

L I K S T R Ö M S M A S K I N E N .

1. ALLMÄN INTRODUKTION
2. KONSTRUKTIVT UTFÖRANDE
3. KOMMUTATORNS VERKAN VID GENERATOR- OCH MOTORDRIFT
 - 3.1. Kommutatorverkan vid generatordrift.
 - 3.2. Kommutatorverkan vid motordrift.
4. LS - MASKINENS GRUNDEKVATIONER
 - 4.1. Inducerad spänning. Polspänning. Beräkningschema.
 - 4.2. Elektrodynamiskt moment. Axelmoment.
 - 4.3. Moment- och effektsamband. Effektbalansdiagram.
5. LS - MASKINENS MAGNETISERING
 - 5.1. Den magnetiska kretsen. Huvudflöde - luftgapsflöde. Läckflöde.
 - 5.2. Olika magnetiseringssätt för LS-maskiner.
 - 5.3. Självomagnetisering vid generatordrift.
 - 5.4. LS-maskinens magnetiseringskurva.
6. ANKARFÄLTET OCH DESS VERKNINGAR
 - 6.1. Huvudfält, ankarfält och resulterande fält.
 - 6.2. Ankarfältets återverkan på huvudfältet. (Ankarreaktion)
 - 6.3. Åtgärder för att motverka ankarreaktionen.
7. LS - MASKINENS KOMMUTERING
 - 7.1. Allmänt om kommutering och kommuteringsförlopp.
 - 7.2. Linjär kommutering.
 - 7.3. Orsaker till avvikelse från linjär kommutering.
 - 7.4. Kommuteringspoler för att förbättra kommuteringen.
 - 7.5. Kontroll av borstläget.
 - 7.6. Höga inducerade spänningar i kortsluten härva vid fältforcering.
8. ORIENTERING OM BORSTAR, BORSTHÅLLARE, KOMMUTATOR OCH TILLHÖRANDE PROBLEM.
 - 8.1. Borstar och borsthållare.
 - 8.2. Kort orientering om kommutatorn uppbyggnad och skötsel.
 - 8.3. Kontaktförhållande mellan borste och kommutatoryta.

1. Allmän introduktion.

LS-maskinen anses ibland tillhöra gruppen kommutatormaskiner, inom vilken man återfinner såväl lik- som växelströmsmaskiner. Vissa av kommutatormaskinerna är användbara för både lik- och växelströmsmatning. Det är därvid fråga om motorer under benämningen universalmotorer eller allströmsmotorer. Det är dock ingen tvekan om att de ls-matade kommutatormaskinerna är de viktigaste. I fortsättningen diskuterar vi därför dessa och talar om LS-maskiner.

LS-maskinen används både som motor och generator. Särklassigt viktigast är dess användning som motor, ofta då i kombination med strömriktarmatning. LS-maskinens fördelar som motor förklaras främst av den enkelhet med vilken bl.a. kontinuerlig, ekonomisk varvtalsstyrning kan ske både manuellt och automatiskt. Överhuvud taget uppvisar den tilltalande dynamiska egenskaper, vilket förklarar dess användning i diverse reglersammanhang. En viss begränsning är dess kommutator som begränsar både effekt och varvtal uppåt samt därtill kräver regelbunden tillsyn.

Förutom maskinens egna egenskaper förklaras dess framskjutna position vid lösning av avancerade drivproblem av den moderna strömriktarteknikens utveckling. Den har utan tvekan inneburit en renässans för användningen av LS-motorer. Med få undantag torde den strömriktarmatade LS-motorn ha någon allvarlig konkurrent då stora krav ställs på drivsystemens utformning och egenskaper. Den har en mycket stor betydelse inom modern, industriell motor drift.

Samtidigt som strömriktarnas utveckling gett motoranvändningen en framskjuten roll har den samtidigt inneburit en tillbakagång för användningen av LS-maskinen som generator. I de flesta fall åstadkommer man ett ls-nät genom att till ett befintligt vs-nät ansluta en strömriktare. Med tyristorer blir den så erhållna ls-energekällan styrbar.

Kostnadsmässigt är LS-motorn dyrare än en vs-motor för samma effekt och varvtal. Det är tillverkningskostnaderna som är klart högre för LS-motorer. Med en roterande omformare (tidigare vanligt matningssätt) blir vid 50 kW-motor, 1500 r/min, kostnaden 4 - 5 gånger motsvarande VS-motors. Med strömriktarmatning blir jämförelsen dock klart gynnsammare för LS-alternativet. Effektmässigt förekommer LS-motorer från några watt upp till 5 - 7 MW kontinuerlig effekt. Kortvarigt kan man ta ut dubbla effekten.

Matningsspänningen varierar från några få volt vid de minsta maskinerna upp till 10 kV, vilken spänning dock är ganska ovanlig. 3 kV torde vara en vanligare gräns uppåt i spänning.

Vid strömriktarmatning påträffas mindre "vanliga" märkspänningar beroende på den aktuella strömriktarkopplingen. Nedan ges några exempel :

VS	220 V enfas	380 V enfas	380 V trefas
LS	180 V	310 V	440 V

Den första LS-maskinen konstruerades omkring 1830. De första ekonomiskt användbara generatorer och motorer som utvecklades var av LS-utförande. Detta skedde under 1800-talets senare hälft. Runt 1890 började den trefasiga växelströmsmotorn tränga fram och blev en svår konkurrent, framför allt vid enklare motordrift. Vissa positioner bibehölls dock av LS-motorn. Genom moderna strömriktares tillkomst har LS-motorn på nytt fått en väsentlig betydelse, som redan påpekats ovan.

3. Kommutatorns funktion vid generator- och motorverkan.

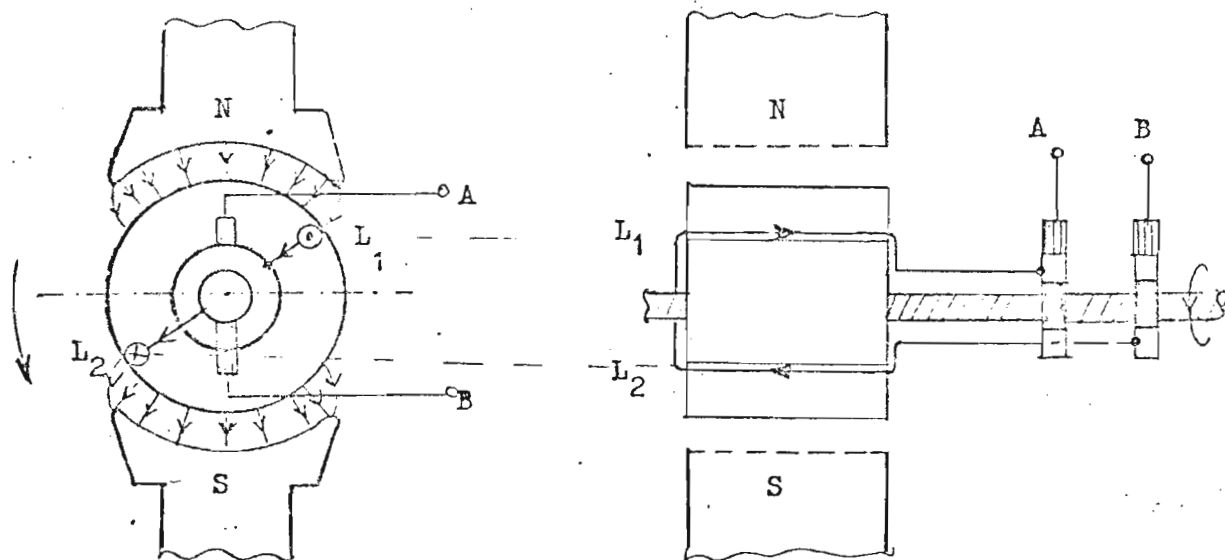
En väsentlig roll för LS-maskinens verkningssätt spelar kommutatorn (= strömvändaren) både vid generator- och motorverkan. Vid studerar dess funktion vid generator- och motorverkan var för sig.

3.1. Kommutatorverkan vid generatordrift.

a) Två spolsidor anslutna till släpplingar.

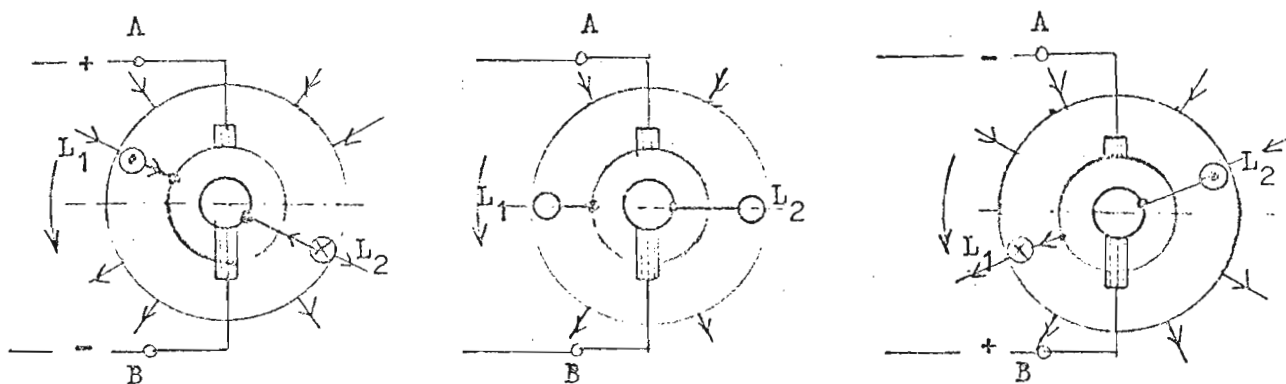
För att klargöra kommutatorns verkan vid generatordrift börjar vi med att studera ett enkelt utförande enligt figuren nedan. Vi utgår från en rotor med en enda spole bestående av två spolsidor (ledarsidor). Spolens början- och slutända är anslutna till var sin släppling mot vilka borstar släpar.

Med hjälp av yttre moment roteras rotorn med sina ledare i fältet från fältlindningen (ev. permanentmagneter). Ledarsidorna L_1 och L_2 antages befina sig på en poldelning avstånd från varavndra. Detta innebär att de spänningar(e) som induceras i ledarna vill pumpa ström åt motsatt håll och alltså samverka inom spolen.



Vi inser utan större svårighet att vi erhåller en växelspänning mellan borstarna. Då L_1 som är ansluten till släppling A = borste A befinner sig under N-polen är A $\oplus$ borste. Samtidigt är då B $\ominus$ borste eftersom L_2 befinner sig under S-polen. (Polariteterna gäller vid figurens rotations- och fältriiktning.)

Då L_1 och L_2 passerar neutrala zonen (sker samtidigt) är de inducerade spänningarna momentant noll för att omedelbart efter passagen ha värden skilda från noll men nu också med ändrad polaritet på den inducerade spänningen (= ändrad riktning på den inducerade fältstyrkan i spolsidorna), varför borstarna också bytt polaritet. Se figuren överst på nästa sida!



Vi konstaterar alltså att i de enskilda ledarna, liksom i den av ledarna bildade spolen (härvan) erhålles en växelspanning. Eftersom vi diskuterar LS-generatorn är det primära syftet dock att åstadkomma en likspänning ut från borstarna. Hur skall vi kunna åstadkomma detta? I det följande momentet visas hur detta kan ske.

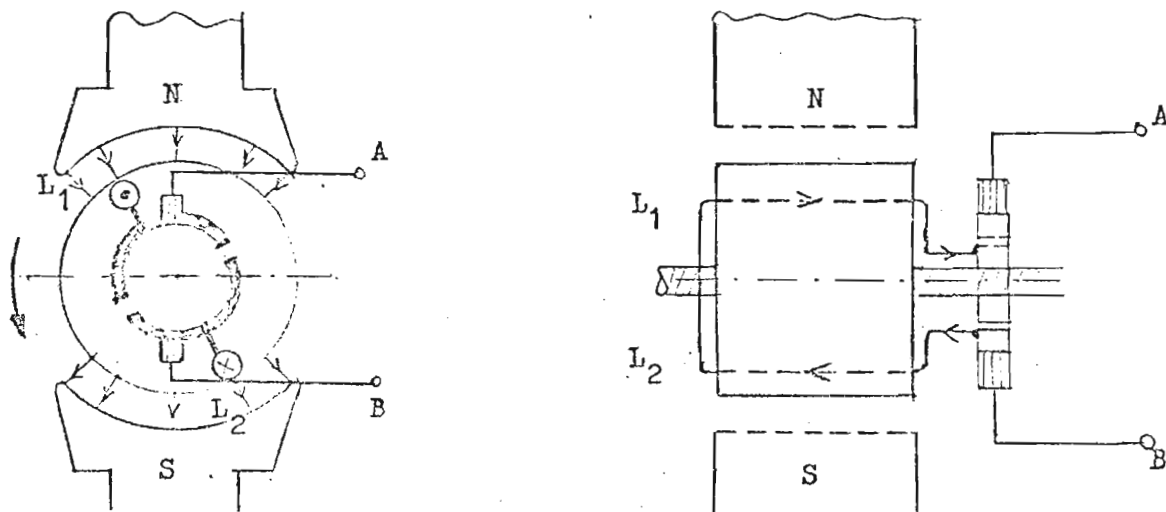
Anm. Kurvformen på den inducerade växelspanningen bestäms vid konstant rotationshastighet och konstant fältkurva helt av fältkurvans utseende i rummet.

b) Två spolsidor anslutna till en kommutator.

För att utifrån en växelspanning åstadkomma en likspänning krävs en likriktning så att borstarna ej växlar polaritet. I detta moment skall vi visa hur man på mekanisk väg kan åstadkomma en sådan likriktare.

I stället för två släpringar tänker vi oss en enda ring, som är uppdelad i två från varandra isolerade halvor eller delar (segment). Dessa två segment utgör en kommutator = strömvändare i den enklast tänkbara versionen. Se figuren nedan!

Mot kommutatorn släpar två i rummet fasta borstar. De två spolsidorna är anslutna till var sin halva av kommutatorn. Viktigt är att borstarna är så placerade i rummet (sker med hjälp av en s.k. borsthållarbrygga med borsthållare) att de förbinder de två kommutatorhalvorna = kortsluter spolen (härvan) då de två spolsidorna befinner sig i neutrala zonen.

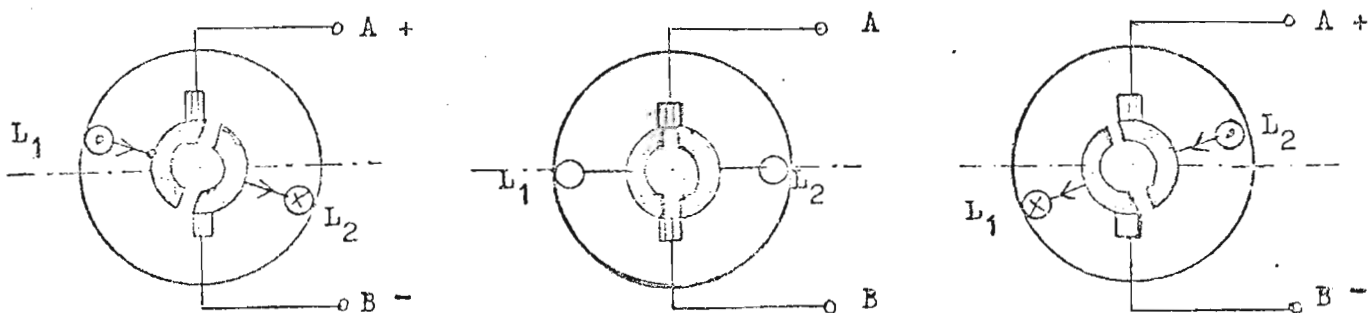


Vad händer nu med borstarnas polaritet då rotorn bringas att rotera i det givna fältet?

Om vi studerar figuren nere på föregående sida finner vi att den ledare som befinner sig under N-polen (med given rotations- och fältriiktning) alltid blir förbunden med borste A som därtill är $\oplus$ borste. Ledaren under S-polen är samtidigt förbunden med borste B, som är $\ominus$ borste.

Just då den inducerade spänningen i ledarna skall byta polaritet vid passagen genom neutrala zonen kopplas nämligen anslutningarna till borstarna om genom kommutatorns försorg. Borstarna kommer därför ej att ändra sin polaritet.

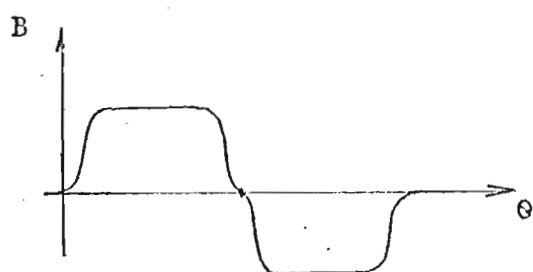
Vi har åstadkommit en likspänning. I figuren nedan visas hur omkopplingen av ledarsidor sker just då ledarna passerar neutrala zonen och då deras inducerade spänningar skall skifta polaritet.



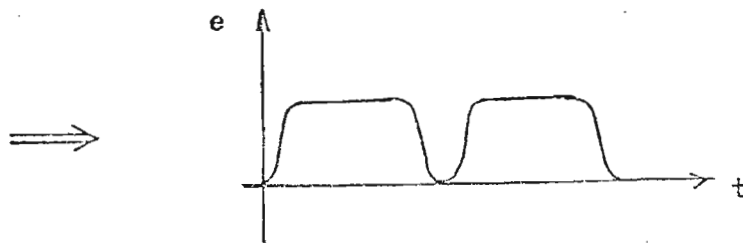
Vårt resultat är kort: Vid generatordrift fungerar kommutatorn som en mekanisk likriktare.

c) Den erhållna likspänningens kurvform.

Om vi studerar likspänningen ut från de två borstarna med exempelvis oscilloskop kommer dess utseende att vara entydigt bestämt av fältkurvans utseende i rummet. Ett tänkbart variationssätt visas i figuren nedan.



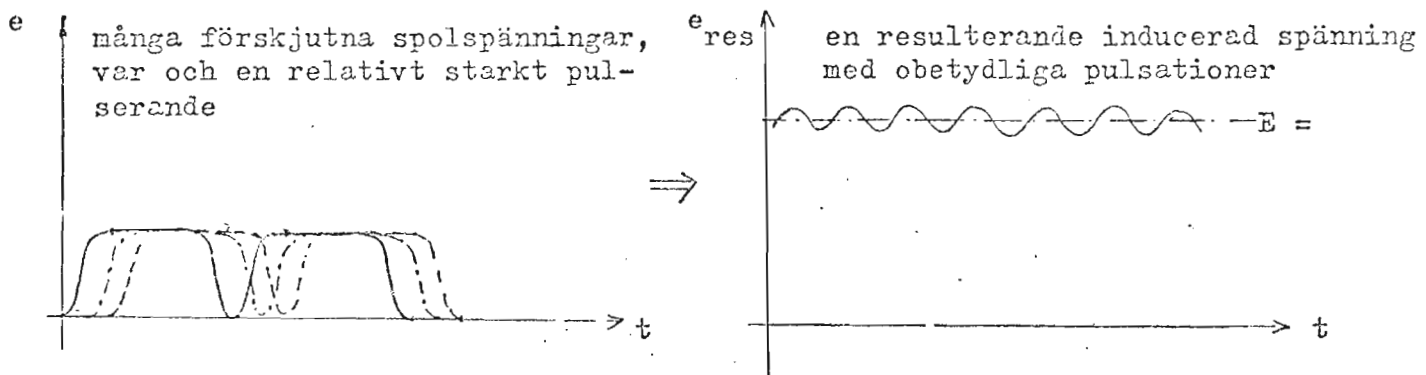
fältkurvans utbredning i rummet



inducerade spänningens tidvariation.

För många ändamål är den erhållna, ganska kraftigt pulserande likspänningen helt godtagbar. Vill man förbättra likspänningens kvalitet (=mindre pulsationer) förser man rotorn med flera likvärdiga spolar förskjutna längs rotorns perifer

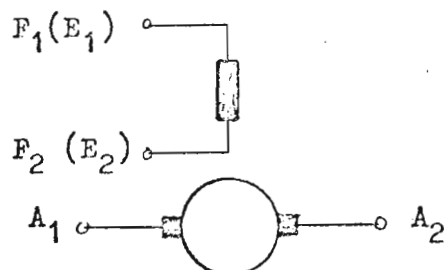
Samtidigt måste antalet kommutatorsegment öka i motsvarande grad (två segment för varje spole). De olika spolarna seriekopplas elektriskt och resultatet blir att man erhåller ett antal i tiden förskjutna, pulserande likspänningar vars summa ger en betydligt bättre likspänning. Se figuren nedan !



Anm. Då man talar om likspänningen ut från generatoren avses normalt om inget annat sägs medelvärdet av den varierande likspänningen.

d) Symboliskt ritsätt för LS-maskinen.

Då vi i fortsättningen ritat LS-maskiner utnyttjar vi ofta det symboliska ritsättet enligt figur nedan.



symboliskt ritsätt för LS-maskin.

Observera att figuren något oegentligt antyder att borstarna har ritats som om de släpade direkt mot rotorytan, trots att de i verkligheten ligger an mot en kommutator. Viktigare att observera är att de placerats som om de befunde sig i neutrala zonen. Härmed vill man påminna om att de i verkligheten skall kortsluta den spole (härva) vars sidor befinner sig just i neutrala zonen. Fältlindningens symbol har placerats vinkelrät mot borstarnas förbindningslinje för att antyda att fältaxeln i rummet är vinkelrät mot neutrala zonen. Uttagssymbolernas bokstavsbezeichnungar är standardiserade.

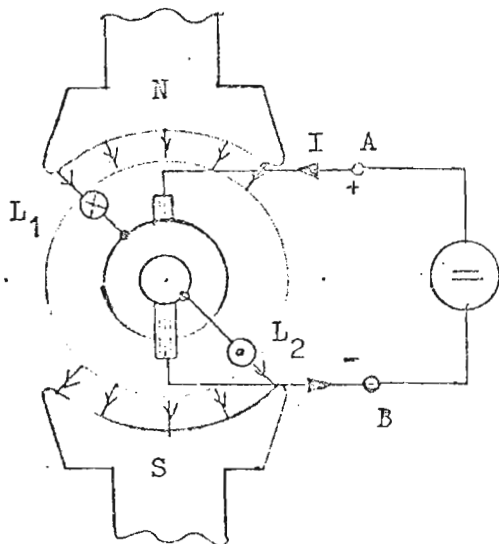
A_1 och A_2 anger arbetslindningens (ankarlindningens) uttag.

E_1 och E_2 (eventuellt F_1 och F_2) anger fältlindningens uttag. E används vid s.k. shuntlindning och F vid separatmagnetiserad lindning. Mera härom senare.

3.2. Kommutatorverkan vid motordrift.

a) En enda spole ansluten till släpplingar.

Låt oss utgå från samma enkla maskin som vid studiet av kommutatorverkan vid generatordrift. Eftersom en LS-motor skall matas av likspänning antar vi att en sådan ansluts till arbetslindningen enligt figuren nedan.



spole matad med likström via släpplingar.

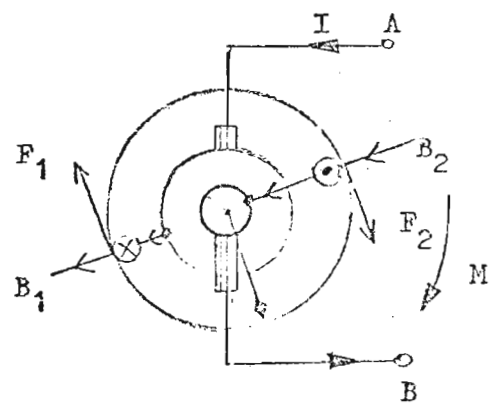
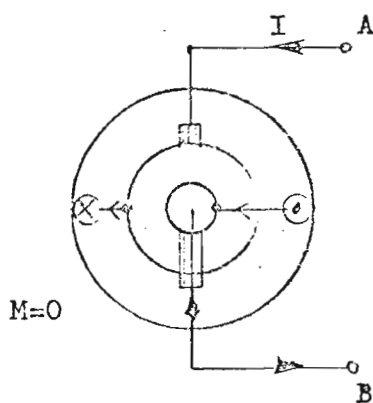
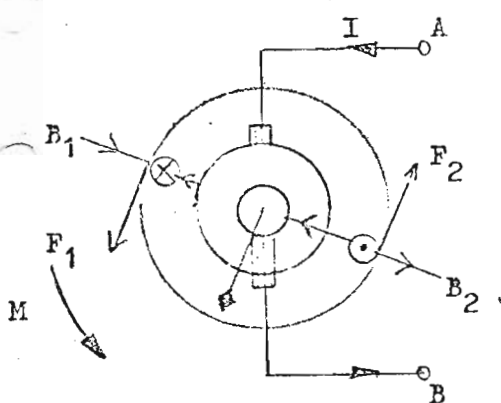
Studera nu den kraft- och momentverkan som uppstår!

I slingläge 1 enligt figuren nedan erhålles ett elektrodynamiskt moment som vill vrida slingan moturs med de givna ström- och fältriiktningarna.

I slingläge 2 erhålles inget resulterande moment.

I slingläge 3 erhålles ett moment som vill vrida slingan medurs.

Om vi släpper slingan exempelvis med utgångsläge 1 kommer den efter visst insvängningsförlopp att ställa in sig och förbli i ett dödläge motsvarande läge 2. Någon rotation kan alltså ej upprätthållas kontinuerligt.

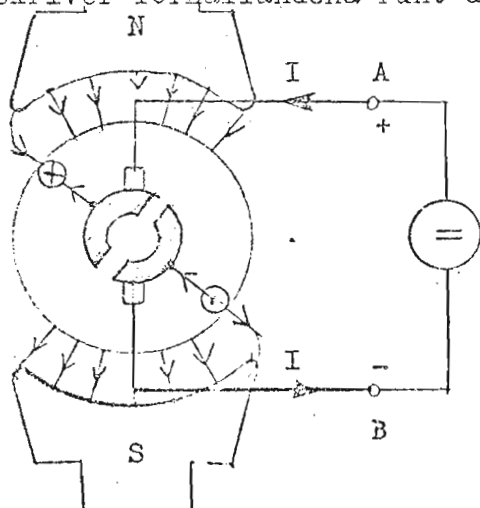


b) En enda spole ansluten till kommutator.

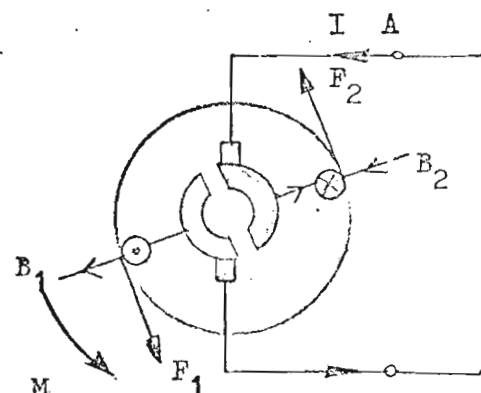
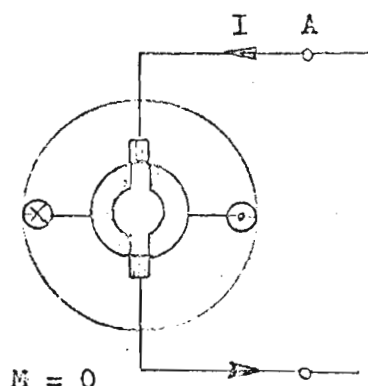
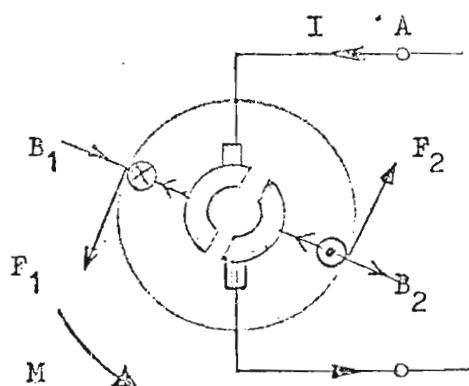
Vi ersätter de två släpplingarna med en kommutator av samma utförande som vid studiet av generatordrift. De två borstarna ansluts till en ls-energi-källa som i figuren överst på nästa blad.

Vi kommer nu att erhålla ett moment som vill vrida slingan så att dess eget fält sammanfaller med det yttre (på samma sätt som vid matning via släpplingar ovan). Beroende på slingans läge i fältet varierar momentet från ett maxvärde vid vertikalt slingplan till minvärdet noll vid horisontell slinga.

Om vi emellertid förutsätter viss tröghet i systemet (rimligt antagande i ett fysikaliskt system av det slag vi studerar) kommer slingan att rotera förbi sitt dödläge. På så sätt fås en oavbruten rotation ty just som slingan passerar sitt dödläge (ledarna passerar neutrala zonen) byter ström genom och kraft på den enskilda ledarsidan riktning. Den nedre av figurerna nedan beskriver förhållandena runt dödläget.



spole matad med likström via kommutator



då spolsidorna passerar neutrala planet ändras såväl strömriktning som flödestäthets riktning, vilket har till följd att momentet på ömse sidor om dödläget har samma vridande riktning

För att åstadkomma ett mindre varierande moment förser man rotorn med flera från varandra förskjutna spolar och seriekopplar dem elektriskt. Samtidigt måste antalet kommutatorsegment ökas. Genom att eftersträva så konstant flödestäthet som möjligt under större delen av rotorperiferin kan man åstadkomma ett elektrodynamiskt moment som är i det närmaste konstant och oberoende av rotorns vinkelläge.

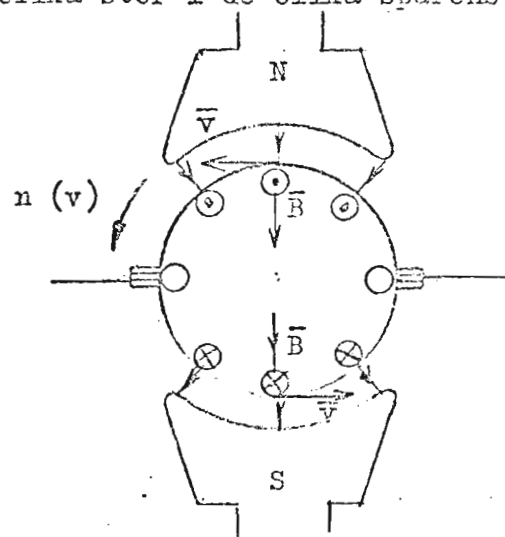
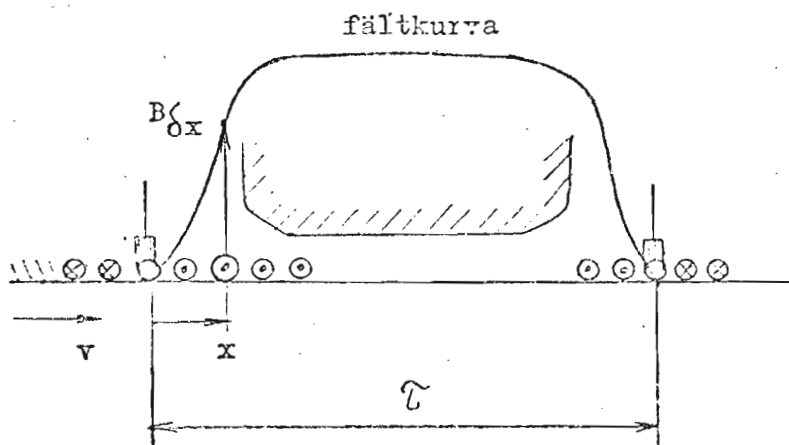
Som resultat av vår undersökning konstaterar vi: Kommutatorn verkar vid motordrift som en mekanisk växelriktare.

LS-maskinens egenskaper bestäms på samma sätt som för flertalet övriga roterande maskiner genom växelverkan mellan elektrisk ström och magnetfält. I avsnittet om LS-maskinens uppbyggnad har vi konstaterat att maskinen dels innehåller en likströmsmatad fältkrets, dels en likströmsmatad ankarkrets (arbetslindningens krets). Vi skall i detta avsnitt studera de grundekvationer som gäller för kretsarna och däri ingående storheter. I första hand skall vi studera ankarkretsen. Därtill skall vi beröra maskinens momentallstring, som tillsammans med varvtalsegenskaper bestämmer sambandet med det mekaniska system till vilket maskinen är ansluten.

4.1. Inducerad spänning (emk). Polspänning. Beräkningsschema.

4.1.1. Inducerad spänning E i arbetslindningen (ankarlindningen).

Då maskinens rotor roterar kommer arbetslindningens ledare att skära fältlinjer varvid en spänning (emk) induceras i varje ledare enligt B.l.v-lagen. Eftersom fältkurvan ej har konstant höjd runt hela rotorperiferin (flödestätheten varierar) blir den inducerade spänningen olika stor i de olika spårens ledare. Se figuren nedan!



Genom att summerna de olika ledarnas inducerade spänningar under beaktande av deras hopkoppling (= lindningens utförande) kan den totalt eller resulterande inducerade spänningen E beräknas. En närmare undersökning visar att den inducerade spänningen kan beräknas som summan av samtliga ledarbidrag mellan två närliggande borstar.

Den totalt inducerade spänningen fås som

$$e(t) = \sum_x e_x \Rightarrow \sum B_{\delta x} \cdot l \cdot v \Rightarrow l \cdot v \cdot \sum B_{\delta x}$$

där e_x är den inducerade spänningen i ledaren med koordinat x enligt figuren ovan.

P.g.a. att ledarspårerna ej ligger oändligt tätt kommer den resulterande spänningen att uppvisa små variationer kring ett medelvärde. Detta förklarar skrivsättet $e(t)$.

Av ekvationen nere på föregående sida framgår att vi bör beräkna $\sum B_{\phi x}$. Summan består av lika många termer som antalet ledare mellan två borstar. Man kan med kännedom om lindningsutförande allmänt visa att antalet ledare blir $N_a : c$, där N_a = det totala antalet ledare i arbetslindningen och c = antalet parallella ankargrenar hos arbetslindningen. c bestäms entydigt av lindningens utförande. ($c = p$ vid s.k. parallell- eller slinglindning, varvid p är maskinens poltal. $c = 2$ vid s.k. serie- eller våglindning)

Vi skriver nu

$$e(t) = l \cdot v \cdot (B_1 + B_2 + B_{N_a/c})$$

$k = \text{konstant}$
 $n = \text{våvtalet}$
 $\phi = \text{luftgarns flöde}$

Den totalt inducerade spänningen består alltså av $N_a : c$ ledares bidrag. Genom att övergå till ett medelvärde för flödestätheten kommer summan att dels vara konstant, dels vara möjlig att skriva $\frac{N_a}{c} \cdot B_{\phi \text{med}}$. Om vi sätter in detta uttryck i uttrycket för $e(t)$ får vi samtidigt den totalt inducerade spänningens medelvärde eller kort bara den inducerade spänningen E som

$$E = l \cdot v \cdot \frac{N_a}{c} \cdot B_{\phi \text{med}}$$

$p = \text{ANTAL POLER}$
 $\tau = \text{POLDELNING}$
 $v = \text{PERIFERI HASTIGHET}$
 $n = \text{VÅVTALET}$

Genom att utnyttja sambandet $v = p \cdot \tau \cdot n$ och $\phi_{\phi} = \tau \cdot l \cdot B_{\phi \text{med}}$ kan vi omforma uttrycket för E och skriva

$$E = p \cdot \frac{N_a}{c} \cdot n \cdot \phi_{\phi} \Rightarrow k_E \cdot n \cdot \phi_{\phi}$$

där $k_E = p \cdot \frac{N_a}{c}$ är en konstruktionskonstant med givet värde för given maskin.

Om man så önskar kan man även skriva $E = c_E \cdot w \cdot \phi_{\phi}$, där $w = 2 \cdot \pi \cdot n$ är den mekaniska vinkelhastigheten och $c_E = k_E : (2 \cdot \pi)$ är en konstruktionskonstant på samma sätt som k_E .

Skrivsättet $E = k_E \cdot n \cdot \phi_{\phi}$ bör läggas på minnet som ett synnerligen viktigt samband. Det magnetiska flödet ϕ_{ϕ} , som är en väsentlig storhet för LS-maskinens egenskaper, bestäms i första hand av magnetiseringsströmmen (fältströmmen) I_m . Som vi skall finna i ett senare avsnitt har emellertid arbetslindningens ström I_a (ankarströmmen) också en viss inverkan. Tillis vidare anser vi därför i det allmänna fallet

$$\phi_{\phi} = f(I_m, I_a)$$

Ett viktigt konstaterande är att E vid känt flöde kan anses vara ett direkt mått på varvtalet. Detta faktum utnyttjas bl.a. i s.k. tachometer-generatorer, som är varvtalsmätande. De konstrueras med permanentmagneter vilket innebär konstant flöde ϕ . Genom att flödet är konstant blir den inducerade spänningen

$$E = k_E \cdot n \cdot \phi \Rightarrow k \cdot n$$

alltså direkt proportionellt mot varvtalet. Tachometergeneratoren ansluts till samma axel som det roterande system varvs varvtal skall mätas.

Vid likströmsmaskiner kan man i stället för att montera en separat tachometer-generator i stället mäta den inducerade spänningen. Metoder för detta finns utvecklade. Noggrannheten är dock klart sämre än vid mätning med tachometergenerator.

Vid diskussion och beräkning av varvtal vid motordrift utnyttjas ofta två olika drifttillstånd inducerade emk på följande sätt:

$$\begin{cases} E_1 = k_E \cdot n_1 \cdot \phi_1 \\ E_2 = k_E \cdot n_2 \cdot \phi_2 \end{cases}$$

Efter division och omskrivning fås

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{E_1}{E_2} \cdot \frac{\phi_1}{\phi_2}$$

som vid konstant flöde, $\phi_1 = \phi_2$, övergår till

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{E_1}{E_2}$$

Vid generatortillämpningar ger uttrycket för E anvisningar om hur man kan styra den inducerade spänningen och därmed även generatorns polspänning. E kan ändras antingen genom att ϕ ändras d.v.s. genom att vi varierar magnetiseringsströmmen I_m , eller genom att vi ändrar drivvarvtalet. Vanligast är att varierar magnetiseringsströmmen.

4.1.2. Maskinens polspänning (klämspänning) U. Beräkningsschema.

Då LS-maskinen belastas och arbetslindningen blir strömförande kommer dess polspänning eller klämspänning U att avvika något från den inducerade spänningen E. (Benämningen pol- eller klämspänning anger att det är den spänning som existerar mellan maskinens polklämmor, poler, anslutningsanordningar, på uttagsplinten.)

Orsaken till skillnaden mellan E och U är de spänningsförluster som uppstår i ankarkretsens resistanser då ström flyter genom kretsen.

Förutom själva arbetslindningens resistans R_a uppträder flera andra lindningars resistanser. Dessa lindningar (kommuterings-, stabiliserings-, serie- och kompensationslindningar) har speciella funktioner till vilka vi skall återkomma i annat sammanhang. De aktuella lindningsresistansernas summa kallar vi i fortsättningen ankarkretsens resulterande (totala) resistans och symboliserar den som

$$\sum R_a \text{ eller } R_A$$

I vissa sammanhang kallas den också maskinens inre resistans R_i . Ytterligare en orsak till spänningsförluster utgör borstarnas resistans. Denna resistans uppvisar starkt icke-linjära egenskaper. Undersökningar visar att resistansen R_b hos en borste approximativt är omvänt proportionell mot strömmen genom borsten. Det är därför lämpligt att beakta borstspänningsförlusten som en konstant spänningsförlust U (V/borste).

$$R_b \cdot I_a = \Delta U \approx \text{konstant.}$$

Såsom LS-maskinens lindningar och borstar är arrangerade visar det sig att man skall räkna med en total borstspänningsförlust om $2\Delta U$. Tvåa förklaras av att vi har en uppsättning + borstar och en uppsättning - borstar i ankarkretsen.

ΔU :s numeriska värde bestäms i hög grad av borstkvaliten. Om vi skall beakta borstspänningsförlusterna och inget annat sägs sätter vi i fortsättningen $\Delta U = 1 \text{ V/borste}$.

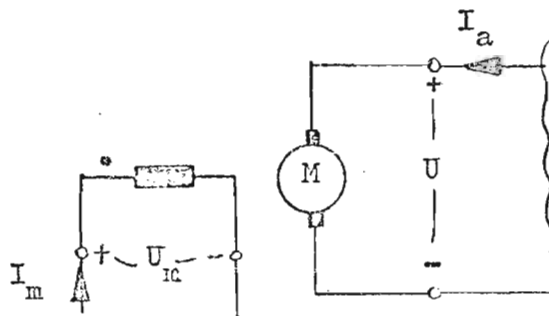
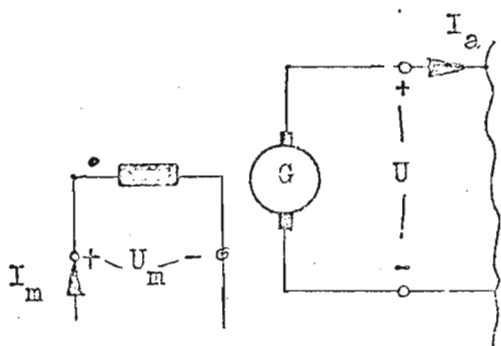
Efter den nu gjorda framställningen ritas vi schemaor med referenser, vare er ankarkretsens ekvationer är lätta att formulera. Vi skiljer på generatoriskt och motoriskt referensval.

Generatoriskt referensval.

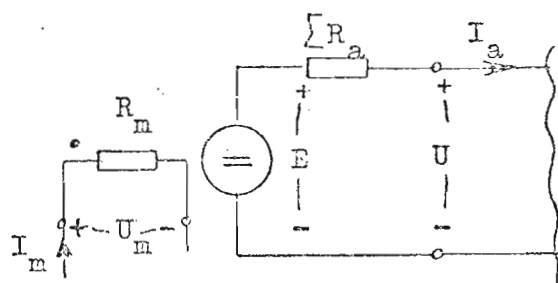
Motoriskt referensval.

Kopplingsschema med referenser.

Kopplingsschema med referenser.



Beräkningsschema med referenser



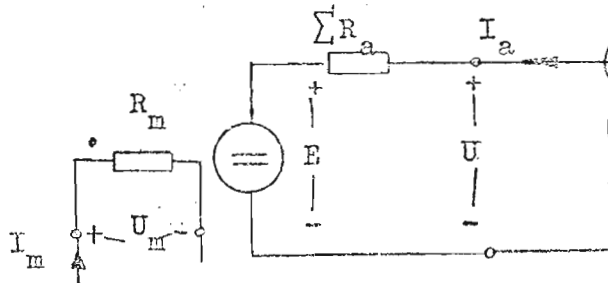
KII ger

$$U = E - I_a \cdot \sum R_a - 2\Delta U$$

$$E = k_E \cdot n \cdot \phi$$

$$U_m = R_m \cdot I_m$$

Beräkningsschema med referenser.



KII ger

$$U = E + I_a \cdot \sum R_a + 2\Delta U$$

$$E = k_E \cdot n \cdot \phi$$

$$U_m = R_m \cdot I_m$$

Anmärkningar.

1. Generatoriskt referensval används då maskinen huvudsakligen arbetar som generator. P.s.s. används motoriskt referensval då maskinens väsentliga funktion är en motors. Genom att anpassa referensvalet till det dominerande arbetssättet undviker man negativa storheter vid beräkningar. Principiellt är det dock på vanligt sätt möjligt att klara sig med ett enda referensval både vid studium av motor- och generator drift. Observera att $\Delta U = R_b \cdot I_a$ byter tecken om I_a ändrar tecken.
2. Vid generatorsikt referensval och sann generator drift (maskinen avger effekt, energi vid sina polklämmor) är $I_a > 0$. Detta innebär att polspänningen $U < E$ på samma sätt som vid en ackumulator som avger elenergi. I tomgång (ingen effekt, energi avges från maskinens klämmor) är $I_a = 0$ varvid tomgångsspänningen blir $U = U_0 = E$.
3. Vid motoriskt referensval och sann motordrift (maskinen tar upp effekt, energi vid sina klämmor) är $I_a < 0$. Detta innebär att $E < U$ d.v.s. på samma sätt som vid en ackumulator som laddas. I tomgång måste vid motordrift ett visst I_a existera för att täcka rotationsförluster. Dock är tomgångsströmmen normalt så liten att spänningsförlusten är försumbar, alltså

$$U \approx E$$
4. För att ge en uppfattning om storleksordningen hos $\sum R_a$ eller R_A brukar man ange den relativa spänningsförlusten vid märkström och med maskinens märkspänning som basspänning, alltså

$$\frac{\sum R_a \cdot I_{an}}{U_n} \Rightarrow \frac{R_A \cdot I_{an}}{U_n}$$

Normal storleksordningen rör sig om ca 0,02 - 0,10 d.v.s. spänningsförlusten kan då märkström flyter genom ankarkretsen uppskattas till mellan 2 och 10 % av märkspänningen. De större värdena gäller vid små maskiner (liten märkeffekt).

5. Den relativa spänningsförlusten ger oss också en uppfattning om den ström som fås i första ögonblicket vid start av maskinen som motor om den direktansluts till ett nät med en spänning = maskinens märkspänning, U_n .

Vid start är i första ögonblicket $n = 0$ och därmed även $E = 0$.

Detta ger oss

$$I_a \overset{\Delta}{=} I_{ast} = \frac{U_n}{\sum R_a}$$

Genom förlängning med I_{an} kan vi skriva

$$I_{ast} = \frac{U_n}{\sum R_a \cdot I_{an}} \cdot I_{an} \Rightarrow F_i \cdot I_{an}$$

F_i , som lämpligen kan kallas strömförstärkningsfaktorn, är helt enkelt inverterade värdet av den ovan diskuterade relativa spänningsförlusten.

Med de ovan givna värdena 0,02 - 0,10 antar F_i värden mellan 50 och 10.

Vi kan alltså konstatera att startströmmen, om inga åtgärder vidtages, uppgår till mellan 10 och 50 gånger maskinens märkström, om man direktstartar maskinen genom anslutning till ett nät som håller en spänning = maskinens märkspänning.

6. Borstspänningsförlusten ΔU kan försummas i de flesta fall. Vid förlust- och verkningsgradbestämningar skall dock borstförlusterna beaktas. För dessa gäller

$$P_b = 2 \cdot R_b \cdot I_a^2 \Rightarrow 2 R_b \cdot I_a \cdot I_a \Rightarrow 2 \Delta U \cdot I_a.$$

Observera att vi i beräkningsschemat tidigare ej symboliserat borstarnas resistans separat. Man kan ev. föreställa sig att $2 \cdot R_b$ finns inbakat i $\sum R_a$, även om vi tidigare påpekat att det är olämpligt att ange R_b och i stället bör ange ΔU .

7. De ekvationer vi angivit för ankarkretsen avser stationära driftförhållanden då man ej behöver beakta induktansers inverkan vid varierande ström. Samma förhållanden gäller för fältkretsen. Vid reglerförlopp kan en sådan förenkling ej tillåtas.

8. Fältkretsen har i beräkningsschemat ritats helt åtskild från ankarkretsen. Man talar då om separatmagnetisering. Inte minst inom modern motordrift är detta ett vanligt sätt att ordna magnetiseringen. Dock förekommer andra magnetiseringsätt. Den inverkan ett annat magnetiseringsätt har på våra

ekvationer är egentligen ingen. I stället tillkommer en strömekvation. Då vi senare diskuterar olika sätt att magnetisera LS-maskinen återkommer vi till detta förhållande.

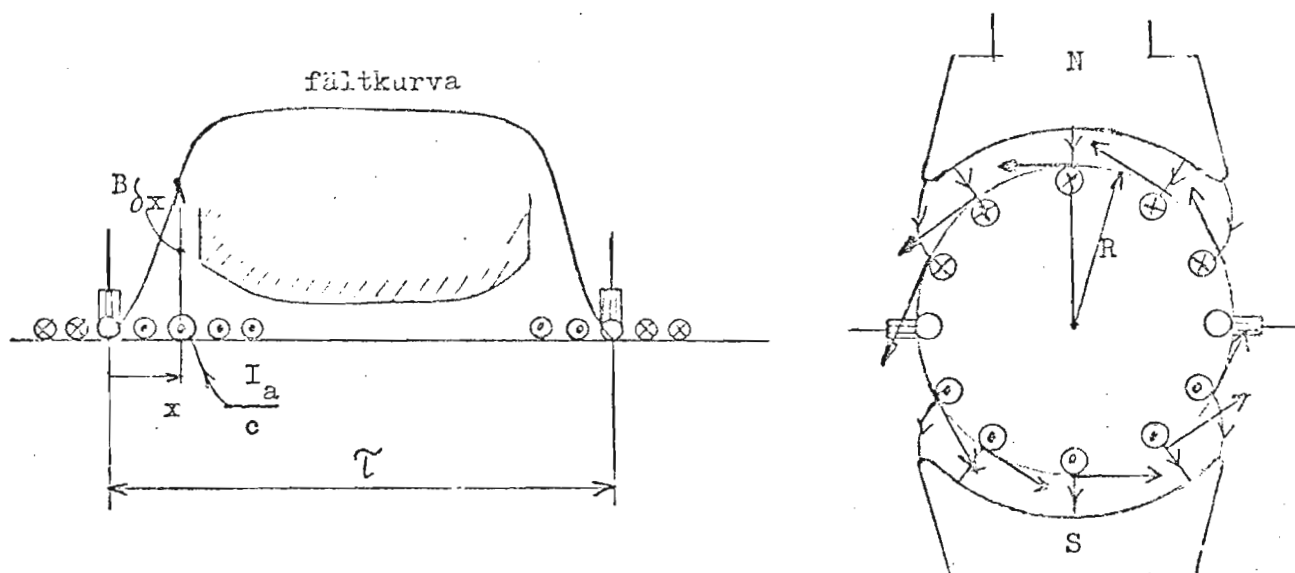
4.2. Elektrodynamiskt moment. Axelmoment.

