



hoofdgroep

CONTROLS

code S3

**REGELTECHNIEK
ACHTERGRONDEN**

Dr. Ir. L. Lukasse

© Stichting Post HBO Koudetechniek, 2014

De totstandkoming van dit lesmateriaal is mede mogelijk gemaakt dankzij financiële bijdragen van OTIB en de Stichting Gustav Lorenzen in het kader van kennisontwikkeling in de Nederlandse koudetechnische sector.

De opleiding Post HBO Koudetechniek wordt georganiseerd door de Stichting Post HBO Koudetechniek. Hierin werken KNVvK, NVKL, UBF-ACA, SOK en docenten samen om een goede opleiding te kunnen bieden. De cursus staat onder toezicht van een onafhankelijke Werkveld Advies Commissie. De lesstof is uit de best beschikbare kennis en kunde samengesteld. De Stichting Post HBO kan niet aansprakelijk gesteld worden voor schades die voortkomen uit de tijdens de opleiding verstrekte informatie.

INHOUDSOPGAVE blz.

1	MODULEBESCHRIJVING	5
1.1	Doel van de module	5
1.2	Module-inhoud	5
1.3	Afronding van de module	6
2	SYSTEEMDYNAMICA	7
2.1	Belangrijke grootheden in de systeemodynamica	7
2.2	Blokschemavoorstelling van dynamische systemen	8
2.3	Analyse van systeemgedrag met behulp van simulaties	9
3	Scilab/Xcos	11
3.1	Scilab/Xcos installeren	11
3.2	Handleidingen en helpfuncties voor Scilab / Xcos	12
3.3	De verschillende Scilab/Xcos onderdelen	12
3.3.1	Scilab console	13
3.3.2	Scinotes	13
3.3.3	Xcos Palette browser	13
3.3.4	Xcos editor	15
3.4	Algemene opbouw van een Xcos model	17
3.5	Manipulatie van blokken en verbindingen in Xcos	17
3.6	Simpel model	18
3.7	Toepassingen	19
3.7.1	Case 1: afkoeling van 1 m ³ bulkgestort produkt (bijv. aardappelen)	19
3.7.2	Case 2: serieschakeling van meerdere lagen losgestort produkt	22
4	SIMULATIE VAN EEN NIVEAUREGELING	24
5	LINEAIRE SYSTEMEN	28
5.1	Algemeen mathematisch model in het tijddomein	28
5.2	Overdrachtsfunctie (Transfer Function)	29
5.3	Polen en nulpunten van overdrachtsfuncties	31
5.4	Bodediagram	31
6	BASISSYSTEMEN	33
6.1	Nulde-orde-systeem	33
6.2	ideale differentiator	34
6.3	Ideale integrator	36
6.4	Eerste-orde-systeem	38
6.4.1	mathematisch model	38
6.4.2	Fysisch model	39
6.4.3	Xcos model	40
6.4.4	overdrachtsfunctie	40
6.4.5	stapresponsie	41
6.4.6	frequentie-afhankelijk gedrag	41
6.5	Tweede-orde-systeem	43
6.5.1	mathematisch model	43
6.5.2	toepassing 1	43
6.5.3	toepassing 2	45
6.6	Niet-lineaire basissystemen	47
6.6.1	verzadiging	47
6.6.2	dode tijd of transporttijd	47
6.6.3	niet-lineaire bedrijfskarakteristiek van systeemcomponenten	48
6.6.4	Eindige toenamesnelheid van een dynamische grootheid	48
6.6.5	Dode band	48
6.6.6	Aan/uit-schakelaar	48
6.6.7	Voorwaardelijke schakelaar	49

7	REGELSYSTEMEN	50
7.1	Inleiding	50
7.2	Feed Forward Control: FFC.....	51
7.3	Terugkoppelregeling (Feedback Control: FBC)	52
7.4	Gecombineerde stuur/terugkoppel-regeling (FFC + FBC).....	52
7.5	Meester-slaaf- of cascade-regeling	53
8	DISCONTINUE REGELAARS	55
8.1	éénpunts/tweestanden-regelaar	55
8.2	tweepunts/tweestanden-regelaar.....	56
8.3	Toepassing aan/uit-regeling in een koelcel	57
8.4	Synchronisatie	61
8.5	Estafetteregeling	61
9	MODULERENDE REGELAARS.....	63
9.1	Proportionele regelactie (P-actie) ; P-regelaar	63
9.1.1	Instelprocedure P-regelaar	64
9.2	Integrerende regelactie (I-actie); PI-regelaar.....	65
9.2.1	Instelprocedure PI-regelaar	67
9.3	Differentiërende regelactie (D-actie); PD-regelaar	68
9.3.1	Instelmethodek PD-regelaar	70
9.4	PID-regelaar	70
9.4.1	Instelprocedure PID-regelaar.....	72
9.5	Opdracht 3a. Niveauregeling	74
10	DYNAMISCH MODEL KOELCEL.....	75
10.1	OPDRACHT 3b. KOELCEL	77

1 MODULEBESCHRIJVING

1.1 Doel van de module

Primair doel van de module is inzicht te krijgen in de regeltechnische aspecten die een rol spelen bij koeltechnische systemen en de afzonderlijke componenten binnen dergelijke systemen. Om vervolgens ook gevoel te krijgen voor de kwalitatieve invloed van regelingen op het gedrag van deze systemen met hun componenten zullen er simulaties uitgevoerd worden aan sterk vereenvoudigde systeemmodellen middels een professioneel dynamisch computerprogramma Scilab/Xcos dat onder andere hiervoor speciaal is ontwikkeld. De noodzaak tot gebruikmaking van deze simulatietechniek is het feit dat uitvoeren van experimenten en verrichten van metingen aan echte installaties te tijdrovend, te kostbaar en waarschijnlijk ook te gevaarlijk zal zijn.

Een **secundair doel** van deze module is de student bekend te maken met de mogelijkheid om met Scilab/Xcos het gedrag van een dynamische systemen in algemene zin te analyseren. Hierbij zal er ook ruim aandacht zijn voor een stuk modelvorming, i.e. het achtereenvolgens opstellen van een fysisch model, een mathematisch model en tenslotte van een Scilab/Xcos model.

1.2 Module-inhoud

In hoofdstuk 2 wordt een inleiding in de systeemdynamica gegeven, waarbij o.a. een reeks elementaire begrippen aan bod komen. De blokvoorstelling van een dynamisch systeem wordt geïntroduceerd. Hoofdstuk 3 beschrijft hoe het gedrag van een dynamisch systeem kan worden geanalyseerd door middel van simulatie met behulp van een computerprogramma als Scilab/Xcos. Voorwaarde voor toepassing van een dergelijk programma is wel dat het mathematisch model van het systeem bekend moet zijn. Als voorbeeld wordt in hoofdstuk 4 een model van een niveauregeling op basis van een aan/uit-regelaar gemodelleerd en vervolgens geanalyseerd met behulp van verschillende simulaties (opdracht 1).

Hoofdstuk 5 beschrijft de eigenschappen van een lineair dynamisch systeem. Vervolgens wordt in hfst. 6 een overzicht gegeven van alle basissystemen waaruit ieder lineair dynamisch systeem is opgebouwd. Naast een beschrijving in het tijddomein wordt voor elk systeem ook een beschrijving in het frequentiedomein gegeven. Als toepassing wordt een eenvoudig en een meer uitgebreid model van een koelcel opgesteld en het gedrag ervan middels simulaties geanalyseerd.

Hierna komt de eigenlijke regeltechniek aan bod. In hoofdstuk 7 worden eerst verschillende soorten van regeltechnische strategieën toegelicht. Hoofdstuk 8 beschrijft de discontue of aan/uit-regelaar. Ook wordt daarbij een analyse van de regelaar in combinatie met een koelcel uitgevoerd op basis van simulaties.

De tegenhanger van de aan/uit-regelaar, de modulerende regelaar, wordt uitgebreid toegelicht in hoofdstuk 9. Ook worden hier voor verschillende regelaartypen eenvoudige instelprocedures gepresenteerd, zowel voor het geval dat het dynamisch gedrag van het te regelen systeem bekend is, alsook voor het geval dit niet zo is.

Hoofdstuk 10 bevat een overzicht van allerlei regelingen zoals die in koeltechnische installaties kunnen voorkomen. Elke regeling wordt daarbij alleen kwalitatief toegelicht.

fig. 1.1 toont schematisch het verband tussen een aantal hoofdonderwerpen uit dit vak.

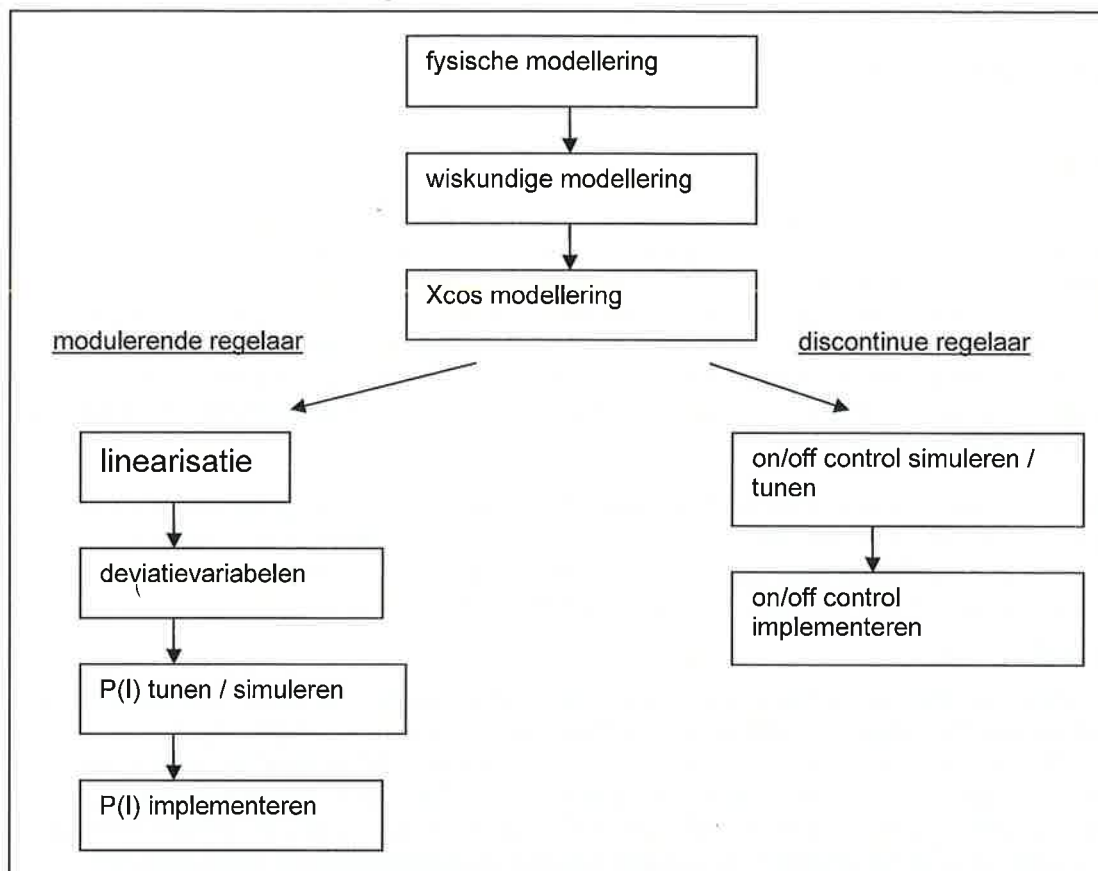


fig. 1.1, schematische weergave van verband tussen veel van de behandelde onderwerpen.

1.3 Afronding van de module

Afronding van de module vindt plaats door het uitvoeren van een aantal in de tekst beschreven opdrachten met behulp van Scilab/Xcos volgens richtlijnen die door de docent tijdens de lessen zullen worden toegelicht. De opdrachten dienen door de cursisten individueel te worden uitgevoerd. De schriftelijke uitwerkingen van de opdrachten zullen door de docent worden nagekeken en indien nodig besproken met de betreffende cursist, waarna er een cijfermatige beoordeling zal plaatsvinden.

2 SYSTEEMDYNAMICA

2.1 Belangrijke grootheden in de systeemdynamica

Een **dynamisch systeem** is een systeem waarvan de toestand dynamisch is, dat wil zeggen dat de toestand verandert in de loop van de tijd. Het systeem zelf verandert daarbij in het algemeen niet, alleen de toestand dus.

De toestand van een dynamisch systeem wordt vastgelegd door één of meer zogenaamde **toestandsgrootheden**, zoals druk, temperatuur, positie, snelheid, etc. Welke toestandsgrootheden nodig zijn om de toestand van een dynamisch systeem te beschrijven is natuurlijk afhankelijk van het actuele systeem.

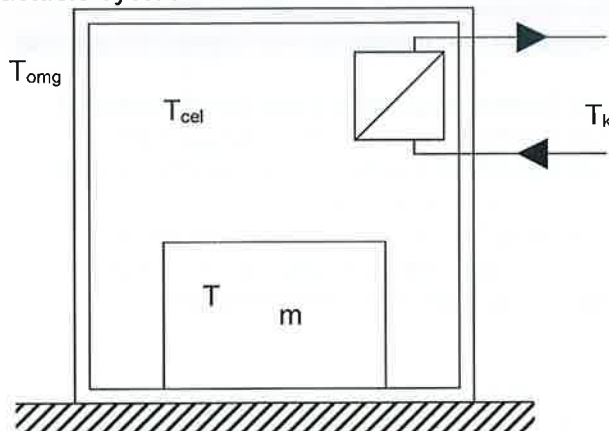


fig. 2.1, fysisch model van een koelcel.

Als voorbeeld van een dynamisch systeem beschouwen we een koelcel met daarin een belading met een massa van m kg en een temperatuur van T °C, zoals afgebeeld in fig. 2.1. In de koelcel bevindt zich verder een koelelement dat in combinatie met een koelsysteem de temperatuur in die koelcel T_{cel} en uiteindelijk de temperatuur van de belading op een constante, gewenste waarde dient te houden. Ga na welke hier de eventuele belangrijke toestandsgrootheden zijn om de toestand van dit systeem vast te leggen.

De toestandsgrootheden van dynamische systemen zijn geen constanten, maar **variabelen**. Zij zijn altijd een functie van de tijd. Soms zijn ze ook nog een functie van de plaats, maar de plaatsafhankelijkheid zullen we in dit kader achterwege laten, omdat de modellen dan snel te complex worden. Het zijn dus **afhankelijke** variabelen die met elkaar gekoppeld zijn via de tijd. De tijd zelf is de enige onafhankelijke variabele.

Scilab/Xcos kent daarom ook slechts één onafhankelijke variabele, de tijd. Dus alle grafische voorstellingen van toestandsgrootheden worden in Xcos dan ook automatisch weergegeven als functie van de tijd.

Naast de tijdsafhankelijke toestandsgrootheden zijn er ook grootheden die constant blijven in de tijd en die een eigenschap van het specifieke systeem vertegenwoordigen. Dit zijn de zogenaamde **systeemp parameters**, bijvoorbeeld stoffeigenschaften van media, zoals soortelijke massa of soortelijke warmte, een omgevingstemperatuur, een warmteoverdrachtscoëfficiënt, een warmte-uitwisselend oppervlak, etc.

Een laatste categorie grootheden die een rol spelen bij dynamische systemen zijn de begincondities van een dynamisch systeem, ofwel de beginwaarden van de verschillende afhankelijke variabelen. Naast de waarden van de systeemp parameters zijn de waarden van deze grootheden ook sterk bepalend voor het tijdsafhankelijk gedrag van een dynamisch systeem.

2.2 Blokschemavoorstelling van dynamische systemen

Een dynamisch systeem kan men abstract weergeven door middel van blokschema-voorstelling, zoals hieronder afgebeeld.

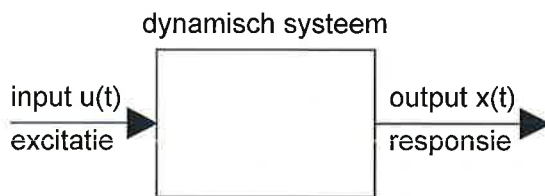


fig. 2.2, blokschema-voorstelling van een willekeurig dynamisch systeem.

Het blok zelf stelt het actuele dynamisch systeem voor. De uitgaande pijl of signaallijn geeft de toestandsgrootte aan die voor analyse van het actuele systeem van belang is, men noemt dit ook wel de "output" of "uitgangssignaal".

De ingaande pijl heet "input" of "ingangssignaal" en geeft de toestandsgrootte aan die het systeem beïnvloedt of exciteert. Meestal kiest men ook bijbehorende symbolen voor input en output, hier bijvoorbeeld $u(t)$ en $x(t)$. Let hierbij op de aanduiding van de tijdsafhankelijkheid in de gekozen symboliek om verwarring met systeemparameters, die constant zijn in de tijd, te voorkomen!

Er zijn ook systemen die een responsie geven zonder dat daar op het eerste oog een directe excitatie aanwezig lijkt te zijn, voorbeeld een slinger die na loslaten vanuit een bepaalde beginpositie onder invloed van de zwaartekracht begint met een periodieke beweging rond een evenwichtstand.

Het verloop van de systeemresponsie (output) onder invloed van een bepaalde systeemexcitatie representeert het dynamisch gedrag van dat systeem en is dus ook karakteristiek voor het systeem. Er zijn dus twee aspecten die de responsie bepalen, dat is allereerst het systeem zelf, maar ook de aard van de excitatie (input).

Een dynamisch systeem kan men ook vaak opgebouwd denken uit twee of meer deelsystemen, die men ook weer door blokken kan voorstellen, met voor elk blok eigen ingangs- en uitgangssignaallijn. Via deze signaallijnen zijn de verschillende blokken op een bepaalde voor het systeem karakteristieke manier met elkaar gekoppeld, zodat men een zogenaamd **blokschema** krijgt, opgebouwd uit parallel en/of in serie geschakelde blokken.

Let erop dat iedere signaallijn is voorzien van een pijl om aan te geven in welke richting de informatiestroom verloopt. Het is ook raadzaam om bij de signaallijnen middels tekst of symbolen aan te geven wat de inhoud van de betreffende signaallijn fysisch voorstelt.

Naast blokken en signaallijnen komen er in een blokschema nog **vertakkingen** voor en **knooppunten**.

Een vertakking wordt meestal aangegeven door een punt (•) en kent één ingaande en twee of meer uitgaande signaallijnen. De uitgaande lijnen bevatten allen dezelfde volledige signaalinhoud, dus er vindt niet iets van een soort vermogensverdeling plaats.

In een knooppunt, aangegeven door een cirkeltje met "maal"-teken erin (⊗) is de situatie precies omgekeerd, dus daar is sprake van twee of meer inkomende en één uitgaande signaallijn. Verder wordt expliciet door een plusteken of een minteken links van de ingaande signaallijn aangegeven hoe het signaal rekenkundig wordt verwerkt in het knooppunt-blok, zie hieronder enkele voorbeelden van beide.

Met behulp van vertakkingen en knooppunten is het mogelijk om terugkoppelingen te modelleren.

terugkoppelingen komen veel voor in dynamische systemen en zijn karakteristiek voor elk regelsysteem.

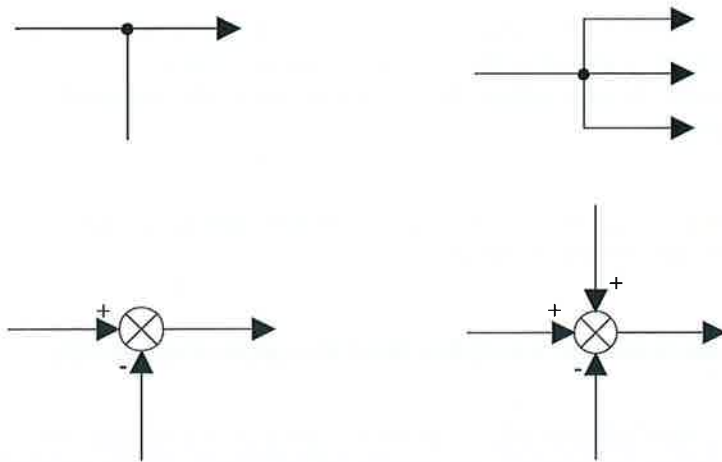


fig. 2.3, voorbeelden van vertakkingen en knooppunten.

Als voorbeeld van een samengesteld blokschema is in fig. 2.4 het standaard blokschema van een regelsysteem of een geregeld systeem afgebeeld. Duidelijk zichtbaar zijn de verschillende eerder genoemde componenten waarmee men een blokschema kan samenstellen. Boven elk blok staat aangegeven wat het betreffende blok voorstelt. In een volgend hoofdstuk zal nader op dit schema worden ingegaan.

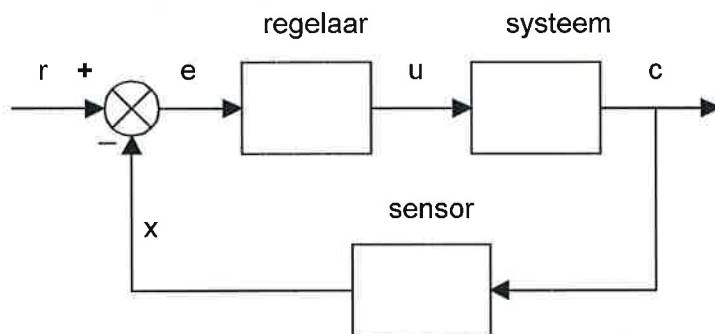


fig. 2.4, standaard blokschema van geregeld systeem (feedback control).

2.3 Analyse van systeemgedrag met behulp van simulaties

Bij de bestudering van een bestaand dynamisch systeem of het ontwerp van een nog te bouwen systeem maakt men vaak gebruik van simulatietechniek met behulp van een computerprogramma. Hiervoor heeft men echter een model nodig van het betreffende systeem. Om te komen tot een systeemmodel dat geschikt is om aan een simulatiepakket aan te bieden dient men een bepaalde weg te volgen. Allereerst stelt men een **fysisch model** op van het betreffende systeem. De centrale vraag daarbij is altijd hoe nauwkeurig dient dat model te zijn? Wat dient er meegenomen en wat dient er achterwege gelaten te worden bij de modelvorming? Een richtlijn tijdens het proces van modelleren is: het model dient zodanig te zijn dat analyse van gewenste systeemeigenschappen met voldoende nauwkeurigheid (dus vooraf specificeren!) mogelijk is. Vaak begint men met een eenvoudig model en verfijnt dit vervolgens stapsgewijze totdat de gewenste nauwkeurigheid is bereikt.

Het opstellen van fysische modellen is een competentie die enkel door ervaring kan worden verworven.

Bij complexere systemen is het raadzaam om een systeem eerst in deelsystemen onder te verdelen en vervolgens deze deelsysteem apart te modelleren en daarna "aan elkaar te knopen".

Als er een fysisch model is opgesteld is de volgende stap om een wiskundig of **mathematisch model** op te stellen van het betreffende systeem of deelsysteem. Dit kan men realiseren met behulp van

wiskundige relaties zoals balansvergelijken, procesvergelijken, fysische wetten, etc. Deze relaties die op zichzelf al een model van de werkelijkheid zijn leggen verbanden tussen de van belang zijnde toestandsgrootheden van het te modelleren systeem. In de relaties komen ook de systeemp parameters voor die kenmerkend zijn voor het betreffende systeem.

De laatste stap is de conversie van het mathematisch model naar een model dat geschikt is om aan het simulatieprogramma aan te bieden, in ons geval is dit een Xcos model.

Concluderend kan men dus stellen dat voor het uitvoeren van simulaties drie belangrijke stappen zijn, n.l. het opstellen van een:

1. fysisch model
2. mathematisch model
3. Xcos model

Dit moet ook strikt in deze volgorde gebeuren.

In deze module zullen de fysische modellen aangereikt worden. Het opstellen van mathematische modellen en de conversie naar Xcos modellen zal uitgebreid aan bod komen en ook geoefend worden.

3 Scilab/Xcos

Scilab is een programmeertaal die beschikt over een rijke collectie van numerieke algoritmes geschikt voor allerhande wetenschappelijke berekeningen. In het vak regeltechniek gebruiken we slechts een selectief gedeelte daarvan: computersimulatie van eenvoudige dynamische systemen en analyse van dat dynamisch gedrag.

Xcos is een Scilab tool gericht op modellering en simulatie van dynamische systemen. Het bevat een grafische editor, waarin modellen als blokdiagrammen worden gevisualiseerd. Ieder blok representeert daarin een van tevoren gedefinieerde basisfunctie of een user-defined functie.

Scilab/Xcos samen is zeer geschikt voor computersimulatie van dynamische systemen en analyse van dat dynamisch gedrag. Dat is waarvoor wij het pakket in de cursus zullen gebruiken.

3.1 Scilab/Xcos installeren

Ga naar www.scilab.org en klik 'download Scilab' (zie fig. 3.1). Volg bij de installatie gewoon de aanbevelingen.

Na installatie start je Scilab door de icoon voor "Scilab-5.5.1 (64 bit)" ( scilab-5.5.1 (64-bit)) te dubbelklikken. Merk op: na standaardinstallatieprocedure krijg je in je startmenu "Scilab-5.5.1 (64 bit)" en "Scilab console" ( Scilab Console). "Scilab console" is slechts een onderdeel van Scilab. Gebruik daarom "Scilab-5.5.1 (64 bit)" om Scilab op te starten.

Selecteer in de menubalk achtereenvolgens edit - preferences om een heel aantal persoonlijke instellingen te doen, waaronder font size.



fig. 3.1, Scilab homepage, van waar de laatste versie van Scilab gratis kan worden gedownload.

3.2 Handleidingen en helpfuncties voor Scilab / Xcos

Scilab / Xcos is freeware, en heeft daarom ook de bekende voor- en nadelen van freeware. Eén van die nadelen is dat de documentatie wel eens wat te wensen overlaat.

Voor support zie in de eerste plaats de ingebouwde helpfunctie en www.scilab.org. Op <http://www.scilab.org/resources/documentation/tutorials> staan twee goede tutorials voor de beginner: Xcos_beginners.pdf en Scilab_beginners.pdf.

Mogelijke manieren om Helpfunctie voor specifieke commando's op te roepen:

1. Type het commando, bijv. "bode", selecteer de tekst, right-click met je muis op de selectie, en selecteer dan in de dropdown list 'Help about '<geselecteerde tekst>' (fig. 3.2). Dit werkt zowel in de Scilab console als in Scinotes (de Scilab editor).
2. Wil je help voor een specifieke functie, bijv. "bode", type dan in de Scilab console:
--> help bode
Scilab opent nu de "Help Browser" in een nieuw window, met daarin uitleg over de functie "bode". Merk op dat wanneer de help browser al open is, dan verversst voorgaand commando wel de inhoud van de window, maar brengt die window niet automatisch naar de voorgrond.
3. Zoek in de on-line help voor Scilab functies: http://help.scilab.org/docs/5.5.1/en_US/index.html

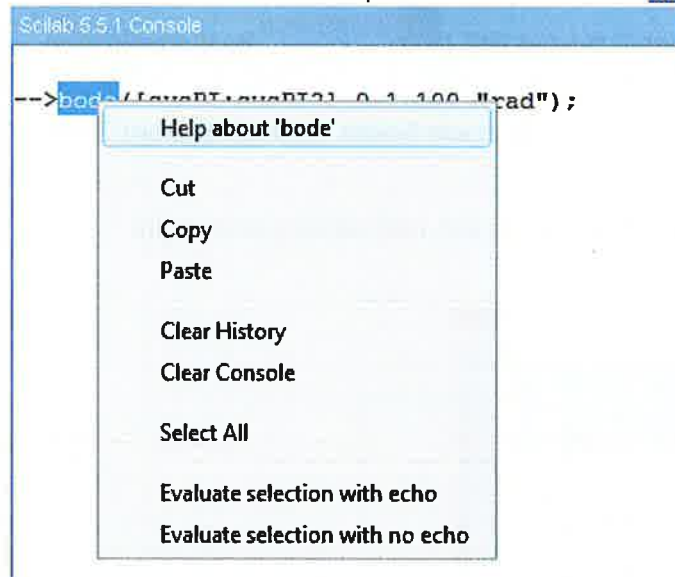


fig. 3.2, helptekst oproepen voor het commando "bode".

In de " Help Browser" is ook de zoek-tab () erg handig. Type hierin het steekwoord waarnaar je zoekt en je krijgt ene lijst met alle plaatsen in de helptekst waar dat steekwoord wordt gebruikt.

Overigens volstaat in deze cursus een minimale hoeveelheid kennis van Scilab/Xcos, omdat we vrijwel uitsluitend zullen werken met door de docent uitgereikte voorbeeldprogramma's.

3.3 De verschillende Scilab/Xcos onderdelen

Scilab bestaat uit een aantal onderdelen. De belangrijkste onderdelen zijn:

1. Scilab console (fig. 3.3)
2. Scinotes, i.e. the Scilab editor (fig. 3.4)
3. Xcos Palette browser (fig. 3.5)
4. Xcos editor (fig. 3.6)

Hfst. 3.3.1 tot 3.3.4 gaan op ieder van die onderdelen wat verder in.

3.3.1 Scilab console

Na het opstarten van Scilab door dubbelklikken van het icoon  scilab-5.5.1 (64-bit) verschijnt er een user interface (fig. 3.3). Hierin staat de Scilab console (tja, het geheel draagt dezelfde naam als dit onderdeel) centraal. In dit window kun je Scilab-commando's volgens een voorgeschreven syntax (zie handleiding) invoeren. Bijv. invoeren van overdrachtsfuncties van een dynamische systeem door middel van de commando's poly en sys:

```
-->s=poly(0,'s');sys=syslin('c',(1.5/(2*s+1)))
```

of het declareren van variabelen, bijvoorbeeld:

```
--> a = [2,1,1;1,2,1;1,1,2]
```

en zogenaamde sce-files of sci-files laten runnen.

Met behulp van ↑-toets kun je eerdere commando's terugroepen en naar keuze aanpassen.

Dit window is bij opstarten altijd leeg. Tijdens een sessie alle ingevoerde commando's wissen kan door achtereenvolgens in de menublak **Edit** te selecteren, en in de dan verschijnende dropdown menu het item **Clear Console**.

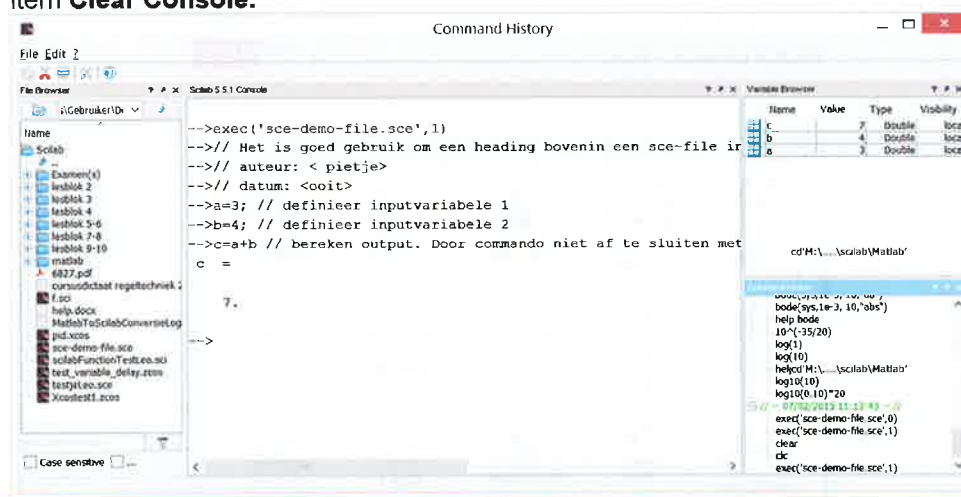


fig. 3.3, Scilab console.

