

Løsningsforslag til kontinuasjonseksamen i

TTK4125 Datastyring

5. august 2013

Oppgave 1 **Systemutvikling/UML (10%)**

- a) Sporbarhet skal sørge for at ethvert krav kan knyttes til de delene av implementeringen som implementerer kravet, og at enhver del av implementeringen skal kunne spores til et eller flere spesifikke krav som denne delen implementerer.

De viktigste grunnene til å gjøre dette er

- for å minimalisere kompleksitet (ikke implementere ting som ikke er etterspurt), og
- at man sikrer at alle kundens krav oppfylles.

En måte å oppnå sporbarhet på er å bruke et dokument, en sporbarhetsmatrise, som kopler krav til akseptkriterier, og akseptkriterier til spesifikasjoner og implementering.

- b) Fokus for ulike diagramtyper:

Klassediagram (KLD):

Komposisjon;

hvordan data og metoder/operasjoner/funksjoner er samlet i ulike klasser.

Tilstandsdiagram (TD):

Oppførsel;

systemets tilstander, tilstandsoverganger og reaksjonsmønstre.

Kommunikasjonsdiagram (KOM):

Kommunikasjon;

Hvilke delsystemer (klasser, moduler, objekter) som kommuniserer (og innholdet i denne kommunikasjonen).

Sammenhenger mellom modellene:

KLD/TD:

- TD beskriver (typisk) oppførselen til en klasse (dersom klassen har tilstandsmaskinegenskaper).
- Tilhørende KLD angir triggere og interne aksjoner/aktiviteter for denne TD.

KLD/KOM:

- KLD angir indre struktur til modulene som inngår i KOM.
- KOM viser hvilke av disse som snakker sammen/samarbeider.

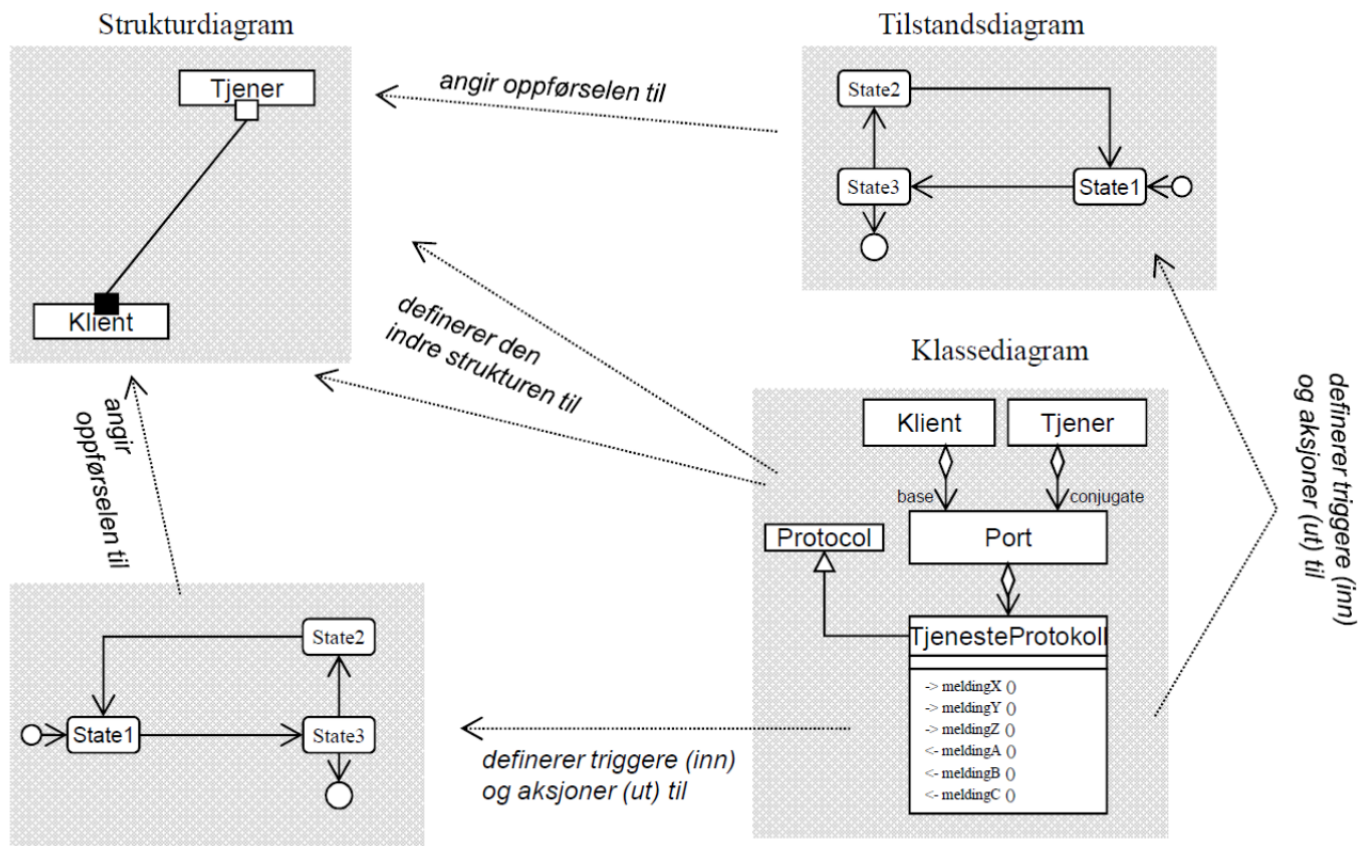
TD/KOM:

