac{1}{T}\right)^2}$.

4. $Y(s) = G(s)U(s)$

²⁶Quelle: Umdruck S. 89

²⁷Quelle: Umdruck S. 91

$$5. \ g(t) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{\left(s + \frac{1}{T}\right)^2} \right\}.$$

$$6. \ s_p = -\frac{1}{T}, n = 2, C = \frac{K}{T^2}$$

$$7. \ g(t) = \frac{K}{T^2} t e^{-\frac{1}{T}t}$$

24.3 Übergangsfunktion $h(t)$

Für die Übergangsfunktion gilt $u(t) = 1(t)$, also:

$$U(s) = \mathcal{L}\{1(t)\} = \frac{1}{s} \quad (16)$$

Damit folgt:

$$Y(s) = G_s(s) U(s) = \frac{G_s(s)}{s} \quad (17)$$

und somit:

$$h(t) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{G_s(s)}{s} \right\} \quad (18)$$

25 Merksatz / Intuition (Bode: Zeitbereich & Frequenzbereich)

25.1 Intuition

- Zeitkonstante T im Bode-Diagram: *Wie schnell reagiert das System?*
- Periodendauer $T = \frac{2\pi}{\omega_D}$ mit $\omega_D = \omega_0 \sqrt{1 - D^2}$: *Wie schnell schwingt das Signal?*

26 Mathematische Grundlagen

26.1 PQ-Formel

Gegeben sei die quadratische Gleichung

$$f(x) = x^2 + p x + q = 0.$$

Dann lauten die Lösungen:

$$x_{1,2} = -\frac{p}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{p}{2}\right)^2 - q}.$$

26.2 Determinante einer 2x2 & 3x3-Matrix

26.2.1 2x2

Die Formel für die Determinante einer 2x2-Matrix $A = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix}$ lautet:

$$\det(A) = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{vmatrix} = a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}$$

26.2.2 3x3

Die Formel für die Determinante einer 3x3-Matrix $A = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{pmatrix}$ lautet:

$$\begin{aligned} \det(A) &= \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{vmatrix} \\ &= a_{11} \begin{vmatrix} a_{22} & a_{23} \\ a_{32} & a_{33} \end{vmatrix} - a_{12} \begin{vmatrix} a_{21} & a_{23} \\ a_{31} & a_{33} \end{vmatrix} + a_{13} \begin{vmatrix} a_{21} & a_{22} \\ a_{31} & a_{32} \end{vmatrix} \\ &= a_{11} (a_{22}a_{33} - a_{23}a_{32}) - a_{12} (a_{21}a_{33} - a_{23}a_{31}) + a_{13} (a_{21}a_{32} - a_{22}a_{31}). \end{aligned}$$

26.3 Integral einer Exponentialfunktion ($\lambda > 0$)

$$\int_{0^-}^R e^{-\lambda\tau} d\tau = \int_{0^-}^R \frac{d}{d\tau} \left(-\frac{1}{\lambda} e^{-\lambda\tau} \right) d\tau \stackrel{\text{HDI}}{=} -\frac{1}{\lambda} e^{-\lambda\tau} \Big|_{\tau=0^-}^R = \frac{1}{\lambda} - \frac{1}{\lambda} e^{-\lambda R}.$$

Somit gilt für den Limes

$$\lim_{R \rightarrow \infty} \int_{0^-}^R e^{-\lambda\tau} d\tau = \lim_{R \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{\lambda} - \frac{1}{\lambda} e^{-\lambda R} \right) = \frac{1}{\lambda}.$$

Analog folgt mittels partieller Integration (PI)

$$\begin{aligned} \int_{0^-}^R \tau e^{-\lambda\tau} d\tau &= \int_{0^-}^R \tau \frac{d}{d\tau} \left(-\frac{1}{\lambda} e^{-\lambda\tau} \right) d\tau \stackrel{\text{PI}}{=} - \int_{0^-}^R \frac{d}{d\tau} (\tau) \frac{1}{\lambda} e^{-\lambda\tau} d\tau + \tau \left(-\frac{1}{\lambda} e^{-\lambda\tau} \right) \Big|_{\tau=0^-}^R \\ &= \frac{1}{\lambda} \int_{0^-}^R e^{-\lambda\tau} d\tau - \frac{R}{\lambda} e^{-\lambda R}. \end{aligned}$$