3.3.2 Scinotes

Wil je een serie Scilab commando's vaker uitvoeren, of als serie bewaren voor later hergebruik, dan kan het gemakkelijk zijn om deze commando's samen in een sce-file te plaatsen m.b.v. de Scinotes editor nodig. Je opent Scinotes door in de menublak van de Scilab Console achtereenvolgens **Applications** en dan **Scinotes** te selecteren. Type in de editor je commando's onder elkaar. Evt. achter een commando commentaar achter zetten door het '//'-teken te gebruiken. Zie fig. 3.4 voor een voorbeeld. Om de commando's in deze file uit te voeren type je op de prompt in de Scilab Console:

```
--> exec('sce-demo-file.sce',0)
```



fig. 3.4, Scinotes.

3.3.3 Xcos Palette browser

Xcos is een bijzondere grafisch georiënteerde tool binnen Scilab. Hiermee is het erg makkelijk om modellen van dynamische systemen grafisch te representeren als blokdiagrammen door die blokken met

elkaar te verbinden. Binnen deze cursus zullen we vooral dit onderdeel van Scilab gebruiken. Om Xcos te starten type **Xcos** op de Scilab prompt of selecteer achtereenvolgens in de menubar applications – Xcos of klik het Xcos-icoon () in de toolbar van de Scilab Console. cos opent per default twee windows:

- Xcos Palette browser (fig. 3.5)
- Xcos editor (fig. 3.6)

De Xcos Palette browser bevat alle voorgedefinieerde “paletten” met blokken die voor opbouw van een Xcos blokschema ter beschikking staan. Elk blok heeft weer een andere werking c.q. functie. Er zijn eigenlijk maar 3 soorten blokken. De eerste soort zijn de blokken met alleen een output, zoals de “source”-blokken (bijvoorbeeld “step”-blok). De tweede soort zijn de blokken met alleen een input, zoals de “sink”-blokken (bijvoorbeeld “scope”-blok). De derde soort wordt gevormd door alle andere blokken, die zowel een input als een output hebben. In de palette browser zijn de blokken geordend op paletten in categorieën. Onder de verschillende paletten treft men vervolgens een opsomming aan de verschillende bloktypes. Twee van die paletten hebben we al genoemd: sources en sinks (links in fig. 3.5).

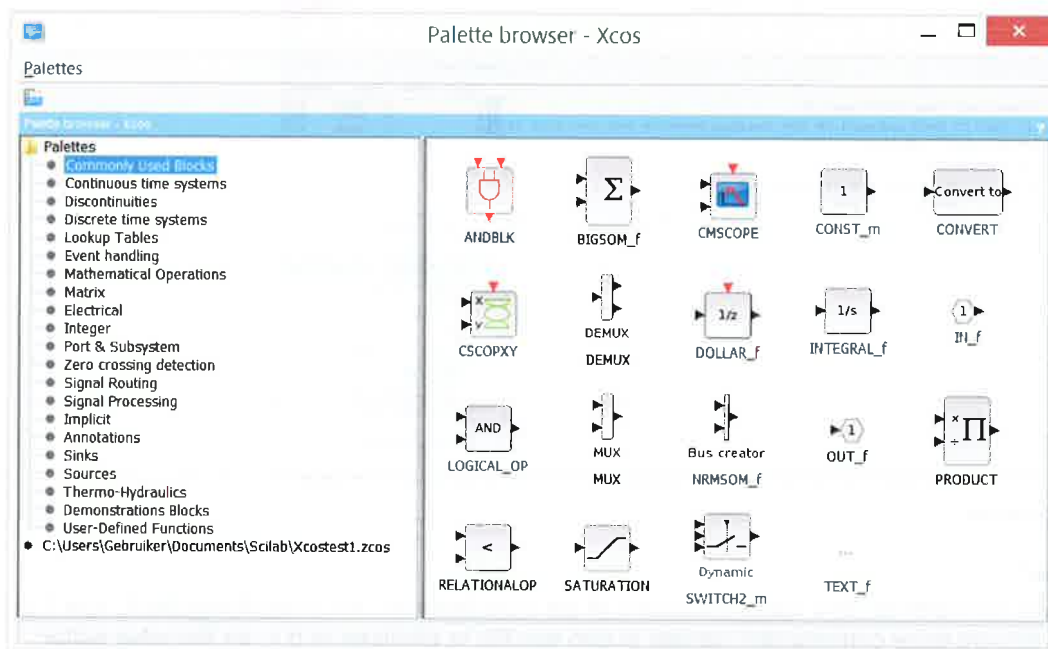


fig. 3.5, Xcos palette browser.

Hieronder volgt een overzicht van de voor ons belangrijkste blokken, geordend naar de palette waarin ze staan. Van veel gebruikte blokken staat overigens ook een kopie in het palette 'commonly used Blocks'.

Tabel 3.1, de door ons meest gebruikte Xcos-blokken

- Continuous time systems palette:		
	derivative:	uitgangssignaal is de afgeleide van ingangssignaal, dus $x(t) = du(t)/dt$; differentiatie geschiedt numeriek
	integrator:	uitgangssignaal is de integraal van ingangssignaal; integratie geschiedt ook hier weer numeriek
	transport delay:	uitgangssignaal wordt met een op te geven tijdsduur (dode tijd) vertraagd t.o.v. ingangssignaal
	continuous transfer function:	SISO lineair systeem gerepresenteerd door zijn rationele overdrachtsfunctie Numerator/Denominator.

- Discontinuities palette:



HYSTERESIS

hysteresis: aan/uit schakelaar (relais), waarbij het aanschakelpunt ongelijk is aan het uitschakelpunt.



SATURATION

saturation: verzadiging, begrenst het uitgangssignaal

- Mathematical Operations palette:



GAINBLK

Gain ideale versterker



SUMMATION

summation output is optel(aftrek)som van de inputs.

- Signal Routing palette:



MUX

mux multiplexer, hiermee voeg je meerdere signalen samen tot één signaal



Dynamic SWITCH2_m

switch voorwaardelijke schakelaar om input 1 of 3 door te schakelen, als functie van de waarde van input 2.

- Sinks palette:



CSCOPE

cscope opent een grafisch venster waarin het input signaal wordt geplotted als functie van simulatietijd.



CMSCOPE

cmscope opent een grafisch venster met één subplot per input waarin de input signalen worden geplotted als functie van simulatietijd.

- Sources palette:



CONST

constant constante getalwaarde.



STEP_FUNCTION

step stapvormig signaal.



CLOCK_c

clock_c genereert reeks events met een interval ingesteld in de blokparameter Period. We zullen dit blok in ieder blokdiagram gebruiken om het plotinterval in scope grafieken in te stellen.

3.3.4 Xcos editor

Het Xcos model van een willekeurig systeem wordt gebouwd in de Xcos editor (fig. 3.6). De stappen daarin zijn in principe altijd dezelfde:

1. Open een nieuw, leeg, diagram in de Xcos editor.
2. Drag and drop de benodigde blokken vanuit de Xcos Palette browser naar de Xcos editor.
3. Verbind de blokken op de gewenste manier.
4. Stel voor ieder blok de blokparameters in.
5. Selecteer in het Xcos editor menu achtereenvolgens **simulation** en **setup**, en stel daar de gewenste simulatieparameters in, dit betreft in ieder geval de **Final integration time**.

6. Selecteer in het Xcos editor menu achtereenvolgens **simulation** en **start**.
7. Bekijk en evalueer de simulatieresultaten in de grafiek gegenereerd door het scope blok.

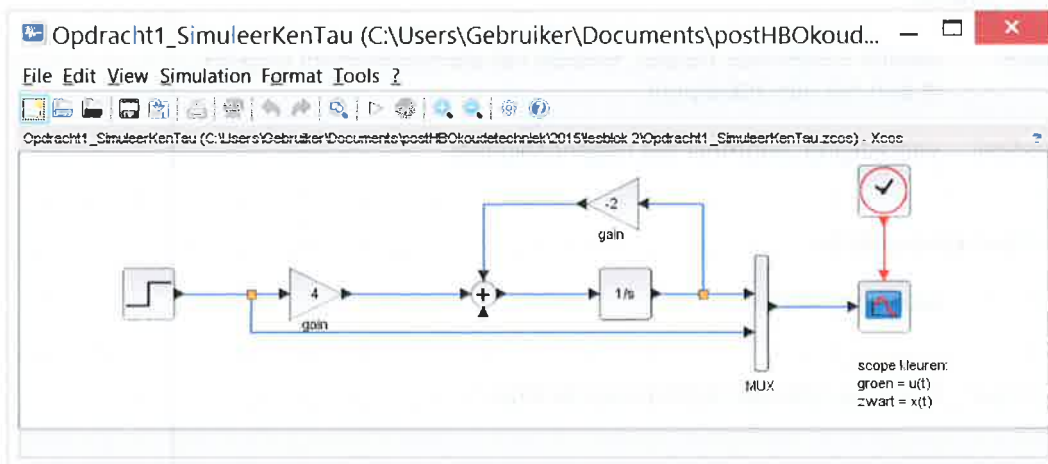


fig. 3.6, Xcos editor.

Het aantal punten in de grafiek gegenereerd vanuit het CSCOPE blok wordt bepaald door de parameter 'Period' in het CLOCK_c blok. Zet 'Period' te groot en de grafiek wordt hoekig. Zet 'Period' te klein en de simulatie wordt traag. Vaak is het doeltreffend om 'Period' een factor 10 tot 1000 kleiner te kiezen dan de 'Final integration time', maar dit hangt natuurlijk ook af van het verloop van de grafiek: een erg grillige grafiek vereist meer punten dan een grafiek met een heel vloeiend verloop.

De output van het scope-blok is een Scilab grafiek. Scilab grafieken hebben per default geen grid lines. Dat bemoeilijkt het precies aflezen van waarden in grafieken. Als alternatief biedt Scilab de optie om in de menubalk van een graphic window (fig. 3.7) de optie 'Toggle datatip mode' te activeren middels het icoon . Na die te hebben ingedrukt kan men met de linker muisknop op de grafiek klikken waarna een tekstbox verschijnt met daarin de (x,y)-waardes voor dat punt (zie fig. 3.7).

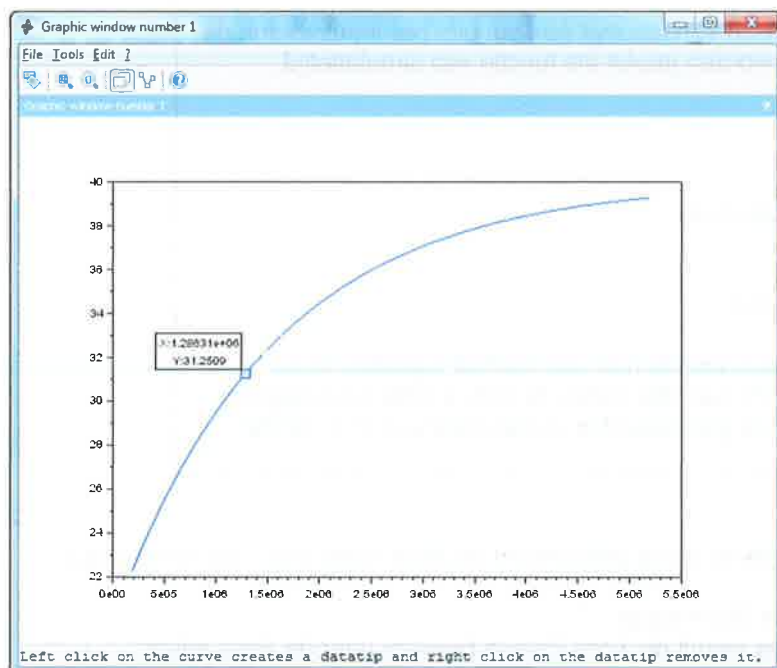


fig. 3.7, voorbeeld van een Scilab 'Graphic window'.

3.4 Algemene opbouw van een Xcos model

Het Xcos model van een willekeurig dynamisch systeem heeft in principe altijd dezelfde opbouw, zie fig. 3.8. Zoals afgebeeld bestaat het model uit drie afzonderlijke delen, die hier worden voorgesteld door drie aparte blokken. Het eerste deel stelt de systeeminput of systeemexcitatie voor. Dit deel bevat altijd een "source" blok, dus een blok waar alleen iets uitkomt en niets ingaat. Men kiest hiervoor een geschikt blok uit de "source"-palette.

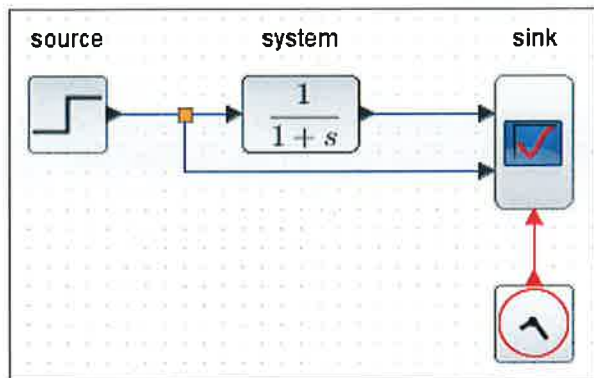


fig. 3.8, algemene opbouw van een Xcos model.

Het middelste deel stelt het eigenlijke dynamische systeem voor. Dit is meestal een samengesteld blokschema waarvan de complexiteit (de hoeveelheid "spaghetti") afhankelijk is van het te simuleren systeem. Opstellen van dit blokschema geschiedt met een bepaalde vaste strategie.

Het derde deel dient om het dynamisch gedrag van het te simuleren systeem zichtbaar te maken voor nadere analyse en bevat dan ook altijd een "sink"-blok, een blok waar alleen maar iets "ingaat". Wij zullen voorlopig enkel het "scope"-blok hiervoor gebruiken. Hiermee kan een gewenste systeemvariabele grafisch zichtbaar gemaakt worden.

Door in de menubalk van Xcos editor achtereenvolgens te selecteren **Simulation** en dan **Setup** kun je de numerieke simulatieparameters instellen. Met de parameter **Final integration time** bepalen we de tijdsperiode die wordt gesimuleerd. Instellen van alle overige numerieke simulatieparameters is een vak apart. Die parameters kunnen wij in al onze, relatief eenvoudige, toepassingen gewoon op hun defaultwaarde laten staan. Die parameters hebben betrekking op de numerieke routine die door Xcos tijdens de simulatie gebruikt gaat worden.

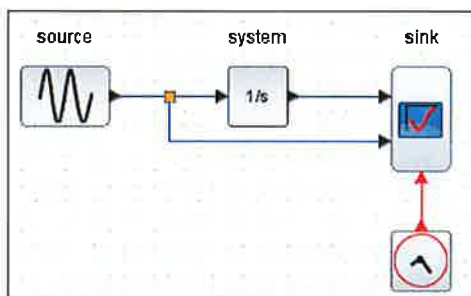
3.5 Manipulatie van blokken en verbindingen in Xcos

verplaatsen blok	: aanklikken en slepen
verwijderen blok	: aanklikken en deleten
kopiëren blok	: aanklikken, slepen en de cntrl-knop ingedrukt houden tijdens het loslaten van je muisknop.
bloknaam wijzigen	: blok aanklikken, cntrl-F2, in het nieuwe window in tabblad 'Text settings' de naam wijzigen.
vergroten blokken	: blok activeren plaats de cursor op een van de groene hoekpunten en vervolgens aanklikken en "trekken"
invoeren blokparameter(s)	: dubbelklik, dan verschijnt er een window waarin de vereiste parameter(s) ingevoerd kunnen worden.
blok roteren	: right-click het blok, ga naar Format en vervolgens Rotate .
twee blokken verbinden	: klik in- of uitgang van betreffende blok aan en trek verbinding naar de uit- c.q. ingang van het andere blok
knikpunt maken in verbinding	: Dubbelklik in verbinding. Er verschijnt een groen vierkantje in de verbinding. Sleep dit vierkantje met de linker muisknop naar de gewenste plaats.
verbinding verwijderen	: verbinding aanklikken en deleten

- aftakking in verbinding : klik ingang van het te verbinden blok aan en trek verbinding naar een punt in de bestaande verbinding, muisknop loslaten wanneer bestaande verbinding groen oplicht.
- blokschema of deel verplaatsen: Left-click linksboven het te selecteren blokschema(deel), houd ingedrukt, sleep de muiscursor tot rechtsonder het te selecteren blokschema(deel), laat muisknop los, verplaatsen met pijltoetsen
- tekst ergens bijschrijven : driedubbeltklik met linker muisknop op de gewenste positie, er verschijnt dan een text box waarin de tekst geplaatst kan worden
- in- of uitzoomen blokschema : onder knop **view** van de menubalk

3.6 Simpel model

We gaan uitgaande van de palette browser onderstaand simpel Xcos model opstellen. Dit bestaat uit een **GENSIN_f**-blok (**source**-type blok), een **Integrator**-blok (**system**-type blok) en een **Scope**-blok (**sink**-type blok).



Het **GENSIN_f**-blok stellen we via het blokparameters-window (te bereiken door dubbel left-click van **GENSIN_f**-blok, of door right-click en vervolgens in pop-up menu **Block Parameters** selecteren). Stel het blok **GENSIN_f**-blok in op een sinussignaal met een amplitude (magnitude) gelijk aan $\frac{1}{2}$, en een frequentie van 2 Hz. Dit laatste doe je door ' $4 \cdot \%pi$ ' in te voeren in het veld **Frequency (rad/s)**. Het uitgangssignaal van het integratorblok is de integraal over het ingangssignaal. Mathematische uitdrukking voor een integraalfunctie:

$$x(t_1) = x(t_0) + \int_{t_0}^{t_1} \frac{dx(t)}{dt} dt$$

Zoals blijkt uit bovenstaande vergelijking is $x(t_1)$ een functie van beginwaarde $x(t_0)$ en de integraal over de afgeleide op het tijdsinterval $[t_0, t_1]$. De beginwaarde $x(t_0)$ stellen we in op 0 in het veld '**Initial state**' in het window dat verschijnt na dubbeltikken van het integratorblok. De afgeleiden $dx(t)/dt$ op het tijdsinterval $[t_0, t_1]$ is de ingang van het integratorblok. Begintijd t_0 staat standaard op 0. Eindtijd t_f van het integratie-interval tenslotte stellen we in op 1 via de Xcos editor menubalk: achtereenvolgens **Simulation - Setup** en vervolgens het veld '**Final integration time**'.

Voor het blok **CLOCK_c** zetten we volgende block parameters:

1. **Period** wordt 0.01. Een te kleine waarde zal de simulatie traag maken. Een te grote waarde zal de sinusgrafiek erg hoekig maken (probeer zo meteen eens uit!).
2. **Initialisation Time** wordt 0. Dat is de waarden die we altijd zullen kiezen.

We gaan het sinusvormige signaal rechtstreeks afbeelden samen met het geïntegreerde signaal, dus een cosinusvormig signaal. Omdat de primitieve van de functie

$$\frac{dx(t)}{dt} = A \times \sin(2\pi f t)$$

gelijk is aan

$$x(t) = \frac{A}{2\pi f} \times \cos(2\pi f t)$$

verwachten we een output van de integrator met gelijke frequentie, 90° fasedraaiing, en een gewijzigde amplitude: amplitude wordt kleiner naarmate frequentie f groter is. We zullen nog uitvoerig terug komen op de fenomenen fasedraaiing en amplitudeversterking in hfst. 6 en verder.

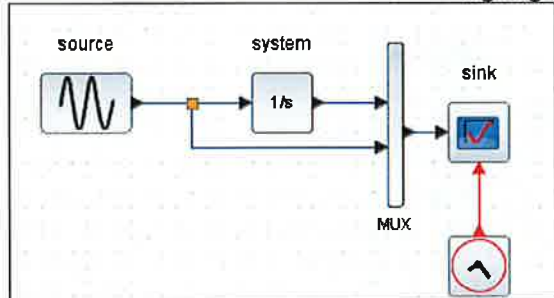
Voor de onderste subplot verwachte we een signaal dat oscilleert tussen $-\frac{1}{2}$ en $\frac{1}{2}$. Voor de bovenste subplot verwachten we een signaal dat oscilleert tussen 0 en $1/(4\pi)$, ofwel tussen 0 en ± 0.08 . Nu moeten we nog de parameters voor het scopeblok (CMSCOPE) instellen. We kiezen de volgende parameterwaardes:

3. **Input ports sizes** is '1 1'. Omdat we op beide inputports een scalarsignaal hebben aangesloten, i.e. we hebben het mux-blok niet gebruikt, laten we deze waarden ongewijzigd.
4. **Ymin vector** wordt '0 -0.5', omdat dat de respectievelijke minimumwaarden zijn die we voor de twee inputs verwachten.
5. **Ymax vector** wordt '0.08 0.5', omdat dat de respectievelijke maximumwaarden zijn die we voor de twee inputs verwachten.
6. **Refresh period** is '1 1'. Wij zullen altijd de refreshperiode gelijk nemen aan de final integration time. In dit geval kunnen we hem dus ongewijzigd laten
7. **Buffer size** is '20'. Wij zullen altijd zorgen dat de buffer size groter of gelijk is aan de refresh periode. We kunnen hem dus ongewijzigd laten.

De overige scope parameters hoeven wij nooit te gebruiken.

De simulatie kan gestart worden met de knop  uit het hoofdmenu. Zolang de simulatie nog loopt, verschijnt er linksonder in de Xcos editor window de melding "Simulation in progress ...". Mocht na de simulatie niet automatisch de scope grafiek in beeld komen, dan is de grafiek-window waarschijnlijk achter een ander openstaand window verdwenen. Zoek hem dan even op.

Men kan de beide responsies ook in één grafiek laten afbeelden. Hiervoor heeft men het **mux**-blok (werkt als een analoge multiplexer) nodig, zie het model hieronder. In het blokparameter-window van het **mux**-blok dient men dan het aantal ingangen (**number of inputs**) op 2 in te stellen.



Mogelijke toepassing van voorgaand model: als men in temperatuurregeling niet zo zeer geïnteresseerd is in de temperatuur op ieder tijdstip, maar wel in de gemiddelde temperatuur over langere periodes kan men kiezen om in bovenstaand Xcos-model de signal generator te vervangen door de regelfout (setpoint – gemeten temperatuur). Het scope blok toont nu zowel de regelfout als de integraal daarover. Zolang de integraal over de regelfout binnen acceptabele grenzen blijft, weet men dat de gemiddelde temperatuur dicht bij het setpoint ligt.

Waarschuwing: numerieke integratiefouten kunnen verraderlijk misleidende simulatieuitkomsten veroorzaken. Twijfel je aan de numerieke betrouwbaarheid van je uitkomsten? Ope de Set Parameters window via **menu**, **Simulation** en **Setup**. Zet nu **Max integration time interval** extreem klein. Herhaal de simulatie. Zijn de uitkomsten $\pm$ gelijk, dan heb je voor je zelf aangetoond dat je oorspronkelijk gekozen simulatieparameters niet leiden tot onacceptabele numerieke integratiefouten.

3.7 Toepassingen

3.7.1 Case 1: afkoeling van 1 m^3 bulkgestort produkt (bijv. aardappelen)

We gaan een model opstellen voor de warmtehuishouding in een aardappelbulk in een bewaarplaats voor losgestorte aardappelen (fig. 3.9). Merk op dat dit model zonder veel aanpassingen kan worden

gebruikt om temperaturen te simuleren in willekeurige al of niet verpakte groente en fruitbewaring, mits goed gestuurd.

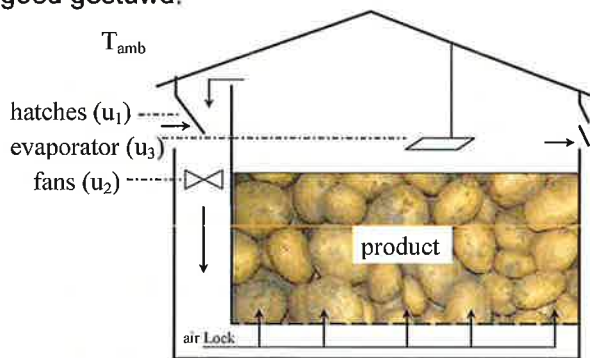


fig. 3.9, bewaarplaats voor bulkbewaring van aardappelen.

In een homogene laag van de bulk geldt voor iedere toestandsgrootheid steeds:

ophoping = in – uit + productie

De twee belangrijkste toestandsgrootheden zijn de temperatuur van de lucht T_a en de temperatuur van het produkt T_p . Er treedt warmteuitwisseling tussen beiden op en het produkt produceert ademhalingswarmte. De wiskundig geformuleerde warmtebalansen zijn dan:

$$\begin{aligned} V_a \rho_a c_{p,a} \dot{T}_a &= \phi \rho_a c_{p,a} (T_{a,in} - T_a) + 3600 k_{ap} A_{ap} (T_p - T_a) & [J/h] \\ V_p \rho_p c_{p,p} \dot{T}_p &= -3600 k_{ap} A_{ap} (T_p - T_a) & [J/h] \end{aligned} \quad (1)$$

Zie Tabel 3.2 voor verklaring van variabelen. Voor de eenvoud betrekken we dit model en de parameterwaarden in Tabel 3.2 op 1 m³ bulk.

Tabel 3.2, overzicht fysische constanten in model.

Symbol	Betekenis	Eenheid	Waarde
ϕ	luchtdebiet per m3 bulk	m ³ .h ⁻¹	100
ε	porosity, cq. void fraction	(m ³ air)/(m ³ bulk)	0.34
A_{ap}	Uitwisselend oppervlak air –product per m3 bulk	[m ² productopp]	60
$c_{p,a}$	soortelijke warmte van lucht	[J/kg. °C]	1000
$c_{p,p}$	soortelijke warmte van product (aardappel)	[J/kg. °C]	3600
k_{ap}	warmte-overdrachtscoëff. product-lucht	[W/m ² . °C]	15
t	tijd	h	-
T_a	luchttemperatuur	°C	-
$T_{a,in}$	temperatuur van ingaande luchtstroom	°C	-
T_p	produkttemperatuur	°C	-
V_a	volume lucht per m3 bulk, $\varepsilon \cdot V_{bulk}$	[m ³ lucht]	0.346
V_p	volume product per m3 bulk, $(1-\varepsilon) \cdot V_{bulk}$	[m ³ produkt]	0.654
ρ_a	dichtheid lucht bij T=5 °C	[kg/m ³]	1.27
ρ_p	dichtheid product	[kg/m ³ product]	1014

aannames:

- effect van verdamping op warmtebalans is nihil
- geleiding tussen de modellen onderling is verwaarloosbaar
- geen invloed van warmte door zijwanden
- lucht stroomt uniform verdeelt door de bulk
- temp. gradiënt in individuele knollen verwaarloosbaar
- autonome warmteproductie onafhankelijk van temperatuur
- de complexe warmteoverdrachtprocessen tussen lucht en produkt (fig. 3.10) laten zich goed benaderen door één parameter k_{AP} .

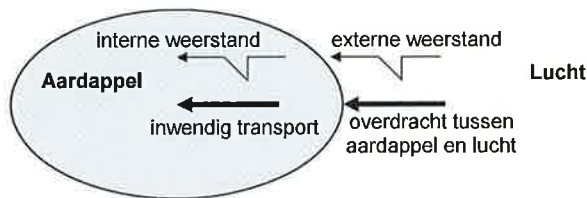


fig. 3.10, schematische weergave warmteoverdracht produkt-lucht.

Wiskundig model. Herformuleren van bovenstaand model in systeemtheoretische termen geeft:

$$\begin{aligned}\tau_1 \dot{x}_1 &= -x_1 + K_{x2}x_2 + K_u u & [J/h] \\ \tau_2 \dot{x}_2 &= -x_2 + K_{x1}x_1 & [J/h]\end{aligned}\quad (2)$$

met

$$\begin{aligned}x_1 &= T_a \text{ [}^\circ\text{C]} \\ x_2 &= T_p \text{ [}^\circ\text{C]} \\ u &= T_{a,in} \text{ [}^\circ\text{C]}\end{aligned}$$

waarin

$$\tau_1 = \frac{V_a \rho_a c_{p,a}}{\phi \rho_a c_{p,a} + 3600 k_{ap} A_{ap}} = 1.3 \cdot 10^{-4} \text{ [h]}, \quad K_{x2} = \frac{3600 k_{ap} A_{ap}}{\phi \rho_a c_{p,a} + 3600 k_{ap} A_{ap}} = 0.96 [-],$$

$$K_u = \frac{\phi \rho_a c_{p,a}}{\phi \rho_a c_{p,a} + 3600 k_{ap} A_{ap}} = 0.0377 [-]$$

$$\tau_2 = \frac{V_p \rho_p c_{p,p}}{3600 k_{ap} A_{ap}} = 0.74 \text{ [h]}, \quad K_{x1} = 1 [-]$$

opdracht: maak in Scinotes een Scilab sce-file die bovenstaande berekening uitvoert.

Onderstaande figuur toont een Xcos implementatie van het model uit vgl. 2. fig. 3.12 toont een stapresponsie.

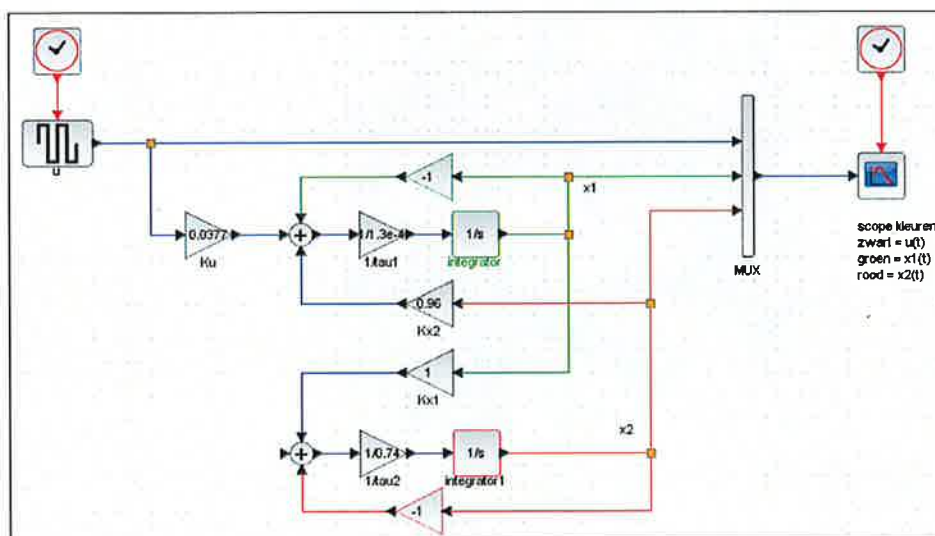


fig. 3.11, Xcos-model van warmtehuishouding in één homogene laag van de bulk.

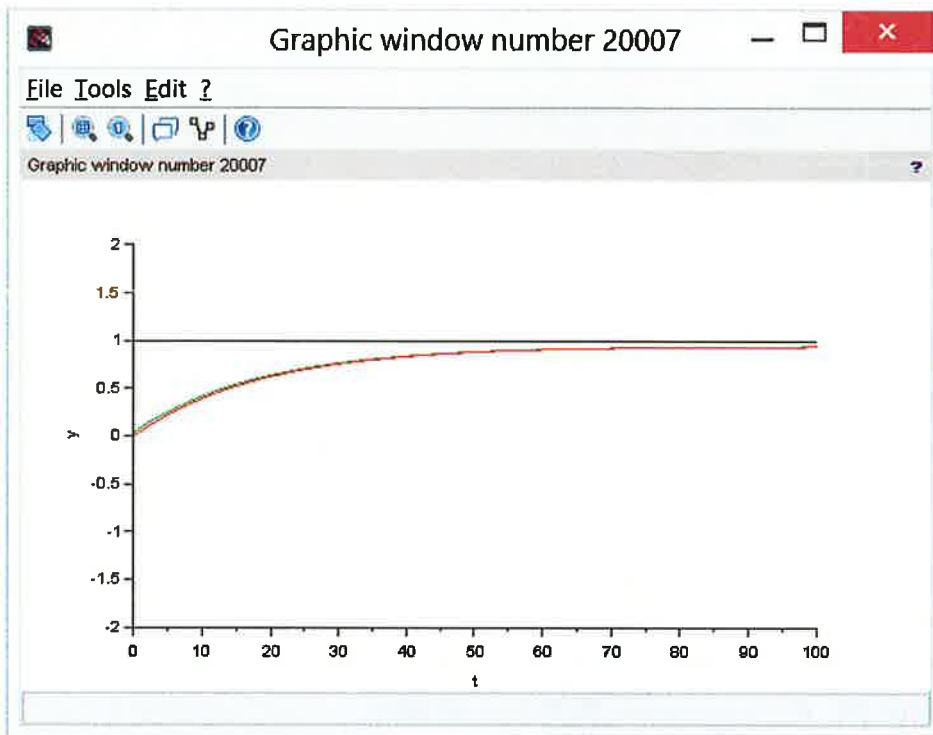


fig. 3.12, stapresons van model uit vgl. 2.