- TD viser oppførselen til hver av kommunikationsdeltakerne.
- KOM viser hvilke deltakere (tilstandsmaskiner) som kommuniserer.

Figuren nedenfor illustrerer disse sammenhengene. (NB: Figuren er basert på UML-RT, og viser derfor et strukturdiagram, som er en spesialisert form for kommunikationsdiagram. UML-

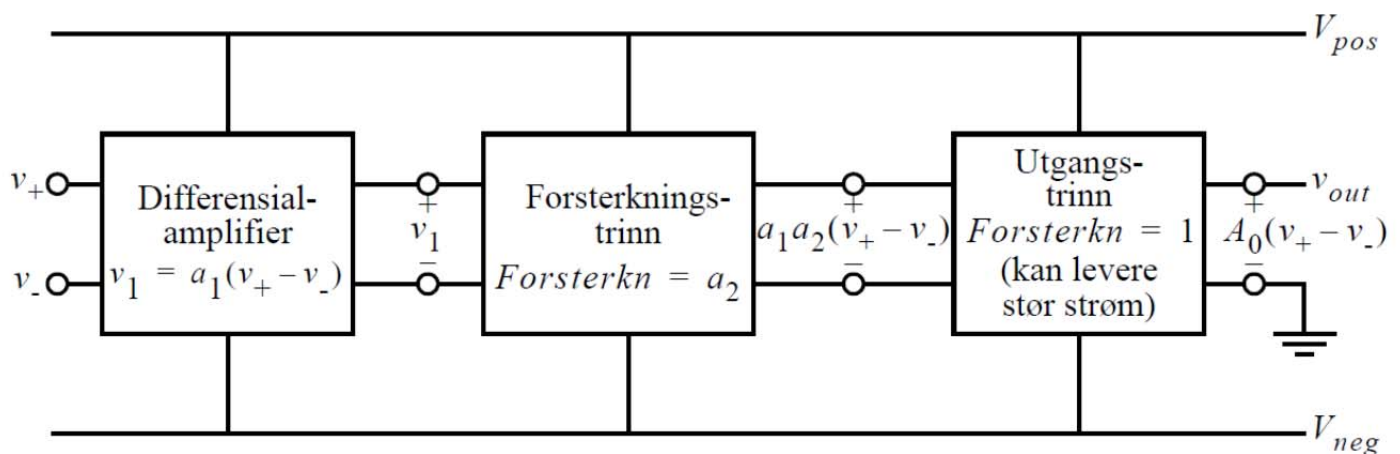
RT-syntaks kreves ikke i besvarelsen. Videre er diagrammenes faktiske innhold kun med for å visualisere diagrammenes syntaks, og ikke representativt for noe reelt system.)