4.2.1 Elektrodynamiskt (elektromagnetiskt) moment M .

Då arbetslindningen hos en LS-maskin genomflyts av ström kommer de enskilda ledarna också att bli strömgenomflutna. Då dessa befinner sig i ett magnetfält uppstår elektrodynamisk kraftverkan och därvid samtidigt momentverkan.

Om den totala ankarströmmen är I_a blir strömmen genom den enskilda ledaren $I_a : c$. Vid passagen genom arbetslindningen uppdelas nämligen I_a på ett antal parallella ankargrenar c . Som tidigare omnämnts bestäms c av lindningens utförande. Lindningens utförande är för övrigt sådant att samtliga ledare runt pereferrin samverkar till ett resulterande elektrodynamiskt moment M .

I anslutning till figurer nedan skall vi härleda ett uttryck för momentet M .



Den enskilde ledaren med rumslägekoordinaten x påverkas enligt B.l.i-lagen av kraften

$$F_{lx} = B_{\sin \alpha} \cdot l \cdot \frac{I_a}{c}$$

Motsvarande vridande moment blir m.a.p. rotoraxeln (R = rotorns radie)

$$M_{lx} = F_{lx} \cdot R \Rightarrow B_{\sin \alpha} \cdot l \cdot \frac{I_a}{c} \cdot R$$

Låt oss nu teckna summamomentet från samtliga ledare under en pöldelning. Alla ledare under en pöldelning för samma ström och har samma fältriiktning relativt ledaren. Härav inses att samtliga ledares momentbidrag adderas.

Vi skriver $M_{\tau}(t)$ för momentet från en poldelnings ledare.

$$M_{\tau}(t) = \sum M_{1x} \Rightarrow \frac{I_a}{c} \cdot l \cdot R \cdot \sum B_{\delta x}$$

$$\sum B_{\delta x} = (B_1 + B_2 + \dots + B_{N_a/p}) \text{ och omfattar } \frac{N_a}{p} \text{ termer.}$$

Den tecknade summan är inte helt konstant då ledarna rör sig eftersom ledarna ej ligger oändligt tätt. Detta motiverar skrivsättet $M_{\tau}(t)$.

Om vi emellertid inför en medelflödestäthet får vi för medelmomentet M_{τ}

$$M_{\tau} = \frac{I_a}{c} \cdot l \cdot R \cdot \frac{N_a}{p} \cdot B_{\delta \text{med}}$$

Det resulterande elektrodynamiska momentets medelvärde fås nu som

$$M = p \cdot M_{\tau} \Rightarrow \frac{I_a}{c} \cdot l \cdot R \cdot N_a \cdot B_{\delta \text{med}}$$

Genom förlängning med $2 \cdot \tilde{\kappa}$ och utnyttjande av sambandet $2 \cdot \tilde{\kappa} \cdot R = p \cdot \tilde{l}$ kan uttrycket för M omformas till

$$M = \frac{p}{2 \cdot \tilde{\kappa}} \cdot \frac{N_a}{c} \cdot \phi_{\delta} \cdot I_a \Rightarrow k_M \cdot \phi_{\delta} \cdot I_a \quad C: \phi \cdot I_a = M$$

Den sist givna formuleringen, $M = k_M \cdot \phi_{\delta} \cdot I_a$, bör läggas på minnet.

$k_M = \frac{p}{2 \cdot \tilde{\kappa}} \cdot \frac{N_a}{c}$ är en konstruktionskonstant. Om vi påminner oss uttrycket för k_E i $E = k_E \cdot n \cdot \phi_{\delta}$ finner vi att $k_E = 2 \cdot \tilde{\kappa} \cdot k_M$.

Årmärkningar.

1. Av uttrycket för momentet framgår att maskinen måste anpassa produkten av flöde och ankarström för att kunna utveckla ett visst moment. Som vi påpekade tidigare är flödet en viktig storhet för maskinens egenskaper. Både varvtal och moment har med maskinens magnetisering att göra.
2. Det elektrodynamiska momentet, åstadkommet genom växelverkan mellan ström och magnetfält, kallas ofta även maskinens inre moment.
3. Det elektrodynamiska momentet M är ett drivande moment vid motordrift och ett bromsande moment vid generatordrift. Bortsett från vissa små förlustmoment håller det elektrodynamiska momentet balans med det yttre mekaniska moment som arbetar på maskinens axel då vi arbetar i stationärt tillstånd. ($J \cdot \frac{d\omega}{dt} = M_d - M_b$).

4.2.2. Alternativt uttryck för det elektrodynamiska momentet.

Ett alternativt och ofta användbart uttryck för det elektrodynamiska momentet kan erhållas om vi utgår från härlett uttryck för M och omformar detsamma på

lämpligt sätt.

$$M = k_M \cdot \phi_\delta \cdot I_a \Rightarrow \frac{k_E}{2\pi} \cdot \phi_\delta \cdot I_a \Rightarrow \frac{k_E}{2\pi} \cdot \frac{n}{n} \cdot \phi_\delta \cdot I_a \Rightarrow \\ = k_E \cdot n \cdot \phi_\delta \cdot \frac{I_a}{2\pi n} \Rightarrow E \cdot \frac{I_a}{\omega} ;$$

Vi har alltså kommit fram till

$$M = \frac{E \cdot I_a}{\omega}$$

Lättare att komma ihåg är möjligen om vi i stället skriver

$$\omega \cdot M = E \cdot I_a$$

Den effekt som vi nu tecknat kallar vi maskinens elektrodynamiska (elektromagnetiska) effekt eller inre effekt.

Till det nu presenterade resultatet skulle vi möjligen ha kunnat komma fram direkt genom att tillämpa energiprincipen: den inre mekaniska effekten $\omega \cdot M$ är lika med den inre elektriska effekten $E \cdot I_a$.

4.2.3. Axelmoment.

Eftersom vissa förluster alltid existerar i fysikaliska maskiner kommer maskinens axelmoment att något skilja sig från det elektrodynamiska momentet. De förluster som i första hand åsyftas är av friktionskaraktär. Det är fråga om friktion ilager och mellan borstar och kommutator samt friktion mellan roterande delar och omgivande medium, vanligen luft. I det senare fallet talas ofta om ventilationsförluster. Utöver förlusterna av friktionskaraktär tillkommer järnförluster, främst i maskinens rotor. Ur energiomvandlingssynpunkt bör dessa jämföras med de mekaniska friktionsförlusterna. Tillsammans utgör friktions- och järnförluster vad man brukar kalla maskinens rotationsförluster, eftersom de endast uppträder då $n \neq 0$. Vad järnförlusterna beträffar måste dessutom $\phi_\delta \neq 0$.

För axelmomentet gäller

a) Vid generatorverkan

$$M_{ax} = M + M_{fr}$$

där M_{fr} är det resulterande förlustmomentet.

Sambandet är ganska självklart. Det yttre drivande momentet, som vid generatorverkan skall hålla jämvikt med maskinens totala bromsande moment M_{ax} , måste övervinna såväl det elektrodynamiska momentet som förlustmomentet.

b) vid motorverkan

$$M_{ax} = M - M_{fr}$$

Det drivande tillgängliga axelmomentet M_{ax} , som i stationär drift balanseras av belastningens bromsande moment, uppgår inte fullt till det elektrodynamiska momentets värde. Motorn har även att övervinna sitt eget förlustmoment.

4.3. Grundekvation för varvtal.

Vid studium av LS-maskinens användning som motor intresserar i hög grad varvtalsegenskaperna. Redan i ett tidigare skede har påpekats att den inducerade spänningen är ett mått på varvtalet enligt sambandet

$$n = \frac{E}{k_E \cdot \phi_\delta}$$

inducerad spänning
✓

Genom att ur spänningsekvationen för ankarkretsen lösa ut E (vid motoriskt referensval) får vi

Vid motor

$$E = U - I_a \cdot \sum R_a - 2 \Delta U$$

son insatt i uttrycket ovan ger

$$n = \frac{U - I_a \cdot \sum R_a - 2 \Delta U}{k_E \cdot \phi_\delta} \approx \frac{U - I_a \cdot \sum R_a}{k_E \cdot \phi_\delta}$$

Till nu givna uttryck får vi ofta anledning att återkomma .

4.4. Moment- och effektsamband vid likströmsmaskiner. Effektbalansdiagram.

Vi avslutar avsnittet om ls-maskinens grundekvationer genom att studera de samband som förklarar omvandlingen mellan mekaniskt och elektriskt system.

Generatorverkan.

Utgå från momentekvationen

$$M_{ax} = M + M_{fr} \quad \dots (1)$$

där M_{ax} = drivande yttre mekaniskt moment

M = det elektrodynamiska eller inre bromsande momentet

M_{fr} = summan av bromsande förlustmoment, främst beroende på rotationen.

Multiplitera båda leden i ekv. (1) med den mekaniska vinkelhastigheten w !

Vi får då

$$w \cdot M_{ax} = w \cdot M + w \cdot M_{fr}$$

eller skrivet med effektsymboler

$$P_{ax} = P_i + P_{fr} \quad \dots (2)$$

där P_{ax} = tillförd mekanisk axeleffekt

P_i = den elektrodynamiska eller inre effekten

P_{fr} = den mekaniska förlusteffekten .

Låt oss nu anknyta till spänningsekvationen för generatoren :

$$U = E - I_a \cdot R_A - 2 \cdot \Delta U \quad \dots (3)$$

Multiplitera båda leden med I_a ! Vi får då

$$U \cdot I_a = E \cdot I_a - I_a^2 \cdot R_A - 2 \Delta U \cdot I_a$$

eller med effektsymboler

$$P_{ael} = P_i - P_{fel} \quad \dots (4)$$

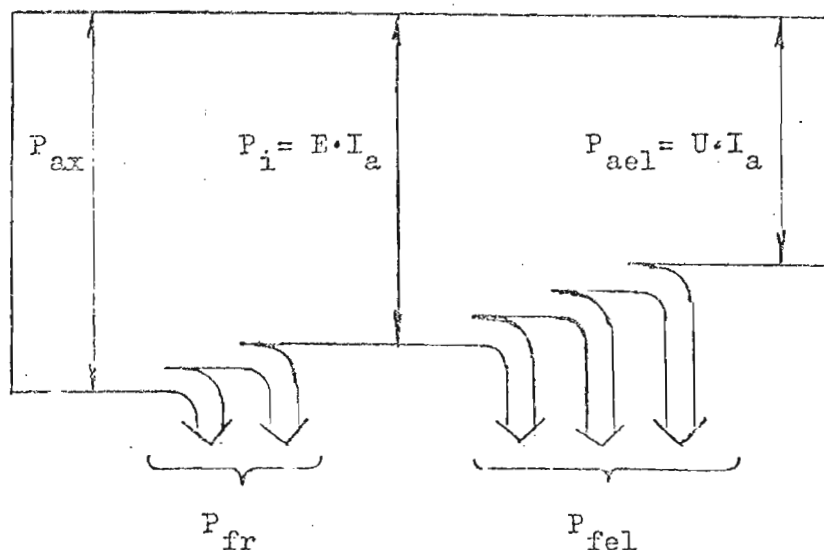
där $P_{ael} = U \cdot I_a$ är avgiven elektrisk effekt från generatorns polklämmor

$P_{fel} = I_a^2 \cdot R_A + 2 \Delta U \cdot I_a$ är elektriska förluster i form av strömvärme-förluster

Genom sammanställning av ekv. (2) och (4) ovan fås utan stora besvär

$$P_{ael} = P_{ax} - P_{fr} - P_{fel} \quad \dots (5).$$

På figuren överst å nästa sida visas de diskuterade sambanden i ett effekt-balansdiagram.



Som riktvärden på de olika förlustslagens storleksordningar gäller

P_{fr} - 2 till 15 % av märkeffekten på maskinen.

P_{fel} - 3 till 10 % av märkeffekten på maskinen.

Större förlustprocent för små maskiner. Jämför ett senare avsnitt om förluster och verkningsgrad.

När det gäller de elektriska förlusterna spelar sättet för maskinens magnetisering en viss roll. Se avsnittet om olika magnetiseringssätt !

Motorverkan.

Vi genomför nu ett resonemang liknande det för generatorverkan ovan !

Utgå från

$$M_{ax} = M - M_{fr} \quad \dots (1)$$

där de olika momentsymbolerna har samma innebörd som tidigare. Dock är M_{ax} i detta fall avgivet axelmoment. Efter multiplikation med ω fås skrivet som effektsamband

$$P_{ax} = P_i - P_{fr} \quad \dots (2)$$

Motorns spänningsekvation (motoriskt referensval) ser ut :

$$U = E + I_a \cdot R_A + 2 \cdot \Delta U \quad \dots (3)$$

Efter multiplikation med I_a och användning av effektsymboler får vi

$$P_{mel} = P_i + P_{fel} \quad \dots (4)$$

där $P_{mel} = U \cdot I_a$ är av motorn upptagen elektrisk effekt vid motorklämmorna.

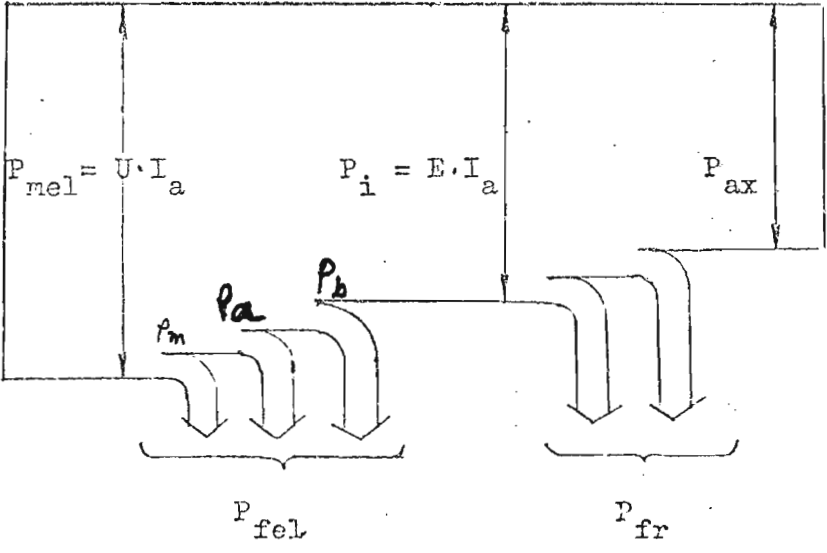
P_{fel} = elektriska strömvärmeförluster.

Kombination av ekv. (2) och (4) ger

$$P_{mel} = P_{ax} + P_{fr} + P_{fel} \quad \dots (5)$$

Figuren nedan visar i diagramform de ovan givna ekvationernas innebörd.

Effektbalansdiagram vid motordrift.

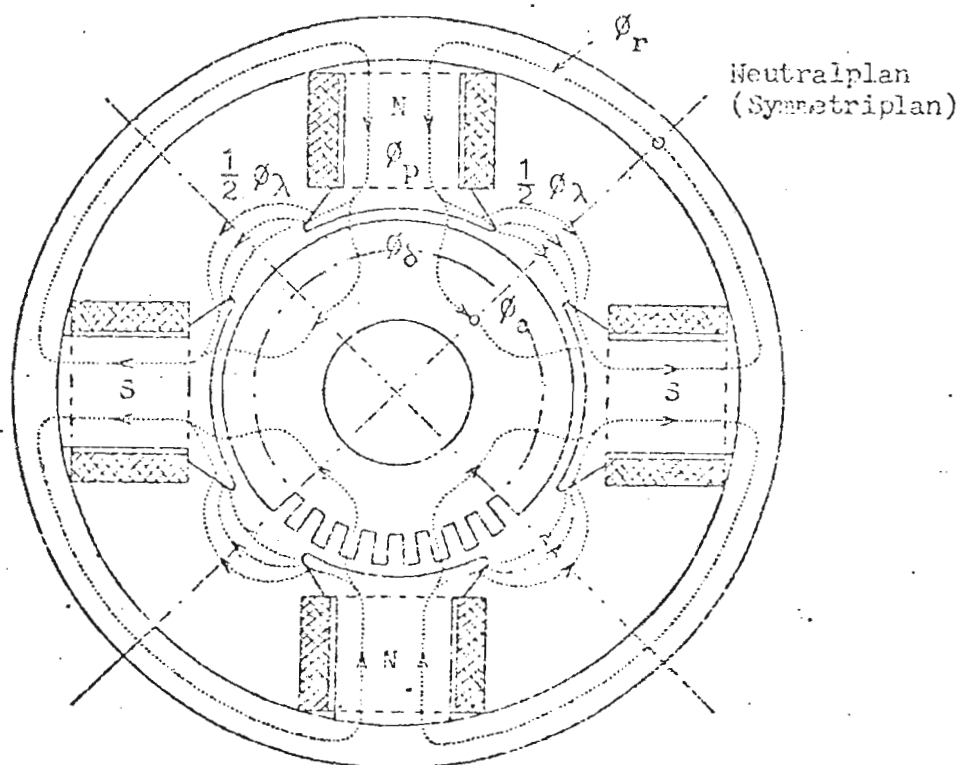


Förlusteffekterna av samma storleksordning som vid generatordrift.

Thn:s skolst.

5.1. Den magnetiska kretsen. Huvudflöde - luftgapsflöde. Läckflöde.5.1.1. Den magnetiska kretsen.

För att alstra luftgapsflödet ϕ_g som bestämmer den inducerade spänningen $E = k_E \cdot n \cdot \phi_g$ och det vridande elektrodynamiska momentet $M = k_M \cdot \phi_g \cdot I_a$ konstrueras maskinen med en magnetisk krets av järn. Denna har till uppgift att ge fältkurvan lämplig utbredning och flödet lämplig storlek med minsta möjliga uppbåd av ampervarv. Den magnetiska kretsens huvuddrag framgår av figuren nedan.



Magnetisk krets hos en 4-polig LS-maskin

På en cylindrisk statorring finns ett antal huvudpoler med polkärnor och polplattor. Polkärnorna kan vara massiva eller laminerade. Vid större maskiner är det vanliga utförandet laminerad polkärna. Polplattorna är alltid laminerade för att hålla nere de pulsationsförluster som härrör från rotorns uppsparning.

Luftgapet utgör en viktig del i den magnetiska kretsen eftersom den större delen av magnetkretsens reluktans är lokaliserad till luftgapet. Luftgapet bör hållas så litet som möjligt.

På andra sidan om luftgapet sett från statorsidan finns rotorkärnan med tänder och rotorring.

På huvudpolerna är fältspolar anbragta. De olika fältspolarna hopkopplade (i serie eller parallell) utgör maskinens magnetiseringslindning eller fältlindning. De matas med likström och är kopplade så att huvudpolerna omväxlande blir N- och S-poler. Fältspolarna ger det för framdrivningen av flödet erforderliga ampervarvtalet.

5.1.2. Huvudflödet. Luftgapsflödet.

Det flöde som framdrivs av fältlindningens ampervarvtal och passerar genom huvudpolerna kallas huvudflödet (polflödet) och betecknas ϕ_h (ϕ_p).

Av huvudflödet passerar större delen genom luftgapet. Det är detta luftgapsflöde ϕ_g som är det ur energiomvandlingssynpunkt aktivt verkssamma flödet genom att dels ge upphov till en inducerad spänning, dels ge upphov till ett elektrodynamiskt moment.

Genom polplattornas inverkan kommer luftgapsflödet att fördelas ut över så stor del av rotorytan (rotorpreferin) som möjligt. Därigenom kan man tillgodogöra sig större delen av de befintliga rotorledarnas reaktioner i magnetfältet (inducerade spänningar samt kraft- och momentallstring). Genom utbredningen av flödet med relativt konstant flödestäthet som följd blir inducerad spänning och alstrat elektrodynamiskt moment väsentligen konstanta storheter i tiden. Ytterligare en viktig anledning till att bredda ut flödet med polplattor är att man därigenom nedbringar flödestätheten i luftgapet. På så sätt reduceras erforderligt ampervarvtal för framdrivningen av flödet genom luftgapet. Normalvärden på flödestätheten i luftgapet rör sig om 0,6 - 1,0 T.

5.1.3. Läckflödet (polläckflödet).

I föregående moment påpekades att större delen av huvudflödet ϕ_h blir aktivt verksamt luftgapsflöde ϕ_g . Skillnaden mellan de två flödena utgörs av det s.k. polläckflödet, som huvudsakligen är koncentrerat till polplattornas kanter. Se figuren på föregående sida!

Polläckflödet är helt överksamt när det gäller att åstadkomma inducerad spänning och elektrodynamiskt moment. Dess enda och negativa verkan är att huvudflödet liksom flödet i statorringen ($\phi_r = \phi_h : 2$) blir större varvid erforderligt ampervarvtal för dessa delar något ökar.

Normalt uppgår läckflödet till 0,1 - 0,3 av luftgapsflödet.

5.1.4. Erforderligt ampervarvtal per pol.

Om vi följer en fältlinje längs den slutna bana, som en magnetisk fältlinje alltid bildar, inser vi med hjälp av figuren på föregående sida att

vi alltid kommer att passera två fältspolar, en belägen på en N-pol och en på en S-pol. Eftersom magnetkretsen är symmetrisk m.a.p. neutrala zonen kan vi anse att ampervartalet $N_m \cdot I_m$ på en pol åtgår för framdrivningen av flödet genom halva den aktuella, magnetiska kretsvägen.

Med hjälp av A:s c-lag, kännedom om flödets storlek och tillgång till magnetiseringskurva för använt järn kan vi uppskatta erforderligt ampervarvstal/pol.

Vi får

$$N_m \cdot I_m = \sum H_k \cdot l_k$$

där $\sum H_k \cdot l_k = H_\delta \cdot \delta + H_t \cdot l_t + H_a \cdot l_a + H_p \cdot l_p + H_r \cdot l_r$

vilket också kan skrivas

$$N_m \cdot I_m = (NI)_\delta + (NI)_t + (NI)_a + (NI)_p + (NI)_r$$

δ	anger luftgapsförhållanden .	$\phi_\delta \Rightarrow B_\delta \cdot A_\delta$
t	" tandskiktet i rotorn .	$\phi_t \Rightarrow \phi_\delta \Rightarrow B_t \cdot A_t$
a	" ankarringen i rotorn .	$\phi_a \Rightarrow \phi_\delta : 2 \Rightarrow B_a \cdot A_a$
p	" polkärnan.	$\phi_p \Rightarrow \phi_h \Rightarrow B_p \cdot A_p$
r	" statorringen.	$\phi_r \Rightarrow \phi_h : 2 \Rightarrow B_r \cdot A_r$

Ofta sammanfattar man samtliga järndelars ampervarv till $(NI)_{Fe}$ och skriver

$$N_m \cdot I_m = (NI)_\delta + (NI)_{Fe}$$

Luftgapsdelens ampervarvtal är normalt det klart dominerande och uppgår till 70 - 80 % av $N_m \cdot I_m$.

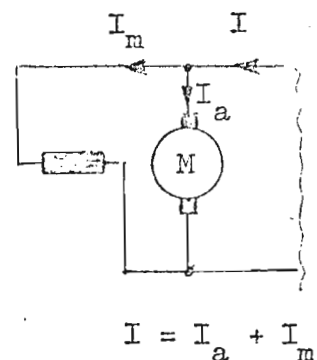
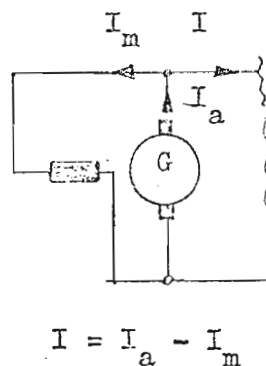
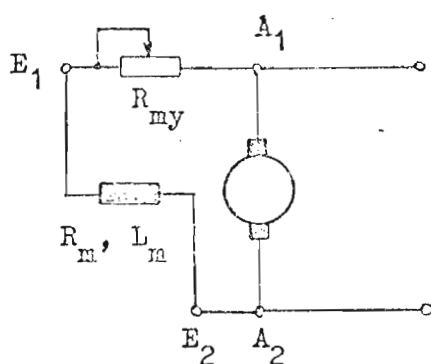
5.2. Olika magnetiseringssätt för LS-maskiner.

Man särskiljer olika utförande och matningssätt för fältlindringar hos LS-maskiner. Matningssättet av fältlindningarna påverkar i hög grad driftegenskaperna varför benämningarna på magnetiseringssätten även fått ge namn åt själva maskinen. Följande tre huvudsätt för magnetisering kan urskiljas:

- Shuntmagnetisering (vid LS-shuntmaskiner)
- Seriemagnetisering (vid LS-seriemaskiner)
- Separatmagnetisering (vid LS-separatmagnetiserade maskiner)

5.2.1. Shuntmagnetisering.

Shuntmagnetisering innebär att fältlindningen kopplas parallellt med (som en shunt) ankarkretsen genom anslutning till ankarlindningens uttag på plinten, som figuren överst på nästa sida visar.



M4

Shuntmagnetiserad LS-maskin

I figuren ovan syns att spänningen över fältkretsen blir densamma som maskinens polspänning (U). En ändring i polspänningen kommer alltså att återverka på maskinens flöde. R_{my} i figurens fältkrets är en s.k. fältreostat (fältresistor) och utgöres helt enkelt av en varierbar resistor med vars hjälp viss styrning av fältströmmen kan ske. Detta påverkar i sin tur luftgapsflödet och de av flödet bestämda storheterna. Shuntmagnetisering innebär att strömmen genom arbetslindningen och strömmen till eller från det anslutna nätet, linjeströmmen I , skiljer sig något åt. Vid generatorverkan gäller (med generatoriskt referensval)

$$I_a = I_m + I \quad \text{eller} \quad I = I_a - I_m$$

Medan man vid motordrift (motoriskt referensval) får

$$I = I_a + I_m$$

Konstruktivt karakteriseras fältlindningen vid shuntmagnetisering av att varje spole innehåller många varv och är utförd av tråd med klen area. Shuntlindningens resistans blir härigenom stor vilket resulterar i en ganska liten fältström I_m relativt ankarströmmens närvärde. Som riktvärde för relativvärden kan anges 0,01 - 0,05, varvid de större värden återfinns hos maskiner med små markeffekter. Den relativt lilla strömmen kompenseras av ett stort antal lindningsvarv, varigenom tillräckligt ampervarvtal erhålles.

Att observera är att trots den lilla fältströmmen kommer uppvärmningen av fältlindningen vid stillastående maskin ganska fort att anta skadliga värden. En LS-maskin bör därför normalt ej stå stilla med enbart fältet inkopplat under längre tid. Dock förekommer för diverse specialtillämpningar att maskinernas fältlindningar utförs för att kontinuerligt tåla inkopplad fältlindning med stillastående rotor.

En konsekvens av det stora antalet lindningsvarv i kombination med järnkärnan är att fältlindningens induktans L_m blir stor. Enligt ellära gäller som bekant $L_m = \frac{N_m^2}{\Lambda}$, där Λ står för reluktansen. Stor induktans innebär en tidskonstant $\hat{T}_m = L_m : R_m$ av storleksordningen 0,2 - 4,5 s, vilket är att betrakta som en relativt stor tidskonstant

med påtagliga konsekvenser om schnbba ändringar av fältströmmen (flödet) önskas, exempelvis i reglersammanhang.

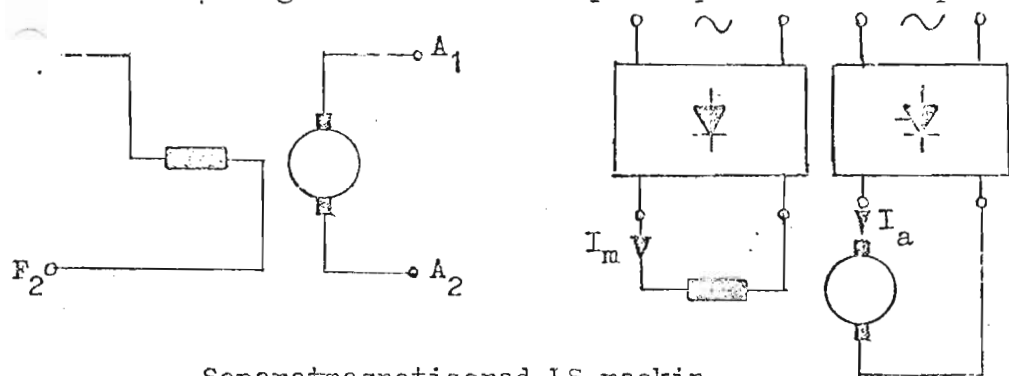
Som jämförelse kan nämnas att ankarlindningens tidskonstant $\tau_a = L_a : R_a$ rör sig om 10 - 40 ms. Detta förklarar varför det är betydligt enklare att åstadkomma schnbba förändringar i ankarströmmen än i fältströmmen.

5.2.2. Separatmagnetisering.

Separatmagnetisering innebär att fältlindningen matas från en separat ls-elenergikälla. Idag sker matningen oftast via en separat fältlikriktare, vilken kan vara uppbyggd som en diodbrygga eller som en tyristorströmriktare. I det förra fallet finns inga styrmöjligheter av likspänningen ut från bryggan. En viss inställningsmöjlighet existerar vanligtvis genom att diodbryggan matas via en sparkopplad trafo med ett antal valbara anslutningsmöjligheter. Viss variation av fältströmmen vid fast likspänning kan naturligtvis också åstadkommas genom en separat fältresistor i serie med fältlindningen. Diodbryggor för matning av fältkretsen används i första hand då maskinen är avsedd att arbeta med väsentligen konstant flöde. Detta är fallet i ett stort antal motortillämpningar.

Tyristormatning av fältkretsen används framför allt då man vill styra fältströmmen och därmed flödet inom stora områden. Detta förekommer exempelvis vid mera avancerade drivutrustningar. Allmänt kan konstateras att den separatmagnetiserade maskinen är den vanligaste maskintypen i reglersammanhang, även om regleringen därvid ofta är förlagd till ankarkretsen.

I figuren nedan visas principschema för separatmagnetiserad maskin.



Separatmagnetiserad LS-maskin

exempel på matning av separatmagnetiserad LS-maskin; fältkretsen matas av en fältlikriktare i form av en diodbrygga och ankarkretsen av en tyristorströmriktare.

Vid separatmagnetiserad maskin är ankar- och linjeströmm samma ström både vid motor- och generatordrift.

Konstruktivt är en lindning för separatmagnetisering utförd som en shuntlindning d.v.s. med många varv av tråd med liten area. En vanlig shuntmaskin kan mycket väl användas som separatmagnetiserad. Vad som fordras är bara att överkopplingar mellan fält- och ankarlindningarna på uttagsplinten

tas bort och att separat matning för fältkretsen ordnas.

Som ett specialfall av separatmagnetisering kan man betrakta magnetisering med permanenta magneter s.k. permanentmagnetisering. Årligen tillverkas säkerligen milliontals småmotorer med permanentmagnetisering och avsedda för anslutning till batterier vad ankarkretsen beträffar. Även för generatortillämpningar är magnetiseringssättet aktuellt, tachometergeneratorer exempelvis. Permanentmagnetisering är f.ö. inte aktuellt bara för LS-maskiner. Även synkrona maskiner och speciella s.k. strömriktarmotorer utnyttjar permanentmagnetisering.

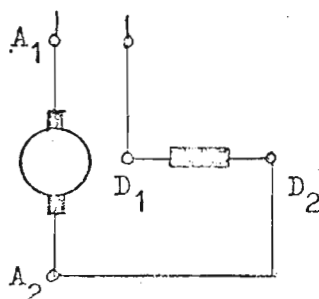
Genom utveckling av speciella ferritmaterial - utvecklingen skedde samtidigt med utvecklingen av moderna halvledarmaterial - har man idag konstruerat likströmsmotorer med märkeffekter upp till 30 kW. Vanligast är dock fortfarande betydligt mindre märkeffekter.

En påtaglig fördel med permanentmagnetisering är att man slipper förlust i fältlindningen och därmed ställs mindre krav på kylning. Verkningsgraden ökar självklart också. Ljudmässigt är maskinerna klart mera tystgående. Ferritmaterial tål temperaturer från -100°C upp till $+300^{\circ}\text{C}$ och åldringen är ingen eller obetydlig. Yttre magnetfält, vilket alltid är aktuellt bl.a. genom arbetslindningens fält, påverkar ej magneterna bestående. När det yttre fältet tas bort återtar magneterna de ursprungliga egenskaperna. Konstruktivt är det lätt att utforma magneterna så att önskade flödeskoncentrationer är möjliga att åstadkomma. Viktmässigt och volymmässigt blir permanentmagnetiserade maskiner lättare och mindre än maskiner med fältlindningar.

5.2.3. Seriemagnetisering.

Vid seriemagnetisering kopplas fältlindningen i serie med arbetslindning. Den kommer alltså att genomflytas av maskinens ankarström så att $I_m = I_s = I_a$. Medan de tidigare beskrivna magnetiseringssätten förekommer vid både generator- och motordrift används ren seriemagnetisering endast vid motorer.

Principkoppling framgår av figuren nedan.



Seriemagnetiserad LS-maskin

Konstruktivt utförs lindningen, serielindningen, med få varv och med tråd med stor area. Den stora strömmen (I_a) och de få varven (N_s) ger tillräckligt ampervarvtal. Genom att de få varven ger kort lindnings-trådlängd och därtill med stor area blir lindningens resistans liten. Härigenom hålls både spännings- och effektförluster nere.

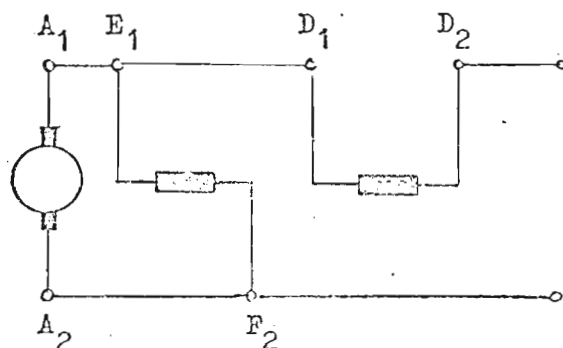
Ankarkretsens induktans förstoras inte påtagligt genom serielindningens tillkomst.

Om man skulle vilja styra flödet genom maskinen vid konstant ström skulle detta kunna tänkas ske antingen genom att lindningens förses med flera uttag, var och ett svarande mot olika antal varv, eller genom att man parallellt med lindningen ansluter en lågohmig, variabel resistor. I det första fallet fordras, om omkoppling skall kunna ske under drift, en ganska dyrbar omkopplare för stor ström och i det senare fallet blir strömdelningen den önskade endast i stationär drift då resistansförhållandet bestämmer strömdelningen. Vid dynamiska tillstånd (varierande ankarström) kommer induktansen i fältlindningen att i första ögonblicket göra att större delen av den ändrade strömmen söker sig väg genom den parallellkopplade resistansen.

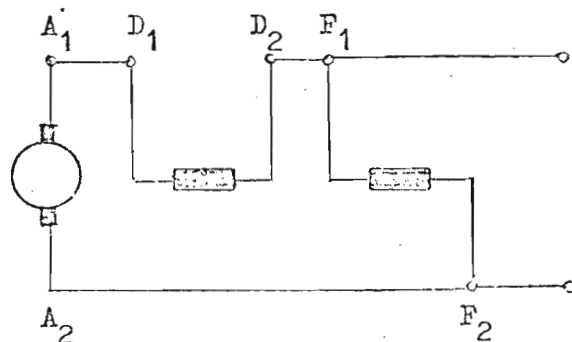
5.2.4. Kompoundmagnetisering. (Kombinerad magnetisering).

Ytterligare ett sätt för magnetisering är att kombinera shunt- och serie-magnetisering. Man talar därvid om kompoundmagnetisering.

Huvudpolerna kommer därvid att vara försedda med två spoluppsättningar, en som genomflyts av shuntströmmen I_m och en som genomflyts av serieströmmen I_s , ofta lika med ankarströmmen. Magnetiseringssättet är i dag inte lika aktuellt som tidigare beroende på att de vinster man vann, kan åstadkommas på andra sätt, minst lika bekvämt och fördelaktigt. I figuren nedan visar vi kopplingsschema för compoundmagnetisering.



kort shunt



lång shunt

Kompoundmagnetiserad LS-maskin

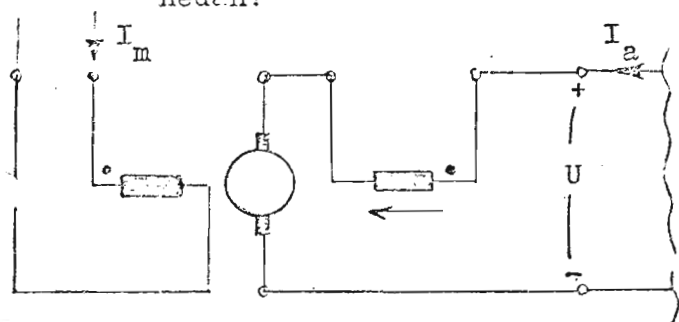
Serielindningen kan kopplas på två sätt i förhållande till shuntlindningen, som figuren på föregående sida visar. Man talar om kort och lång shunt. Någon väsentlig skillnad föreligger ej. Antingen genomflyts serielindningen av ankarströmmen eller av linjeströmmen. Dessa skiljer sig normalt obetydligt från varandra eftersom shuntströmmen relativt sett är obetydlig, åtminstone om man bortser från svagt belastad maskin.

Betydligt angelägnare att observera är om serielindningen är kopplad

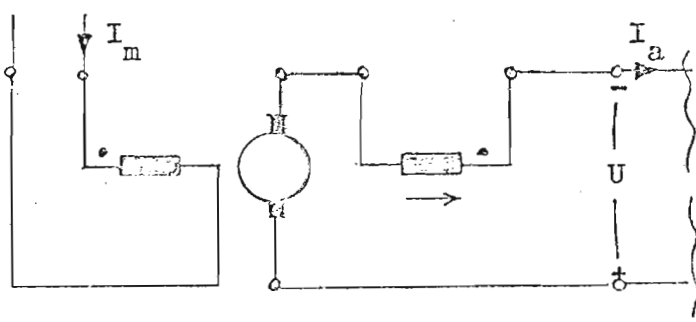
- för att samverka med (förstärka) shuntlindningens mmk eller
- för att motverka (försvaga) shuntlindningens mmk.

I det förra fallet talar man om medkompondering, i det senare om motkompondering.

Beroende på proportionerna mellan $N_m \cdot I_m$ och $N_s \cdot I_s$ kan driftegenskaperna modifieras i olika grad. I allmänhet torde shuntlindningens ampervarvtal dominera. Vid generatorverkan har serielindning använts för att ge en tillsatsmagnetisering då maskinen belastas varigenom de inre spänningsförlusterna har kompenserats. Då det gäller motordrift har serielindning ofta använts för att förstärka startmomentet. Vid motordrift omfattande reversering är serielindning olämplig eftersom serielindningen måste ankopplas om man skifter spänningspolariteten till ankarkretsen. Om så ej sker övergår maskinen från medkomponderad till motkomponderad. Se figuren nedan!



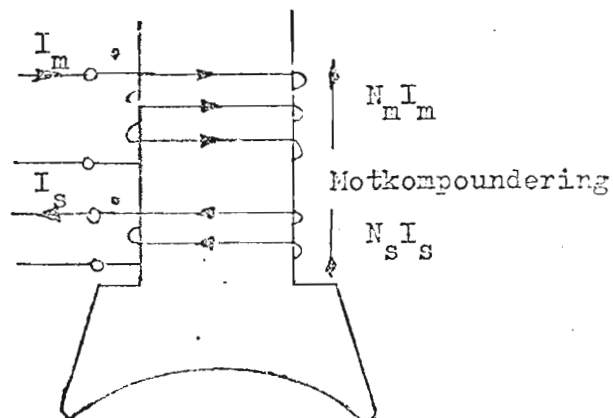
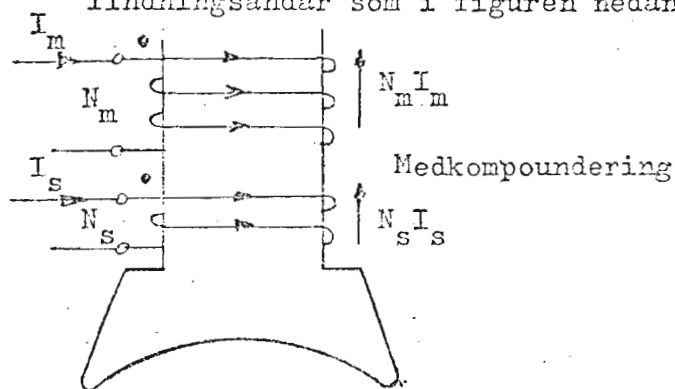
medverkande magn.lindningar



motverkande magnetiseringslindningar

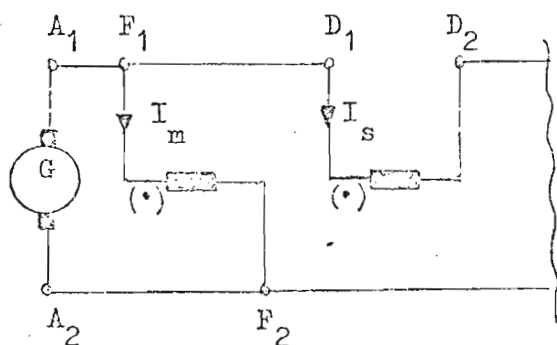
Vid symboliskt ritade schemor och figurer måste man på något enkelt sätt kunna avgöra huruvida med- eller motkompondering föreligger.

Ett bekvämt sätt är att sätta ut polaritetsmarkeringar vid likvärdiga lindningsändar som i figuren nedan.

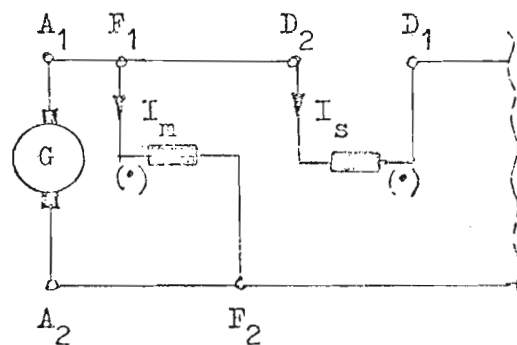


Innebörden i markeringarna är : Om strömmarna i de två lindningarna båda går in i (eller ut ur) lindningen vid markerat uttag, fås samverkan, eljest motverkan.

Ett alternativt sätt med egnetligen samma innebörd är att utnyttja normernas anvisningar. Dessa innebär att två lindningar samverkar om strömmarna i dem antingen flyter från uttag med lågt sifferindex till uttag med högt sifferindex samtidigt (eller i omvänd riktning samtidigt i båda). Normernas metod innebär helt enkelt att lindningsuttag med samma sifferindex är likvärdiga. Figuren nedan illustrerar normernas sätt att avgöra med- eller motverkande magnetiseringslindningar.



Samverkande magn.lindningar



Motverkande magn.lindningar

Ekvivalent shuntström.

Om man har flera samtidigt verkande magnetiseringslindningar är det ofta praktiskt bekvämt att tänka sig en enda lindning genomfluten av en ström sådan att denna ström ensamt ger upphov till samma resulterande mmk som de olika lindningarna gör tillsammans. Vanligen tänker man sig shuntlindningen som ensamt strömförande (om shuntlindning finns).

Den genomflyts ensamt av den ekvivalenta shuntströmmen I_{mekv} som bestäms av att

$$N_m \cdot I_{mekv} = N_m \cdot I_m + N_s \cdot I_s$$

varur vi får

$$\begin{aligned} I_{mekv} &= I_m + \frac{N_s}{N_m} \cdot I_s \\ &= I_m + \Delta I_{ms} \end{aligned}$$

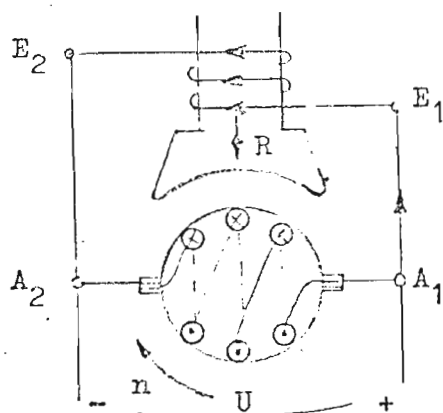
där $\Delta I_{ms} = \frac{N_s}{N_m} \cdot I_s$ är serielindningens ström onräknad och uttryckt som en ekvivalent ström i shuntlindningen.

5.3. Självmagnetisering vid generatordrift.

Med självmagnetisering avses att maskinen är istånd att åstadkomma sin egen magnetisering utan särskild matningskälla för fältkretsen. Självmagnetisering är intressant framför allt vid generatordrift då det gäller att bygga upp en spänning i generatormaskinen utan yttre hjälpmatning av fältkretsen. Om vissa villkor är uppfyllda kan självmagnetisering enligt ovan åstadkommas. Villkoren är

- a) att viss remanens (R) existerar i maskinen
- b) att fältlindningen är riktigt ansluten (beror på remanensens riktning och rotationsriktningen)
- c) att maskinen drivs runt med ett visst minsta varvtal (beror bla. på fältkretsens resulterande resistans $R_m + R_{my}$).

I anslutningen till den schematiska figuren nedan kan vi förklara självmagnetiseringsförloppet på följande sätt:



Med figurens förutsättningar samverkar fältlindningens mmk med remanensen R

Med given rotationsriktning och remanensriktning uppstår en viss, om än begränsad inducerad spänning mellan borstarna. Arbetslindningen antages så utförd att borste A_1 får pluspolaritet, borste A_2 minuspolaritet. Om fältlindningen är kopplad som i figuren ovan kommer den relativt svaga strömmen genom fältlindningen att förstärka remanensens flöde. Därigenom växer den inducerade spänningen, strömmen genom fältlindningen likaså. På så sätt byggs en spänning upp till dess ett visst jämviktsläge inträffar. I samband med studiet av likströmsmaskinens egenskaper, som generator skall vi visa att spänningen byggs upp till ett värde som bestäms av varvtalet n och fältkretsens resistans $R_m + R_{my}$. Om fältlindningens anslutning varit omkastad eller ankarlindningens varit så utförd att borstarna fått motsatt polaritet mot figurens ovan skulle den svaga fältströmmen ha motverkat remanensflödet. Maskinen hade då ej varit i stånd att magnetisera sig själv på önskat sätt. I stället hade den "strypt sig själv". Man kan i detta fall tala om "själv-mordskoppling".

Polaritetsväxling.

Som avslutning på avsnittet om självmagnetisering ställer vi oss frågan hur man skall gå till väga för att växla maskinens polaritet.

Tänk själv igenom problemställningen utgående från figuren på föregående sida! Två olika fall bör beaktas, nämligen

- a) om rotationsriktningen är oförändrad och
- b) om rotationsriktningen ändras.

Svaren är i fall a) ändra remanensens riktning och i b) skifta fältlindningens anslutningar.

5.4 LS-maskinens magnetiseringskurva.

5.4.1. LS-maskinens tomgångskaraktäristika, TK.

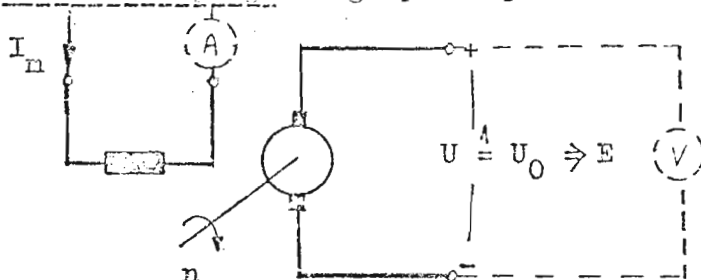
Som fortsättningen kommer att visa är LS-maskinens TK eller tomgångskaraktäristika av grundläggande betydelse då det gäller att föstå och göra beräkningar vid såväl generator- som motortillämpningar.