3.7.2 Case 2: serieschakeling van meerdere lagen losgestort produkt

Een serieschakeling van een aantal modellen uit hfst. 3.7.1 geeft inzicht in plaatsafhankelijke verschillen in temperatuurniveau en responstijd. fig. 3.13 geeft een schematische opdeling.

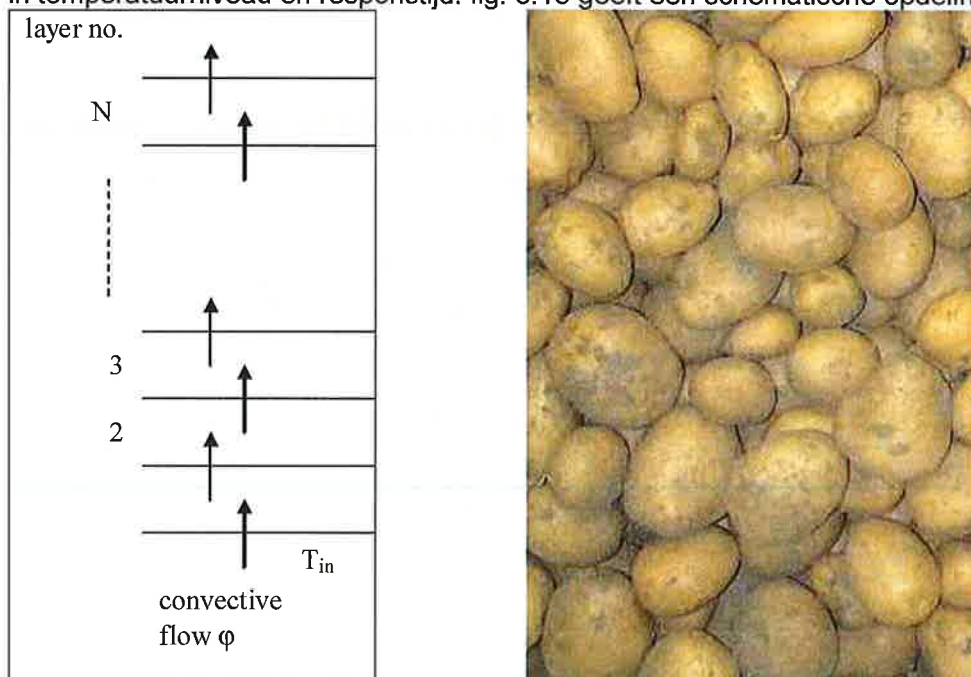


fig. 3.13, fysisch model van warmtehuishouding in bulkgestort produkt.

Laten we een model maken van 3 lagen na elkaar door gebruik te maken van het Xcos blok **superblock** (fig. 3.14). Daarbij is steeds de luchttemperatuur in laag i de ingangsluchttemperatuur voor laag $i+1$. Om het aantal lijnen in de grafiek te beperken plotten we in het scope-blok enkel de ingaande luchttemperatuur en van iedere laag de produkttemperaturen x_2 (fig. 3.15).

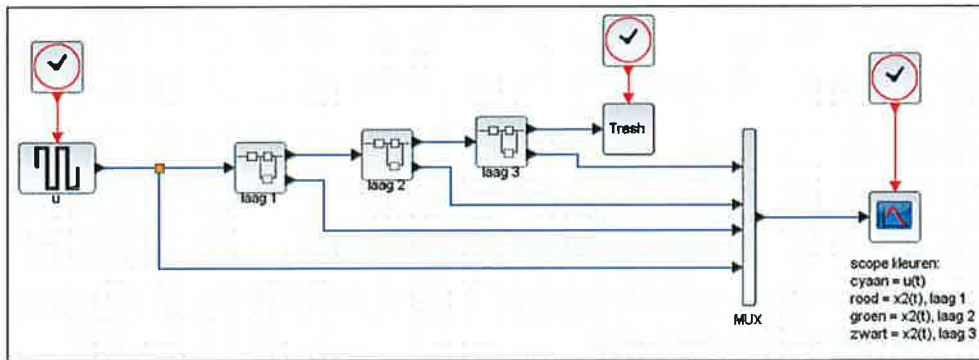


fig. 3.14, Xcos-model van 3 opeenvolgende lagen.

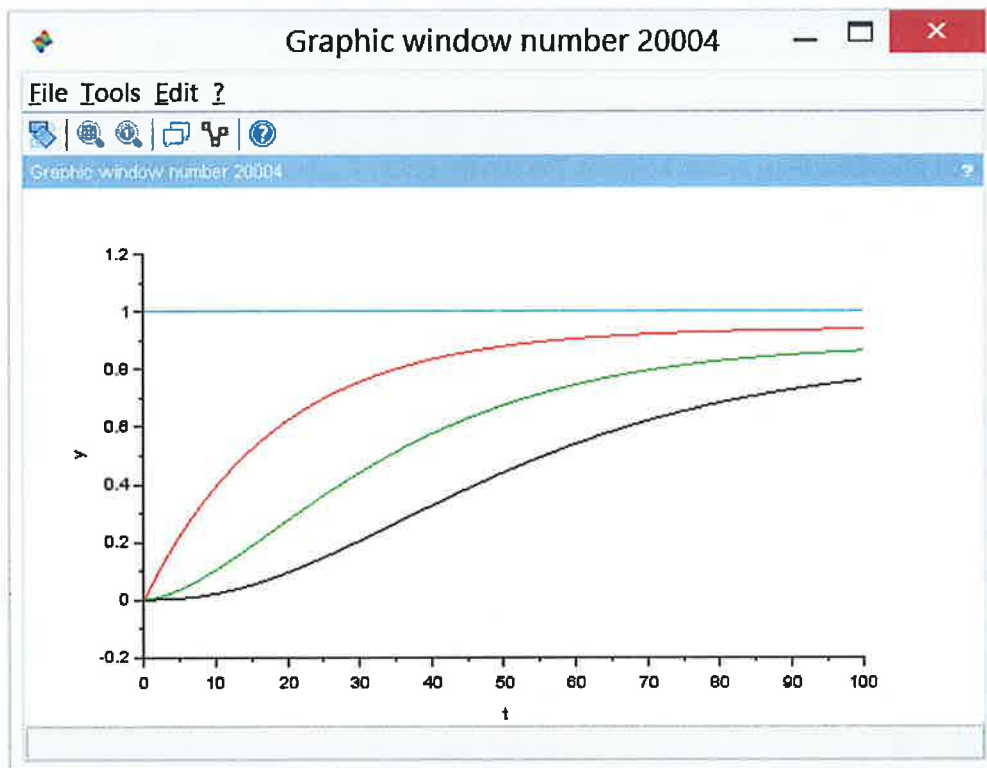


fig. 3.15, produkttemperaturen in 3 achtereenvolgende lagen.

opdracht:

simuleer bovenstaand systeem opnieuw, maar nu met water als koelend medium i.p.v. lucht ($k_{ap} = 400$ (?) $W/m^2 \cdot ^\circ C$, $\rho_w = 1000 \text{ kg/m}^3$, $c_{p,w} = 4180 \text{ J/kg} \cdot ^\circ C$). Wat zie je?

4 SIMULATIE VAN EEN NIVEAUREGELING

Om te komen tot een Xcos model van een niveauregeling stellen we eerst het model op van het vat waaraan deze regeling plaatsvindt. Het fysisch model hiervan is afgebeeld in fig. 4.1. Het gaat hier om een cilindrisch vat met een doorsnede van $A \text{ m}^2$, dat voldoende hoog is. Aan dit vat vindt een instelbare toevoer $\dot{V}_{in}(t)$ plaats van een of ander medium, bijvoorbeeld water. Er vindt ook afvoer $\dot{V}_{uit}(t)$ plaats via een relatief lange, horizontaal opgestelde, uitstroomleiding.

Ten gevolge van toevoer en afvoer zal het niveau $h(t)$ in het vat in de tijd variëren. We gaan eerst een simulatiemodel opstellen om het verloop van het niveau te bepalen, uitgaande van een gegeven, voorlopig ongeregelde, verloop van de toevoer. De toevoer wordt op een bepaald moment (bijvoorbeeld $t = 0$) gestart en blijft verder constant in de tijd. Het verloop is als het ware stapvormig.

Voor de afvoer kunnen zich in de praktijk essentieel verschillende situaties voordoen, namelijk:

- geen afvoer, dus $\dot{V}_{uit}(t) = 0$
- laminaire stroming door de afvoerleiding, zodat volgens Poiseuille geldt $\dot{V}_{uit}(t) \propto \Delta p$, hierin is Δp de drukval over de uitstroomleiding
- turbulente uitstroming, waarbij $\dot{V}_{uit}(t) \propto \sqrt{\Delta p}$
- een combinatie van b) en c), waarbij het uitgangspunt is dat voor een pijpstroming geldt:

$$\Delta p = f \frac{L}{d} \cdot \frac{1}{2} \rho v^2$$

hierin is f de zogenaamde frictiefactor, die als functie van het getal van Reynolds met behulp van het Moody-diagram kan worden bepaald.

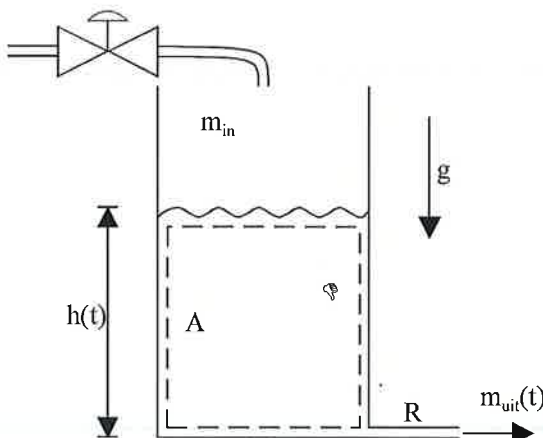


fig. 4.1, fysisch model van het voorraadvat

We stellen nu het mathematisch model op van het voorraadvat uitgaande van een massabalans over dat vat. Deze balans luidt:

$$\text{ophoping} = \text{in} - \text{uit} + \text{produktie} - \text{consumptie}$$

ofwel:

$$\frac{dm(t)}{dt} = \dot{m}_{in} - \dot{m}_{uit}$$

De systeemgrens is in fig. 4.1 met een stippellijn aangegeven. Omdat $m = \rho V$ en omdat het medium tevens onsamendrukbaar is blijft de soortelijke massa constant zodat geldt dat:

$$\frac{dm(t)}{dt} = \rho \frac{dV(t)}{dt}$$

Deling door de soortelijke massa ρ en substitutie van $V(t) = A \cdot h(t)$ levert:

$$A \frac{dh(t)}{dt} = \dot{V}_{in} - \dot{V}_{uit}$$

Nu dienen er aannames te geschieden omtrent de actuele uitstroomsituatie.

situatie a) géén uitstroming, hiermee wordt het mathematisch model:

$$A \frac{dh(t)}{dt} = \dot{V}_{in} \quad \text{ofwel} \quad h(t) = h(0) + \frac{1}{A} \int_0^t \dot{V}(t) dt$$

Het bijbehorende Xcos model is in fig. 4.2 afgebeeld.

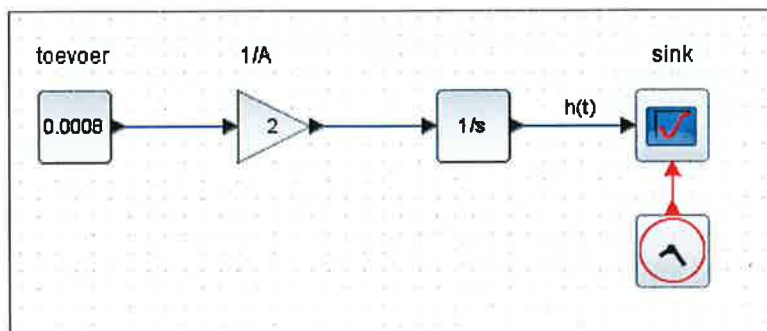


fig. 4.2, Xcos model van het voorraadvat zonder afvoer

Uitvoering van de simulatie levert een lineair verloop van de hoogte in de tijd, waarbij de helling van de grafiek gelijk is aan $1/A$. Voor $t \rightarrow \infty$ wordt in deze simulatie de waarde voor $h(\infty)$ ook oneindig groot. De stationaire versterking van dit systeem is dus blijkbaar oneindig groot. In werkelijkheid heeft het vat een eindige hoogte en zal dus na verloop van tijd overlopen, maar dat is niet in het systeemmodel opgenomen en komt daarom ook niet uit de simulatie tevoorschijn!

Situatie b) : laminaire uitstroming, dus $\dot{V}_{uit}(t) \propto \Delta p$

Voor de drukval over de uitstroompipj kan men m.b.v de wet van Bernoulli eenvoudig aantonen dat: $\Delta p(t) = \rho g h(t)$, zodat voor het uitstroomdebiet geldt:

$$\dot{V}_{uit}(t) = \frac{h(t)}{R_{w,l}}$$

Hierin is de evenredigheidsconstante $R_{w,l}$ te interpreteren als een soort laminaire weerstandscoefficiënt met eenheid $[m^2/s]$. Voor de massabalans geldt nu

$$A \frac{dh(t)}{dt} = \dot{V}_{in} - \frac{1}{R_{w,l}} \times h(t)$$

In fig. 4.3 is het Xcos model voor deze situatie afgebeeld. Duidelijk herkenbaar is een tegenkoppellus die een stabiliserende werking heeft op het systeemgedrag, dat wil zeggen het niveau gaat nu voor $t \rightarrow \infty$ naar een eindige waarde. De stationaire versterking van dit systeem is nu dus blijkbaar eindig. De waarden van de systeemparementers A en $R_{w,l}$ bepalen hoe snel de systeemresponsie $h(t)$ naar zijn eindwaarde toegaat.

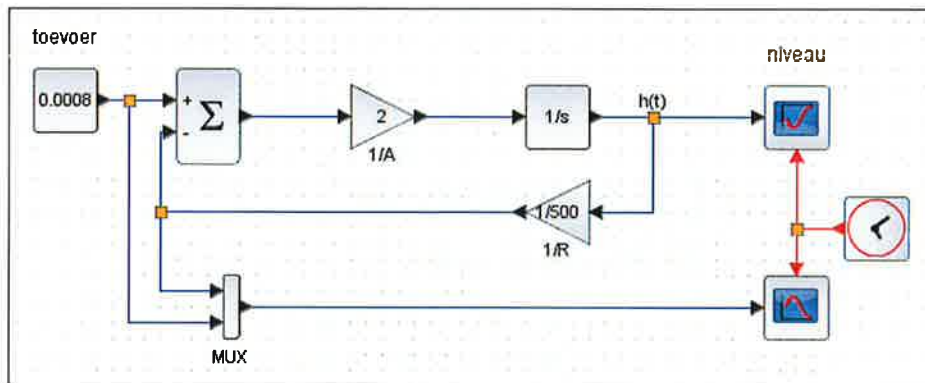


fig. 4.3, Xcos model van het voorraadvat met laminaire pijpstroming.

situatie c) turbulente pijpstroming, dus $\dot{V}_{uit}(t) \propto \sqrt{\Delta p}$

Het model dient hiervoor enigszins te worden aangepast. De wortelfunctie kan men modelleren met behulp van een "mathematical function"-blok (functietype "square" kiezen). De systeemresponsie zal door deze wijziging een enigszins ander verloop vertonen.

Situatie d) combinatie van c) en d) met omslag laminair-turbulent bij een bepaald Reynolds-getal. Door het Moody-diagram in een tabel te converteren is met behulp van geschikte Xcos-blokken modellering van deze situatie goed mogelijk. In het verloop van de systeemresponsie zal de omslag laminair-turbulent ook duidelijk zichtbaar zijn.

Opdracht 1

Stel een Xcos model op voor het voorraadvat waarbij er sprake is van laminaire uitstroming en kies de volgende instellingen voor de systeemparementers $A = 0.5 \text{ m}^2$, $R = 5 \times 10^2 \text{ s/m}^2$. Voor het toevoerdebiet geldt:

$$\dot{V}_{in}(t) = 0.5 \times f_{step}(t) \text{ liter/s (!)}$$

Hierin is $f_{step}(t)$ de zogenaamde eenheidsstap, waarvoor geldt:

$$f_{step}(t) = \begin{cases} 0 & \text{voor } t < 0 \\ 1 & \text{voor } t \geq 0 \end{cases}$$

Modelleren van een stapfunctie kan met behulp van "step"-blok. Voer een systeemanalyse uit voor een aantal hieronder voorgeschreven scenario's:

- Bepaal m.b.v een simulatie het verloop van het niveau bij de boven vermelde waarde voor het toevoerdebiet. Geef ook in één plaatje het verloop van toevoer en afvoer weer. Herhaal dit voor een tweemaal zo grote waarde van het toevoerdebiet.
- Bepaal het verloop van het niveau als na enige tijd (2000 sec.) de toevoer wordt gestopt.
- Breidt het model nu uit met een aan/uit-regeling, die het toevoerdebiet stopt bij een overschrijding van 10 % van het referentieniveau en weer start zodra het niveau 10 % gedaald is onder het referentieniveau. Voer de simulatie uit voor een toevoerdebiet van 2.0 liter/s en een referentieniveau van 0.5 m.

- d) Herhaal dit voor een overschrijding van 5 % ten opzichte van het referentieniveau. Wat valt op te merken in vergelijking met de resultaten van onderdeel c) ?
- e) Ga na dat de regeling niet alleen geschikt is als zogenaamde "setpoint"-regeling, zoals bij de onderdelen c) en d) maar ook als "storings"-regeling door op een willekeurig moment een verstoring aan te brengen in het uitstroomdebiet ter grootte van 0.5 liter/s.
- f) Tenslotte wordt de invloed van een dode tijd bijvoorbeeld tengevolge van de afstand van de regelkraan tot de uitstroomopening van de toevoerpijp geanalyseerd. Dit kan met het "transport delay"-blok. Kies voor de dode tijd 10 s.
- g) Door middel van een voor- of basisinstelling voor het toevoerdebiet kan de regeling verbeterd worden. Er wordt dan voorkomen dat de regelaar een te grote regelactie moet realiseren waardoor er stabiliteitsproblemen kunnen ontstaan. Controleer dit fenomeen met een basisinstelling van 0.8 liter/s voor het geval zonder en met looptijd.

Maak een overzichtelijke lijst met conclusies die je uit de simulaties kunt trekken

5 LINEAIRE SYSTEMEN

5.1 Algemeen mathematisch model in het tijddomein

Bij een willekeurig dynamisch systeem wordt het verband tussen ingangssignaal en uitgangssignaal of kortweg input en output beschreven door een differentiaalvergelijking of door een stelsel van differentiaalvergelijkingen. Deze differentiaalvergelijkingen zijn in het algemeen niet analytisch oplosbaar, zeker niet als er sprake is van zogenaamde niet-lineariteiten.

Een **lineair** systeem wordt beschreven door een lineaire differentiaalvergelijking of door een stelsel lineaire differentiaalvergelijkingen. Een differentiaalvergelijking $dx/dt = f(x(t), u(t))$ is lineair dan en slechts dan wanneer:

1. $f(x(t), a \times u(t)) = a \times f(x(t), u(t))$
2. $f(x(t), u_1(t)) + f(x(t), u_2(t)) = f(x(t), u_1(t) + u_2(t))$

Simpel gezegd: 2x zo grote u(t) moet leiden tot 2x zo grote afgeleide dx/dt op tijdstip t.

Ook aan de (stap)respons van een systeem is gemakkelijk te zien of het systeem lineair is. Een systeem met (stap)responsie $x(t)$ op ingangssignaal $u(t)$ is lineair, dan en slechts dan wanneer het voldoet aan de volgende twee voorwaarden:

1. De responsie op ingangssignaal $a \times u(t)$ is $a \times x(t)$.
2. de responsie op ingangssignaal $u_1(t) + u_2(t)$ is $x_1(t) + x_2(t)$

Simpel gezegd: 2x zo grote u(t) moet leiden tot 2x zo grote x(t) op ieder tijdstip t.

De algemene vorm van de mathematische beschrijving van een lineair eerste orde dynamisch systeem luidt:

$$a_1 \frac{dx(t)}{dt} = -a_0 x(t) + b_0 u(t)$$

Wij zullen ons nauwelijks bezig houden met hogere orde systemen. Voor de compleetheit volgt hieronder toch de algemene vorm van de mathematische beschrijving van een lineair m^e orde dynamisch systeem luidt:

$$a_m \frac{d^m x(t)}{dt^m} + a_{m-1} \frac{d^{m-1} x(t)}{dt^{m-1}} + \dots + a_1 \frac{dx(t)}{dt} + a_0 x(t) = b_n \frac{d^n u(t)}{dt^n} + b_{n-1} \frac{d^{n-1} u(t)}{dt^{n-1}} + \dots + b_1 \frac{du(t)}{dt} + b_0 u(t)$$

Dit is een lineaire differentiaalvergelijking, dat wil zeggen een lineaire combinatie van allerlei afgeleiden van ingangs- en uitgangssignaal. De grootheden $a_m, \dots, a_0$ en $b_n, \dots, b_0$ zijn constanten en bevatten al de systeemparameters.

Bovenstaande differentiaalvergelijking is in principe oplosbaar als de beginwaarden voor $x(t)$ en zijn afgeleiden, dus $x(0)$, etc. bekend zijn. De oplossing is een lineaire combinatie van allerlei e-machten, positief, negatief en zelfs complexe e-machten, afhankelijk van het betreffende systeem.

De aanwezigheid van de afgeleiden in bovenstaande mathematische beschrijving zijn typisch voor dynamisch gedrag. In de stationaire situatie, dus als alle dynamica is verdwenen, dus voor $t \rightarrow \infty$, zijn al die afgeleiden, dus alle "d/dt"-termen, gelijk aan nul en blijft er van de differentiaalvergelijking enkel over:

$$a_0 x(\infty) = b_0 u(\infty), \quad \text{dus} \quad x(\infty) = K \cdot u(\infty)$$

Hierin is $K = b_0/a_0$ de zogenaamde stationaire versterking.

Echte lineaire systemen komen in de praktijk eigenlijk niet voor. Wel zijn er veel systemen die zich vaak bij benadering als lineaire systemen gedragen, zodat men dergelijke systemen bij benadering als lineair mag beschouwen. Bovendien kan ieder systeem lokaal als lineair systeem benaderd worden. Vooral bij regeltechnische toepassingen waar vaak sprake is van regeling van een systeem rond een bepaald werkpunt kan men vaak een linearisatie van het te regelen systeem toepassen. Dit maakt de situatie met betrekking tot keuze en instelling van de regelaar en voorspelling van het te verwachten regelgedrag aanzienlijk eenvoudiger. Dit geldt eveneens voor een stabiliteitsanalyse.

Er zijn echter systemen waarbij een zodanige invloedrijke niet-lineariteit aanwezig is dat linearisering niet is toegestaan wil men toch nog een realistische beschrijving van het betreffende systeem overhouden. Voorbeelden van dergelijke niet-lineariteiten zijn: speling in een overbrenging (altijd aanwezig), coulombse wrijving in translaterende of roterende systemen, verzadiging die optreedt bij volledig uitsturen van een regelaar of een actuator (regelklep), een dode tijd die optreedt omdat er een eindige looptijd is tussen actuator en opnemer, etc. Bij dergelijke systemen vormt simulatie op basis van een geschikt procesmodel eigenlijk het enige gereedschap om nog tot verantwoorde uitspraken te komen ten aanzien van te verwachten dynamisch gedrag van dat betreffende systeem.

In de praktijk zal men bij ontwerp van processen en systemen veel moeite doen om deze niet-lineariteiten te vermijden of indien ze onvermijdelijk zijn hun invloed zo gering mogelijk te houden. Ook hier vormt simulatie om belangrijk hulpmiddel om te komen tot een geschikt ontwerp van het te realiseren systemen. Bij mechatronische toepassingen zoals in het geval van positionersystemen vormt dit meer dan 80 % van de totale inspanning die leidt tot realisering van het uiteindelijke systeem dat qua dynamisch gedrag beantwoordt aan vooraf opgestelde specificaties.

In hfst. 6 wordt een overzicht gegeven van de belangrijkste lineaire systemen en hun specifieke eigenschappen. Tevens worden praktijkvoorbeelden toegelicht waarbij beschrijving met behulp van dergelijke basissystemen bij benadering mogelijk is.

5.2 Overdrachtsfunctie (Transfer Function)

Naast analyse van systeemgedrag in de tijd worden dynamische systemen ook vaak geanalyseerd aan de hand van hun gedrag onder invloed van sinusvormige ingangssignalen. Hiervoor wordt de systeembeschrijving in het tijddomein vervangen door een systeembeschrijving in het zogenaamde frequentiedomein. Bij mechanische systemen (wielophanging van een auto, robotarm, etc.) is dit zonder meer noodzakelijk om een goed beeld te krijgen van dat dynamisch systeemgedrag (resonanties, etc.).

Door middel van de zogenaamde Laplacetransformatie kan men systeembeschrijving in het tijddomein vervangen door een systeembeschrijving in het zogenaamde frequentiedomein. Dit levert aanvullende systeeminformatie op die in het tijddomein niet zichtbaar is. De tijdsafhankelijkheid transformeert hierbij in een afhankelijkheid van een andere variabele, de Laplace-variabele s . Dit is een complexe variabele.

{complex getal = (reëel deel) + $j \times$ (imaginair deel)}

Voor de Laplace variabele geldt:

$$s = j \times \omega$$

waarin ω de frequentie is rad/seconde. Op de wiskundige achtergronden van deze

Laplacetransformatie zal in dit kader niet worden ingegaan. Wel wordt het uitvoeringsprincipe van de transformatie zelf en het opstellen van een overdrachtsfunctie uitgaande van een lineaire differentiaalvergelijking behandeld.

Laplacetransformatie kan men alleen toepassen op lineaire systemen en geschiedt door in het mathematische model alle d/dt -operatoren te vervangen door de s -operator. Toepassing hiervan op de algemene vorm van een lineaire differentiaalvergelijking uit paragraaf 5.1 levert:

$$a_m s^m X(s) + a_{m-1} s^{m-1} X(s) + \dots + a_1 s X(s) + a_0 X(s) = b_n s^n U(s) + b_{n-1} s^{n-1} U(s) + \dots + b_1 s U(s) + b_0 U(s)$$

De differentiaalvergelijking is nu getransformeerd in een algebraïsche vergelijking. Men kan in het linkerlid de afhankelijke variabele $X(s)$ buiten haakjes halen en in het rechterlid de variabele $U(s)$. Dit resulteert in:

$$X(s)[a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0] = U(s)[b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0]$$

De overdrachtsfunctie $G(s)$ is beschrijft de mapping vaningangssignaal $U(s)$ naar uitgangssignaal $X(s)$, dus:

$$G(s) = \frac{X(s)}{U(s)} = \frac{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}$$

De overdrachtsfunctie G bestaat in principe uit een tellerpolynoom (polynoom is veelterm) in s en een noemerpolynoom in s , en is daarom alleen een functie van deze variabele s .

Ook de tijdsafhankelijkheid in de variabelen y en x is in de Laplacegetransformeerde situatie overgegaan in een s -afhankelijkheid, dus $x(t)$ transformeert in $X(s)$ en $u(t)$ tranformeert in $U(s)$. Vaak kiest men voor de getransformeerde variabelen hoofdletters om verwarring met de tijdsafhankelijke variabelen te voorkomen.

Voor een lineair dynamisch systeem gekarakteriseerd door zijn overdrachtsfunctie $G(s)$ die het verband aangeeft tussen systeeminput $u(t)$ en systeemoutput $x(t)$ geldt:

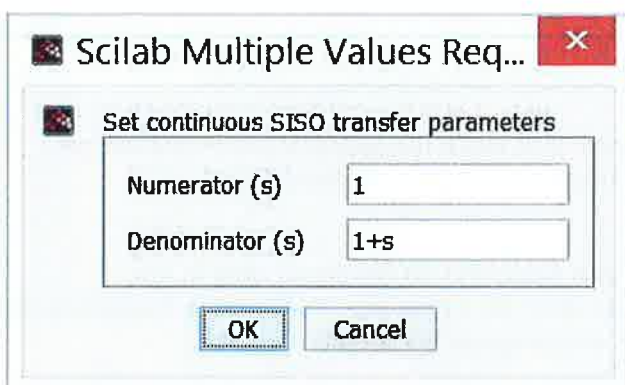
$$X(s) = G(s) \cdot U(s)$$

Door op de Laplacegetransformeerde output $X(s)$ een inverse Laplacetransformatie los te laten vindt men de uiteindelijke systeemoutput in het tijddomein. De Laplacetransformatie van $x(t)$ naar $X(s)$ en de inverse Laplacetransformatie van $X(s)$ naar $x(t)$ vindt bij Scilab op de achtergrond plaats zonder dat de gebruiker daar iets van merkt. De gebruiker hoeft zich alleen te bekommeren om de conversie van differentiaalvergelijking naar overdrachtsfunctie en de invoer daarvan.

Een overdrachtsfunctie van een systeem kan men rechtstreeks invoeren in het "Scilab console" met behulp van het "syslin"-commando. Dit geschiedt als volgt:

```
--> s=poly(0,'s'); G=syslin('c',(1.5/(2*s+1)))
```

Ook in Xcos is het begrip overdrachtsfunctie bekend. Een overdrachtsfunctie kan men in Xcos modelleren met behulp van het zogenaamde "CLR"-blok () uit het palet "continuous time systems". Hieronder staat een voorbeeld van hoe je in het "block parameters"-window de coëfficiënten van de tellerpolynoom ("numerator") en de noemerpolynoom ("denominator") moet invoeren.



5.3 Polen en nulpunten van overdrachtsfuncties

De waarden voor s waarvoor de overdrachtsfunctie nul wordt zijn de oplossing van de vergelijking $\text{num}(s) = 0$. Hierin is $\text{num}(s)$ de teller (numerator) van de overdrachtsfunctie. Deze waarden noemt men de nulpunten van de overdrachtsfunctie.

De waarden van s waarvoor de overdrachtsfunctie oneindig wordt zijn de oplossingen van de vergelijking $\text{den}(s) = 0$. Hierin is $\text{den}(s)$ de noemer (denominator) van de overdrachtsfunctie. Deze waarden heten de polen van de overdrachtsfunctie. Vooral de polen zijn bepalend voor het dynamisch gedrag van het systeem voorgesteld door die overdrachtsfunctie.

5.4 Bodediagram

Een sinusvormig ingangssignaal kan men schrijven als: $u(t) = u_o \sin(\omega t)$. Hierin is ω de hoekfrequentie van het ingangssignaal met als eenheid radialen/seconde en u_o de amplitude. Bij lineaire systemen zal het uitgangssignaal dan ook sinusvormig zijn met dezelfde frequentie ω maar over het algemeen met een andere amplitude x_o en een andere fase. Het faseverschil tussen uitgangssignaal en ingangssignaal, kortweg fasedraaiing genoemd, geeft met aan met het symbool ϕ [radialen], zodat voor de uitgang $x(t)$ geldt:

$$x(t) = x_o \sin(\omega t + \phi)$$

Zowel de amplitude x_o alsook het faseverschil tussen uitgangssignaal en ingangssignaal blijken in het algemeen een functie te zijn van de hoekfrequentie ω . Hieronder is het verloop van input en output van een ideale versterker afgebeeld.

