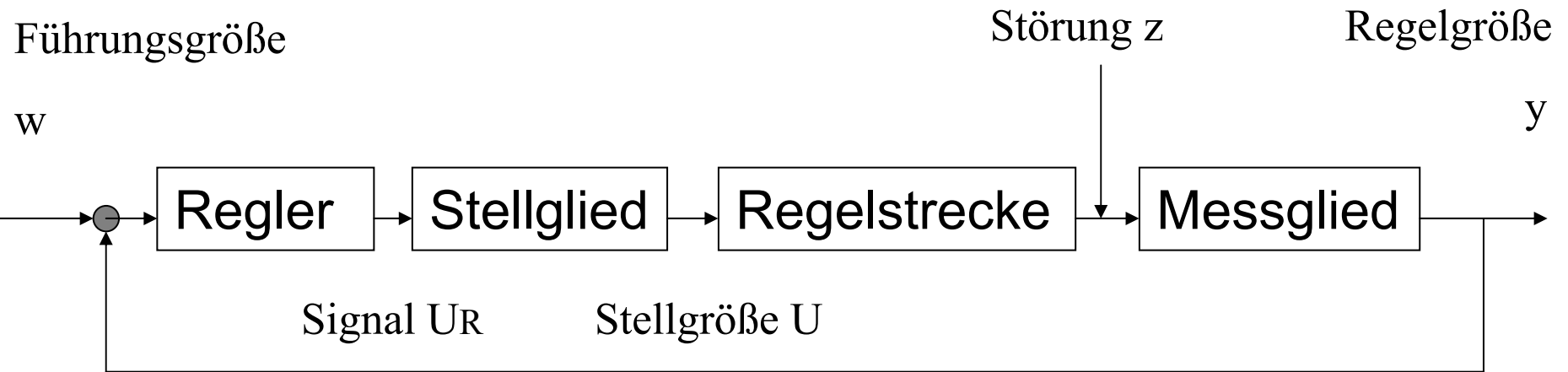


Steuern Regeln I



Nach H. Unbehauen (1989): Regelungs- und Steuerungstechnik, In: Hütte – Die Grundlagen der Ingenieurwissenschaften, S. I1-I191

Systemeigenschaften und ihre Modellierung

Linear

Parameter: konzentriert

Zeit: invariant

diskret

deterministisch

stabil

Nichtlinear

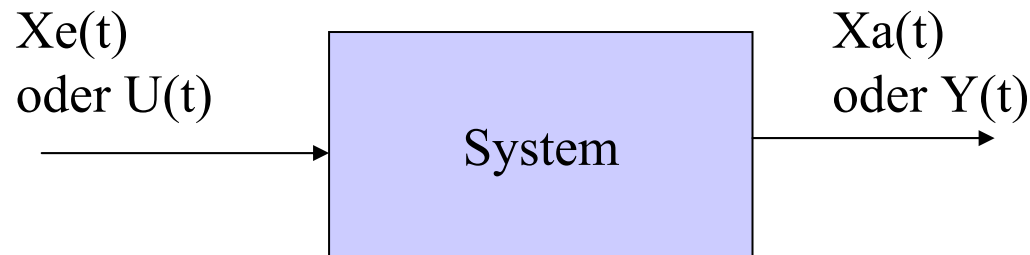
verteilt

variant

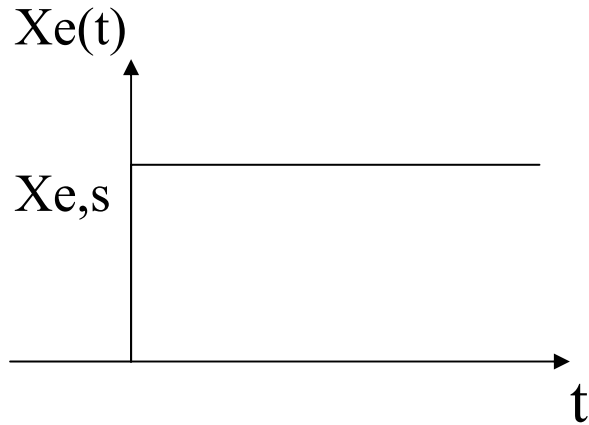
kontinuierlich

stochastisch

instabil

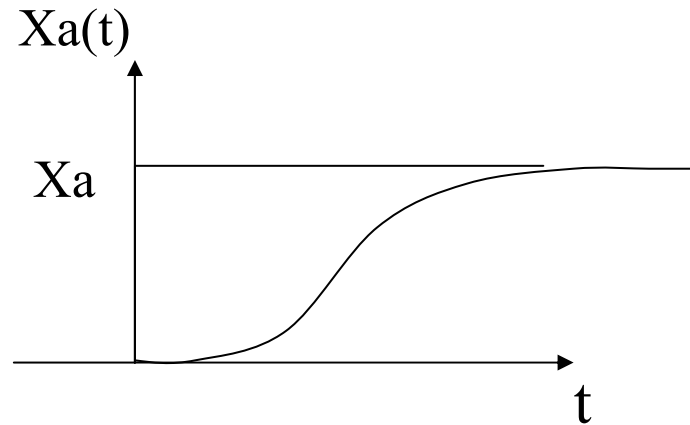


Statisches Verhalten (Beharrungsverhalten)



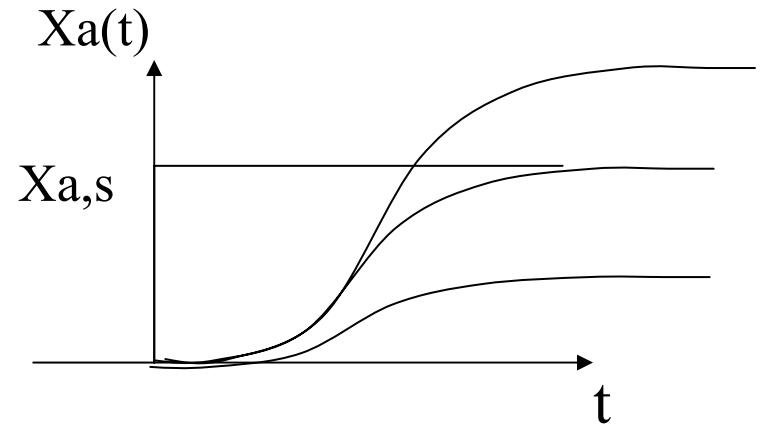
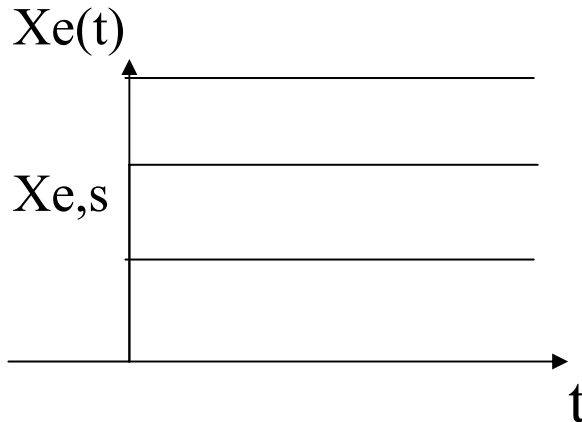
Sprungfunktion als Eingang

Eingangsgröße $X_e(t)$
Ausgangsgröße $X_a(t)$



Statischer Endzustand

Sprungfunktion versch. Amplituden
Stationärer Zustand $X_{e,s}$ $X_{a,s}$

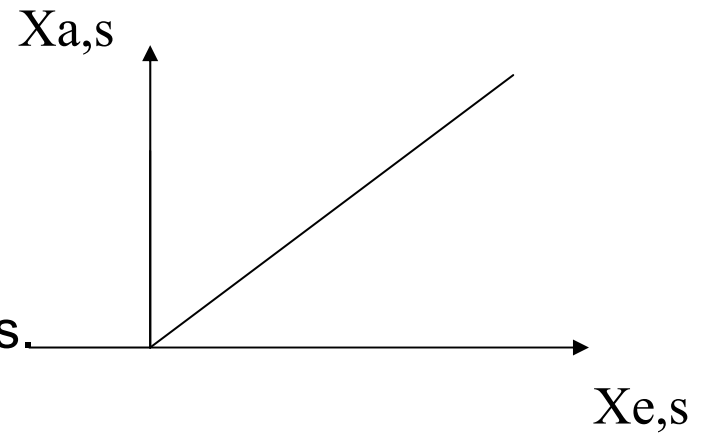


Linearität

Die statische Kennlinie

$$X_{a,s} = f(X_{e,s})$$

beschreibt statisches Verhalten des Systems.



Ist $f()$ linear, dann ist das System LINEAR und es gilt das

Superpositionsprinzip: Summe Eingänge \Rightarrow Summe Ausgänge

Lineare kontinuierliche Systeme sind modellierbar durch
Lineare DGL

$$\sum_i a_i(t) \frac{d^i}{dt^i} X_a(t) = \sum_j b_j(t) \frac{d^j}{dt^j} X_e(t)$$

A. Beschreibung linearer kontinuierlicher Systeme im Zeitbereich durch

1. Differentialgleichungen

2. Ausgangssignale

- Sprungantwort, normiert = **Übergangsfunktion**

$$h(t) = x_a(t)/x_e$$

$$\text{bzw } x_a=y, x_e=u$$

- Impulsantwort = **Gewichtsfunktion**

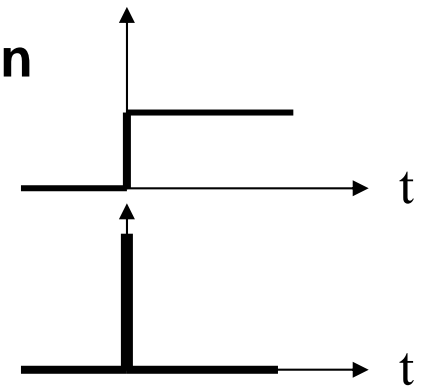
$g(t)$ als Antwort auf Dirac-Impuls $\delta(t)$

$$g(t) = dh(t)/dt$$

- Faltungsintegral

$$y(t) = \int_0^t g(t-\tau)u(\tau) d\tau$$

3. Zustandsraumdarstellung



1. Differentialgleichungen

$$\sum_i a_i(t) \frac{d^i}{dt^i} X_a(t) = \sum_j b_j(t) \frac{d^j}{dt^j} X_e(t)$$

zeitinvariant, falls a_i, b_j konstant

$$\sum_i a_i \frac{d^i}{dt^i} X_a(t) = \sum_j b_j \frac{d^j}{dt^j} X_e(t)$$

$X_e(t) = \text{Eingangsgrösse}$

$X_a(t) = \text{Ausgangsgrösse, Systemantwort}$

Lösungsmethoden für Differentialgleichungen

1. Direkt, für spezielle Typen

Beispiel: $y'(x) = y(x)$ *Lösung* : $y(x) = ce^x$

2. Mittels Transformation in einen Bildraum, dann Lösung einer algebraischen Gleichung

Beispiel: Laplace, Fourier

3. Numerische Näherung

Beispiel: Euler Verfahren

2. Ausgangsgrößen

- **Sprungantwort** = **Übergangsfunktion**

$$h(t) = x_a(t) / x_e$$

- **Impulsantwort** = **Gewichtsfunktion**

$$g(t) = dh(t) / dt$$

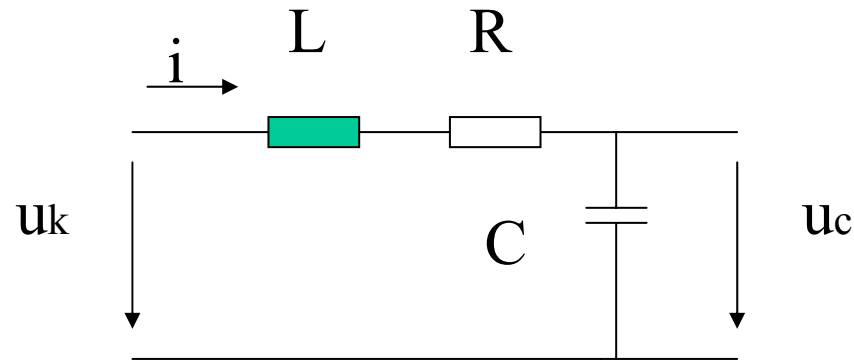
Kennt man die Gewichtsfunktion $g(t)$, so lässt sich zu jedem Eingangssignal $u(t)$ das Ausgangssignal $y(t)$ berechnen.

$$y(t) = \int_0^t g(t - \tau) u(\tau) d\tau \quad = \text{Faltungsintegral}$$

Gewichtsfunktion $g(t)$ und Übergangsfunktion $h(t)$ haben eine große Bedeutung für die Beschreibung linearer Systeme.

Sie enthalten die gesamte Information über deren dynamisches Verhalten.

3. Zustandsraumdarstellung (State Space)



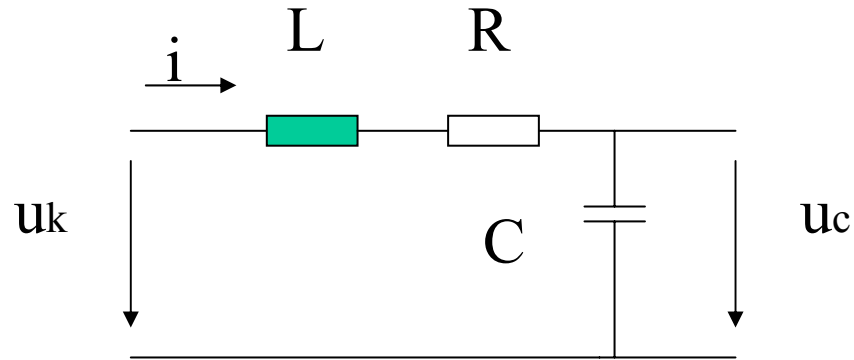
Das dynamische Verhalten ist vollständig bestimmt durch

- Anfangswerte $u_c(t_0)$, $i(t_0)$
- Eingangsgröße $u_k(t)$ für $t \geq t_0$

Daraus folgen die **Zustandsgrößen** $i(t)$ und $u_c(t)$

Sie charakterisieren den „Zustand“ des Systems

Zustandsraumdarstellung



$$L \frac{di}{dt} + Ri + u_c = u_k$$

$$C \frac{du_c}{dt} = i$$

$$\Rightarrow LC u_c'' + RC u_c' + u_c = u_k$$

$$\begin{bmatrix} i' \\ u_c' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L \\ 1/C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ u_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix}$$

Linearkombination, Linearisierung

Die Zustandsgrößen \mathbf{x} charakterisieren den „Zustand“ des Systems. Sie sind nicht unbedingt identisch mit den relevanten Ausgangsgrößen.

Die Ausgangsgrößen \mathbf{y} sind eine Linearkombination der Zustandsgrößen \mathbf{x} und der Eingangsgröße \mathbf{u} .