Der Übergang zum Limes liefert nun

$$\lim_{R \rightarrow \infty} \int_{0^-}^R \tau e^{-\lambda\tau} d\tau = \lim_{R \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{\lambda} \int_{0^-}^R e^{-\lambda\tau} d\tau - \frac{R}{\lambda} e^{-\lambda R} \right) = \frac{1}{\lambda^2}.$$

2. Integral mit linearem Faktor t (partielle Integration)

Wähle $u(t) = t$ und $v'(t) = e^{-\lambda t}$ mit $\lambda > 0$. Dann gilt $u'(t) = 1$ und $v(t) = -\frac{1}{\lambda}e^{-\lambda t}$.

$$\begin{aligned}\int_0^\infty t e^{-\lambda t} dt &= \lim_{R \rightarrow \infty} \int_0^R t e^{-\lambda t} dt = \lim_{R \rightarrow \infty} \left(\left[t \left(-\frac{1}{\lambda} e^{-\lambda t} \right) \right]_0^R - \int_0^R \left(-\frac{1}{\lambda} e^{-\lambda t} \right) dt \right) \\ &= \lim_{R \rightarrow \infty} \left(-\frac{R}{\lambda} e^{-\lambda R} + \frac{1}{\lambda} \int_0^R e^{-\lambda t} dt \right).\end{aligned}$$

Da $Re^{-\lambda R} \rightarrow 0$ für $R \rightarrow \infty$ und $\int_0^\infty e^{-\lambda t} dt = \frac{1}{\lambda}$, folgt

$$\int_0^\infty t e^{-\lambda t} dt = \frac{1}{\lambda^2}.$$

3. Allgemeine Definition der partiellen Integration

$$\int u dv = uv - \int v du.$$

Äquivalent dazu ist die Produktregel

$$\frac{d}{dt}(uv) = u'v + uv',$$

die als Grundlage für die Herleitung der partiellen Integration dient.

26.4 Betrag von $e^{-j\frac{\pi}{2}\omega}$, $e^{j\theta}$

26.4.1 Berechnung des Betrags

Der Ausdruck $e^{\pm j\theta}$ kann mit Euler'scher Formel beschrieben werden:

$$e^{\pm j\theta} = \cos(\theta) \pm j \sin(\theta)$$

26.4.2 Berechnung des Betrags

Der Ausdruck $e^{-j\frac{\pi}{2}\omega}$ kann mit Euler'scher Formel beschrieben werden:

$$e^{-j\frac{\pi}{2}\omega} = \cos\left(\frac{\pi}{2}\omega\right) - j \sin\left(\frac{\pi}{2}\omega\right)$$

Der Betrag einer komplexen Zahl $z = x + jy$ ist gegeben durch:

$$|z| = \sqrt{x^2 + y^2}$$

Für $e^{-j\frac{\pi}{2}\omega}$ gilt:

$$|e^{-j\frac{\pi}{2}\omega}| = \sqrt{\cos^2\left(\frac{\pi}{2}\omega\right) + \sin^2\left(\frac{\pi}{2}\omega\right)} = \sqrt{1} = 1$$

Der Betrag ist somit immer 1, unabhängig von ω .

26.5 Inverse einer Matrix

26.5.1 Allgemein

Eine quadratische Matrix A ist genau dann invertierbar, wenn

$$\det(A) \neq 0$$

Dann gilt:

$$A^{-1} = \frac{1}{\det(A)} \operatorname{adj}(A)$$

wobei $\operatorname{adj}(A)$ die adjungierte Matrix ist.

26.5.2 Inverse einer 2×2 -Matrix

Gegeben sei:

$$A = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix}$$

Determinante:

$$\det(A) = ad - bc$$

Inverse:

$$A^{-1} = \frac{1}{ad - bc} \begin{pmatrix} d & -b \\ -c & a \end{pmatrix} \quad \text{für } ad - bc \neq 0$$

26.6 $G(s)$ ist gegeben, Differentialgleichung bestimmen.