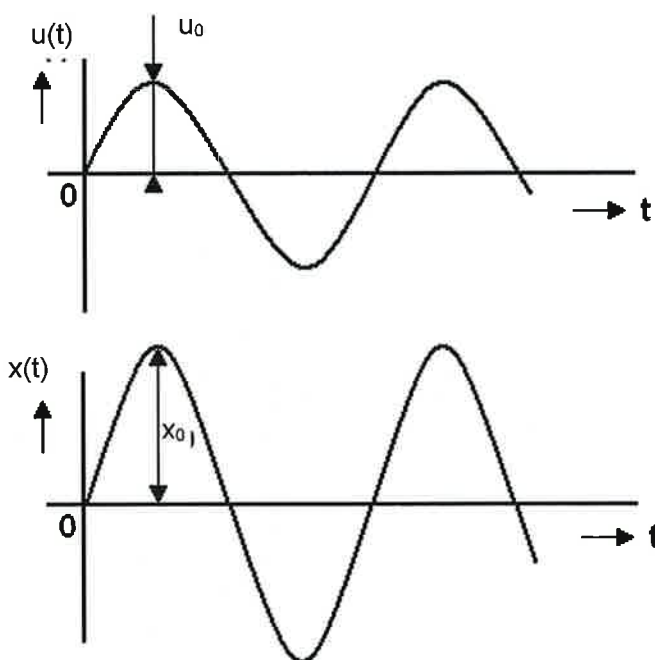


fig. 5.1, sinusvormige input en bijbehorende output van een nulde-orde-systeem

In een zogenaamd Bodediagram geeft men grafisch het verloop van de **amplitudeversterking**, dit is de verhouding van x_o en u_o en het faseverschil ϕ , kortweg de **fase** genoemd, weer als functie van de frequentie ω . Een volledig Bodediagram bevat dus altijd twee grafieken. In de bovenste grafiek wordt de amplitudeversterking die in Scilab "magnitude" $M(\omega)$ wordt genoemd langs de verticale as uitgezet. De schaal is bijna altijd logaritmisch. Vroeger werd deze logaritmische schaal kunstmatig lineair gemaakt door gebruik te maken van zogenaamde decibels (dB), waarbij

$$\text{mag}[dB] = 20 \times 10 \log(\text{mag}[-]) \quad \Leftrightarrow \quad \text{mag}[-] = 10^{\frac{\text{mag}[dB]}{20}}$$

Hoewel het gebruik van de eenheid dB verwarrend is, is dit hoe Scilab de Bodeplots maakt. Dit dwingt is om er toch mee te werken. Ook de horizontale frequentie-as heeft een logaritmische schaal, naar keuze in Hertz (Hz) of in radialen/seconde (r/s).

In de onderste grafiek staat langs de verticale as de fase ϕ met een lineaire schaal, terwijl de horizontale frequentie-as wederom logaritmisch is geschaald.

Teken zelf het Bodediagram voor een versterking van -5 !

6 BASISSYSTEMEN

In dit hoofdstuk zal een overzicht gegeven worden van alle basissystemen waaruit men in de praktijk ieder dynamische systeem opgebouwd kan denken. In paragraaf 6.1 t/m 6.5 komen de lineaire basissystemen aan de orde. Voor ieder systeem worden vergelijkingen, staprespons, overdrachtsfunctie en Bodediagram gegeven. Paragraaf 6.6 behandelt enkele belangrijke niet-lineariteiten.

6.1 Nulde-orde-systeem

Dit systeem noemt men ook wel een ideale versterker. Alle afgeleiden van ingangs- en uitgangssignaal behalve de nulde afgeleiden zijn nul. Voor de systeemresponsie van dit systeem geldt dus:

$$a_0 x(t) = b_0 u(t) \quad \text{ofwel} \quad x(t) = K u(t)$$

Dit systeem is oneindig snel en heeft dus geen merkbaar dynamisch gedrag. Een stapvormig ingangssignaal geeft ook een stapvormig uitgangssignaal, zij het met een factor K versterkt ($K > 1$) of verzwakt ($K < 1$). In fig. 6.1 is de zogenaamde eenheidsstapresponsie, dus de responsie op een stapvormig ingangssignaal ter grootte 1, afgebeeld.

Modellering in Xcos kan met behulp van het "gain"-blok. In het "function parameter window" kan men dan de gewenste waarde voor K instellen.

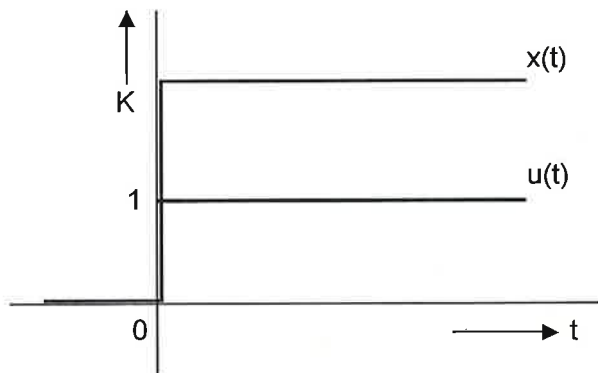


fig. 6.1, eenheids-stapresponsie van een nulde-orde-systeem

overdrachtsfunctie (s-domein)

$$G(s) = \frac{X(s)}{U(s)} = K$$

dus geen nulpunten of polen. Het Bodediagram van een 0^e orde systeem wordt gegeven in fig. 6.2.

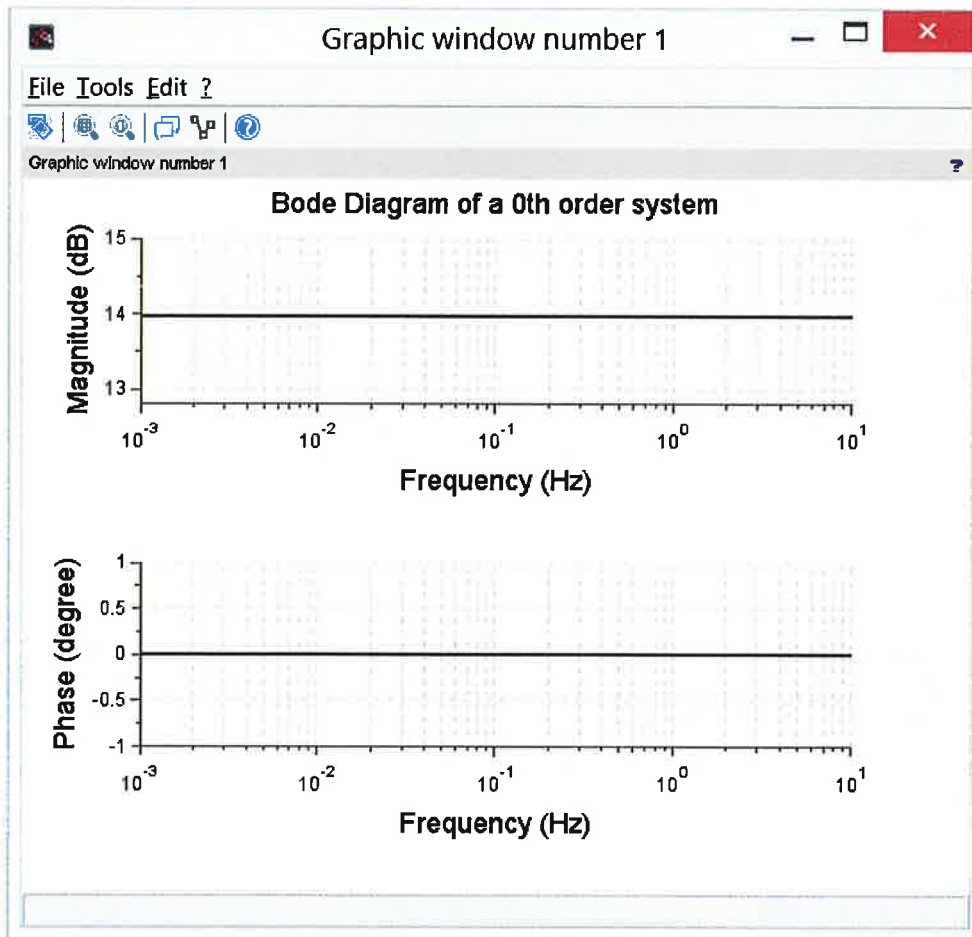


fig. 6.2, Bodediagram van een nulde-orde-systeem met $K = 5$.

voorbeelden van ideale versterkers:

- ideale stijfheid
- ideale hefboom
- ideale overbrenging
- ideale (elektrische) weerstand
- proportionele regelaar
- operationele versterker, etc.

6.2 ideale differentiator

Bij een ideale differentiator geldt voor het uitgangssignaal $x(t)$:

$$x(t) = \frac{du(t)}{dt}$$

Het uitgangssignaal is dus de afgeleide van het ingangssignaal. Modelleren in Xcos kan met behulp van het "deriv"-blok uit de palette "continuous time systems". Hieronder is de responsie op een stapvormig en een taludvormig ingangssignaal $u(t)$ afgebeeld.

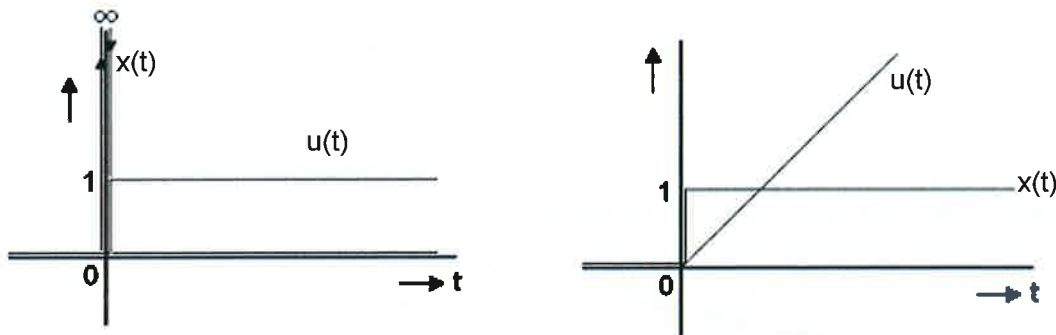


fig. 6.3, a) stapresponsie en b) taludresponsie van een ideale differentiator

Een voorbeeld van een dergelijk systeem is een elektrische dynamo, die een spanning levert evenredig met het toerental $n(t)$ of de hoeksnelheid $\omega(t)$. Deze hoeksnelheid kan men ook beschouwen als de afgeleide van de hoekpositie $p(t)$, zodat het systeem metingangssignaal hoekpositie en uitgangssignaal spanning zich systeemdynamisch gedraagt als een differentiator in serie met een ideale versterker K_{dyn} die het verband aangeeft tussen de geleverde spanning en de hoeksnelheid. Deze K_{dyn} is een systeempara-meter van de dynamo.

De overdrachtsfunctie van een ideale differentiator wordt gegeven door:

$$G(s) = \frac{X(s)}{U(s)} = s$$

Deze overdrachtsfunctie heeft een enkel nulpunt voor $s = 0$, maar geen polen.

Om het Bodediagram van een ideale differentiator op te stellen gaan we weer uit van een sinusvormig ingangssignaal volgens $u(t) = u_o \sin(\omega t)$. Voor het uitgangssignaal geldt dan

$$x(t) = \omega u_o \cos(\omega t) = \omega u_o \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) = x_o \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)$$

De amplitudeversterking $M(\omega)$ voor dit systeem is dan:

$$M(\omega) = \frac{x_o}{u_o} = \frac{\omega u_o}{u_o} = \omega$$

en is dus duidelijk een functie van ω , en wel evenredig met ω , dus in het Bodediagram een rechte met een helling +1 ! Het faseverschil ϕ tussen ingangssignaal en uitgangssignaal is gelijk aan $\pi/2$. De uitgang loopt dus voor in fase op de ingang.

In fig. 6.4 is het volledige Bodediagram van de differentiator afgebeeld.

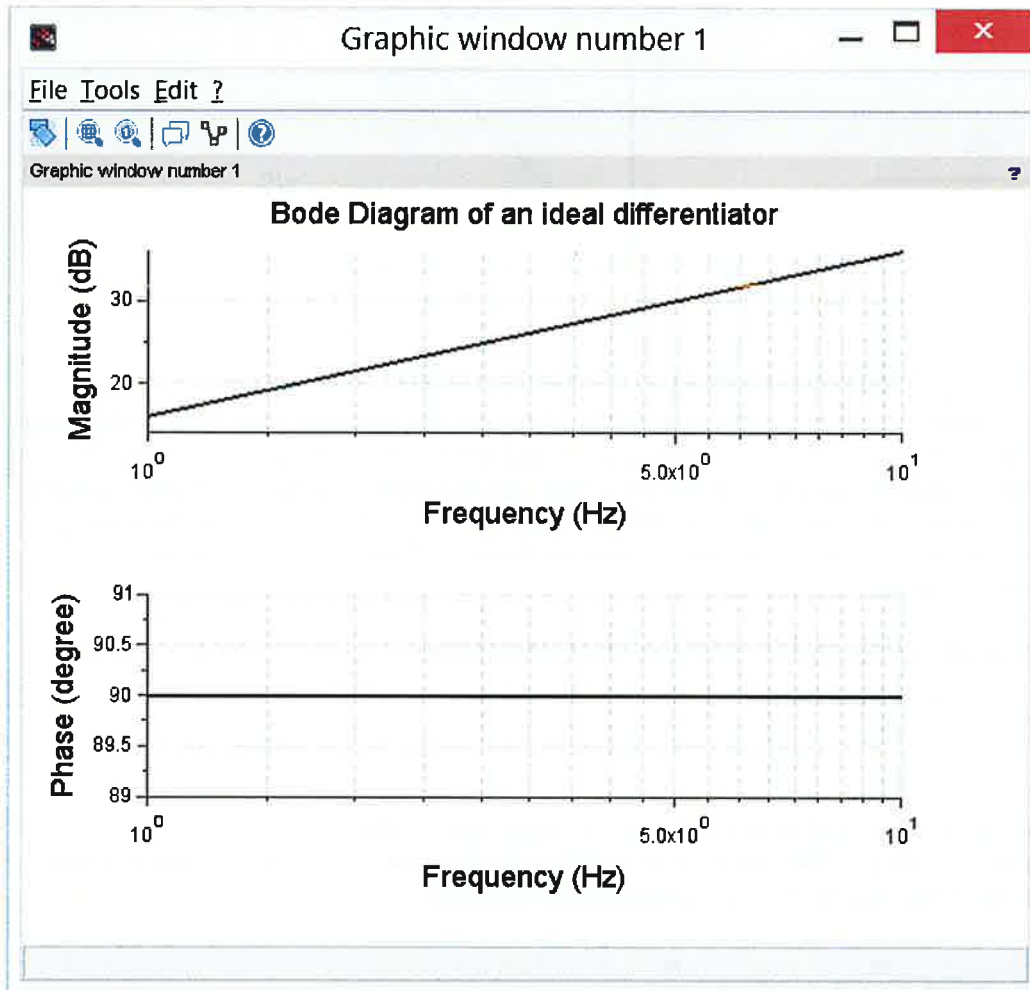


fig. 6.4, Bodediagram van een ideale differentiator

Een ideale differentiator versterkt signalen met hoge frequenties en verzwakt signalen met lage frequenties. De fasedraaiing is voor alle frequenties gelijk, te weten $+\pi/2$. Een ideale differentiator is verder een stabiel systeem.

Voorbeelden van ideale differentiators:

- ideale dynamo
- ideale spoel
- ideale visceuze demper
- ideale D-actie in een PID-regelaar
-

6.3 Ideale integrator

Een ideale integrator is systeem dynamisch te beschouwen als het omgekeerde van een ideale differentiator, dus verwisseling van ingangssignaal en uitgangssignaal converteert een differentiator rechtstreeks in een integrator!

mathematisch model:

$$\frac{dx(t)}{dt} = u(t), \text{ ofwel } x(t) = x(0) + \int_0^t u(t) dt$$

Modellering in Xcos geschiedt met behulp van het "integrator"-blok. In het bijbehorende "block parameter"-window geeft men de beginwaarde $y(0)$ ("initial state") van het uitgangssignaal op. In fig. 6.5 is de stapresponsie van een ideale integrator afgebeeld.

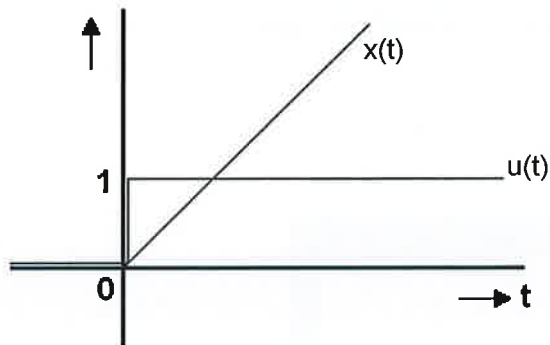


fig. 6.5, Stapresponsie van een ideale integrator

Een voorbeeld van een ideale integrator treft men aan in het mathematisch model van een niveauvat waarin enkel toevoer, maar géén afvoer plaatsvindt. Het verband tussen niveau $h(t)$ en toevoer $V_{in}(t)$ kan men schrijven als:

$$h(t) = \frac{1}{A} \int_0^t \dot{V}_m(t) dt$$

Dus eigenlijk is dit een serieschakeling van twee systemen, een nulde-orde-systeem en een ideale integrator.

Schets zelf een volledig Bodediagram van een ideale integrator. Doe dit ook voor het niveauvat waarbij men A gelijk mag stellen aan 0.5 m^2 .

Is dit een stabiel systeem?

Overdrachtsfunctie van de ideale integrator:

$$G(s) = \frac{X(s)}{U(s)} = \frac{1}{s}$$

De overdrachtsfunctie heeft één enkele pool en geen nulpunten. Stabiliteit?

frequentie-afhankelijk gedrag

ingangssignaal : $u(t) = u_0 \sin(\omega t)$

uitgangssignaal : $x(t) = \int_0^t u(t) dt = -\frac{u_0}{\omega} \cos(\omega t) = \frac{u_0}{\omega} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2})$
 $= x_0 \sin(\omega t + \phi)$

Voor de amplitudeversterking $M(\omega)$ geldt dan:

$$M(\omega) = \frac{y_0}{x_0} = \frac{1}{\omega}$$

$M(\omega)$ is dus weer een functie van de frequentie net als bij de ideale differentiator. De amplitudekarakteristiek heeft een helling -1 in het dubbellogaritmische Bodediagram. Ga dit na!!

De fase ϕ wordt:

$$\phi = \left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) - (\omega t) = -\frac{\pi}{2}$$

De uitgang loopt hier dus achter in fase op de ingang.

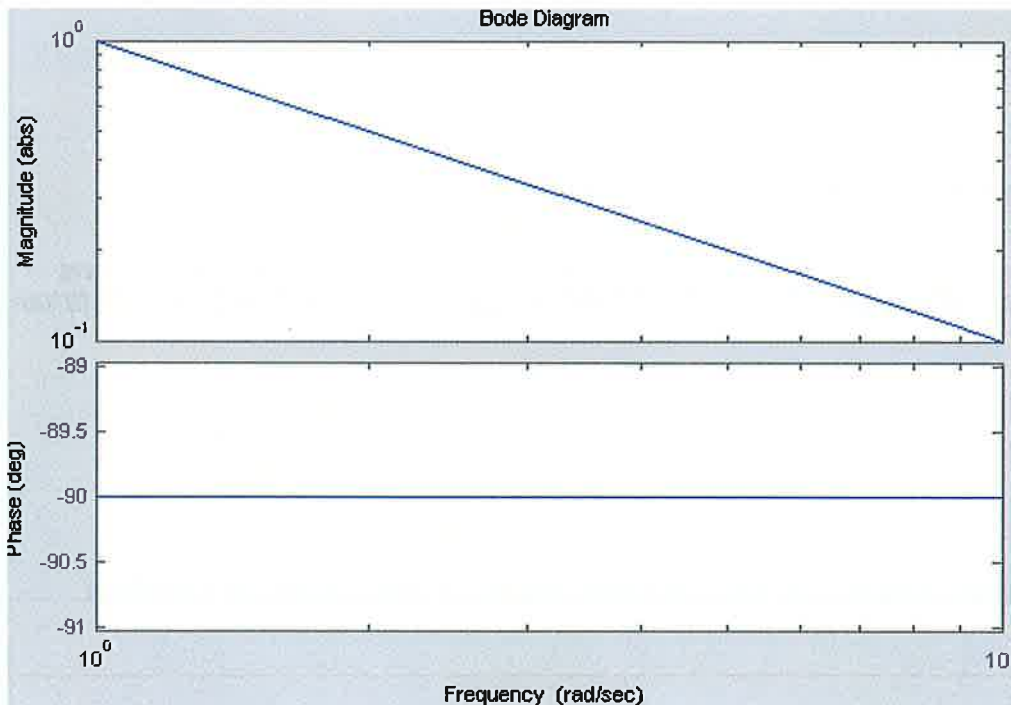


fig. 6.6, Bodediagram van een ideale integrator

Voorbeelden

- ideale condensator
- warmtetoevoer aan een medium zonder afvoer
- ideale I-actie in een PI-regelaar, etc.

6.4 Eerste-orde-systeem

Een eerste-orde-systeem kan men beschouwen als een tegengekoppelde integrator hetgeen ook duidelijk uit het bijbehorende Xcos-blokschema naar voren komt.

6.4.1 mathematisch model

Het mathematisch model van een eerste orde systeem is gegeven door

$$a_1 \dot{y}(t) + a_0 y(t) = b_0 x(t)$$

Dit is een eerste-orde-differentiaalvergelijking.

Als toepassing beschouwen we de opwarming $\Delta T(t) = T(t) - T_{\text{omg}}$ van een bakje water in een omgeving met constante temperatuur T_{omg} , tengevolge van warmtetoevoer middels een dompelelement met elektrisch vermogen $P_e(t)$. Zodra de temperatuur stijgt vindt er warmtelek naar de omgeving plaats

tengevolge van het oplopend temperatuurverschil tussen water en omgeving. m is de aanwezige watermassa en c de soortelijke warmte van het water. De totale warmteweerstand van het bakje is R_w .

6.4.2 Fysisch model

Hieronder is het fysisch model afgebeeld

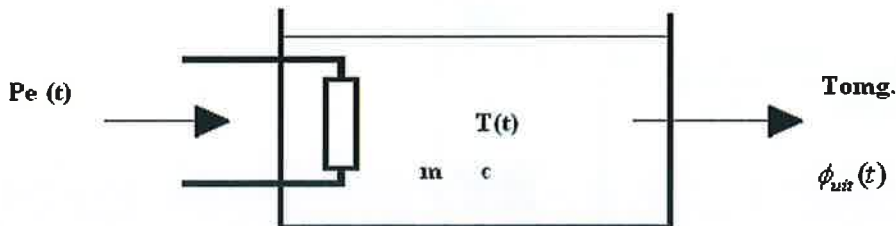


fig. 6.7, fysisch model

Om een mathematisch model af te leiden voor dit systeem gaan we uit van een energiebalans. De algemene vorm van een dergelijke balans luidt:

$$\frac{dE(t)}{dt} = \dot{E}_{in}(t) - \dot{E}_{uit}(t) + \dot{E}_{prod}$$

hierin zijn: $\dot{E}_{in}(t) = P_e(t)$

$$\dot{E}_{uit}(t) = \Phi_{uit}(t) = \frac{T(t) - T_{omg}}{R_w}$$

$$\dot{E}_{prod} = 0$$

$$E(t) = U(t) = mcT(t) \text{ zodat } \frac{dE(t)}{dt} = mc \frac{dT(t)}{dt}$$

Combinatie van bovenstaande relaties levert tenslotte:

$$\boxed{mc \frac{dT(t)}{dt} = P_e(t) - \frac{T(t) - T_{omg}}{R_w}}$$

opwarming = toevoer – lek

6.4.3 Xcos model

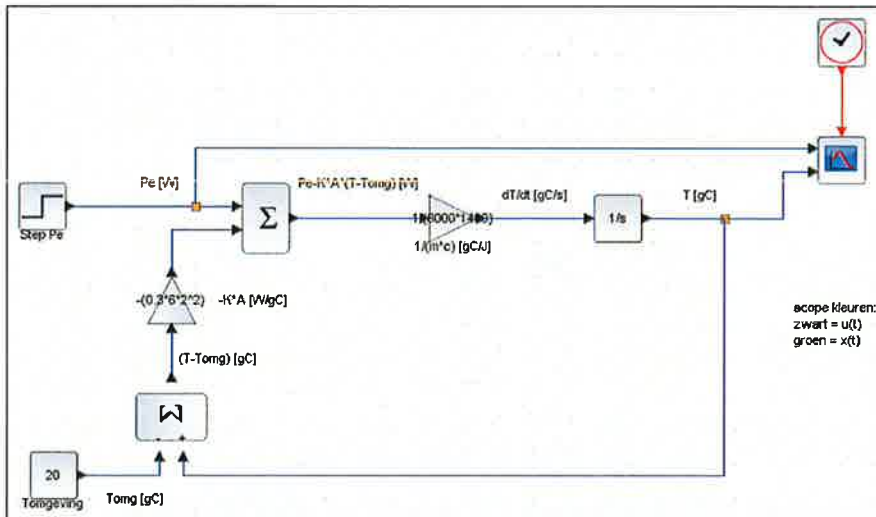


fig. 6.8, Xcos model

In bovenstaand blokschema is duidelijk een tegengekoppelde integrator zichtbaar. Daarom noemt men een eerste-orde-systeem ook wel een tegengekoppelde integrator. Deze tegenkoppeling werkt stabiliserend. Voor $t \rightarrow \infty$ is $d./dt = 0$, is er dus geen opwarming meer, maar is er alleen lek zodat:

$$P_e(\infty) = \frac{\Delta T(\infty)}{R_w} \quad \text{en dus} \quad \Delta T(\infty) = R_w \cdot P_e(\infty)$$

In termen van opwarming $\Delta T(t) = T(t) - T(0)$ en met de beginvoorwaarde $T(0) = T_{omg}$ wordt het mathematisch model:

$$mc \frac{d\Delta T(t)}{dt} = -\frac{\Delta T(t)}{R_w} + P_e(t)$$

6.4.4 overdrachtsfunctie

Uit het bovenstaande mathematisch model kan men voor de overdrachtsfunctie die het verband tussen de elektrische vermogenstoevoer $P_e(s)$ en de temperatuurstijging $\Delta T(s)$ aangeeft afleiden:

$$G(s) = \frac{\Delta T(s)}{P_e(s)} = \frac{R_w}{mcR_w s + 1}$$

Dit is tevens de standaardvorm van de overdrachtsfunctie voor een eerste-orde-systeem. Deze standaardvorm kan men ook in een algemene vorm schrijven in termen van een stationaire versterking K en een tijdconstante τ :

$$G = \frac{K}{\tau s + 1}$$

De stationaire versterking K , hier gelijk aan R_w , geeft aan de uiteindelijke verandering van de output $\Delta x(\infty)$, hier dus $\Delta T(\infty)$, ten gevolge van een verandering van de input $\Delta u(\infty)$, hier dus $P_e(\infty)$. In

termen van het algemene mathematische model geldt: $K = b_0 / a_0$. Deze grootheid is alleen kenmerkend voor het stationaire gedrag.

De tweede grootheid, de tijdconstante $\tau (= a_1 / a_0)$, hier gelijk aan mcR_w is een maat voor de snelheid van het systeem en dus kenmerkend voor het dynamisch gedrag van een eerste-orde-systeem.

6.4.5 stapresponsie

ingangssignaal : $P_e(t) = A \cdot f_{step}(t)$ een stapvormig ingangssignaal met stapgrootte A

uitgangssignaal : $\Delta T(t) = K \cdot A \cdot [1 - \exp(-t / \tau)]$

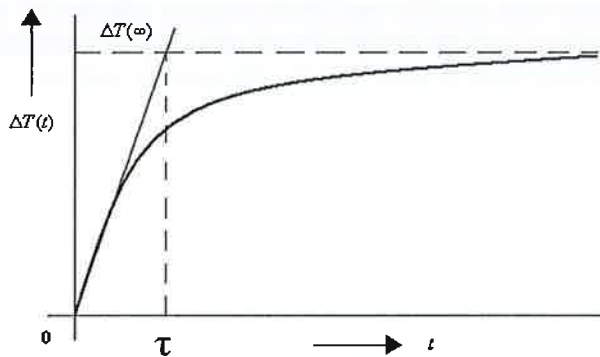


fig.

6.9, Eenheidsstapresponsie

Hierboven is de systeemresponsie op een stapvormig ingangssignaal afgebeeld. Uit de stationaire eindwaarde $x(\infty)$, hier dus $\Delta T(\infty)$, kan men de stationaire versterking K bepalen.

Ook de waarde van de tijdconstante τ kan men grafisch bepalen door in een willekeurig punt van de responsie (de oorsprong is meestal het handigste!) de raaklijn aan de responsie in te tekenen. Deze raaklijn snijdt de stationaire eindwaarde (streeplijn) τ sec. later.

Kenmerkend voor de stapresponsie van een eerste-orde-systeem is dat er géén doorschot zichtbaar is en dat de richtingscoëfficiënt van de raaklijn aan de responsie voor $t = 0$ groter is dan nul.

Aan het verloop van de stapresponsie kan men ook zien dat een eerste-orde-systeem zich initieel, dus voor kleine waarden van t , als een ideale integrator gedraagt en in de stationaire situatie, dus voor grote waarden van t , als een ideale versterker.

6.4.6 frequentie-afhankelijk gedrag

Voor kleine waarden van ω , dus in het laagfrequentie gebied, is de "d/dt-term" relatief klein, zodat hij verwaarloosd kan worden. Het mathematisch model is dan bij benadering:

$$a_0 x(t) \approx b_0 u(t)$$

en dus is de systeemresponsie:

$$x(t) \approx \frac{b_0}{a_0} u(t) = Ku(t)$$

Voor sinusvormige input geldt dan:

- $M(\omega) = K$ horizontale asymptoot in Bodediagram
- $\phi = 0$

Voor grote waarden van ω , dus in het hoogfrequentie gebied, is de "d/dt-term" relatief groot, zodat hij overheerst. Het mathematisch model is dan bij benadering:

$$a_1 \frac{dx(t)}{dt} \approx b_0 u(t)$$

en dan is de systeemresponsie:

$$x(t) \approx \frac{b_0}{a_1} \int_0^t u(t) dt$$

voor sinusvormige input geldt dan:

- $M(\omega) \approx \frac{1}{\omega}$ (asymptoot met een helling -1 in Bodediagram)
- $\phi \approx -\frac{\pi}{2}$

In fig. 6.10 is het volledige Bodediagram van een eerste-orde-systeem afgebeeld. De stationaire versterking van dit systeem $K = 5$. Deze waarde kan men direct in een Bodediagram aflezen bij $\omega = 0$ r/s. Voor een hoekfrequentie $\omega = 1/\tau$ is er in het verloop van de amplitudeversterking een kanteling c.q. knikpunt zichtbaar in de asymptoten. De fase bedraagt daar precies $-\pi/4$. De waarde van de tijdconstante τ is hier gelijk aan 2 sec.

De bandbreedte van een dynamisch systeem wordt bepaald door de frequentie ω_b waar de amplitudeversterking $M(\omega)$ met een factor 2 is gezakt of gestegen ten opzichte van het "plateau"-gebied. Voor een eerste-orde-systeem geldt dat de bandbreedte ongeveer gelijk is aan $1.75 / \tau$, dus hier is $\omega_b \approx 0.9$ r/s.

Ook in het Bodediagram is het dualistische karakter van een eerste-orde-systeem zichtbaar. Het systeem gedraagt zich voor lage frequenties als een ideale versterker, dus een constante frequentie-onafhankelijke versterking en fasebijdrage nul. Voor hoge frequenties is het gedrag als dat van een ideale integrator, dus een asymptotische amplitudeversterking met helling -1 en een fasebijdrage $-\pi/2$.