Bei Mehrgrößensystemen sind \mathbf{x} , \mathbf{y} und \mathbf{u} Vektoren.

Vektordifferentialgleichung

$$\mathbf{x}' = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}\mathbf{u}, \quad \mathbf{x}(t_0) = \mathbf{x}_0 \qquad \text{LDGLS}$$

Algebraische Gleichung

$$\mathbf{y} = \mathbf{c}\mathbf{x} + \mathbf{d}\mathbf{u} \qquad \text{AlgGL}$$

Linearkombination

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad \text{mit Anfangsbed. } x(t_0)$$

$$y = Cx + Du$$

Zustandsvektor $x = \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}$

Systemmatrix $\mathbf{A} \text{ (n x n)}$

Steuermatrix $\mathbf{B} \text{ (n x r)}$

Eingangsvektor
= Steuervektor $u = \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_r \end{bmatrix}$

Beobachtungsmatrix $\mathbf{C} \text{ (m x n)}$

Ausgangsvektor $y = \begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_m \end{bmatrix}$

Durchgangsmatrix $\mathbf{D} \text{ (m x r)}$

B. Beschreibung linearer kontinuierlicher Systeme im Frequenzbereich

Lineare zeitinvariante Differentialgleichungen können mit Hilfe spezieller Transformationen in Algebraische Gleichungen überführt werden, die dann einfacher lösbar sind. Sind die Transformationen umkehrbar eindeutig, so kann die Lösung aus dem Bildbereich eindeutig wieder in den Originalbereich zurück transformiert werden. Die **Laplace - Transformation** transformiert eine Originalfunktion $f(t)$ in die komplexe Bildfunktion $F(s)$ (Frequenzfunktion), mit $s = \sigma + j \omega$ ($\omega = \text{Frequenz}$)

$$F(s) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt = \mathcal{L} \{f(t)\}$$

Umkehrfunktion:
$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} F(s) e^{st} ds = \mathcal{L}^{-1}\{F(s)\}$$

Exkurs: Rechnen mit komplexen Zahlen

$$i^2 = -1$$

$$a = \alpha + i\beta = r * e^{i\varphi}, \text{ konjugiert komplex } \bar{a} = \alpha - i\beta$$

$$a * \bar{a} = \alpha^2 + \beta^2 \quad |a| = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}$$

$$e^{i\varphi} = \cos \varphi + i \sin \varphi$$

$$a^n = \left[|a| (\cos \varphi + i \sin \varphi) \right]^n = |a|^n e^{in\varphi}$$

$$a_1 * a_2 = r_1 * r_2 * e^{i(\varphi_1 + \varphi_2)}$$

Exkurs: Laplace-Transformationen einfacher Funktionen

$f(t)$	$L\{f(t)\}$
1	$\frac{1}{s}$
$e^{-\alpha t}$	$\frac{1}{s + \alpha}$
t	$\frac{1}{s^2}$
$\frac{1}{\alpha}(1 - e^{-\alpha t})$	$\frac{1}{s(s + \alpha)}$
$te^{-\alpha t}$	$\frac{1}{(s + \alpha)^2}$

Das Umkehrintegral wird üblicherweise nicht direkt berechnet, sondern aus Korrespondenztafeln übernommen.

Exkurs: Partialbruchzerlegung

Jeder echte Bruch, dessen Zähler und Nenner teilerfremd sind,

$$\frac{Q(x)}{P(x)} = \frac{b_0 + b_1x + \dots + b_mx^m}{a_0 + a_1x + \dots + a_nx^n}$$

lässt sich eindeutig in eine Summe von Partialbrüchen der Form

$$\frac{Q(x)}{P(x)} = \frac{A}{(x - \alpha)^k} + \frac{Dx + E}{(x^2 + px + q)^l}$$

zerlegen.

A und B lassen sich mit der *Methode der unbestimmten Koeffizienten* bestimmen.

Siehe Bronstein-Semendjajew: Taschenbuch der Mathematik

Lösung im Bildraum (Beispiel)

$$f''(t) + 3f'(t) + 2f(t) = e^{-t} \text{ mit } f(0) = f'(0) = 0$$

1. Differentialgleichung
2. Transformation
3. Algebraische Gleichung
4. Lösung im Bildbereich
5. Rück Transformation
6. Lösung im Originalbereich

Lösungsschritte 1-3

$$1. \quad f''(t) + 3f'(t) + 2f(t) = e^{-t} \quad \text{mit} \quad f(0) = f'(0) = 0$$

$$2. \quad \int_0^{\infty} f e^{-st} dt = F(s) \qquad \int_0^{\infty} f' e^{-st} dt = f e^{-st} + sF(s)$$

$$\int_0^{\infty} f'' e^{-st} dt = f' e^{-st} + s \int_0^{\infty} f' e^{-st} dt$$

$$\int_0^{\infty} e^{-t} e^{-st} dt = \int_0^{\infty} e^{-t(1+s)} dt = \frac{1}{s+1}$$

$$3. \quad \Rightarrow \quad s^2 F + 3sF + 2F = \frac{1}{s+1}$$

Lösungsschritt 4

$$s^2 F + 3sF + 2F = \frac{1}{s+1}$$

4.
$$F(s) = \frac{1}{s+1} * \frac{1}{s^2 + 3s + 2}$$

Partialbruchzerlegung

$$F(s) = \frac{1}{s+2} + \frac{1}{(s+1)^2} - \frac{1}{s+1}$$

Lösungsschritte 5-6

$$F(s) = \frac{1}{s+2} + \frac{1}{(s+1)^2} - \frac{1}{s+1}$$

5. Rücktransformation mit Hilfe von Korrespondenztabelle

6. $f(t) = e^{-2t} - e^{-t} + te^{-t}$

Lage der Pole s_1, s_2, s_3 ist für den Verlauf von $f(t)$ wichtig

Wenn alle Pole negativen Realteil haben,
klingt $f(t)$ im Unendlichen ab.

Fouriertransformation

Umkehrbar eindeutige Transformationen von Originalfunktion $f(t)$
in Bildfunktion $F(j\omega)$ (Spektral- oder Frequenzfunktion)

Für Zeitfunktionen im gesamten t -Bereich

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt = \mathbb{F} \{f(t)\}$$

Mit der Inversen

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(j\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

Übertragungsfunktion $G(s)$

Lineare zeitinvariante Systeme werden beschrieben durch Differentialgleichungen vom Typ

$$\sum_i a_i \frac{d^i}{dt^i} X_a(t) = \sum_j b_j \frac{d^j}{dt^j} X_e(t)$$

Eine Laplace Transformation mit Anfangsbedingungen Null, ergibt

$$\frac{X_a(s)}{X_e(s)} = \frac{b_0 + b_1 s + \dots + b_m s^m}{a_0 + a_1 s + \dots + a_n s^n} = G(s) = \frac{Z(s)}{N(s)}$$

Die Übertragungsfunktion $G(s)$ ist definiert als die Laplace-Transformation der Impulsantwort.

Übertragungsfunktion $G(s)$

$$\frac{X_a(s)}{X_e(s)} = \frac{b_0 + b_1s + \dots + b_ms^m}{a_0 + a_1s + \dots + a_ns^n} = G(s) = \frac{Z(s)}{N(s)}$$

Zähler und Nennerpolynome haben Nullstellen, die in faktorisierter Form $(s-s_0)(s-s_1)\dots$ deutlich werden.

Die Nenner-Nullstellen ergeben die für Stabilitätsbetrachtungen wichtigen

Pole der Übertragungsfunktion

Übertragungsfunktion

$$G(s) = \frac{Z(s)}{N(s)} = k_0 \frac{(s - s_{N1})(s - s_{N2}) \dots (s - s_{Nm})}{(s - s_{P1})(s - s_{P2}) \dots (s - s_{Pn})}$$

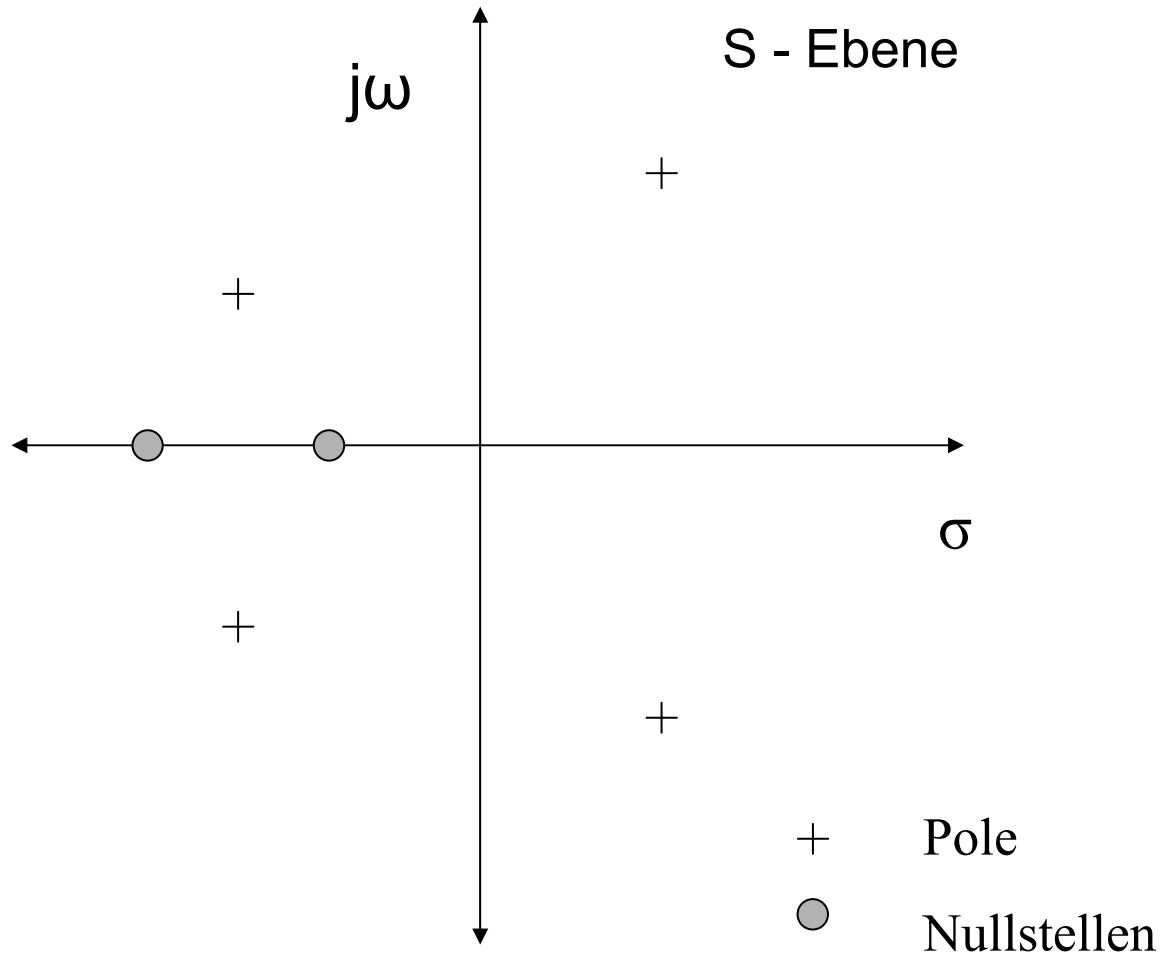
mit

Nullstellen s_{Ni} und **Polstellen** s_{Pj}

Ein lineares zeitinvariantes System ohne Totzeit
ist durch **Pole, Nullstellen und k_0** vollständig
beschrieben.

Pole und Nullstellen

Sind wegen der physikalisch nur sinnvollen reellen Koeffizienten der DGL
Immer reell oder konjugiert komplex.



Charakteristische Gleichung

Für das ungestörte System $X_e(t) = 0$ gilt

$$\sum_i a_i(t) \frac{d^i}{dt^i} X_a(t) = 0$$

Mit dem Lösungsansatz

$$x_a(t) = e^{st}$$

Folgt die Charakteristische
Gleichung

$$\sum_{i=0}^n a_i s^i = 0$$

Das entspricht $N(s) = 0$

Die Nullstellen der charakteristischen Gleichung

Sind also Pole der Übertragungsfunktion !!

Rechnen mit Übertragungsfunktionen

Reihenschaltung zweier Teilsysteme

$$Y(s) = G2(s) * G1(s) * U(s)$$

Parallelschaltung zweier Teilsysteme

$$Y(s) = [G1(s) + G2(s)] * U(s)$$

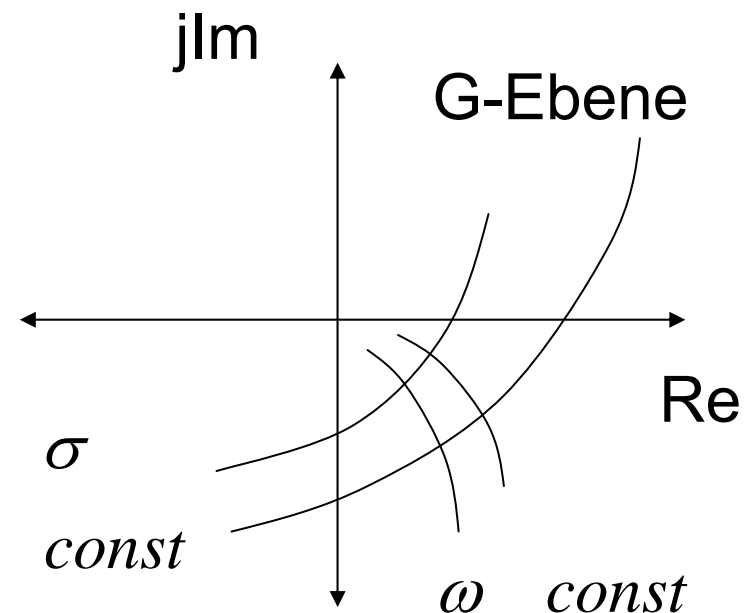
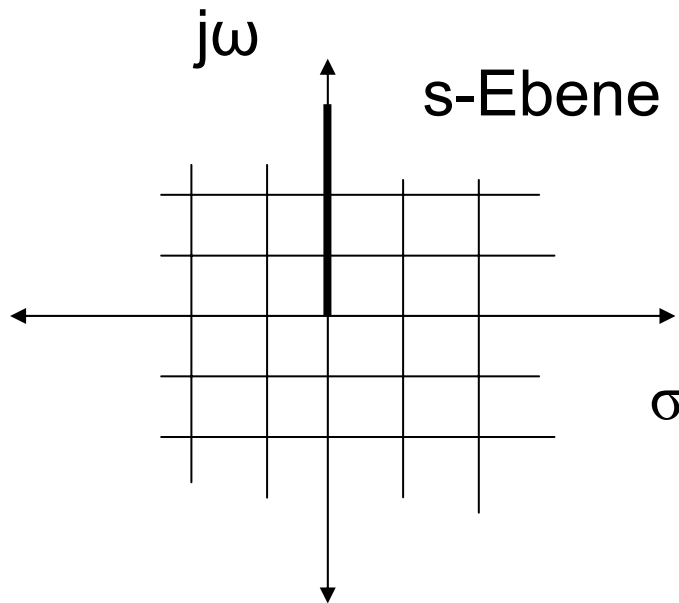
Kreisschaltung zweier Teilsysteme (Rückkopplung)

$$Y(s) = [U(s) - G2(s)*Y(s)] * G1(s)$$

$$G(s) = G1 / (1 + G1 * G2)$$

Lokal konforme Abbildung der s- auf die G- Ebene

Von besonderem Interesse ist die Abbildung der imaginären Achse $j\omega$



Für $\sigma = 0$ und $\omega \geq 0$

=> Ortskurve des Frequenzganges $G(j\omega)$

Physikalische Interpretation

$G(s)$ ist abstrakt, nicht messbar.