Vi definierar maskinens TK på följande sätt:

$$E = f(I_m)$$

vid konstant varvtal n och tomgående maskin.

TK uppmäts enklast genom att man driver maskinen som separatmagnetiserad generator i tomgång enligt principschemat nedan.

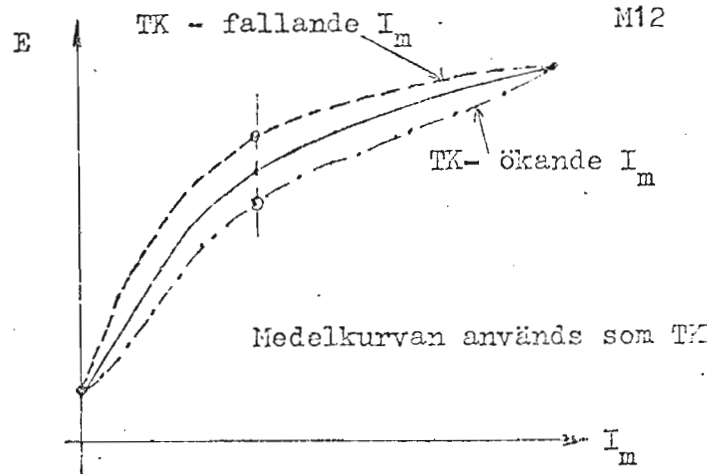
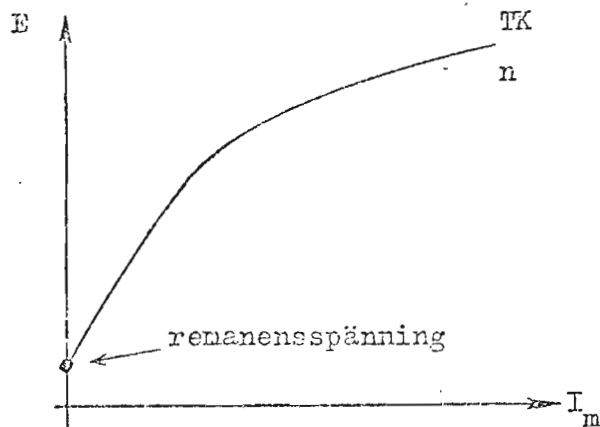


Eftersom maskinen arbetar i tomgång ($I_a = 0$) blir tomgångsspänningen $U_0 = E$. Uppmätningen tillgår så att I_m varieras och uppmäts samtidigt med E medan varvtalet hela tiden hålls konstant.

Normalutseendet för TK framgår av figuren överst på nästa sida.

Anmärkningar.

1. TK består egentligen av en gren för ökande I_m och en för fallande I_m p.g.a. hysteres. Medelkurvan används som envärdig TK.



2. TK går ej genom origo p.g.a. remanens. Detta innebär ett visst E trots att $I_m = 0$. I de flesta fall är detta förhållande oväsentligt, varför vi oftast ritar TK genom origo.

3. TK vid godtyckligt varvtal n_1 .

Om TK är känt för visst varvtal n_0 kan vi konstruera TK för vilket annat önskat varvtal som helst. Eventuellt är det endast fråga om någon enstaka punkt på TK vid annat varvtal som intresserar.

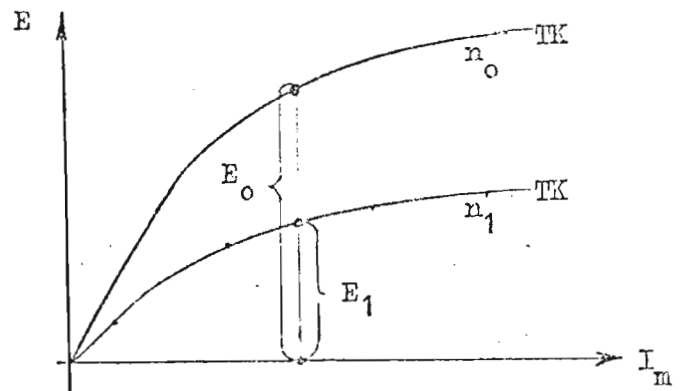
Omräkningen utnyttjar det faktum att ϕ är konstant för konstant I_m . Därvid gäller att den inducerade emk är proportionell mot varvtalet.

$$E_1 = k_E \cdot n_1 \cdot \phi$$

$$E_0 = k_E \cdot n_0 \cdot \phi$$

och alltså gäller

$$\frac{E_1}{E_0} = \frac{n_1}{n_0}$$



4. TK definierad som $E = f(I_m)$ innebär att I_m = strömmen i huvudfältlinningen. Om shuntlindning finnes anses den alltid vara huvudfältlindning.
5. Uppmätning av TK kan ske på annat sätt än det ovan angivna. Man kan köra en LS-maskin som tomgående motor ansluten till en konstant ankar-spänning och variera fältströmmen. För varje fältström uppmäts tillhörande varvtal. Det är därefter inget större besvär att räkna om aktuell inducerad spänning till önskat tomgångsvarvtal. Vid noggrann omräkning bör ankarsströmmens tomgångsvärde uppmätas i de olika mätpunkterna varigenom ankarkretsens spänningsförluster kan beaktas. I många fall kan inducerad spänning anses densamma som polspänningen U . Övningsräkning må belysa tillvägagångssättet.

5.4.2. TK uppfattad som magnetiseringskurva, MK.

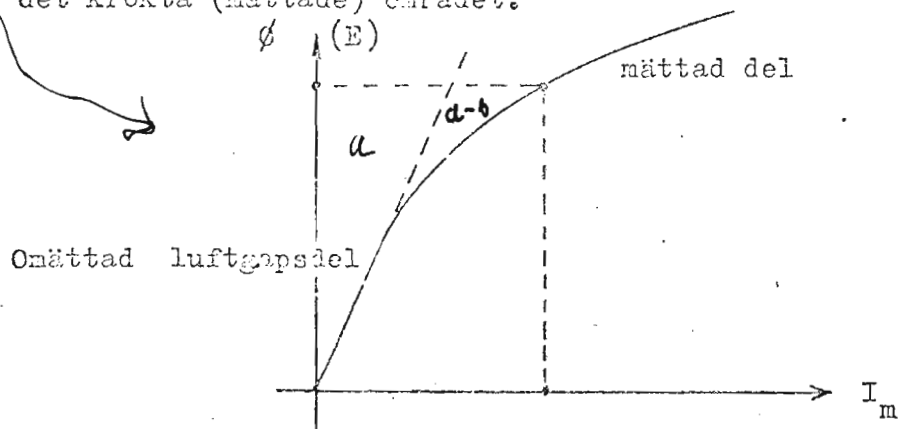
Vid konstant varvtal kan vi skriva $E = k_E \cdot n \cdot \dot{\Phi} \Rightarrow c \cdot \dot{\Phi}$

Detta innebär att vi vid konstant varvtal kan uppfatta E som ett mått på luftgapsflödet $\dot{\Phi}$. $E = f(I_m)$ kan alltså uppfattas som $\dot{\Phi} = f(I_m)$, d.v.s. som maskinens magnetiseringskurva. Nu nämnda förhållande förklarar TK:s form.

MK är liksom TK klart icke-linjär karaktäristik. Man brukar urskilja två delar:

- a) den linjära, omättade delen (luftgapsdelen) och
- b) den krökta, mättade delen (luftgapsdel + järndel).

Om vi med märkmagnetisering avser den magnetisering som i tomgång ger märkspänning visar det sig att denna punkt normalt ligger en bit in i det krökta (mättade) området.



Såväl TK som MK anger sambanden mellan E , $\dot{\Phi}$ och I_m vid konstant varvtal och stationärt tillstånd. Man kan också anse sambanden giltiga vid långsamma fältändringar. Vid mycket snabba flödesändringar som exempelvis kan vara aktuella i vissa sammanhang då fältets riktning skall omkastas måste virvelströmseffekter beaktas. Man måste därvid föreställa sig fältlindningen som primärlindning i en transformator. Sekundärlindningen utgöres av det järn som omger fältlindningen. Vid snabba flödesändringar uppträder i järnet virvelströmmar som motverkar flödesändringen. Den mätbara, i fältlindningen flytande magnetiseringsströmmen är då ej ett mått på den flödesbildande strömmen.

För att möjliggöra snabba fältändringar måste maskinens statordel utföras laminerad (statorring och poler).

6.1. Huvudfält, ankarfält och resulterande fält.

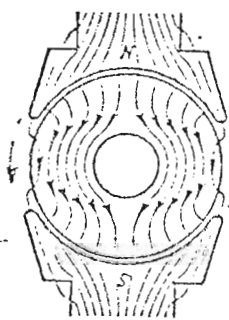
Det magnetfält, som härrör från enbart fältlindningen på maskinens fält-poler, kallar vi huvudfältet. Dess utbredning framgår av maskinens fältkurva. (Vid kompondmagnetisering avses med huvudfältet det som erhålles då enbart shuntlindningen är magnetiserad.) Huvudfältet är det enda fält som existerar, då maskinen arbetar i tomgång och fältlindningen är strömförande.

Huvudfältets riktning är längs huvudpolernas axlar, som figurdel a i figuren nedan visar. Det mot huvudfältet svarande luftgapsflödet per poldelning betecknar vi ϕ_{g_0} , där index 0 antyder tomgångsförhållanden.

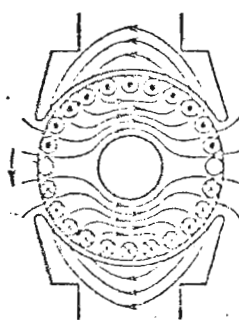
Då arbetslindningen vid belastad maskin är strömförande kommer den att ge upphov till ett eget fält, det s.k. ankarfältet. Arbetslindningen kan betraktas som en solenoidspole, dock med olika diameter hos de olika lindningsvarven. Ankarfältets magnetiska axel - symmetrilinje - bestäms entydigt av borstarnas läge. Med borstarna i neutralläge kommer ankarfältets axel att bli orienterad vinkelrätt mot huvudfältets axel, som i figurdel b nedan. Man talar därvid om ankarfältet som ett tvärmagnetiserande fält medan huvudfältet sägs vara längsmagnetiserande (direktmagnetiserande).

Om borstläget varit annorlunda än det som motsvarar placering i neutral zon hade ankarfältets axel varit förskjuten i motsvarande grad. I moderna maskiner existerar ingen borstförskjutning. I stället injusteras borstarna synnerligen noggrant till neutrala zonen. Någon anledning att ytterligare diskutera förhållanden vid borstförskjutning finns ej.

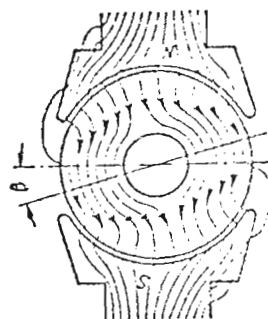
Även vid ankarets rotation bibehåller ankarfältet sin axel. Detta inses lätt om man vet att alla strömförande ledare under varje N- respektive S-pol bibehåller sin strömriktning. Först då ledarna passerar neutrala zonen ändrar kommutatorn strömriktningen. Om vi förutsätter att ledarspårerna ligger tätt längs rotorperiferin inser vi att ankaret betraktat som spole väsentligen har samma utseende i varje ögonblick. Så fort ett spår "försvinner ut" vid den ena poldelningskanten ersätts det omedelbart av ett nytt i den andra kanten. Detta betyder också att ankarfältet vid stationär drift med konstant ström förblir konstant i tiden trots rotationen.



huvudfält

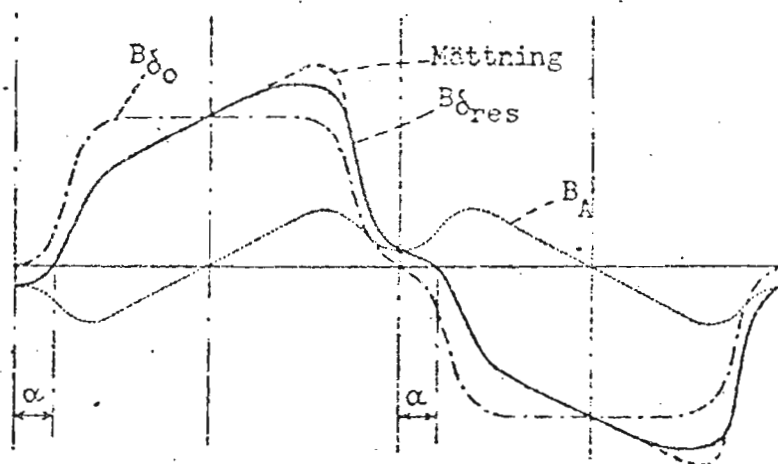


ankarfält



resulterande fält

Då fält- och arbetslindning för ström samtidigt existerar i maskinen ett resulterande fält. Det är detta fält som är fysikaliskt påvisbart i den belastade maskinen. Att vi trots detta talar om huvudfält och ankarfält som separata fält beror dels på att huvudfältet faktiskt existerar ensamt och fysikaliskt under vissa drifttillstånd (tomgång) dels på att förståelse och uppbyggnad av teori underlättas genom det antydda komponenttänkandet. I figurdel c nederst på föregående sida visas schematiskt det resulterande fältets utseende. I stället för att rita förenklat som på föregående sida kan vi åskådliggöra motsvarande fältkomponenter i en utbredd figur, som kommer att se ut:



Fältkurvor för huvudfält, ankarfält och det resulterande fältet.

Man bör observera att den resulterande fältkurvan normalt ej kan erhållas genom summation av huvudfältets och ankarfältets fältkurvor. Detta har sin förklaring i att man p.g.a. av icke-linjära magnetiska förhållanden (magnetisk mättning) kommer att få klart "avrundade" förlopp på de ställen där en summation tenderar att ge höga flödestätheter. Se figuren ovan !

Om man valt att i stället arbeta med de olika lindningarnas m_k med tillhörande fördelningar i rummet hade det varit möjligt att direktaddera dessa . (m_k kan adderas, flödestätheter normalt inte!)

6.2. Ankarfältets återverkan på huvudfältet. (Ankarreaktionen)

Det av ankarströmmen orsakade ankarfältet kommer att ha flera återverkningar på huvudfältet. Dessa återverkningar påverkar i hög grad maskinens driftförhållanden. De återverkningar som ankarfältet ger upphov till kallas med en gemensam benämning ankarreaktionen.

De viktigaste återverkningarna är :

- Luftgapsflödet ϕ försvagas.
- Neutrala zonen förskjuts.
- Höga toppar i fältkurvan uppstår (höga flödestäthetstoppar).

Verkningarna enligt b och c kan ses direkt av den utbredda figuren på föregående sida medan resultatet enligt a fordrar ytterligare kommentarer.

6.2.1. Luftgapsflödets försvagning.

Att luftgapsflödet försvagas innebär att $\phi_{ob} < \phi_{o0}$ trots oförändrat I_m .

ϕ_{ob} = luftgapsflödet vid belastad maskin.

ϕ_{o0} = luftgapsflödet vid obelastad maskin (=tomgående maskin)

Man vill eventuellt vara böjd att i första omgången tro att ett tvärmagnetiserande fält ej har någon som helst inverkan på luftgapsflödet. En närmare undersökning visar emellertid att då ankarfältet delvis sluter sig genom huvudpolerna (se figurdel c på sidan A1) kommer huvudfältet att förstärkas under den ena polhalvan och försvagas under den andra. Om fältströmmen därvid är så stor att man vid förstärkningen från ankarfältet hamnar i mättat område för järnet kommer förstärkningen av flödet under ena polhalvan att bli mindre än försvagningen under den andra. Resultatet blir en minskning av det verk samma luftgapsflödet.

Från tidigare diskussioner vet vi att det är möjligt att skriva

$$\phi_{o0} = f(I_m)$$

medan

$$\phi_{ob} = f(I_m; I_a)$$

I_a :s inverkan på ϕ_{ob} är normalt relativt måttlig. Vid stora strömmar (överlastförhållanden) är dock dess verkan helt märkbar. Den aktuella flödesminskningen $\Delta\phi = \phi_{o0} - \phi_{ob} = f(I_m; I_a)$ kan beskrivas och anges på olika sätt.

Ett sätt är att vid given fältström I_m (huvudmagnetisering) ange $\frac{\Delta\phi}{\phi_{o0}} = f(I_a)$

varvid ϕ_{o0} = luftgapsflödet vid den aktuella magnetiseringsströmmen I_m och med $I_a = 0$.

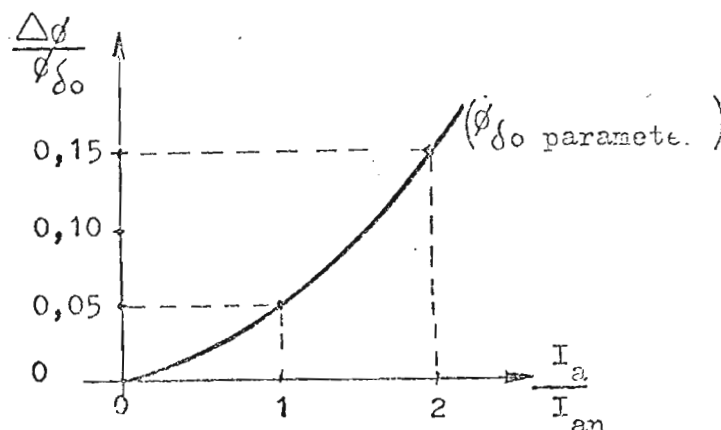
En undersökning visar att man kan skriva

$$\frac{\Delta\phi}{\phi_{\delta 0}} = k \cdot I_a^x \quad \text{vid konstant } I_m$$

Uttrycket antyder att $\Delta\phi$ är en icke-linjär funktion av I_m och I_a .
 x är en exponent.

För att ge en uppfattning om storleksordningen på den fältförsvagning som fås i modernt konstruerade maskiner redovisas nedan en tabell och tillhörande graf för $\frac{\Delta\phi}{\phi_{\delta 0}}$ varvid $\phi_{\delta 0}$ gäller vid en magnetisering $I_m \Rightarrow I_{mn}$ = märkmagnetiseringen för maskinen.

$\frac{I_a}{I_{an}}$	$\frac{\Delta\phi}{\phi_{\delta 0}}$
0	0
1	0,05
2	0,15



Ett alternativt sätt att beskriva ankarfältets flödesförsvagande inverkan är att uppfatta den som en försvagning av magnetiseringsströmmen. I detta sammanhang har vi anledning att införa den effektiva (flödesalstrande) magnetiseringsströmmen I_{me} för vilken gäller

$$I_{me} = I_m - \Delta I_{ma}$$

där I_m = den i fältlindningen flytande, mätbara fältströmmen

ΔI_{ma} = ankarreaktionens fältförsvagande ekvivalenta fältström.

$\Delta I_{ma} = f(I_m, I_a)$ är alltid positiv så att $I_{me} < I_m$.

Ankarreaktionens fältförsvagande verkan kan bestämmas experimentellt genom mätningar på den färdiga maskinen, men kan även beräknas redan på konstruktionsstadiet. Vi återkommer till möjligheterna att mäta fram försvagningen i ett senare sammanhang.

En minskning av ϕ_δ påverkar i första hand $E = k_E \cdot n \cdot \phi_\delta$ och $M = k_M \cdot \phi_\delta \cdot I_a$.

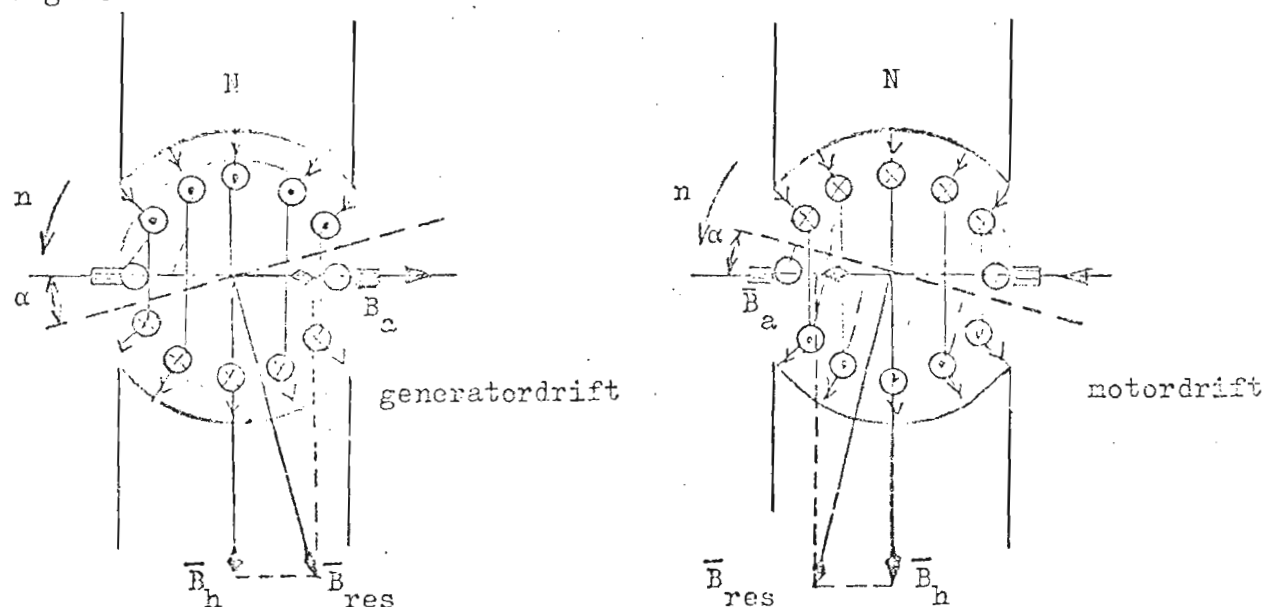
Vid generatordrift påverkas främst polspänningen $U = E - I_a \sum R_a$ så att man erhåller en större spänningsförlust än vad som kan förklaras av enbart de resistiva spänningsförlusterna.

Vid motordrift kommer ϕ_δ :s ändring att påverka driftvarvtalet. Framför allt vid stora ankarströmmar kan varvtalsavvikelserna från förväntade värde vara påtagliga, stundom med tendenser till icke-stabil drift.

6.2.2. Neutrala zonen förskjutning.

A5

Den förskjutning av neutrala zonen som uppstår vid strömgennomflutet ankare har, om inga åtgärder vidtoges, skadliga konsekvenser på kommuteringsförloppet (gnistbildning). Zonförskjutningens storlek - anges lämpligen som en vinkel - beror direkt av ankarströmmens värde. Vid generatordrift sker förskjutningen med rotationsriktningen, vid motordrift mot rotationsriktningen. I figuren nedan visar schematiskt förskjutningens riktning. Den neutrala zonen befinner sig vinkelrätt mot det resulterande fältets riktning. Eftersom huvud- och ankarfält ej är sinusformigt utbredda i rummet får figurens "vektorer" anses representera respektive fältkurvornas grundvågor.



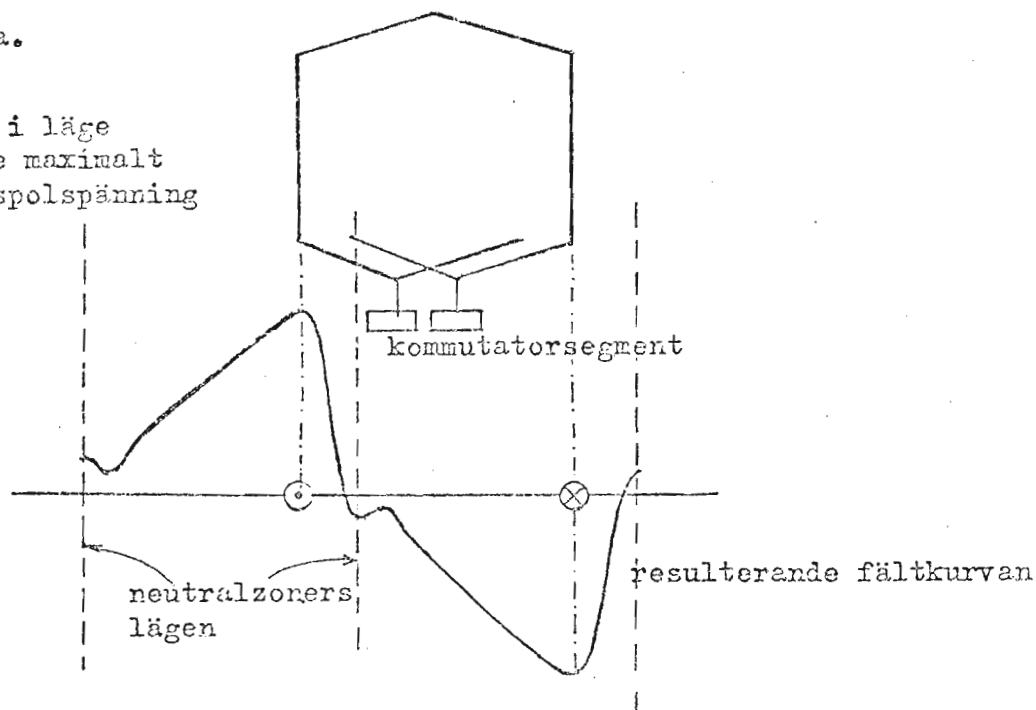
Kommuteringen (vi återkommer mera detaljerat till kommuteringsproblem i avsnitt 7) bör helst ske då den kommuterande härvas ledarsidor befinner sig i neutrala zonen, där resulterande fältet är noll. Förr utnyttjade man borstförskjutning för att uppfylla detta villkor. Nackdelen var att man fick ändra borstbryggans läge med ändrad belastningsström eller ställa in borstförskjutningen för en medbelastning och acceptera mindre bra kommutering vid andra belastningsgrader. I moderna maskiner utnyttjas ej längre borstförskjutning (möjligen med undantag för mycket små maskiner med effekt under 100 W). I stället utnyttjas s.k. kommuteringspoler. Se avsnitt 6.3.2 !

6.2.3. Höga toppar i flödestäthet.

Av den resulterande fältkurvan på sidan A2 framgår att ankarreaktionen kan resultera i höga flödestäthetstoppar. Topparna återkommer med omvänd riktning på en poldelnings avstånd. I ögonblick då en ankarhärvas sidor befinner sig mittför topparna i flödestäthet kommer den inducerade spänningen i härvan att bli klart större än normalt. Figuren på nästa sida visar ett sådant ögonblick. Om extremt hög härvspänning erhålles föreligger risk för lamellöverslag mellan de närbelägna lameller till vilka härvsidorna

är anslutna.

ankarspole i läge
motsvarande maximalt
inducerad spolspänning



Lamellavstånden rör sig normalt om 0,5 - 1,5 mm. Genom att spåren mellan lamellerna ofta är fyllda med både damm och kolpartiklar fordras inga speciellt stora spänningar för att överslag ska äga rum. Man brukar räkna med en tillåten spänning om ca 30 - 40 V mellan närbelägna lameller då den är som störst.

Lamellöverslag på ett ställe tenderar att sprida sig runt hela kommutatorn. Förutom skadliga verkningar på själva kommutatorytan kan därvid direkt kortslutning uppstå mellan borstarna.

Anm. Den tillåtna lamellspänningen begränsar den högsta spänning för vilken man ekonomiskt kan bygga LS-maskiner.

Förutom att extrema spänningar kan induceras på rotorisk väg då spolsidorna roteras i det resulterande fältet kan man även erhålla ganska höga transformatoriskt inducerade spänningar med risk för lamellöverslag. Detta gäller under transienta tillstånd då flödet från arbetslindningen är växande eller avtagande.

6.3. Åtgärder för att motverka ankarreaktionen.

Vi har i de föregående avsnitten diskuterat de återverkningar ankarfältet har på huvudfältet i en LS-maskin. Därvid har vi också kortfattat berört de konsekvenser ankarreaktionen medför. Erfarenheten visar att man ofta har anledning att vidtaga åtgärder mot ankarreaktionens verkningar.

6.3.1. Kompensering av minskat flöde.

För att motverka ankarreaktionens flödesförsvagande verkan kan man öka magnetiseringen. Detta kan tänkas ske på flera olika sätt. Enklast är kanske att på något sätt åstadkomma ökad magnetiseringsström I_m .

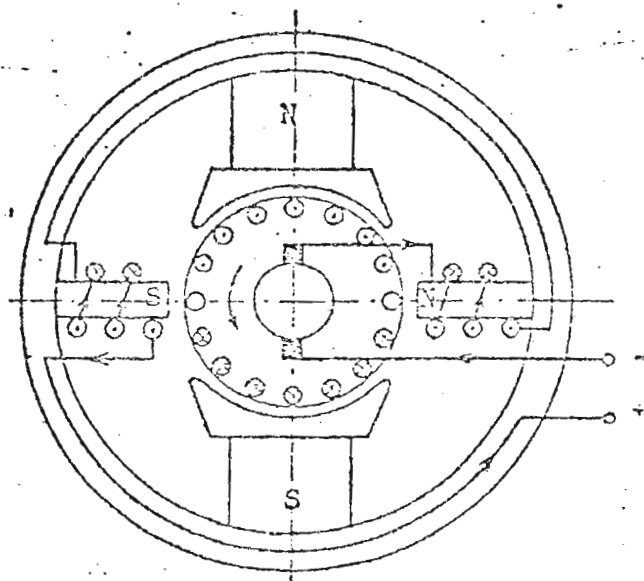
Ett alternativt sätt är att förse maskinen med en medverkande serielindning vars tillsatsmagnetisering kompenserar ankarreaktionens verkan. Serielindningen placeras på huvudpolerna precis som vid komppoundmagnetisering. Som alltid måste man vara uppmärksam med serielindningar vid reversibel drift. I regel kan man endast uppnå fullkomlig kompensering vid en enda belastning och vid en given magnetiseringsström.

Ett tredje sätt att göra sig kvitt ankarreaktionens verkningar är naturligtvis att om möjligt helt upphäva densamma. Vi återkommer till denna möjlighet i avsnittet 6.3.3.

6.3.2. Kompensering av neutrala zonens förskjutning. Kommuteringspoler.

För att motverka den inverkan neutrala zonens förskjutning har på kommuteringsförhållandena förses idag så gott som alla LS-maskiner med s.k. kommuteringspoler, på vilka spolar är anbragta. Dessa utgör vad man kallar kommuteringslindningen. Kommuteringspolerna är placerade mitt emellan huvudpolerna, alltså där som neutrala zonen för huvudfältet är belägen. Polerna är relativt smala för att ej påverka polläckflödena i allt för hög grad. Polerna ges magnetisering med sådan riktning att ankarfältet upphävs i neutrala zonen och dess omdelbara närhet. För att ankarfältet, som är proportionellt mot ankarströmmen I_a , skall kompenseras vid varje strömvärde, kopplas kommuteringslindningens spolar elektriskt i serie med ankarlindningen. Figuren nedan visar principiellt utförande av kommuteringspoler och deras placering i en LS-maskin.

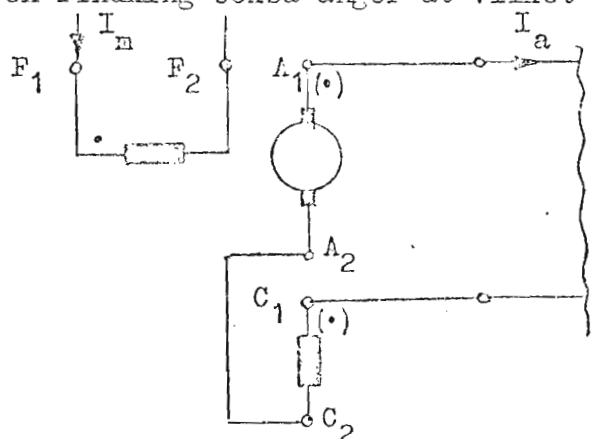
LS-maskin med kommuteringspoler.
Figuren är ritad för generator-drift.



Viktigt att observera är : Sedan kommuteringspolerna en gång blivit riktigt inkopplade till borstarna och därmed fått rätt magnetisk polaritet skall kommuteringslindningens koppling ej ändras vare sig vid övergång mellan motor- och generatordrift eller vid reversering.

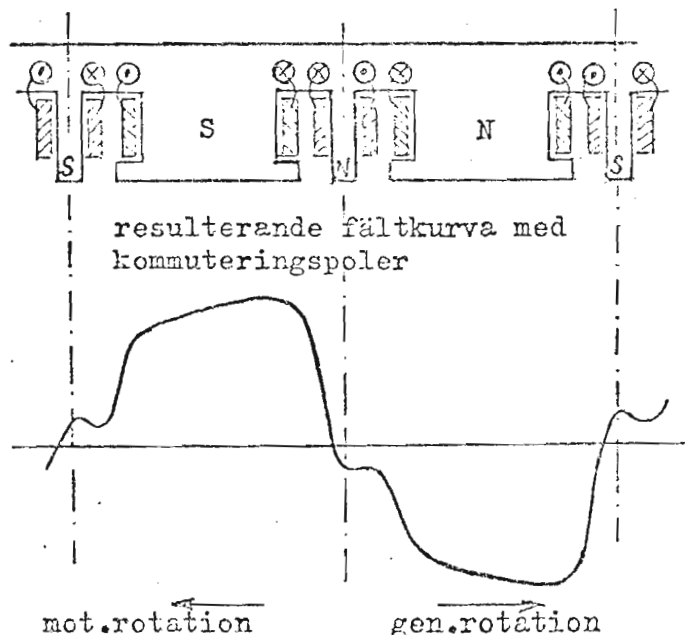
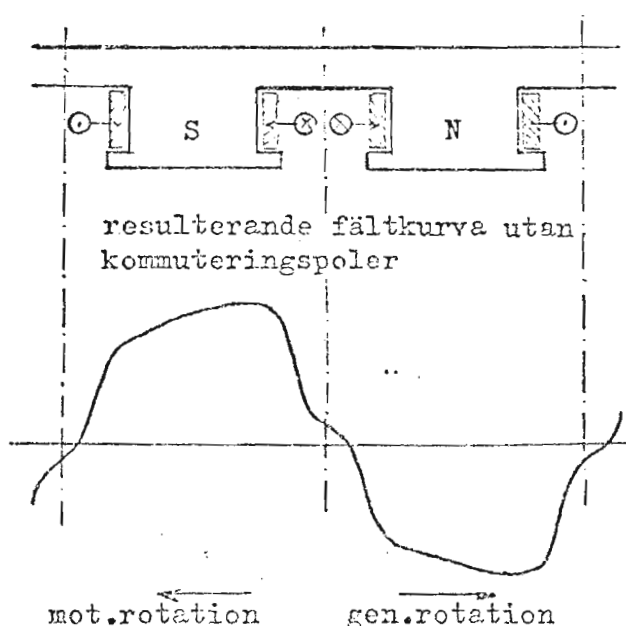
Vid schematiskt ritade figurer och schemor kan kommuteringslindningen med sina standardiserade uttagsbeteckningar ritas som i figuren nedan. Observera att vi utnyttjar normernas sätt för att avgöra att dess verkan alltid är motriktad den mmk som ankarlindningen ger.

(I tyskspråkig litteratur brukar man rita lindningar så att strömriktningen genom en lindning också anger åt vilket håll motsvarande lindnings mmk verkar



Strömmen genom ankarlindning och kommuteringslindning motverkar varandra ty genom den förra flyter strömmen från A_2 till A_1 och genom den senare från C_1 till C_2 .

Ann. Förutom att nått och jämnt upphäva ankarfältet i neutrala zonen ges kommuteringspolerna ytterligare ett litet verksamt ampervärvtal så att man faktiskt erhåller ett svagt, resulterande fält i neutrala zonen riktat motsatt ankarfältets riktning. Härigenom kan man motverka den självinduktions spänning som alltid uppstår i den kommuterande härvan och som genom sin fördröjande inverkan skulle ge s.k. underkommutering med gnistbildning som följd. De nu beskrivna förhållandena framgår i utbredd framställning av figuren nedan.



6.3.3. Kompenseringslindning.

Kommuteringspolerna påverkar ankarfältet endast i neutrala zonen men har däremot ingen som helst inverkan under huvudpolerna. Vid större och starkt utnyttjade maskiner, ofta med någon form av reglering, där man arbetar med stora strömmar (överlast) förses maskinen ofta med s.k. kompenseringslindning, vars väsentliga funktion är att upphäva ankarfältet under huvudpolerna. Därigenom bortfaller såväl flödesförsvagningen av huvudfältet liksom risken för lamellöverslag p.g.a onormala toppar i den resulterande fältkurvan. Det resulterande fältet utgörs väsentligen av huvudfältet.

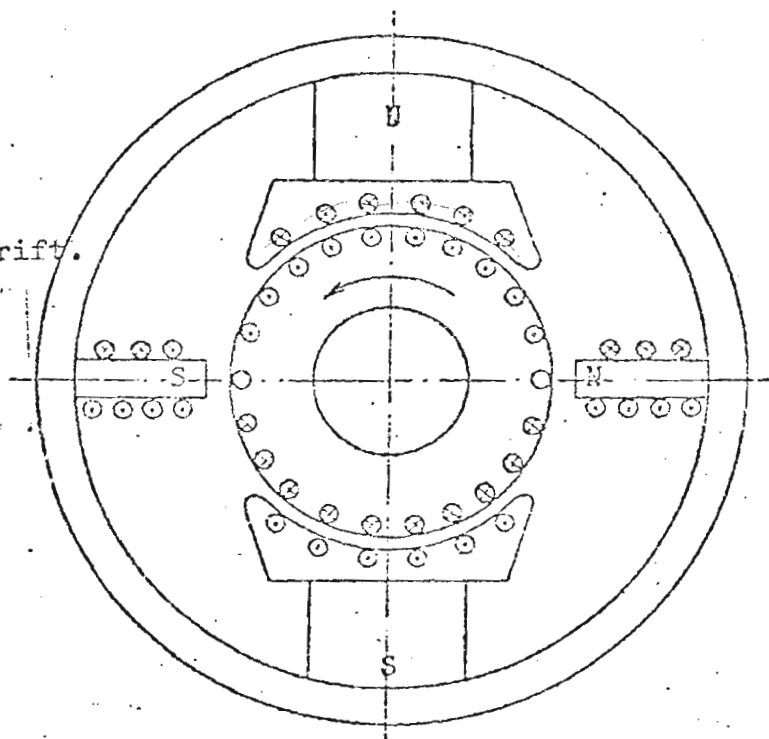
Vid maskin med kompensationslindning är det därför berättigat att skriva

$$\phi_g = f(I_m)$$

oberoende av belastningstillståndet.

Kompenseringslindningen förläggs i axiella spår i polplattorna. För att lindningen skall vara verksam vid varierande belastningsgrad kopplas lindningen elektriskt i serie med ankar- och kommuteringslindningarna. Magnetiskt skall dess fält självfallet vara motriktat ankarlindningens fält. Se den schematiska figuren nedan!

LS-maskin med
kommuterings- och
kompensationslindningar.
Figuren avser generatordrift.

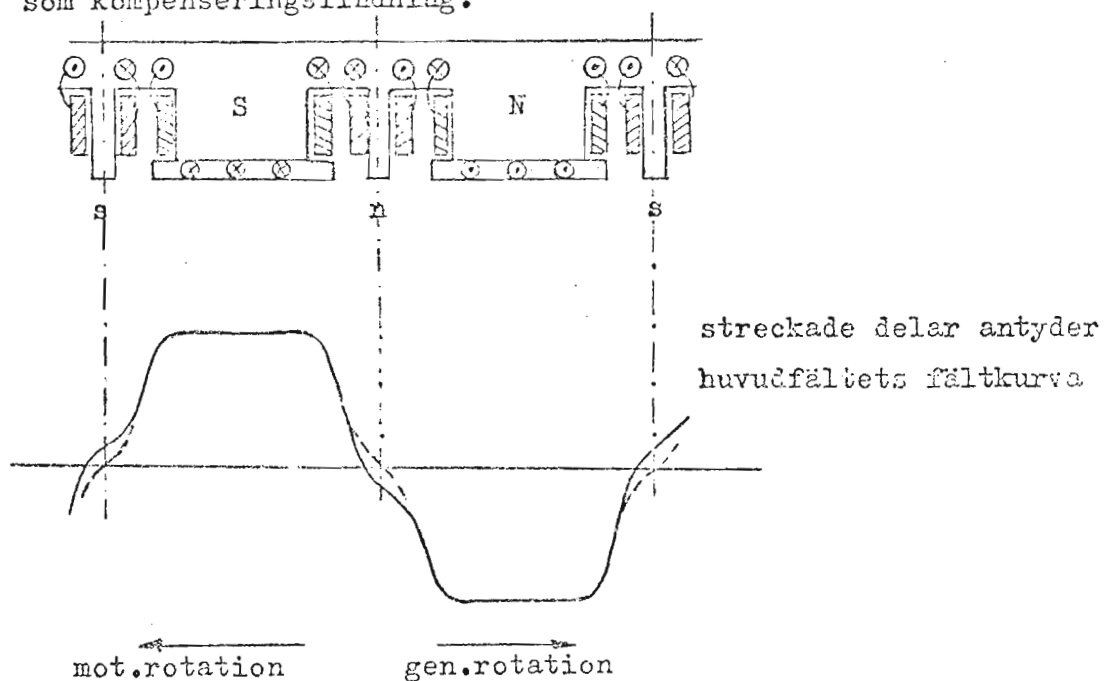


Sedan kompenseringslindningen en gång fått riktig anslutning skall dess koppling, på samma sätt som vid kommuteringslindningen, ej ändras.

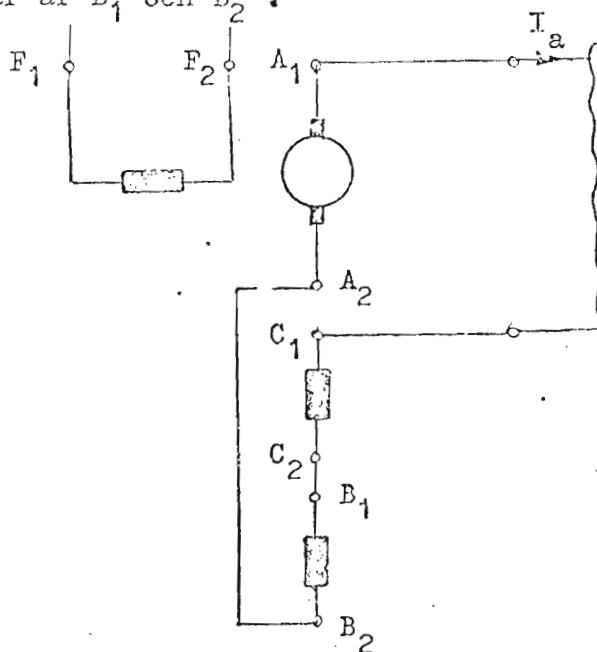
Med utbrett framställningssätt kommer fältförhållandena att se ut som figuren på nästa sida visar.

Resulteraende fältkurva hos maskin med såväl kommuterings-
som kompenseringsslindning.

A10



Symboliskt ritas en LS-maskin med kommuterings- och kompenseringsslindning som i figuren nedan. Kompenseringsslindningens standardiserade uttagsbeteckningar är B_1 och B_2 .



Både kommuterings- och kompenseringsslindningens fält motverkar ankerlindningens.

7.

LS - MASKINENS KOMMUTERING.

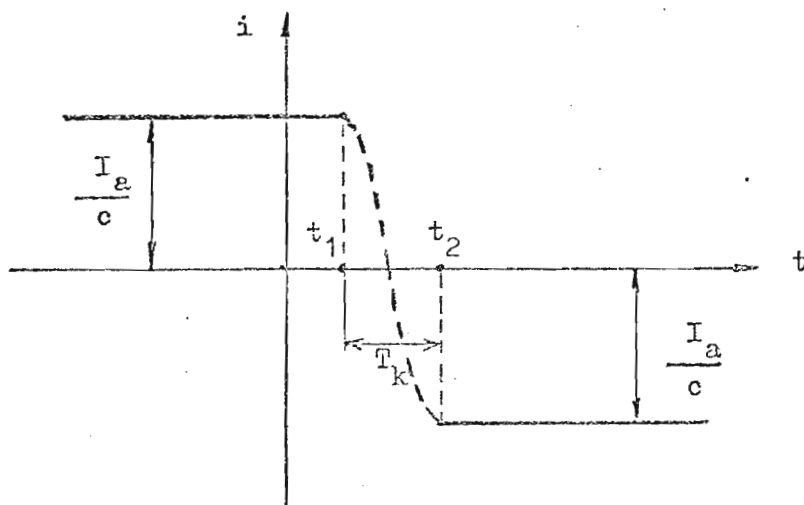
7.1. Allmänt om kommutering och kommuteringsförlopp.

En av de viktigaste faktorerna för god funktion hos LS-maskiner är kommuteringen. I stor utsträckning baseras åtgärder för god kommutering på erfarenhetsmässiga grunder.

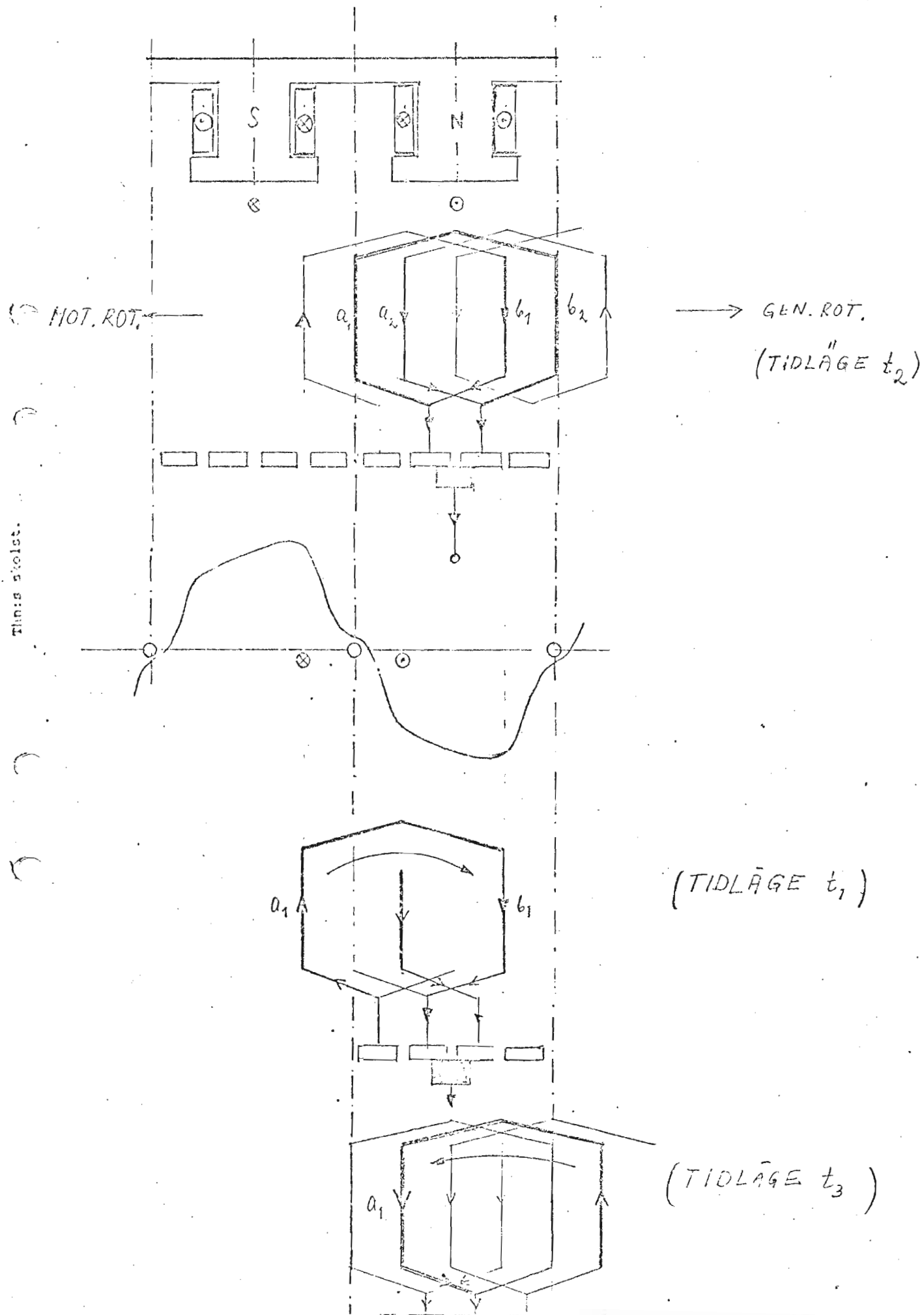
God kommutering innebär att man tillåter nödvändiga strömmar att passera kontaktskiktet mellan borstar och kommutatorytan utan att gnistbildning eller besvärande lokala förluster eller uppvärmning uppstår vare sig hos borstar eller kommutator. Som fortsättningen visar kan såväl mekaniska som elektriska orsaker vara anledningar till dålig kommutering.