Voor de insteltijd T_s tenslotte, ook een kenmerkende dynamische systeemp parameter, geldt bij een eerste-orde-systeem:

$$T_s \approx 4 \cdot \tau$$

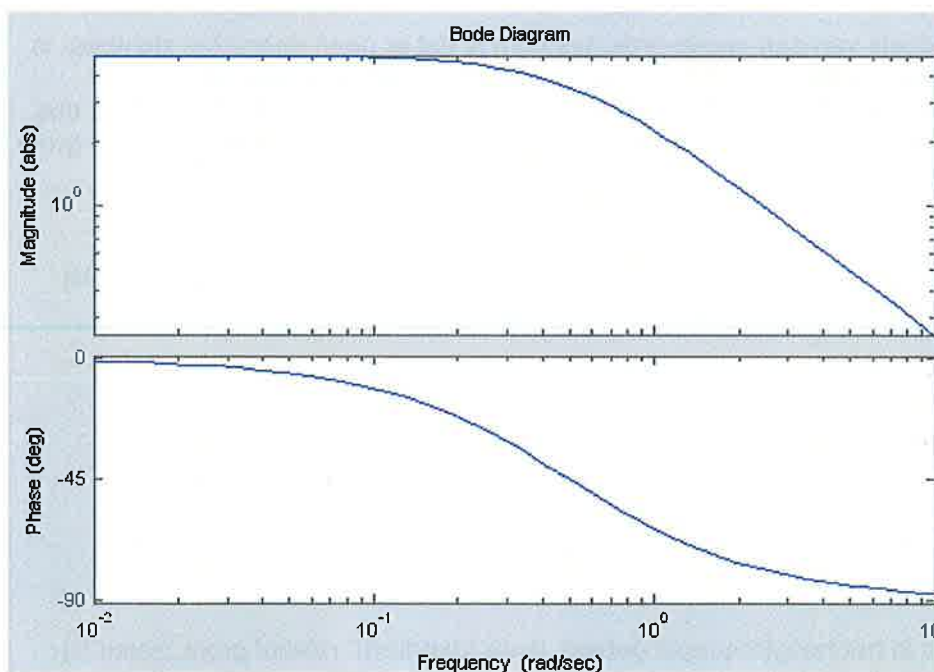


fig. 6.10, Bodediagram van een eerste-orde-systeem

6.5 Tweede-orde-systeem

6.5.1 mathematisch model

De algemene vorm van een tweede orde lineair model is:

$$a_2 \ddot{y}(t) + a_1 \dot{y}(t) + a_0 y(t) = b_0 x(t)$$

Dus de term met de tweede afgeleide van de output is karakteristiek voor een tweede-orde-systeem.

6.5.2 toepassing 1

Als men twee eerste-orde-systemen in serie plaatst resulteert dat in een tweede-orde-systeem is. Een eenvoudig voorbeeld van een dergelijk systeem is een serieschakeling van twee niveauvatens met verschillende doorsnedes A_1 en A_2 en verschillende stromingsweerstanden R_1 en R_2 , zoals hieronder afgebeeld.

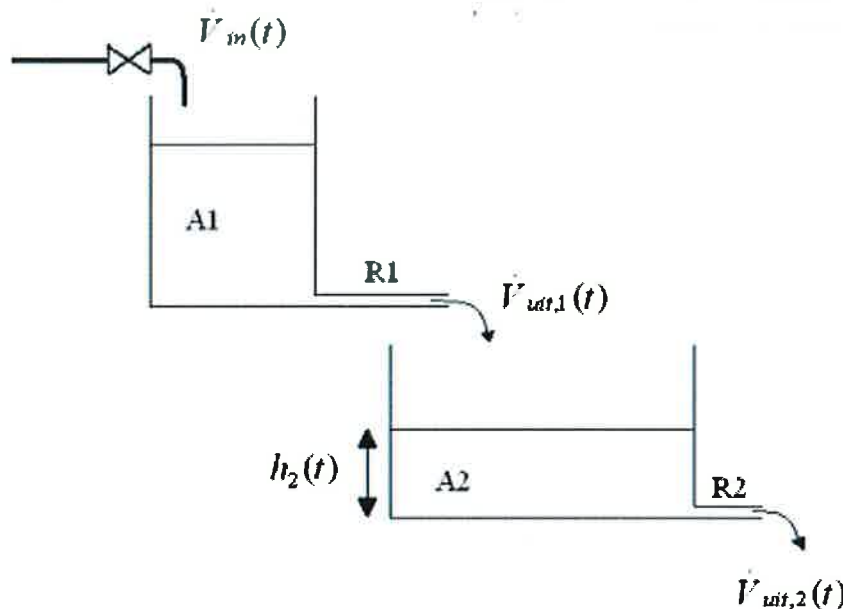


fig. 6.11, fysisch model van twee in serie geschakelde niveauvatens

Voor het mathematisch model van dit systeem dat het verband aangeeft tussen het niveau in het tweede vat $h_2(t)$ en de toevoer aan het eerste vat $V_{in}(t)$ kan men afleiden:

$$\tau_1 \tau_2 \frac{d^2 h_2(t)}{dt^2} + (\tau_1 + \tau_2) \frac{dh_2(t)}{dt} + h_2(t) = K \dot{V}_{in}(t)$$

hierin zijn $\tau_1 = A_1 R_1$ en $\tau_2 = A_2 R_2$ de tijdconstanten en $K = R_2$ de stationaire versterking.

Deze differentiaalvergelijkingen heeft dezelfde vorm het algemene mathematische model en dus is dit proces een tweede-orde-systeem.

In fig. 6.12 is het bijbehorende Xcos model van dit systeem afgebeeld. Duidelijk is een serieschakeling van twee tegengekoppelde integratoren, dus een serieschakeling van twee eerste-orde-systemen, zichtbaar. Merk ook op dat er géén directe terugkoppeling plaatsvindt van signaallijn $h_2(t)$ naar de ingang van de eerste integrator. Het tweede vat "ziet" wel het eerste vat, maar niet andersom!

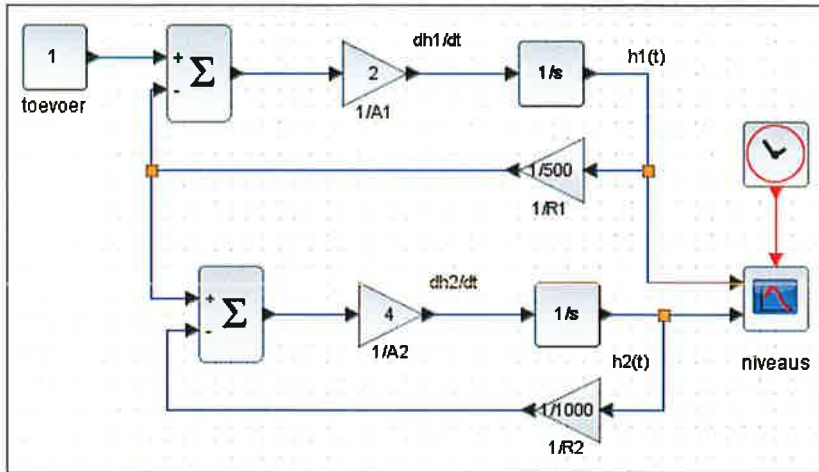


fig. 6.12, Xcos model van twee niveauvaten in serie

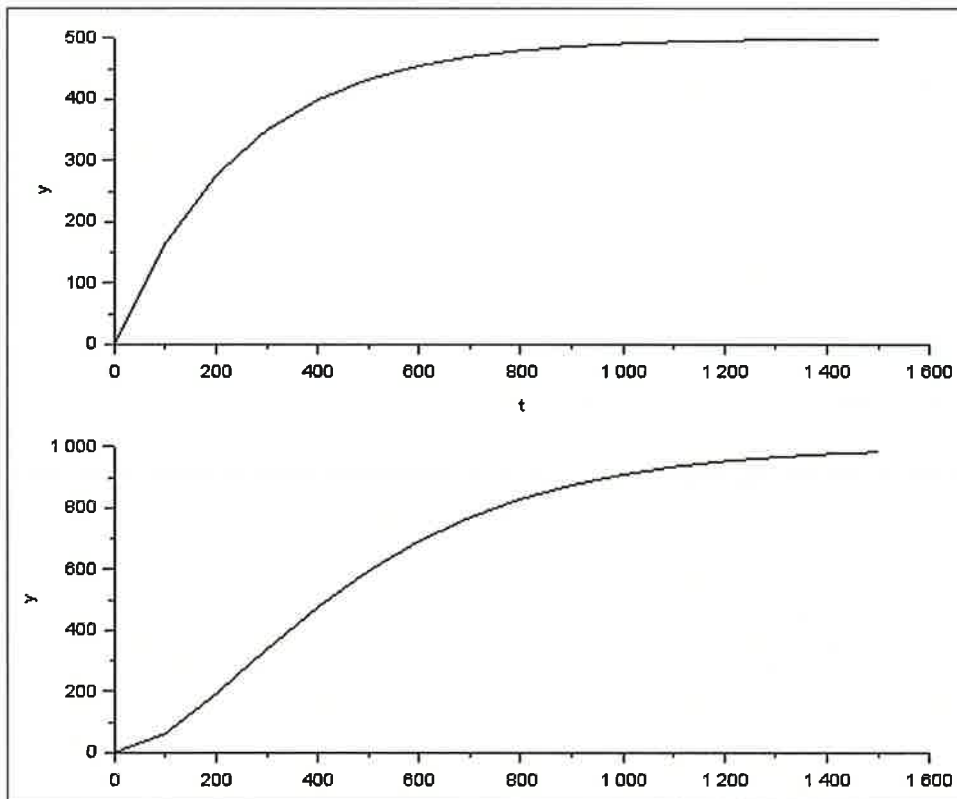


fig. 6.13, systeemresponsie van twee niveauvaten in serie

In fig. 6.13 is het verloop van de systeemresponsies $h_1(t)$ en $h_2(t)$ bij een stapvormig verloop van het toevoerdebiet aan het eerste vat afgebeeld. Er valt op te merken dat voor $t = 0$ de raaklijn aan de systeemresponsie $h_1(t)$ een richtingscoëfficiënt heeft die duidelijk groter is dan nul, hetgeen kenmerkend is voor eerste-orde-systemen, terwijl die van de raaklijn aan $h_2(t)$ gelijk is aan nul, kenmerkend voor tweede- en hogere-orde systemen.

In beide responsies is géén doorschot zichtbaar en die zal ook nooit optreden, welke waarde men ook kiest voor de afzonderlijke systeemparameters.

6.5.3 toepassing 2

Er zijn echter ook tweede-orde-systemen die niet als een serieschakeling van twee eerste-orde-systemen kunnen worden beschouwd. Als voorbeeld van een dergelijk systeem is hieronder het fysisch model van een massa-veer-dempersysteem afgebeeld.

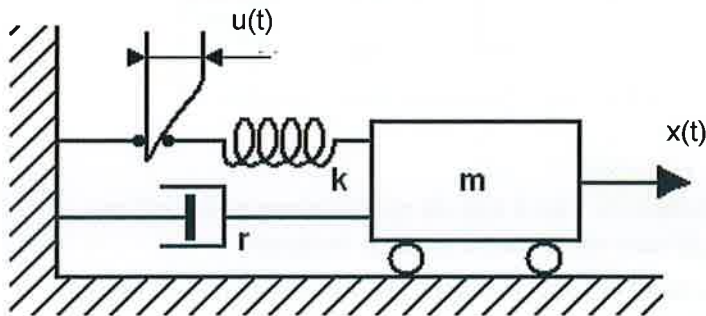


fig. 6.14, fysisch model van een massa-veer-dempersysteem (translatie positie servo).

De input wordt gevormd door een opgelegde gewenste verplaatsing $u(t)$ en de output door de verplaatsing $x(t)$ van de massa m . Zodra de opgelegde verplaatsing de linkerkant van de veer met stijfheid k indrukt ontstaat er een actuatoorkracht $ku(t)$ naar rechts, waardoor de massa aanvankelijk ook naar rechts zal bewegen. Bij deze verplaatsing wordt ook de rechterkant van de veer verplaatst, hetgeen een actuatoorkracht $kx(t)$ naar links veroorzaakt. Dus de netto actuatoorkracht is dan $k[u(t) - x(t)]$ naar rechts.

Door de verplaatsing van de massa zal ook de demper met dempingscoëfficiënt r aan rechterzijde geactiveerd worden. De dempingskracht die gelijk is aan $r \times \dot{x}(t)$ is naar links gericht. Toepassing van de versnellingswet van Newton op de beweging van de massa:

$$f_{tot}(t) = m \ddot{x}(t)$$

Een krachtenbalans voor de massa luidt:

$$f_{tot}(t) = f(t) - kx(t) - r \dot{x}(t)$$

Combinatie van beide vergelijkingen levert als mathematisch model:

$$m \ddot{x}(t) + r \dot{x}(t) + kx(t) = f(t)$$

In fig. 6.15 is het Xcos-model voor dit systeem afgebeeld. In het model zijn duidelijk twee terugkoppellijnen voor de beide inwendige krachten in het systeem zichtbaar, die in tegenstelling tot de situatie bij de twee vaten in serie "genest" zijn, waardoor dit niet als een serieschakeling van twee eerste-orde-systemen gezien kan worden! Dit type tweede-orde-systeem noemt men ook wel "echte" tweede-orde-systemen.

Het systeemgedrag zal hierdoor bij variatie van de systeemparameters m , r en k anders (kunnen) zijn.

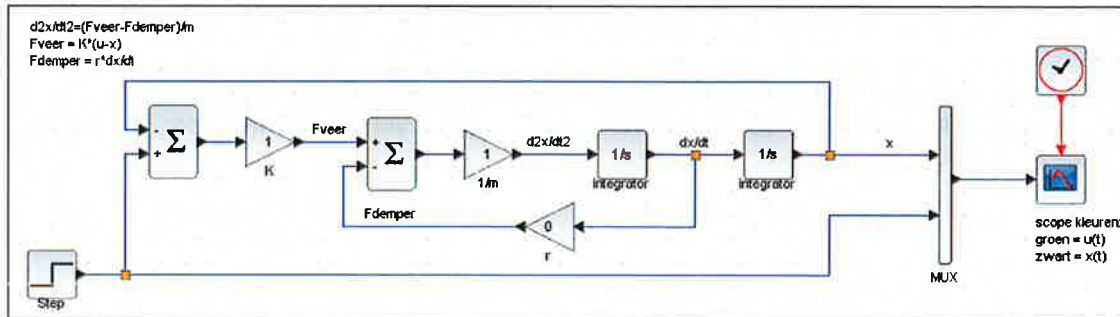


fig. 6.15, Xcos-model van de translatiepositie-servo

Afhankelijk van de grootte van de systeemparameters m , r en k kan de systeemresponsie $x(t)$ ten gevolge van een stapvormige input $f(t) = A \times f_{\text{step}}(t)$ een verschillend verloop vertonen.

Wanneer de waarde van dempingscoëfficiënt r relatief groot is ten opzichte van die van k en m , dus relatief veel demping in het systeem, dan verloopt de responsie volgens fig. 6.16a. Dit heet overkritisch gedempt, de responsie noemt men een “kruipende” beweging.

Is de demping relatief klein dan spreekt men van **onderkritische** demping. De responsie verloopt van volgens fig. 6.16b en vertoont een oscillerende beweging waarvan de amplitude in de loop van de tijd afneemt zichtbaar. In tegenstelling tot de andere situatie is er hier sprake van **doorschot**. Men spreekt in dit geval van een “echt” tweede-orde-systeem.

Het grensgeval, kritische demping, vertoont een verloop dat kwalitatief gelijk is aan dat van situatie a). De responsie vertoont dan net geen doorschot.

Een andere belangrijke systeemparameter is de tijd die het systeem nodig heeft om binnen een bepaalde band (meestal $\pm 2\%$) rond de stationaire eindwaarde te geraken, deze noemt men de **insteltijd**.

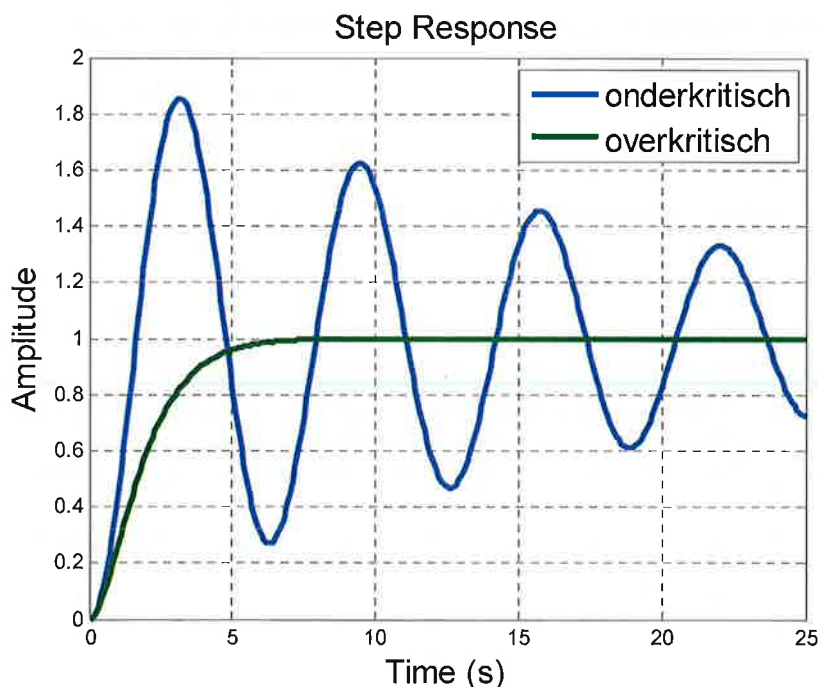


fig. 6.16, systeemresponsie van een tweede-orde-systeem bij a) overkritische en b) onder-kritische demping

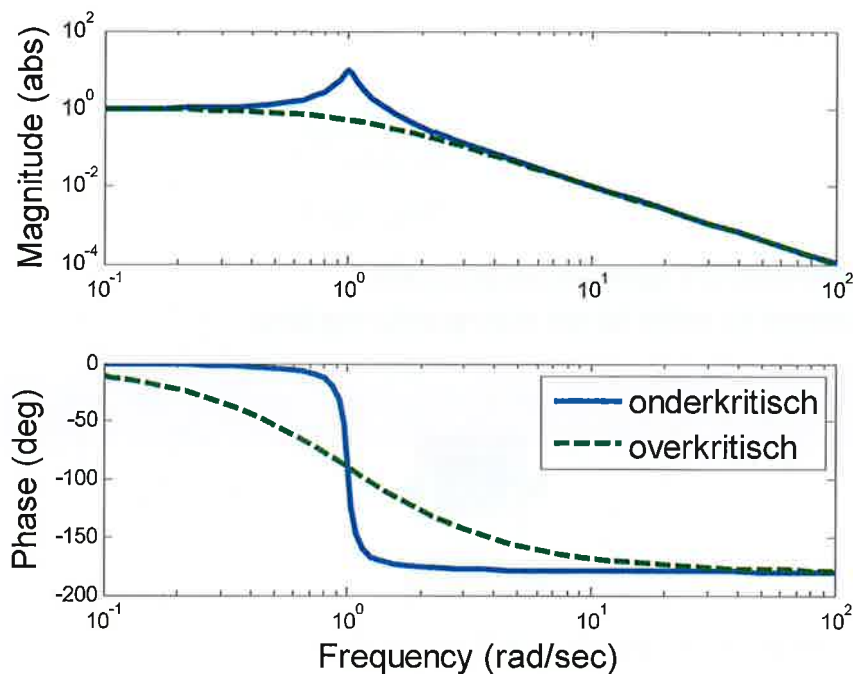


fig. 6.17, bodediagram voor een tweede-orde-systeem met a) overkritische b) onderkritische demping

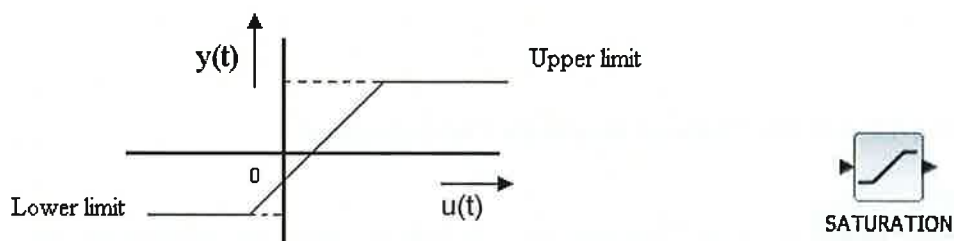
In fig. 6.17 is het Bodediagram voor onderkritische en overkritische demping afgebeeld. In het eerste geval is er duidelijk een resonantiepiek zichtbaar, hetgeen niet optreedt bij overkritische demping.

Schets zelf het Bodediagram voor een ongedempte situatie, dus $r = 0$.

6.6 Niet-lineaire basissystemen

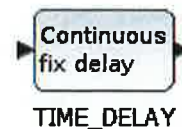
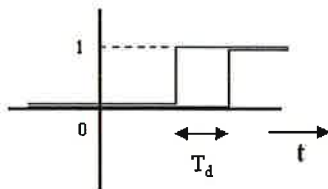
6.6.1 verzadiging

Verzadiging houdt dat de uitgangsgrootheid van een systeem maar over een eindig, dus beperkt, bereik kan variëren en dus begrensd is voor wat betreft zijn minimale en maximale waarde. Een voorbeeld is het eindige bereik van de klepstand van een regelklep, het uitsturen van een regelaar, etc. Hieronder is het verband tussen ingangs- en uitgangsgrootheid in een grafiek weergegeven. Dit effect kan men in Xcos modelleren door middel van het 'Saturation'-blok uit de palette 'Discontinuities'.



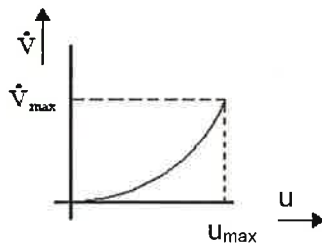
6.6.2 dode tijd of transporttijd

Deze niet-lineariteit treedt op als er een tijdsvertraging in een systeemcomponent optreedt. Een dode tijd ter grootte T_d kan men modelleren in Xcos met het 'TIME DELAY'-blok uit de palette 'Continuous time sytems'.



6.6.3 niet-lineaire bedrijfskarakteristiek van systeemcomponenten

Bijvoorbeeld het verband tussen klepstand en debiet bij een exponentiële regelklep.



Modellering is o.a. mogelijk met het blok LOOKUP_f uit de palet 'Lookup Tables'.

6.6.4 Eindige toenamesnelheid van een dynamische grootheid

Met het zogenaamde 'RATELIMITER'-blok uit de palette 'discontinuities' kan men de begrensde toenamesnelheid van een fysische grootheid modelleren. Een voorbeeld hiervan is de verandering van de klepstand van een regelkraan, waarbij de klepstand wordt ingesteld m.b.v. een elektromotor die een eindig toerental heeft.



6.6.5 Dode band

Een dode band is wanneer de ingangsgrootheid over een bepaald traject verandert maar de uitgangsgrootheid niet. Bijvoorbeeld speling in een overbrenging.

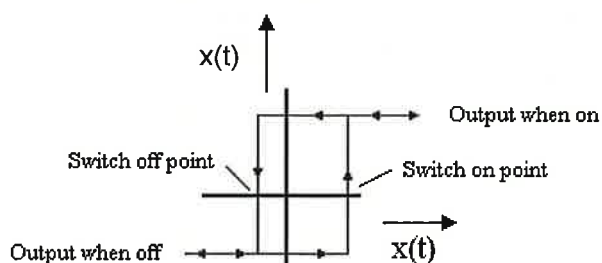


DEADBAND

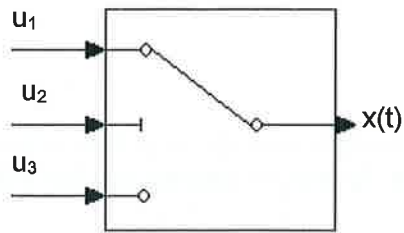
Modelleren is mogelijk met het 'DEADBAND'-blok uit de palette 'Discontinuities'

6.6.6 Aan/uit-schakelaar

Met behulp van het 'HYSTHERESIS'-blok uit de 'Discontinuities'-palette kan men een schakelaar met één of twee schakelpunten modelleren. Een voorbeeld is een aan/uit-regelaar. Wel dient men er rekening mee te houden dat het zogenaamde 'switch on point' rechts van het 'switch off point' ligt. Door beide punten gelijk te kiezen kan men een regelaar met één schakelpunt modelleren.



6.6.7 Voorwaardelijke schakelaar



Het 'SWITCH2_m'-blok uit de palette 'Signal Routing' is een voorwaardelijk schakelblok. Voor de uitgangswaarde x van dit blok geldt:

if ($u_2 > \text{'threshold'}$) then

$x = u_1$

else

$x = u_3$

end

7 REGELSYSTEMEN

7.1 Inleiding

Het regelen van een systeem kent drie primaire doelen:

1. waarborgen van de **stabiliteit** van een systeem; hier dient te allen tijde voor gezorgd te worden
2. een te regelen grootheid op een gewenste waarde brengen; het dynamisch gedrag van het aldus geregelde systeem heet **regelgedrag**
3. een te regelen grootheid op een bepaalde gewenste houden, dus het reduceren van storingsinvloeden; het dynamisch gedrag van het geregelde systeem onder invloed van een storing, dit heet **stoorgedrag**

Daarnaast kunnen er nog een reeks andere aspecten een motief zijn voor de toepassing van een regeling, zoals economische aspecten, productietechnische aspecten, etc.

Waarom zou je eigenlijk regelen bij een koelinstallatie? In onderstaande fig. 7.1 is het standaard processchema van een koelinstallatie in zijn meest elementaire vorm afgebeeld. Het expansieventiel is zodanig ingesteld dat de warmteopname in de verdamper precies gelijk is aan de uit de koelcel af te voeren warmte. Verder is de compressorcapaciteit zodanig dat deze de drukval over het ventiel en de rest van de installatie precies compenseert. Ook de condensor is nauwkeurig gedimensioneerd zodat de warmteafvoer netjes voldoet aan de energiebalans over de koelcyclus.

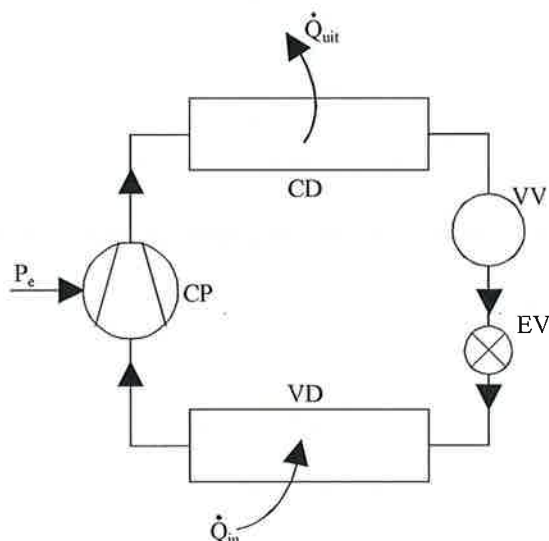


fig. 7.1, processchema van een ongeregelde koelinstallatie

Het is duidelijk dat er alleen bij één enkele belasting van het systeem een evenwichtssituatie mogelijk. Deze situatie is niet werkbaar, dus worden er meerdere regelingen in een koelinstallatie aangebracht.

In fig. 7.2 is een soortgelijke installatie afgebeeld met een regeling die op basis van de zuigdruk de compressor in- en uitschakelt. Verder wordt de instelling van het expansieventiel geregeld op basis van de oververhitting van het koelmedium na passeren van de verdamper. Tenslotte is er ook nog een temperatuurregeling die aan de hand van de actuele temperatuur in de koelcel een magneetventiel vóór het expansieventiel opent of sluit. Deze typische koeltechnische regelingen zullen in hoofdstuk 10 uitgebreid aan bod komen.

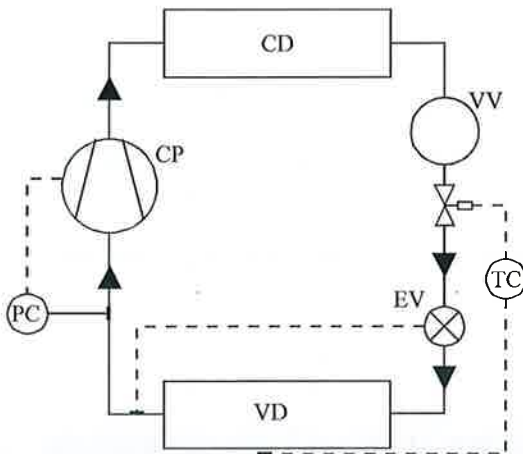


fig. 7.2, processchema van een geregelde koelinstallatie

Er zijn twee manieren van regelen, de voorwaartsregeling en de terugkoppelregeling. Deze beide soorten regelingen en hun combinatie zullen in de volgende paragraaf nader worden toegelicht met hun voor- en nadelen.

7.2 Feed Forward Control: FFC.

Eigenlijk is feed forward regeling geen regeling, maar slechts stuurcorrectie. Dit type regeling past men bijvoorbeeld toe om corrigerende acties uit te voeren voordat een storing een kans gekregen heeft een afwijking te veroorzaken. De regeling heeft een vooruitlopend en dus anticiperend karakter en wordt ook wel storingscorrectieregeling genoemd. Kenmerkend is dat de geregelde grootheid een andere is dan de gemeten grootheid en dat er geen terugkoppeling is op de te regelen grootheid zelf.

Voordeel van feed forward regeling is dat het de storing (deels) wegwerkt voordat deze een merkbare invloed heeft gehad op de geregelde grootheid. Een nadeel is dat er niet gecontroleerd wordt op de werkelijke waarde van die geregelde grootheid.

De stuurcorrectie is dus eigenlijk geen echte regeling maar enkel een sturing. In het regeltechnisch schema zoals afgebeeld in fig. 7.3 zal men daarom ook geen terugkoppellus aantreffen.

In fig. 7.3 wordt de invloed van een storing $d_1(t)$ op een procesgrootheid bepaald door deze grootheid direct te meten. Deze gemeten waarde $x(t)$ wordt vergeleken met een gewenste waarde $r(t)$ voor die grootheid. De afwijking $e(t) = r(t) - x(t)$ wordt aan een stuurregelaar toegevoerd en deze produceert een regelactie $u(t)$ die via een actuator ingrijpt op het proces en wel zodanig dat de geregelde grootheid $c(t)$ op een vooraf bepaalde gewenste waarde zal blijven. In de regelaar zit dus een stuk kennis van het proces opgeslagen.

Een controle of die gewenste waarde daadwerkelijk gehandhaafd blijft vindt echter niet plaats. Dus indien er naast de primaire storing nog een kleinere secundaire storing $d_2(t)$ werkzaam is dan zal daarvoor niet worden gecompenseerd, tenzij er nog een extra stuurregeling aan het systeem wordt toegevoegd.

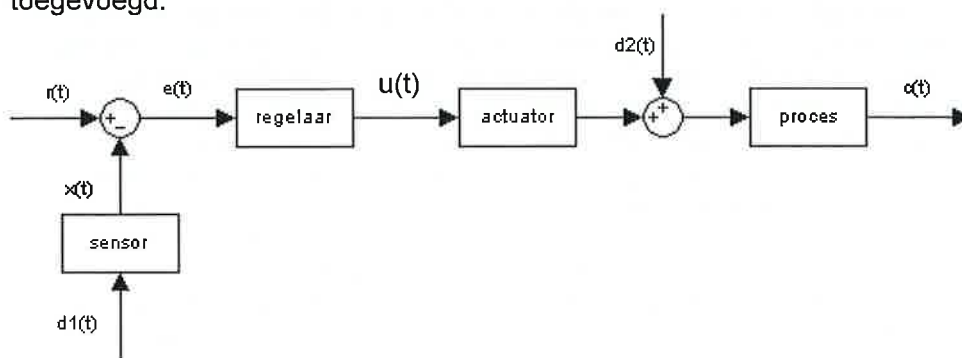


fig. 7.3, standaard blokschema van een feed forward regeling.