DGL durch inverse Laplace-Transformation von $G(s) = \frac{X(s)}{U(s)} = \frac{K_1}{1 + T_1 s + K_R K_1} e^{-sT_t}$.

1. Umstellen nach $X(s)(1 + T_1 s + K_R K_1) = U(s)K_1 e^{-sT_t}$.
2. $\mathcal{L}^{-1} \{X(s)(1 + K_R K_1)\} = x(t)(1 + K_R K_1)$.
3. $\mathcal{L}^{-1} \{X(s)T_1 s\} = T_1 \dot{x}(t)$.
4. $\mathcal{L}^{-1} \{K_1 e^{-sT_t}\} = K_1 \tilde{u}(t) = K_1 u(t - T_t)$.
5. $x(t)(1 + K_R K_1) + T_1 \dot{x}(t) = K_1 \tilde{u}(t)$

27 Shannon-/Nyquist-Abtasttheorem (für T_{\min})

Für die höchste in dieser Funktion enthaltene Frequenz ω_{\max} und die Abtastfrequenz ω_s gilt:²⁸

$$\begin{aligned} 2 \omega_{\max} &< \omega_s \\ \omega_s &= \frac{2\pi}{T}, \quad \omega_{\max} = \frac{2\pi}{T_{\min}} \\ 2 \cdot \frac{2\pi}{T_{\min}} &< \frac{2\pi}{T} \\ \frac{2}{T_{\min}} &< \frac{1}{T} \\ T &< \frac{T_{\min}}{2} \end{aligned}$$

28 Stationäre Genauigkeit

28.1 Stationäre Genauigkeit im geschlossenen Regelkreis

Die Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen Standard-Regelkreises ist genau dann stationär genau, wenn²⁹

1. der geschlossene Regelkreis stabil ist und
2. der aufgeschnittene Regelkreis G_0 einen integrierenden Anteil besitzt.

29 Integrierender Anteil und integrierendes Verhalten

Ein LTI-System besitzt genau dann einen integrierenden Anteil, wenn es eine Polstelle in $s = 0$ besitzt.³⁰ Haben zusätzlich alle weiteren Polstellen des Systems einen negativen Realteil, so gilt

$$\lim_{t \rightarrow \infty} g(t) = \text{konstant} \neq 0 \quad (19)$$

und das System besitzt integrierendes Verhalten.

30 Grafische Darstellung der Übergangsfunktion $h(t)$ des IT_1 Gliedes

Beispiel:³¹ $y(t) = m(t - n) + a e^{-\lambda t}$ (hier: $m = 0.5$, $n = 1$, $a = \frac{1}{2}$, $\lambda = 1$).

²⁸Umdruck S. 380.

²⁹Quelle: Umdruck S. 167

³⁰Quelle: Umdruck S. 166

³¹Quelle: TPR 1, Aufgabe 2(a).

30.1 Erläuterung der Terme

Addition aus einer Geraden $m(t - n)$ und Exponentialfunktion $a e^{-\lambda t}$.

- m : Steigung der Geraden
- n : x -Achsenverschiebung
- a : Vorfaktor der Exponentialfunktion

30.2 Werte bestimmen

- Steigung m der Asymptote.
- x -Achsenverschiebung der Geraden: $y(t = 1) = 0 = m(1 - n) \Rightarrow n = 1$.
- a und λ können mit $y(t = 0) = 0$ und $y'(t = 0) = 0$ bestimmt werden.