Sammenhengen mellom modellene i UML-RT



Oppgave 2 Signalforsterkere (20%)

a)



Operasjonsforsterkerens trinn er illustrert i figuren over, og har følgende funksjoner:

Inngangstrinnet som er en differensialforsterker. Dette trinnet mottar to inngangsspenninger v_+ og v_- , begge målt relativt til signaljord. Utgangen av dette trinnet blir

$$v_1 = a_1(v_+ - v_-),$$

som tilsvarer differansen mellom inngangssignalene multiplisert med en relativt liten faktor a_1 .

Mellomtrinnet står for brorparten av signalforsterkningen, av størrelsesorden $a_2 = 100$ dB. Den totale interne signalforsterkning blir derved

$$V_2 = a_1 a_2 (v_+ - v_-).$$

Utgangstrinnet bidrar ikke til spenningsforsterkningen, men har en tilstrekkelig lav utgangsimpedans slik at forsterkeren kan levere den utgangsstrømmen som følger av lastens inngangsimpedans.

b) Begrepsdefinisjoner:

Input offset voltage er den spenningen vi i praksis må ha mellom inngangene på en OPA for at utgangen skal være lik 0 V.

Output offset voltage er den spenningen vi får på utgangen når vi setter 0 V mellom inngangene (dvs. kople dem sammen).

Sammenheng:

Output offset voltage tilsvarer *Input offset voltage* multiplisert med OPA-ens **åpen sløyfe-forsterkning**.

c) Hovedårsakene til at en må velge instrumenteringsforsterker framfor en differensforsterker ligger i følgende forhold (i vilkårlig rekkefølge):

Signallinjas impedans – serieresistans gir spenningsfall ved strømtrekk, og dette spenningsfallet adderes som en forstyrrelse på nyttesignalet. Både nyttesignalets spenningsverdi og *common mode*-støy gir opphav til slike forstyrrelser, som via ulike mekanismer påvirker forsterkerens utgangssignal.

Ved **asymmetri (ubalanse) i signalledernes impedans** og i differensforsterkerens inngangsimpedans, **vil den *common mode*-induserte forstyrrelsen få en differensiell komponent** som ikke kan fjernes med etterfølgende kretser.

Videre vil den delen av spenningsfallet som stammer fra selve nyttesignalet få en differensiell komponent, noe som **endrer systemets effektive signalforsterkning**.

Med instrumenteringsforsterkeren løses dette ved et inngangstrinn med **ekstremt høy impedans**, slik at strømmene – og dermed **spenningsfeilen – på inngangsterminalene blir liten eller neglisjerbar**.

Asymmetriske koplingsimpedanser mellom signalledere og skjerm skaper differensielle forstyrrelser i signallederne som ikke kan fjernes med etterfølgende kretser, og som derfor representerer en **reduksjon av systemets CMRR**.

Med instrumenteringsforsterkerens midtre trinn utledes *common mode*-signalet på signallederne. Ved å **kople dette til signalledernes skjerm**, unngår vi at *common mode*-støyen forårsaker strømmer i strøimpedansene mellom ledere og skjerm, og dermed **skapes heller ingen differensiell støyspenning (vi får bedre CMRR)**.

Oppsummert kan en si at instrumenteringsforsterkeren tilbyr **høy inngangsimpedans** og **mulighet for å aktivt drive skjermen til *common mode*-nivå**. Samlet gir dette systemet økt robusthet mot ubalanse i impedanser og bedret CMRR.

Oppgave 3 **Transmisjon, EMC og funksjonsenheter (25%)**

a) Forvrengningen av signalet kan ha tre kilder:

Dårlig linjeterminering (dvs. mismatch mellom linjas karakteristiske impedans og termineringsimpedansen(e)) kan gi signalrefleksjoner. Refleksjonene overlages på signalet og hverandre, og kan gi signalforløp som vist.

Tiltak: **Korrekt terminering** som eliminerer refleksjonene.