Kommutering innebär strömvändning. Under kommuteringsförloppet kortsluts den kommuterande härvan (spolen) genom att en borste kopplar samman de två närliggande segment till vilka härvidorna är anslutna. Se figurblad K2 ! Innan härvidorna nått huvudfältets neutrala zon, där borstarna skall kortsluta de kommuterande härvorna, genomflyts dessa av en viss ström i en bestämd riktning. Se tidsögonblick t_1 på figurblad K2! Strömmen är vid konstant ankarström densamma hela tiden som ledaren befinner sig mellan två på varandra följande neutrala zoner. Vid passagen av neutrala zonen kopplas härvidorna om till en annan ankargren varvid samtidigt strömmen i den kommuterande härvan måste ändra sin riktning. Efter kommuteringen (tidsläge t_3 på figurblad K2) flyter strömmen i härvidorna åt motsatt håll till dess att härvan kommuterar nästa gång.

I figuren nedan visas hur strömmen i en härvas ledarsidor ändras från $\frac{I_a}{c}$ till $-\frac{I_a}{c}$ under kommuteringen. (Ändringen i ström under en kommutering kan naturligtvis också vara den omvända!) Observera att strömmen i den enskilda ankarledaren är $I_a:c$ där I_a är ankarströmmen (den totala) och c är antalet parallella ankargrenar, bestämt av lindningens uppbyggnad.



KOMMUTERINGSFÖRHÅLLANDEN. (FIGURBESKRIVNING)

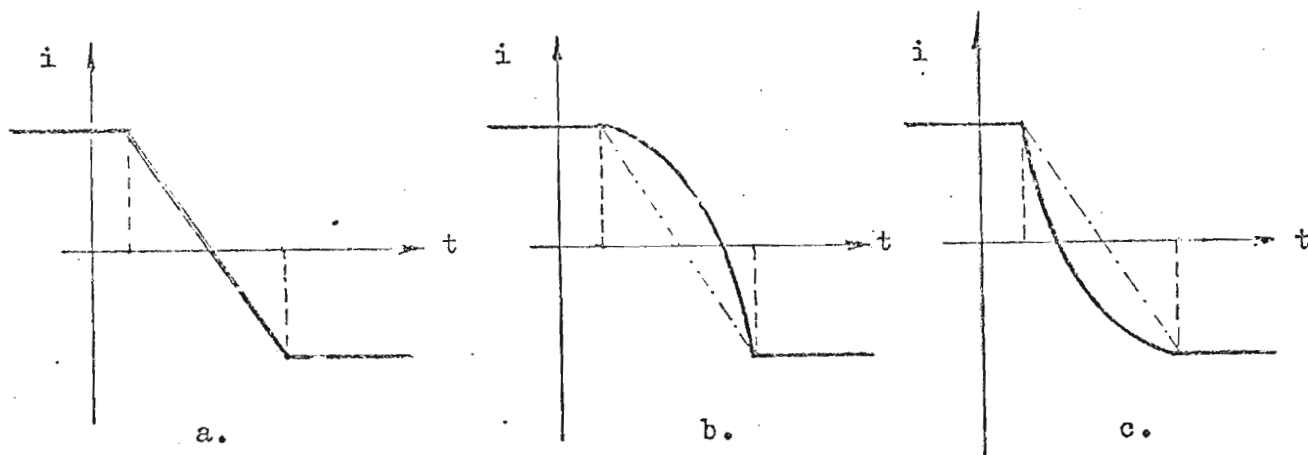


Tiden från kommuteringens början till dess slut kallas kommuteringstiden T_k ($T_k = t_2 - t_1$). Denna tid bestäms bl.a. av borst- och lamellbredd samt av maskinens varvtal.

Strömförloppet under själva kommuteringen har streckats i figuren på sidan K1. Dess faktiska utseende beror på en rad omständigheter. Man brukar särskilja tre huvudtyper av kommuteringsförlopp vid teoretiska studier nämligen

- linjär (resistiv) kommutering
- underkommutering eller fördröjd kommutering
- överkommutering eller forcerad kommutering.

Figuren nedan visar det principiella utseendet för de tre typfallen. Praktiskt ligger det närmast till hands att erhålla underkommutering om inga motåtgärder sätts in.



Under- och överkommutering är begrepp som beskriver kommuteringsförloppet relativt den linjära kommuteringen. Vid underkommutering fördröjs strömmens avtagande till en början så att strömderivatan i slutet av förloppet måste bli klart större än vid dess början. Vid överkommutering är förhållandena de motsatta.

7.2. Linjär kommutering.

Linjär kommutering innebär att man bibehåller konstant strömtäthet över hela den verksamma borstytan under hela kommuteringsförloppet. Erfarenhetsmässigt vet man att man får gnistfri kommutering om man kan undvika onormala strömtätheter i kontaktytan mellan borstar och kommutator. Konstant strömtäthet över hela borsten motsvarar ett optimalt idealfall. På figurblad K3 visas hur linjär kommutering sker. I figuren har lamellbredden antagits lika med borstbredden. Uppspårningen mellan lamellerna har antagits ha försumbar bredd. Dessa antaganden påverkar inte väsentligt förhållandena, varför figuren innehåller motsvarar förhållandena även hos en praktisk maskin.

STRÖMFÖRHÅLLANDEN I KOMMUTERANDE HÄRVA VID RÄTLINJIG (REKTIV) KOMMUTERING.

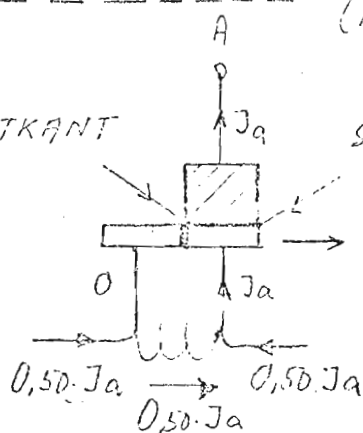
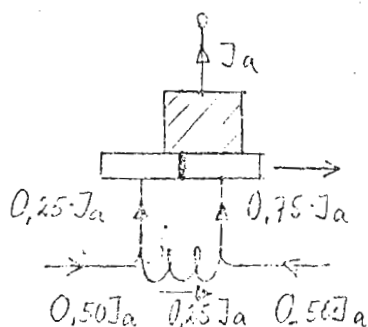
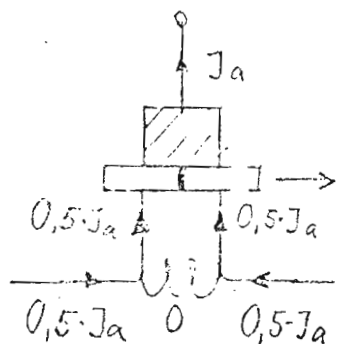
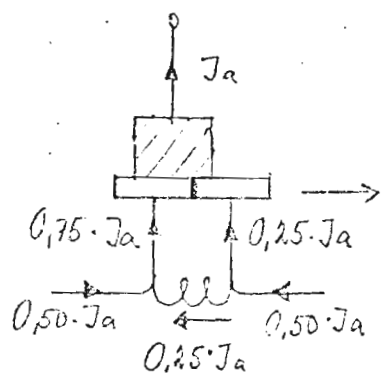
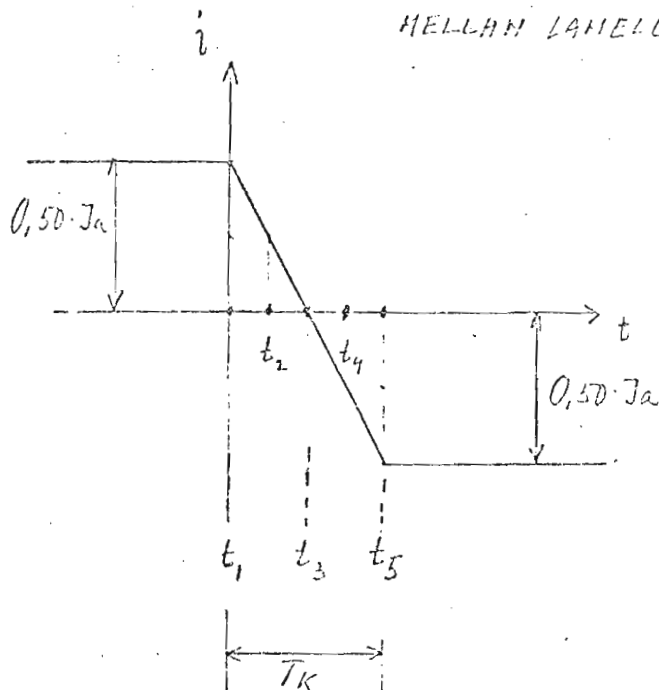
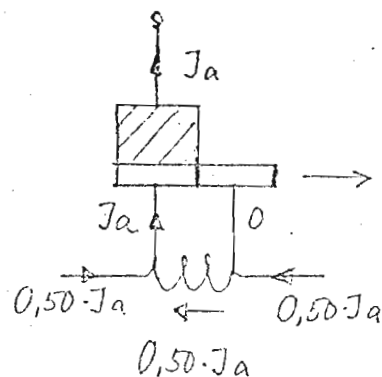
LEDANDE BORSTKANT

SLÄPPANDE BORSTKANT

ANT. 1) BORSTBREDD = LAHELLEN

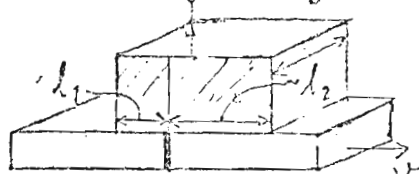
2) "Öändligt" TUNN ISO

MELLAN LAHELLERN

 t_1  t_2  t_3  t_4  t_5 

S.K. LINJÄR KOMMUTERING GER KONSTANT STRÖMTÄTHET I BORSTEN!

$$\Delta = \frac{J_a}{A_B} \quad ; \quad A_B = \text{BORSTYTAN}$$



$$A_1 = l_1 \cdot b$$

$$A_2 = l_2 \cdot b$$

$$\Delta_1 = \frac{\alpha \cdot J_a}{A_1} = \frac{\alpha \cdot J_a}{l_1 \cdot b}$$

$$\Delta_2 = \frac{(1-\alpha) J_a}{A_2} = \frac{(1-\alpha) J_a}{l_2 \cdot b}$$

$$0 \leq \alpha \leq 1 \quad ; \quad \alpha = \frac{t}{T_k} = \frac{v}{l}$$

$$l_1 + l_2 = l \quad (\text{konst})$$

$$l_1 = v \cdot t$$

$$l_2 = (l - l_1) = l - v \cdot t$$

$$\text{ger } \Delta_1 = \Delta_2 = \frac{J_a}{l \cdot b}$$

Förklaringen till att linjär kommutering erhålles är den linjära resistansändring vi erhåller hos såväl den linjärt avtagande arean hos den släppande borstdelen som hos den linjärt ökande arean hos den mötande (ledande) borstdelen.

7.3. Orsaker till avvikelse från linjär kommutering.

I den verkliga LS-maskinen uppträder ett antal faktorer som motverkar linjär kommutering. Detta innebär att strömmen ej ändras i takt med borstdelarnas areor. Härigenom kommer vi att erhålla ökad strömtäthet i slutet av kommuteringsförloppet (fördröjd kommutering) eller i början av förloppet (forcerad kommutering). Den förhöjda strömtätheten ger upphov till gnistbildning med eventuellt åtföljande skador på kommutator och borstar. Bland orsaker till avvikelser från linjär kommutering skall vi observera

- a) den kommuterande härvans resistansförhållanden
- b) den kommuterande härvans reaktansspänning (huvudsakligen självinduktions-
(fenomen))
- c) den kommuterande härvans rotoriskt inducerade spänning vid rotation i ankarfältet.

7.3.1. Den kommuterande härvans resistansförhållanden.

Om den kommuterande härvans resistans är betydande intill resistanserna i borstdelarnas övergångsskikt kan en strömfördelning annorlunda än den som motsvarar linjär kommutering påvisas. I allmänhet är dock resistansen i borstarnas övergångsskikt (spänningsförlust ca 1 V) dominerande i den kommuterande kretsen, varför man oftast kan bortse från härvresistansens inverkan på kommuteringsförloppet.

7.3.2. Den kommuterande härvans reaktansspänning.

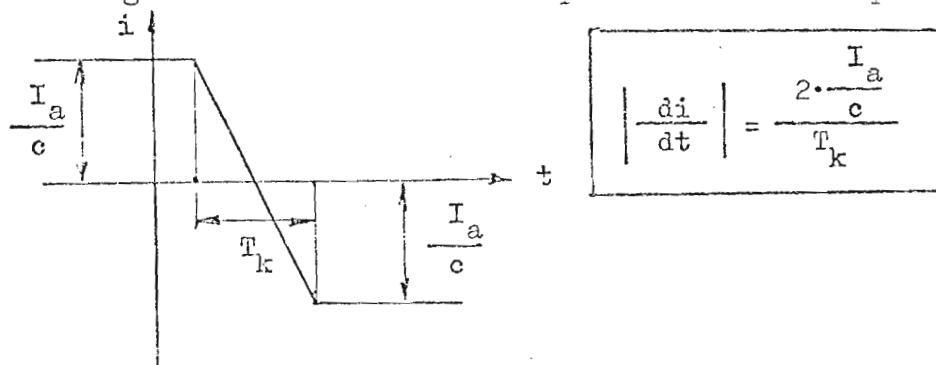
Som alla spolar har den kommuterande härvan en självinduktans, som i enlighet med Lenz' lag vill motverka och därmed fördröja strömändringen. Förutom den rena självinduktionsspänningen tillkommer en viss, samverkande ömsinduktionsspänning från samtidigt kommuterande härvor och ledarsidor i samma och närbelägna spår. Den resulterande induktionsspänningen hos den studerade härvan kallas i litteraturen härvans reaktansspänning med beteckningen $E_{x\lambda}$. För reaktansspänningen kan vi skriva

$$E_{x\lambda} = L_{ekv} \cdot \frac{di}{dt}$$

där L_{ekv} = den ekvivalenta härvinduktansen, inkluderande själv- och ömsinduktans

i = strömmen i den kommuterande härvan.

Då $E_{x\lambda}$ uppgår till ca 1 V uppträder besvärande och skadlig gnistbildning. Reaktansspänningen är en betydelsefull faktor att bekämpa då det gäller att åstadkomma godtagabara kommuteringsförhållanden. Om vi för enkelhets skull antar kommuteringsförloppet approximativt rätlinjigt som i figuren nedan kan vi genom att teckna ett uttryck för $\left| \frac{di}{dt} \right|$ bilda oss en uppfattning om vilka storheter som påverkar reaktansspänningen utöver L_{ekv} .



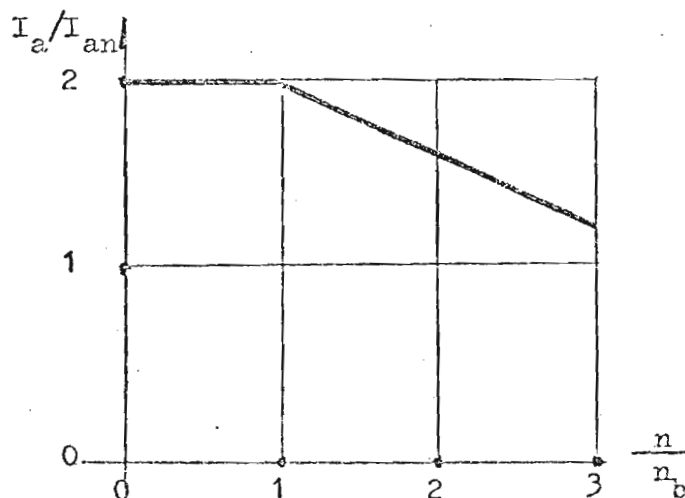
Vi kommer allmänt ihåg: Reaktansspänningen och därmed kommuteringssvårigheterna ökar med ökad ankarström I_a och ökat varvtal n (= minskad kommuteringstid).

Normalt tillåten strömderivata rör sig om $(15 - 20) \cdot I_{an} / s$ upp till ca $2 \cdot I_{an}$. I extrema fall kan man idag tillåta strömderivator på upp till $200 \cdot I_{an}/s$ utan att äventyra kommuteringen.

Ibland brukar man för en viss maskintyp ange den högsta tillåta produkten av varvtal n och ankarström I_a . Man talar därvid om kommuteringskonstanten c_k , för vilken alltså gäller

$$n \cdot I_a \leq c_k \stackrel{\Delta}{=} (n \cdot I_a)_{\max}$$

Brukligt är också att fabrikanterna redovisar tillåten ankarström som funktion av varvtalet i grafisk form. I figuren nedan, hämtad ur ASEA-katalog, ges exempel på åsyftad graf.



n_b = maskinens basvarvtal (gäller vid motordrift) som är maskinens varvtal vid belastning med märkeffekt vid märkspänning, full magnetisering och driftvarma lindningar.

Det är angeläget att iakttaga reduktionen i tillåten ström vid ökat varvtal. Vid strömriktarnatad, reglerad motor sker detta bekvämt genom att strömregulatorn förses med variabel limitering, den senare styrd av maskinens varvtal. Den aktuella knäpunkten i kurvan för tillåten ström vid olika varvtal har gett upphov till talet om kommuteringsknick.

7.3.3 Rotoriskt inducerad spänning i ankarfältet.

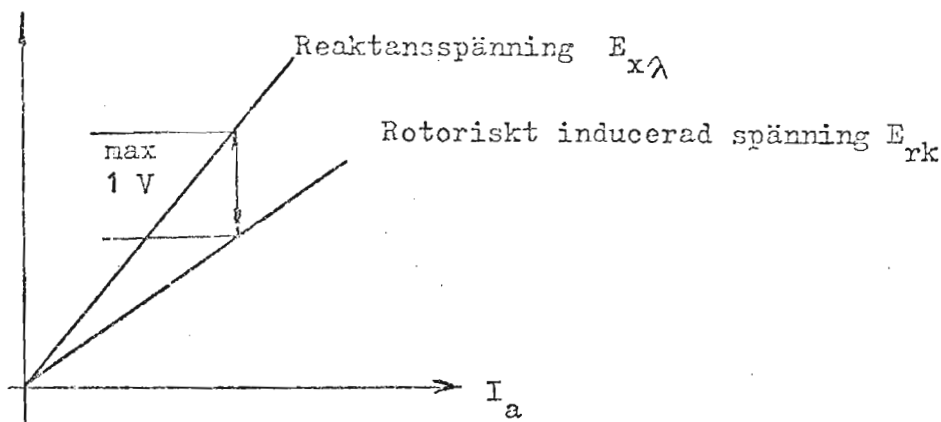
En av ankarreaktionens verkningar är som bekant att den neutrala zonen förskjuts. Uttryckt på annat sätt får vi alltså ett fält skilt från noll i den neutrala zonen för huvudfältet. Då ankarledarna under kommuteringsförloppet (sker då ledarna passerar huvudfältets neutrala zon) roterar i ankarfältet induceras på rotorisk väg en spänning E_r . En närmare undersökning visar att denna spänning alltid samverkar med den tidigare beskrivna reaktansspänningen. Härigenom förstärks tendensen till underkommutering (fördröjd kommutering).

7.4. Kommuteringspoler för att förbättra kommuteringen.

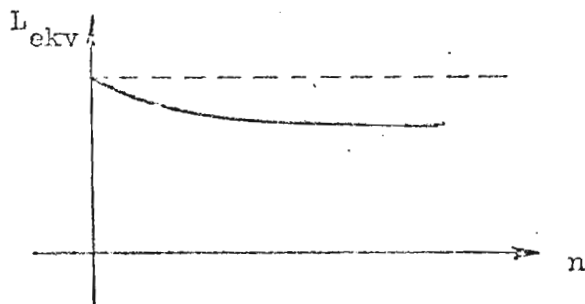
Då vi tidigare diskuterade kommuteringspoler och kommuteringslindning slog vi fast att dess syfte vara att motverka ankarfältets inverkan på kommuteringen. Vi har nu möjligheter att bättre förstå kommuteringslindningens uppgifter.

Genom kommuteringslindningen vill vi åstadkomma ett kommuteringsfält i neutrala zonen (huvudfältets). Detta fält skall upphäva ankarfältet och på så sätt kompensera den rotoriskt inducerade spänningen E_r . Dessutom vill vi att kommuteringsfältet är såpass mycket större och motriktat ankarfältet att vi kan åstadkomma en rotoriskt inducerad spänning E_{rk} som motverkar reaktansspänningens fördröjande verkan.

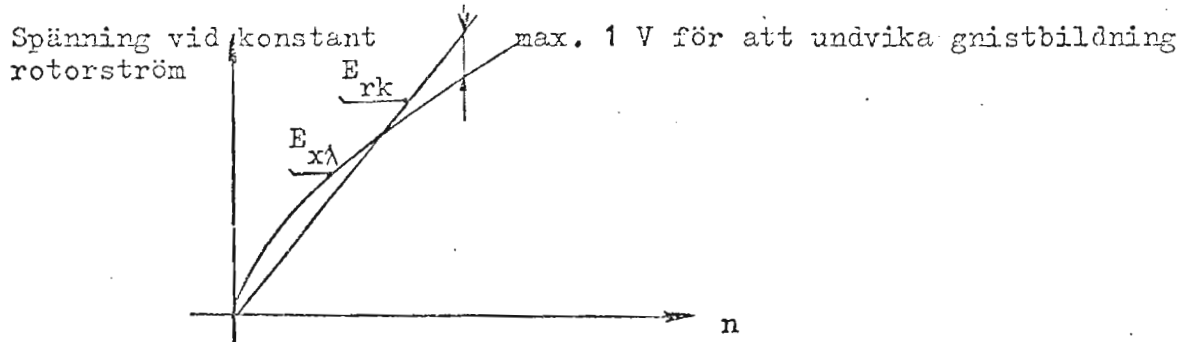
Teoretiskt är det alltid möjligt att upphäva (kompensera) reaktansspänningen om blott det inducerande fältet från kommuteringspolerna kan göras proportionellt mot ankarströmmen I_a . Praktiskt är det dock klart mera bekymmersamt. Viss restspänning blir kvar och kan ge gnistbildning. Man ser till att restspänningen ej uppgår till 1 V. I figuren på nästa sida visas ett normalt förlopp hos reaktansspänning och kompen-sationsspänning vid varierande ström men konstant varvtal.



P.g.a strömförbränning (med ändrat varvtal ändras frekvensen hos de i maskinledarna inducerade spänningarna och strömmarna enligt $f = \frac{p}{2} \cdot n$) ändras L_{ekv} så att den minskar vid ökande varvtal som figuren nedan visar.

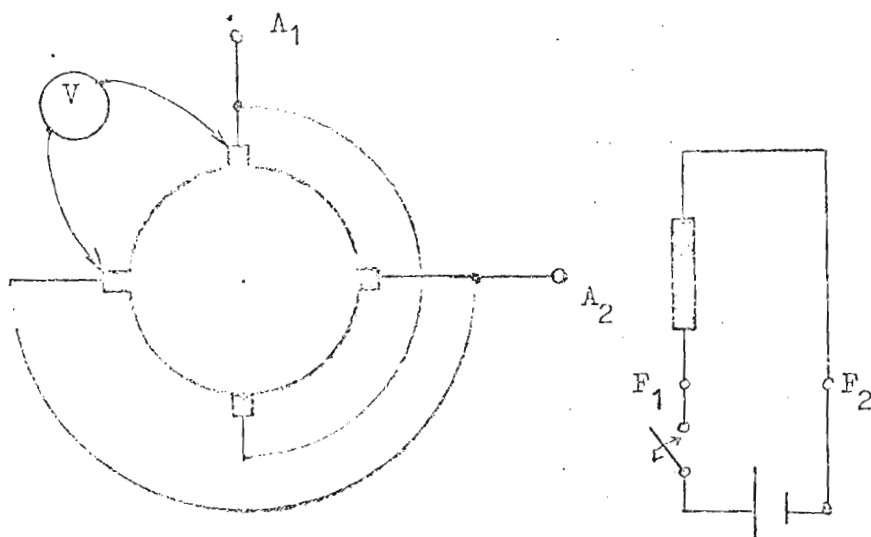


Konsekvensen av minskat L_{ekv} vid ökat varvtal är att den del av kommuteringsfältet som skall kompensera reaktansspänningen blir för stor varigenom en viss överkommatering uppstår. I figuren nedan visas hur överkommatering uppstår vid ökande varvtal och konstant ankarström.



7.5. Kontroll av borstläget.

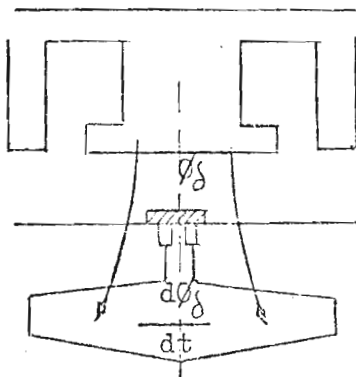
Hos maskiner med kommuteringspoler är det viktigt att borstarna befinner sig i neutralläget (symmetriläget relativt huvudpolerna). Varje förskjutning ur neutralläget medför ogynnsamma konsekvenser bl.a. på kommuteringen. En enkel metod att kontrollera borstläget (bör alltid göras om reservrotor installerats i en maskin) är att förfara på följande sätt :
(Se principfigur på nästa sida!)



Genom att sluta elkopplaren till fältkretsen induceras en spänning mellan borstarna om borstsläget ej är symmetriskt. Använd det högre spänningsområdet (ca 1,5 V) vid grovinställning och det lägre området (ca 60 mV) vid fininställningen. Borstbryggan vrides till dess att inkoppling av fältkretsen ger 0 V i inducerad spänning. Observera att voltmeteren bör bortkopplas vid brytning av fältkretsen, då den eljest kan skadas av alltför stor inducerad spänning och eventuellt med olämplig polaritet (baklängsgång). Borstarna bör vid inställning av borstsläget enligt denna metod vara noggrannt inbuddade, varmed menas att borstarnas kontaktyta skall ha samma radie som kommutatorns yta.

7.6. Höga inducerade spänningar i kortsluten härva vid fältforcering.

En ytterligare orsak till inducerad spänning i härvor kortslutna av borstar härrör från ändringar av huvudflödet (luftgapsflödet). Se principfiguren nedan!



Speciellt vid snabba fältändringar kan den inducerade spänningen bli så stor att man måste begränsa flödets ändringshastighet. I regler-sammanhang vill man exempelvis ofta påskynda flödesändringar genom att kortvarigt utnyttja en högre spänning än märkmagnetiseringsspänningen. Man talar därvid om fältforcering. Med forceringsgraden menas det tal som anger hur många gånger större utnyttjad spänning är relativt märkmagnetiseringsspänningen. Med fältvändningstiden avses tiden för att vända märkflödet (från $-\Phi_n$ till $+\Phi_n$ eller tvärtom). Fältvändningstiden bestäms av forceringsgrad, tidskonstanten för fältkretsen samt av kopplingsanordningarnas till- och avbrytningstider.

8. ORIENTERING OM BORSTAR, BORSTHÅLLARE, KOMMUTATOR OCH TILLHÖRANDE PROBLEM.

8.1. Borstar och borsthållare.

8.1.1. Borstar.

Borstar (egentligen elborstar eller kort bara "kol") är antingen metallborstar eller kolborstar. De förra, som används relativt sällan numera, består av kopparnät som tillsammans med grafitpulver pressats till bandform eller utgöres de av paket bestående av tunna kopparfolier med grafit som mellanskikt.

Kolborstar, som numera är de klart dominerande, består av en blandning av amorft kol, elektrografit och metallstoff av brons eller koppar. Till formen är kolen normalt parallelepipediska (fyrkantiga bitar) och i vissa sammanhang försedda med ingjutna anslutningsledare av extra mångtrådig kopparledare. Allt efter blandningsförhållandet mellan de ingående beståndsdelarna erhålles hårda, medelhårda och mjuka borstar. Grafiten påverkar framför allt mjukheten, vilken dock samtidigt ger ökat mekaniskt slitage. Hårdare kol (mindre grafit) ger minskat slitage men sämre strömbelastningsförmåga och ökade förluster.

Borstarnas strömbelastningsförmåga är proportionell mot borsttvärsnittet men på ett sådant sätt att flera mindre borstar är fördelaktigare än några få grova vid lika totalt tvärsnitt. Samtidigt är kylningsförhållandena klart bättre vid många små borstar genom den större totala kyllytan.

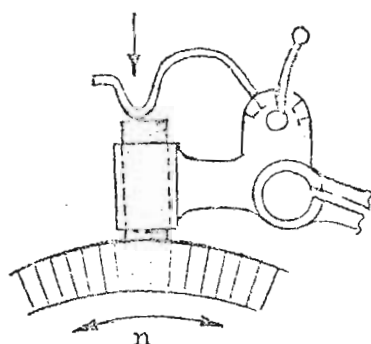
Små borstar har också mindre massa och därmed mindre tröghet och följer därför snabbare och bättre ojämnheter hos kommutatorn.

Positiva och negativa borstar påverkar kommutatorn på olika sätt. Det bör därför finnas lika många positiva som negativa borstar släpande mot kommutatorytan. Borstarnas inbördes placering är också viktig. Leverantörernas anvisningar bör följas.

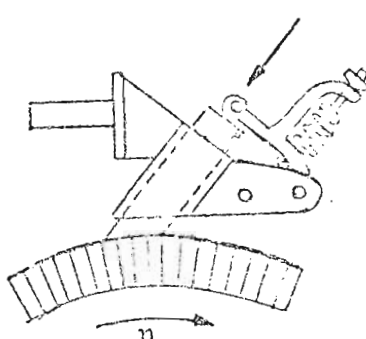
8.1.2. Borsthållare.

Borstarna skall ha en fjädrande anläggning med visst tryck mot kommutatorytan. Detta kan åstadkommas genom att kolen bärs upp av hävarmar, som dels är vridbart anordnade dels är fjäderbelastade. Man talar om hävarmsborsthållare. Vanligare är dock att kolen är rörligt (förskjutbart) placerad i fast monterade styrhylsor av metall. Förskjutningen åstadkoms vid behov med hjälp av fjädrar, som också ger visst anläggningstryck. Allt efter borstarnas orientering relativt kommutatorytan skiljer man på radialborsthållare, reaktionsborsthållare och trailingborsthållare. Se figurer på nästa sida !

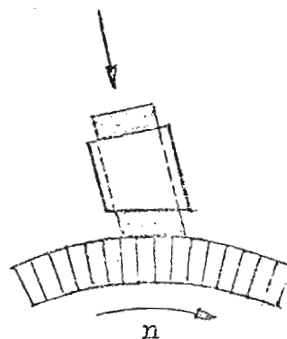
Radialborsthållare



Reaktionsborsthållare



Trailingborsthållare



Reaktionsborsthållaren lutar något mera än trailingborsthållaren

Radialborsthållare används vid maskiner som skall kunna rotera åt båda hållen. Vid stora och medelstora maskiner med endast en rotationsriktning används numera oftast trailingborsthållare. I äldre maskiner var även reaktionsborsthållare vanliga. Erfarenheten har dock visat att trailinghållarna är att föredra. Borstarnas lutning är viktig eftersom detta påverkar friktionen mellan borstar och borsthållare och därmed även borstarnas rörlighet. Både reaktions- och trailingborsthållarna är i detta fallet bättre än radialborsthållarna.

Borsthållarna skall vara stadigt monterade och på ett lämpligt avstånd, 2 - 3 mm, från kommutatorytan. Efter eventuell svarvning av kommutatorytan bör avståndet efterjusteras. För stort avstånd leder till dålig mekanisk gång och kan resultera i gnistbildning och ökat slitage.

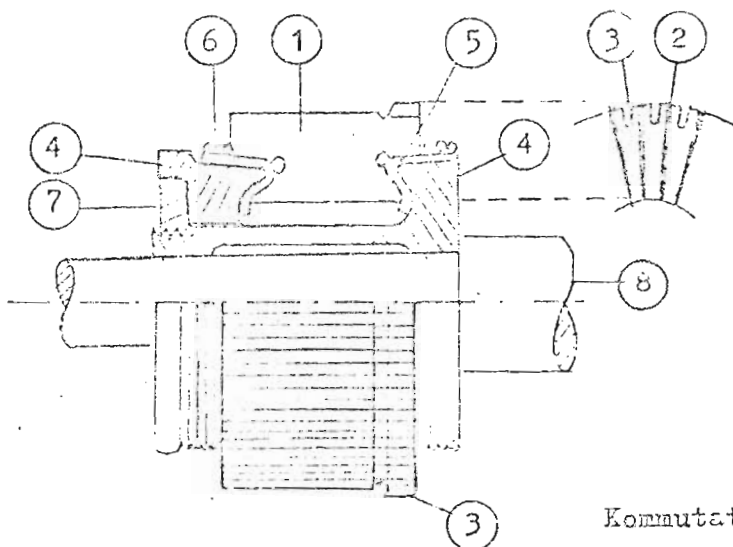
Erfarenheten visar att förebyggande underhåll av borstar och borsthållare är av stor betydelse. Sådant underhåll bör bl.a. omfatta

- a) byte av borstar innan de slitits alltför långt
- b) kontroll av att borstarna löper lätt i borsthållarna
- c) rengöring och renhållning vid borstbryggorna
- d) användning av endast de borstkvaliteer som motorleverantören angivit.

8.2. Kort orientering om kommutatorns uppbyggnad och skötsel.

Den dyraste och mest underhållskrävande och därtill kanske den ömtåligaste delen hos en LS-maskin är dess kommutator. Den är uppbyggd av ett antal segment (lameller) vilka dels är isolerade från varandra, dels från den gemensamma bärande anordningen. Lamellerna, vars antal bestäms av antalet ankarhärvor, utförs normalt av hårdragen eller valsad elektrolytkoppar. Isoleringen mellan lamellerna utgöres företrädesvis av glimmer. Man kan urskilja flera olika utförandeformer av kommutatorer med hänsyn till det sätt på vilket lamellerna hålls samman.

I figurerna nedan visas exempel på ett mycket vanligt utförande.



- 1 = lamell
- 2 = lamellisolering
- 3 = lödskåra
- 4 = stålring
- 5 = ringisolering
- 6 = trådbandage
- 7 = åtdragningsmutter
- 8 = axel

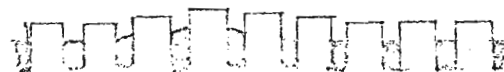
Kommulator

Lamellerna har ett laxkilsutförande med vars hjälp man kan pressa dem att sitta fast och stadigt på den bärande delen. Vid tillverkningen pressas alla segmenten med mellanliggande isolering samman under hårt tryck med hjälp av en speciell ring (hjälpverktyg), varefter innerdiametern svarvas. Utan att tas isär placeras sedan hela paketet på den gemensamma bärande delen. Den senare är ofta utförd så att den består av en fast kärna med tillhörande stålring och till detta en lös stålring som på olika sätt kan pressa lamellerna mellan de båda stålringarna.

Efter monteringen av lamellerna på den bärande stommen svarvas den yttre ytan till en cylindrisk yta med så konstant radie som möjligt. Vid framför allt stora och hastigtgående maskiner är det angeläget att svarvningen utföres med stor omsorg. Om man svarvar med låga hastigheter och med vanligt stål riskerar man att få sådan lamellform att varje enskild lamell får en annan krökning än kommutatorytan i stort. Detta är förödande för god kommutering. Motorfabrikanterna kan ge lämpliga anvisningar om hur svarvningen bör utföras (diamantsvarvning eller hårdmetallsvarvning, lämpliga skärhastigheter och matningar). Eftersom borstarna sliter på kommutatorn fördras att man då och då svarvar om kommutatorytan. Vid större maskiner finns ofta arrangemang vidtagna för att underlätta sådan omsvarvning (svarvstålshållare exempelvis).

Kravet på rundhet är ganska viktigt. Man brukar kräva att en nysvarvad kommutator får kasta högst 0,04 mm. I drift kan man sedan tolerera betydligt större kast om det härrör från en ovalitet. Kommer däremot kastet mycket snabbt, som i figuren överst på nästa sida, kan man inte ens tolerera 0,04 mm. Ytterligare ett krav är att skillnaden i radie mellan två närliggande lameller ej får överstiga $4 \mu\text{m}$.

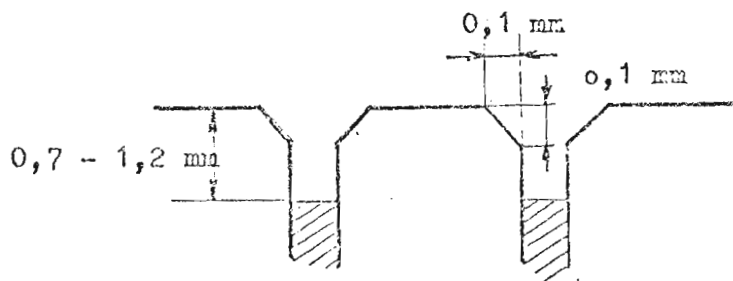
enskilda lameller får annan krökning än kommutatorytan om svarvning sker med olämpligt svarvstål eller felaktig skärhastighet



snabbt uppträdane kast

Efter svarvningen skall uppspårning ske varvid glimmer mellan lamellerna skall skrapas bort så att man får ett spår djup mellan 0,7 - 1,2 mm.

Dessutom bör lamellkanternas fasas. För spårning och fasning finns specialverktyg. Figuren nedan visar hur en riktigt spårad kommutator skall se ut. Störningar i form av gnistbildning beror ofta på att glimmer ej rensats bort från lamellkanterna.



lämpligt uppspårningsdjup och fasning enligt ASEA

När kommutatorn första gången färdigbearbetats genomgår den ofta särskilt vid större diametrar en s.k. formering. Denna har till syfte att utsätta kommutatorn för påkänningar så att den senare under normal drift skall bibehålla sin form trots tröghets- och värmepåkänningar. Formeringen omfattar upprepade värmebehandlingar med mellanliggande rotationsprov och åtdragningar av hoppressningsringarna. Det är framför allt glimmerisoleringen som visar tendenser till viss krypning (tjockleksminskning) men som i detta avseende åldras genom värmebehandlingarna.

Till varje lamell skall slutet på en ankarhärva och början på en annan anslutas. Om kommutatordiametern ej är alltför liten kan anslutningarna i regel inlödats direkt i små uppslitsade spår. Se figuren på sidan B3 ! Vid grövre trådar måste ofta speciella anslutningsanordningar användas. Speciallödning fordras då vanlig tennlödning skulle mjukna vid rotorns uppvärming och tennet kastas ut vid rotationen med lindningsavbrott som följd.

8.3. Kontaktförhållanden mellan borste och kommutator.

I detta avsnitt skall kortfattat informeras om några väsentliga förhållanden för att borstar och kommutator skall få god funktion och hög livslängd. Erfarenheter visar att olika driftbetingelser i hög grad kan påverka bl.a. kommuteringen. Den som är kunnig i sammanhanget kan med ledning av kommutatorns och borstarnas utseende bilda sig en god uppfattning om maskinens kondition. Fina, jämna ytor antyder en väl beräknad maskin och därtill goda driftbetingelser. Defekter, exempelvis i form av brända lameller, sliten kommutator etc antyder däremot att driftbetingelserna ej är de tänkta eller att olämpliga borsthållare eller borstmateriel används. Det kan också vara fråga om ett fel i maskinen.

En borste, som skall fungera bra, skall inte ha någon mekanisk kontakt med kommutatorn. Den skall i stället rida på en "kudde" av vattenmolekyler. Strömmen överförs visar det sig i ett antal punkter som hela tiden rör sig snabbt över hela borstkontaktytan. Ett nödvändigt villkor är därför att man har tillräcklig luftfuktighet i den lokal där maskinen arbetar.

I litteraturen anges en minsta fuktighet motsvarande $3 - 4 \text{ g/m}^3$ luft eller en relativ fuktighet om 100 % vid -5°C respektive 20 % vid $+20^\circ \text{C}$. Låg fuktighet kan exempelvis erhållas vintertid i övre Norrland.

Man får då tillgripa specialimpregnerade borstar eller ordna med konstgjord befuktning.

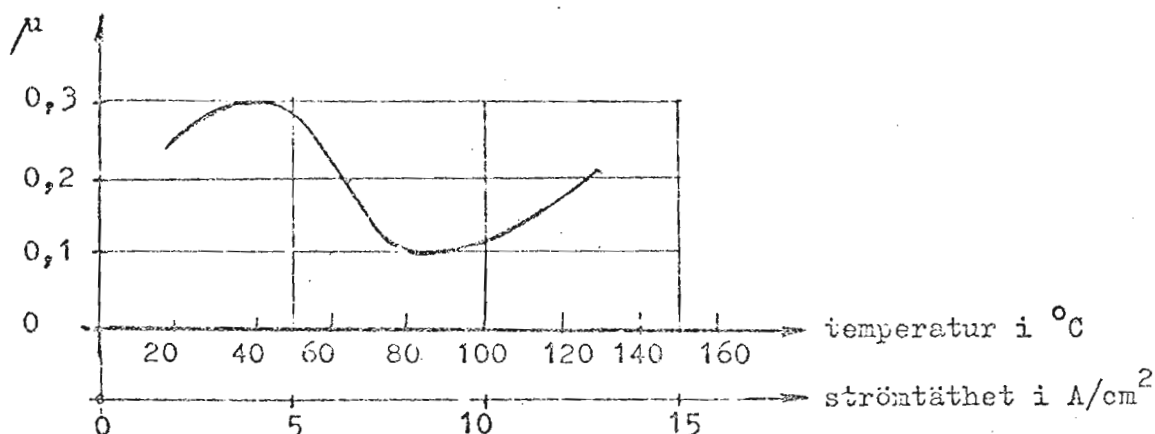
Tillräcklig fuktighet är ett nödvändigt men ej tillräckligt villkor för god borstfunktion. Det behövs också en viss strömtäthet vid borstkontaktytan eller, om man vill uttrycka saken annorlunda, en viss temperatur. Uppvärmningen förångar fuktigheten och ger vad vi brukar kalla den "elektriska smörjningen". Om sådan smörjning finns uppstår vad man kallar kommutatorns patina vilken förhindrar direkt mekanisk kontakt mellan borstar och kommutator.

I figuren på nästa sida visas hur temperaturen alternativt strömtätheten påverkar friktionskoefficienten mellan borste och kommutatoryta.

Diagrammet säger oss att friktionen (slitaget) blir stor då fuktigheten och/eller strömtätheten blir för låg. Den undre kritiska gränsen för strömtäthet ligger vid $5 - 6 \text{ a/cm}^2$.

Det är angeläget att i sammanhanget påpeka att värmeutvecklingen skall ske i kontaktytan genom den ström som flyter till eller från borsten. Det hjälper inte att på konstlad värme kommutatorn till 80°C . Temperaturen i kontaktytan är betydligt större. Diagrammets temperatur är den temperatur kommutatorytan antar efter viss tid.

friktionskoefficient

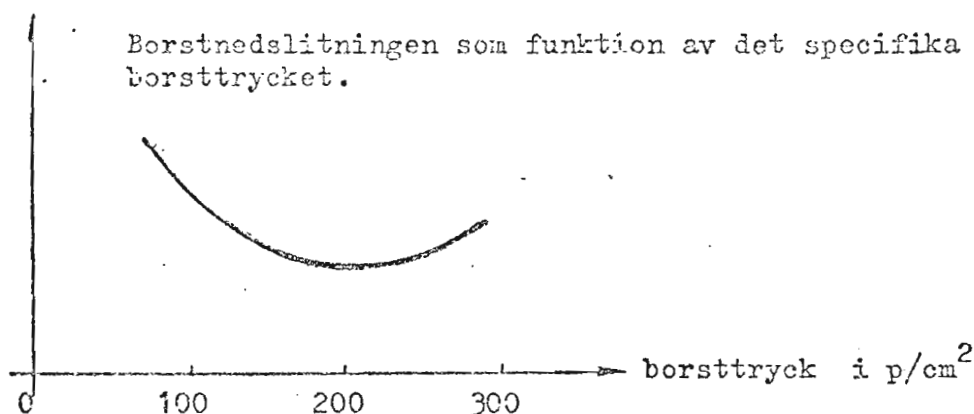


Vid maskiner med starkt varierande belastningsförhållanden kan det vara svårt att upprätthålla den minsta nödvändiga strömtätheten. Man är då hänvisad till särskilt borstmateriäl.

Borsttrycket är en annan faktor med stor betydelse. För elektrografitborst på kommutatorer ger nedanstående graf en uppfattning om borsttryckets betydelse. Figuren säger oss att borstslitaget ökar mycket snabbt om borsttrycket minskar under ca 180 p/cm². Normala maskiner brukar ha ett tryckfingertryck om 200 - 250 p/cm². En del av detta tryck förloras genom friktion mot borsthållarna, varför borstarna får ett relativt optimalt tryck mot kommutatorn.

nedslitning

Borstnedslitningen som funktion av det specifika borsttrycket.



En vanlig orsak till repning av kommutatorn är om maskinen arbetar i en atmosfär med korrosiva gaser. Speciellt besvärande och farliga är gaser från svavel, klor och ammoniak. Svavel och ammoniak ger framför allt vid låga strömtätheter en nära nog isolerande film. Strömmen bryter igenom filmen där den är som tunnast och där man fått repor.

Klor förenar sig med koppar så att kommutatorn får fläckvisa beläggningar av kopparklorid. Detta faller så småningom bort och kan återfinnas som ett grönt pulver i botten på lagerskölden.

PVC är ett annat otyg. Om PVC kommer på en varm yta fastnar det i form av kristallinisk klor. Om detta inträffar exempelvis på en borste kan den fastna i borsthållaren. Om PVC kan misstänkas måste luften filtreras nog-

grannt eller måste motoron vara helkapslad eller försedd med slutet kylsystem.

Om man p.g.a oljeläckage fått olja på en kommutator (gäller även släpringar) byggs lätt en för tjock patina upp. Denna bryts så småningom igenom och ger därefter upphov till nedslitning. Oljan suges också upp av borstarna och slitpartiklar binds inne i borsthållaren vilket resulterar i mindre borsttryck. Borstar som varit utsatta för oljeangrepp bör utbytas samtidigt som kommutator (ringar) rengjörs.

LS - MASKINENS EGENSKAPER SOM GENERATOR I STATIONÄR DRIFT.

LS-maskinens användning som generator blir allt mindre vanlig eftersom modern strömriktarteknik oftast erbjuder ett väl så tilltalande alternativ både ekonomiskt och tekniskt. Dock kan det finnas skäl att använda roterande maskiner som elenergikällor för likström. Dels kan man genom svänghjulsutjämning mildra belastningsstötar återverkan på det matande nätet (ett växelströmsnät som driver en motor som i sin tur utgör drivanordning för LS-generatorn) på ett sätt som ej är möjligt vid strömriktare dels slipper man ifrån övertensproblemen i det matande växelströmsnätet, problem som alltid är aktuella vid drift av styrda strömriktare.

Att vi behandlar LS-maskinen som generator beror på att det trots allt finns ett antal LS-generatorer i drift. Dessutom visar det sig att vissa teoretiska problem är tacksamma och lämpliga att diskutera i anslutning till generatordrift.

1. LS-generatorns spänningsförhållanden.

Bland de storheter som främst intresserar vid generatordrift är maskinens polspänning (klämspänning) under olika betingelser. Maskinens varvtal är vid generatordrift oftast relativt väl fixerat och konstant genom den aktuella drivmaskinen. De problem man normalt ställs inför är att bestämma polspänningen vid given belastning och magnetisering eller att bestämma erforderlig magnetisering vid given belastning och varvtal.

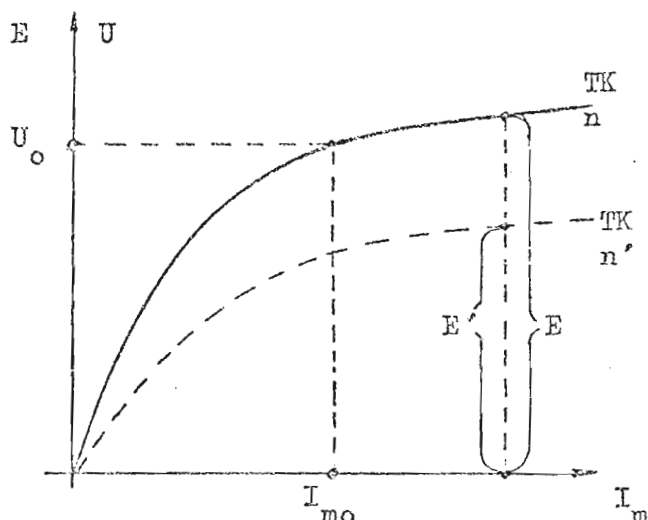
1.1. LS-generatorns tomgångsspänning.