Een klassiek voorbeeld van een systeem met enkel een stuurregeling is een keukengeiser. De uittredetemperatuur van het water is de geregelde grootheid die we constant willen houden, terwijl de verandering van het debiet van het water dat opgewarmd dient te worden een stoorgrootheid vormt. Het debiet wordt gemeten met een meetschijf in de vorm van een drukverschil dat vervolgens via een membraan voor de verstelling van de gasklep zorgt. Minder grote verstoringen zoals intredetemperatuur van het water worden niet gemeten en hun invloed op de uittredetemperatuur wordt ook niet gecompenseerd.

Toepassing van enkel voorwaarts regeling bij een proces geeft meestal geen bevredigende resultaten en wordt daarom ook zelden toegepast.

7.3 Terugkoppelregeling (Feedback Control: FBC)

Dit is een echte regeling. De gemeten grootheid $x(t)$ is nu ook dezelfde als de geregelde grootheid $c(t)$. De regeling wordt echter pas actief als er een afwijking $e(t)$ van de geregelde grootheid wordt geconstateerd ten opzichte van een ingestelde of gewenste waarde $r(t)$.

In fig. 7.4 is het standaard blokschema van een terugkoppelregeling afgebeeld. Kenmerkend voor dit type regeling is de terugkoppellus met tegenkoppeling (-teken). Het nadeel van deze regeling is dat hij traag is en geen anticiperend karakter heeft zoals het geval is bij de stuurregeling. Het voordeel is dat de geregelde grootheid altijd wordt gecontroleerd.

Dit betekent dat de invloed van storingen $d_1(t)$ en $d_2(t)$ door de terugkoppelregeling in principe kunnen worden gecompenseerd. Een storing $d_3(t)$ in het meetsignaal zal echter een blijvende afwijking in de geregelde grootheid teweegbrengen. Dus men dient altijd grote zorg aan de behandeling van het sensorsignaal te besteden!

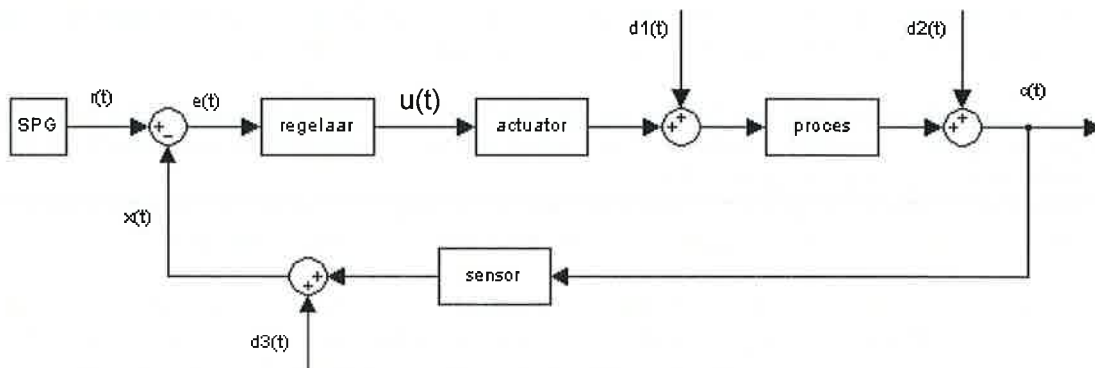


fig. 7.4, standaard blokschema van een terugkoppelregeling

7.4 Gecombineerde stuur/terugkoppel-regeling (FFC + FBC)

Door beide regelstrategieën te combineren kan men de voordelen van beide gebruiken en de nadelen elimineren. De voorwaartse koppeling gebruikt men om de invloed van de grootste storing te elimineren en meestal niet eens volledig. Bijvoorbeeld bij een aantal centrale verwarmingssystemen vindt meting van de buitentemperatuur plaats waardoor de regeling van de watertemperatuur al vroegtijdig kan ingrijpen bij verandering van de waarde van deze stoorgrootheid. De regelaar verstelt dan meteen de gewenste waarde van de ketelthermostaat. Om ook de invloed van ongemeten storingen te compenseren wordt tevens een terugkoppelregeling opgenomen die ervoor zorgt dat de werkelijke ruimtetemperatuur uiteindelijk de gewenste waarde krijgt.

In fig. 7.5 is het blokschema van deze gecombineerde regeling afgebeeld. De invloed van een dominante storing $d(t)$ op een procesgrootheid wordt gemeten door met een sensor deze grootheid direct te meten. De gemeten waarde van deze grootheid $x_d(t)$ wordt vergeleken met een gewenste waarde $r_d(t)$. Het verschilsignaal $e_d(t)$ wordt naar een stuurregelaar (FFC) gevoerd die een regelactie

$u_2(t)$ initieert die via de actuator de invloed van de storing op de uiteindelijk te regelen procesgrootte voor een belangrijk deel compenseert.

Tegelijkertijd wordt de waarde van de geregelde grootte $c(t)$ via directe meting bepaald. Door een terugkoppelregelaar (FBC) wordt de gemeten waarde $x(t)$ vergeleken met de gewenste waarde $r(t)$. Afhankelijk van de afwijking $e(t)$ wordt een terugkoppelregelaar aangestuurd die op zijn beurt een regelactie $u_1(t)$ via dezelfde actuator initieert. Hierdoor wordt een zodanige ingreep op het proces gerealiseerd dat volledige compensatie van de storingsinvloed plaatsvindt.

Eventuele andere secundaire stoorinvloeden worden ook door de terugkoppelregeling gedetecteerd en weggeregeld.

Omdat de voorwaartse regeling buiten de terugkoppellus valt, heeft hij ook geen negatieve invloed op de stabiliteit van het gehele systeem en dit is een groot voordeel. Men kan daardoor de sterkte van deze regelactie relatief groot kiezen, hetgeen gewenst is omdat de stuurregeling de grootste storing moet wegwerken. Als dit door de terugkoppelregeling zou geschieden zouden er stabiliteitsproblemen kunnen ontstaan.

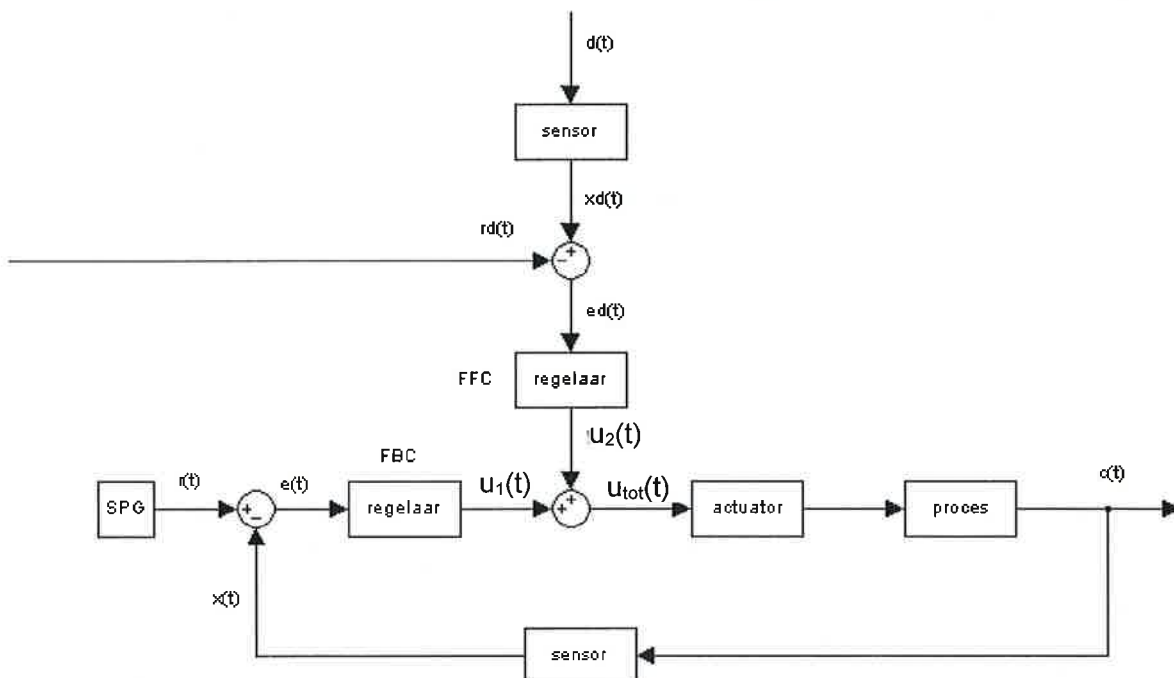


fig. 7.5, blokschema van een gecombineerde stuur- en terugkoppelregeling

7.5 Meester-slaaf- of cascade-regeling

De meester-slaaf-regeling, in het Engels master-slave controller genoemd, is een regelstrategie die wel eens wordt toegepast als het te regelen proces is opgebouwd uit een denkbeeldige serieschakeling van twee of meer deelprocessen met in grootte aanmerkelijk verschillende tijdconstanten. In onderstaand blokschema is een proces afgebeeld dat is opgebouwd uit twee deelprocessen P_1 en P_2 . Proces P_1 is bijvoorbeeld een eerste-orde-systeem met een relatief kleine tijdconstante, terwijl proces P_2 een eerste-orde-proces is met een relatief grote tijdconstante en mogelijk nog een dominante looptijd. Een voorwaarde voor succesvolle toepassing van dit type regeling is dat de grootste storing via het eerste deelproces moet "binnenkomen" en verder moet het uitgangssignaal c_1 van het eerste deelproces gemeten kunnen worden.

Het regelsysteem in fig. 7.6 bestaat uit een relatief snelle en een relatief trage regelkring en bevat verder twee opnemers, twee regelaars, één is de snelle slaaf (S) en de ander is de trage meester (M), en slecht

één corrigerend orgaan. Het uitgangssignaal van de meesterregelaar r_1 vormt de gewenste waarde voor de slaaf-regelaar. De responsie c_1 van deelproces P_1 op een storingsvariatie $d(t)$ die ingrijpt op P_1 kan door de snelle slaaf-regeling zodanig gecompenseerd c.q. verzwakt worden dat de uiteindelijke variatie van c_1 slechts als een kleine verstoring in de responsie $c(t)$ van het langzame deelproces P_2 kan worden gezien. Voor de compensatie van deze en alle andere kleine verstoringen, waar die dan ook in het proces binnen mogen komen, zorgt tenslotte de meester-regelaar.

Ook hier geldt dat als de storingen die het trage deel van het proces binnenkomen klein genoeg zijn er ook geen sterke regelacties nodig zijn zodat de stabiliteit van de regeling gehandhaafd blijft.

Indien er sprake is van meerde dominante stoorinvloeden kunnen er meerdere slaafregelaars parallel ingezet worden. Allen kunnen dan toch door één meesterregelaar worden aangestuurd.

Voor de slaafregelaar is slechts een P-actie nodig, terwijl de meesterregelaar meestal een PI-regelaar is.

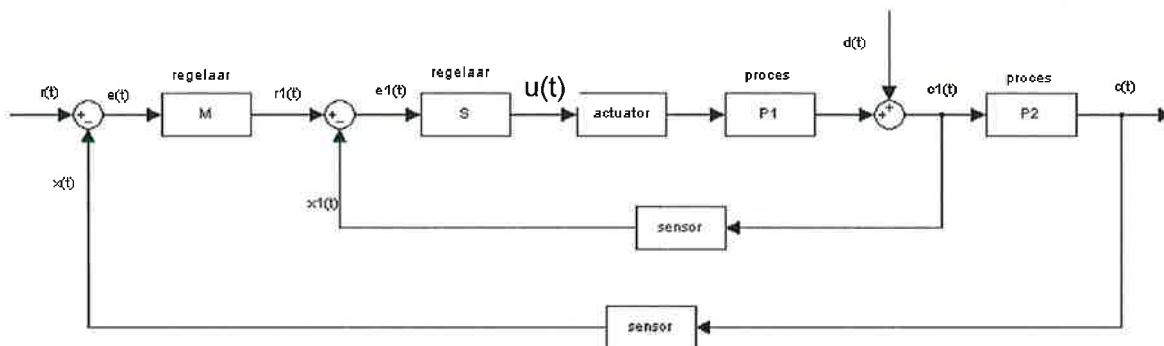


fig. 7.6, blokschema van een meester-slaaf- of cascade-regeling

8 DISCONTINUE REGELAARS

Kenmerkend voor een discontinue regelaar is dat hij een stapsgewijs veranderlijke regelactie produceert. Het regelsignaal kan dus niet een continu veranderlijke waarde hebben, maar slechts een aantal discrete waarden.

De meest voorkomende discontinue regelaar is de tweestanden regelaar, waarvan het uitgangssignaal slechts twee waarden of standen kan aannemen, n.l. een maximale, die we stand “aan” noemen, en een minimale, die we stand “uit” noemen.

Deze regelaar die ook wel aan/uit-regelaar wordt genoemd is wereldwijd de meest toegepaste regelaar. Dat heeft deze ogenschijnlijk meest populaire regelaar niet alleen te danken aan zijn eenvoud en zijn lage prijs maar ook aan het bijkomstige niet te onderschatten financiële voordeel dat het corrigerend orgaan ook van het aan/uit type kan zijn en die zijn meestal veel goedkoper dan analoge modulerende soortgenoten. Denk bijvoorbeeld maar aan een motorbekrachtigde regelklep, die in elke willekeurige positie moet kunnen worden gezet en die een goed gedefinieerde klepkarakteristiek heeft (lineair of exponentieel) in vergelijking met een open/dicht-klep, waarvoor alle tussenstanden niet belangrijk zijn, waardoor ook de aandrijving een stuk eenvoudiger kan zijn, bijvoorbeeld een spoel.

Zowel bij eenvoudige regelingen zoals die van huishoudelijke apparaten (koelkasten, strijkijzers, koffiezetapparaten, etc.) treft men aan/uit-regelaars aan, maar ook bij verwarmingsinstallaties van gebouwen en in procesindustrie bij temperatuurregelingen van ovens, koelinstallaties en soms bij niveau- en drukregelingen.

8.1 éénpunts/tweestanden-regelaar

In principe is het ingangssignaal van een aan/uit-regelaar net als bij een analoge regelaar het verschilsignaal $e(t)$ tussen gewenste waarde $r(t)$ en gemeten waarde $x(t)$. Indien de aan/uit-regelaar één in te stellen gewenste waarde heeft, zal het uitgangssignaal $u(t)$ van de regelaar van de ene waarde naar de andere waarde springen zodra er een tekenwisseling van het verschilsignaal $e(t)$ optreedt, dat wil zeggen zodra de gemeten waarde de gewenste waarde passeert. fig. 8.1 illustreert de werking van de regelaar.

Men spreekt dan van een “éénpunts/tweestanden”-regelaar. De benaming “tweestanden” slaat op het uitgangssignaal dat twee waarden (standen) kan aannemen. De benaming “éénpunts” slaat op het ingangssignaal. De regelaar schakelt of verandert de regelactie $u(t)$ van de ene naar de andere waarde en vice versa bij één ingangswaarden, dus er is één schakelpunt.

Modellering van dit type discontinue regelaar in Xcos kan met behulp van het “hysteresis”-blok, of evt. ook met een “switch”-blok.

Veel van dit type regelaars gedragen zich in de praktijk in meer of mindere mate als een tweepunts-regelaar omdat het corrigerend orgaan hysteresis vertoont, bijvoorbeeld een bimetaal (strijkijzer, Honeywell-thermostaat, broodrooster, etc.).

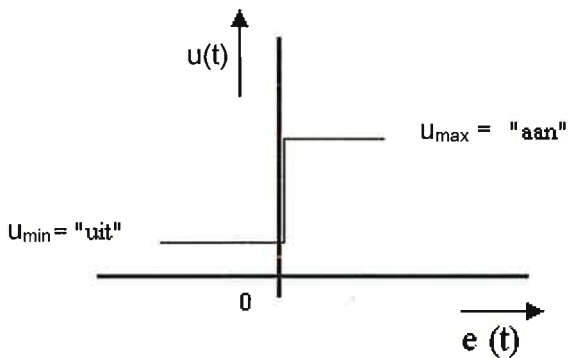


fig. 8.1, éénpunts/tweestanden-regelaar

8.2 tweepunts/tweestanden-regelaar

Het is ook mogelijk om de tweestanden-regelaar uit te voeren met twee onafhankelijk instelbare gewenste waarden r_{laag} en r_{hoog} . De regelaar is dan een "tweepunts/tweestanden-regelaar". Het is de bedoeling dat in het geval van een geregeld proces de gemeten waarde $x(t)$ zich beweegt in het gebied tussen de maximale waarde r_{hoog} en de minimale waarde r_{laag} . De regelaar schakelt of verandert de regelactie $u(t)$ bij twee verschillende gemeten waarden bepaald door de grootte van de beide ingestelde waarden r_{hoog} en r_{laag} , dus er zijn twee schakelpunten.

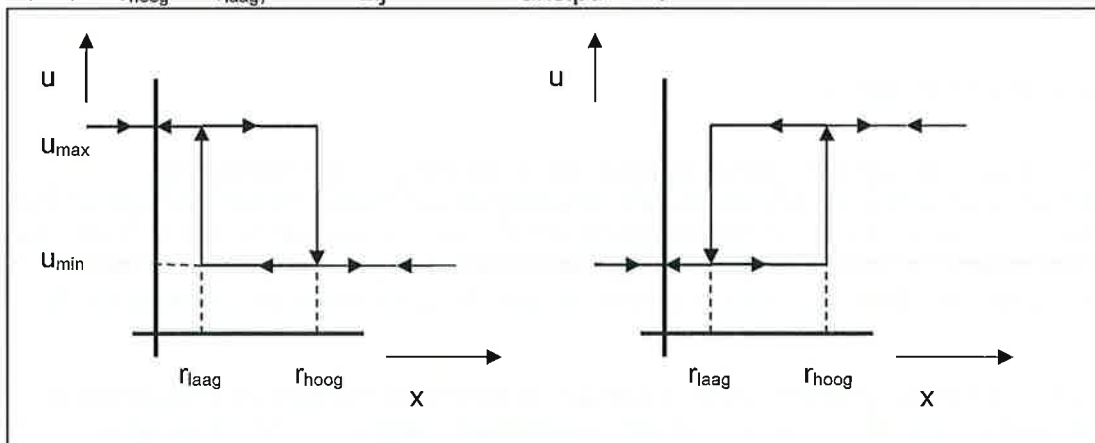


fig. 8.2, tweepunts/tweestanden-regelaars

In fig. 8.2 is een tweepunts/tweestanden-regelaar afgebeeld. Het rechterdeel van de figuur stelt voor een regeling voor een koelinstallatie en het linkerdeel een regeling voor een CV-installatie.

De werking van de rechtse regelaar is als volgt. De startsituatie is dat de gemeten waarde $x(t) < r_{laag}$. De regelactie heeft dan de waarde u_{min} . Stel dat de gemeten waarde gaat stijgen. Als de waarde r_{laag} wordt gepasseerd gebeurt er niets, pas zodra de waarde r_{hoog} wordt overschreden zal de grootte van de regelactie veranderen in u_{max} . Als de gemeten waarde vervolgens weer gaat zakken zal er bij passeren van de waarde r_{hoog} niets gebeuren. Pas zodra de waarde r_{laag} wordt gepasseerd springt de regelactie weer terug naar de waarde u_{min} . Bij regeling van een CV-installatie vertoont de regelaar een regelactie met een gespiegeld verloop.

Dit is dus een type regelaar dat werkt volgens het hysteresisprincipe.

Modellering van een dergelijke regelaar kan in Xcos met behulp van het zogenaamde "hysteresis"-blok uit de palette "discontinuities".

8.3 Toepassing aan/uit-regeling in een koelcel

We beschouwen als toepassing het temperatuurverloop in een koelcel op basis van een aan/uit-regeling. We gaan ervan uit dat op $t = 0$ sec. de temperatuur $T(0)$ in de koelcel gelijk is aan de omgevingstemperatuur. Op dit moment wordt de koelinstallatie ingeschakeld en begint het afkoelingsproces. Zodra de temperatuur in de koelcel daalt door de warmteafvoer op het koelelement vindt er een proces van warmte-indringing plaats ten gevolge van het drijvend temperatuurverschil tussen de omgeving en het inwendige van de koelcel. De invloed van de belading van de koelcel domineert al snel de invloed van lucht door het grote verschil in dichtheid. Om het proces eenvoudig en dus overzichtelijk te houden, wordt daarom de warmtecapaciteit van lucht voorlopig niet meegenomen.

In onderstaande fig. 8.3 is het fysisch model van het te beschouwen systeem afgebeeld. Hierin zijn:

c	:	soortelijke warmte van produkt in koelcel.
m	:	massa produkt
T	:	produkttemperatuur
c_l	:	soortelijke warmte lucht
m_l	:	luchtmasa
T_l	:	celluchttemperatuur
K_w	:	totale warmtedoorgangscoefficiënt van de wanden van de koelcel
A_w	:	wandoppervlak van de koelcel
K_v	:	totale warmtedoorgangscoefficiënt van het verdamperblok
A_v	:	warmtewisselend oppervlak van het verdamperblok
T_{omg}	:	omgevingstemperatuur
$T_{sat}(P_v(t))$	:	verdampingstemperatuur
Φ_{in}	:	warmte-indringing vanuit de omgeving
Φ_{uit}	:	warmteopname in verdamper

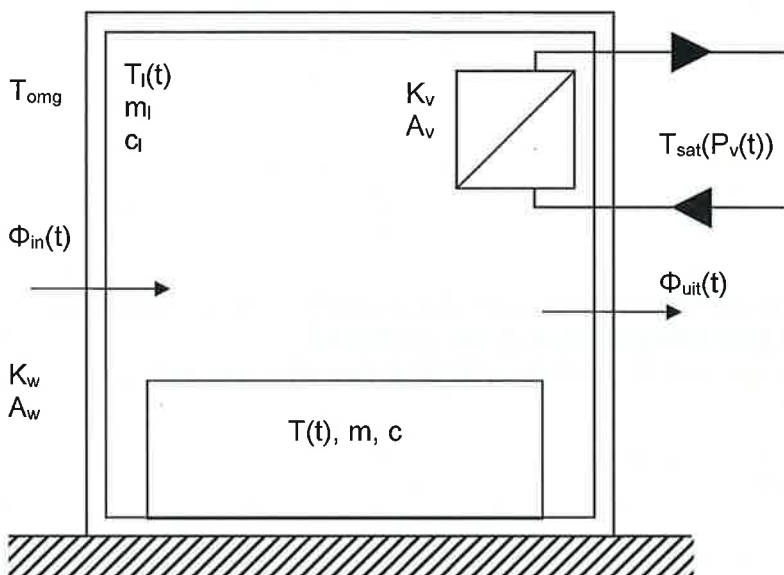


fig. 8.3, fysisch model van een koelcel

Om het mathematisch model op te stellen gaan we uit van een warmtebalans. Dit levert:

$$mc \frac{dT}{dt} = \Phi_{in}(t) - \Phi_{uit}(t) + Q_{prod} - Q_0(t)$$

met daarin

$$\Phi_{in}(t) - \Phi_{uit}(t) = K_w A_w [T_{omg} - T(t)]$$

en

$$Q_0(t) = K_v A_v [T - T_{sat}(P_v(t))]$$

Substitueren van de laatste twee vergelijkingen in die daarboven, en aannemen dat $Q_{prod} = 0$, levert op:

$$mc \frac{dT}{dt} = K_w A_w [T_{omg} - T(t)] - K_v A_v [T - T_{sat}(P_v(t))]$$

Het mathematisch model is een lineaire differentiaalvergelijking van de eerste orde. Herordenen van de termen levert op

$$\frac{mc}{K_w A_w + K_v A_v} \frac{dT}{dt} = -T(t) + \frac{K_w A_w}{K_w A_w + K_v A_v} T_{omg} + \frac{K_b A_b}{K_w A_w + K_v A_v} T_{sat}(P_v(t))$$

Hierin zijn tijdconstante τ en statische versterkingen K_u en K_d direct herkenbaar:

$$\tau = \frac{mc}{K_w A_w + K_v A_v}, \quad K_u = \frac{K_b A_b}{K_w A_w + K_v A_v}, \quad K_d = \frac{K_w A_w}{K_w A_w + K_v A_v}$$

Hieronder is het bijbehorende Xcos model afgebeeld.

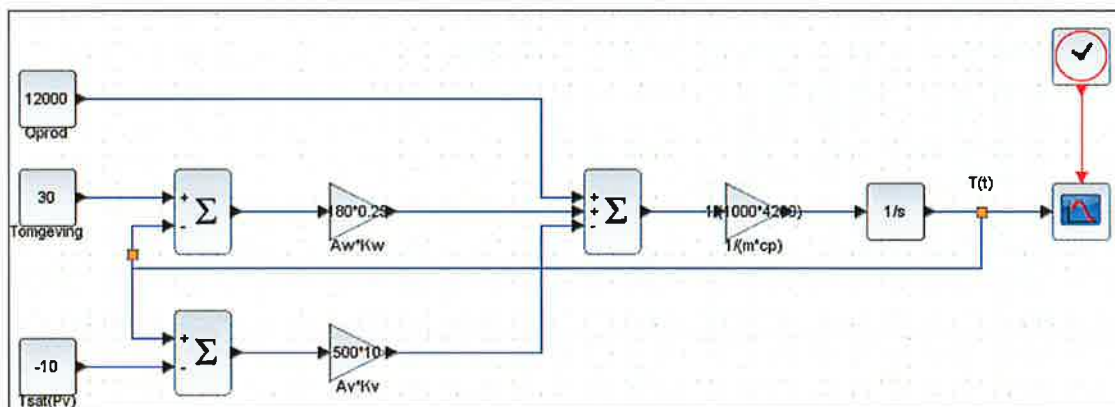


fig. 8.4, Xcos model voor de koelcel

In fig. 8.5 is de afkoelcurve van de koelcel afgebeeld voor de situatie dat er geen regeling aanwezig is die de koeling bij bepaalde waarden van de koelceltemperatuur in- en uitschakelt.

Bij constante $T_{omgeving}$ en constante verdampingsdruk P_v daalt de celtemperatuur dan naar een stationaire eindwaarde $T(\infty)$ die gelijk is aan:

$$T(\infty) = \frac{K_w A_w}{K_w A_w + K_v A_v} T_{omg} + \frac{K_b A_b}{K_w A_w + K_v A_v} T_{sat}(P_v)$$

Deze eindwaarde wordt dus bepaald door het koelvermogen van het koelelement, de warmteweerstand $R_w = 1/(K_w A_w)$ van de koelcelwanden, en omgevingstemperatuur T_{omg} .

Wanneer de koeling wordt uitgeschakeld zal de celtemperatuur weer gaan oplopen tot T_{omg} . De vorm van de opwarmcurve is het spiegelbeeld van de afkoelcurve.

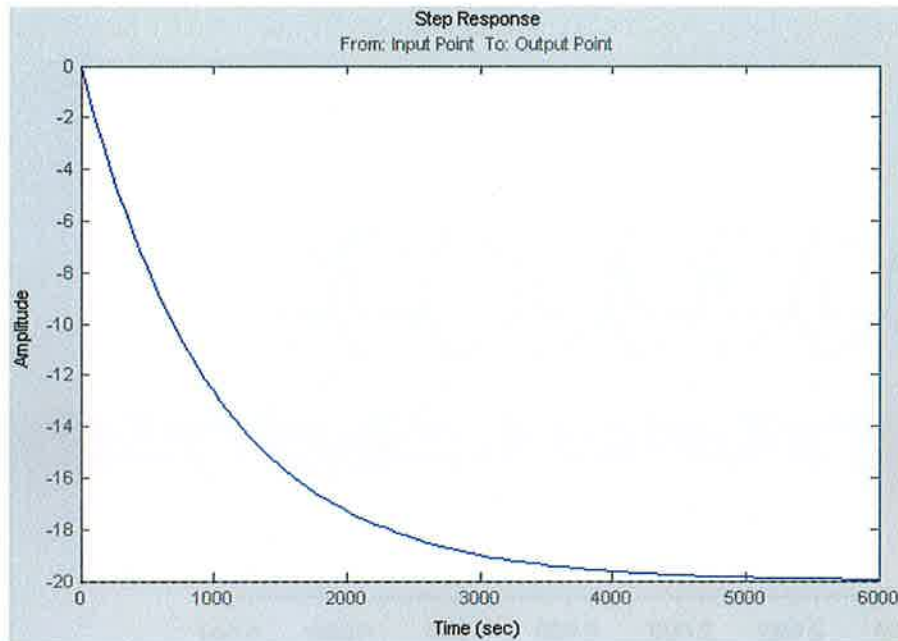


fig. 8.5, verloop van koelceltemperatuur bij afwezigheid van een regeling

We gaan nu een regeling aanbrengen op basis van een aan/uit-regelaar van het type tweepunts/tweestanden. fig. 8.6 toont het Xcos model van het geregelde systeem.

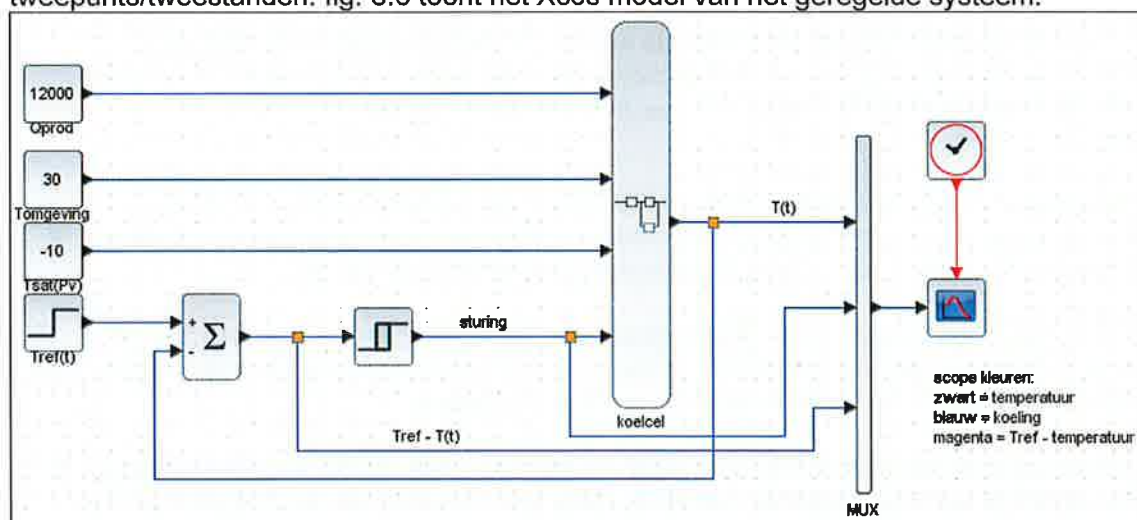


fig. 8.6, Xcos model van de aan/uit-geregelde koelcel

Onderstaande fig. 8.7 geeft een simulatieuitkomst voor het diagram van fig. 8.6.