Ikke-ideell transmisjonslinje – dersom linjas resistive parametre er vesentlige, får vi dispersjon og forvrengning av signalet.

Tiltak: **Benytte en bedre (mer ideell) signalledning.**

Strøimpedanser mot omgivelsene – kapasitiv kopling mot omgivelsene vil ha en tendens til å glatte ut signalflankene. Induktive koplinger vil samvirke med de kapasitive og kan gi «ringing».

Tiltak: **Skjerming av signallederne** (i generalisert forstand).

Den additive støyen S vil stamme fra elektriske støykilder i signalledernes omgivelser, og smitter over på signallederne via **kapasitive, induktive og/eller resistive (galvaniske) koplingsimpedanser.**

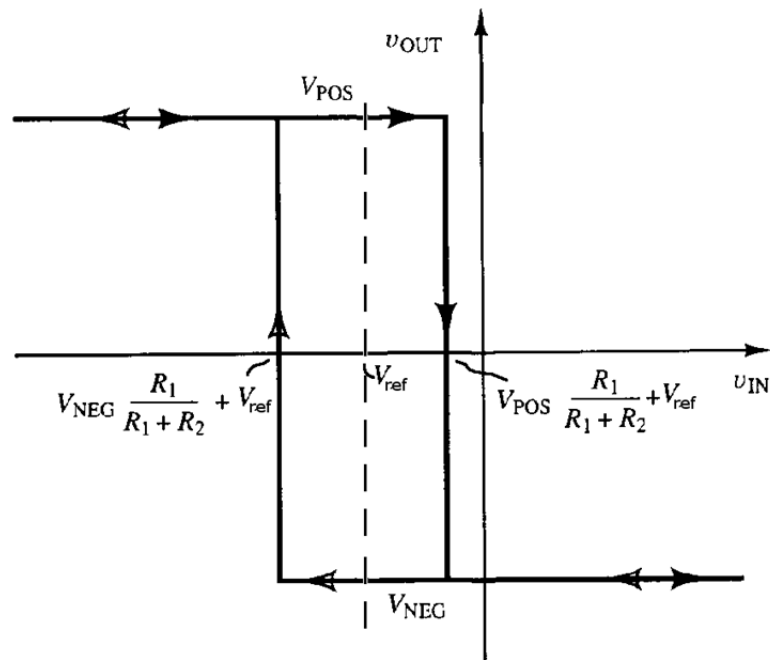
Tiltak:

Skjerming (i generalisert forstand) som reduserer koplingene mellom signallederne og støykildene.

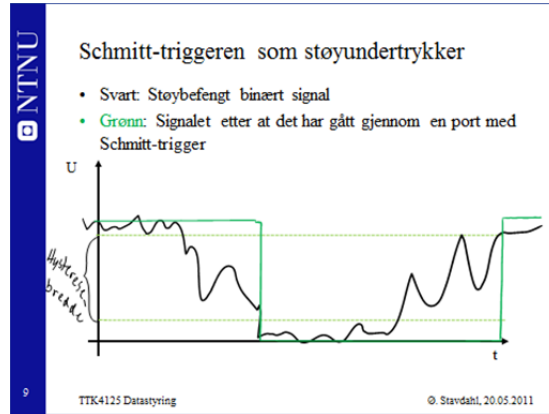
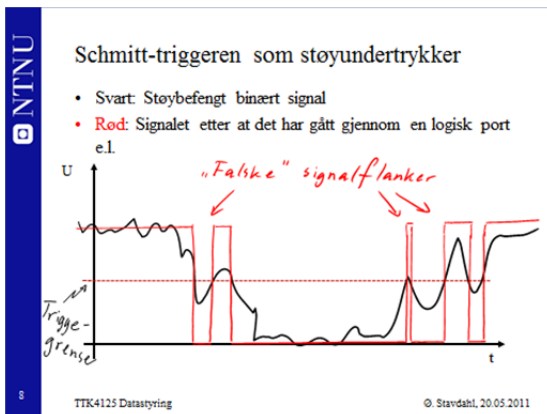
Filtrering ved signalmottak som fjerner de mest høyfrekvente signalkomponentene.

b) Schmitt-triggeren er en komparator med hysteres. I «hysteres» ligger det at kresen har en hukommelse, slik at utgangssignalet først skifter verdi når inngangen har passert et stykke *forbi* referansespenningen i den aktuelle retningen. Hysteresen fremkommer ved den positive tilbakekoplingen, som ved omslag i utgangsspenningen flytter spenningsnivået på forsterkerens positive inngangsterminal og dermed endrer «omslagspunktet» som V_{in} må passere for å få et nytt omslag.