Tomgångsdrift innebär definitionsmässigt att linjeströmmen $I = 0$ d.v.s. maskinen avger inte någon effekt vid sina klämmor. Vid separatmagnetiserad maskin är ankar- och linjeström identiska storheter. Om det gäller shunt- och kom-poundmagnetiserade maskiner föreligger fysikaliskt en liten skillnad mellan ankar- och linjeström. Skillnaden är dock så obetydlig att vi i allmänhet sätter $I_a \approx 0$ i tomgång även för dessa maskiner.

Eftersom generatorer i allmänhet drivs med konstant varvtal kommer tomgångsspänningen $U_0 \approx E$ att bestämmas av luftgapsflödet Φ_0 d.v.s. av fältströmmen I_m (magnetiseringsströmmen).

1.1.1. Den separatmagnetiserade generatorns tomgångsspänning.

Vid separatmagnetiserad maskin är fältströmmen helt oberoende av generatorns polspänning. Det är därför synnerligen enkelt att bestämma maskinens tomgångsspänning. Med hjälp av TK för aktuellt driftvarvtal avläses för given fältström $I_m = I_{m0}$ tomgångsspänningen direkt ur TK som figuren på nästa sida visar.



$$\frac{E'}{E} = \frac{k_E \cdot n' \cdot \phi_{00}}{k_E \cdot n \cdot \phi_{00}} \Rightarrow \frac{n'}{n}$$

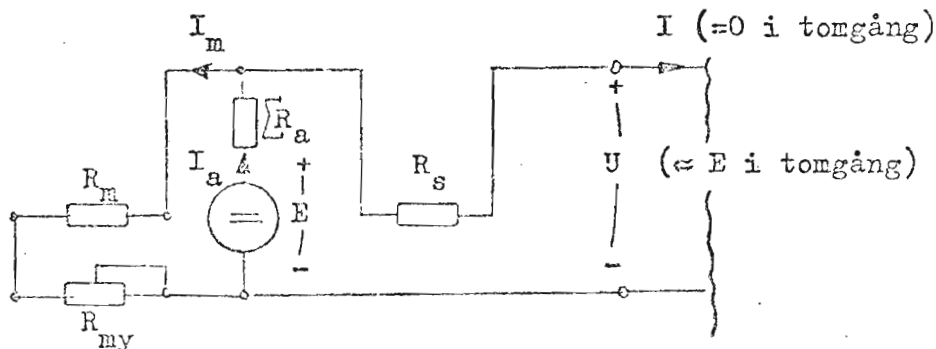
Om TK är given för varvtal n men man önskar tomgångsspänningen vid varvtal n' sker omräkning på ovan visat sätt.

Om TK skulle vara känd vid annat varvtal än det i sammanhanget aktuella sker omräkning på tidigare genomgången sätt med användning av $E = k_E \cdot n \cdot \phi$ som vid given fältström I_{m0} ($=$ givet ϕ_{00}) kan skrivas $E = c \cdot n$.

Anm. Om fältströmskretsen bryts upp ($I_m = 0$) behåller huvudpolernas järn en viss remanens, varför en generator som använts en gång aldrig blir helt spänningslös i tomgång. Man erhåller alltid en liten s.k. remanensspänning U_R . Genom att applicera en separat magnetisering med verkan motsatt remanensen kan man åstadkomma klämspänningen 0 V.

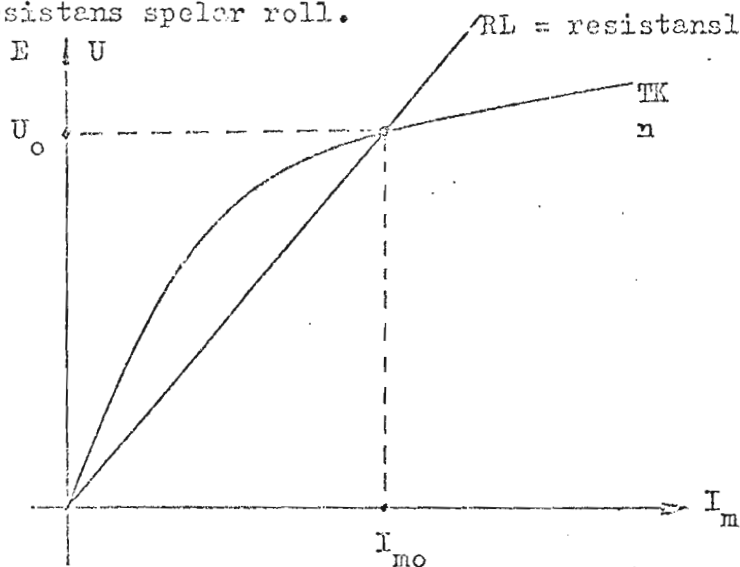
1.1.2. Den shunt- och komppoundmagnetiserade generatorns tomgångsspänning.

Vi noterar först att den shunt- och komppoundmagnetiserade generatorn är likvärdiga i tomgång. I tomgång kommer ankarströmmen I_a att vara obetydlig eftersom den för självmagnetisering erforderliga strömmen genom shuntlindningen är liten. Som störst kan det vara fråga om märkmagnetiseringens strömvärde. Ankarkretsens spänningsförlust är alltså försumbar vid både shunt- och komppoundmaskin (oberoende av om lång eller kort shunt är aktuell). Den tillsatsmagnetisering ($N_s I_s \Rightarrow N_s I_a \Rightarrow N_s I_m$) som fås vid lång shunt och vid tomgående maskin är helt försumbar invid huvudmagnetiseringen $N_m I_m$. Våra approximationer leder till ett beräkningsschema som nedan.



$$I_a = I_m + I \quad (I \text{ tomgång gäller } I_a = I_m)$$

Då vi i ett tidigare sammanhang diskuterade självmagnetisering angavs vissa villkor för att ensådan skulle vara möjlig. Bl.a. fordrades viss remanens och riktig anslutning av shuntlindningen med hänsyn till ankerlindningens polaritet. Dessutom anfördes utan närmare motivering att fältkretsens totalresistans hade betydelse för det slutvärde till vilket tomgångsspänningen byggdes upp. Vi är nu beredda att föra ett resonemang i anslutning till figuren nedan, varvid vi kommer att förstå att fältkretsens resistans spelar roll.



Vid shunt- och kom-pound-magnetiserade generatorer bestäms tomgångsspänningen U_0 ur skärningspunkten mellan TK och RL.

$U_0 \approx E$ måste svara mot en punkt på TK för det aktuella varvtalet n och för den fältström som kommer att flyta i shuntlindningen.

Samtidigt måste för fältkretsen gälla

$$U_m \Rightarrow U = (R_m + R_{my}) \cdot I_m$$

som vid konstant R_{my} kan skrivas

$$U_m \Rightarrow U = k \cdot I_m.$$

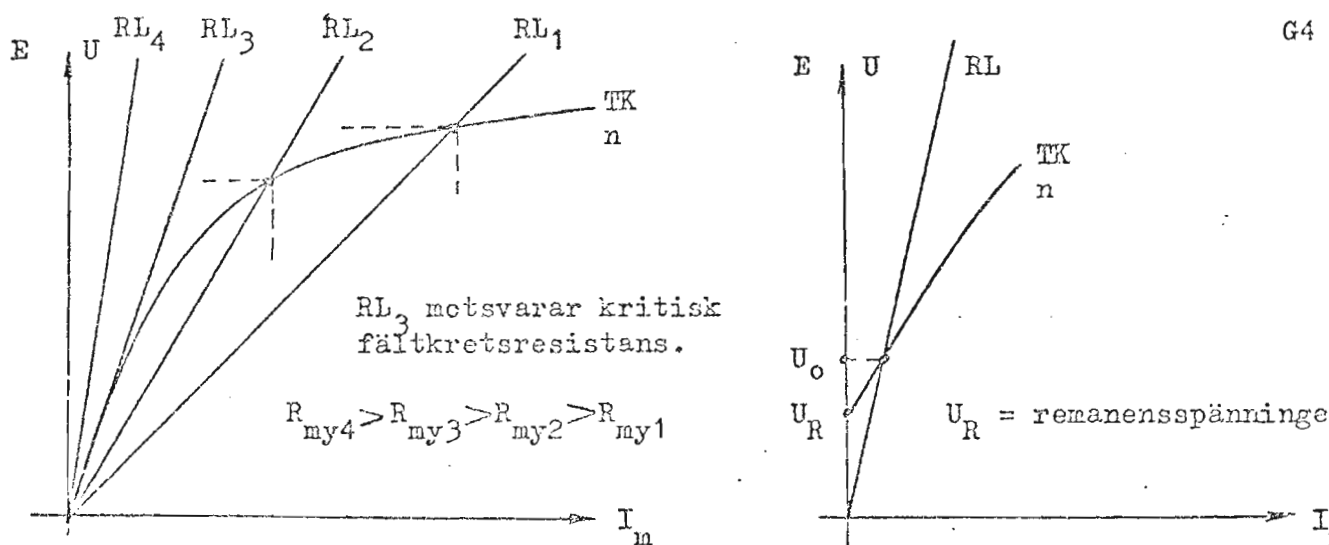
Grafiskt är detta samband en rät linje den s.k. fältresistanslinjen RL. Den går genom origo och kan enkelt inritas som i figuren ovan blott den totala resistansen i fältkretsen är känd.

I tomgång måste naturligtvis (gäller även vid belastning) samhörande värden på $U = U_0$ och I_{m0} också vara en punkt på RL. Vår slutsats blir därför att tomgångsspänningen kommer att svara mot skärningspunktens mellan TK och RL spänning. Se figuren ovan!

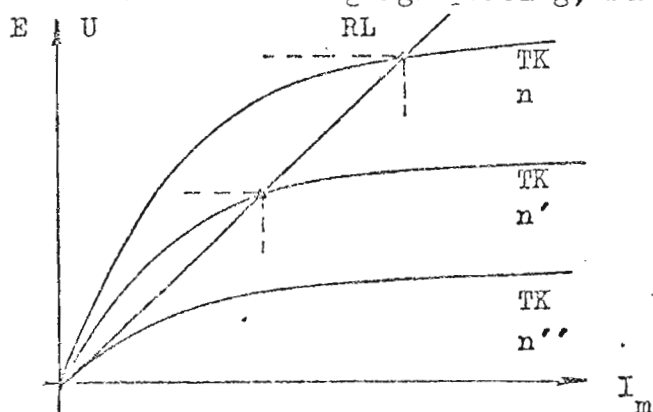
Anmärkningar.

- Om man vid konstant varvtal ändrar R_{my} d.v.s. fältkretsens totala resistans ändras också resistanslinjens lutning. Detta medför ändrad skärningspunkt mellan TK och RL och därmed också ändrad tomgångsspänning.

Se även överst på nästa sida!



2. Om man vid konstant totalresistans i fältkretsen ändrar maskinens varvtal innebär detta att en ny TK är aktuell. Resultatet blir förstås även i det fall en ändrad tomgångsspänning, som figuren nedan visar.



Vi har alltså visat att såväl maskinens varvtal som fältkretsens totala resistans påverkar den tomgångsspänning som byggs upp vid självmagnetisering.

Om man i figuren överst på denna sida tänker sig att R_{my} ökas kraftigt inträffar så småningom att man ej erhåller någon uppbyggnad av tomgångsspänning. P.g.a. remanens får man en skärningspunkt vid mycket låg spänning.

Den kritiska fältresistansen är det gränsvärde för $R_m + R_{my}$ för vilket TK och RL skär varandra under så spetsig vinkel (vid TK utan remanens tangerar RL grafen för TK) att en relativt obetydlig varvtalsändring (= ändrad TK) kan orsaka en ganska stor spänningsändring. Se figuren övers på denna sida.

3. Själva uppbyggandet av tomgångsspänningen är egentligen ett transient förlopp (övergångsförlopp) där för varje I_m den vertikala skillnaden mellan TK och RL motsvarar den spänning som fordras för att övervinna fältkretsens induktans:

$$E = (R_m + R_{my}) \cdot i_m + L_m \cdot \frac{di_m}{dt} \Rightarrow u_m + L_m \cdot \frac{di_m}{dt}$$

eller

$$E - u_m = L_m \cdot \frac{di_m}{dt}$$

1.2. Den belastade LS-generatorns klämspänning (polspänning).

1.2.1. Spänningssekvationer.

Då vi belastar en generator kommer den att avge elektrisk effekt. Dess ankarlindning kommer då att genomflytas av en viss ankarström vilken resulterar i spänningsförluster av sådan storleksordning att de åtminstone vid noggrannare analys bör beaktas. Med hjälp av KII och med generatoriskt referensval fås

$$U = E - I_a \cdot R_a - 2\Delta U$$

där

$$E = k_E \cdot n \cdot \phi_f$$

Spänningssekvationen kan i allmänhet anses giltig för samtliga förekommande generatortyper. Den lilla modifiering som teoretiskt bör ske vid kompondmagnetisering (I_a eller I genom serielindningens resistans beroende på om lång eller kort shunt är för handen) kan praktiskt negligeras i de flesta fall eftersom

$$I_a = I + I_m \approx I$$

utom möjligen vid mycket låg belastning.

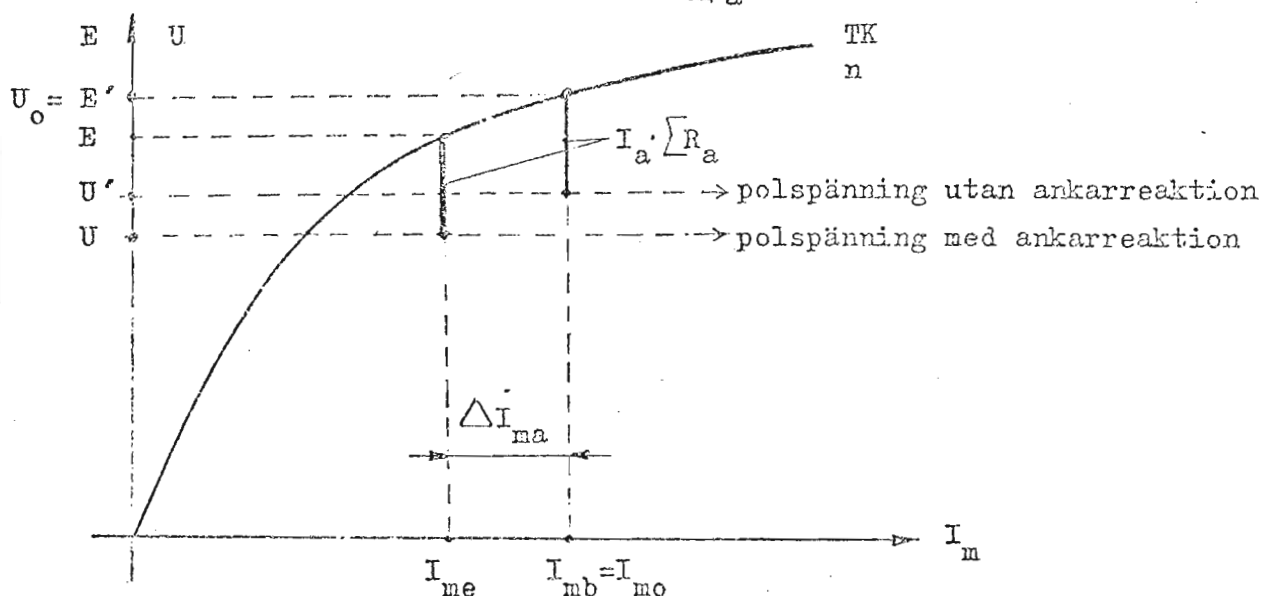
Av uttrycket för U ovan inses att klämspänningen tenderar att sjunka då generatorn belastas på samma sätt som vid ett batteri eller en ackumulator som belastas. Orsaken till detta förhållande är förstås de spänningsförluster som uppstår i ankarkretsens resistanser och borstar.

Förutsättningen för att detta resonemang skall vara riktigt är självfallet att den inducerade spänningen E bibehåller sitt värde nägorlunda opåverkat då generatorn belastas. Vi vet dock att E påverkas av ϕ_f vilket i sin tur påverkas av bl.a. ankarreaktionens försvagande inverkan. Vidare kan E kraftigt påverkas av en serielindning då den blir strömgennomfluten. Ytterligare betydelse har det sätt på vilket magnetiseringen sker. En shuntmaskins fältström beror exempelvis på polspänningen medan den separatmagnetiserade maskinens fältström är helt oberoende av polspänningen. I den fortsatta framställningen skall vi återkomma till de olika maskintypernas spänningsförhållanden vid belastad maskin.

1.2.2. Ankarreaktionens beaktande och bestämning genom mätning.

I avsnittet ovan konstaterades att vi väsentligen har två faktorer med inverkan på maskinens polspänning nämligen dels spänningsförlusterna i maskinens ankarkrets, dels den inducerade spänningens värde. Det senare beror av n och ϕ_f där ϕ_f bestäms av den resulterande magnetisering som olika fältlindningar och ankarreaktionen ger upphov till.

Då vi tidigare diskuterade ankarreaktionens fältförsvagande inverkan presenterade vi två sätt att beskriva densamma. Dels införde vi en reduktion $\Delta\phi$ för luftgapsflödet, dels beskrev vi dess verkan genom att införa ankarreaktionens ekvivalenta försvagande fältström ΔI_{ma} . Nedan redogör vi för hur man genom mätningar på belastad generator kan uppskatta ΔI_{ma} . Utgå från en separatmagnetiserad generator som drivs runt med konstant varvtal n . Maskinens TK för aktuellt varvtal är känd. På något sätt förutsättes också $\sum R_a$ vara bestämt. Se figuren nedan!



Genom att injustera en viss tomgångsmagnetisering $I_m = I_{mo}$ får vi tomgångsspänningen $U_0 \approx E'$ som i figuren ovan.

Vi belastar nu generatoren vid oförändrat varvtal n och oförändrad magnetisering $I_m \Rightarrow I_{mb} \Rightarrow I_{mo}$. Genom att beräkna den polspänning vi borde fått utan ankarreaktion och jämföra med den uppmätta, verkliga polspänningen U kan vi få en uppfattning av ankarreaktionens inverkan.

Teoretiskt förväntar vi oss (utan ankarreaktion) en spänning

$$U' = E' - I_a \cdot \sum R_a - 2\Delta U$$

där E' är den ur TK avlästa spänningen för $I_m \Rightarrow I_{mb} \Rightarrow I_{mo}$.

I_a mäts med amperemeter varefter $I_a \cdot \sum R_a$ lätt kan beräknas.

Den verkliga, uppmätta spänningen U visar sig nu vara mindre än det förväntade, beräknade värdet U' . P.g.a. ankarreaktionens fältförsvagande inverkan blir nämligen $\phi_b < \phi_0$, trots oförändrat I_m . Den fysikaliskt inducerade spänningen E blir följaktligen mindre än E' . Genom att beräkna E som

$$E = U + I_a \cdot \sum R_a + 2\Delta U$$

kan vi med TK:s hjälp slå fast att mot erhållet värde på E svarar en effektiv (verksam) magnetisering eller fältström I_{me} .

I_{me} :s samband med den mätbara, genom shuntlindningen flytande fältströmmen I_m , anges av relationen

$$I_{me} = I_{mb} - \Delta I_{ma}$$

där ΔI_{ma} är ankarreaktionens ekvivalenta försvagande fältström. Se figuren på föregående sida!

ΔI_{ma} eller motsvarande ampervarvtal $N_m \Delta I_{ma}$ beror vid given maskin på värdena hos såväl I_a som I_m (bestämmer mättningsgraden). Dessvärre finns inget enkelt matematiskt samband mellan ΔI_{ma} och strömmarna I_a och I_m . Bästa sättet att bestämma ankarreaktionens inverkan är därför att utföra prov på ovan beskrivet sätt. Man bör därvid komma ihåg att det inte är möjligt att uppnå någon hög grad av noggrannhet vid bestämningen av ΔI_{ma} . Detta beror bl.a. på att såväl ΔI_{ma} som $I_a \cdot \overline{R}_a$ är storheter med relativt små numeriska värden, vilket tillsammans med hysteres (TK som används är en modelkurva) kan ge ganska stora avvikelser från det rätta värdet. I teoretiska diskussioner och övningsuppgifter förenklar man ibland förhållandena högst avsevärt genom att anta ΔI_{ma} proportionellt mot I_a för givet I_m , varvid man dock först gjort en mätning med aktuellt I_m och visst I_a .

Anm. Då vi i fortsättningen arbetar med flera olika, samtidigt verkande magnetiseringar (shunt- och serielindningar liksom inverkan från ankarreaktionen) utgår vi från att TK återger sambandet mellan den inducerade spänningen (=det resulterande luftgapsflödet) och den resulterande effektiva magnetiseringen (nettomagnetiseringen) oavsett maskinen arbetar i tomgång eller går belastad.

1.2.3. Belastningspunkt BP och belastningstriangel.

Rubrikens två begrepp, belastningspunkt BP och belastningstriangel, är inga absolut nödvändiga begrepp för studium av LS-maskiners egenskaper. Begreppen förekommer dock i litteraturen och kan vid vissa diskussioner och grafiska konstruktioner anses ha vissa fördelar. Vi ägnar dem därför en viss, om än kortfattad uppmärksamhet.

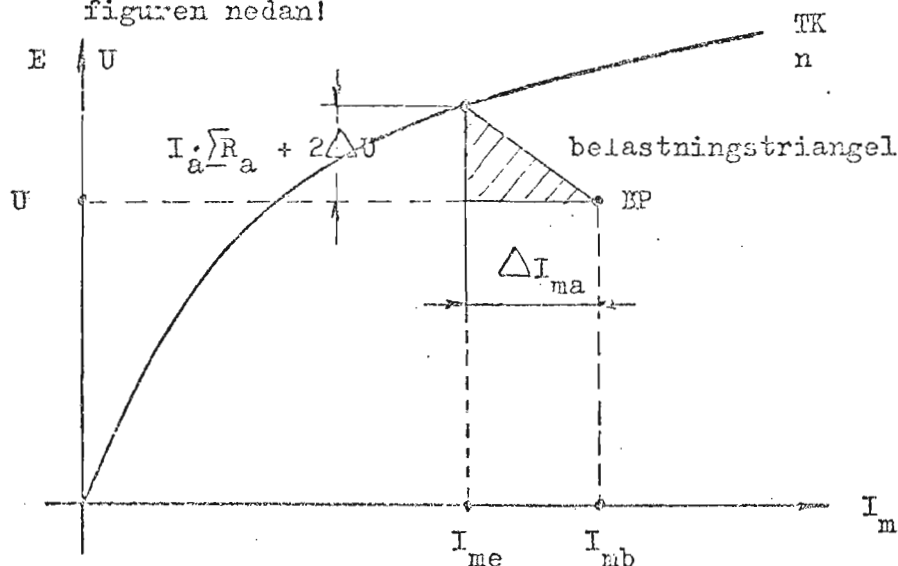
Definition av belastningspunkten, BP.

Belastningspunkten BP anger samhörande värden på polspänningen U och fältströmmen I_{mb} (huvudmagnetiseringen) som figuren uppe på nästa sida visar.

Belastningspunkt som begrepp har användning både vid studium av generator- och motordrift.

Definition av belastningstriangel.

Vid studium av såväl motor - som generatoregenskaper spelar både ankarkretsens spänningsförluster $I_a \cdot \sqrt{R_a} + 2\Delta U$ och ankarreaktionens ekvivalenta försvagande fältström ΔI_{ma} stor roll. Då man grafiskt vill redovisa dessa storheters inverkan sker detta genom att rita sträckor proportionella mot storheterna. Därvid avsätts respektive sträckor som katetrar i en rätvinklig triangel, den s.k. belastningstriangeln. Se figuren nedan!



Belastningstriangeln är alltså en rätvinklig triangel där hypotenusans ena ändpunkt är EP och där den andra ändpunkten alltid ligger på TK för det aktuella varvtalet.

I förenkade resonemang och konstruktioner låter man ofta katetrarna och därmed även hypotenusan vara proportionell mot ankarströmmen I_a .

2. Några karaktäristiska driftkurvor vid generatordrift.

Vid beskrivning av maskiners drifttegenskaper är det ofta lämpligt att redovisa dessa i form av karaktäristiska driftkurvor. Sådana kurvor kan normalt bestämmas experimentellt genom mätningar eller beräknas teoretiskt utgående från visca grunddata. För LS-generatorer finns ett flertal karaktäristiska driftkurvor. Vi skall dock endast befatta oss med två.

2.1. En generators yttre karaktäristika, YK.

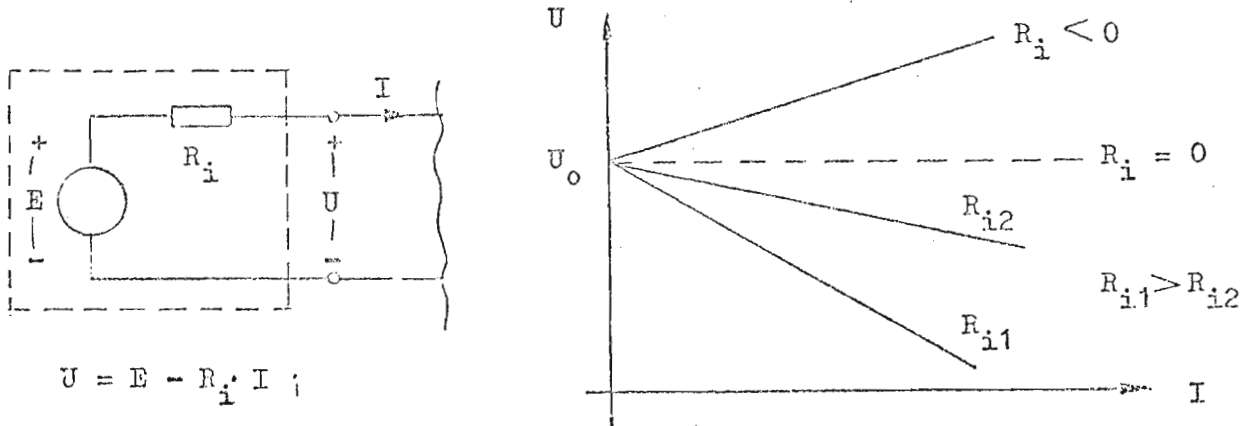
LS-generatorn är ingenting annat än en elenergikälla för likström.

Från elläran påminner vi oss att en av de intressanta egenskaperna hos elenergikällor är det sätt på vilket källan förmår upprätthålla polspänningen (klämspänningen) vid varierande belastningsström. Sambandet redovisades som en $U - I$ - graf som också kallades den aktiva tvåpolens yttre karaktäristika, YK.

Definitionen av YK är alltså

$$U = f(I)$$

Beroende på elenergikällans inre egenskaper kan olika YK tänkas. Se figuren nedan som visar exempel på linjära, aktiva tvåpolers YK.



Då det gäller LS-generatorer måste vissa kompletterande villkor tillfogas definitionen av YK. Ett sådant villkor är att man förutsätter konstant varvtal n . Därtill fördras ytterligare villkor, i första hand bestämda av sättet för maskinens magnetisering.

2.1.1. Den separatmagnetiserade generatorns YK.

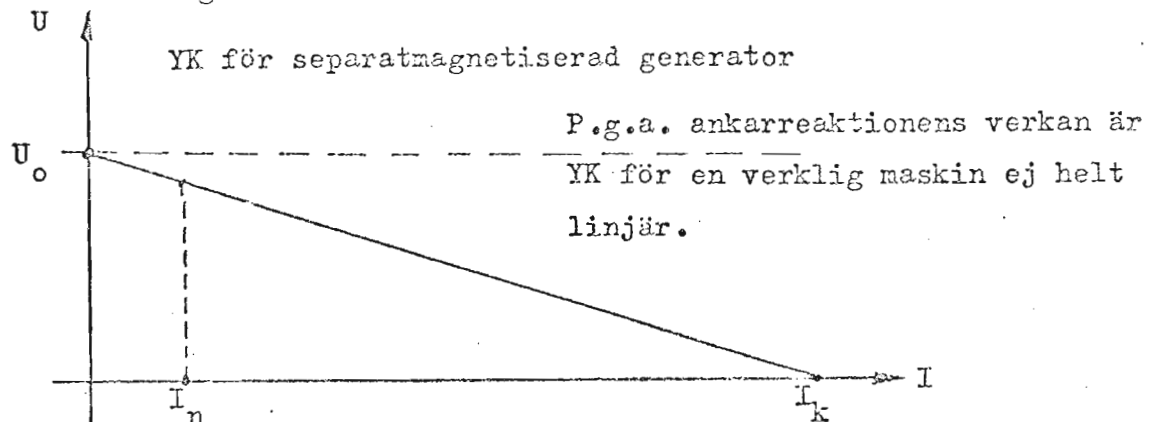
Definition:

$$U = f(I)$$

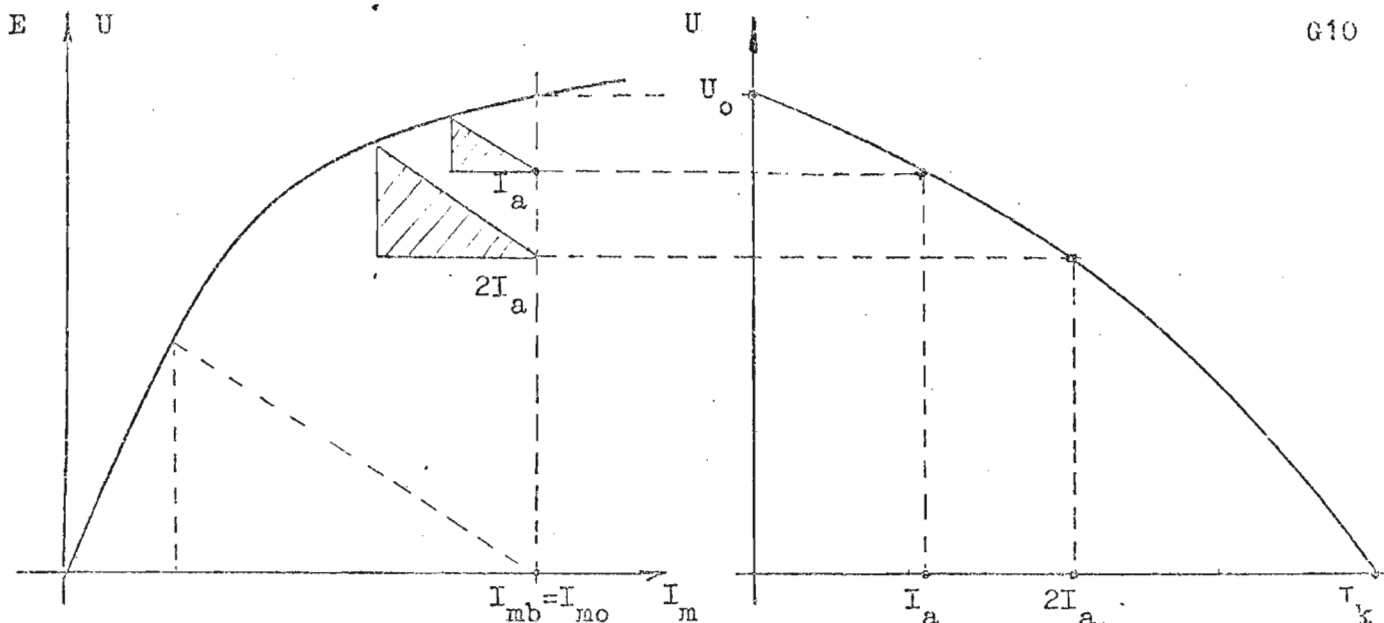
vid konstant varvtal n och konstant $I_m = I_{mb} = I_{no}$

Linjeströmmen $I = I_a$ vid separatmagnetiserad maskin.

Genom uppmätning får man en fallande karakteristik som i figuren nedan, där man lämpligen tänker sig en resistor med variabel resistans som belastning. Observera att man vid kortsluten generator får en ganska betydande kortslutningsström.



Om YK är känd liksom R_a och I_{na} vid viss ström I_a kan YK konstrueras grafiskt. Figuren överst på den följande sidan antyder hur man går till väga.



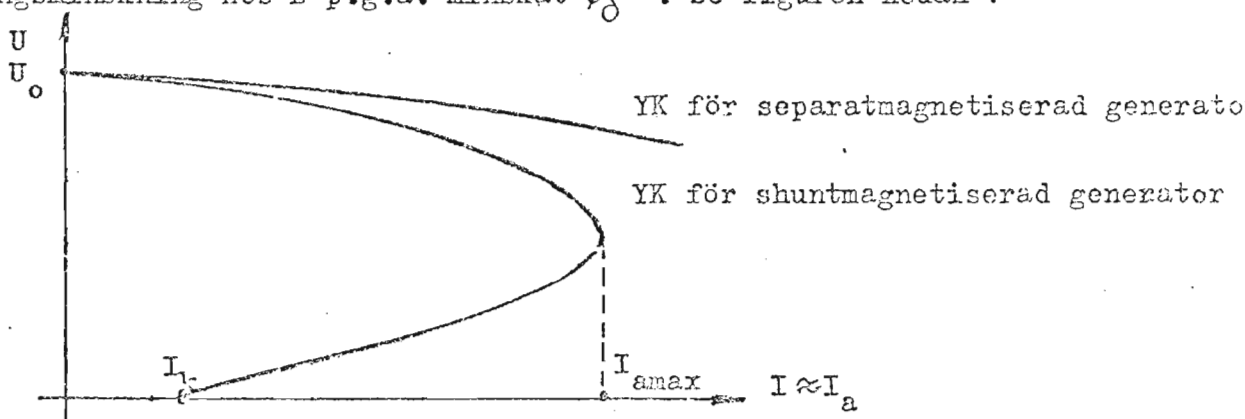
2.1.2. Shuntgenerators YK.

Definition :

$$U = f(I)$$

vid konstant n och konstant $(R_m + R_{my})$

YK:s utseende påminner till en början (vid små belastningsströmmar) om YK för den separatmagnetiserade generatoren. Om samma maskin körs dels som separatmagnetiserad, dels som shuntgenerator med samma tomgångsspänning U_0 kommer shuntgenerators YK att hamna under YK för den separat magnetiserade generatoren. Förklaringen är enkel: vid shuntmagnetisering beror fältströmmen av maskinens polspänning, varför man vid ökad belastning förutom spänningsförlusterna i ankarkretsen måste räkna med en extra spänningsminskning hos E p.g.a. minskat ϕ . Se figuren nedan!

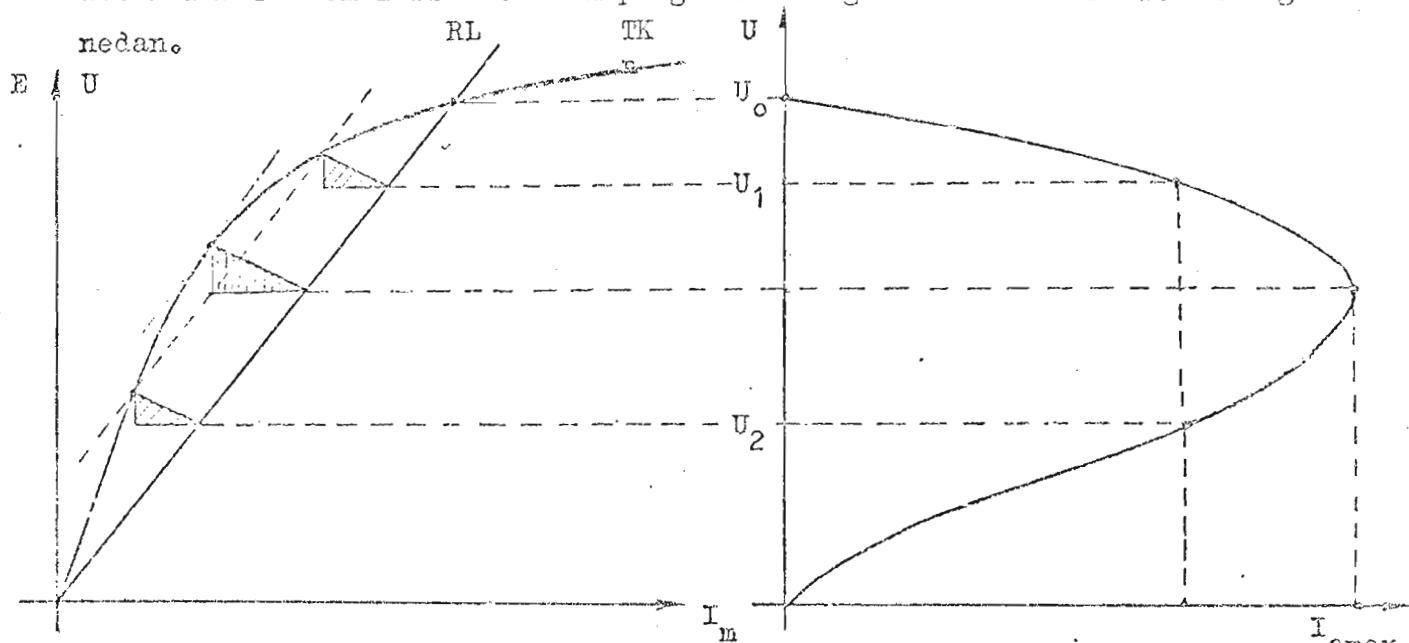


Då man uppnått en viss ankarström I_{amax} kommer vid shuntgeneratoren polspänningen U att minska så kraftigt att någon strömökning ej längre är möjlig. Detta förutsätter att generatoren arbetar ensam på en belastning, exempelvis en variabel resistor. Se grafen i figuren ovan!

Om belastningsresistansen görs ännu mindre kommer både U och I_a att minska till dess att den yttre belastningsresistansen blivit noll och vi har kortsluten generatoren. Den ström som då flyter drivs fram av remanensflödets inducerade spänning och begränsas av ankarkretsens inre resistans $\sum R_a$. Vi konstaterar alltså att shuntgeneratoren begränsar den stationära kortslutningsströmmen till ett relativt obetydligt och ofarligt värde.

I de flesta praktiskt utförda shuntgeneratorerna ligger I_{amax} enligt kurvan i den nedre figuren på föregående sida klart över maskinens märkström varför ett drifttillstånd på den "undre delen" av YK normalt aldrig kommer ifråga. Strömövervakande utrustning träder i funktion långt tidigare och kopplar bort belastningen.

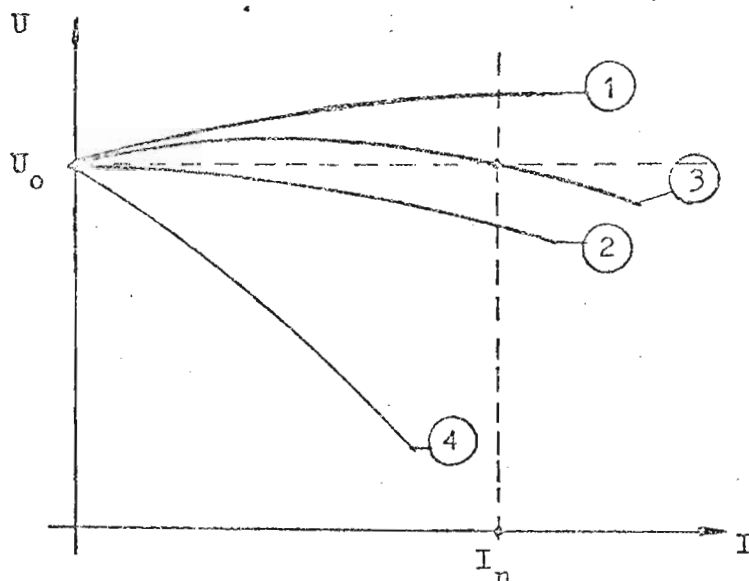
Den tvåvärdiga eller "dubbla" YK vi får vid en shuntgenerator är lätt att förklara och förstå om man på grafisk väg konstruerar YK som i figuren nedan.



Vid en viss klämspänning U är $I_m = I_{mb}$ bestämd av resistanslinjen (BP ligger alltid på RL vid shuntgeneratorer). Om vi beaktar ankarreaktion och spänningsförluster i ankarkretsen kan vi konstruera en belastningstriangel, vars ena ändpunkt ligger på TK och den andra på RL. Vi inser med figurens hjälp att i det allmänna fallet kan en likadan (samma) belastningstriangel inplaceras på två olika ställen. Detta betyder att vi kan arbeta med samma I_a vid två olika spänningar. Den största tänkbara triangel som kan inplaceras motsvarar I_{amax} (YK:s vändpunkt) och kan bara placeras på ett enda sätt.

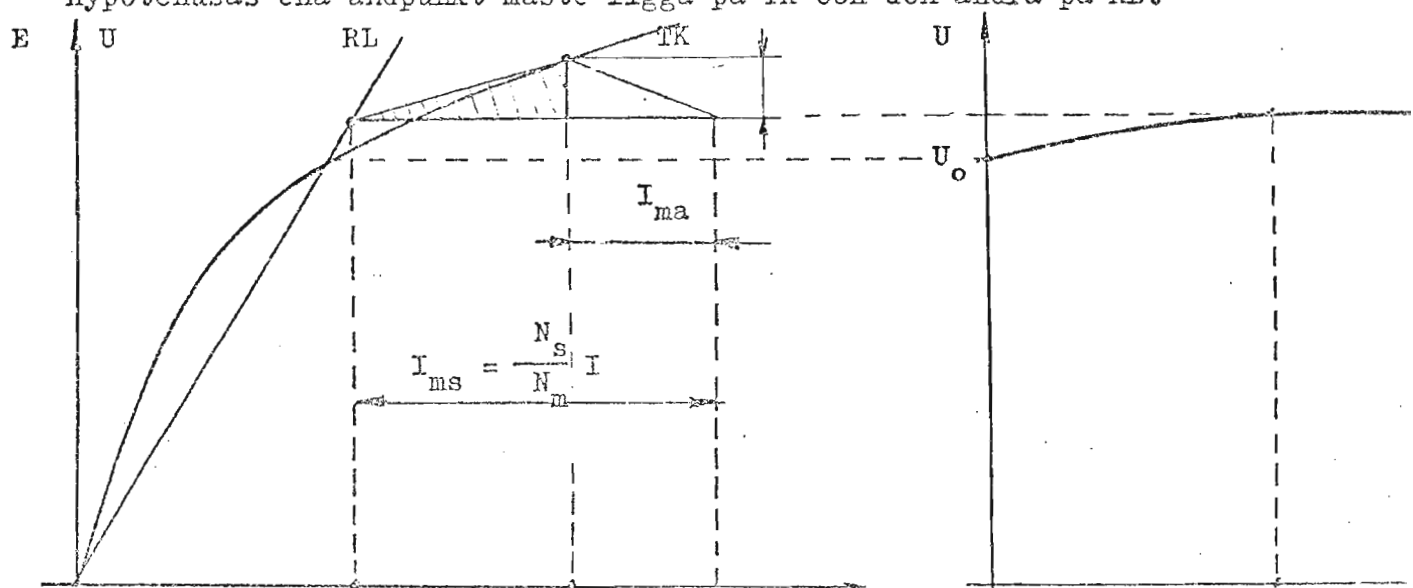
2.1.3. Kompoundgeneratorns YK.

Vid compoundgeneratorer är det nästan undantagslöst fråga om en tillsatsmagnetisering som samverkar med shuntlindningens mmk. Avsikten med tillsatsmagnetiseringen är att den genom att öka det resulterande luftgapsflödet Φ_{db} och därmed den inducerade spänningen E kompenserar för spänningsförluster och ankarreaktionens verkan. Beroende på antalet serievarv (kan väljas vid konstruktionen) kan olika YK erhållas som i figuren på nästa sida. Ibland förses serielindningen med flera uttag eller kopplas en lågohmig, variabel resistor i parallell med serielindningen för att man skall ha möjlighet att variera kompensationsgraden.



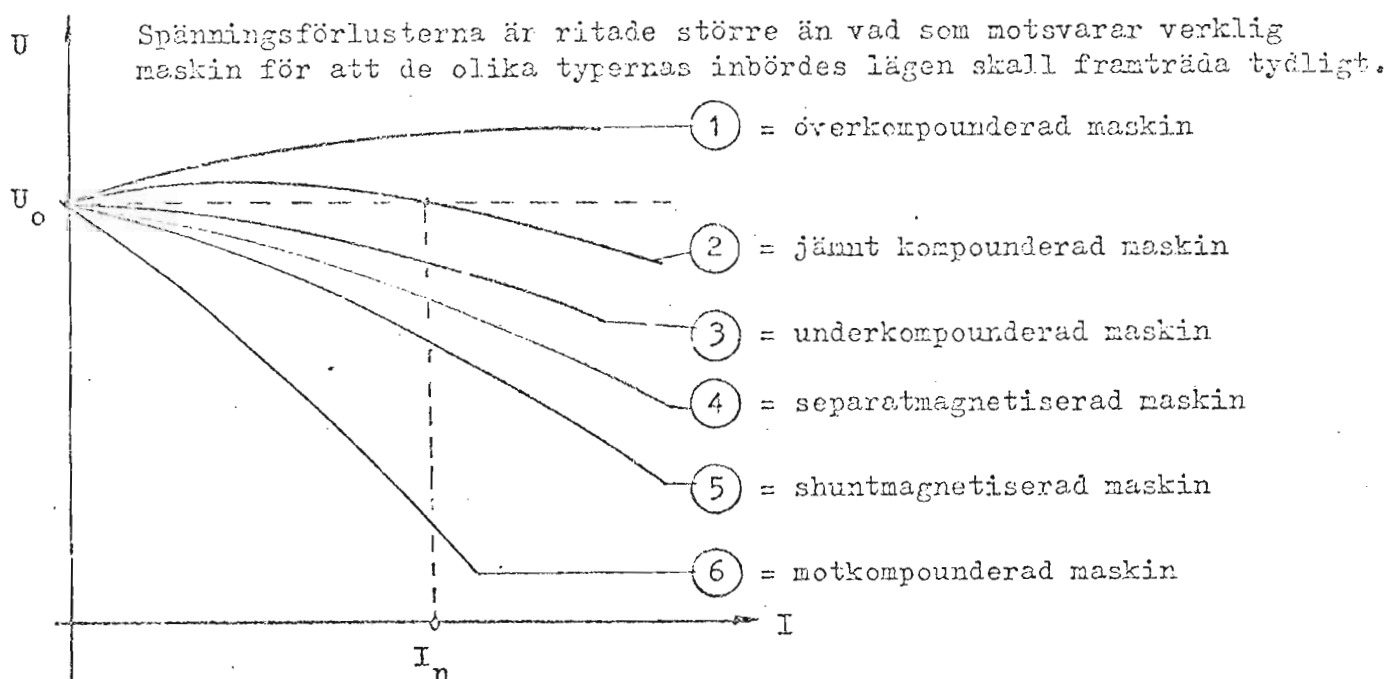
- 1 = överkomponderad maskin
 2 = underkomponderad maskin
 3 = jämnt komponderad maskin
 4 = motkomponderad maskin.

YK för en underkomponderad generator stiger till en början för att vid märkström ge en klämspänning lägre än tomgångsspänningen. Vid en överkomponderad generator är spänningen vid full ankarström högre än tomgångsspänningen. Mellan den under- och överkomponderade generatorns YK ligger den jämnt komponderade generatorns YK för vilken tomgångs- och fullastspänningen antar samma värde. Detta värde kan vara lika med maskinens märkspänning eller något högre om man önskar kompensera även för långa matarledningars spänningsförluster. Ett alternativt sätt men no rmalt också dyrare när det gäller att kompensera för belastningsströmmens spänningsförluster är att använda en separatmagnetiserad generator med spänningsreglering. Man mäter därvid spänningen på det ställe där man önskar hålla spänningen konstant. Det mätta värdet (ärvärdet) jämförs sedan med ett ledvärde (önskat värde eller börvärde). Jämförelsen ger en styrsignal som ändrar generatorns magnetisering så att aktuellt värde närmar sig det önskade. Praktiskt har man ofta en grundmagnetisering samt en styrbar del som via reglerutrustningen ger ett positivt eller negativt tillskott till den fasta magnetiseringen. Grafiskt kan man konstruera YK för en kompondgenerator på sätt som antyds i figuren nedan. På nytt har vi användning av belastningstriangeln vars hypotenusas ena ändpunkt måste ligga på TK och den andra på RL.



Anm. YK för en motkompounderad generator faller betydligt fortare än YK för en shuntgenerator eftersom serieindningens ampervarvtal reducerar det resulterande luftgapsflödet utöver den försvagande verkan som ankarreaktionen ger. Som exempel på användning av motkompounderad generator kan nämnas roterande svetsgenerator, där man önskar en begränsning i ström och dessutom en karaktäristik som ur stabilitetssynpunkt passar samman med en svetslusbågens U-I-karaktäristik.

Som avslutning på avsnittet om LS-generatorers YK visar vi en sammanfattning av yttre karaktäristiker för en och samma maskin körd som separat-, shunt- och compoundmagnetiserad generator med samma torgångsmagnetisering. Se figuren nedan !