Aber $G(j\omega)$ hat eine physikalische Bedeutung:

$$G(j\omega) = R(\omega) + j I(\omega) = A(\omega) e^{**}(j\varphi(\omega))$$

A = Amplitudengang, φ = Phasengang

Wird ein lineares System sinusförmig erregt $X_e(t) = X_{e0} * \sin(\omega t)$
dann reagiert es mit Amplitudenverstärkung und Phasenverschiebung

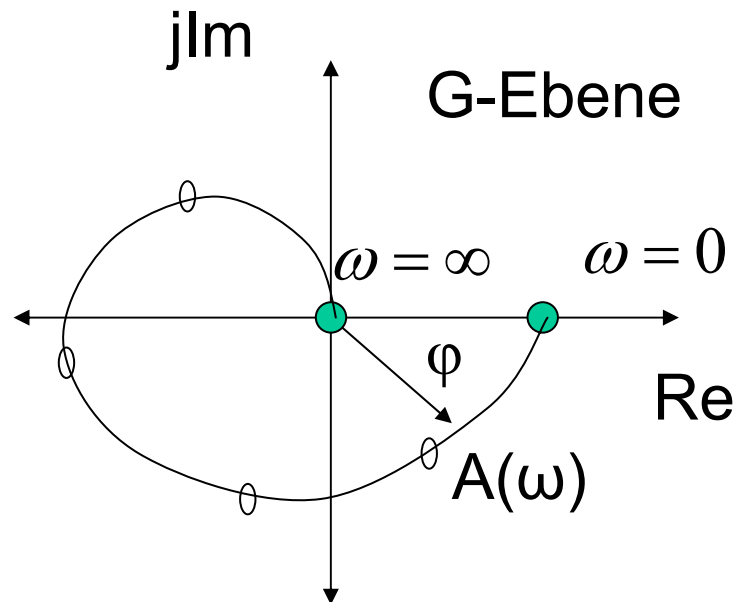
$$X_a(t) = X_{a0} * \sin(\omega t + \varphi)$$

Führt man Messungen für verschiedene ω durch, so erhält man

$$\text{Amplitudengang } A(\omega) = X_{a0}(\omega) / X_{e0}$$

$$\text{Phasengang } \varphi(\omega) = \arctan I(\omega) / R(\omega)$$

Ortskurve des Frequenzganges – Nyquist-Ortskurve

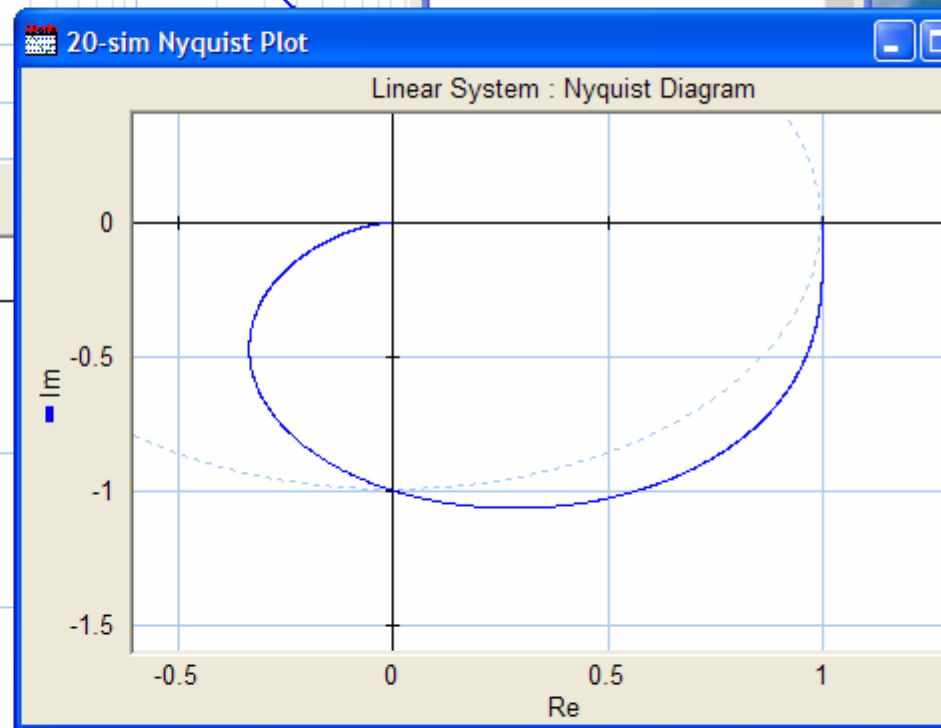
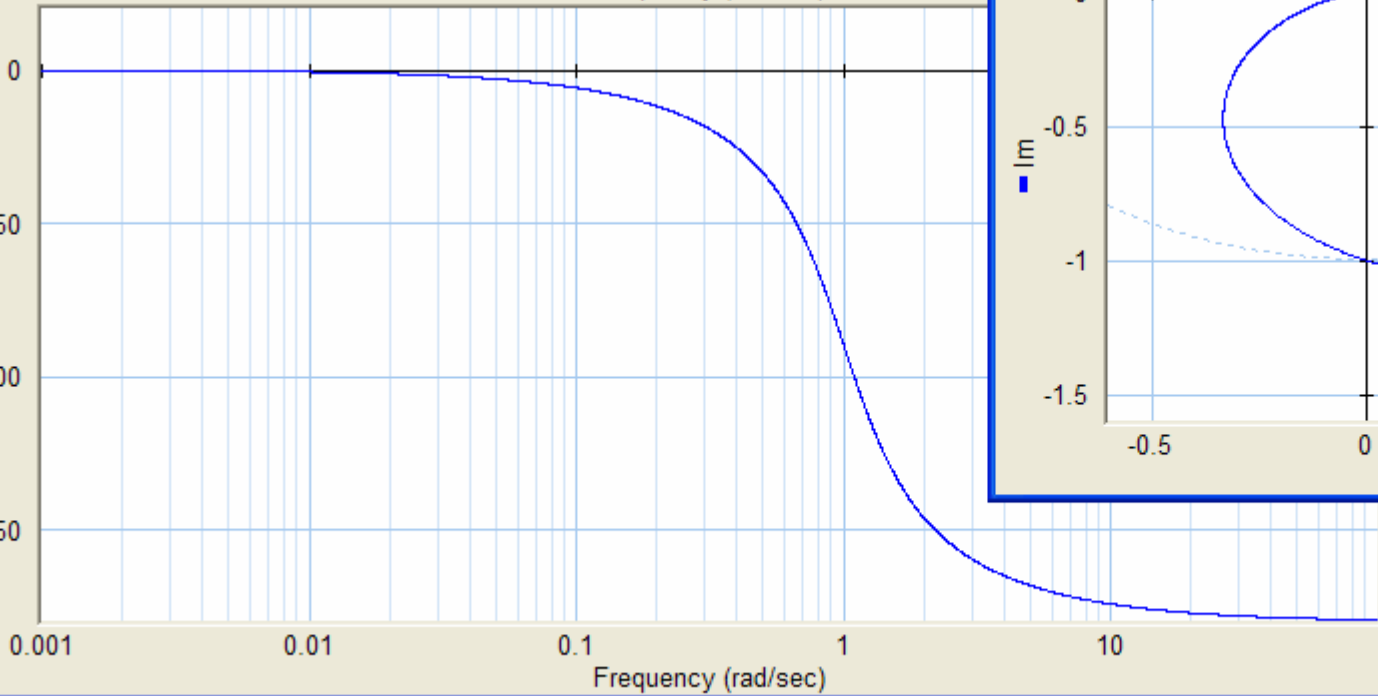
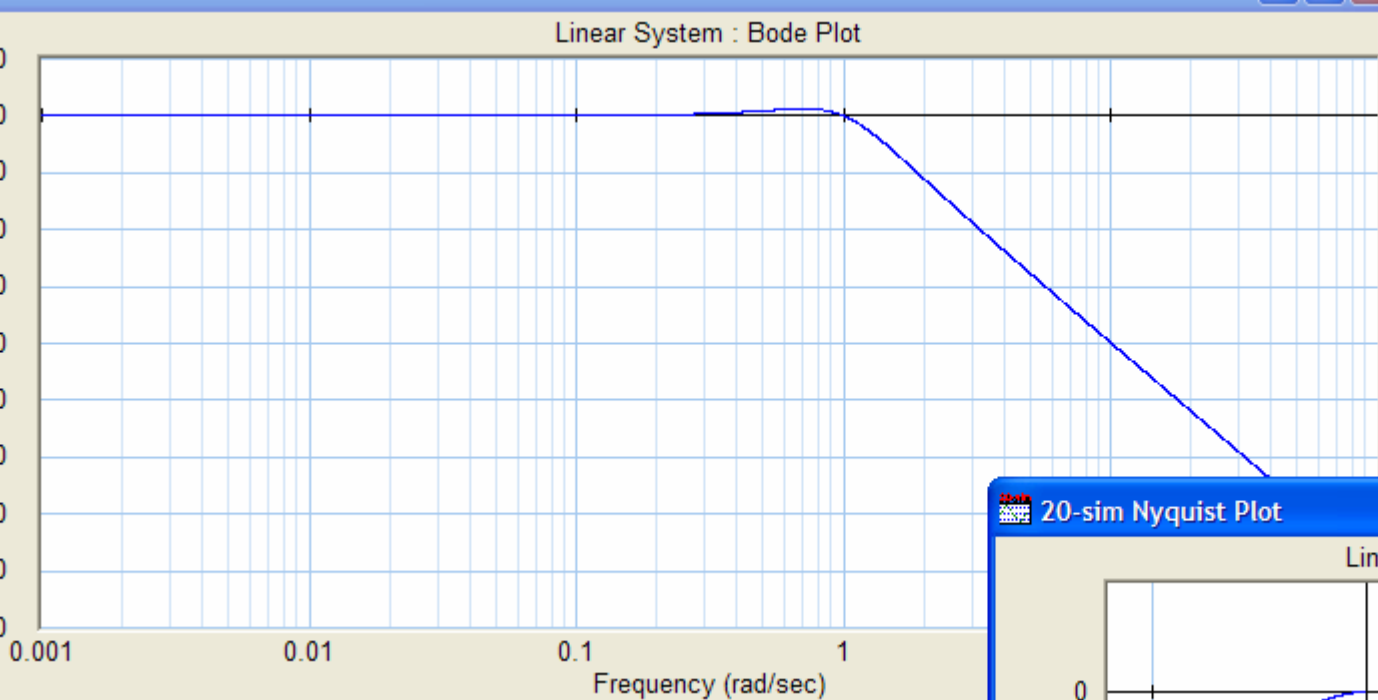


$$G(j\omega) = R(\omega) + i I(\omega) = A(\omega) e^{**}(j\varphi(\omega))$$

A = Amplitudengang, φ = Phasengang

Leicht graphisch konstruierbar aus Messwerten.

Leichte Kombinierbarkeit der Übertragungsglieder



Bode-Diagramm

$A(\omega)$, ω werden logarithmisch, in dB

$\varphi(\omega)$ wird linear aufgetragen

$$A(\omega)_{dB} = 20 \lg A(\omega) [dB]$$

Diese Darstellung hat Vorteile bei der Konstruktion Hintereinander geschalteter Übertragungsglieder. Es gilt:

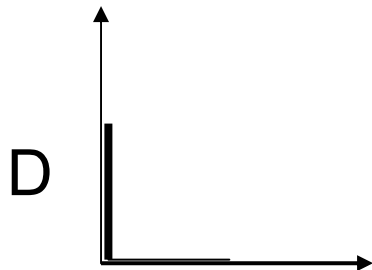
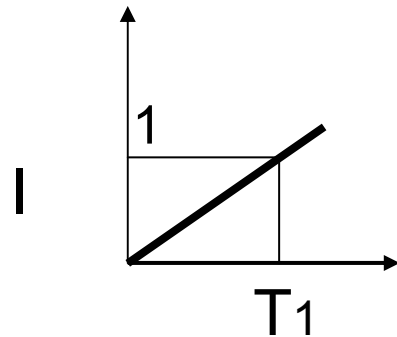
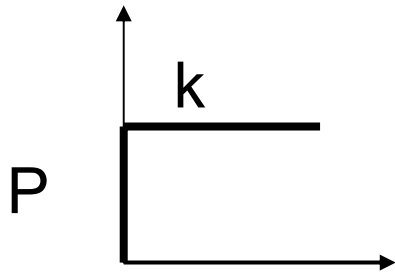
$$G(j\omega) = A_1(\omega) * A_2(\omega) \dots * e^{j[\varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega) \dots]}$$

$$A(\omega)_{dB} = A_1(\omega)_{dB} + A_2(\omega)_{dB} + +$$

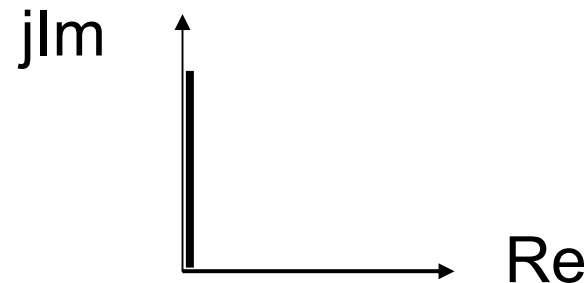
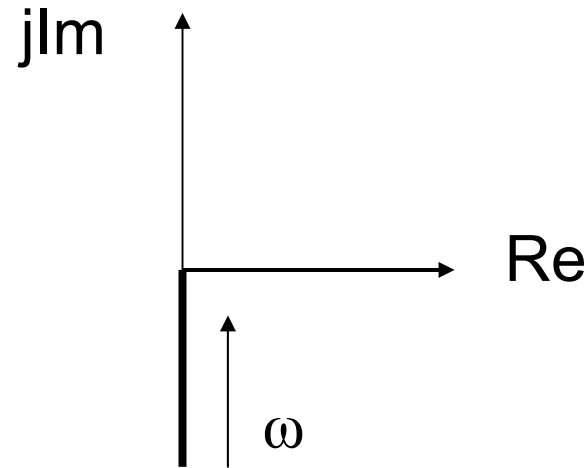
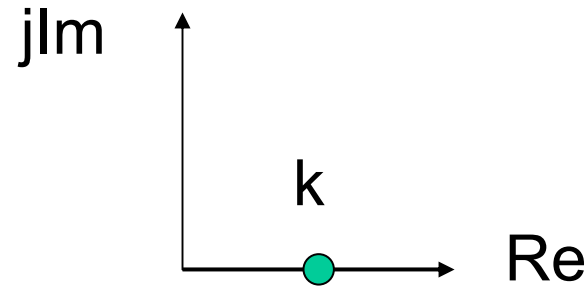
$$\varphi(\omega) = \varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega) + +$$