Merk at kretsen i oppgaveteksten er *inverterende*, så utgangssignalet fra denne må gjennom en ytterligere logisk inversjon for å ha samme logiske nivå som inngangssignalet. Alternativt kan en bytte om inngangs- og referansespenningene.



c) Figurene nedenfor viser hhv. problemet (falske flanker) og løsningen.



d) Hysteresen gjør utgangssignalet immunt mot "falske flanker" forårsaket av støy som ligger innenfor hysteresebåndet. Ergo bør en velge parametre som følger:

$$V_{POS} = 5 \text{ V}$$

$$V_{NEG} = 0 \text{ V}$$

$$V_{ref} = 2,5 \text{ V (midt i spenningsintervallet til nyttesignalet)}$$

R_1 og R_2 velges slik at hysteresebredden tilsvarer støyens peak-to-peak-verdi (4 V) pluss en liten margin.

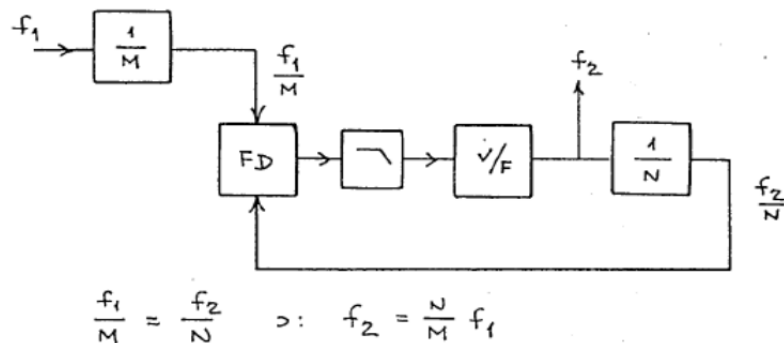
Oppgave 4 Faselåst sløyfe (10%)

a) En faselåst sløyfe er en reguleringsløyfe som genererer et utgangssignal med samme frekvens som (dvs. konstant fase i forhold til) et referansesignal.

For å oppnå dette bruker man en fasedetektor (XOR-funksjon) som har et utgangssignal proporsjonalt med differansen i fase mellom to signaler, altså et *reguleringsavvik*. Dette avvikssignalet midles i et lavpassfilter, og det midlede signalet driver en spenningsstyrt oscillator (VCO).

Hvis utgangsfrekvensen avviker fra referansfrekvensen, får man et feilsignal som vil drive utgangsfrekvensen i en retning som reduserer feilen. Stasjonært har det syntetiserte signalet konstant fasevinkel ift. inngangssignalet, mao. samme frekvens.

- b) Vi desimerer det syntetiserte signalet s_2 med en faktor $N=3$ (noe vi kan oppnå ved å bruke en modulo-3-teller) før det koples tilbake. Tilsvarende desimeres referansesignalet s_1 med en faktor på $M=4$. Stasjonært får vi da samme frekvens mellom dette neddelte signalet og det desimerte inngangssignalet, og vi får $f_2 = 3/4 f_1$ (se figur nedenfor).



Oppgave 5 Analog-til-digital-omsetting (15%)

- a) Hensikten med lavpassfiltrering:

- Fjerne alle signalfrekvenser over Nyquistfrekvensen (halve samplingsfrekvensen) for å unngå nedfolding .
- Fjerne signalstøy i frekvensområdet som ligger utenfor nyttesignalet frekvenser .
- (Filteret gir også en viss beskyttelse av ADC'ens inngang, i og med at det begrenser transiente spenninger og strømmer) .