2.2. En generators fältstyrningskaraktäristik, FK.

Ytterligare en driftkurva av intresse vid generatordrift är den s.k. fältstyrningskaraktäristiken FK. I äldre svensk litteratur kallades den oftast reglerkurvan RK. Med modern nomenklatur är ordets första del, "regler-", mindre lyckat, varför det alternativa FK införts. Fältstyrningskaraktäristiken har nära anknytning till YK. Främst har den intresse vid separatmagnetiserade generatorer.

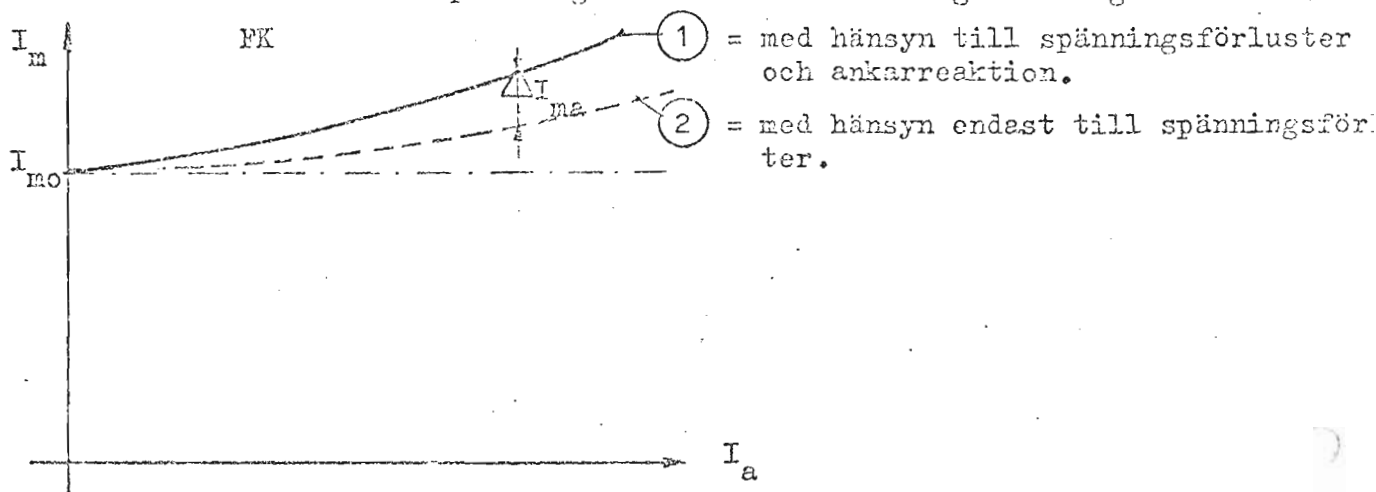
Definition:

$$I_m = f(I_a)$$

vid konstant n och konstant U

Praktiskt bestäms FK lämpligen genom mätning men kan även konstrueras fram om vissa utgångsdata är kända. Vid mätning drivs maskinen som separatmagnetiserad generator med konstant varvtal n och konstant polspänning U . Genom variation av belastningen kan ett antal olika ankerströmmar åstadkommas.

Vid komppoundmaskiner bortkopplas vanligen serielindningen under mätningarna. Serielindningens inverkan beaktas separat i efterhand. Det ungefärliga utseendet för FK hos en separatmagnetiserad maskin framgår av figuren nedan.



Om någon ankarreaktion ej funnits (exempelvis kompenserad ankarreaktion med särskild kompensationslindning) skulle FK ha följt den i figuren ovan streckade kurvan. Därvid hade vi endast behövt beakta spänningsförlusterna i ankarkretsen. Skillnaden mellan den helldragna och streckade grafen motsvarar ankarreaktionens ekvivalenta försvagande fältström ΔI_{ma} . Av figuren ovan framgår tydligt att ΔI_{ma} ej ökar linjärt med I_a .

För shuntgeneratorer erhålls en kurva liknande den ovan då man bestämmer FK. Ändrad fältström åstadkoms därvid genom ändring av fältreostatens resistans, R_{my} .

Vid kompponderad generator och medverkande serielindning kan p.g.a. tillsatsmagnetiseringen vid belastning shuntströmmen minskas jämfört med separat- och shuntmagnetiserad maskin.

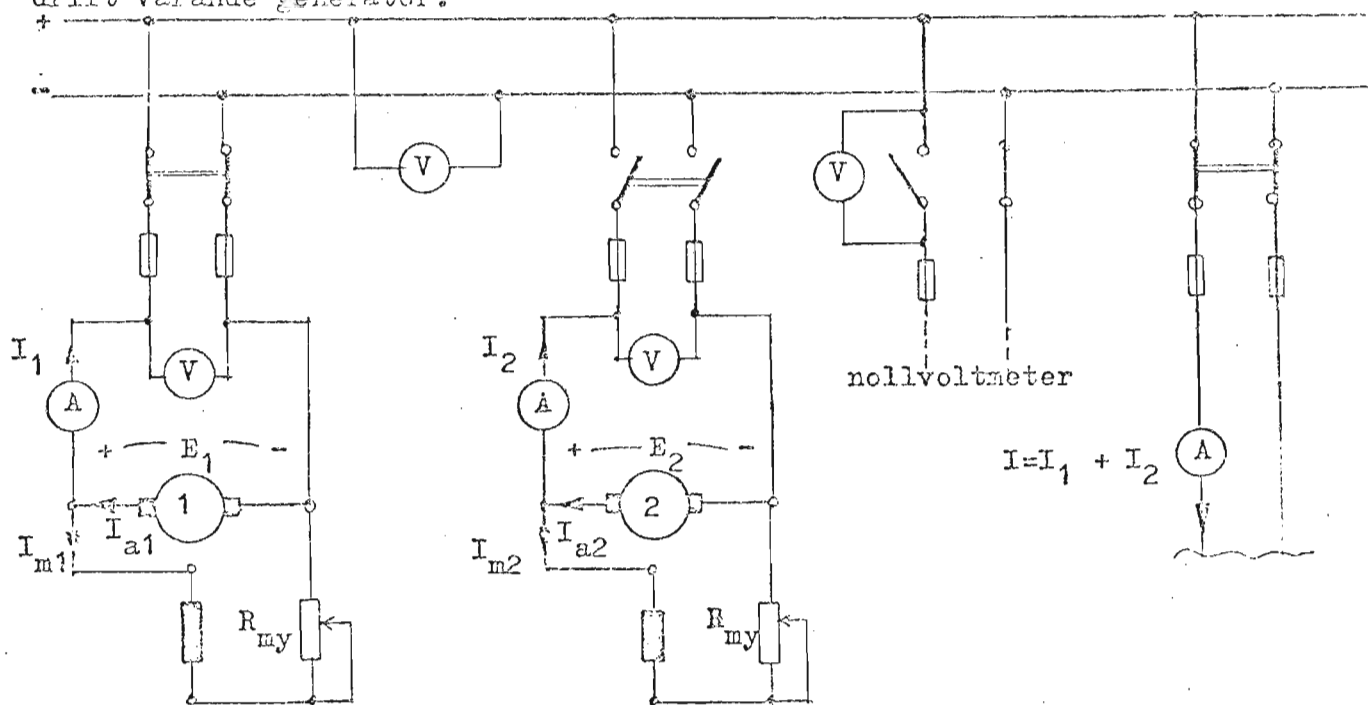
3. Parallell drift med LS-generatorer.

Vid starkt varierande belastning (påverkar bl.a. verkningsgradförhållandena) och även ur driftsäkerhets- och servicesynpunkt kan det vara motiverat att dela upp den totala maskineffekten på flera maskiner. Parallellkoppling av LS-generatorer är dock inte på långa vägar lika vanligt förekommande som parallellkoppling av VS-generatorer. Som redan tidigare påpekats blir användningen av LS-generatorer alltmer ovanligt genom att likspänning i stället åstadkoms med moderna strömriktare.

3.1. Inkoppling av LS-generator till befintligt nät.

Vid parallellkoppling av en LS-generator till ett befintligt nät kan nätet tänkas bestå antingen av ett stort antal parallellarbetande generatorer eller av en enda i drift varande generator. Nätet kan också bestå av eller innehålla ackumulatorbatterier. Skillnaderna ligger i den yttre karaktäristik nätet har. I fallet med många parallellarbetande generatorer är nätet i allmänhet att betrakta som starkt och med konstant polspänning.

I figuren nedan visas parallellkoppling av en generator till en redan i drift varande generator.



När en maskin skall inkopplas till det redan befintliga nätet skall detta helst ske på ett sådant sätt att nätet överhuvud taget ej märker att en ny maskin tillkommit. Normalt förfaringssätt är följande :

Med hjälp av generatorns drivaggregat körs generatorn upp i märkvarvtal, varefter generatorspänningen injusteras (med magnetiseringens hjälp) till samma värde som nätspänningen har.

Kontroll av spänningen sker med voltmeter. Eventuellt kan nollvoltmeter inkopplas över elkopplarens brytställe. Detta förutsätter att endast en brytpol är aktuell och maskin och nät redan har en gemensam punkt. Se figuren på föregående sida.

Innan hopkopplingen sker är det viktigt att polaritetskontroll sker så att plusskenan hos nätet sammankopplas med generatorns pluspol. Ofta sker polaritetskontrollen en gång för alla i samband med idrifttagningen.

Vid komppoundgeneratorer måste man vara säker på att serielindningens verkan relativt shuntlindning (med- eller motverkan) är den avsedda.

När alla kontroller är klara sker hopkopplingen genom att elkopplaren manövreras.

3.2. Upptagning av last.

Efter inkopplingen av generatorn till det befintliga nätet vill vi åstadkomma att generatorn avger viss effekt. Detta sker så snart generatorns emk E blir större än polspänningen = nätspänningen U . Ett sätt att åstadkomma ökat E är att öka generatorns magnetisering. En ökning av generatorns varvtal ger samma resultat. Det först nämnda sättet torde vara vanligast. Samtidigt som E ökar måste också drivmaskinens pådrag automatiskt ökas (= ökat drivande moment) eftersom generatorns bromsande elektrodynamiska moment eljest skulle minska generatorns varvtal. Ökningen i drivande moment sker ofta genom att man har reglering på konstant drivvarvtal.

3.3. Frånkoppling av generator. Skydd mot bakströmsmatning.

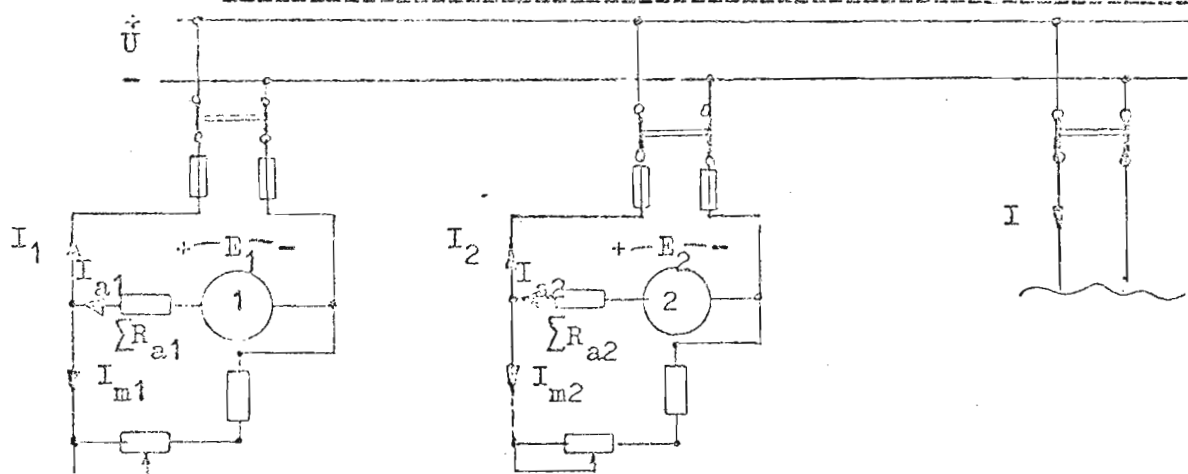
Då en generator skall tas ur drift minskar man lämpligen magnetiseringen till dess att $E = U$ gör linjeströmmen $I = 0$, varefter bortbrytning sker. Om den inducerade spänningen E av någon anledning (störning i fältkretsen eller minskat varvtal) skulle bli mindre än polspänningen = nätspänningen U kommer nätet att driva ström genom maskinen åt motsatt håll (jämfört med generator drift). Maskinen kommer därvid att arbeta som motor med oförändrad rotationsriktning och med ett moment som samverkar med drivmaskinens. I allmänhet är detta inte tillåtet eller åtminstone olämpligt. Därför förses parallellarbetande generatorer med ett bakströms- eller bakeffektskydd. Detta kan enklast bestå av ett polariserat strömrelä (strömriktningsskännande relä) som vid icke tillåten strömriktning ger signal eller ombesörjer bortbrytning av maskinen via fränslagsmanöver av huvudbrytaren.

3.4. Lastfördelning och lastfördelningens stabilitet.

De två, kanske viktigaste frågorna vid parallellarbetande generatorer (alternativt vid parallellarbete mellan befintligt nät och en generator) är det sätt på vilket den totala belastningen fördelas samt stabiliteten hos den aktuella lastfördelningen. Vi skall nedan diskutera dessa frågor. Allmänt kan konstateras att YK för respektive elenergekällor spelar en viktig roll i sammanhanget. Betydelse har även varvtalsegenskaperna hos drivmaskinen.

Då vi genomför vår diskussion antar vi två parallellarbetande generatorer som i figuren nedan.

3.4.1. Belastningsfördelning mellan parallellkopplade generatorer.



För strömmarna gäller

$$I_{a1} = \frac{E_1 - U}{R_{a1}}$$

$$I_{a2} = \frac{E_2 - U}{R_{a2}}$$

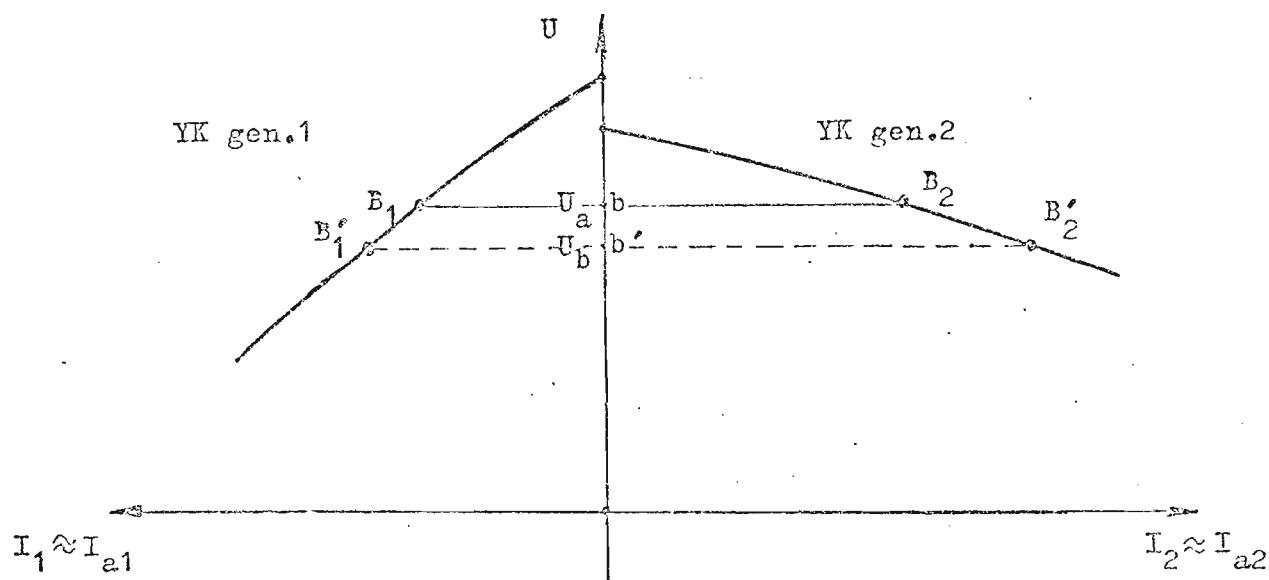
där klämspänningen U måste vara densamma för båda maskinerna.

Om vi önskar flytta över last från exempelvis generator 2 till 1 behöver vi endast öka E_1 och minska E_2 med hjälp av fältreostaterna. Omfördelningen kan också tänkas ske genom ändringar i drivvarvtalen. På vilket sätt omfördelningen åstadkoms är oväsentligt så länge E_1 och E_2 antar de önskade värdena.

Vid given magnetisering och konstant varvtal hos generatorerna bestäms lastfördelningen entydigt av generatorernas YK. Detta framgår av figuren överst på följande sida.

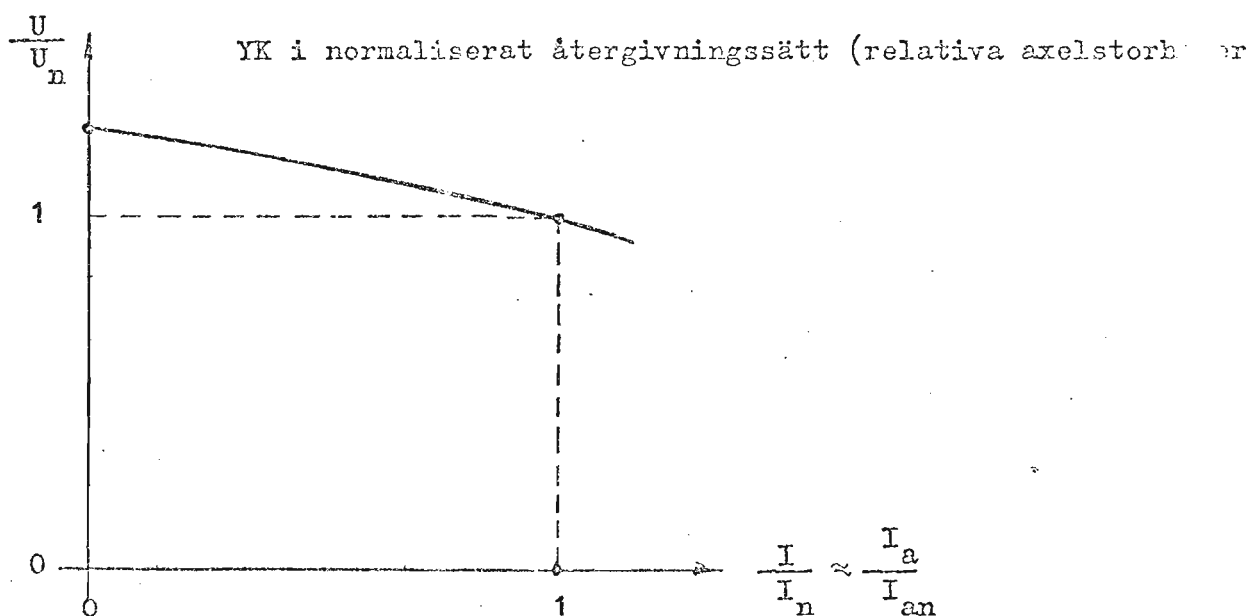
Om den totala belastningen motsvarar en ström $I_{11} = I_{a1} + I_{a2} = B_1 B_2$ vid spänningen U_a så svarar generator 1 för strömmen $I_{a1} = B_1 b$ och generator 2 för strömmen $I_{a2} = B_2 b$. Ökas nu den totala belastningsströmmen till $I_{12} = I'_{a1} + I'_{a2} = B'_1 B'_2$ kommer spänningen att bli U_b varvid generator 1 bidrar med

$I'_{a1} \stackrel{\Delta}{=} B'_1 b'$ och generator 2 med $I'_{a2} \stackrel{\Delta}{=} B'_2 b'$. Vi kan i sammanhanget också konstatera att den maskin som har den största lutningen hos sin YK tar på sig en mindre andel av belastningsökningen. Detta gäller allmänt.

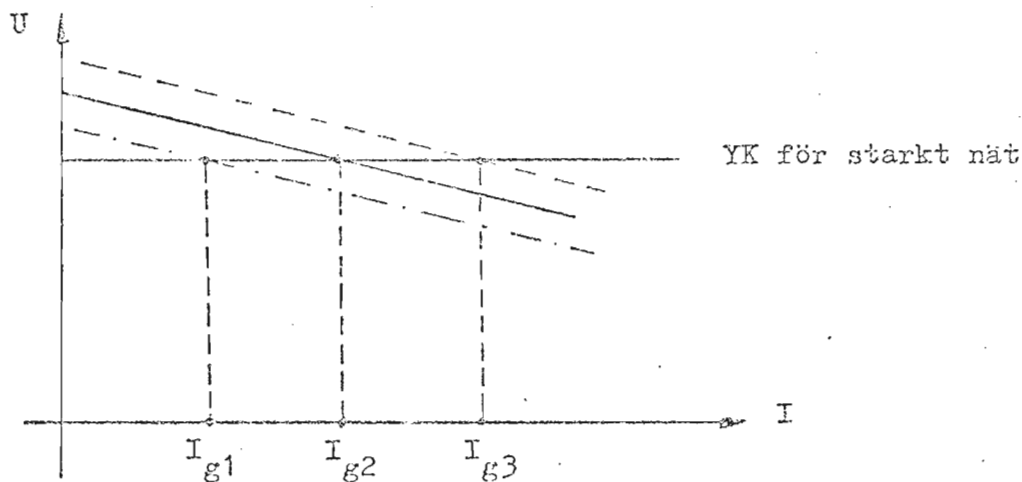


En ökning i fältström eller varvtal lyfter maskinens YK uppåt, väsentligen parallellt med spänningsaxeln. Vi kan därför påverka och ställa in belastningsfördelningen precis som vi önskar.

Om man önskar en fördelning mellan maskinerna i relation till deras märkeffekter (innebär samma belastningsgrad hos båda) utan att ständigt behöva vara närvarande och göra ingrepp bör man eftersträva att maskinernas YK vid normaliserat ritsätt sammanfaller. (Normaliserat ritsätt innebär att man ritar spänningen relativt märkspänningen och strömmen relativt märkströmmen.) Detta innebär att maskinerna har samma tomgångsspänning samt samma inre spänningsförluster från tomgång till fullast. Se figuren nedan! Förutsättningen är samtidigt att varvtal och magnetisering bibehålls konstanta.



Ann. Om vid parallelldriften den ena källan är ett starkt nät och den andra är en roterande generator måste generatorns polspänning hela tiden vara densamma som det starka nätets. Generatorns bidrag till effekt bestäms därvid av skärningspunkten mellan de två yttre karaktäristikerna som i figuren nedan. Genom att förskjuta generatorns YK uppåt eller nedåt genom ändrad magnetisering eller ändrat varvtal ändras den avgivna effekten.

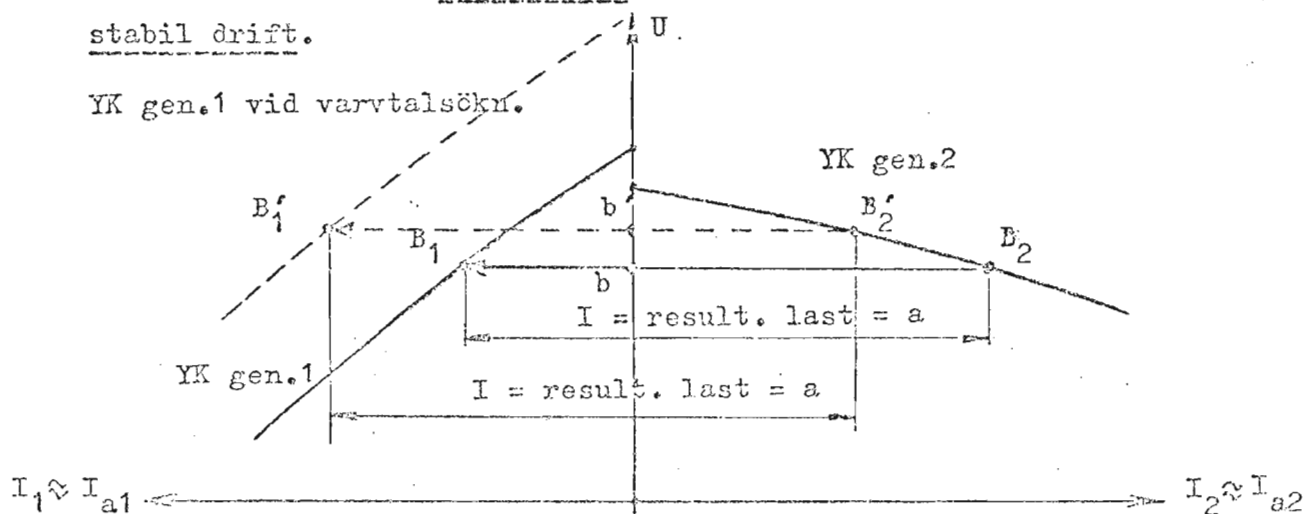


3.4.2. Belastningsfördelningens stabilitet.

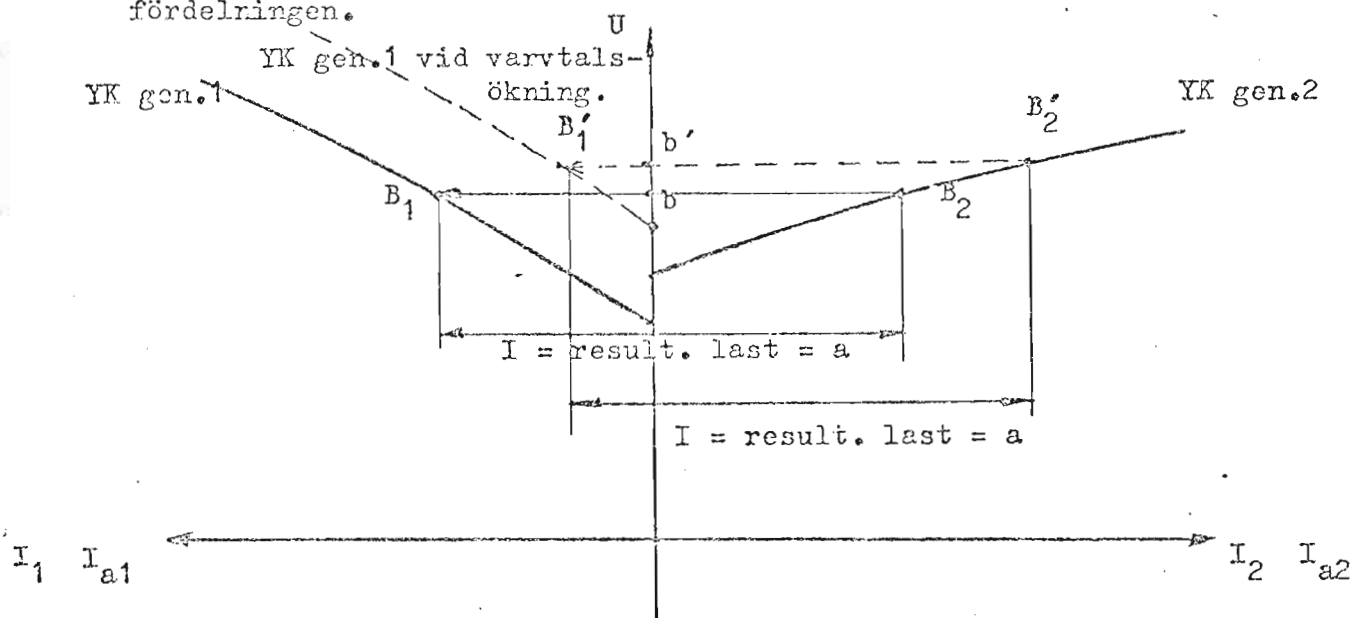
Låt oss studera belastningsfördelningens stabilitet vid given konstant totalbelastning. Därvid bör vi veta att drivmaskinernas varvtalsegenskaper vid ändrad belastning spelar roll. Normalt uppvisar de flesta drivutrustningar en varvtalsminskning vid ökad last även om denna varvtalsminskning endast är temporär och upphävs av en varvtalsreglering på konstant varvtal.

Vid bedömning av lastfördelningens stabilitet utgår vi från en verklig eller tänkt varvtalsändring, antag exempelvis en ökning, som en störning. Om ökningen i varvtal åtföljs av ökad belastning av den studerade generatoren uppstår ett större bromsande elektrodynamiskt moment, som strävar att motverka varvtals-tillväxten. Driften och belastningsfördelningen säges därvid vara stabil.

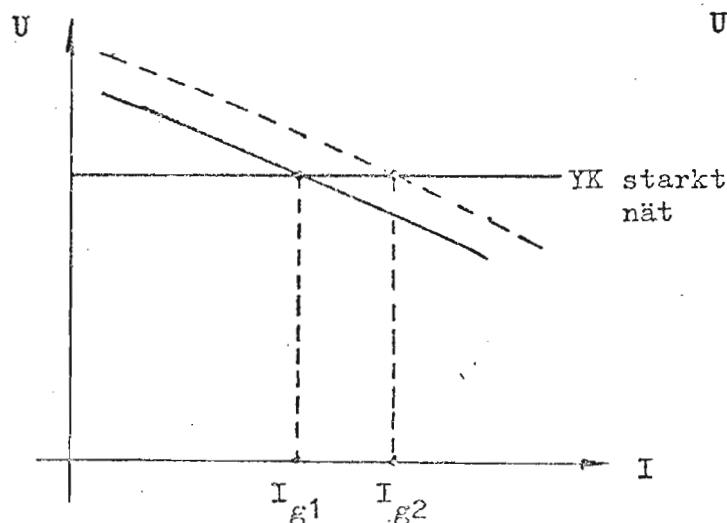
Om en generator har fallande YK som i figuren nedan inses att detta motsvarar stabil drift.



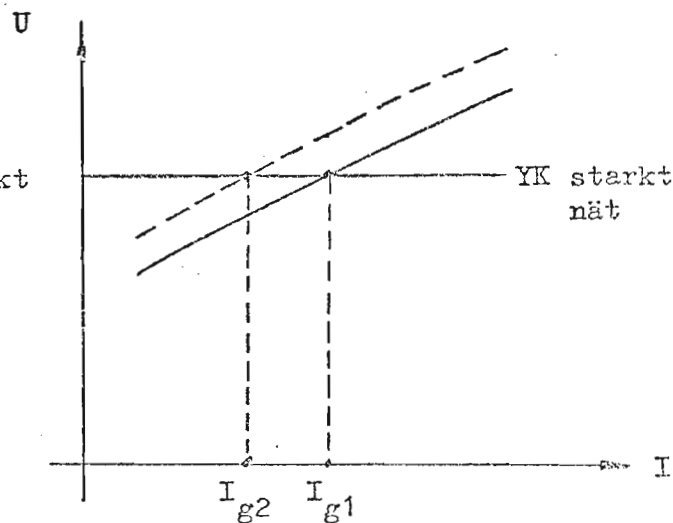
Om å andra sidan generatorerna har stigande YK (kan vara aktuellt vid medkomponderade generatorer) som i figuren nedan kommer en ökning i varvtal att leda till en minskning i last och minskat bromsande elektrodynamiskt moment. Detta påverkar drivutrustningen så att den ökar sitt varvtal ytterligare med åtföljande minskad generatorlast och bromsande moment. Förloppet blir kumulativt och dess verkningar accentueras ytterligare genom att varvtalet hos generator 2 minskar p.g.a. dess ökade belastning. Till slut har generator 2 övertagit all last och driver till yttermera visso eventuellt maskin 1 som motor, om inte ett bakeffektskydd kopplat ur maskin 1 innan dess. Systemet med stigande YK är klart ostabilt vad det gäller den interna lastfördelningen.



Anm. Om den ena av de två parallellarbetande elenergikällorna är ett starkt nät kommer man till samma resultat som ovan vad kravet på generatorns YK beträffar. Fallande YK betyder stabil lastfördelning medan stigande YK innebär icke stabil sådan. Figurerna nedan åskådliggör nämnda förhållanden.



stabila lastförhållanden

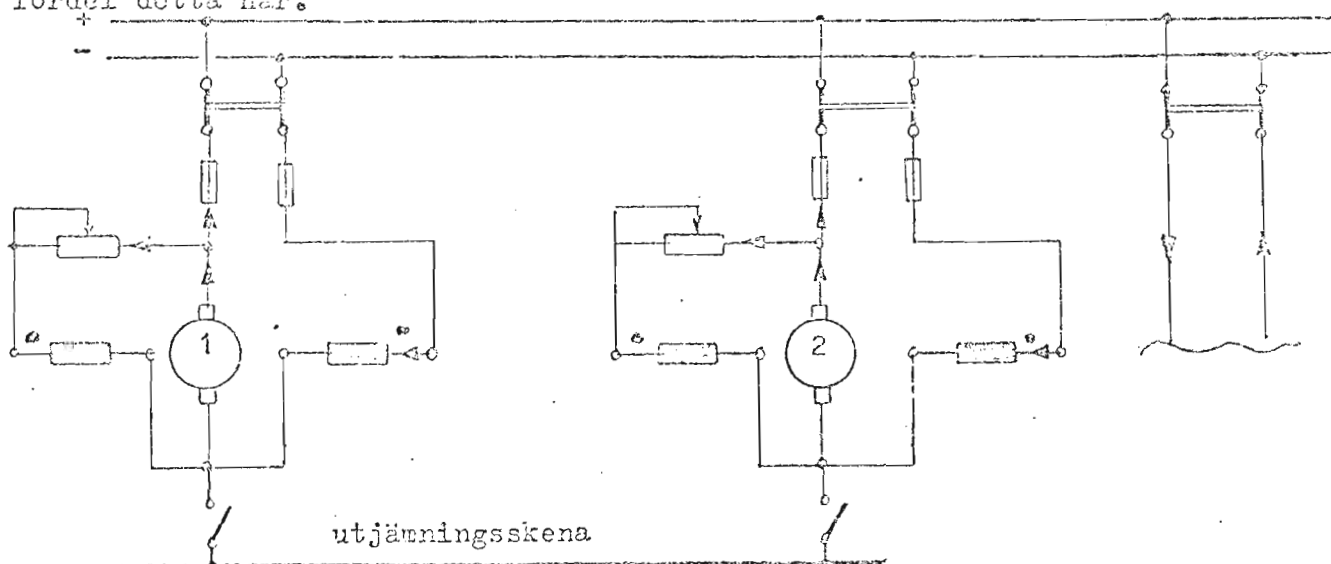


icke stabila lastförhållanden

3.4.3. Parallell drift vid komppoundgeneratorer. Utjämningskena.

Ofta är det vid parallellkoppling av LS-generatorer önskvärt att kunna använda komppoundgeneratorer. Deras stigande YK innebär ju nämligen att man på ett enkelt och billigt sätt kan kompensera för spänningsförluster i maskinens inre och i de matande ledningarna. Samtidigt har vi emellertid i det föregående avsnittet konstaterat att lastfördelningen vid stigande YK ej är stabil. En liten störning i varvtal hos en maskin kommer att spoliara lastfördelningen helt.

Genom att införa en s.k. utjämningskena som i figuren nedan kan man åstadkomma att maskinerna som grupp visar stigande YK med dess fördelar samtidigt som den enskilda maskinen får egenskaper motsvarande fallande YK med den fördel detta har.



Genom utjämningskenan (behöver ej vara en skena utan allmänt en lågohmig förbindelse) kommer samtliga fältlindningar (serielindningarna) att vara parallellkopplade. Detta innebär att de alla har samma spänning mellan sina uttag. Vid given total belastning motsvarande en bestämd spänning U kommer strömmarna genom serielindningarna enbart att vara bestända av respektive lindningars resistanser oberoende av hur belastningen är fördelad mellan generatorerna. Om den totala belastningen ökar måste alla serielindningars mm öka varvid önskad komppounding erhålles. Om vi i stället antar konstant belastning och ändrar lastfördelningen mellan maskinerna blir serielindningarnas mm väsentligen konstanta och kan därför uppfattas som separata, konstanta tillsatsmagnetiseringar. En LS-generator med shuntmagnetisering och konstant tillsatsmagnetisering uppvisar fallande YK. Parallellkoppling av komppoundgeneratorer med användning av utjämningskena visar därför stabil lastfördelning. Utjämningskenan skall inkopplas före eller samtidigt med parallellkopplingen.

LS - MASKINENS EGENSKAPER SOM MOTOR I STATIONÄR DRIFT.

Ingen som helst tvekan råder om att LS-maskinens viktiga användning idag är som motor. Många såväl enkla som avancerade drivproblem inom modern, industriell teknik har fått sin lösning genom användning av en LS-motor. Särskilt då det ställts krav på styr- eller reglermöjligheter har LS-motorn visat sig vara synnerligen attraktiv. Kontinuerlig varvtalsstyrning inom stora områden och med små förluster får utgöra ett viktigt och vanligt exempel.

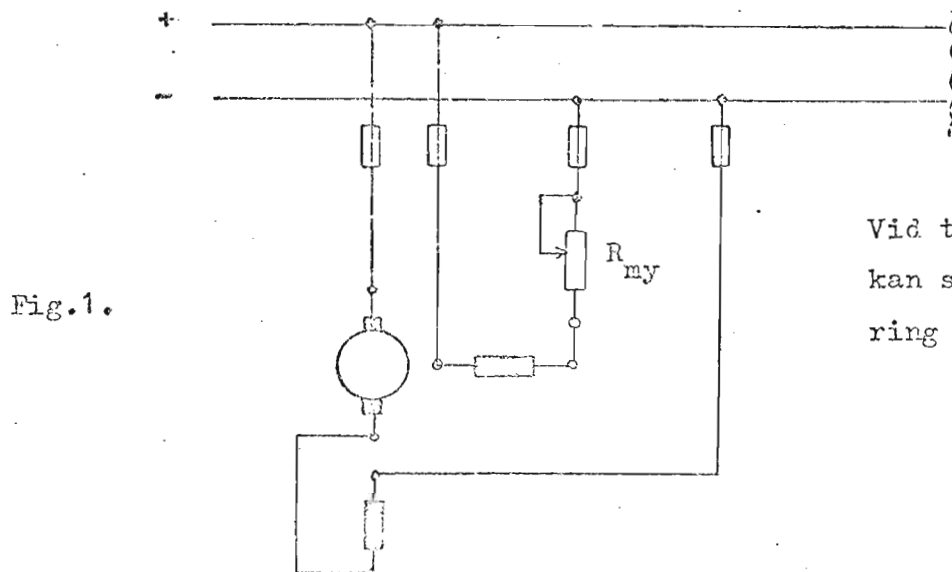
Som redan tidigare antytts har tillkomsten och utvecklingen av modern strömriktarteknik varit av avgörande betydelse för LS-motorns stora användning. Främst skall vi ägna oss åt LS-motorn egenskaper i stationär drift (fortvarighetstillstånd). Detta innebär inte att vi avstår från att studera start- och bromsförlopp. Vårt sätt att göra detta kan dock närmast beskrivas som en beskrivning bestående av ett antal på varandra följande fortvarighetstillstånd. Egentliga övergångsförlopp (dynamiska skeenden) diskuteras ej ingående.

Förekommande motortyper.

Som motor förekommer LS-maskinen med alla de tidigare presenterade magnetiseringssätten. Vi återfinner alltså motorer med permanent, shunt-, separat, serie- och kom-poundmagnetisering.

Permanent magnetisering förekommer främst vid små effektstorlekar (watt) även om man har konstruerat maskiner med märkeffekter på 30 kW och med permanentmagnetmagnetisering.

Shunt- och separatmagnetisering kan i vissa avseenden anses likvärdiga vid motordrift. Om vi förutsätter att vi har tillgång till ett befintligt ls-nät kan vi naturligtvis utnyttja detta för matning av såväl shunt- som ankarkretsen. Om vi därvid vill tala om shunt- eller separatmagnetisering må närmast vara en smaksak. Se figur 1 !



Vid tillgång till ett ls-nät kan shunt- och separatmagnetisering anses som likvärdiga.

Utgår vi å andra sidan från ett befintligt vs-nät och från detta försörjer ankar- och fältkrets via var sin strömriktare är det förvisso motiverat att tala om separatmagnetisering. Se figur 2 !

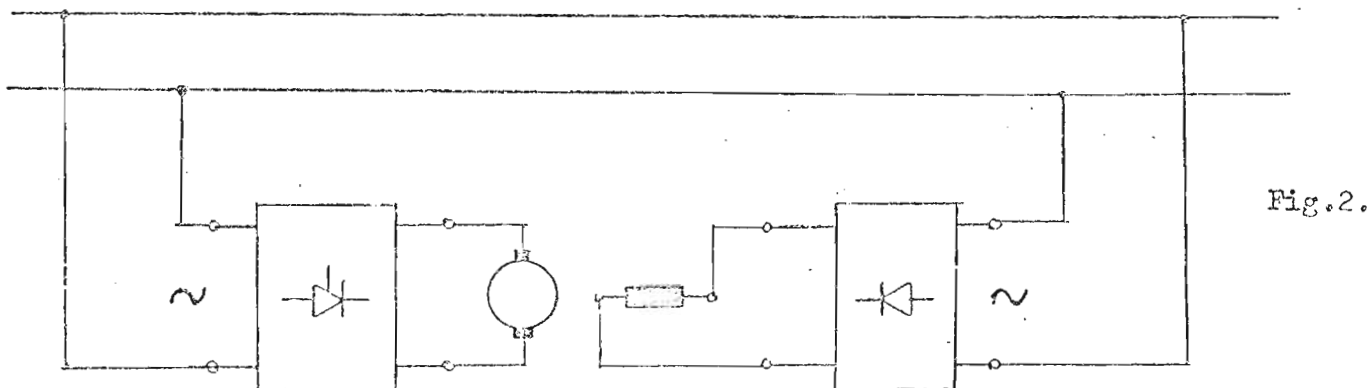


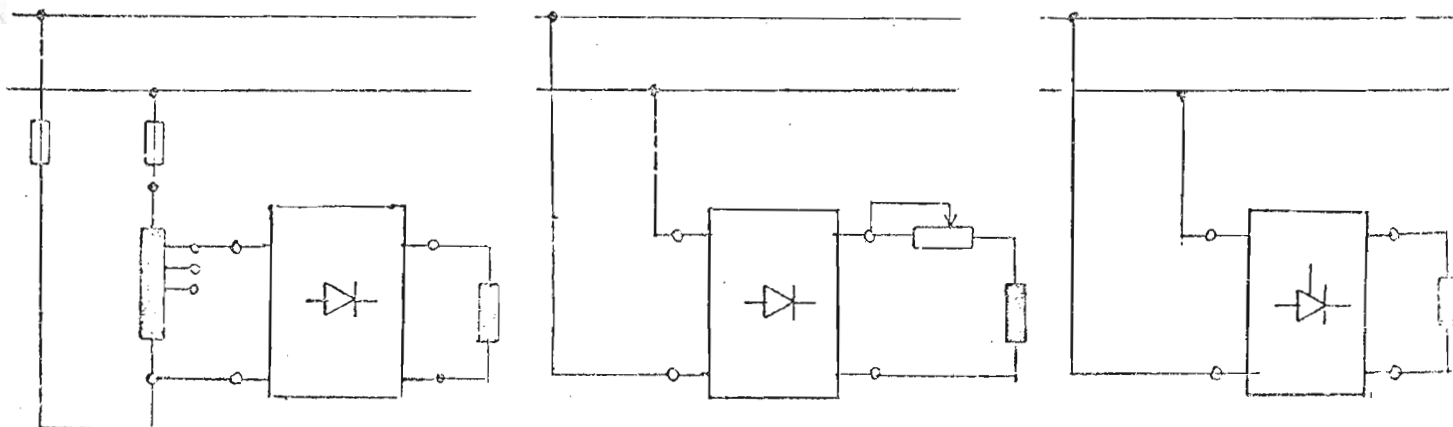
Fig.2.

Separatmagnetisering enligt ovan är alltid aktuell i reglersammanhang. Ankarkretsen matas därvid så gott som undantagslöst av en styrbar tyristorströmriktare. När det gäller fältkretsen förekommer däremot några olika varianter. Om motorn är avsedd att arbeta med väsentligen konstant fältström används en diodbrygga. För att enkelt kunna anpassa fältkretsens likspänning till olika användares nominella matningsspänning (varierar från företag till företag) ansluts diodbryggan på växelströmssidan ofta till nätet via en sparkopplad transformator. Se figur 3 ! I samband med idrifttagningen av motorn sker därvid inkoppling till lämpliga transformatoruttag så att motorns fältspänning blir den riktiga.

Önskas begränsade styrmöjligheter av fältströmmen kan en diodbrygga enligt ovan kombineras med en fältresistor i serie med fältlindningen.

Föreligger däremot önskemål om stora möjligheter att variera fältströmmen används ofta en tyristorströmriktare även för fältkretsen.

I laboratoriesammanhang kan man med fördel utnyttja en diodbrygga matad av en vridtransformator för manuell styrning av fältströmmen inom stora områden.



Matning av diodbrygga
via sparkopplad trafo.

Diodbrygga matar fält-
lindning i serie med en
fältresistor.

Fältlindning matad
av tyristorström-
riktare med variabel
utspänning.

Fig.3.

I anslutning till diskussionen ovan om strömriktares användning i ankar- och fältkretsar må det vara på sin plats att påpeka att man träffar på ett antal som det kan tyckas egendomliga likmärkspänningar hos LS-motorers fält- och ankarkretsar. De egendomliga märkvärdena betingas bl.a. av märkspänningen hos det matande växelströmsnätet, av huruvida matningen är en- eller trefasig samt av kopplingsättet för den utnyttjade strömriktaren. Vid mindre effekter används enfasstratning (fas-fas eller nolla-fas) och tvåpuls, tvåvägskoppling (graetzbryggan eller som den också kallas enfasbryggan) för såväl fält- som ankarkrets. Då effektbehovet ökar torde den trefasiga strömriktarbryggan (sexpuls, tvåvägskoppling) vara den klart dominerande.

De två huvudsätten för magnetisering av LS-motorer vid teoretiska diskussioner kan anses vara shunt- (separat-) och seriemagnetisering. I den fortsatta framställningen inriktar vi därför vårt intresse främst på dessa två magnetiseringsätt och de därav betingade olikheterna i driftegenskaper.

Kompoundmagnetiseringen uppfattar vi som ett mellanting av de två huvudsätten för magnetisering. Beroende på seriemagnetiseringens styrka relativt shuntmagnetiseringen uppvisar compoundmotorn egenskaper som tenderar att närma sig shuntmotorerna (svag seriemagnetisering) alternativt seriemotorerna (stark seriemagnetisering).

3. Grundläggande ekvationer för motorstudium.

De nedan sammanställda ekvationerna är redan bekanta från tidigare diskussioner om LS-maskinens driftegenskaper. De kan sägas beskriva förhållandena i de tre kretsar som vi har att beakta i varje LS-motor nämligen ;

<u>ankarkretsen</u>	som beskrivs av variablerna	U, E och I_a
<u>fältkretsen</u>	som beskrivs av variablerna	U_m, I_m och ϕ
<u>den mekaniska kretsen</u>	som beskrivs av	M, n (ev. $w = 2\pi n$).

De tre kretsarna ovan har samband med varandra vilket framgår av ekvationerna nedan.

Med motoriskt referensval gäller för ankarkretsen:

$$\begin{aligned} U &= E + I_a \cdot \bar{R}_a + 2\Delta U \\ E &= k_E \cdot n \cdot \phi \end{aligned}$$

För fältkretsen gäller med normalt referensval:

$$U_m = (R_m + R_{my}) \cdot I_m$$

$$\phi = f(I_m, I_a).$$

$\phi_0 = f(I_m)$ återges av TK indirekt.

För den mekaniska kretsen gäller :

$$M = k_M \cdot \phi \cdot I_a \quad \text{alternativt} \quad M = \frac{E \cdot I_a}{w}$$

$$M = M_{ax} + M_f \quad \text{ofta approximerat till} \quad M \approx M_{ax}.$$

Utöv. dessa ekvationer har man ev. anledning att påminna om rörelseekvationen (momentekvationen) för roterande system, nämligen

$$J \frac{dw}{dt} = M_{res} = M_d - M_b$$

där M_d är det drivande momentet, oftast lika med det elektrodynamiska momentet vid motorer och M_b är det bromsande momentet, oftast lika med belastningens moment inklusive motorens förlustmoment. Därvid förutsättes belastningens moment vara omräknat till motoraxelns varvtal.

4. Karaktäristiska driftkurvor.

Vid beskrivning av driftegenskaper utnyttjar man ofta med fördel grafisk representation. Man talar därvid om driftkaraktäristikor eller driftkurvor. Dessa driftkurvor är ingenting annat än den grafiska motsvarigheten till de i föregående avsnitt angivna ekvationerna.

(Man kan mycket väl klara sig med enbart ekvationerna utan att återge dem i grafisk form).