Verhalten der wichtigsten Übertragungsglieder

$h(t)$ Übergangsfunktion



Ortskurve

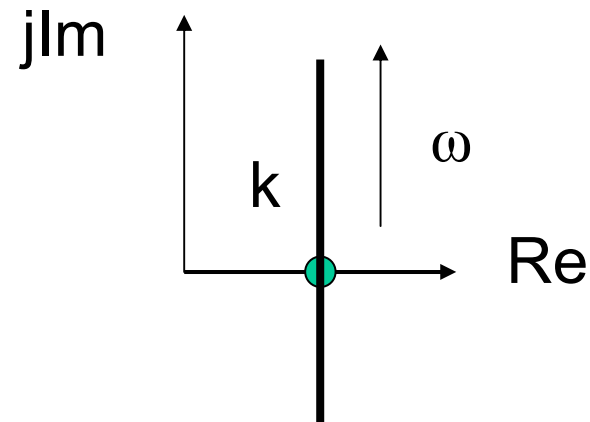
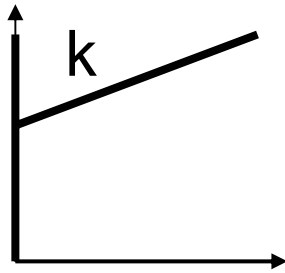


Verhalten der wichtigsten Übertragungsglieder

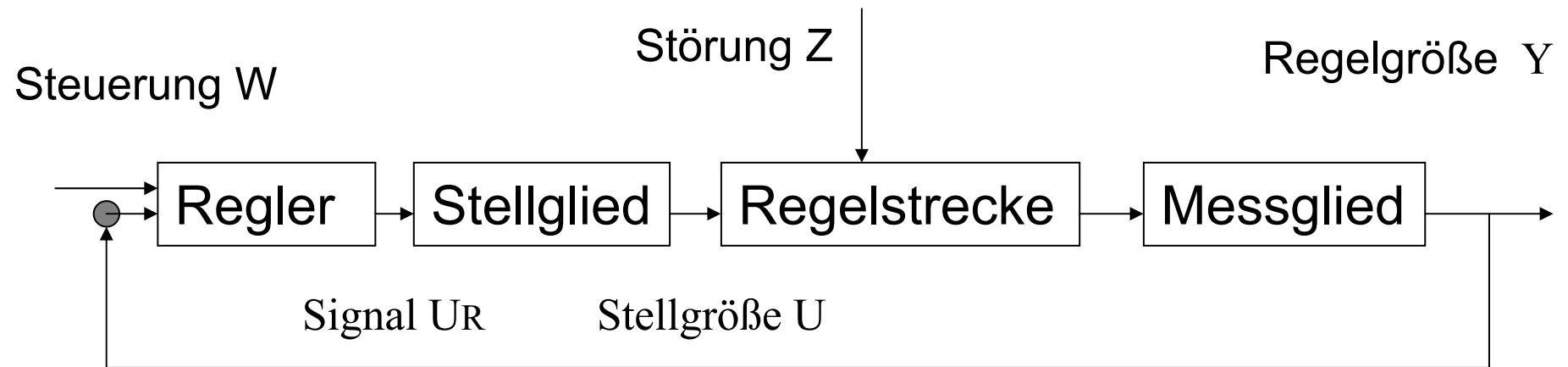
$h(t)$ Übergangsfunktion

Ortskurve

PID



Verhalten von Regelkreisen



Übertragungsfunktionen

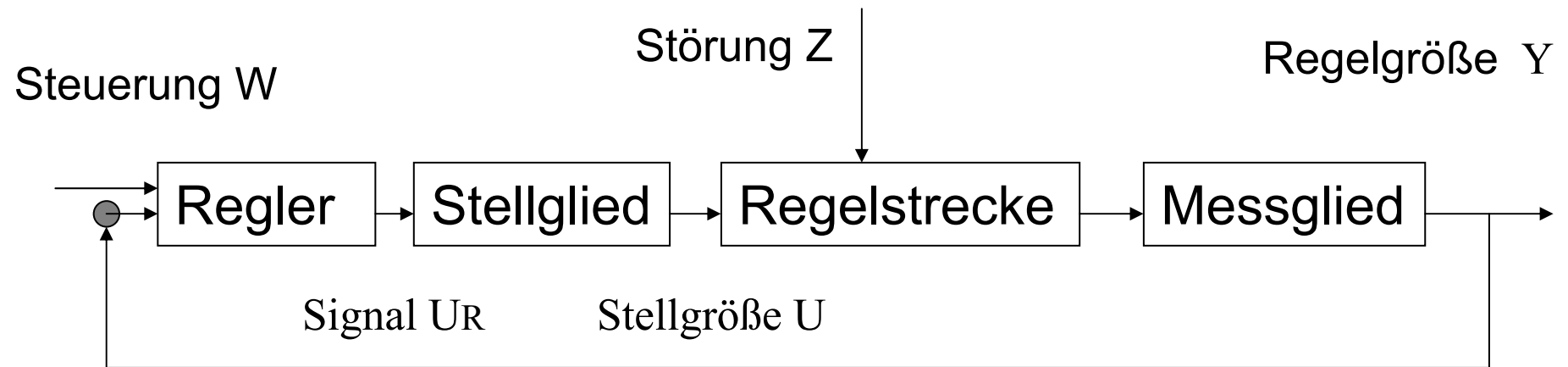
$G_r(s)$ für Regler

$G_s(s)$ für Stellglied

$G_z(s)$ für Störverhalten (Regelstrecke)

$$Y(s) = G_{sz} Z(s) / (1 + G_r G_{su}) + G_r G_{su} W(s) / (1 + G_r G_{su})$$

Aufgabenstellungen einer Regelung



$$Y(s) = G_{sz} Z(s) / (1 + G_r G_{su}) + G_r G_{su} W(s) / (1 + G_r G_{su})$$

für

$W(s) = 0$ Störverhalten, Festwert- oder Störgrößenregelung

$Z(s) = 0$ Führungsverhalten, Nachlauf- oder Folgeregelung

Stabilität von Regelkreisen

Asymptotisch stabil,

wenn Gewichtsfunktion (Impulsantwort) asymptotisch abklingt

$$\lim_{t \rightarrow \infty} g(t) = 0$$

Ist erfüllt,

wenn sämtliche Pole von $G(s)$ negativen Realteil haben.

Oft ist die genaue Lage der Pole nicht erforderlich, es reicht zu wissen, ob sie alle negativ sind: Dafür existieren einfachere

Stabilitätskriterien: Hurwitz, Routh, Nyquist

Hurwitz -Kriterium

Ein lineares System ist asymptotisch stabil,
wenn für das charakteristische Polynom

$$N(s) = a_0 + a_1s + \dots a_n s^n = 0$$

1. Alle Koeffizienten von Null verschieden und positiv sind
2. Folgende n Determinanten positiv sind

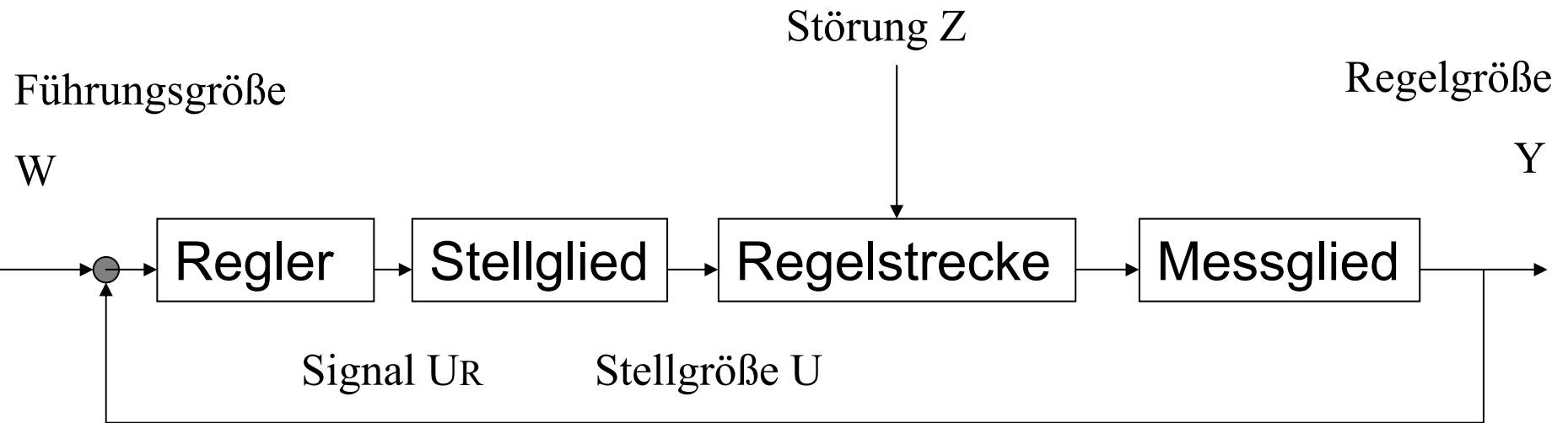
$$D_1 = a_{n-1} \quad D_2 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_n \\ a_{n-3} & a_{n-2} \end{vmatrix}$$
$$D_3 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_n & 0 \\ a_{n-3} & a_{n-2} & a_{n-1} \\ a_{n-5} & a_{n-4} & a_{n-3} \end{vmatrix} \quad D_3 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_n & 0 \\ a_{n-3} & a_{n-2} & a_{n-1} \\ a_{n-5} & a_{n-4} & \dots a_{n-3} \\ \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots a_1 \end{vmatrix} \quad D_n = a_0 D_{n-1}$$

Nyquist -Kriterium

Siehe Hütte I30,

Konstruktion aus der Ortskurve des offenen Regelkreises.

Steuern Regeln II



Nach H. Unbehauen (1989): Regelungs- und Steuerungstechnik, In: Hütte – Die Grundlagen der Ingenieurwissenschaften, S. I1-I191

Vorgehen bei der Systemanalyse

1. Modellierung eines Systems
2. Untersuchung der Linearität, evtl. Linearisierung
3. Überführung in ein Ein-Ausgabe System (State Space)
4. Experimentelle Ermittlung des Sin-Erregungsverhaltens
5. Konstruktion der Ortskurve des Frequenzganges (Nyquist)
6. Ermittlung der Pole der Übertragungsfunktion
7. Aussagen über die Stabilität des Systems

Das Vorgehen kann **analytisch** über die Differentialgleichung bzw. die Kenntnis der einzelnen Übertragungsglieder oder **experimentell** durch Messungen am System erfolgen.

EditViewInsertModelDrawingToolsHelp

Hierarchy :

- model
 - C1
 - I1
 - R1
 - Se1

Type :

Mainmodel

Icon :

name

Implementation :

Bondgraph Minimal

Tools/Model-Linearization

20-sim Model Linearization

Select the input and output variables :
Input u : Se1\p.e
Output y : C1\state

Linearization Type

- Symbolic Linearization
- ☒ Numeric Linearization

Additional Settings

- ☒ At start of simulation
- At current time

Absolute tolerance : 1e-6

Relative tolerance : 1e-3

OKCancelHelp

completely checked.

Start

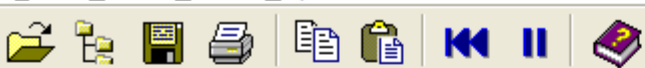
Microsoft PowerPoint ...

20-sim Editor on: RLC...

20-sim Model Lineariz...

D:\Programme\20-sim...

17:47



System Description

n.
n.

Edit

State Space

Transfer Function

Zeros Poles Gain

Eigen Freqs.

Import / Export

Filter



1

$$s^2 + 1 \quad s + 1$$

system K = 1

root-locus K' = 1

u = Se1\p.e

y = C1\state

$$Y = \frac{\text{numerator}}{\text{denominator}} X$$

Step

Bode

Nyquist

Nichols

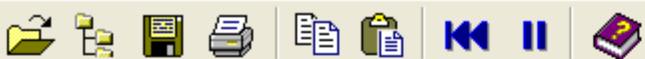
Pole Zero

20-sim

Matlab

ut :

file.



System Description

B
D

Edit

State Space

Transfer Function

Zeros Poles Gain

Eigen Freqs.

Import / Export

Filter



-1	-1	1
1	0	0
0	1	0

system K = 1

root-locus K' = 1

u = Se1\p.e

y = C1\state

x [1] = I1\state

x [2] = C1\state

 \dot{x} [1] = I1\p.e \dot{x} [2] = C1\p.f $\dot{x} = A x + B u$ $y = C x + D u$

Step

Bode

Nyquist

Nichols

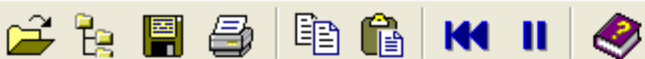
Pole Zero

20-sim

Matlab

ut :

file.



System Description

n.
n.

Edit

State Space

Transfer Function

Zeros Poles Gain

Eigen Freqs.