- b) Lekkasjestrømmens virkning:

Denne strømmen må trekkes gjennom filterets resistans R_f , og gir et spenningsfall over denne. Dermed vil holdelementet se en spenning som avviker noe fra den ønskede signalspenningen.

Oppløsning på 16 bit gir 2^{16} kvantiseringsnivåer og $(2^{16}-1)$ kvantiseringsintervaller. Med et arbeidsområde på 0-5 V, vil hvert intervall tilsvare

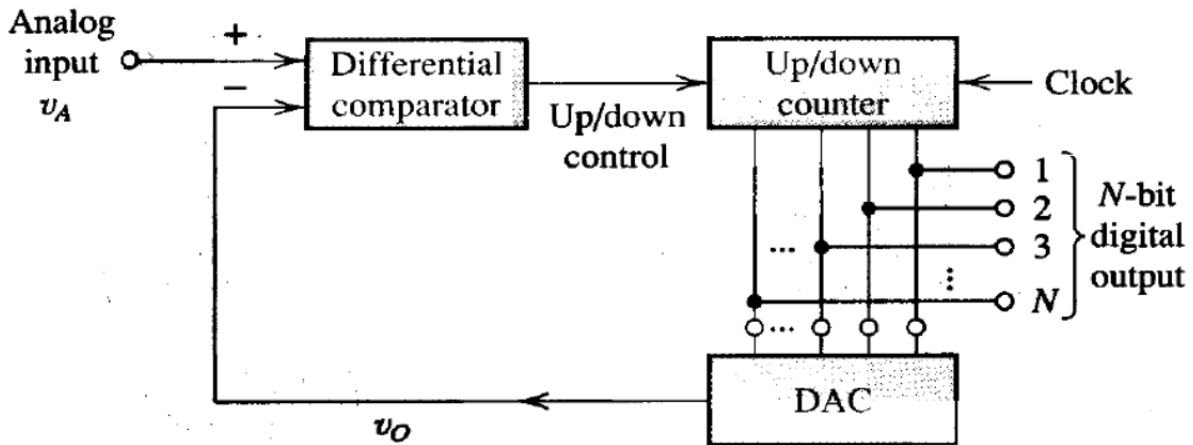
$$5 \text{ V} / (2^{16}-1) \text{ intervall} = 0,076 \text{ mV/intervall}$$

$\frac{1}{2}$ LSB utgjør da 0,038 mV, som er den høyeste feilen vi tillater som følge av lekkasjestrømmen. Dette medfører at R_{f1} må velges liten nok til å oppfylle dette kriteriet. I rene tall får vi:

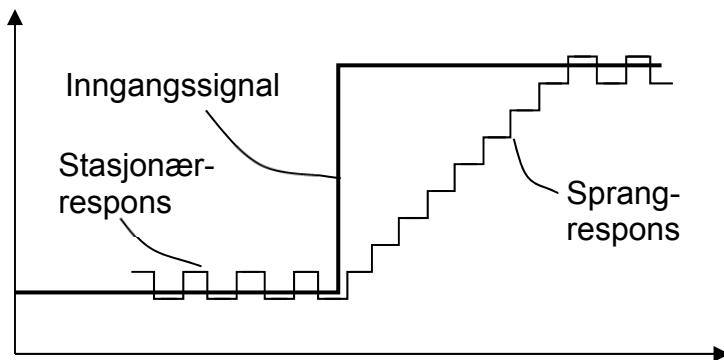
$$\begin{aligned} I R_f &< \frac{1}{2} \text{ LSB} \\ R_f &< \frac{1}{2} \text{ LSB} / I \\ R_f &< 0,038 \text{ mV} / 200 \text{ nA} \\ \underline{R_f} &\underline{\leq 191 \Omega} \end{aligned}$$

- c) Servo-omsetterens virkemåte: Telleren holder nåværende digitale utgangsverdi. Denne verdien omsettes til et analogt signal, som sammenliknes med den analoge inngangen I en komparator. Komparatorens utgang angir nå om den digitale utgangsverdien er høyere eller lavere enn inngangssignalet, og brukes til å styre om telleren skal telle opp eller ned. Resultatet er at den digitale verdien vil øke som en rampe (trappetrinn) så lenge den er for

lav, og tilsvarende avta som en rampe så lenge den er før høy.