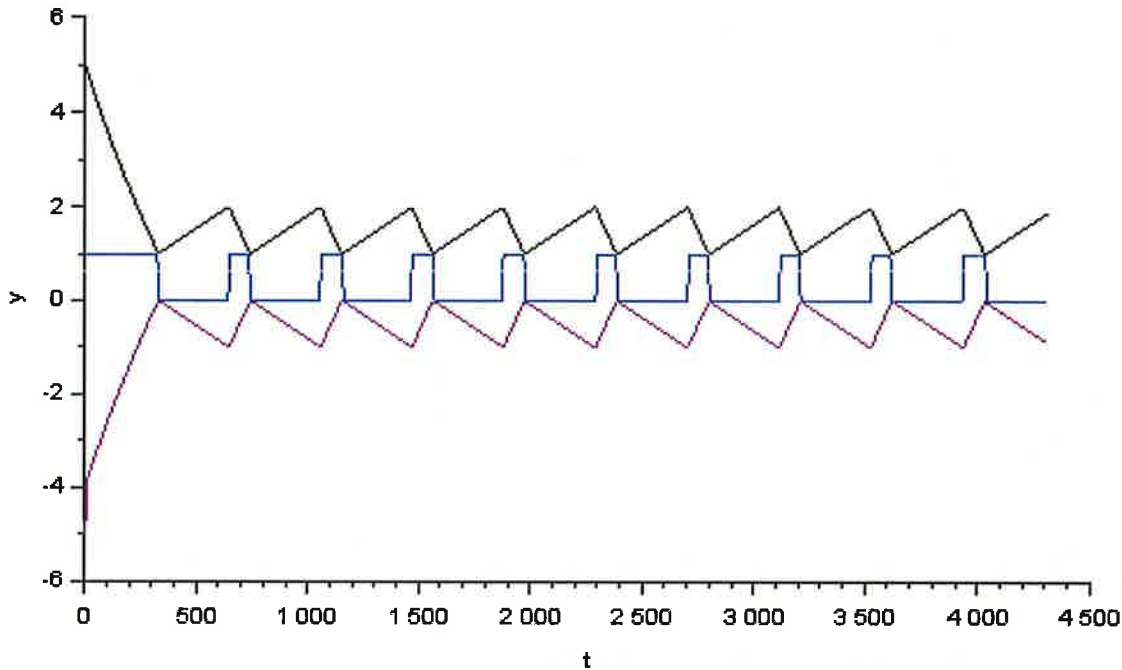


fig. 8.7, Temperatuurverloop (zwart), sturing (blauw), en $T_{ref}-T(t)$ (magenta) bij $T_{ref} = 1$, switch-off schakelpunt -1 en off-waarde 1, en switch-on schakelpunt 1 en on-waarde 0.

Algemeen geldt dat een systeem dat zich gedraagt als een eerste-orde-proces in principe goed regelbaar is met een aan/uit-regeling, mits de tijdconstante van het systeem τ zo groot is dat bij een bepaalde vereiste regelnauwkeurigheid $T_{cel,max} - T_{cel,min}$ nog sprake is van een acceptabele schakelfrequentie.

In het temperatuurverloop is géén doorschot (dit is “buiten de oevers” treden) zichtbaar, dus de gewenste waarden $T_{r,laag}$ en $T_{r,hoog}$ worden niet overschreden. Dit gebeurt wél zodra er een dode tijd of transporttijd τ_d in het proces aanwezig is, waardoor het systeem niet-lineair wordt!

De verhouding τ_d/τ is een maat voor de moeilijkheidsgraad van de regeling. Als τ_d toeneemt en/of τ afneemt dan neemt de waarde voor de grootheid τ_d/τ toe en wordt het proces moeilijker te regelen. Ook zal er in toenemende mate doorschot in de te regelen grootheid ontstaan.

Bij thermische processen met een (relatief) hoge moeilijkheidsgraad waarvan de warmtebelasting niet sterk fluctueert ten opzichte van een bepaalde basisbelasting, kan men met succes het principe van voorinstelling toepassen. Dit houdt in dat men een constante en dus niet geregelde hoeveelheid warmte toevoert (of afvoert bij koelsystemen) met een iets lagere waarde voor het vermogen dan de basislast. Een aanvullende aan/uit-regeling moet er vervolgens voor zorgen dat de geringe belastingsvariaties van het proces gecompenseerd worden om zodoende de temperatuur in het proces op de gewenste waarde te houden. Door zodoende in de “aan”-fase de geregelde warmtestroom te beperken wordt het doorschot verkleind en wordt ook de kans op instabiliteit kleiner.

We eindigen dit hoofdstuk door op te merken dat door toepassing van een discontinue regelaar een niet-lineair systeem wordt gecreëerd, ook al is het te regelen proces een ideaal lineair systeem, met alle gevolgen van dien. Analytische oplossingen van de differentiaal vergelijkingen zijn dan niet meer mogelijk en simulatie vormt dan eigenlijk het enige gereedschap om het regel- en stoorgedrag van een dergelijk geregeld systeem te analyseren.

8.4 Synchronisatie

Wanneer meerdere verdamperblokken aangesloten zijn op één koudecentrale, de lokale aan/uit-regelaars van de verdamperblokken identiek zijn, en de warmtebelastingen van de koelcellen vrijwel gelijk zijn, dan bestaat er kans op synchronisatie. Synchronisatie is het fenomeen dat alle verdamperblokken gelijktijdig aan/uit gaan. De oorzaak is dat de druk in de zuigleiding wat oploopt wanneer meerdere verdampers tegelijk aanstaan, en een beetje daalt wanneer slechts één verdamper aan staat. Het koelvermogen van een alleen aanstaande verdamper is groter, waardoor in opeenvolgende cycli de periode van alleen aanstaan steeds verder wordt bekort. Resultaat daarvan is een zeer ongelijkmatig belasting van de koudecentrale. Meestal is dat ongewenst.

Een manier om synchronisatie tegen te gaan is om r_{laag} en r_{hoog} in opeenvolgende koelcycli wat te variëren. Dit kan door toevoeging van een randomsignaal tussen bijv. -0.2 °C en $+0.2\text{ °C}$ aan r_{laag} en r_{hoog} .

8.5 Estafetteregeling

Een andere voorkomende regeling voor meerdere cellen aangesloten op één koudecentrale is de zogenaamde estafetteregeling. Hier wordt de koelbehoefte van individuele cellen geclassificeerd als 'niet', 'mogen' of 'moeten' volgens het principe van Tabel 8.1. Komt bijv. koelcel 1 in de categorie 'moeten' dan start de koudecentrale. Pas wanneer koelcel 1 in de categorie 'niet' komt stopt de koeling in die cel. De regeling zoekt tegelijkertijd de cel waarin koeling kan beginnen volgens de volgende prioritering:

1. de cel die al het langste in de categorie 'moeten' verkeert.
2. de cel die al het langste in de categorie 'mogen' verkeert.

Cellen geven op deze manier 'het stokje aan elkaar door', vandaar de naam estafetteregeling. Pas wanneer bij het afschakelen van een cel geen enkele andere cel in de categorie 'moeten' of 'mogen' verkeert, zal de koudecentrale afschakelen. Dit leidt tot een zeer gelijkmatige belasting van de koudecentrale.

Tabel 8.1, classificatie koelbehoefte t.b.v. zuivere estafetteregeling.

temperatuur t.o.v. set-point temperatuur	classificatie
$T < T_{set}$	niet
$T_{set} \leq T < T_{set} + \Delta\text{ °C}$	mogen
$T \geq T_{set} + \Delta\text{ °C}$	moeten

Nadeel van de hierboven beschreven zuivere estafetteregeling is dat een volgende cel niet gekoeld wordt ongeacht de temperatuur, totdat de temperatuur in de huidige cel is gedaald tot de categorie 'niet'. Een eenvoudige oplossing voor dit risico is om de categorie 'moeten' te splitsen in een categorie 'moeten' en 'echt moeten' (Tabel 8.2), waarbij de koeling in een cel aangaat, ongeacht de status van andere cellen, wanneer de temperatuur in de categorie 'echt moeten' komt. Dit zal dan leiden tot een wat minder gelijkmatige belasting van de koudecentrale, maar in ruil daarvoor wel en betere temperatuurhandhaving.

Tabel 8.2, classificatie koelbehoefte t.b.v. onzuivere estafetteregeling.

temperatuur t.o.v. set-point temperatuur	classificatie
$T < T_{set}$	niet
$T_{set} \leq T < T_{set} + \Delta\text{ °C}$	mogen
$T_{set} + \Delta \leq T < T_{set} + 2\Delta\text{ °C}$	moeten
$T \geq T_{set} + 2\Delta\text{ °C}$	echt moeten

Op dit concept zijn vele varianten denkbaar. We noemen hier nog de optie om de cel niet alleen te categoriseren op basis van actuele temperatuur, maar op basis van actuele temperatuur en tijdsduur

sinds wanneer aan en bepaald criterium wordt voldaan (bijv. $T \geq T_{set} + \Delta$ °C sinds minder dan 5 minuten is 'moeten', en $T \geq T_{set} + \Delta$ °C sinds meer dan 5 minuten is 'echt moeten').

Tenslotte benoemen we nog de optie het mogen/moeten concept te gebruiken om cellen zoveel mogelijk gelijktijdig aan/uit te schakelen. Dan wordt bijv. de koeling ingeschakeld zodra minstens twee cellen in de categorie moeten vallen, en worden dan gelijktijdig alle cellen uit de categorieën 'moeten' en 'mogen' bediend. Toepassing van dit concept kan aantrekkelijk zijn daar waar deellastbedrijf energetisch ongewenst is, terwijl wat vaker op- en afschakelen van de koudecentrale niet bezwaarlijk is.

OPDRACHT 2 NIVEAUVAT MET AAN/UIT-REGELING

Ga bij deze opdracht uit van het eerder opgestelde Xcos model van het niveauvat uit opdracht 1.

- Breidt het model uit met een tweestanden/tweepunts-regeling, die het toevoerdebiet stopt bij een overschrijding van 10 % van het referentieniveau en weer start zodra het niveau 10 % gedaald is onder het referentieniveau. Voer de simulatie uit voor een toevoerdebiet van 2.0 liter/s en een referentieniveau van 0.5 m.
- Herhaal dit voor een waarde van 5 % ten opzichte van het referentieniveau. Wat valt op te merken als je de resultaten vergelijkt met die van onderdeel a) ?
- Ga na dat de regeling niet alleen geschikt is als zogenaamde "setpoint"-regeling, zoals bij de onderdelen a) en b) maar ook als "storings"-regeling door op een willekeurig moment een verstoring aan te brengen in het uitstroomdebiet ter grootte van 0.5 liter/s.
- Vervolgens wordt de invloed van een dode tijd of transporttijd τ_d bijvoorbeeld tengevolge van de afstand van de regelkraan tot de uitstroomopening van de toevoerpijp geanalyseerd. Kies voor de dode tijd achtereenvolgens 2 sec. en 10 sec.
- Door middel van een voorinstelling of basisinstelling voor het toevoerdebiet kan de regeling verbeterd worden. Er wordt dan voorkomen dat de regelaar een te grote regelactie moet realiseren waardoor er stabiliteitsproblemen zouden kunnen ontstaan. Controleer dit fenomeen met behulp van een geschikt gekozen voorinstelling in de situatie zonder en in de situatie met looptijd.

Maak een overzichtelijke lijst met conclusies die je uit de simulaties kunt trekken

9 MODULERENDE REGELAARS

De tegenhanger van een discontinue regelaar is een continue regelaar, ook wel modulerende regelaar genoemd. De meest gebruikte continue regelaar is de zogenaamde PID-regelaar. Deze is opgebouwd uit drie, meestal parallel geschakelde, onderling onafhankelijk instelbare, regelacties:

1. proportionele regelactie of P-actie; een regelactie evenredig met de afwijking $e(t)$
2. integrerende regelactie of I-actie, evenredig met de integraal over de afwijking $e(t)$
3. differentiërende regelactie of D-actie, evenredig met de afgeleide van de afwijking $e(t)$

9.1 Proportionele regelactie (P-actie) ; P-regelaar

Voor de proportionele of P-actie geldt dat regelactie $u(t)$ evenredig is met de grootte van de afwijking $\varepsilon(t) = r(t) - x(t)$, dus:

$$u(t) = K_p e(t)$$

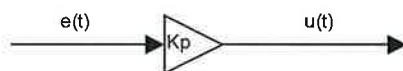


fig. 9.1, blokdiagram van een P-regelaar

De sterkte van de P-actie wordt bepaald door de waarde van de regelaarparameter K_p . Modelleren in Xcos kan door middel van een "gain"-blok (zie fig. 9.1). fig. 9.2 toont de responsie van een P-regelaar op een stapvormig foutsignaal $e(t)$ met stapgrootte 1. De P-actie zorgt onmiddellijk voor een sturing $u(t)$ ter grootte K_p .

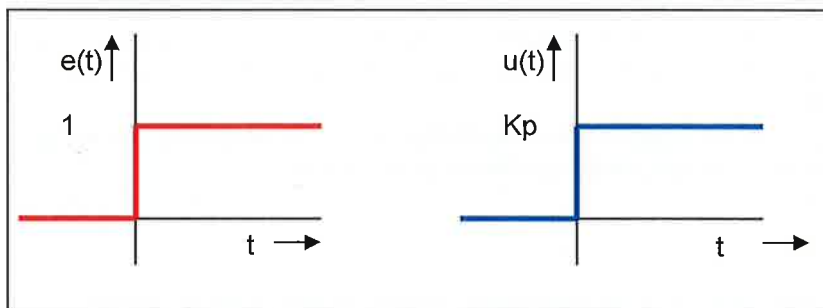


fig. 9.2, stapresponsie van een P-regelaar

De P-actie beïnvloedt zowel het dynamisch als het stationair gedrag van het proces. Hieronder is het blokschema van een P-geregeld proces afgebeeld (fig. 9.3).

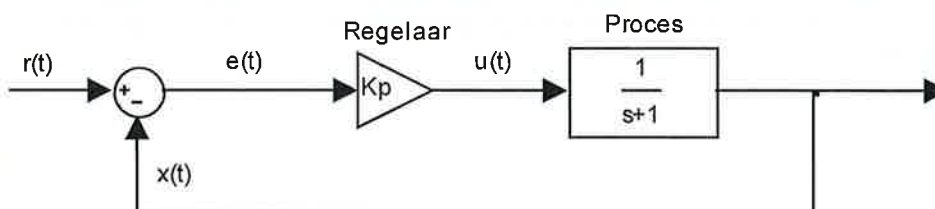


fig. 9.3, blokschema P-geregeld proces

Het stationair gedrag wordt gekenmerkt door de zogenaamde "offset", eindfout of stationaire afwijking $e(\infty)$, dit is de afwijking die overblijft na "lang wachten". Voor de blijvende afwijking $e(\infty) = r(\infty) - x(\infty)$ geldt:

$$e(\infty) = \frac{1}{1 + K_p K} r(\infty)$$

Hierin is $r(\infty)$ eigenlijk de verandering van het "set point". K is de stationaire versterking weer van het te regelen proces, dus eigenlijk $G(0)$. Door opvoeren van de sterkte K_p van de P-actie kan men de off set verkleinen. Als de stationaire versterking van het proces gering is moet men de P-actie aanzienlijk opvoeren om een acceptabele reductie van de off set te verkrijgen.

De invloed van de P-actie op het dynamisch gedrag kan men analyseren door de stapresponsie te meten (of te simuleren indien een geschikt systeemmodel voorhanden is). Om deze invloed getalsmatig vast te leggen zijn er verschillende grootheden gedefinieerd zoals het doorschot (overshoot), meestal in procenten van de stationaire eindwaarde % DS, de insteltijd (settling time) T_s , de piektijd (peak time) T_p , dit is de tijd die nodig voor het bereiken van het eerste maximum en de stijgtijd (raise time) T_r , de tijd die verstrijkt tussen het bereiken van 10 % en 90 % van de stationaire eindwaarde.

De P-actie kan een op zichzelf staande regelaar zijn en wordt veel toegepast bij eenvoudige processen en deelprocessen en bij die processen die een relatief grote stationaire versterking hebben. Dit zijn bijvoorbeeld processen met één of meer integratoren zoals bijvoorbeeld een niveauvat zonder afvoer (waterreservoir van toilet) of een niveauvat met constante met constante afvoer.

Het Bodediagram van een P-actie is gelijk aan dat van een nulde-ordesysteem, zie fig. 6.2 (p. 34). Proportionele regeling van een proces betekent dat in het Bodediagram van het proces de grafiek van de amplitudeversterking verticaal over een afstand K_p omhoog zal schuiven. De fase blijft geheel onveranderd. Dit houdt onmiddellijk in dat de stabiliteitsmarge zal verkleinen zodra de waarde van $K_p > 1$, en zal toenemen zodra $K_p < 1$.

Het voordeel van een regeling met enkel een P-actie is dat de regeling gemakkelijk te realiseren is en dat regel- en stoorgedrag meestal goed te voorspellen zijn. Nadeel is dat vooral bij systemen met een relatief kleine stationaire versterking de sterkte van de P-actie vaak erg hoog moet worden ingesteld om de off set voldoende klein te krijgen. Zoals eerder opgemerkt heeft dat een negatief effect op de systeemstabiliteit en kunnen er problemen optreden wanneer in het proces sprake is van dominante looptijden en/of hogere orde systeemgedrag.

Een oplossing hiervoor vormt toepassing van een integrerende regelactie, die in de volgende paragraaf aan bod komt waardoor de sterkte van de P-actie aanzienlijk verkleind kan worden.

9.1.1 Instelprocedure P-regelaar

Instelling van de sterkte van de P-actie geschiedt meestal handmatig door opvoeren van de sterkte totdat men een instelling heeft bereikt die voldoet aan stationaire en dynamische eisen of totdat er een grenswaarde bereikt wordt waarbij het systeem instabiel dreigt te worden. Vervolgens stelt men de regelaar in op de helft van deze grenswaarde.

Door toepassing van een proportionele regelaar zal de orde van het geregelde proces gelijk blijven aan die van het ongeregelde proces. Wel zullen de dynamische systeemparameters in grootte veranderen, dus de waarde voor tijdsconstanten, relatieve damping, etc.

9.2 Integrerende regelactie (I-actie); PI-regelaar

Voor de integrerende of I-actie geldt:

$$u_I(t) = u_I(0) + K_I \int_0^t e(t) dt$$

Bijdrage $u_I(0)$ is de beginwaarde waarop de integrator wordt ingesteld. Doorgaans wordt de term $u_I(0)$ ingesteld op 0, en zelfs helemaal niet benoemt. In theorie kan instelling van $u_I(0)$ bijdragen aan een snellere convergentie van de geregelde grootheid naar set-point. In praktijk hebben we meestal geen goed idee wat de gewenste waarde voor $u_I(0)$ zou moeten zijn. In het verdere van dit dictaat zullen we het niet meer hebben over $u_I(0)$ en stilzwijgend werken met $u_I(0)=0$.

De sterkte van de I-actie is instelbaar door middel van de keuze van de waarde voor K_I . Deze actie is geen op zichzelf staande regelactie en kan dus niet als zelfstandige regelaar voorkomen. Omdat het geregelde systeem daardoor aanzienlijk trager zou worden, wordt I-actie alleen in combinatie met P-actie toegepast om zodoende de negatieve effecten op het dynamisch gedrag van het geregelde systeem te beperken.

In onderstaande fig. 9.4 is het Xcos model van een PI-regelaar afgebeeld

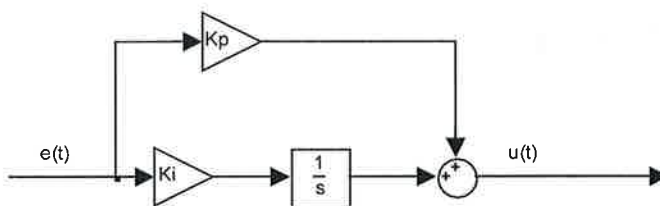


fig. 9.4, blokdiagram van een PI-regelaar

De totale regelactie van de PI-regelaar is: $u(t) = K_p e(t) + K_I \int_0^t e(t) dt$

Dit type regelaar heeft dus twee in te stellen regelaarparameters K_P en K_I , die resp. de absolute sterkte van P- en I-actie aangeven. fig. 9.5 toont de responsie van een PI-regelaar op een stapvormig foutsignaal $e(t)$ met stapgrootte 1. De P-actie zorgt voor een onmiddellijke sturing $u(t)$ bijdrage ter grootte K_P . De invloed van de I-actie moet dan nog op gang komen: "integratie kost tijd"! De tijd die verstrijkt totdat het I-aandeel net zo groot is geworden als het P-aandeel heet de integratietijd τ_i (na-insteltijd).

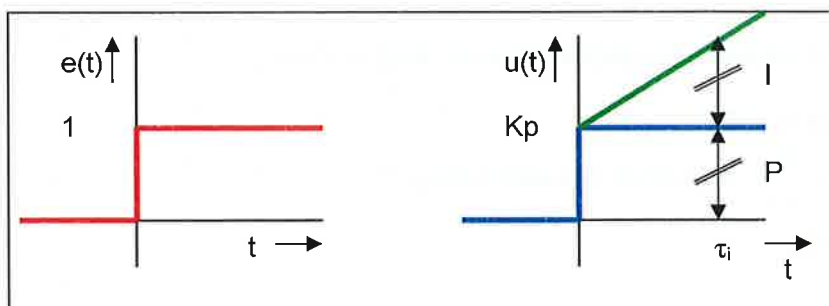


fig. 9.5, stapresponsie van een PI-regelaar

Voor de integratietijd τ_i geldt:

$$\tau_i = \frac{K_p}{K_I} \text{ [s]}$$

In fig. 9.6 kan men tevens controleren dat verkleining van de waarde voor τ_i overeenkomt met een relatief sterkere I-actie. De grootte van τ_i geeft de relatieve sterkte aan van de I-actie. Voor de regelactie van een PI-regelaar kan men ook schrijven:

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{\tau_i} \int_0^t e(t) dt \right]$$

K_p	:	absolute sterkte P-actie
K_I	:	absolute sterkte I-actie
τ_i	:	relatieve sterkte I-actie

Hieronder is het Xcos model voor een PI-regelaar met de instelparameters K_p en τ_i afgebeeld.

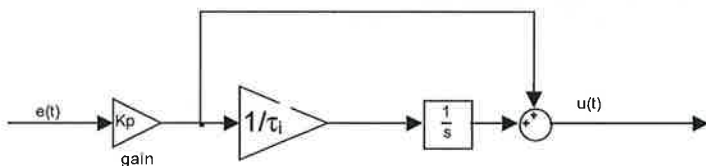


fig. 9.6, blokdiagram PI-regelaar

De bijbehorende overdrachtsfunctie luidt:

$$G_{PI}(s) = \frac{u(t)}{e(t)} = K_p + \frac{K_I}{s} = \frac{K_p s + K_I}{s} = K_p \left(\frac{\tau_i s + 1}{\tau_i s} \right)$$

Een optimale instelling voor de twee regelaarparameters kan men o.a. realiseren met behulp van een analyse in het frequentiedomein. We veronderstellen hetingangssignaal $e(t)$ van de regelaar nu sinusvormig, dus: $e(t) = e_o \sin(\omega t)$. Dan is het uitgangssignaal $u(t)$ van de PI-regelaar:

$$u(t) = K_p e_o \sin(\omega t) - \frac{K_I}{\omega} e_o \cos(\omega t) = K_p e_o \sin(\omega t) + \frac{K_I}{\omega} e_o \sin(\omega t - \pi/2)$$

We beschouwen enkele het asymptotisch verloop van amplitudeversterking en fase:

voor lage waarden van de hoekfrequentie ω geldt:

amplitudeverhouding $\frac{u_o}{e_o} \approx \frac{K_I}{\omega}$, asymptoot met een helling -1

fase $\varphi \approx -\pi/2$ [rad]

voor hoge frequenties geldt:

amplitudeverhouding $\frac{u_o}{e_o} \approx K_p$, horizontale asymptoot, dus helling 0

fase $\varphi \approx 0$ [rad]

Beide asymptoten snijden elkaar bij een hoekfrequentie $\omega = K_I/K_p = 1/\tau_i$, met $\tau_i = K_p/K_I$.

Rechts van het knikpunt werkt de PI-regelaar als een gewone P-regelaar met een constante, dus frequentieonafhankelijke versterking K_P .

Links van het knikpunt is duidelijk extra versterking zichtbaar die voor $\omega \rightarrow 0$ zelfs naar oneindig gaat. De regelaar werkt daar als een zuivere integrator.

Door middel van de integratietijd τ_i kan men de relatieve sterkte van de I-actie ten opzichte van de absolute sterkte van de P-actie variëren. Verkleining van de integratietijd betekent een relatief sterkere I-actie, terwijl het P-aandeel in sterkte gelijk blijft.

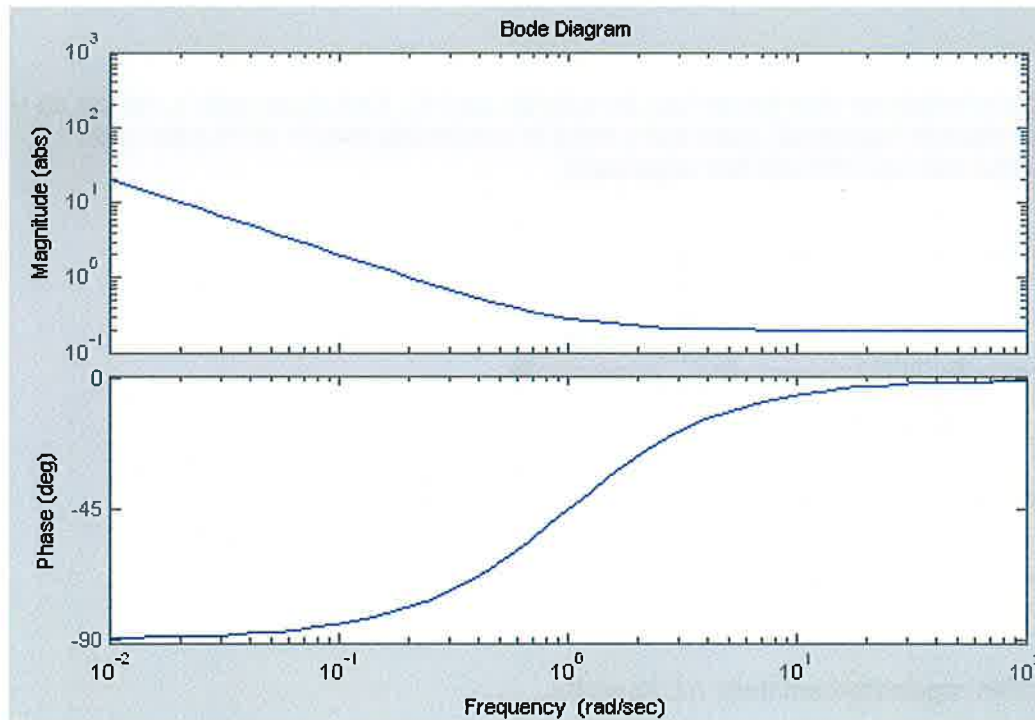


fig. 9.7, Bodediagram van een PI-regelaar met P-aandeel.

Het knikpunt in het Bodediagram $\omega = 1/\tau_i$ verschuift daarbij naar rechts, dus het gebied waar de extra versterking optreedt afkomstig van de I-actie wordt breder. Voor verhoging van de integratietijd geldt het omgekeerde.

Bij verhoging van de waarde van K_P , dus absoluut gezien een sterkere P-actie, schuift het horizontale deel van de amplitudeversterking omhoog. Het knikpunt verschuift daarbij naar links, hetgeen inhoudt dat de I-actie relatief zwakker wordt!

Concluderend kan men stellen dat de I-actie ervoor zorgt dat de versterking van het geregelde proces in het laagfrequentie gebied aanzienlijk verhoogd wordt. Voor lage waarden van de hoekfrequentie, dat kenmerkend is voor het stationair gedrag van het systeem wordt deze zelfs oneindig groot waardoor de off set $e(\infty)$ nul wordt, hetgeen de bedoeling was.

Wel dient men te bedenken dat door toevoeging van een I-actie aan een systeem het dynamisch gedrag van het systeem in de tijd gezien slechter wordt, dat wil zeggen het systeem wordt trager. Daarnaast heeft een I-actie ook een negatieve invloed op de systeemstabiliteit. Dus het advies is als een I-actie niet echt noodzakelijk is laat hem dan weg!!

9.2.1 Instelprocedure PI-regelaar

- eerste-orde-systeem: kies de waarde voor de integratietijd τ_i gelijk aan de tijdconstante en voer de waarde voor K_P zover op dat het systeem voldoet aan de gestelde dynamische eisen. Verder opvoeren van die waarde zal in theorie het systeem steeds sneller maken, doch in de praktijk wordt dit begrensd door al eerder genoemde oorzaken.

- tweede- en hogere-orde-systeem: kies de waarde van de integratietijd τ_i gelijk (of iets groter) aan de waarde van de dominante, dus grootste, tijdconstante τ van het proces.

9.3 Differentiërende regelactie (D-actie); PD-regelaar

Voor een differentiërende regelactie geldt:

$$u(t) = K_D \frac{de(t)}{dt}$$

De sterkte van de D-actie is instelbaar door keuze van de waarde voor K_D . Ook deze actie is net als de I-actie niet een op zichzelf staande regelactie, maar komt enkel in combinatie met P- of PI-actie voor. Hieronder is het Xcos model van een PD-regelaar afgebeeld.

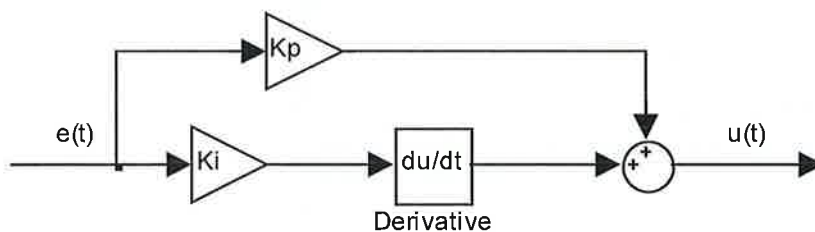


fig. 9.8, blokdiagram van een PD-regelaar

De totale regelactie van de PD-regelaar is:

$$u(t) = K_P e(t) + K_D \frac{de(t)}{dt}$$

Er zijn dus twee in te stellen regelaarparameters, n.l. K_P en K_D .

In fig. 9.9 is de responsie afgebeeld van een PD-regelaar op een taludvormig foutsignaal $e(t)$:

$$e(t) = \begin{cases} 0 & \text{voor } t < 0 \\ t & \text{voor } t \geq 0 \end{cases}$$

De D-actie levert meteen een bijdrage ter grootte K_D aan het regelsignaal, terwijl nu de P-actie nog op gang moet komen, omdat in den beginne de absolute waarde van de afwijking die bepalend is voor de sterkte van de P-actie nog gering is. De D-actie "kijkt" dus naar de snelheid waarmee de afwijking toeneemt. Bij een afname van de afwijking zal de D-actie in tegenstelling tot de P-actie een negatieve bijdrage leveren tot het regelsignaal om de regeling "af te remmen". Een D-actie werkt anticiperend.

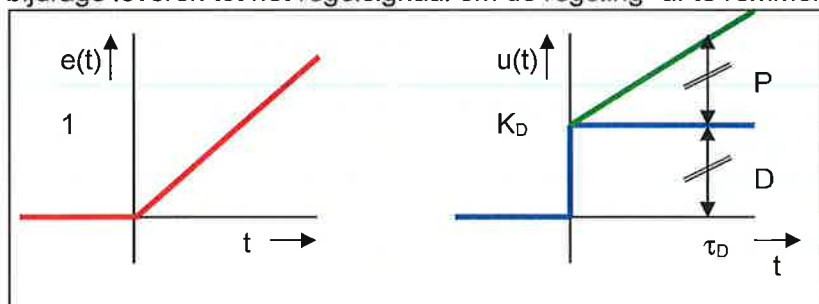


fig. 9.9, taludresponsie van een PD-regelaar

De tijd die verstrijkt totdat de bijdrage van de P-actie net zo groot is geworden als die van de D-actie noemt men de differentiatietijd τ_d (na-insteltijd) en deze is gelijk aan K_D/K_P . In fig. 9.9 kan men ook controleren dat verhoging van de differentiatietijd een relatief sterkere D-actie oplevert.

De overdrachtsfunctie van een PD-regelaar is:

$$G_{PD}(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = K_p + K_D s = K_p (1 + \tau_D s)$$

een serieschakeling van een nulde-orde-systeem en een zogenaamde oneigenlijke integrator.

Voor de volgorde in regelsnelheid van de drie regelacties kan men concluderen: D-actie levert de snelste bijdrage tot het regelsignaal, daarna de P-actie en de I-actie levert de traagste bijdrage, dus D-P-I.