Import / Export

Filter

S<=>Z



$$\frac{1}{s^2 + 1s + 1}$$

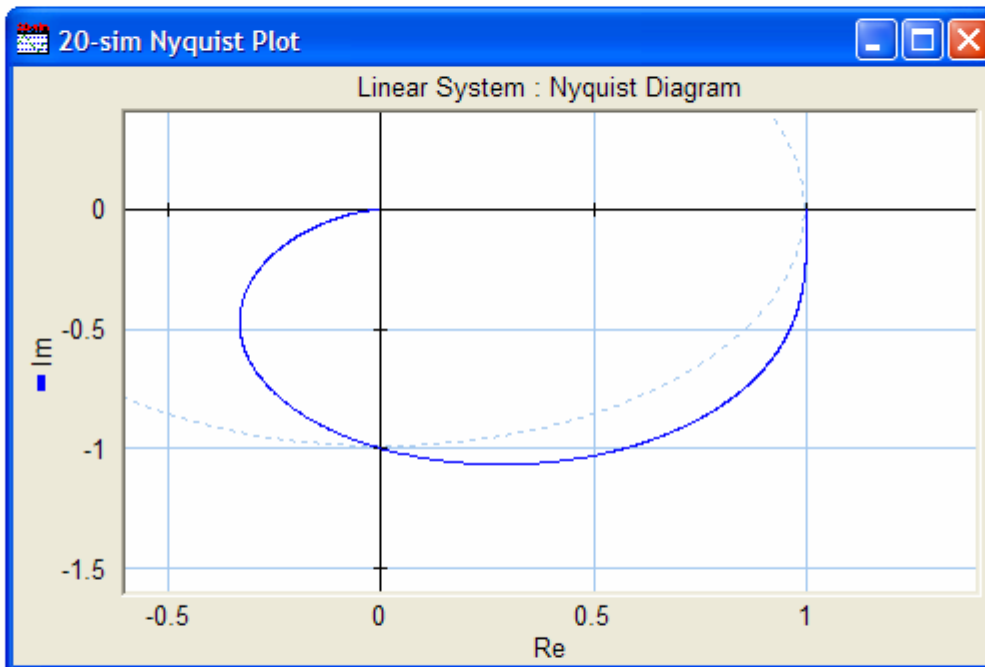
system K = 1

root-locus K' = 1

u = Se1\p.e

y = C1\state

$$Y = \frac{\text{numerator}}{\text{denominator}} X$$



Step

Bode

Nyquist

Nichols

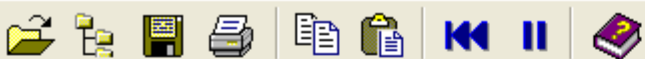
Pole Zero

20-sim

Matlab

ut :

file.



System Description

n.
n.

Edit

State Space

Transfer Function

Zeros Poles Gain

Eigen Freqs.

Import / Export

Filter



1

$$s^2 + 1s + 1$$

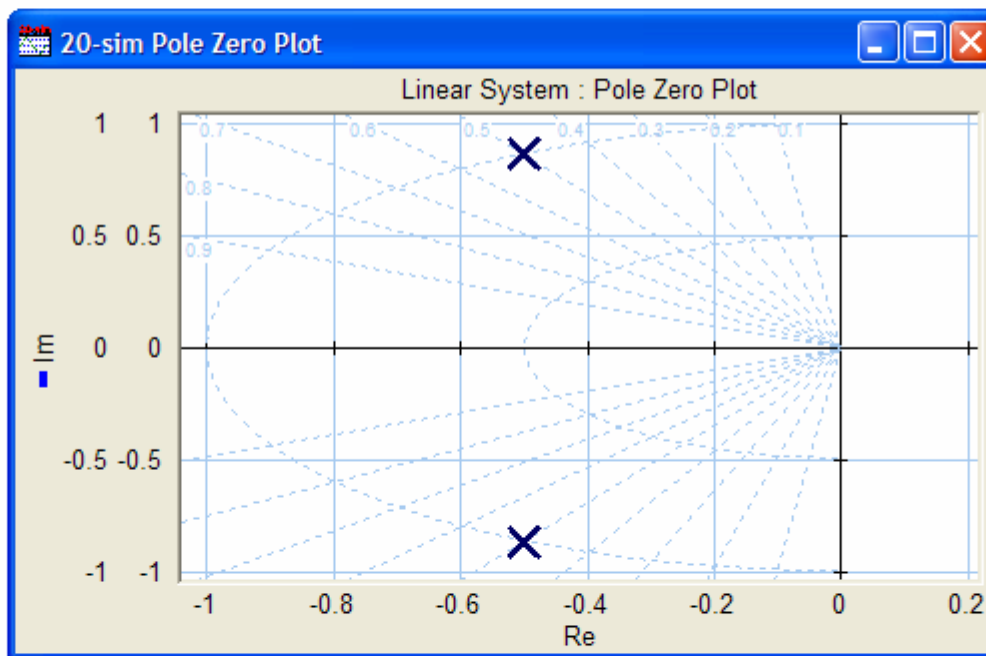
system K = 1

root-locus K' = 1

u = Se1\p.e

y = C1\state

$$Y = \frac{\text{numerator}}{\text{denominator}} X$$



Step

Bode

Nyquist

Nichols

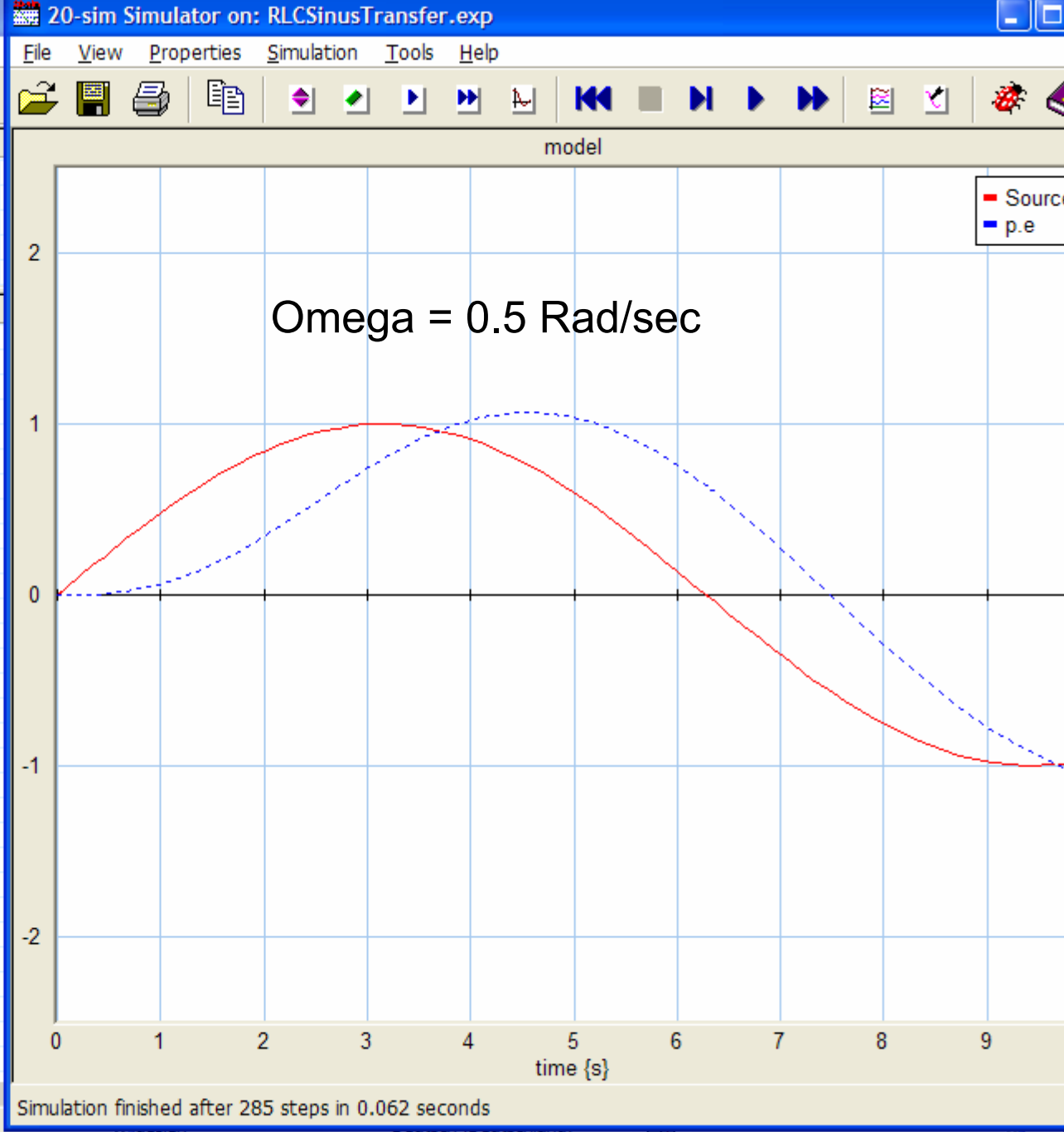
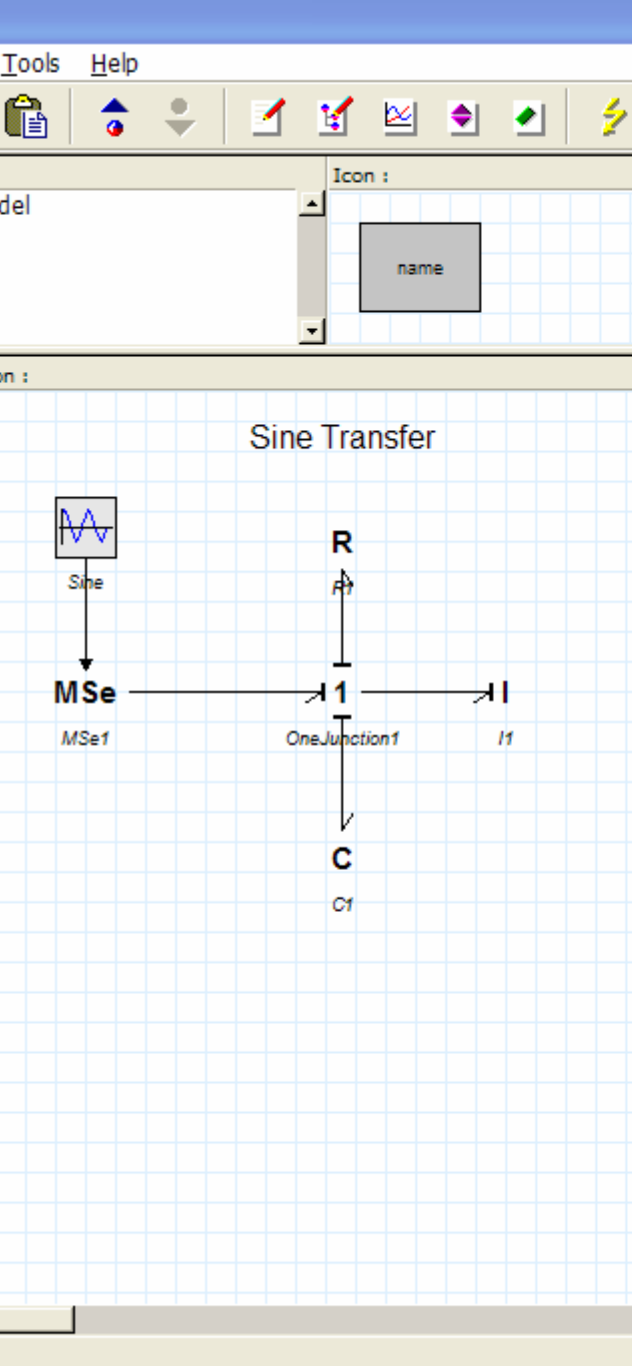
Pole Zero

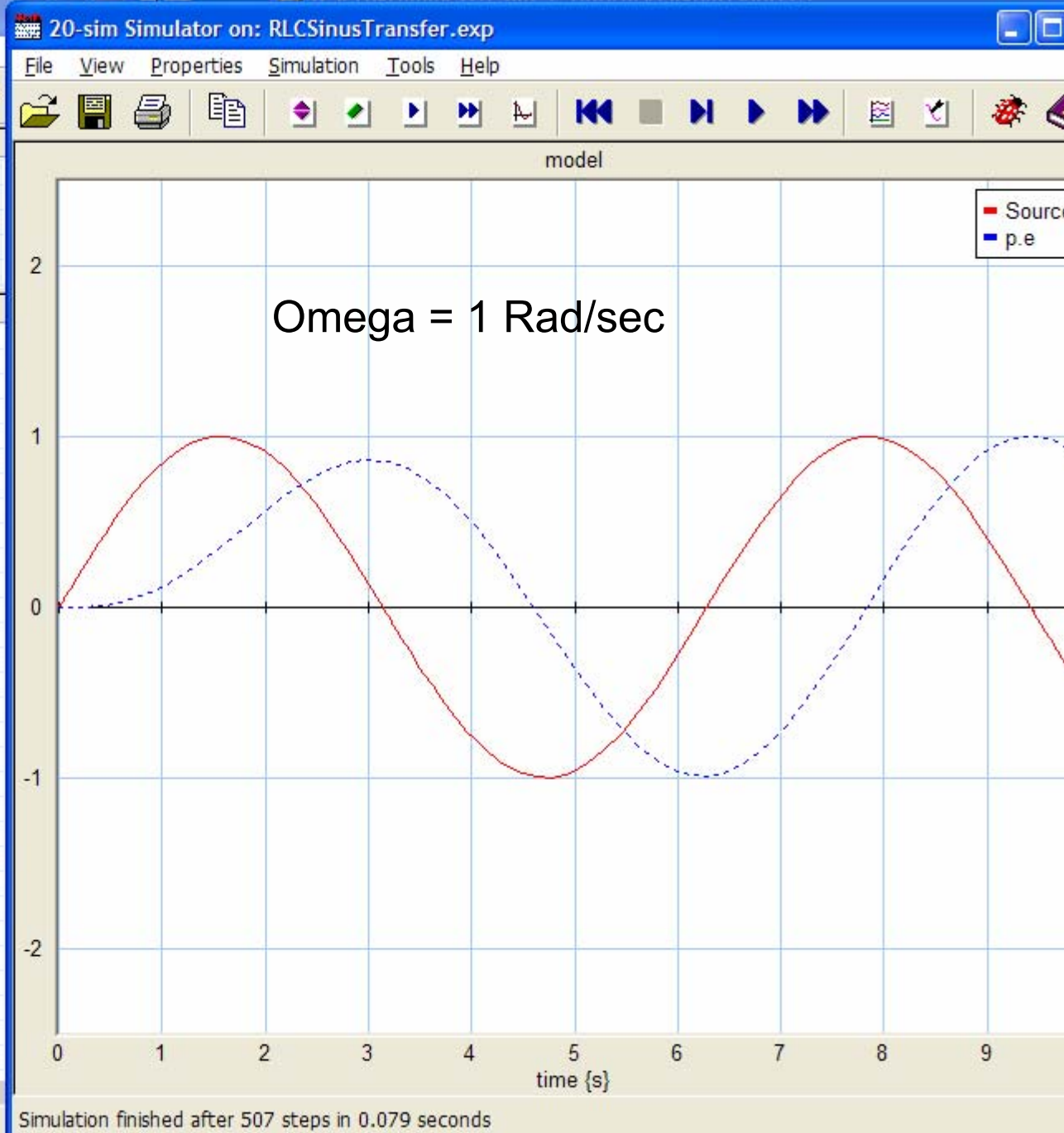
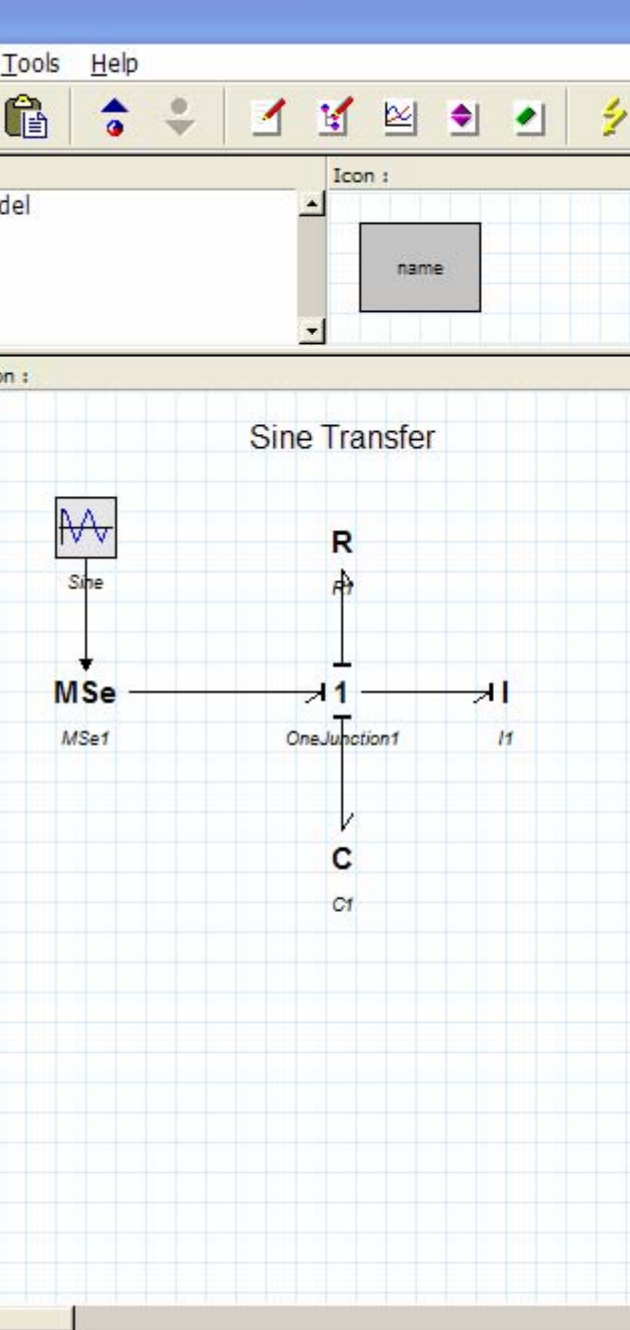
20-sim