Sprangresponsen blir en «trappetrinnskurve», mens stasjonærresponsen blir en firkantbølge med høyde 1LSB:



Oppgave 6 Instrumentering (25%)

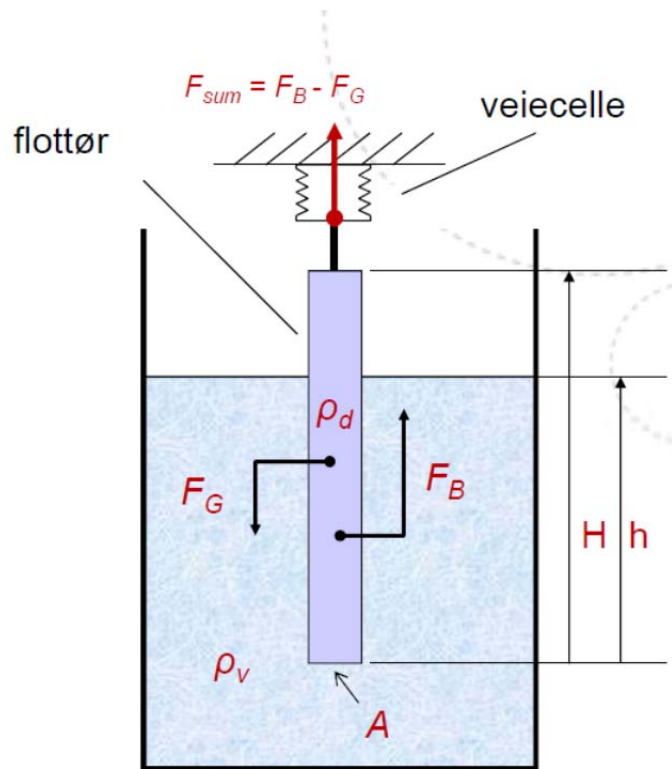
a) Nivåmåling via oppdrift er illustrert og forklart nedenfor.

Oppdrift

Nivå måles via en flottør, kraftmåler og Arkimedes' lov

Målt kraft varierer lineært med nivået h :

$$\begin{aligned} F_{sum} &= F_B - F_G \\ &= AH\rho_d g - Ah\rho_v g \\ &= k_1 + k_2 h \end{aligned} \quad (10.1)$$



Ulempe/begrensning:

- Kun for måling i væsker.

b) Da tanken er lukket, er det uaktuelt å bruke boblerør. Løsningsforslaget bruker derfor «vanlig» P-celler, trykkmålere for absoluttrykk (egentlig relativt atmosfæretrykk) som er koplet til prosessmediet f.eks. via et rør med sperrevæske. Andre måleteknikker kan også brukes, f.eks. kan metoden fra oppgave 6a) brukes for å måle væsknivået til væske 2. Imidlertid er det vanskelig å se for seg en løsning helt uten bruk av trykkmålere.

Målerne er i figuren under markert med sirkulære symboler betegnet P1, ..., P4, og det er angitt hvor i tanken (dvs. i hvilken dybde) hvert element måler trykket. I det følgende angis trykkmålingen fra element i som p_i . Høydeforskjellen mellom måling i og j betegnes f_{ij} , og høydeforskjell mellom element k og overliggende grensesjikt betegnes e_k .

Alle høyder bortsett fra grensesjiktene er kjent. De ukjente størrelsene beregnes med utgangspunkt i den oppgitte likningen som følger:

p_2 beregnes fra likningen
 h_2 beregnes fra likningen
 h_1 beregnes fra likningen

$$\begin{aligned} (p_2 - p_3) &= \rho_2 g(h_{p3} - h_{p2}) \\ (p_3 - p_4) &= \rho_2 g(h_2 - h_{p3}) \\ (p_1 - (p_2 + \rho_2 g(h_{p2} - h_1))) &= \rho_1 g(h_1 - h_{p1}) \end{aligned}$$