Het bodediagram van de regelaar levert wederom informatie voor een optimale instelling ervan. Voor sinusvormige ingangssignalen $e(t) = e_o \sin(\omega t)$ levert de regelaar als uitgangssignaal:

$$u(t) = K_p e_o \sin(\omega t) + \omega K_D e_o \sin(\omega t) = K_p e_o \sin(\omega t) + \omega K_D e_o \sin(\omega t + \pi/2)$$

We beschouwen weer enkel het asymptotisch gedrag van amplitudeversterking en fase.

Voor hoge frequenties geldt:

amplitudeverhouding $\frac{u_o}{e_o} \approx \omega K_D$, asymptoot met helling +1 ; fase $\varphi \approx +\pi/2$

Voor lage frequenties geldt:

amplitudeverhouding $\frac{u_o}{e_o} \approx K_p$, horizontale asymptoot, dus helling 0 ; fase $\varphi \approx 0$

Beide asymptoten snijden elkaar bij een hoekfrequentie $\omega = K_p/K_D = 1/\tau_d$.

In fig. 9.10 is het volledige Bodediagram van een PD-regelaar afgebeeld. Links van het knikpunt werkt de regelaar als een gewone P-regelaar met een constante, nagenoeg frequentie-onafhankelijke, versterking K_p . Rechts van het knikpunt is duidelijk extra versterking zichtbaar die voor $\omega \rightarrow \infty$ oneindig groot wordt. De regelaar werkt in dat gebied als een zuivere differentiator met alle gevolgen van dien.

In de praktijk wordt de D-actie voor hoge frequenties altijd "afgetemd" door de versterking te begrenzen. Er ontstaat zodoende een tweede knikpunt (streeplijn). Dit type regelaar noemt men een tamme PD-regelaar (lead controller). Hierdoor wordt een rustiger gedrag van de regelaar gerealiseerd.

Door middel van de differentiatietijd τ_d kan men de relatieve sterkte van de D-actie ten opzichte van de P-actie variëren. Vergroting van τ_d betekent een relatief sterkere D-actie, terwijl de P-actie in sterkte gelijk blijft. Het knikpunt verschuift daarbij naar links, dus het gebied met extra versterking wordt breder. Voor verkleining van τ_d geldt het omgekeerde.

Bij verhoging van de waarde voor K_p , dus een sterkere P-actie absoluut gezien, schuift het horizontale stuk van de amplitudeversterking omhoog. Het knikpunt schuift daarbij naar rechts, dus de D-actie wordt dan relatief zwakker ten opzichte van de P-actie.

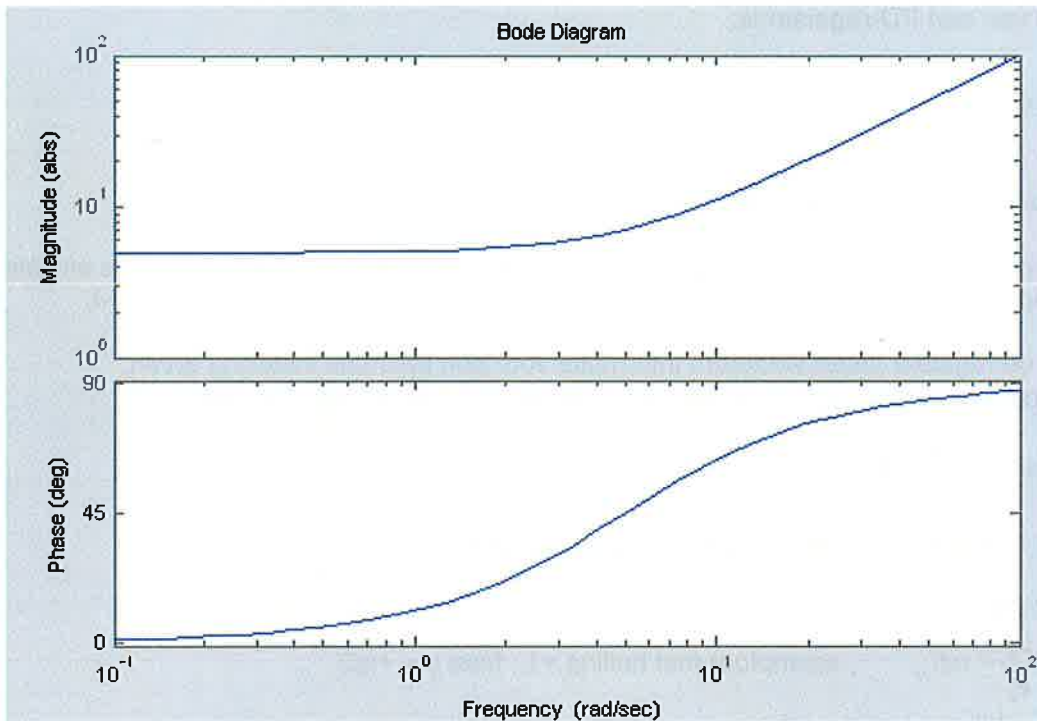


fig. 9.10, Bodediagram van een PD-regelaar

Concluderend kan men opmerken dat de D-actie extra versterking levert in het hoogfrequentie gebied. Het resultaat is in de tijd gezien dat het dynamisch gedrag van het systeem wordt verbeterd, het systeem wordt sneller. Dus D-actie dient vooral om de snelheid van een systeem op te voeren. Daarnaast heeft D-actie een positieve invloed op de systeemstabiliteit vanwege de positieve fasebijdrage.

9.3.1 Instelmethodek PD-regelaar

Bij processen met een hoge stationaire versterking, dus die zelf al één of meer integratoren bevatten, is géén I-actie nodig om de off set weg te werken. Om aan eventuele eisen ten aanzien van het dynamisch gedrag (dus systeem snelheid) te kunnen voldoen is in elk geval P-actie nodig. Wanneer de K_P -waarde relatief hoog moet worden ingesteld kunnen problemen ten aanzien van systeemstabiliteit ontstaan. Dan is dus D-actie noodzakelijk. De waarde voor de differentiatietijd τ_d wordt dan gelijk gekozen aan de grootste tijdconstante τ van het te regelen systeem. De sterkte van de P-actie voert men daarna zodanig op dat aan de dynamische eisen wordt voldaan.

9.4 PID-regelaar

Voor de PID-regelaar geldt als mathematisch model:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt}$$

Hierin zijn de grootheden K_P , K_I en K_D de in te stellen regelaarparameters op basis van eisen aan het dynamisch en stationair gedrag van het te regelen systeem

Een andere uitdrukking voor de regelactie krijg je als je gebruikt maak van de in te stellen regelaarparameters K_P , τ_i en τ_d , n.l.:

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{\tau_i} \int_0^t e(t) dt + \tau_d \frac{de(t)}{dt} \right]$$

K_P	:	absolute sterkte P-actie
$\tau_i = K_P / K_I$	:	relatieve sterkte I-actie
$\tau_d = K_D / K_P$	:	relatieve sterkte D-actie

In fig. 9.11 is het Xcos model van een PID-regelaar afgebeeld. Stel zelf het model op van een PID-regelaar met als regelaarparameters τ_i , τ_d en K_P .

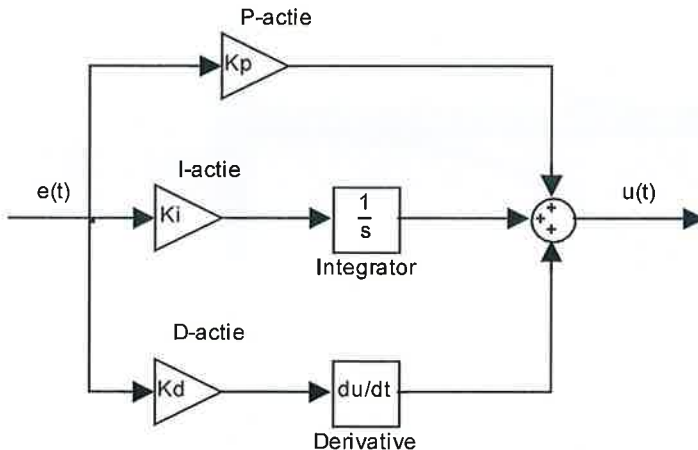


fig. 9.11, blokdiagram van een PID-regelaar

Bovenstaande PID-regelaar is dus een parallelregelaar, omdat de drie regelacties naast elkaar werken en elkaar niet beïnvloeden. Er bestaat ook een PID-regelaar waarbij de drie regelacties in serie zijn geplaatst, dit heet een cascade-PID-regelaar. Deze wordt slechts in zeer speciale gevallen toegepast en heeft een ingewikkeldere werking omdat de verschillende regelacties elkaar beïnvloeden. Dit type zal niet nader worden toegelicht.

De overdrachtsfunctie van een PID-regelaar luidt:

$$G_{PID}(s) = \frac{u(t)}{\varepsilon(t)} = K_P \left(\frac{\tau_i \tau_d s^2 + \tau_i s + 1}{\tau_i s} \right)$$

een serieschakeling van twee oneigenlijke differentiators en een ideale integrator

Het Bodediagram van een ideale PID-regelaar is in principe een combinatie van de afzonderlijke Bodediagrammen van de PI- en PD-regelaar. Door deze eenvoudigweg grafisch "op te tellen" ontstaat fig. 9.12.

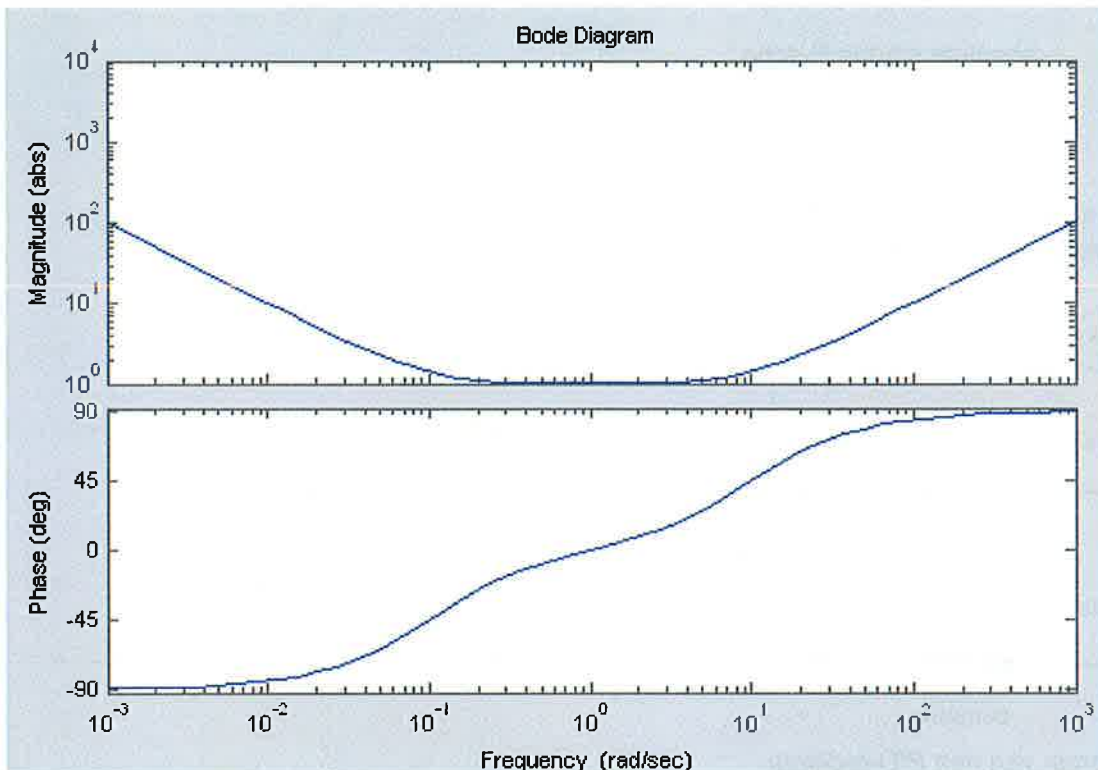


fig. 9.12, Bodediagram van een PID-regelaar

Links van het linker kantelpunt $1/\tau_i$ heeft het asymptotisch verloop van de amplitude-versterking van de regelaar een helling -1 en is voornamelijk de I-actie actief (laagfrequente gebied, dus kenmerkend voor stationair gedrag, d.w.z. wegwerken off set). Rechts van het rechter kantelpunt heeft het asymptotisch verloop een helling $+1$ en is voornamelijk de D-actie actief (hoogfrequente gebied, kenmerkend voor het dynamisch gedrag). Tenslotte is er een middengebiet tussen de beide kantelpunten met een horizontaal verloop, waarin voornamelijk de P-actie werkzaam is.

Ook de fase vertoont het kenmerkend verloop van de drie aparte regelacties in drie frequentiegebieden. Een ander is duidelijker zichtbaar naarmate de beide kantelpunten verder uit elkaar liggen.

9.4.1 Instelprocedure PID-regelaar

De situatie kan zich in de praktijk voordoen dat er geen bruikbare regelaarinstelling kan worden gerealiseerd met een PI-regelaar. Bijvoorbeeld omdat het geregelde systeem instabiel dreigt te worden omdat de sterkte van de P-actie erg hoog moet worden ingesteld om aan dynamische eisen te voldoen. Een oplossing is dan om de PI-regelaar uit te breiden met een D-actie die o.a. de stabiliteitsmarge kan verhogen.

Instellen van deze PID-regelaar dient men op basis van vooraf gestelde criteria ten aanzien van zowel stationair gedrag (off set) alsook dynamisch gedrag (doorschot, insteltijd, fasemarge, et.) meestal zorgvuldig te doen aan de hand van een systeemanalyse in het frequentiedomein. Men moet dus wel de beschikking hebben over een al of niet experimenteel bepaald Bodediagram van het te regelen proces.

Wanneer men een te regelen proces kan benaderen door een serieschakeling van meerdere eerste-orde processen kan een eenvoudige instelprocedure vaak al tot een bevredigend resultaat leiden. Deze procedure verloopt als volgt:

- kies de integratietijd τ_i ongeveer (of iets groter) gelijk aan de grootste tijdconstante van τ_1 het proces;
- kies de differentiatietijd τ_d ongeveer (of iets kleiner) gelijk aan de op één na grootste tijdconstante τ_2 van het proces.
- Voer de sterkte van de P-actie op tot aan de dynamische eisen wordt voldaan

In de praktijk worden I- en D-actie altijd afgezwakt waardoor er een zogenaamde “tamme” PID-regelaar ontstaat. De overdrachtsfunctie van deze tamme regelaar die in principe een serieschakeling is van een tamme PI- en een tamme PD-regelaar luidt:

$$G_{lead-lag}(s) = \frac{u(t)}{\varepsilon(t)} = K_P \left(\frac{\tau_i s + 1}{\alpha \tau_i s + 1} \right) \left(\frac{\tau_d s + 1}{\beta \tau_d s + 1} \right)$$

Hierin is de grootte α de tamheidsfactor voor de I-actie, waarvoor geldt $\alpha > 1$, terwijl de grootte β de tamheidsfactor van de D-actie voorstelt, waarvoor geldt $0 \leq \beta \leq 1$.

K_P , τ_i , τ_d , α en β zijn nu de nader te bepalen regelaarparameters, die men moet instellen uitgaande van eisen ten aanzien stationair (off set) en dynamisch gedrag (insteltijd, doorschot, etc.) en vereiste stabiliteitsmarges (VM, FM). Hierbij dient een complexere instelprocedure gevolgd te worden dan de eerder genoemde procedure.

In onderstaande fig. 9.13 is het Bodediagram van de tamme PID-regelaar afgebeeld. Ook hier is in de verschillende frequentiegebieden duidelijk de werking van de afzonderlijke regelacties zichtbaar. Men noemt dit verloop van de amplitudeversterking ook wel de badkuipfunctie.

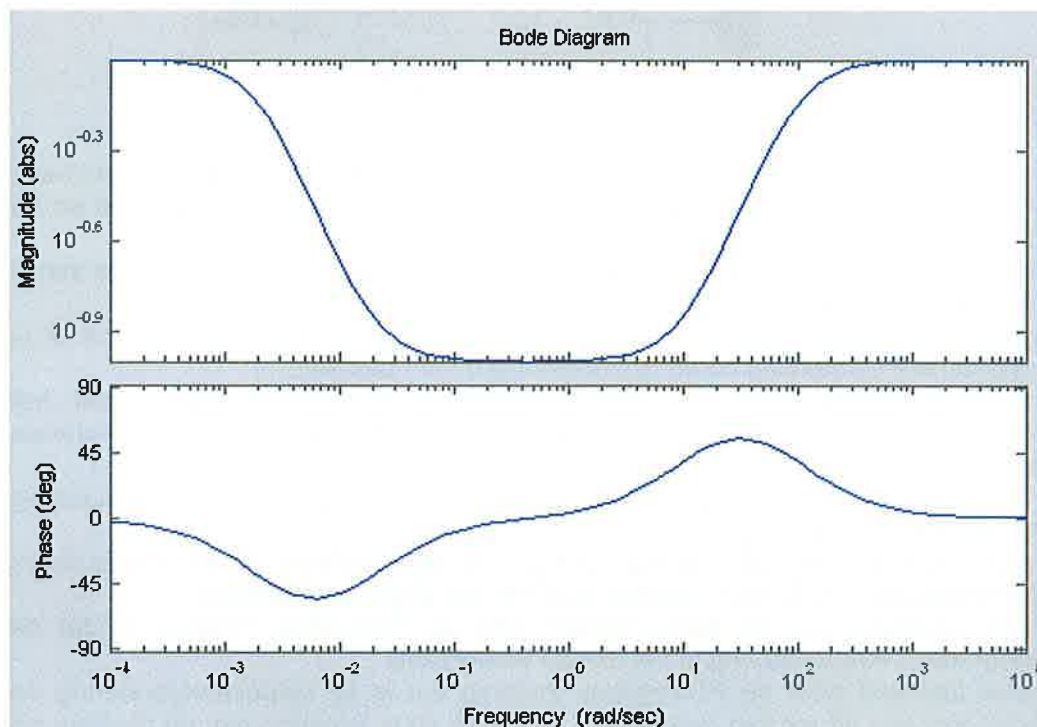


fig. 9.13, Bodediagram van een tamme PID-regelaar

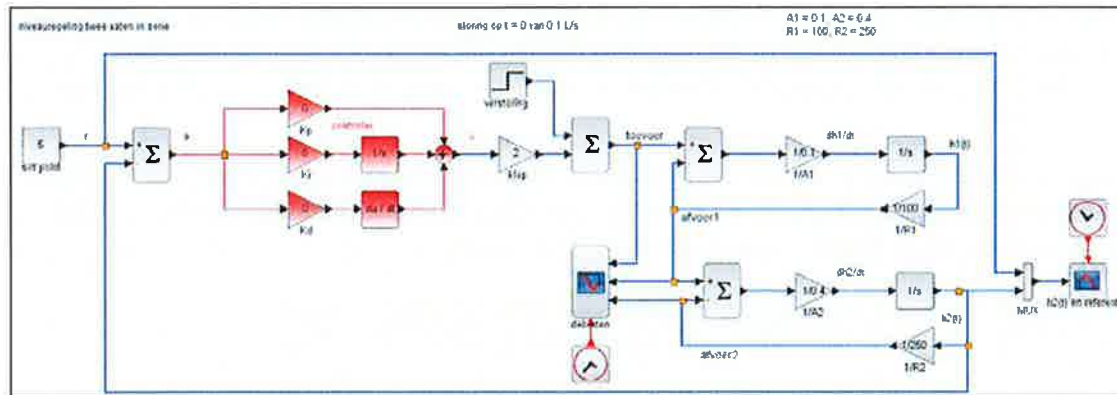
9.5 Opdracht 3a. Niveauregeling

Gegeven het fysische model van twee niveauvatens in serie zoals in het diktaat in par. 5.5 is beschreven. Het niveau in het tweede vat $h_2(t)$ van dit systeem dient geregeld te worden met behulp van achtereenvolgens een P-, een PI-, een PD- en tenslotte een PID-regelaar.

Het regelgedrag wordt geanalyseerd aan de hand van de responsie op een verandering van het set point ter grootte van 0.1 m.

Naast het regelgedrag dient ook het stoorgedrag geanalyseerd te worden. Dit gebeurt door een verstoring in het toevoerdebiet aan te brengen van 0.1 liter/s. Het setpoint blijft hierbij uiteraard ongewijzigd.

Het Xcos model van het geregelde systeem is hieronder afgebeeld.



- Bereken de tijdconstanten τ_1 en τ_2 van dit proces zonder regeling. Bereken ook de stationaire versterking K , die het verband aangeeft tussen een stapvormige verandering van de toevoer en de uiteindelijke verandering van het niveau $h_2(\infty)$.
- Bepaal de overdrachtsfunctie $G(s)$ en teken het Bode diagram. Bepaal ook hieruit de waarde van K en kijk of je één of twee tijdconstanten kunt bepalen.
- Bepaal ook de stapresponsie van dit systeem, dus nog altijd nog zonder regeling, en ga na of je hieruit ook weer de stationaire versterking en de tijdconstant(en) kunt bepalen.
- Implementeer een P-regelaar. Geef een setpoint-verandering van 0.1 m en bepaal het regelgedrag. Voer daarbij de waarde voor K_p op met stappen van 10 vanaf 0.1 tot 1000. Conclusies ten aanzien van stationair en dynamisch regelgedrag?
- Implementeer een PI-regelaar. Geef een setpoint-verandering van 0.1 m en bepaal het regelgedrag door variatie van de regelaarparameters. Conclusies?
- Stel de I-actie van de PI-regelaar optimaal in en bepaal een zodanige instelling van de P-actie dat er een doorschot is van maximaal 10 % en een insteltijd van 100 sec wordt gerealiseerd.
- Implementeer nu een verstoring op het toevoerdebiet. Stel de PI-regelaar zodanig in dat de debietverstoring minder dan 1 mm verstoring in het niveau veroorzaakt.
- PD-regeling. Stel door trial and error de PD-regelaar zodanig dat je bij setpoint-verandering de snelste responsie krijgt met een off set van maximaal 2 %. Ga bij deze instelling van de regelaar na hoe het verloop van het toevoerdebiet is en trek conclusies.
- PID-regeling, "set point"-regeling. Stel de waarde voor D- en I-actie optimaal in en bepaal een zodanige waarde voor K_p dat het doorschot kleiner is dan 10 % en de insteltijd kleiner dan 200 s.
- PID-regeling, "storings"-regeling. Stel de regelaar zo in dat de invloed van de debietverstoring een niveauverstoring geeft kleiner dan 1 mm.
- Facultatief, als je tijd over hebt: breng eens een niet-lineariteit aan zoals een eindige snelheid in de toename van het toevoerdebiet (rate limiter), of een looptijd van enkele seconden (transport delay) of een volledig uitsluiten van regelaar of klep (saturation) en kijk wat er dan overblijft van de te halen snelheid van regelen!!!!

10 DYNAMISCH MODEL KOELCEL

In dit hoofdstuk wordt een hoger-orde-model voor de koelcel opgesteld. Hierbij wordt uitgegaan van een nauwkeuriger fysisch model van het eerder besproken eerste-orde-model van de koelcel, door ook de invloed van de belading mee te nemen. De aanvullende grootheden ten opzichte van het eerdere model zijn achtereenvolgens:

$T(t)$	:	temperatuur van de belading [K]
α	:	warmteoverdrachtscoëfficiënt aan de buitenkant belading [W/m ² K]
A	:	warmte-uitwisselend oppervlak van de belading [m ²]
m	:	massa van de belading [kg]
c	:	soortelijke warmte van de belading [J/kgK]
$\Phi(t)$	:	warmtestroom vanuit de belading naar de cellucht [W]

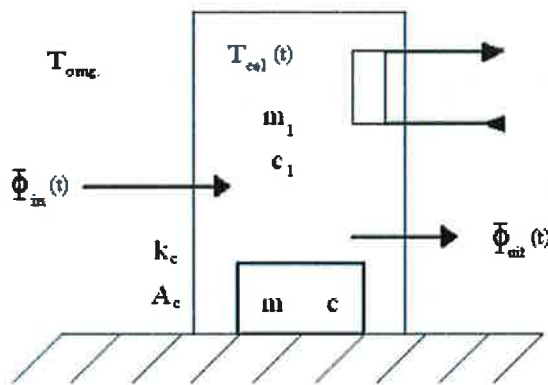


fig. 10.1, fysisch model van de koelcel

De warmtebalans voor de lucht in de koelcel luidt:

$$m_l c_l \frac{dT_{cel}(t)}{dt} = \Phi_{in}(t) - \Phi_{uit}(t) + \Phi(t) \quad (a)$$

Hierin zijn:

$$\Phi_{in}(t) = k_c A_c [T_{omg} - T_{cel}(t)] \quad (b)$$

$$\Phi(t) = \alpha A [T(t) - T_{cel}(t)] \quad (c)$$

Combinatie van bovenstaande vergelijkingen levert:

$$m_l c_l \frac{dT_{cel}(t)}{dt} = k_c A_c [T_{omg}(t) - T_{cel}(t)] - \Phi_{uit} + \alpha A [T(t) - T_{cel}(t)] \quad (d)$$

Voor de belading kan men ook een warmtebalans opstellen; deze luidt:

$$mc \frac{dT(t)}{dt} = -\Phi(t)$$

Voor de warmtestroom $\Phi(t)$ geldt tevens:

$$\Phi(t) = \alpha A [T(t) - T_{cel}(t)]$$

Combinatie van beide vergelijkingen levert:

$$mc \frac{dT(t)}{dt} = \alpha A [T_{cel}(t) - T(t)] \quad (f)$$

Omdat in een koelcel op de temperatuur van de cellucht wordt geregeld zoeken we een verband tussen de warmteafvoer en deze temperatuur $T_{cel}(t)$, dus elimineren we de temperatuur van de belading $T(t)$ uit de relaties (d) en (f), met als resultaat:

$$\tau_1 \tau_2 \frac{d^2 T_{cel}(t)}{dt^2} + \left[\tau_1 + \tau_2 \left(1 + \frac{\alpha A}{k_c A_c} \right) \right] \frac{dT_{cel}(t)}{dt} + T_{cel}(t) = T_{omg} - \tau_1 \frac{1}{k_c A_c} \frac{d\Phi_{uit}(t)}{dt} - \frac{1}{k_c A_c} \Phi_{uit}(t)$$

met $\tau_1 = \frac{mc}{\alpha A}$ en $\tau_2 = \frac{m_l c_l}{k_c A_c}$

Laplacetransformatie van bovenstaande differentiaalvergelijkingen levert de overdrachtsfunctie $G_1(s)$ die het verband aangeeft tussen de warmteopname $\Phi_{uit}(s)$ en de celtemperatuur $T_{cel}(s)$ in de verdamper:

$$G_1(s) = \frac{T_{cel}(s)}{\Phi_{uit}(s)} = - \frac{\frac{1}{k_c A_c} (\tau_1 s + 1)}{\tau_1 \tau_2 s^2 + \left(\tau_1 + \tau_2 \left(1 + \frac{\alpha A}{k_c A_c} \right) \right) s + 1}$$

Dit is een oneigelijke differentiator en een overkritisch gedempt tweede-orde-systeem, zie ook het Bodediagram op de volgende pagina.

Als we de celtemperatuur $T_{cel}(t)$ uit de twee vergelijkingen (d) en (f) elimineren dan krijgen we het verband tussen de warmte-afvoer $\Phi_{uit}(t)$ uit de cel en de temperatuur van de lading $T(t)$:

$$\tau_1 \tau_2 \frac{d^2 T(t)}{dt^2} + \left[\tau_1 + \tau_2 \left(1 + \frac{\alpha A}{k_c A_c} \right) \right] \frac{dT(t)}{dt} + T(t) = T_{omg} - \frac{1}{k_c A_c} \Phi_{uit}(t)$$

De overdrachtsfunctie $G_2(s)$ die het verband tussen $\Phi_{uit}(s)$ en $T(s)$ aangeeft luidt:

$$G_2(s) = \frac{T(s)}{\Phi_{uit}(s)} = - \frac{\frac{1}{k_c A_c}}{\tau_1 \tau_2 s^2 + \left(\tau_1 + \tau_2 \left(1 + \frac{\alpha A}{k_c A_c} \right) \right) s + 1}$$

Dit is een overkritisch gedempt tweede-orde-systeem, zie ook het Bodediagram in fig. 10.2.

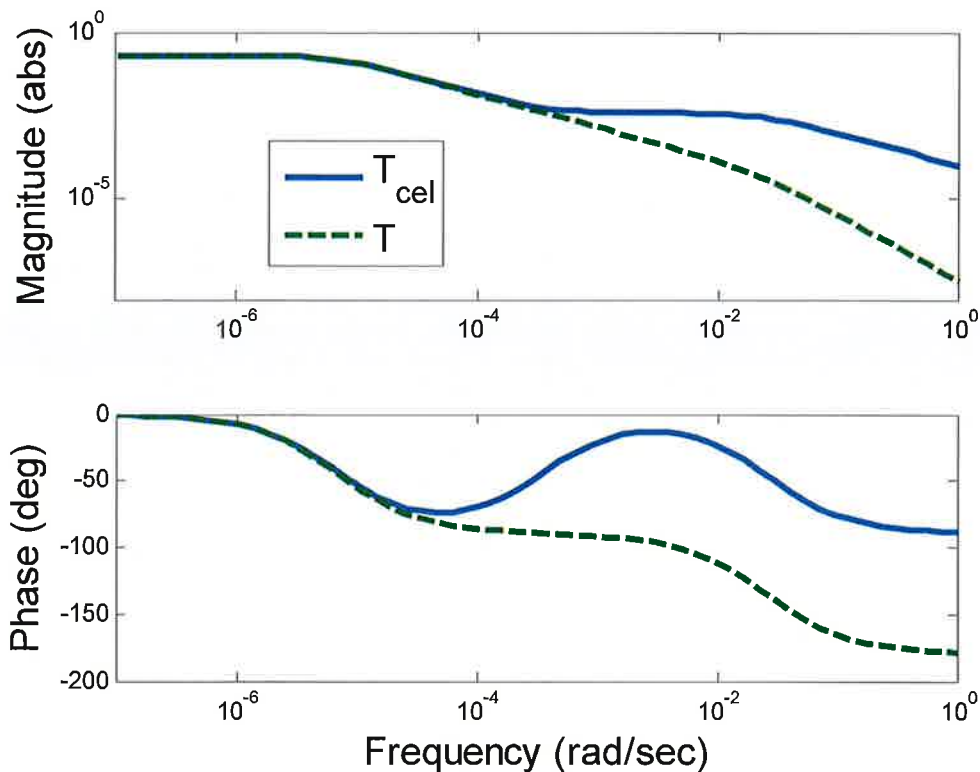


fig. 10.2, Bodediagram van koelcel dat verband aangeeft tussen warmteafvoer en a) celtemperatuur en b) luchttemperatuur.

10.1 OPDRACHT 3b.

KOELCEL

Stel een Xcos model van de koelcel waarbij rekening gehouden wordt met de warmteoverdracht tussen de belading en de cellucht. De temperatuur van cellucht en belading is aanvankelijk gelijk aan de omgevingstemperatuur. Implementeer in het model een aan/uit-regeling.

- Bepaal het verloop van de temperatuur van de cellucht en de belading d.m.v. simulatie.
- Bereken of bepaal door simulatie de hoeveelheid warmte die tengevolge van het temperatuurverschil tussen omgeving en cellucht binnenstroomt.
- Bepaal de invloed van een basisinstelling van de regeling met betrekking tot de warmte-indringing
- Ga na wat de invloed is van de waarden voor $k_c A_c$, αA , $m_l c_l$ en de grootte van de warmteafvoer, dus de capaciteit van de koelinstallatie Φ_{uit}

Bedenk zelf geschikte waarden voor de systeemparameters. Als dat niet lukt, neem dan voor een startsituatie de volgende waarden:

$k_c A_c$	=	5	W/K
$m_l c_l$	=	10^4	J/K
m_c	=	10^6	J/K
αA	=	350	J/K
T_{aan}	=	5 °C	
T_{uit}	=	3 °C	
Φ_{uit}	=	700	W