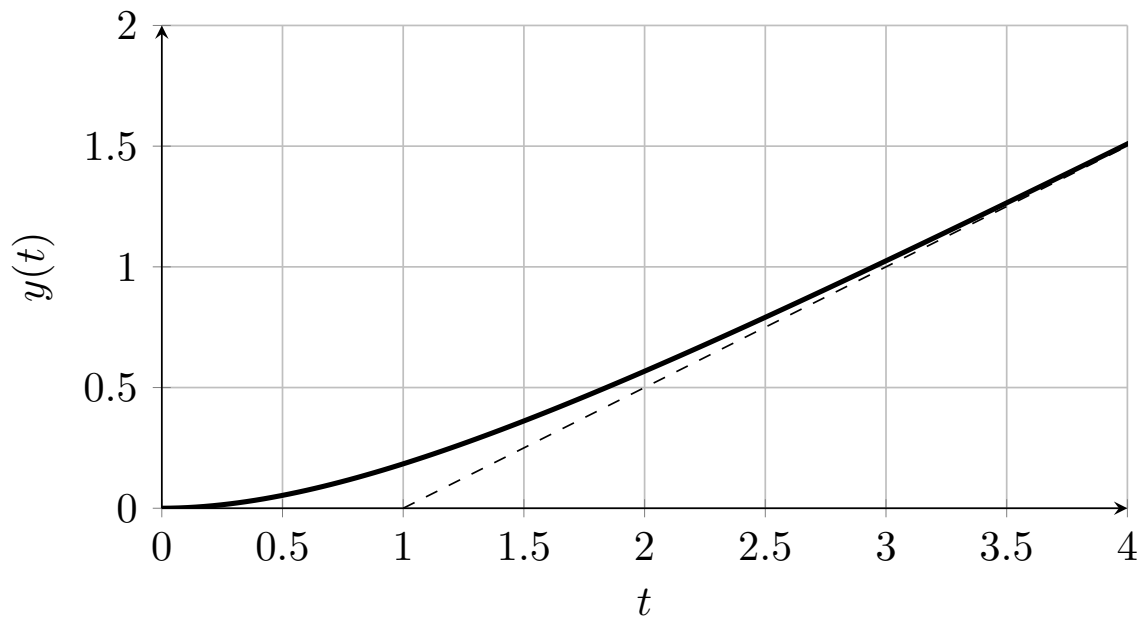


Abbildung 4: Plot der Beispiel-Funktion.

31 Korrekturtabellen und Skalierung

31.1 Korrekturtabelle (log/Phase)

$\frac{\omega}{\omega_E}$ bzw. $\frac{\omega_E}{\omega}$		$ \lg G - \lg \text{Asymptote} $				$ \varphi - \varphi_{\text{Asymptote}} $			
		0,1	0,5	0,8	1	0,1	0,5	0,8	1
PT_1		-0,002	-0,048	-0,107	-0,151	5,7	26,6	38,7	45,0
PT_2	$D = 1$	-0,004	-0,097	-0,215	-0,301	11,4	53,1	77,3	90,0
	$D = 0,707$	0,000	-0,013	-0,075	-0,151	8,1	43,4	72,3	90,0
	$D = 0,5$	0,002	0,045	0,057	0,000	5,8	33,7	65,8	90,0
	$D = 0,4$	0,003	0,071	0,134	0,097	4,6	28,1	60,6	90,0
	$D = 0,3$	0,004	0,093	0,222	0,222	3,5	21,8	53,1	90,0
	$D = 0,2$	0,004	0,110	0,317	0,398	2,3	14,9	41,6	90,0
	$D = 0,1$	0,004	0,121	0,405	0,699	1,2	7,6	24,0	90,0
	$D = 0,05$	0,004	0,124	0,433	1,000	0,6	3,8	12,5	90,0

31.2 Korrekturtabelle in mm

$\frac{\omega}{\omega_E}$ bzw. $\frac{\omega_E}{\omega}$		Abstand von $ G $ und $ \text{Asymptote} $ in mm				Abstand von φ und $\varphi_{\text{Asymptote}}$ in mm			
		0,1	0,5	0,8	1	0,1	0,5	0,8	1
PT_1		-0,1	-1,9	-4,3	-6,0	1,1	5,3	7,7	9,0
PT_2	$D = 1$	-0,2	-3,9	-8,6	-12,0	2,3	10,6	15,5	18,0
	$D = 0,707$	0	-0,5	-3,0	-6,0	1,6	8,7	14,5	18,0
	$D = 0,5$	0,1	1,8	2,3	0,0	1,2	6,7	13,2	18,0
	$D = 0,4$	0,1	2,8	5,4	3,9	0,9	5,6	12,1	18,0
	$D = 0,3$	0,2	3,7	8,9	8,9	0,7	4,4	10,6	18,0
	$D = 0,2$	0,2	4,4	12,7	15,9	0,5	3,0	8,3	18,0
	$D = 0,1$	0,2	4,8	16,2	28,0	0,2	1,5	4,8	18,0
	$D = 0,05$	0,2	5,0	17,3	40,0	0,1	0,8	2,5	18,0