De driftkurvor som har speciellt intresse vid motordrift är följande:

Momentkurva I (MK I)	som definieras	$M = f(I_a)$	eller	$I_a = g(M)$
Momentkurva II (MK II)	som definieras	$M = f(n)$	eller	$n = g(M)$
Hastighetskurvan (HK)	som definieras	$n = f(I_a)$	eller	$I_a = g(n)$

Eftersom de tre kurvorna (graferna) innehåller endast tre storheter M , n och I_a torde det inte vara svårt att inse att de tre har samband inbördes.

Är två av graferna givna kan den tredje med enkelhet konstrueras på grafisk väg. Figur 4 "nedan" visar exempel på detta.

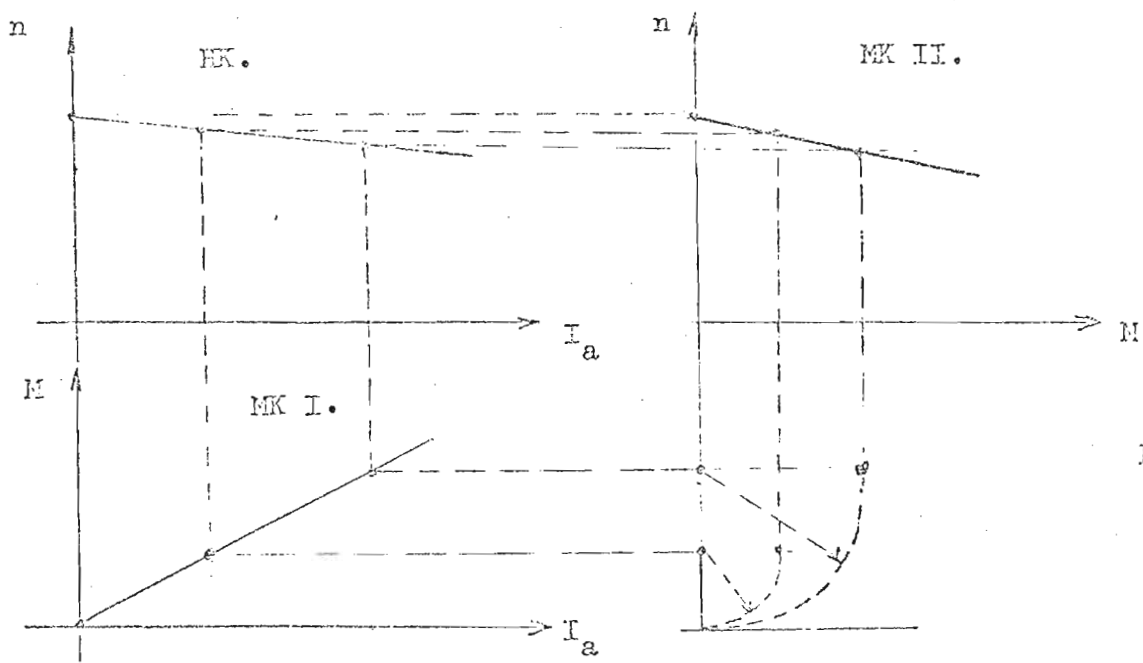


Fig. 4.

Att de tre anförda driftkurvorna har intresse kan inses på bl.a. följande sätt :

MK I : Samband mellan M och I_a utnyttjas så att man vet att för att driva en given belastning fordras ett visst elektrodynamiskt moment mot vilket svarar en bestämd ström I_a . Strömmen fås ur MK I för det aktuella momentet. Denna ström är intressant att veta ur flera synpunkter. Bl.a. kan man bedöma det matande nätet's förmåga att hålla spänningen liksom eventuell kritisk uppvärmning. Uppvärmningen kan också vara av intresse för själva motorn och för ev. speciella kylarrangemang. Även ur kommuteringssynpunkt intresserar strömmens värde.

MK II : För att kunna utveckla ett visst av belastningen bestämt elektrodynamiskt moment anpassar motorn sitt varvtalet. Varvtalet tillsammans med strömmen ger upplysning om vi kan tillåta motorn att arbeta med hänsyn till kommuteringen. Varvtalet är tillsammans med strömmen viktigt för att bedöma uppvärmning och kylning vid egenventilation. Vidare ger varvtalet upplysning om ev. rotationspåkänningar utöver tillåtna.

$M = f(n)$ är en av de två viktiga kurvor (grafer) , belastningsmomentets variation med varvtalet d.v.s. $M_b = h(n)$ är den andra, som tillsammans ingår i rörelseekvationen för roterande system. Utan dessa grafers hjälp kan Du inte bedöma dynamiska förlopp som hör ihop med start, bromsning etc.

HK : HK:s intressanta upplysningar ligger i de två momentkaraktäristikerna. Detta förstås lätt eftersom HK kan erhållas ur de två andra om dessa är kända.

Anm. De ovan införda benämningarna MK I, MK II och HK används visserligen i viss litteratur. Benämningarna är dock av underordnad betydelse.

Lin:s stölsb.

Klart angelägnare är att veta vilka samband som har intresse vid bedömning en motordrifts egenskaper.

5. Varvtalsegenskaper.

5.1. En motors naturliga varvtalsanpassning till aktuell belastning.

Rubrikens attribut naturlig innebär att inga som helst styråtgärder (åtgärder som tvingar maskinen att anta visst varvtal) är för handen. I stället gäller vissa förutsättningar om exempelvis matningsspänning och fältström. Utifrån dessa förutsättningar kommer maskinen att anpassa sitt varvtal till rådande belastningsförhållanden. Låt oss föra ett resonemang enligt fortsättningen; Vi antar att matningsspänningen U och flödet ϕ båda är konstanta storheter. Med hjälp av tidigare diskussioner vet vi att maskinen måste anpassa sitt elektrodynamiska moment till det belastningsmoment som existerar.

($M = M_{ax} + M_f$ där $M_{ax} = M_b$ = belastningsmomentet.)

För att kunna utveckla ett givet elektrodynamiskt moment måste maskinen föra en viss ankarström I_a som tillsammans med det givna flödet ger erforderligt inre moment. Låt oss speciellt titta på tomgångs- och belastat tillstånd.

Tomgång:

Tomgång för en motor innebär definitionsmsässigt att $M_{ax} = M_b = 0$.

Enda kravet på elektrodynamiskt moment är då i tomgång behovet av att övervinna förlustmomentet M_f som är mycket litet relativt motorns fullastmoment. Detta betyder att erforderlig ankarström kan anses i det närmaste försumbar.

($M = M_f \stackrel{\Delta}{=} k_M \cdot \phi \cdot I_a$). Om ankarströmmen i tomgång, I_{a0} , är försumbar inser vi att den inducerade spänningen och polspänningen är lika, alltså

$$U \approx E = k_E \cdot n \cdot \phi_0$$

Sambandet innebär att motorn i tomgång kommer att anpassa sitt varvtal så att motorn kan inducera en spänning E som väsentligen "håller jämvikt med den påtryckta nätspänningen".

Belastad motor:

$M_b = M_{ax} \neq 0$ kräver nu ett elektrodynamiskt moment M klart större än i tomgång. Maskinen måste därför på något sätt åstadkomma ett ökat $\phi \cdot I_a$! (Ökat I_a , ϕ konstant)
Hur sker detta ?

Då belastningen ansluts till motorn tenderar varvtalet att minska. Därvid minskar den inducerade spänningen $E = k_E \cdot n \cdot \phi$ varigenom den matande nätspänningen U blir större än E och förmår driva en ström genom ankarlindningen.

Motorn kommer att minska sitt varvtal till dess att skillnaden mellan U och E är just så stor att det matande nätet förmår driva en ström I_a just så stor att det drivande el.dynamiska momentet $\approx$ det belastande momentet. ($M = M_{ax} + M_f$)

Som vi skall se i ett senare avsnitt är den varvtalsändring som äger rum vid naturlig anpassning till en aktuell belastning i hög grad beroende av sättet för maskinens magnetisering.

5.2. Grundläggande varvtals ekvation.

Vid diskussion av varvtalsegenskaper och senare även vid studiet av olika sätt att styra en likströmsmotors varvtal kommer vi att utnyttja nedan angivna varvtals ekvation. Vi erhåller vår grundekvation genom att utnyttja våra tidigare angivna grundekvationer för ankarkretsen:

$$U = E + I_a \cdot \sum R_a + 2 \cdot \Delta U \quad \dots\dots (1)$$

$$E = k_E \cdot n \cdot \phi \quad \dots\dots (2)$$

Vi löser ut E ur ekv. (1) och sätter in värdet på E ur ekv. (2), alltså

$$k_E \cdot n \cdot \phi = U - (I_a \cdot \sum R_a + 2 \cdot \Delta U)$$

varur vi löser ut varvtalet n och får

$$n = \frac{U - (I_a \cdot \sum R_a + 2 \cdot \Delta U)}{k_E \cdot \phi} \quad \dots\dots (3)$$

Ekv. (3) är vår grundekvation för fortsatta varvtalsstudier. Den anger helt enkelt att vi låtit den inducerade spänningen E vara ett mått på varvtalet, ett faktum som vi antydde tidigt vid studium av LS-maskiner.

Uttrycket inom parentes i täljaren är den totala spänningsförlusten i ankarkretsen. Ökad ankarström ger ökad spänningsförlust och därmed minskad täljare (om nätspänningen U antages konstant) vilket tenderar att ge minskat varvtal.

Nämnaren innehåller som tänkbar variabel luftgapsflödet per pol. Beroende på magnetiseringssättet kan ϕ anses relativt konstant vid shunt och separatmagnetiserad maskin, om vi bortser från ankarreaktionen, respektive ganska varierande med ankarströmmen vid serie- och komppoundmotorer. I det senare fallet kommer nämnarens värde att öka vid ökad ankarström (medkomppounding antages) vilket förklarar en betydligt större varvtalsminskning vid ökad belastning hos en seriemotor än hos en shuntmotor.

För viss användning i fortsättningen skriver vi om vår ekv. (3) på följande sätt (2ΔU utelämnas av bekvämlighetsskäl. Kan ev. anses vara inbakat i $I_a \cdot \sum R_a$)

$$n = \frac{U}{k_E \cdot \phi} - \frac{\sum R_a}{k_E \cdot \phi} \cdot I_a \quad \dots\dots (4)$$

vilken ekvation vi i sin tur skriver som

$$n = n_{i0} - \Delta n$$

.....(5)

där $n_{i0} = \frac{U}{k_E \cdot \phi_\delta}$ kallas det ideala tomgångsvarvtalet

och $\Delta n = \frac{\sum R_a}{k_E \cdot \phi_\delta} \cdot I_a$ kallas varvtalsminskningen.

För det verkliga tomgångsvarvtalet inför vi beteckningen n_0 .

I de flesta fall kan vi sätta $n_0 \approx n_{i0}$. Detta gäller främst shunt- och separat-magnetiserade maskiner. Vid seriemaskiner skall vi senare finna att man teoretiskt ej har ett ändligt tomgångsvarvtal.

Avslutningsvis vill vi definiera en LS-motors basvarvtal. Begreppet återfinns i bl.a. vissa firmakataloger. Man skulle lika gärna ha kunnat tala om

motorns märkvarvtal. Basvarvtalet definieras nämligen som det varvtal till vilket motorn naturligt ställer in sig då den är driftvarm och matas med märkspänning i ankarretsen, märkström i fältkretsen och belastas med sin märk-effekt (märkmoment) så att märkström uppstår i ankarlindningen.

5.3. Shuntmotorns n , $n = f(I_a)$.

Utgå från grundekvationen för varvtalet, ekv. (3) eller (4) på föregående sida.

$$n = \frac{U}{k_E \cdot \phi_\delta} - \frac{\sum R_a}{k_E \cdot \phi_\delta} \cdot I_a$$

Låt oss i första omgången anta att såväl U som ϕ_δ är konstanta, två rimliga antaganden för en shuntmotor. Konstant nätspänning U innebär ett styvt eller möjligen konstantspänningsreglerat matningsnät. ϕ_δ konstant innebär att vi försummar ankarreaktionens fältförsvagande verkan eller antar att vi har en motor med kompenseringslindning.

Ekvationen kan skrivas som

$$n = n_{i0} - k \cdot I_a$$

där både n_{i0} och k är verkliga konstanter med våra ovan gjorda antaganden.

Detta innebär att sambandet mellan n och I_a blir en rätlinjig, fallande varvtalskaraktäristik. Se figur 5 överst på nästa sida !

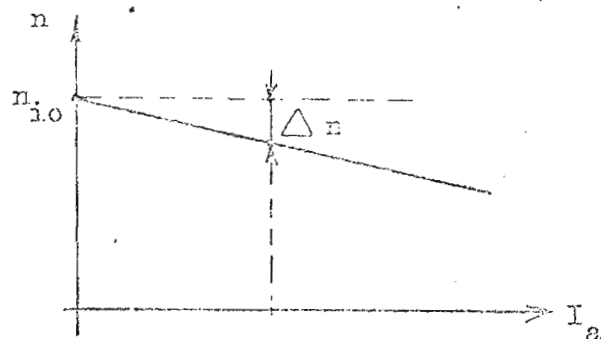


Fig. 5.

HK för en shuntmotor
med konstant ϕ_0 och U .

Varvtalsminskningen $\Delta n = k \cdot I_a$ är direkt proportionell mot ankarströmmen. (Observera vår lilla approximation att inräkna borstspänningsförlusten som en del i $\sum R_a$).

Som vi senare skall konstatera (se avsnittet om motordriftens stabilitet på sidan M23) är det önskvärt med fallande varvtalskaraktäristik av stabilitets-skäl.

Då man vill beskriva varvtalsminskningen är det brukligt att ange $\frac{\Delta n}{n_{i0}}$ vid fullastström, märkspänning U_n och märkmagnetisering I_{mn} .

Det man anger är helt enkelt den varvtalsminskning man får från tomgång till fullast uttryckt i relation till det ideala tomgångsvarvtalet.

För ordinära shuntmaskiner gäller

$$\frac{\Delta n}{n_{i0}} \approx 0,02 - 0,10$$

varvid de lägre värden hänför sig till stora motorer, de högre värdena till motorer med små märkeffekter. Den uppgivna varvtalsändringen från tomgång till fullast (vid vissa givna förutsättningar) innebär en relativt måttlig varvtalsminskning och är typisk för en motor med vad vi i fortsättningen vill kalla shuntkaraktäristik. Benämningen shuntkaraktäristik har ursprungligen uppstått i anslutning till en LS-shunt-motor men används även vid växelströmsmotorer för att allmänt karaktärisera en motor med relativt måttlig varvtalsändring från tomgång till fullast.

Vi skall senare träffa på benämningen seriekaraktäristik, varmed menas en motor med en ganska markant varvtalsändring vid ändrad belastning. Låt oss i detta sammanhang nämna en tredje typ av motor med s.k. synkron varvtalskaraktäristik. Benämningen säger att en synkronmotor har synkron karaktäristik. Därmed avses att varvtalet förblir konstant (bestäms enbart av nätfrekvens f och poltal enligt relationen $n = \frac{2f}{p}$) vid ändrad belastning. Endast under ett kort anpassningsförlopp ändras varvtalet (minskar för att sedan öka, eventuellt pendla in till det konstanta värdet).

Låt oss i anslutning till genomgången i detta avsnitt ta upp några speciella problem till diskussion.

Ann.1. Shuntmotorers tomgångsvarvtal n_0 .

I tomgång gäller $n_0 \approx n_{i0} = \frac{U}{k_E \phi_0}$;

Tongångsvarvtalet kommer alltså att vara bestämt av påtryckt polspänning U och flödet ϕ_{δ_0} (magnetiseringen).

Ann.2. Inverkan på tongångsvarvtalet p.g.a. fältlindningens uppvärming.

Antag att vi ansluter en "kall" fältlindning till en konstant fältspänning U_m .

Låt oss kalla den fältström vi erhåller I_{m01} . Motsvarande flöde må vara $\phi_{\delta 01}$.

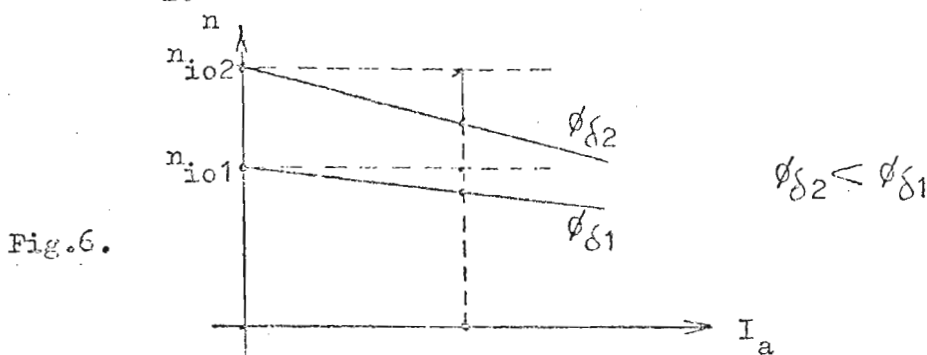
Efter viss tid har fältlindningens uppvärming ökat dess resistans varvid fältströmmen minskat till I_{m02} och flödet till $\phi_{\delta 02}$.

Vid konstant klämspanning hos motorn måste varvtalet därvid öka.

Det är alltså helt naturligt att en viss varvtalsändring äger rum hos den tongående motorn p.g.a. uppvärmingen av fältlindningen.

Ann.3. HK:s utseende vid ändrat ϕ_{δ} .

Genom att studera vår grundekvation inser vi lätt att vid minskat ϕ_{δ} kommer n_{i0} att öka liksom HK:s lutning. Se figuren nedan!



Ann.4. Följden av avbrott i fältkretsen.

Avbrott i fältkretsen innebär att ϕ_{δ} blir noll. Beroende på om motorn är tongående ev. lätt belastad eller tungt belastad kan olika reaktioner bli följden.

a) Tongående motor.

Motorn tenderar att öka sitt varvtal = tenderar att rusa för att kunna inducera en spänning lika med polspänningen. Ökat varvtal motiveras av det minskande flödet. E torde i allmänhet minska trots varvtalsökningen, varför samtidigt I_a ökar. Kommuteringsbekymmer är troliga (ev. rundslag). Mekaniskt föreligger en uppenbar risk att maskinen kan rusa sönder.

Förhoppningsvis fungerar överströmsskydd i ankarkretsen.

Ytterligare möjligheter att skydda sig vid fältbortfall är exempelvis att förse maskinen med ett s.k. minfältskydd vilket kopplar bort ankarspänningsmatningen då fältströmmen understiger ett visst inställt värde. Normalt utnyttjas ett strömrelä i serie med fältlindningen för detta skydd. Tänkbart är att använda sig av ett spänningskännande relä i fältkretsen. Därvid föreligger dock risken att man kan erhålla avbrott i fältkretsen utan att spänningen över reläet försvinner (beror på var felet inträffar i förhållande till reläets inkoppling).

Ytterligare ett sätt att förhindra rusning är att ha en överhastighetsvakt. Man kan tänka sig att utnyttja en tachometergenerators utspänning, som då den ökar vid ökande varvtal får påverka ett spänningskännande relä, som kopplar ur maskinens ankarspänningsmatning.

Då man trimmar strömriktares strömreglering är det ofta önskvärt att låta motorn stå stilla och endast köra ström genom ankarkretsen. Fältet är därvid inte inkopplat (ett ev. minfältskydd måste överkopplas). Eventuellt existerar ett svagt remanensfält i maskinens huvudpoler. Vid sådan intrimning är det synnerligen angeläget att vara beredd på att snabbt kunna styra ned matningen från strömriktaren för att förhindra rusning. Ofta försöker man att med olika anordningar låsa fast rotorn. En komplikation är därvid att man inte får köra stor ström alltför länge genom samma kommutatorsegment utan bör ändra rotorns läge för att förhindra skadlig uppvärmning av kommutatorn. Vid alltför kraftig uppvärmning kan denna nämligen ta allvarlig skada (förlora sin rundhet bl.a.). Man kan ibland klara intrimningen av strömregleringen med roterande maskin, dock ofta inte utan vissa bekymmer.

I SIND-FS 1978:6 återfinns i förklaringen till moment b i §21 en anvisning som innebär att säkringar ej får förekomma i vissa kretsar där ett strömavbrott kan medföra fara. Hit hör bl.a. LS-motorers fältkretsar.

b) Belastad motor.

Om motorn är belastad när fältbortfallet inträffar tenderar motorn att stanna eftersom den ej kan utveckla något elektrodynamiskt moment. ($M = k_M \cdot \phi \cdot I_a$ och ϕ går mot noll). Då motorvarvtalet minskar minskar också den inducerade spänningen varför strömmen ökar. Överströmsskydd kommer antagligen att lösa ut.

Ann. 5. HK:s utseende vid ändrad polspänning U.

Med hjälp av grundekvation för varvtal ser vi att $n_{io} = \frac{U}{k_E \cdot \phi}$

ändras i direkt proportion till polspänningen U medan HK:s lutning ej påverkas. Ändrat U innebär därför en parallellförflyttning av HK i n-led.

Se figuren nedan!

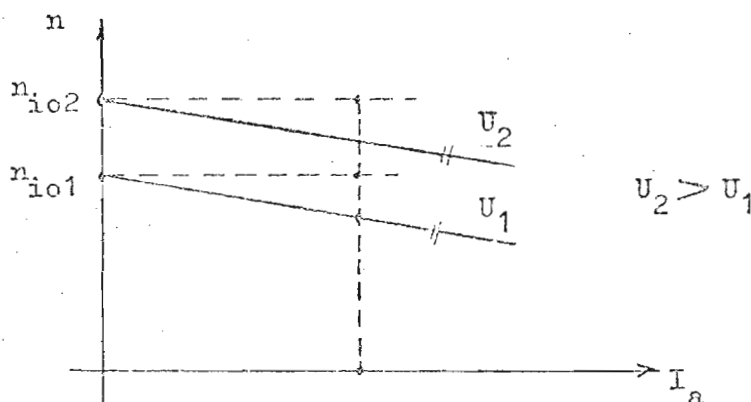


Fig.7.

Ann. 6. Resultat av idealiseringen $I_a \cdot \sum R_a = 0$; ($R_a = 0$)

Om vi skulle göra approximationen $\sum R_a = 0$ och därmed bortse från $I_a \cdot \sum R_a$ skulle detta innebära $n \approx n_{i0} = \text{konstant}$.

Shuntmotorn skulle i så fall få synkron karaktäristik eller som man också säger en styv shuntkaraktäristik.

Ann. 7. Strömmen I_a för $n=0$.

Om vi låter $n=0$ i vår grundekvation för varvtal blir strömmen $I_a = \frac{U}{\sum R_a}$. Detta är helt enkelt startströmmen. Som vi tidigare omnämnt uppgår denna vid märkspänning över ankarklämmorna till 20 - 30 - 50 gånger märkströmsvärdet. Detta är en mycket stor ström och kan normalt inte tillåtas.

Samma stora ström värde skulle också erhållas om motorn under det aktuella arbetsförloppet skulle fastbromsas. Om inga särskilda åtgärder vidtagits kommer överströmsskydden hos motorn att lösa ut.

En alternativ möjlighet, som kan tillåta fastbromsning under begränsad tid, är att vid strömriktarmatad ankarkrets strömbegränsa strömriktaren till säg två gånger märkströmsvärdet. Om fastbromsningen inte släpper inom viss tid kommer överlastskyddet att bryta bort ankarmatningen. (Bryta bort innebär i detta fall att strömriktaren styrs ned då överlastskyddet fungerar. Efter nedstyrningen fås ingen utspänning från strömriktaren.)

5.4. Ankarreaktionens inverkan på shuntmaskinens HK.

Låt oss änyo anknyta till vår grundläggande varvtalsekvation

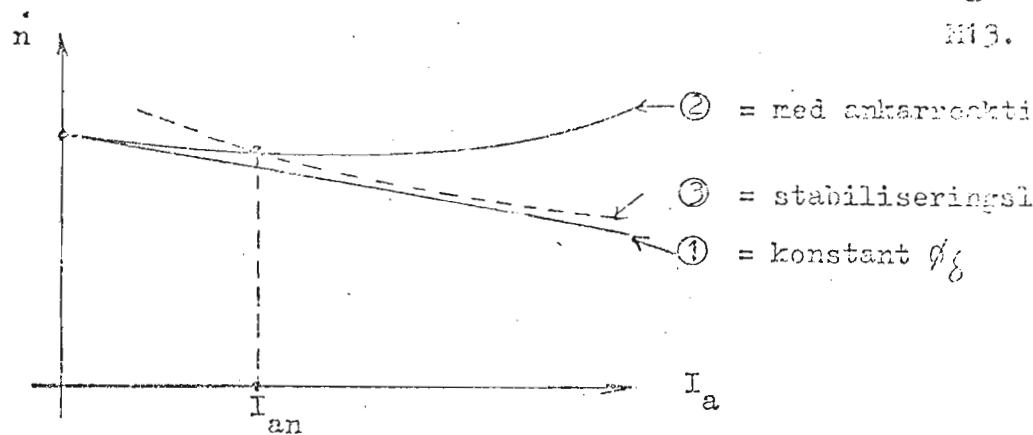
$$n = \frac{U}{k_E \cdot \phi_\delta} - \frac{\sum R_a}{k_E \cdot \phi_\delta} \cdot I_a$$

Låt oss nu beakta ankarreaktionens inverkan genom att konstatera att ϕ_δ ej längre är någon konstant utan minskar vid ökande belastningsström I_a . Även om vi håller strömmen I_m i shuntlindningen konstant.

$I_a \sum R_a$ tenderar att minska varvtalet då I_a ökar medan minskningen av ϕ_δ vid ökande I_a tenderar att öka varvtalet. Observera även att ϕ_δ ingår i termen $\frac{U}{k_E \cdot \phi_\delta}$ varför ett minskat flöde ger en ökning i varvtalet p.g.a. denna terms ökade värde.

Beroende på de inbördes proportionerna mellan $I_a \cdot \sum R_a$ och flödesförsvagningen Δ kan olika resultat bli fallet. Vid mindre I_a - värden är ankarreaktionens verkan försumbar och vi har fortfarande en fallande karaktäristik. Vid ökad ström blir dock ankarreaktionen mer märkbar och kan faktiskt leda till ett ökande varvtal som i figuren överst på nästa sida.

Fig. 8.



Tendenser till ökande varvtal kan vid relativt normala motorer inträffa redan vid I_a - värden uppgående till $(1,5 - 2,0) \cdot I_{an}$. En sådan karaktäristik kan i regel ej accepteras eftersom den innebär icke-stabila egenskaper. Vanligt förekommande åtgärder för att eliminera ankarreaktionens inverkan är antingen att förse maskinen med en kompenseringslindning, som helt upphäver ankarets fältförsvagning, eller förse maskinen med en s.k. stabiliseringslindning, vilken helt enkelt är en svagt medverkande serielindning. Dess funktion är att ge en tillsatzmagnetisering som motverkar ankarreaktionens försvagande verkan. Observera dock olägenheten med en serielindning vid ev. reversibeldrift.

Grafisk beskrivning av ankarreaktionens inverkan på HK.

Vi önskar i detta avsnitt på grafisk väg åskådliggöra vad proportionerna inbördes mellan $I_a \cdot \sum R_a$ och ankarreaktionens fältförsvagning har för inverkan på motorns HK. I stället för att införa $\Delta\phi$ uttrycker vi flödesförsvagningen genom att införa den ekvivalenta shuntströmsminskning ΔI_{ma} som motsvarar den tidigare använda flödesminskningen $\Delta\phi$.

Studera först vad som skulle ske om vi inte hade någon flödesminskning.

Antag att fältströmmen är konstant I_{mo} . Vi erhåller då ett tomgångsvarvtal n_0 bestämt av att $U \approx E = k_E \cdot n_0 \cdot \phi_0$. Se figuren nedan!

Belastar vi nu maskinen får vi en inducerad spänning $E = U - I_a \cdot \sum R_a$. Vid oförändrat flöde blir då varvtalet n' som kan bestämmas ur sambandet

$$\frac{n'}{n_0} = \frac{E}{U}$$

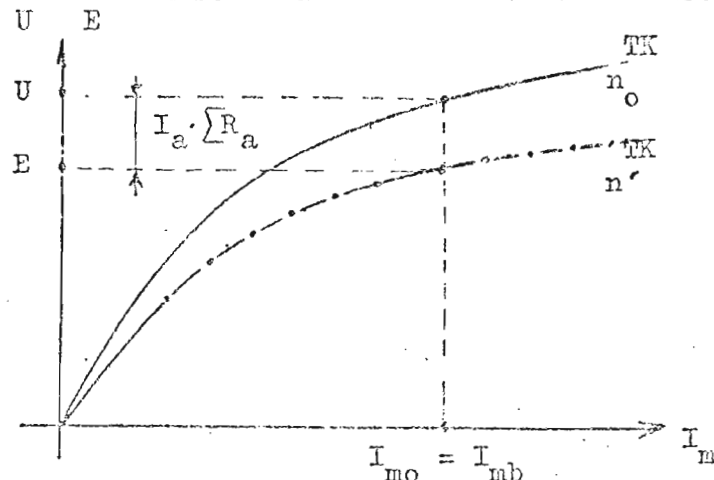


Fig. 9.

P.g.a ankarreaktionens inverkan kommer vi att erhålla ett varvtal $n_b \neq n'$. I figuren nedan kan vi tänka oss tre olika LS-motorer som vid den aktuella ankarströmmen har samma fältförsvagning ΔI_{ma} men som har olika $\sum R_a$ och därmed olika $I_a \cdot \sum R_a$. Om TK antages given för n_o kan då olika fall inträffa, vilket ger att $n_b \gtrless n_o$.

Fall 1.

$$\frac{n_b}{n_o} = \frac{E_1}{E_b}; n_b > n_o; E_b = E_2$$

Fall 2.

$$\frac{n_b}{n_o} = \frac{E_2}{E_b}; n_b = n_o;$$

Fall 3.

$$\frac{n_b}{n_o} = \frac{E_3}{E_b}; n_b < n_o.$$

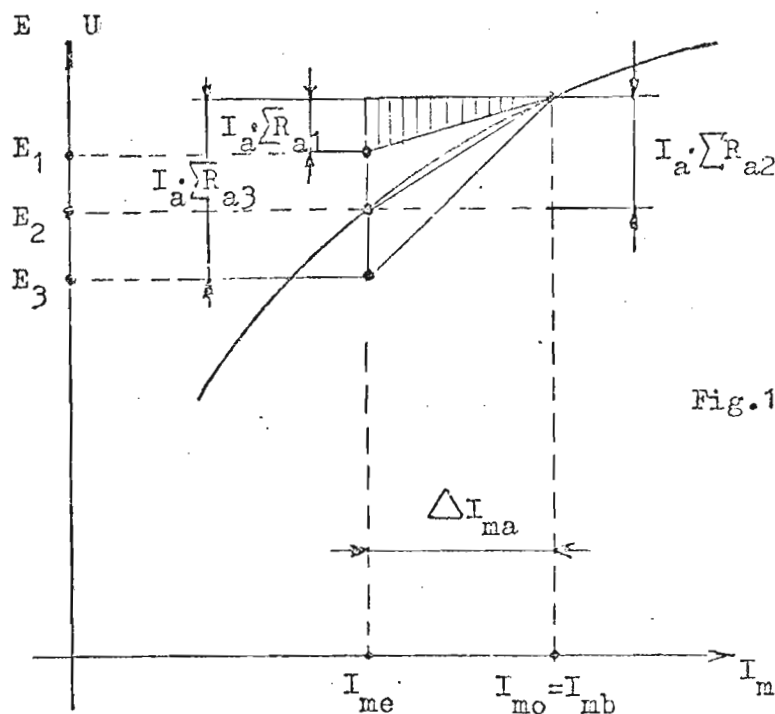


Fig.10

[Anm. Om vi haft en annan magnetiseringsström än den antagna hade vi haft annan mättningsgrad i polerna. Därvid hade samma I_a ej givit samma ΔI_{ma} . Detta förklarar varför HK-graferna för olika ϕ_{do} (I_{mo}) ej är likformiga med varandra.]

5.5. Seriemotorns HK.

Antag konstant polspänning U . Om ϕ_δ som alstras av ankarströmmen I_a gör vi inledningsvis följande, förenklande antagande; låt ϕ_δ vara proportionellt mot I_a svarande mot linjära magnetiska förhållanden (rätlinjig MK och TK).

Vi kan då skriva $\phi_\delta = k_\phi \cdot I_a$.

(I verkligheten kommer man fram till att vi bör skriva $\phi_\delta = k \cdot I_a^x$, där exponenten x är mindre än 1.)

Låt oss sätta in vårt uttrycket för flödet i den grundläggande varvtalsekvation

Vi får

$$n = \frac{U}{k_E \cdot \phi_\delta} - \frac{\sum R_a}{k_E \cdot \phi_\delta} \cdot I_a$$

$$n = \frac{U}{k_E \cdot k_\phi \cdot I_a} - \frac{\sum R_a}{k_E \cdot k_\phi} =$$

$$= \frac{U}{k_1 \cdot I_a} - k_2$$

Grafiskt blir karakteristiken som figuren nedan visar .

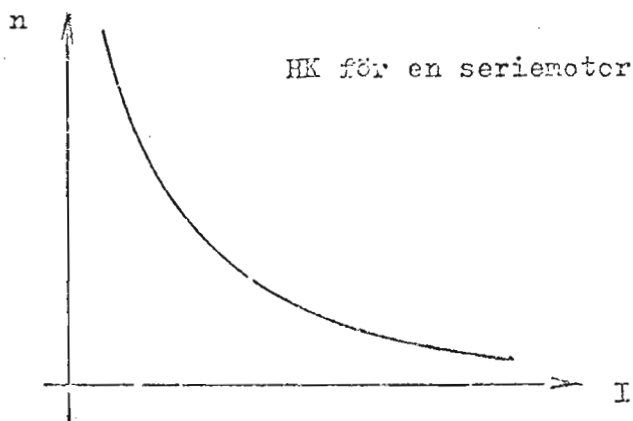


Fig.11.

Vi avslutar med att diskutera några speciella problem vid seriemotorer.

Ann.1. Seriemotorn i tomgång.

Först erinrar vi oss $M = k_M \cdot \phi \cdot I_a \Rightarrow k_M \cdot k_\phi \cdot I_a^2$ om vi fortfarande låter vårt antagande om linjär HK gälla.

I tomgång då vi inte tar ut någon axelbelastning är erforderligt elektrodynamiskt moment litet varför strömmen I_a också är liten i tomgång. Av vårt uttryck för varvtalet n liksom ur motsvarande graf ser vi att seriemotorn tenderar att rusa i tomgång. (Om I_a går mot noll försvinner flödet vilket maskinen försöker kompensera genom att öka sitt varvtal).

Vid normala seriemotorer föreligger en uppenbar risk att maskinen mekaniskt tar skada om den får arbeta i tomgång. Seriemotorer får ej arbeta i tomgång. Detta innebär att man alltid måste ha en viss grundlast. Eventuellt kan man ytterligare gardera sig mot rusningsrisken medelst en rusningsvakt (hög-hastighetsvakt). Mot bakgrunden av vad som nu sagts inses lätt att man ej bör använda remtransmissioner mellan en seriemotor och dess drivna last. Skulle remmen falla av uppstår tomgång, vilket ej är tillåtet.

Vid maskiner för små effekter (handbormaskiner etc.) händer i regel ingenting farligt om låter dessa arbeta i tomgång. Då varvtalet ökar, ökar nämligen rotationsförlusterna med varvtalet och antar ganska snart sådan storlek att motsvarande bromsande moment ger tillräcklig belastning för att förhindra rusning. Observera att motsvarande problem ej existerar för en shunt-(separat-) magnetiserad motor, vilken om den har fält, uppvisar ett ändligt tomgångsvarvtal.

Anm.2. Ankarströmmen I_a då $n = 0$.

På samma sätt som för shuntmotorn får vi startströmmen då $n = 0$ att bli

$$I_a = \frac{U}{\sum R_a}$$

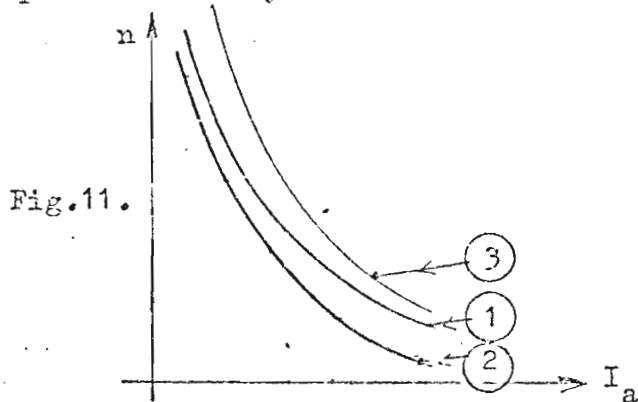
vilket är en normalt ej tillåten ström p.g.a. sitt alltför stora värde.

Anm.3. Seriekaraktäristik.

Seriemotorns HK antyder kraftiga varvtalsändringar vid ändrad belastning. Detta har sin förklaring i att man inte endast ändrar spänningsförlusten utan samtidigt flödet. En varvtalskaraktäristik med kraftiga varvtalsändringar brukar beskrivas som en typisk seriekaraktäristik.

Anm.4. Karaktäristikens beroende av ändrad polspänning U .

Av ekvationen för HK på föregående sida inser vi att ändrad polspänning U parallellförflyttar HK i n -led. Se figuren nedan !

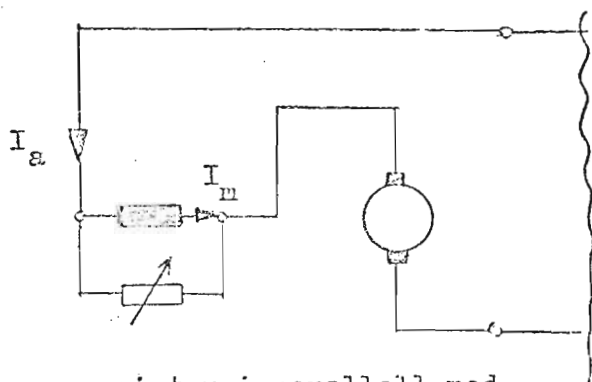


- ① $\hat{=}$ full nätspänning och full magnetisering.
- ② $\hat{=}$ reducerad nätspänning och full magn.
- ③ $\hat{=}$ full nätspänning men reducerad magnetisering..

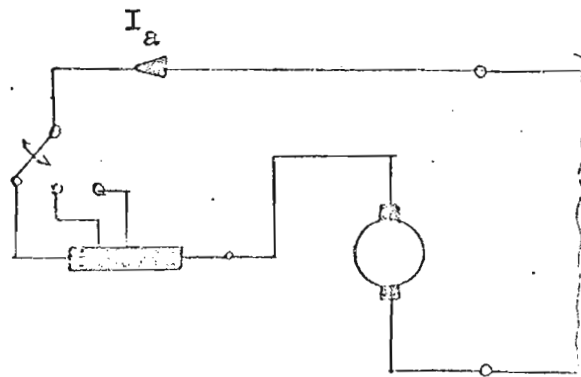
Anm.5. Karaktäristikens beroende av ändrat fält.

Låt oss först påminna om hur man för en given totalström i ankarkretsen kan åstadkomma olika fält genom speciella arrangemang. Dels kan man tänka sig att serielindningen försetts med flera uttag, dels att man parallellt med serielindningen inkopplat en lågohmig shuntresistor. (Se ett tidigare kapitel om LS-maskiners magnetisering!). Figurerna nedan visar tänkta anordningar. Därtill åskådliggörs en "fältstyrnings" inverkan på HK (Se figur 11 ovan !

Fig.12.



resistor i parallell med magnetiseringslindningen.



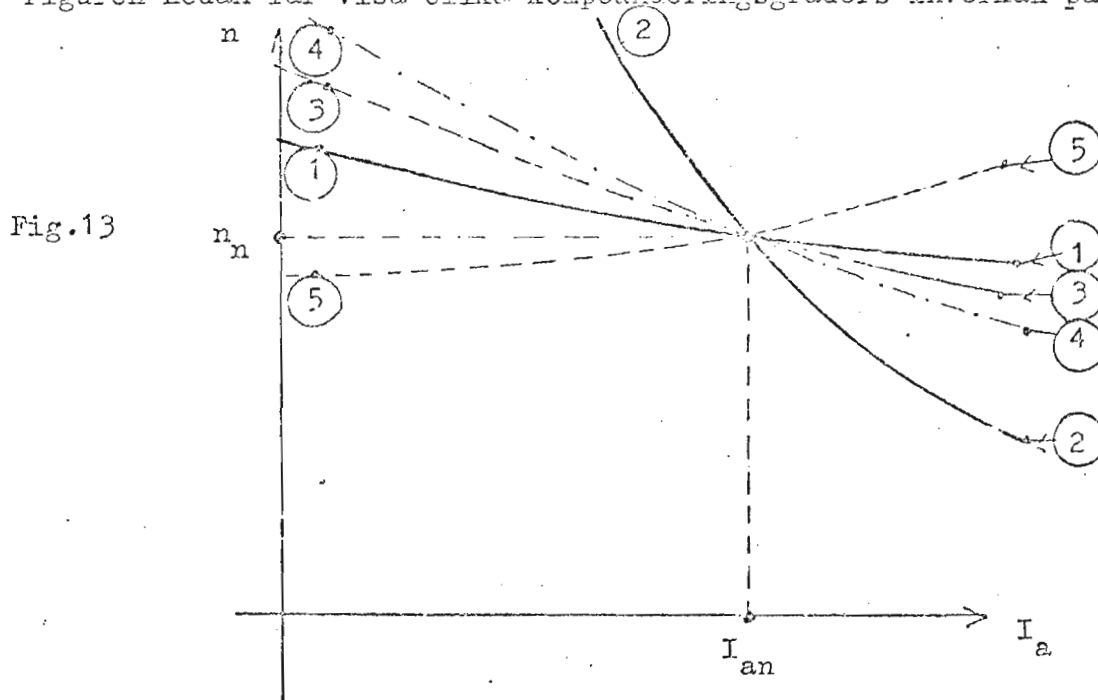
magnetiseringslindningen är försedd med flera uttag.

5.6. Kompoundmotorers HK.

Utan större besvär kan vi med hjälp av den grundläggande varvtalsökvationen inse hur en med- eller motverkande serielindning påverkar LS-maskinens varvtalsgenskaper som motor.

Att man överhuvud taget använder kompoundmotorer beror på att man vill utnyttja det bästa hos shunt- liksom hos seriemotorn. Den förra har bl.a. ett begränsat tomgångsvarvtal medan den senare bl.a. har goda startegenskaper (diskuteras i ett senare avsnitt).

Figuren nedan får visa olika kompouderingsgraders inverkan på HK.



- ① = HK för shuntmotor
- ② = HK för seriemotor
- ③ = HK för svagt medkompouderad motor
- ④ = HK för starkt medkompouderad motor
- ⑤ = HK för motkompouderad motor.

6. LS-motorns strömbehov vid givet moment. (MK I)

För att kunna utveckla ett elektrodynamiskt moment måste LS-motorn i varje ögonblick ha ett flöde och en ankarström som tillsammans ger momentet enligt

$$M = k_M \cdot \phi \cdot I_a .$$

Som vi redan tidigare klargjort bestäms det elektrodynamiska momentet i sin tur av erforderligt axelmoment, som skall vara lika stort som det belastande momentet i stationär drift.

Enligt definitionen för MK I skall denna karktäristik ange sambandet mellan M och I_a .

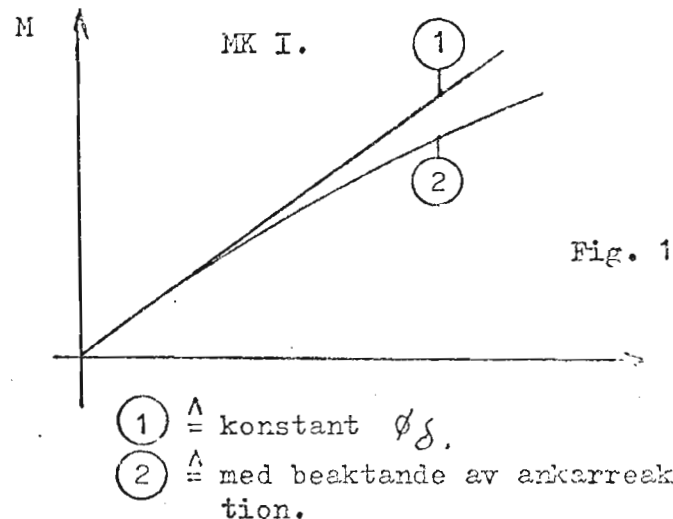
6.1. Shuntmaskinens MK I.

Låt oss anta konstant ϕ . Vi bortser alltså från ankarreaktionen eller tänker oss en maskin med kompenseringslindning. Uttrycket för M kan då skrivas

$$M = k_M \cdot \phi \cdot I_a \Rightarrow k \cdot I_a .$$

Det råder alltså ett proportionellt samband mellan elektrodynamiskt moment och ankarström I_a . I_a ändras alltså i samma takt som M . Se figuren nedan !

Om vi vill beakta ankarreaktionens inverkar så vet vi att p.g.a. minskningen i flöde vid ökande ström måste strömmen växa något fortare än M . I figuren till höger visas ett exempel på hur sambandet då kan se ut.



Vi diskuterar några speciella problem.

Anm.1. Högsta tillåtna moment $M_{\max}$.

$M_{\max}$ som kan tillåtas bestäms av största tillåtna ström vid märkflöde.

I litteraturen anges det s.k. överlastförhållandet $M_{\max} : M_n$.

Vid okompenserade maskiner får förhållandet bli 1,6 - 1,8 och vid kompenserade maskiner kan man tillåta upp till 2,2.

I samband med start förekommer $M_{st} \approx 2,5 \cdot M_n$. (Lägre varvtal vilket är fördelaktigt ur kommuteringssynpunkt).

Anledningen till att man måste begränsa den tillåtna strömmen och därmed momentet är dels kommuteringskrav, dels uppvärmningskrav. Dessutom kan man vid okompenserade och ostabiliserade motorer få tendenser till ökat varvtal vid överlast p.g.a. ankarreaktionens inverkan.

Vid strömriktarmatade maskiner är det mycket vanligt att man begränsar strömmen

till dubbla märkströmmen så länge varvtalet ligger under basvarvtal. Dubbla märkströmmen tål de moderna maskinerna i 1 minut utan att uppvärmas skadligt.

Vid diskussion av maximalt tillåtet moment bör man ev. också uppmärksamma axeltapparnas belastningsförmåga.

Ann.2. MK:s beroende av ändrat ϕ_δ .

Vid ändrat ϕ_δ kommer självfallet M:s värde att ändras vid given ankarström I_a . I figuren visas MK:s utseende vid olika konstanta ϕ_δ .

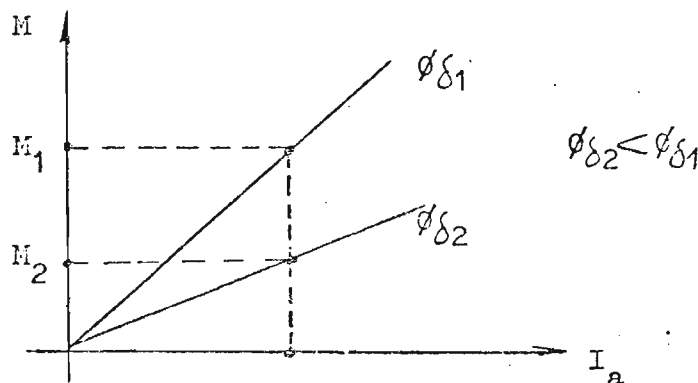


Fig.15.

6.2. Seriemotorns MK I.

Antag att $\phi_\delta = k_\phi \cdot I_a$ (linjär MK). För momentet kan vi då skriva

$$M = k_M \cdot \phi_\delta \cdot I_a \Rightarrow k_M \cdot k_\phi \cdot I_a^2$$

Motsvarande graf visas i figuren till höger.

Om ankarreaktion beaktas och därtill att vi har icke linjär MK kommer den verkliga karaktäristikan att hamna under den "teoretiska".

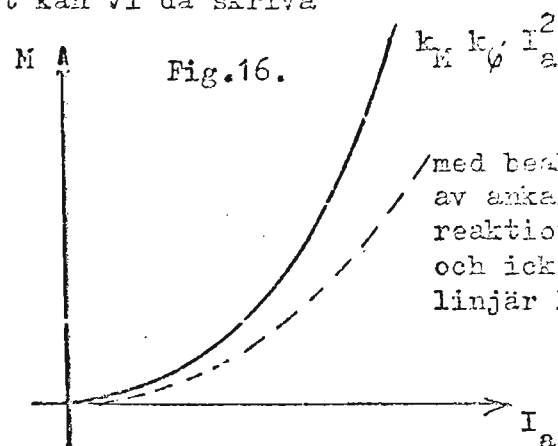


Fig.16.