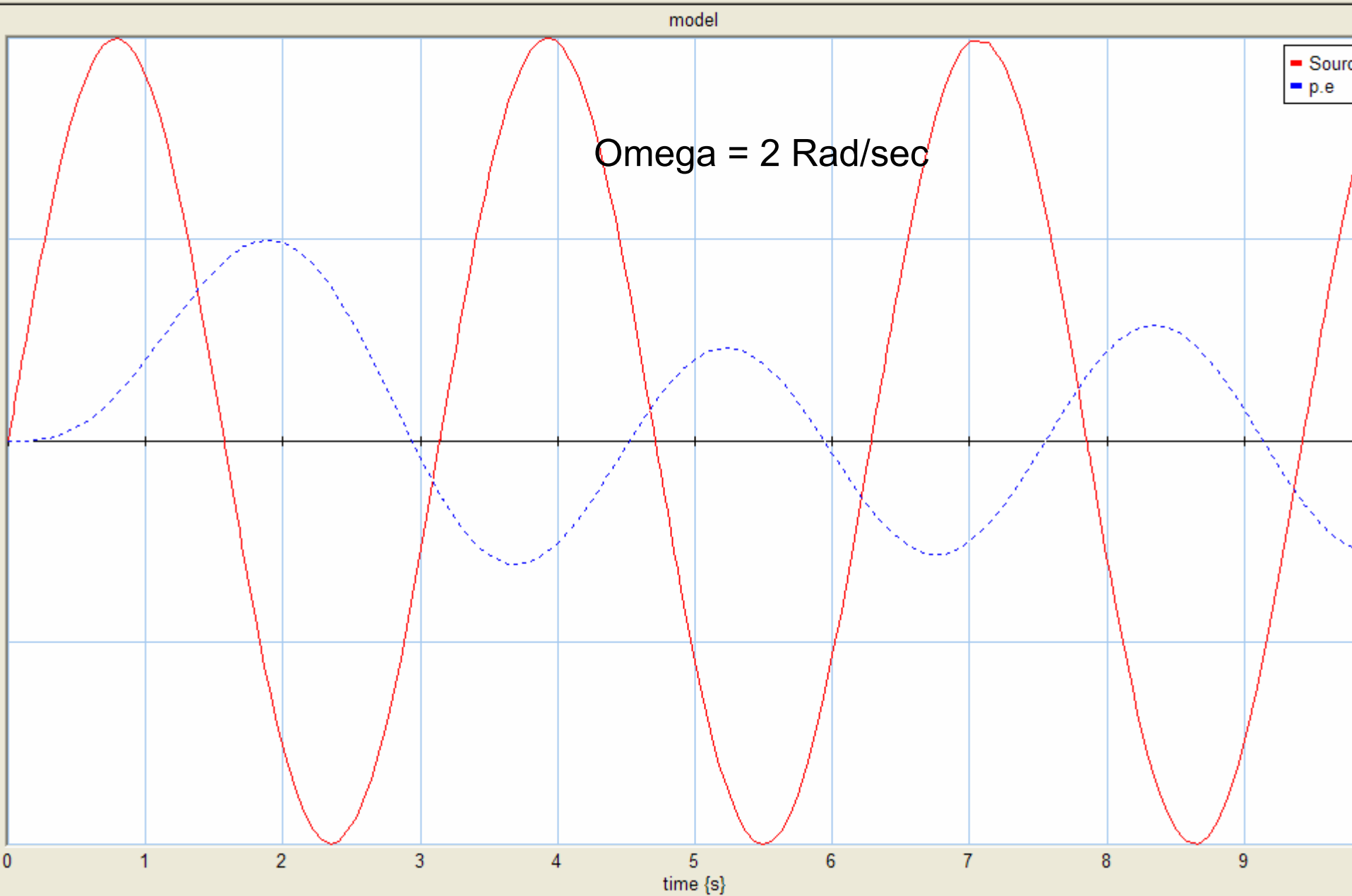
Matlab

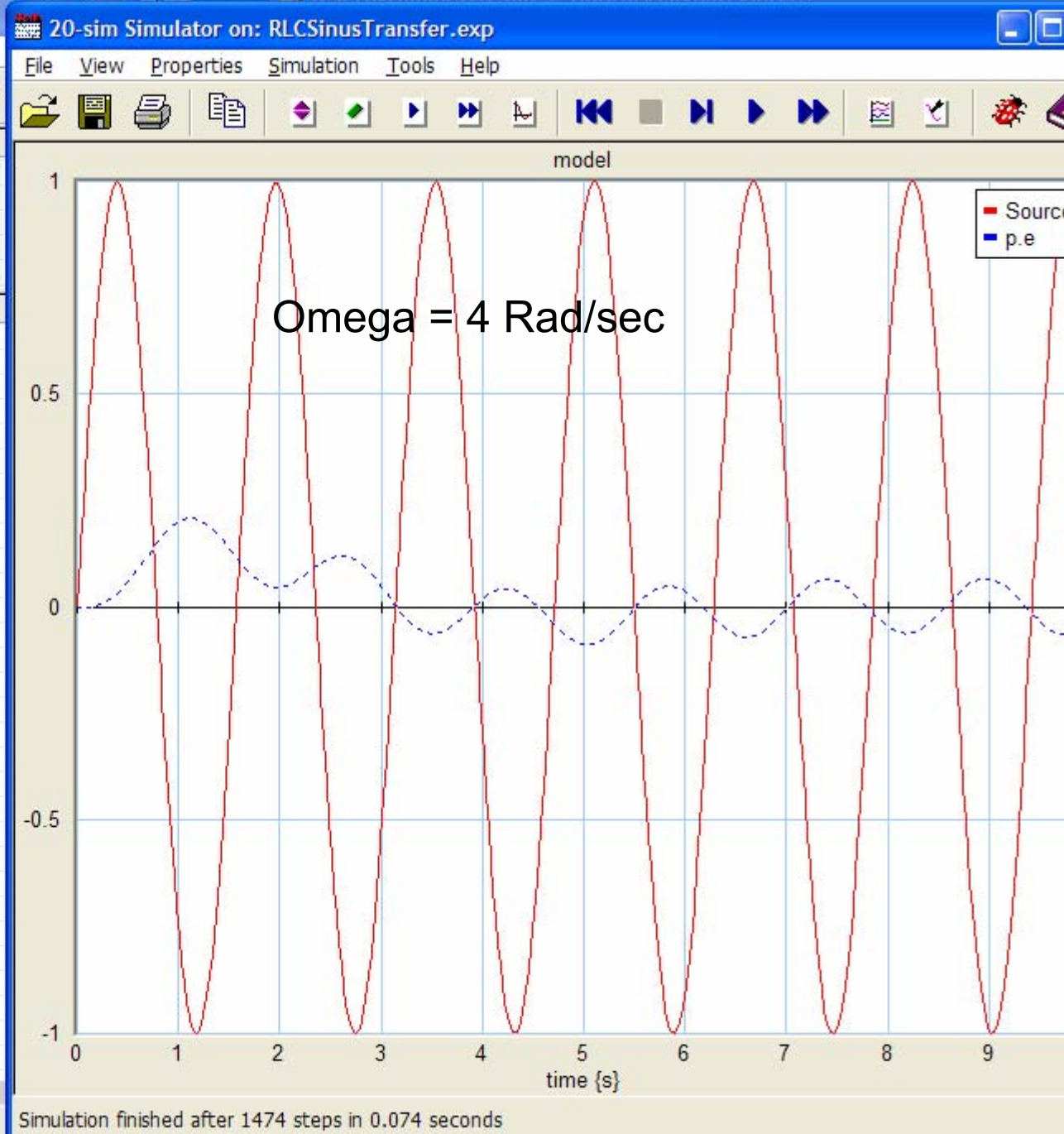
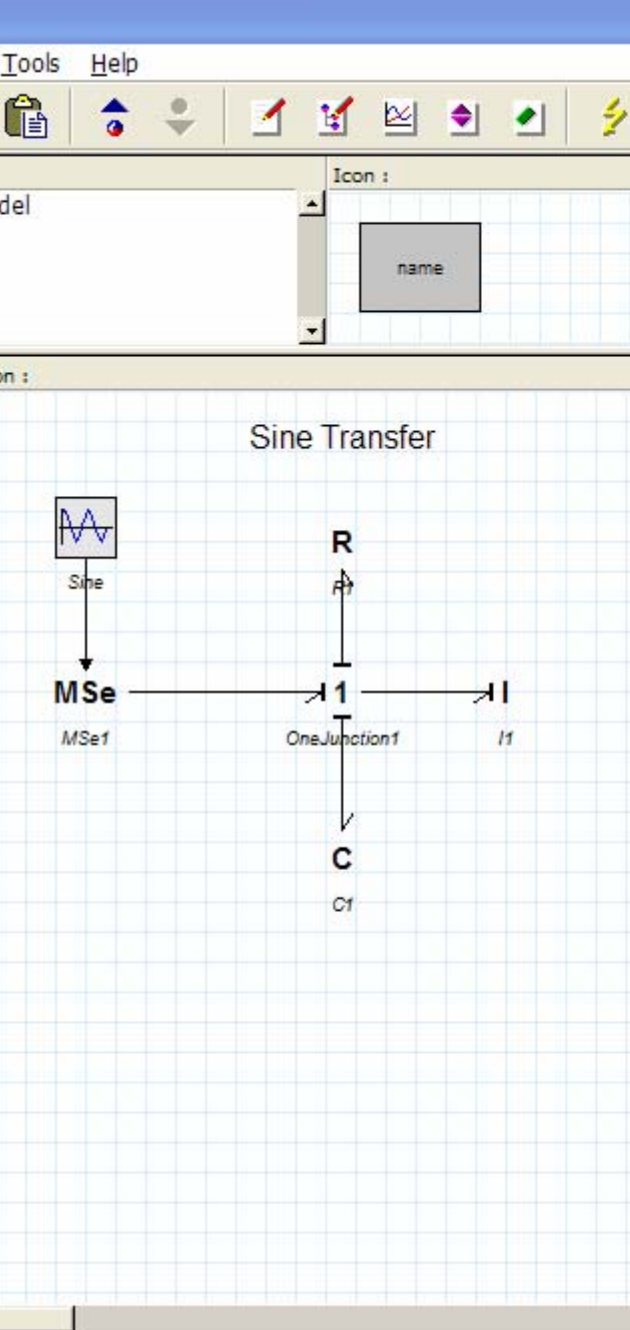
ut :

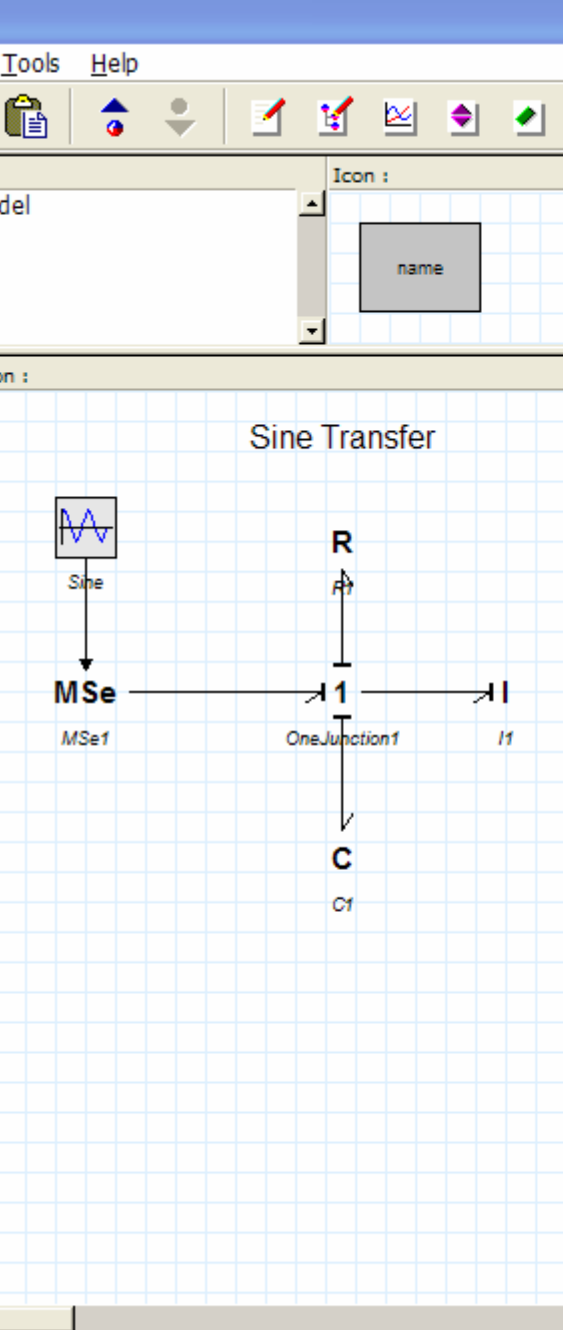
file.