31.3 Skalierung (Diagramm rechts)

1 lg-Einheit = 40 mm

360° = 72 mm

Index

- Absolutgrößen, 16
- Abtasttheorem, 45
 - nach Shannon (S. 380), 45
- Abweichungsgrößen, 16
- akausale Systeme, 15
- Anfangsbedingungen, 14
- Anfangswertsatz, 19
- Ansprechverhalten, 39
 - Abhängigkeit von ω_d , 39
- Bezeichnungen für Systeme, 10
- Bodediagramm, 39, 41
- Chien, Hrones, Reswick (CHR), 39
- crossover frequency, *siehe* Durchtrittsfrequenz
 - Umdruck (S. 240, 248, 270, 273, 286, 363), 39
- $\delta(t)$, 40
- Durchgangsfrequenz, *siehe* Durchtrittsfrequenz
- Durchtrittsfrequenz
 - Umdruck (S. 240, 248, 270, 273, 286, 363), 39
- ω_d , 39
- Eckkreisfrequenz, 16
- Einstellung mittels T_u – T_g Ersatzmodell
 - Umdruck (S. 276), 39
- Endwertsatz, 19
- $G(j\omega)$, 20
- Geschlossener Regelkreis, 10
- Gesetz der Sparsamkeit, 16
- Gewichtsfunktion, 40
- $g(t)$, 40
- Grenzwertsätze, 19
- $y(t)$, 40
- Kalman, 37
- Kausale Systeme, 15
- Kreisfrequenz ω , 41
- Lineare Systeme, 14
- LTI-System, 14
- MIMO-System, 15
- Minimale Realisierung, 16
- Modell, 14
- Nyquist-Abtasttheorem, *siehe* Abtasttheorem
- Offener Regelkreis, 10
- P-Glied, 39
- Periodendauer $T = \frac{2\pi}{\omega}$, 41
- $\angle G(j\omega)$, 20
- PT₂-Glied, 39
- Q_s , *siehe* Steuerbarkeitsmatrix
- Q_s Steuerbarkeitsmatrix, *siehe* Steuerbarkeitsmatrix
- Regelabweichung, 39
 - Umdruck (S. 165), 39
- Regelungsnormalform, 15
- Relativer Grad, 10, 14
 - Umdruck (S. 26), 10
- Shannontheorem
 - S. 380, 45
- Signale und Systeme, 10
- Signale und Systeme im Regelkreis, 10
- Sinusförmige Signale, 20
 - Umdruck (S. 119), 20
- SISO-System, 15
- $y(t)$, 40
- $1(t)$, 40
- stationary accuracy, *siehe* Stationäre Genauigkeit
 - Umdruck (S. 164, 167, 260, 348, 552, 569), 39
- Stationäre Genauigkeit, 38, 39
 - Umdruck (S. 164, 167, 260, 348, 552, 569), 39
- Steuerbarkeitskriterium von Kalman, 37
 - Umdruck (S. 304), 37
- Steuerbarkeitsmatrix
 - Q_s , 37
- Q_s , 37
- Systemantwort, 20
- Systemordnung, 14
- T_u – T_g , 39
 - Umdruck (S. 207), 39
- $u(t)=\sin(\omega t)$, 20

Vorzeichenkonvention, 10, *siehe* Umdruck (S.123)

Zeitinvariante Systeme, 14

Zeitkonstante, 16

Zeitkonstante T , 41

Zustandsraumdarstellung, 15

Übergangsfunktion, 40

$h(t)$, 40