File Edit View Tools Help

System Description

☒ State Space

☐ Transfer Function

☐ Zeros Poles Gain

☐ Eigen Freqs.

Import / Export

Filter

Symbolic

Edit :

Plots :

Output :

-1	-1	1
1	0	0
0	1	0

system K = 1

root-locus K' = 1

u = Sine\output

y = C1\state

x [1] = I1\state

x [2] = C1\state

\dot{x} [1] = I1\p.e

\dot{x} [2] = C1\p.f

$\dot{x} = A x + B u$

$y = C x + D u$

Symbolic linear description :

A =

$-(R1/r / I1\dot{v}) \quad -(1.0 / C1\dot{v})$

$1.0 / I1\dot{v} \quad 0.0$

B =

1.0

0.0

C =

0.0 1.0

D =

0.0

Step

Bode

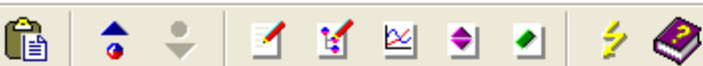
Nyquist

Nichols

Pole Zero

20-sim

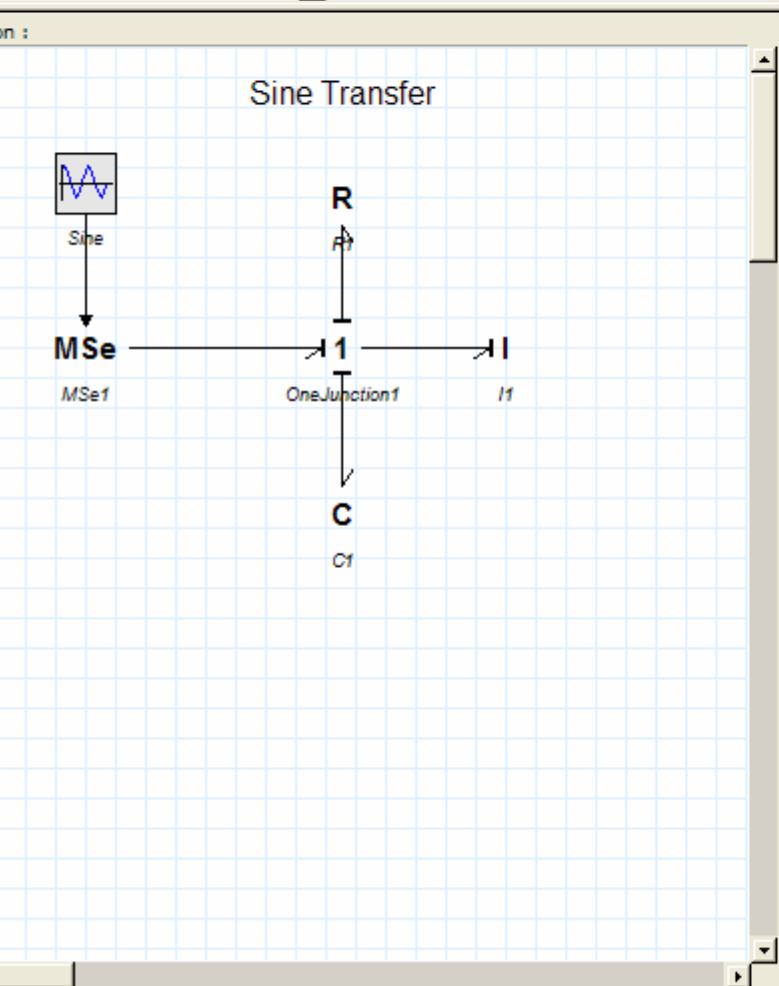
Matlab



Icon :

del

name



1

$$s^2 + 1 \quad s + 1$$

system K = 1

root-locus K' = 1

u = Sine\output

y = C1\state

Y = $\frac{\text{numerator}}{\text{denominator}}$ X

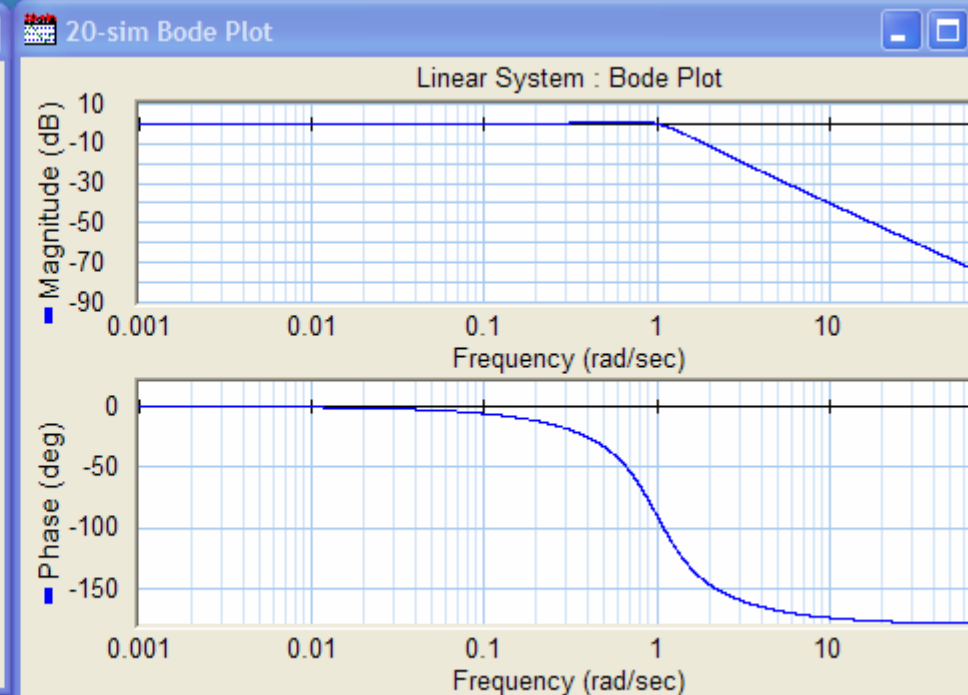
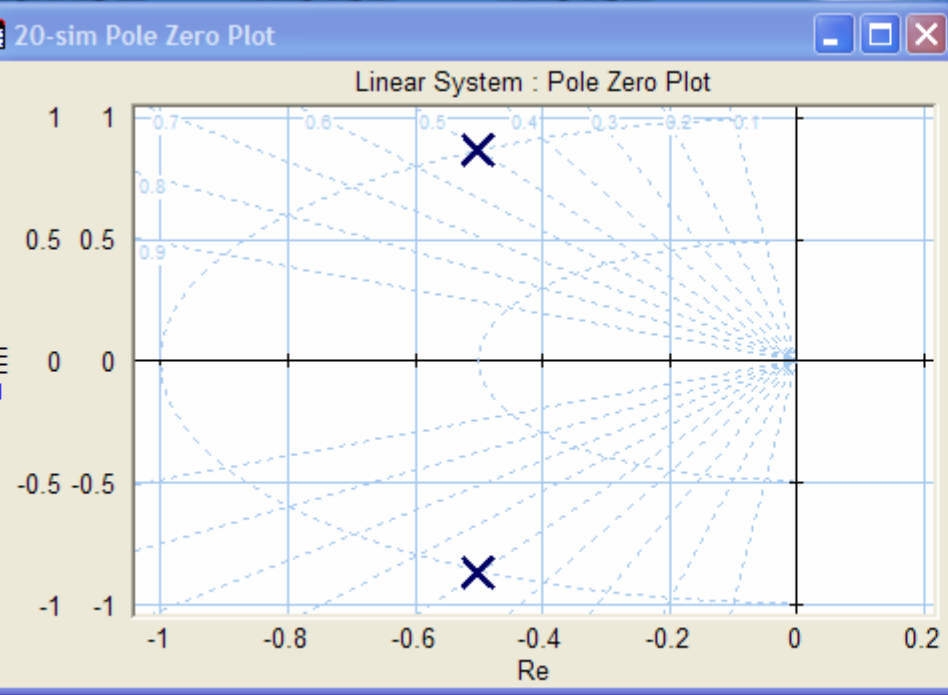
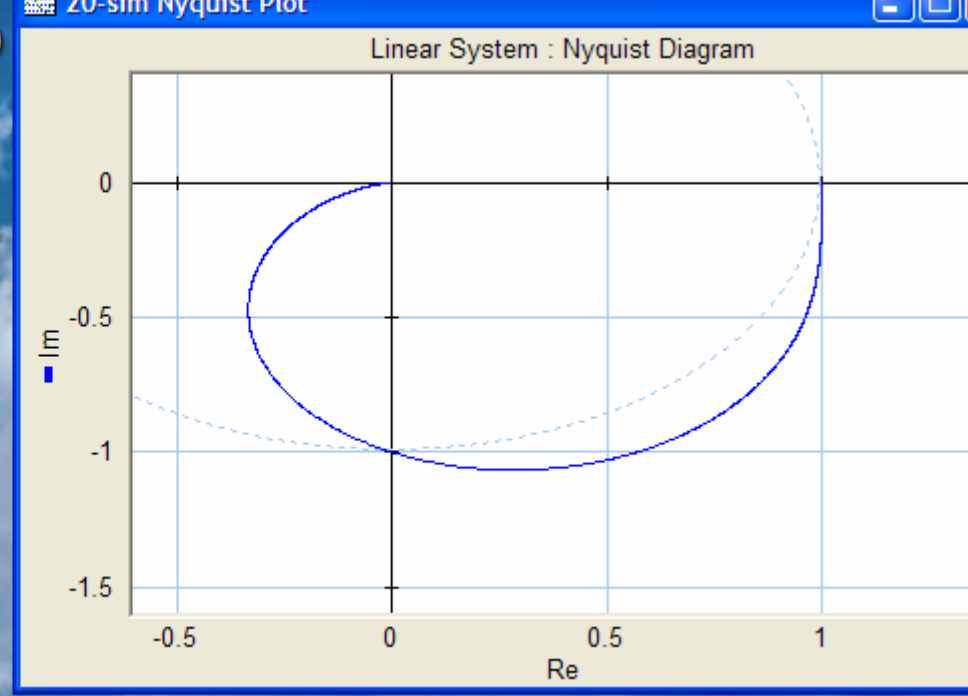
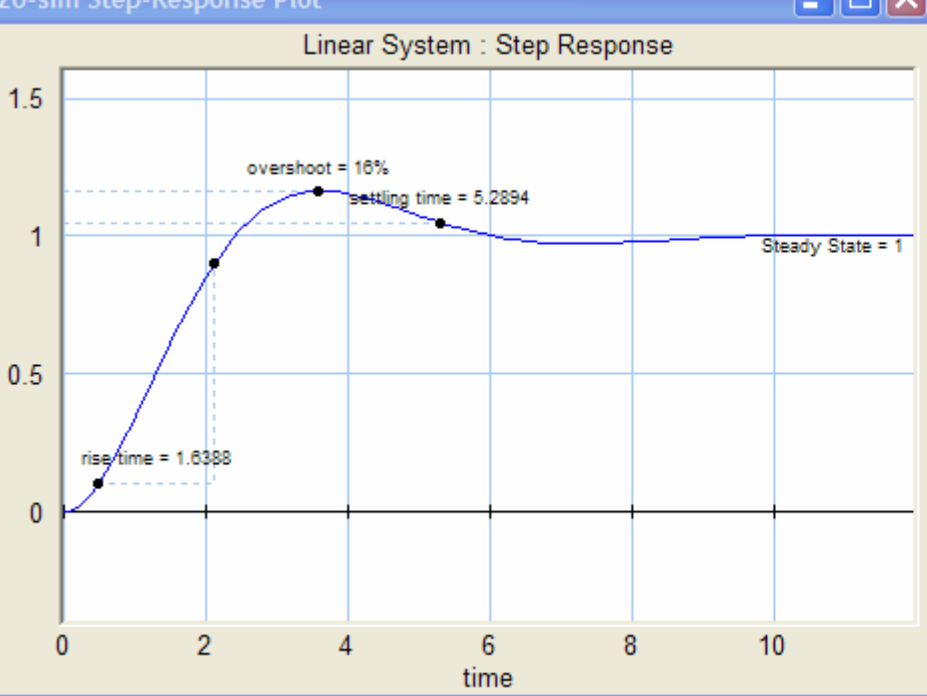
Bode

Nyquist

Nichols

Pole Zero

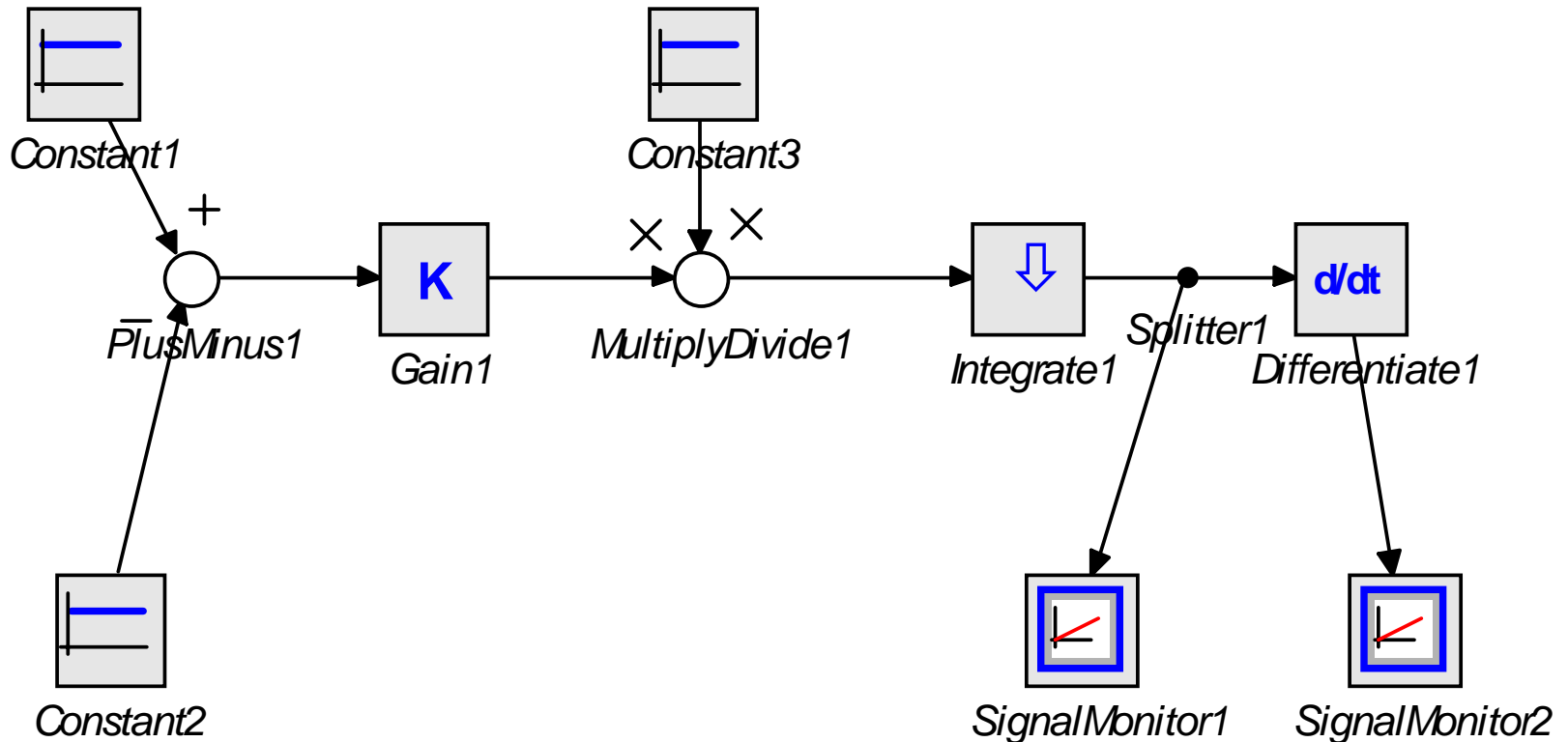
Matlab



Modellierung mit Blockdiagrammen

Wegen ihrer Einfachheit und Hardware-Nähe werden oft Blockdiagramme zur Modellierung verwendet. Blockdiagramme geben die Kausalität der Signalerzeugung wieder.

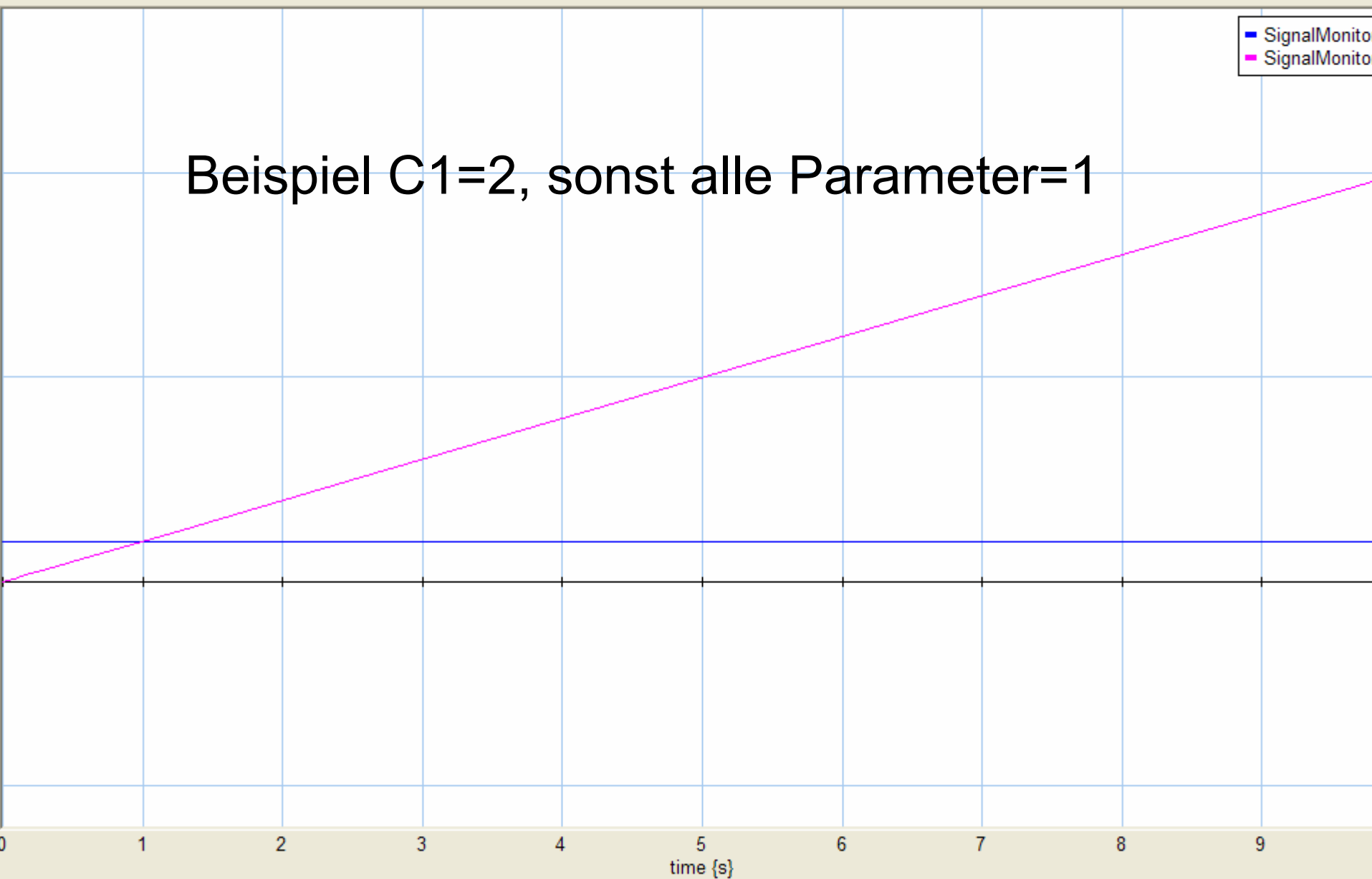
Elemente:

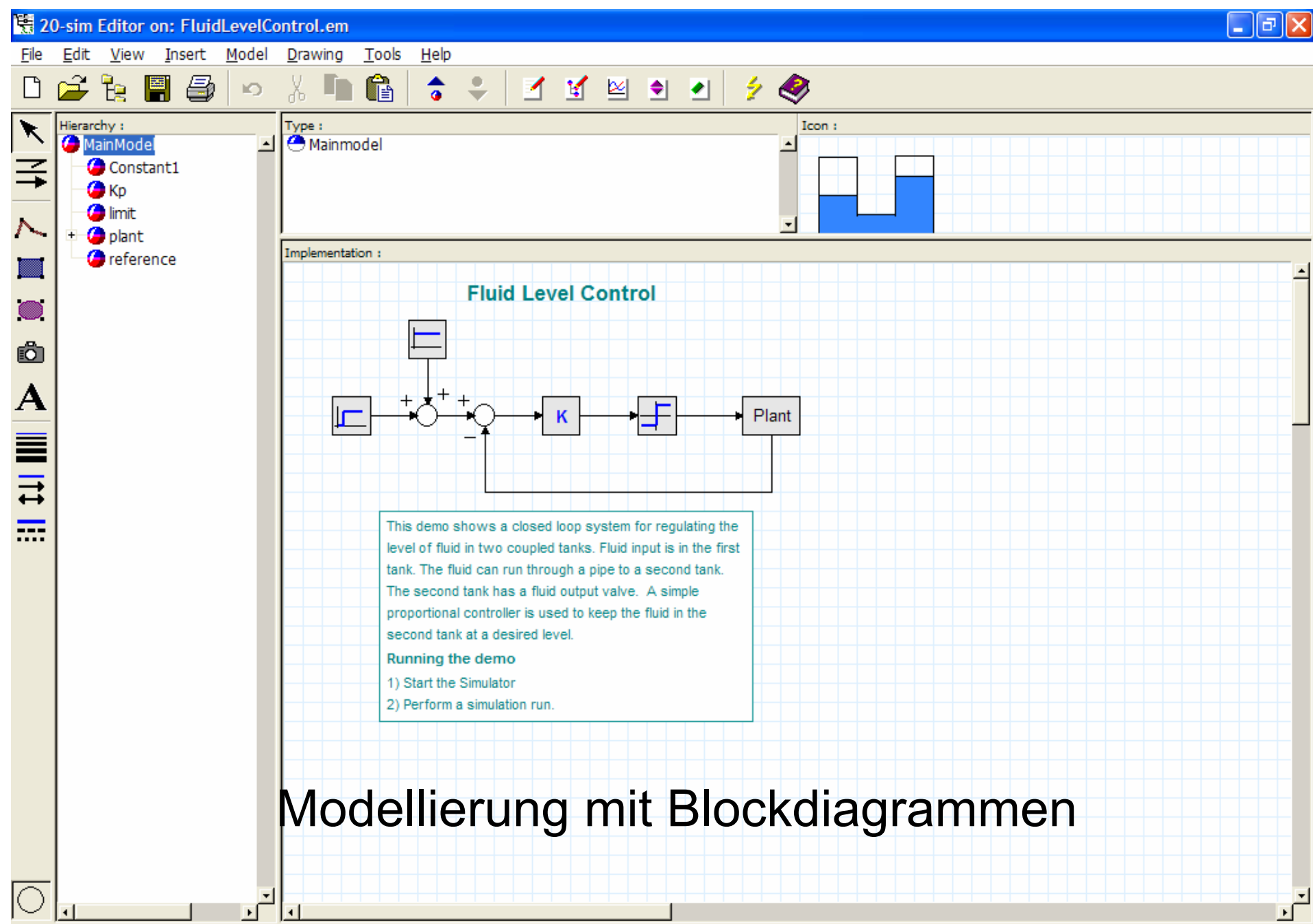




model

Beispiel $C1=2$, sonst alle Parameter=1





Modellierung mit Blockdiagrammen



Hierarchy :

- MainModel
- Constant1
- Kp
- limit
- plant
- reference

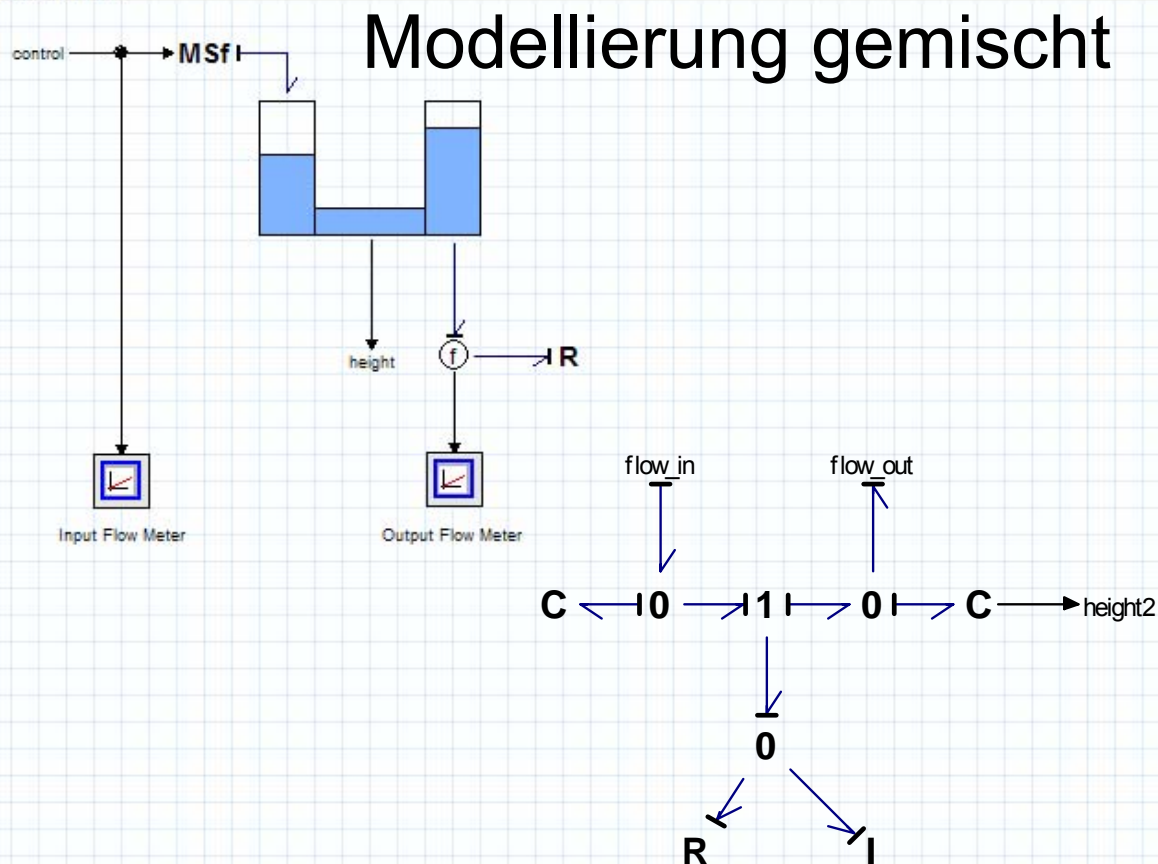
Type :

- HydraulicPlant
- signal control
- signal height

Icon :

Plant

Implementation :



Signal Flow Graphs

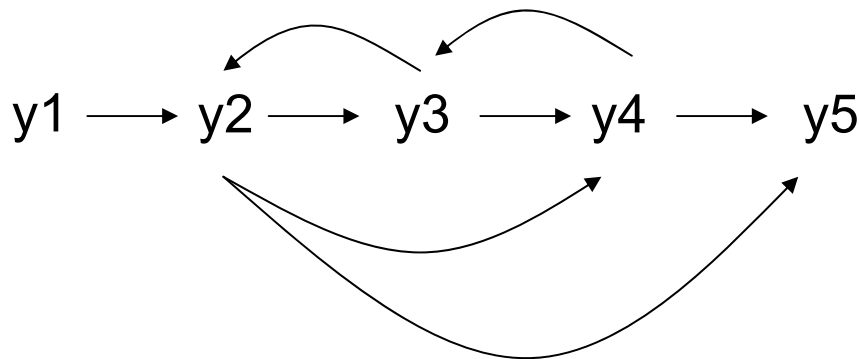
SFG (Signalfluss-Graphen) können als vereinfachte Version eines Blockdiagramms angesehen werden.

SFGs wurden von S. J. Mason eingeführt um die Ursache-Wirkungs-Zusammenhänge in Linearen Systemen abzubilden. SFGs sind durch engere mathematische Regeln bestimmt als Blockdiagramme.

Elemente sind

Knoten, die Werte repräsentieren

Gerichtete Kanten, die Ursache-Wirkungs-Beziehungen darstellen.



$$Y_2 = a_{12} * y_1 + a_{32} * y_3$$

$$Y_3 = a_{23} * y_2 + a_{43} * y_4$$

.....

Y1 – Input Knoten (Quelle)

Y5 – Output Knoten (Senke)

Übungen

20-sim Modelle

FluidLevelControl

ControllerTuning

MechatronicSystem

CentralHeatingSystem

DiscreteController