Ann.1. Stora moment i seriemotorer.

P.g.a. att ankarströmmen samtidigt är magnetiseringsström inses att man erhåller ganska betydande moment vid stora strömmar. Detta är aktuellt vid exvis start, även om man måste begränsa startströmmen.

Detta torde vara en av seriemaskinens mest utmärkande egenskaper :

Stort moment vid start och i allmänhet vid stora strömmar.

Självfallet kan startmomentet bli relativt betydande vid en shuntmaskin med viss överström. Dock ger en seriemaskin klart större momentutvecklingen vid samma magnetiska utnyttjning (= samma flödestätheter i den magnetiska kretsen).

Ann.2. Strömindring vid ändrat moment.

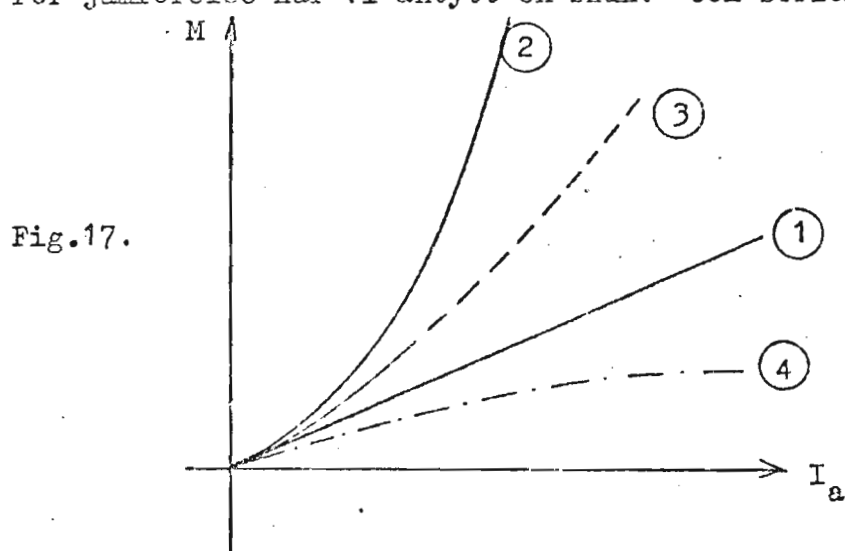
Om vi vid en shunt maskin ökar momentet M ökar strömmen i samma proportion. Vid en seriemaskin behöver emellertid strömmen ej öka lika fort p.g.a. att momentet är proportionellt mot strömnens kvadrat.

Vid en fördubbling i moment kräver shuntmotorn en fördubblad ankarström medan seriemotorn endast behöver öka sin ström med en faktor $\sqrt{2} \approx 1,4$. Detta kan ha stor betydelse vid belastningar som varierar starkt. Genom att ha seriekaraktär på MK (kan mycket väl tänkas åstadkommen med kompondmotor) kan man undvika alltför stora strömstötter och besvärande återverkningar på det matande nätet.

6.3. Kompondmotorns MK I.

Vi redovisar endast graferna för några olika komponderingsfall.

För jämförelse har vi antytt en shunt- och seriemotors motsvarande karaktäri.



- ① = MK I för shuntmotor
- ② = MK I för seriemotor
- ③ = MK I för medkomponderad motor
- ④ = MK I för motkomponderad motor.

7. LS-motorns momentkaraktäristik $M = f(n)$. (MK II.)

Som redan påpekats har denna karaktäristik stor betydelse tillsammans med belastningens momentkaraktäristik $M_b = g(n)$ då det gäller att bestämma det stationära varvtalet. Därtill fordras tillgång till båda de nu nämnda graferna för att kunna göra vissa bedömningar av start- och bromsförlopp. För att få tag i MK II kan man antingen gå fram på rent analytisk väg eller grafiskt konstruera fram den ur MK och MK I. (Se sidan M5 !)

Vi visar hur man analytiskt får fram ett grunduttryck för en fortsatt diskussion:

Utgå från
$$n = \frac{U}{k_E \cdot \phi_\delta} - \frac{\sum R_a}{k_E \cdot \phi_\delta} \cdot I_a \quad \dots\dots (1)$$

$$M = k_M \cdot \phi_\delta \cdot I_a \quad \dots\dots (2)$$

Genom att ur (2) utlösa I_a och insätta erhållet värde i ekv. (1) fås

$$n = \frac{U}{k_E \cdot \phi_\delta} - \frac{\sum R_a}{k_E \cdot k_M \cdot \phi_\delta^2} \cdot M \quad \dots\dots (3)$$

Ekv. (3) får vara vårt grunduttryck för fortsättningen.

Egentligen borde vi kanske lösa ut M explicit som en funktion av n.

Det visar sig dock vara betydligt enklare att bibehålla n utlöst.

(Om $M = f(n)$ gäller att $n = g(M)$.)

7.1. Shuntmotorns MK II.

Antag att ϕ_δ och polspänningen U båda är konstanta. Vi får då

$$\begin{aligned} n &= \frac{U}{k_E \cdot \phi_\delta} - c \cdot M \\ n &= n_{i0} - c \cdot M \stackrel{\wedge}{=} n_{i0} - \Delta n. \end{aligned}$$

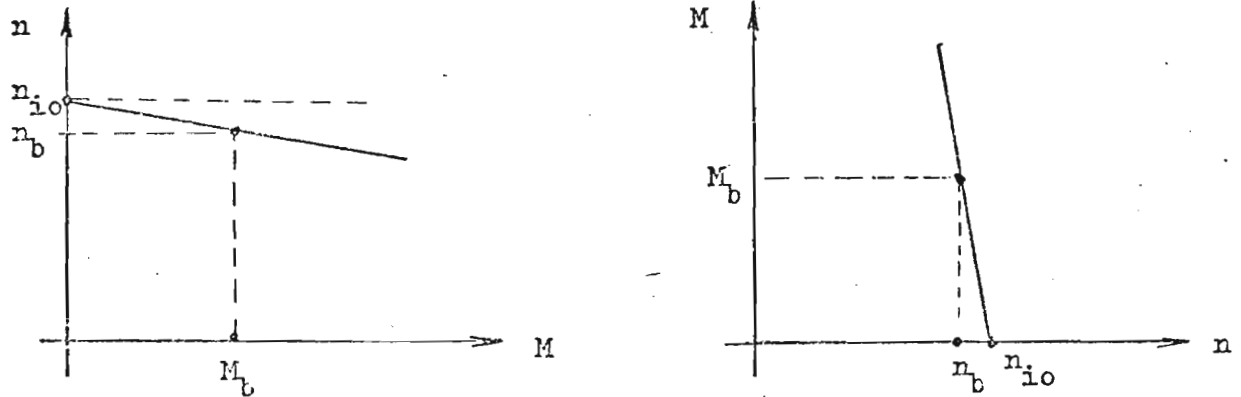
Varvtalet n beror alltså av momentet M på samma sätt som av ankarströmmen I_a .

(Ganska naturligt eftersom moment och ankarström är proportionella mot varandra med våra antaganden.)

Om vi läser diagrammet nedan som $M = f(n)$

ser vi att M minskar då n ökar. (Se nästa sida !)

Ans: skolat.



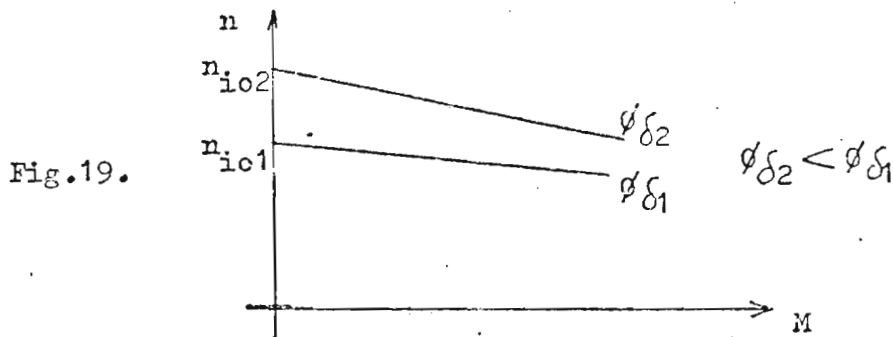
För $M = 0$ erhålles tomgångsvarvtalet $n_{io} \approx n_o$.

För $n = 0$ erhålles $M = M_{start}$. (Ej visat i figuren ovan.)

Varvtalsändringen från tomgång till fullast rör sig om 0,02 till 0,10 vid märkspänning och märkmagnetisering. Detta är typisk shuntkaraktäristik.

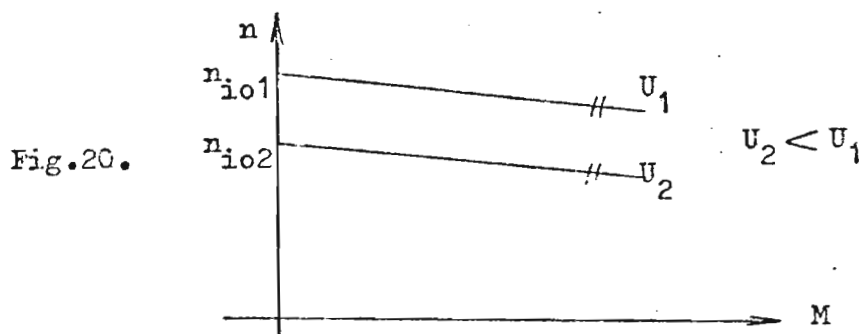
Anm.1. Inverkan av ändrat ϕ på MK II:s utseende.

Ändrat ϕ påverkar MK II på "samma sätt" som HK påverkas för en shuntmotor. Jämför sidan M10! Figuren nedan visar flödesändringens inverkan.

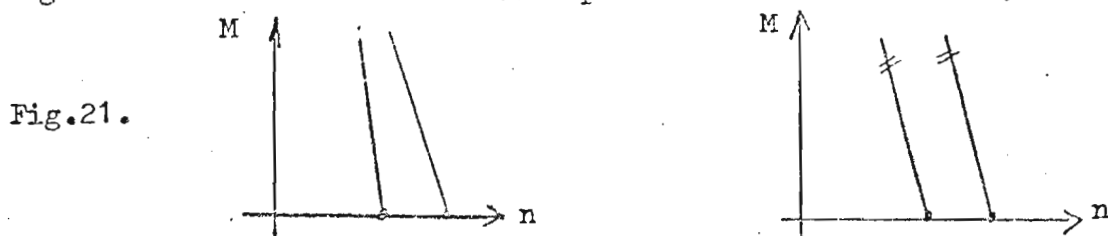


Anm. 2. Inverkan av ändrad polspänning U på MK II:s utseende.

På sidan M11 har vi redan visat hur ändrat U påverkar HK. Samma sorts ändring fås vid studium av ändrad spännings inverkan på MK II. Se figuren nedan!



Om vi önskar rita $M = f(n)$ i stället för $n = g(M)$ har vi bara att rita om figurerna under anm.1 och 2 ovan på sätt som visas nedan.



7.2. Ankarreaktionens inverkan på MK II hos en shuntmaskin.

Vi uttrycker $n=f(M)$ på sätt som framgår av ekv. (3) på sidan M20, alltså

$$n = \frac{U}{k_E \cdot \phi_\delta} - \frac{\sum R_a}{k_E \cdot k_M \cdot \phi_\delta^2} \cdot M$$

Ur den givna ekvationen framgår att ett ökat moment tenderar att sänka varvtalet medan ett minskat ϕ_δ (p.g.a. ankarreaktion) tenderar att öka varvtalet. (Eftersom ϕ_δ ingår även i den första termens nämnare kommer en minskning i ϕ_δ ytterligare att accentuera tendenser till varvtalsökning.) Då motorns ankarström överstiger ett visst värde (M överstiger ett visst värde) kommer den beskrivna ökningen att överstiga minskningen p.g.a.

ökad ström, varför varvtalet ökar. Se figuren nedan! Jämför även vad som sagts på sidorna M12 och M13! Motåtgärder mot sådan karaktäristik är antingen en stabiliserande serielindning eller en kompensationslindning.

För en modelstor stabiliserad maskin minskar varvtalet till dess belastningen är 1,5 x märkmomentet, varefter en ökning kan skönjas.

Vid en motor med kompenseringslindning kan det "linjära" området med fallande karaktäristik utsträckas till betydligt större lastmoment.

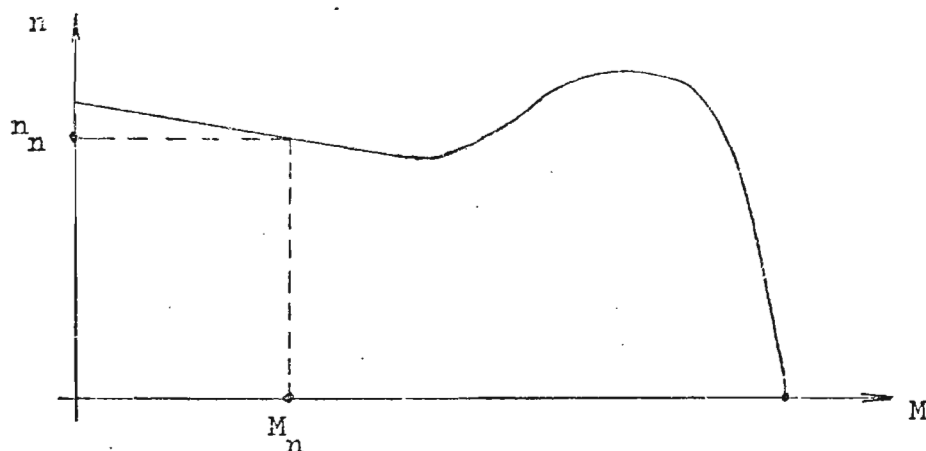


Fig.22.

7.3. Seriemotorns MK II.

Låt oss hålla fast vid vårt tidigare antagande att $\phi = k_\phi I_a$, innebärande linjär MK. Vi kan då skriva $M = k_M \cdot \phi_\delta \cdot I_a \Rightarrow k_M \cdot k_\phi \cdot I_a^2$.

Löser vi ut I_a uttryckt i M får vi

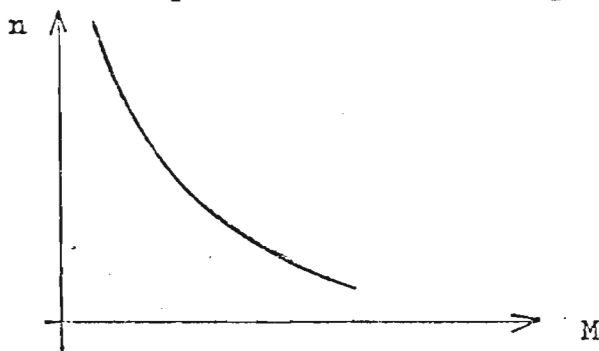
$$I_a = \frac{\sqrt{M}}{\sqrt{k_M k_\phi}} \Rightarrow k \sqrt{M}$$

Detta I_a insatt i vår grundläggande varvtalsuttryck ger $n = f(M)$;

$$\begin{aligned} n &= \frac{U}{k_E \cdot \phi_\delta} - \frac{\sum R_a}{k_E \cdot \phi_\delta} \cdot I_a \\ n &= \frac{U}{k_E \cdot k_\phi \cdot I_a} - \frac{\sum R_a}{k_E \cdot k_\phi} \\ n &= k_1 \frac{U}{\sqrt{M}} - k_2 \end{aligned}$$

Mot det givna uttrycket $n = f(M)$ svarar följande karaktäristiska graf. Vi ser att den påminner om utseendet på seriemotorns HK.

Fig.23.



Då M går mot noll (tomgående motor) tenderar maskinen att rusa iväg. Vid ändrat moment fås en ganska stor varvtalsändring jämfört med en shunt- eller separatmagnetiserad motor. Detta är typiskt för en motor med seriekaraktäristik.

7.4. Motordriftens stabilitet i stationär drift.

Redan i ett tidigt skede av studierna kring motordrift har påpekats betydelsen av såväl motorns drivande karaktäristik som belastningens bromsande karaktäristik. Stationär drift fås då drivande och bromsande moment är lika stora.

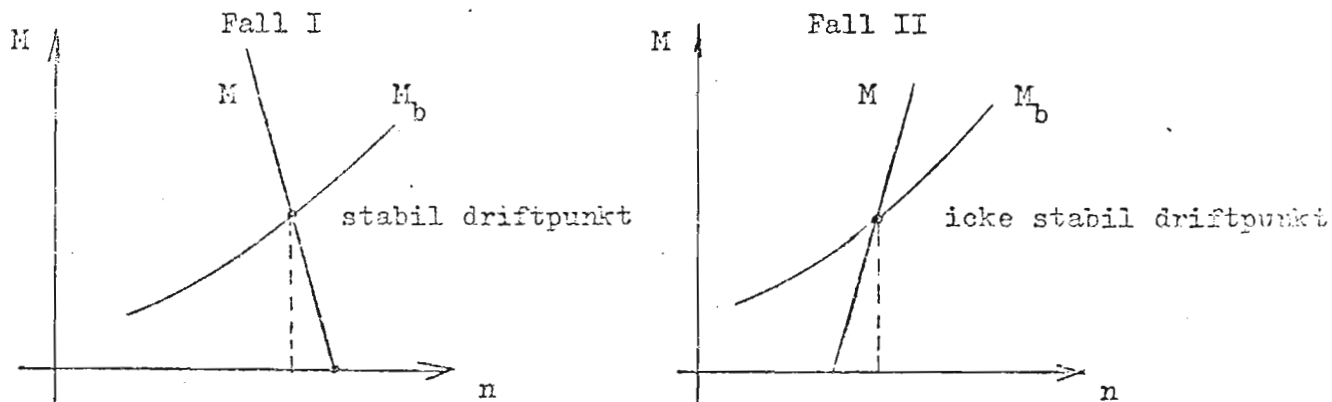
Jämför rörelselagen för roterande system : $J \frac{dw}{dt} = M_d - M_b$.

Stationär drift innebär konstant varvtal d.v.s. $\frac{dw}{dt} = 0$.

Beroende på de två diskuterade karaktäristikornas utseende kan man erhålla skärningspunkter mellan dem ($M_d = M_b$) vilket i och för sig är ett första villkor för att erhålla stationär driftpunkt. Dock visar det sig att man dessutom har anledning att undersöka om den stationära driftpunkten är stabil eller ej. Låt oss diskutera denna fråga på följande sätt :

Först slår vi fast att en driftpunkt är stabil om vi vid en varvtalsändring (varvtalsstörning från det varvtal som motsvarar den stationära punkten) erhåller sådana reaktioner hos drivsystemet (motor plus belastning) att systemet strävar att återgå till det ursprungliga varvtalet. Skulle reaktionerna i stället sträva att ytterligare avlägsna systemet från den stationära driftpunkten talar vi om en icke-stabil driftpunkt.

I figuren överst på nästa sida visar vi två olika fall, båda innebärande en stationär driftpunkt så till vida att $M_d = M_b$. Låt oss undersöka huruvida de två punkterna motsvarar stabil eller icke stabil drift.



I fall I till vänster i figuren ovan konstaterar vi ;

Ökat varvtal innebär $M_b > M$ varför systemet bromsas och återförs till den ursprungliga driftpunkten.

Minskat varvtal innebär $M_b < M$, varför systemet även i detta fall återförs till den ursprungliga driftpunkten.

I fall II till höger i figuren ovan konstaterar vi ;

Ökat varvtal innebär $M_b < M$ varför systemets varvtal ytterligare ökas, varvid vi avlägsnar oss från driftpunkten.

Minskat varvtal innebär $M_b > M$ varför systemets varvtal minskas ytterligare, varvid vi avlägsnar oss ifrån den ursprungliga driftpunkten.

I fall II kommer varvtalet att öka till dess vi hittar en ny stabil, stationär driftpunkt vid högre varvtal eller överhastighetsskydd kopplar bort maskinen. På samma sätt vid minskande varvtal. Antingen hittar vi ett stationärt, stabilt drifttillstånd vid ett lägre varvtal eller kommer maskinen att stanna. Ev. löser vissa skydd (överströmsskydd) ut.

Uppenbart är att fall II ovan motsvarar en icke stabil driftpunkt medan fall I har en stabil sådan.

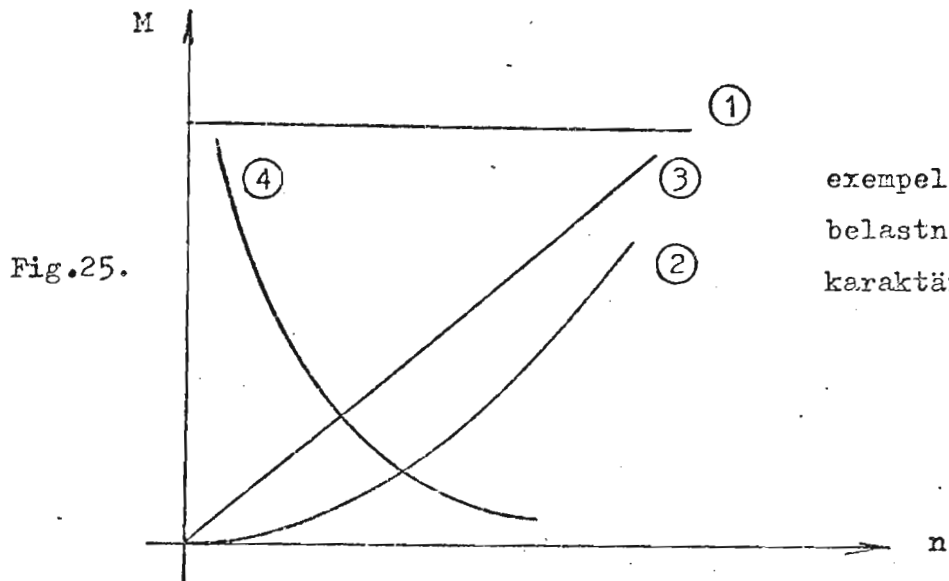
Små störningar med tendens till varvtalsändringar som vi förutsatt i vår diskussion förekommer alltid i fysikaliska drivsystem.

Om man vill kan med matematikens hjälp formulera följande allmänna villkor för stabil driftpunkt :

$$\frac{dM}{dn} < \frac{dM_b}{dn}$$

d.v.s lutningen (tangentens lutning) hos motorns momentkurva skall vara mindre än lutningen hos belastningens momentkurva i den aktuella driftpunkten.

Om man undersöker de vanligast förekommande typerna av belastning finner man att det som regel är möjligt att någorlunda beskriva dem på något av de sätt som visas på nästa sida. Efter att ha tittat lite närmare på de där visade belastningsgraferna förstår vi varför man vid motordrift eftersträvar fallande momentkaraktäristik ; helt enkelt för att erhålla stabila, stationära driftpunkter.



exempel på vanligt förekommande belastningars moment-varvtals-karaktäristikor.

- ① $\hat{M}$ = konstant lastmoment. Förekommer mycket ofta i industriella drivsystem.
- ② $\hat{M}$ = moment som ökar kvadratisk med varvtalet. Hit hör exempelvis centrifugpumpar och centrifugalfläktar.
- ③ $\hat{M}$ = linjärt stigande moment. Förekommer mera sällan.
- ④ $\hat{M}$ = moment som är omvänt proportionellt mot varvtalet. Förekommer bl.a. i vissa verktygsmaskiner. Hit hör också den s.k. haspeldriften d.v.s. av- och pårullning av material med konstant hastighet och dragkraft. Eftersom $F \cdot v = P$ då blir konstant inser vi att momentet måste avta då varvtalet ökar. Att varvtalet måste ändras vid av- och pårullningsprocedurer inses av att diametern på rullen ökar eller minskar. Om perefierihastigheten skall förbli konstant måste man alltså styra varvtalet med hjälp av diametern på något sätt.

8. Start av LS-motorer.

Elmotorer kan starta med en ansluten belastning (mot last) även om så inte alltid är fallet (tomgångsstart kan vara aktuell). Detta är en värdefull egenskap som exempelvis ej återfinns hos förbränningsmotorer. Dessa startas alltid i tomgång varefter belastningen "sliras in" med hjälp av koppling av friktionskaraktär. Ytterligare fördelar vid start av elmotorer är de möjligheter man har att styra startförloppet i olika avseenden.

8.1. Allmänna startproblem.

Vid startförloppets början är varvtalet $n=0$ vilket i sin tur innebär att också den inducerade spänningen $E = 0$. Ankarströmmen kommer då att bli

$$I_a = \frac{U}{\sum R_a}$$

Om U i detta strömutflyck motsvarar full märkspänning får vi en ström av storleksordningne (20 - 50) gånger märkströmmen. (Små motorer med märkeffekter mindre än 1 kW ger lägre startströmmar relativt märkströmmen.)

Låt oss belysa nyss sagda med följande numeriska exempel :

En likströmsmotor har märkeffekten 75 kW och märkspänningen 250 V. $\sum R_a = 0,025 \Omega$. Uppskattningsvis blir märkströmmen (utan hänsyn till verkningsgraden)

$75000 : 250 = 300 \text{ A}$. (Med verkningsgraden 0,80 blir motsvarande ström ca 330 A.)

Observera att spänningsförlusten i ankarkretsen blir $0,025 \cdot 300 + 2,0 = 9,5 \text{ V}$ vilket motsvarar ungefär 4 % av märkspänningen, ett normalt värde för den aktuella maskinstorleken. Startströmmen blir $I_a = 250 : 0,025 \Rightarrow 10'000 \text{ A}$ d.v.s. ca 33 gånger märkströmmen.

Vi kan direkt vara överens om att så stora strömmar ej kan tillåtas. På något sätt måste åtgärder vidtagas för att begränsa startströmmen. Därvid har man bl.a. att ta hänsyn till följande förhållanden:

1. Återverkan på det matande nätet.

Ett av skälen till att startströmmen måste begränsas är att det matande nätet ej är tillräckligt styvt. Alltför stor startström ger betydande "inre" spänningsförlust med bl.a. ogynnsam inverkan på andra till samma nät anslutna belastningar. Överströmsskydd i den matande ledningen måste anpassas för att ej ge obefogad utlösning.

2. Återverkan på motorn.

Självfallet återverkar en alltför stor startström i högsta grad på motorn. Kommutering och uppvärmning är de två viktigaste faktorerna att beakta. Även ankarreaktionen kan bli besvärande vid alltför stor ström såvida maskinen ej är försedd med kompensationslindning.

3. Återverkan på arbetsmaskin och arbetsprocess.

Alltför stora startströmmar och därmed startmoment kan skada drivutrustningen mekaniskt. Kopplingen mellan drivmotor och driven belastning tål ej alltför stora påkänningar. Inte heller axeltappar klarar vilka påkänningar som helst. Likaså kan den aktuella arbetsprocessen få ett olämpligt accelerationsförlopp. Tag som exempel olika processer inom pappers- och textilindustrin där papper och trådar helt enkelt slits sönder vid alltför häftiga förlopp.

8.2. Startström och startmoment.

Startströmmen måste begränsas, vilket kan ske på olika sätt.

Att begränsa den alltför mycket är emellertid också förenat med olägenheter. Kom ihåg att startströmmen är direkt avgörande för startmomentet, vilket i sin tur bestämmer accelerationsförloppets karaktär (tillsammans med det ev. bromsande momentets karaktär - friktionsförluster finns under alla omständigheter) och därmed även starttiden.

Som maxvärde på startströmmen brukar anges : $I_{amax} \approx (1,5 - 2,5) \cdot I_{an}$.

Detta förutsätter att inte speciella hänsyn till arbetsprocessen kräver en lägre ström. Vid de största angivna strömvärdena fordras normalt motorer med kompenseringsslindning.

Då motorn vill börjat accelerera och därmed rotera fås en inducerad spänning, vilken medför att ankarströmmen minskar samtidigt som varvtalet ökar.
Då strömmen minskat till ett visst lämpligt värde höjer man på nytt upp den till sitt tillåtna maxvärde för att inte fördröja startförloppet onödigt.

Motorn fortsätter att öka sitt varvtal och därmed inducerad spänning varför strömmen på nytt minskar etc. Se det följande avsnittet om olika startmetoder !

Som riktvärden för startströmmens minvärde brukar anges : $I_{amin} \approx (1,1 - 1,2) \cdot I_{an}$

Ann. 1. I_{amin} brukar ibland kallas omkopplingsströmmen av skäl som framgår av det följande avsnittet 8.3.

Förhållandet $I_{amax} / I_{amin} = k$ brukar kallas startförhållandet och spelar en avgörande roll vid beräkning av startutrustning.

Ann.2. För att motorn skall utveckla ett elektrodynamiskt moment måste vi

förutom ankarström även ha ett visst flöde. Det är synerligen angeläget att man vid start av LS-motorer säkerställer fullt fält innan ankarkretsen ansluts till sin matningsspänning.

För att tillgodose det nyss formulerade kravet kan maskinen vara försedd med ett min.fältskydd, som förhindrar inkoppling av ankarkretsens matning så länge fältströmmen inte uppgår till på minfältskyddet inställt värde. Samma skydd bryter också bort ankarets matning om

fältet av någon anledning försvinner under pågående drift. Därmed förhindras rusningsrisk liksom utlösning av överströmsskydd.

Minfältrelät, som är den fältströmkännande delen i minfältskyddet, har en hjälpkontakt som elektriskt förreglar den manöver som ger matning till ankarkretsen. Även vid enklare utrustning för manuell start finns som regel anordningar som förhindrar alltför tidig inkoppling av ankarkretsen. Det är i sammanhanget värt att konstatera att fältkretsen kan ha en tidskonstant på kanske 4 - 5 sekund (vid större maskiner) som mest, vilket innebär att fältströmmen når sitt praktiska slutvärde först efter 20 - 25 sekund ($\approx 5T$).

8.3. Olika startmetoder.

Ett startförlopp kan vara manuellt styrt eller helt automatiskt.

I det sistnämnda fallet fordras endast att förloppet initieras på något sätt exempelvis genom en tryckknappsmanöver.

Bland startmetoder, manuella eller automatiska, särskiljer vi bl.a. :

1. Direktstart
2. Start med pådrag
3. Start vid strömriktarmatad ankarkrets.

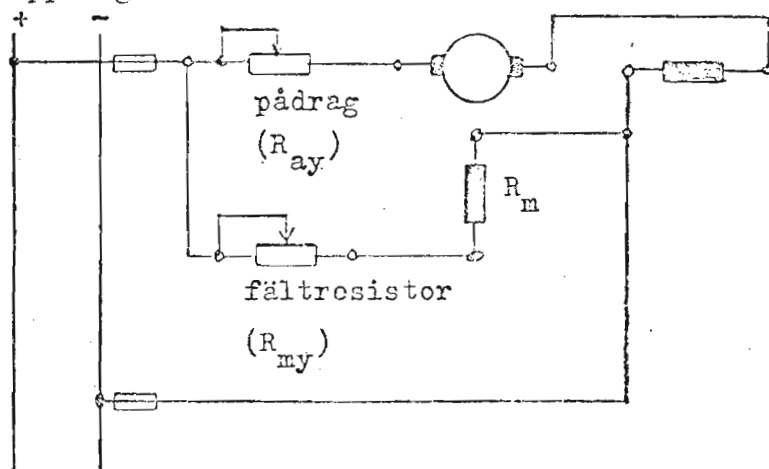
1. Direktstart.

Direktstart innebär att full spänning ansluts till maskinens ankarkrets. Först har vi gett maskinen fullt fält. Startutrustningen är synnerligen enkel ; en elkopplare exempelvis i form av en kontaktor.

Metoden har ringa användning. Endast mycket små LS-motorer kan tillåtas starta på detta sätt (märkeffekter upp till såg omkring 500 W).

2. Start med pådrag.

Start med startpådrag (eller kortare bara pådrag) innebär att en resistor med variabel resistans (kontinuerligt varierbar eller vanligare i steg) kopplas i serie med ankarkretsen. I figuren nedan visas det principiella inkopplingssättet för en shuntmotor.



principiell inkoppling av
pådrag vid start av shunt-
motor

Observera att fältlindningen måste anslutas direkt till det matande nätet ("före" pådraget) och ej till maskinens polklämmor. Vid inkoppling på sist antytt sätt skulle vi få en för låg fältspänning p.g.a. spänningsförluster i pådragets resistans.

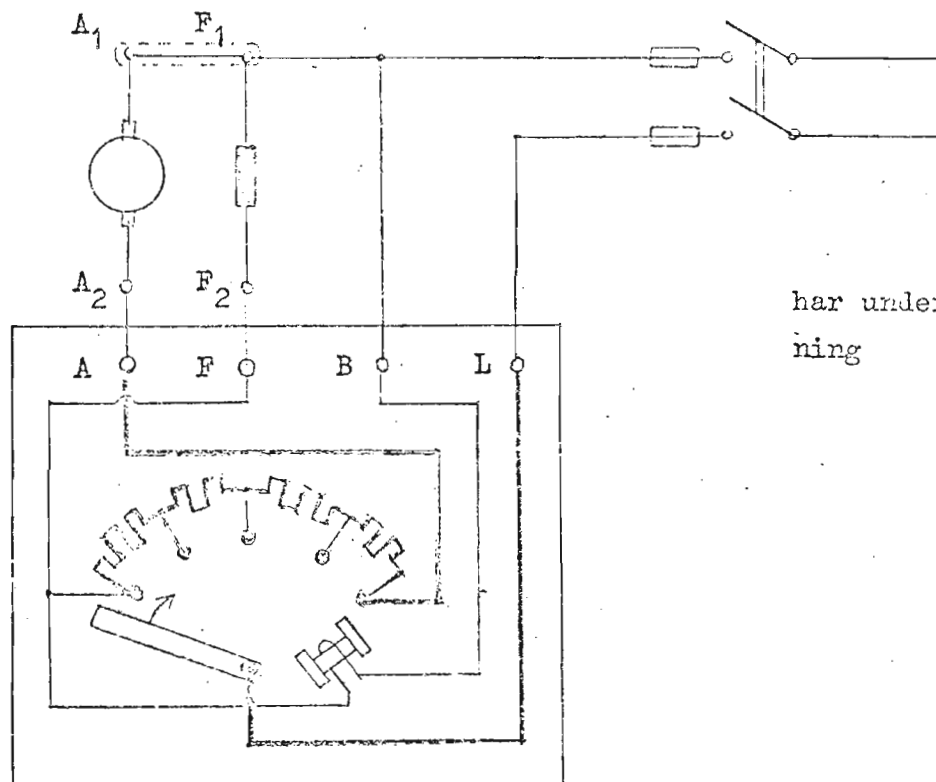
På något sätt, genom elektrisk eller mekanisk förregling (ej visade i figuren på föregående sida) måste säkerställas att maskinen har fullt fält innan ankarkretsen ansluts till det matande nätet.

I första startögonblicket är hela pådragets resistans inkopplad. Allteftersom motorn accelererar och omk i maskinen växer urkopplas pådragets olika steg i lämpliga tidsögonblick för att efter fullbordat startförlopp vara helt urkopplat. I avsnitt 8.4. ges en mera detaljerad beskrivning av startförloppet för en shunt- (eller separatmagnetiserad) motor.

Ett startpådrag är vanligtvis endast dimensionerat för att tåla kortvarig inkoppling med de strömmar som är aktuella under ett startförlopp. (mellan märkströmmen och det dubbla värdet). Man kan därför normalt ej tillåta pådraget att stanna i ett mellanläge med viss resistans kontinuerligt inkopplad. För att undvika ett sådant mellanläge finns vid manuellt manövrerade pådrag ofta en fjäderanordning, som återför pådraget till utgångsläget, motsvarande icke inkopplad ankarkrets. För att övervinna den återförande fjäderkraften vid helt urkopplat pådrag (efter fullbordat startförlopp) förses pådragets rörliga del med ett "järnankare" - se figuren nedan - vars magnetiska attraktion övervinner fjäderkraften. Den magnetiska attraktionen överväger den återförande fjäderkraften så länge strömmen genom spolen i den magnetkrets, i vilket ankaret ingår, är tillräckligt stor. Om spolen ifråga är inkopplad till den matande spänningen fungerar arrangemanget som en underspänningsutlösning. Om nätspänningen sjunker under visst värde kommer strömmen genom spolen att minska varvid magnetankaret släpper och pådragsfjädern återför pådraget till utgångsläget för start. En underspänningsutlösning av nu beskrivet slag är ofta ett önskvärt säkerhetskrav. Om nämligen spänningen skulle försvinna och sedan återkomma utan att urkoppling skett föreligger uppenbara olägenheter och i vissa fall uppenbar fara för person.

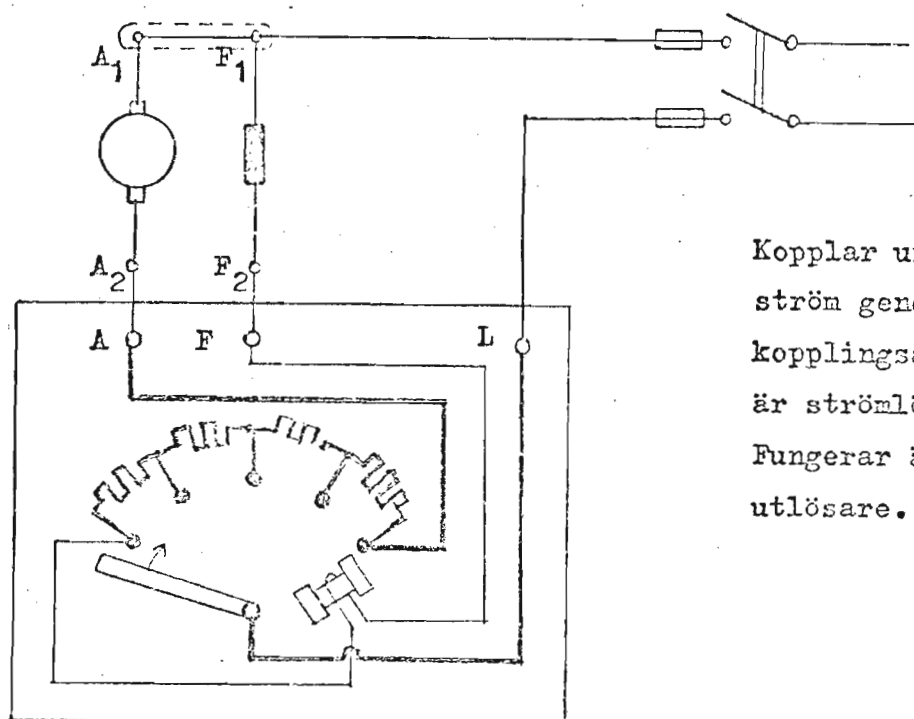
Vid spänningens återkomst skulle alla motorer startas utan inkopplat pådrag. Om nätet överhuvud taget klarar av detta så löser med stor sannolikhet de nu stora startströmmarna ut befintliga överströmsskydd. Samtidigt kan vi konstatera att många arbetsförlopp har blivit stoppade mitt uppe i en cykel. Att sedan återstarta mitt uppe i den aktuella processen är oftast helt otänkbar.

(Figur överst på nästa sida)



Det i figuren ovan visade fyrpunktsanslutna pådraget torde vara det vanligaste utförandet vid manuell start. Ett alternativt, något enklare utförande, är trepunktsanslutet pådrag. Observera i detta fall (figuren nedan) att hållmagneten är inkopplad i serie med fältlindningen och pådragsresistorn efter fullbordad start (=urkopplat pådrag). I detta fall fungerar fjäder och hållmagnet som minfältutlösare.

Trepunktsanslutet pådrag.



Kopplar ur vid utebliven fältström genom att fjäder återför kopplingsarmen då hållmagneten är strömlös.
Fungerar även som underspänningsutlösare.

3. Start vid strömriktarmatad ankarkrets.

Vid strömriktarmatad ankarkrets kan man åstadkomma start med såväl styrd som begränsad startström utan att behöva skaffa ett särskilt pådrag i serie med ankarot. Den nödvändiga strömbegränsningen kan åstadkommas genom limitering (begränsning) i strömriktarens styrutrustning. Lämplig styrning kan bl.a. åstadkommas genom att ge lämplig insignal (ledvårdessignal) till styrutrustningen.

(Begränsning av strömmen förutsätter en särskild strömregleringskrets. Sådan slutna strömregleringskrets är praxis i så gott som alla strömriktare för ankarmatning. Genom att insignalen (ledvårdessignalen) till denna strömregleringskrets begränsas kan utströmmen från strömriktaren ej överstiga visst värde.)

Två olika möjligheter att starta vid strömriktarmatad ankarkrets skall omnämnas

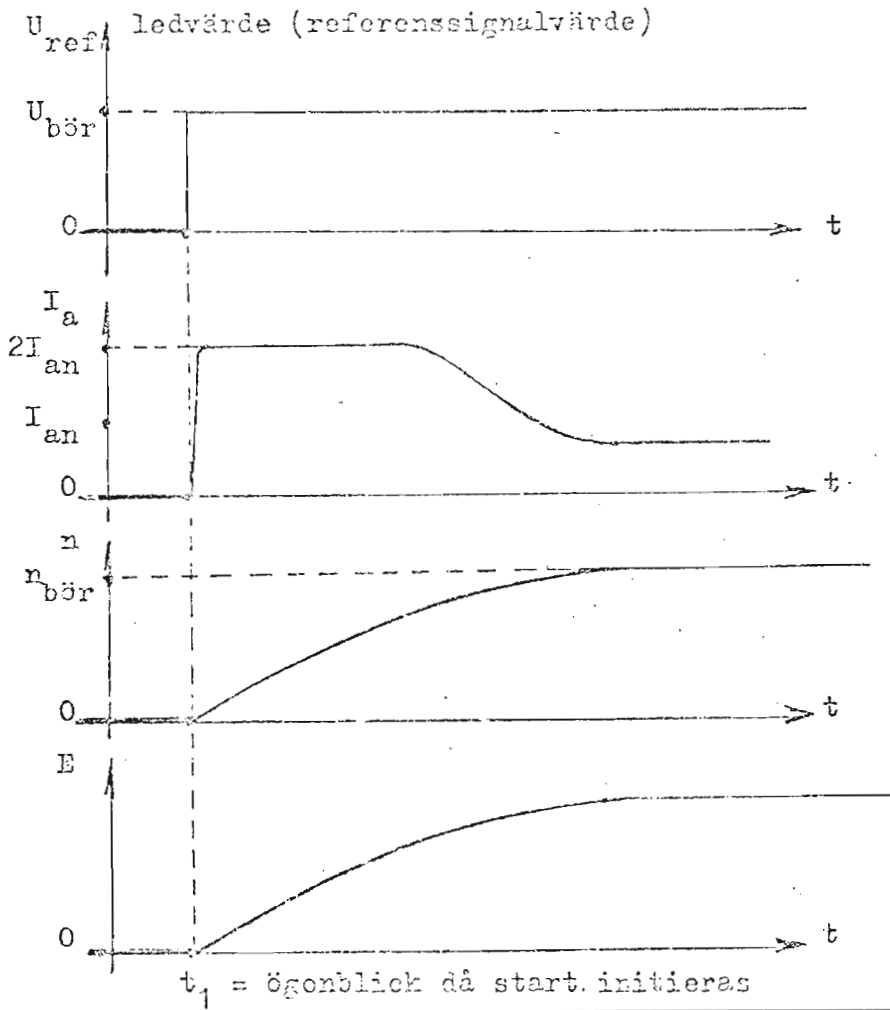
1. Start med strömriktaren arbetande i strömgräns.
2. Mjukstart med linjärt växande utspänning (rampspänning) från strömriktaren.

1. Start med strömriktaren arbetande i strömgräns innebär att man ger full varvtalsreferens från början. Därvid kommer styrutrustningen för strömriktaren att mycket snabbt (inom 10 - 50 ms) styra ut den strömreglerande kretsen så att vi får en utström med ett värde lika med det inställda gränsvärdet (limiterade värdet). Normalt i motortillämpningar är att denna strömgräns ställs in på den matande motorns dubbla märkström.

(Att strömgränsen ställs in på dubbla märkströmsvärdet innebär inte endast att startströmmen antar dubbla märkströmsvärdet. Även vid kortvariga överbelastningar begränsas strömmen till maximalt dubbla märkströmsvärdet.)

Strömmen förblir vid sitt inställda gränsvärde till dess att varvtalet ökar så att den inducerade spänningen E blivit så stor att strömmen minskar av denna orsak, för att slutligen anpassa sig till aktuell belastning.

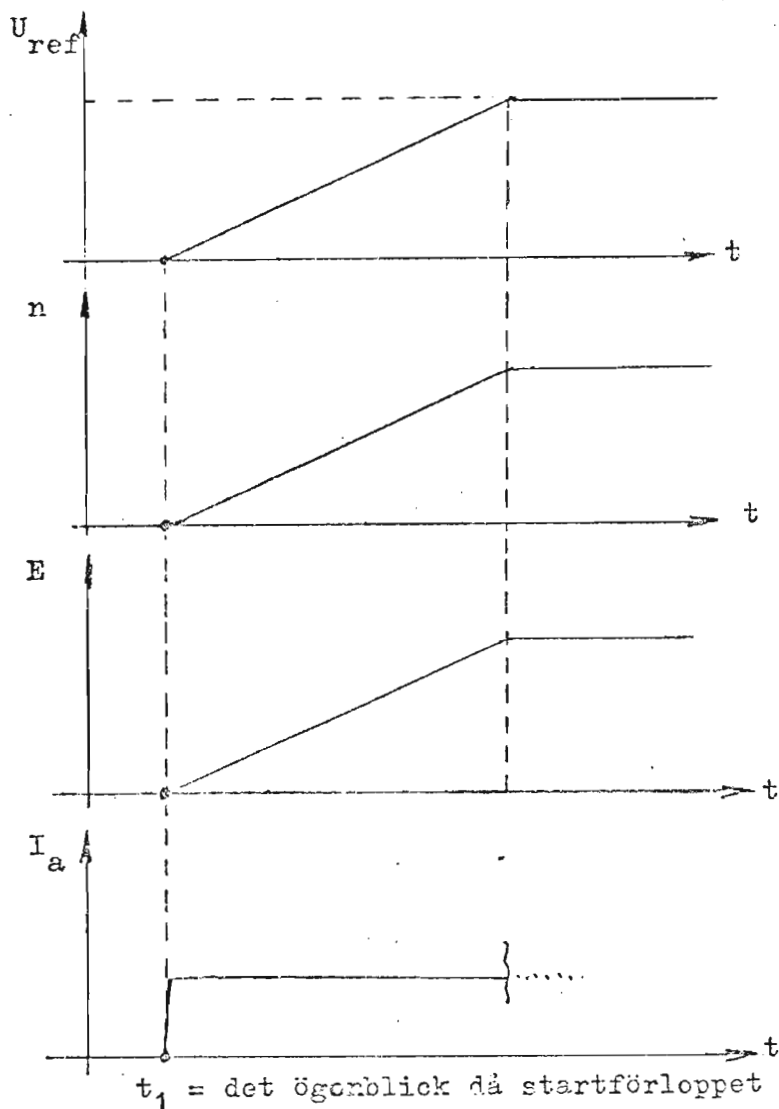
Observera att motorns elektrodynamiska moment under hela startförloppet (så länge strömriktaren arbetar i strömgräns) förblir konstant och med ett värde lika med dubbla märkmomentet. Vi har då förutsatt märkmagnetisering och strömbegränsning till dubbla märkströmsvärdet. I figuren på nästa sida visas startförloppet genom återgivning av bl.a. strömmens förlopp, varvtalets förlopp och den inducerade spänningens förlopp.



Exempel på tänkbare storhetsvariationer under ett startförlopp med strömriktare arbetande i strömgräns.

Strömgränsen antages inställd på dubbla märkströmmen. Då referenssignalen för varvtal inkopplas stiger strömmen upp till gränsvärdet mycket snabbt. För att kunna förutsäga varvtalets tillväxt måste man i stället även känna belastningens momentvariation med n . Figuren visar ett tänkbart fall. Inducerad spänning måste variera identiskt med varvtalet ty $E = k_E \cdot n \cdot \phi$ och $\phi = \text{konstant}$.

2. Vid mjukstart med linjärt växande utspänning utnyttjar man ett rampdon som ger en linjärt stigande referensspänning (ledvärdessignal) för varvtalet. Genom det sätt på vilket styrutrustningen i strömriktare är utförd kommer utspänningen från strömriktaren = matningsspänningen till motorn också att bli en linjärt stigande spänning (rampspänning) upp till det värde som motsvarar rampdonets övre inställda spänningsgräns. Genom att anpassa rampspänningens lutning till det aktuella drivsystemet (motor plus driven belastning inklusive ev. växellådor etc.) kan man få en mjuk och processanpassad start. Detta innebär att varvtalet skall stiga i takt med matningsspänningen till dess önskat varvtalsvärde uppnås. Skulle rampen stiga alltför häftigt kommer motorn ej att hinna med i sin varvtalsökning. Detta resulterar nämligen i att startförloppet kommer att ske med strömriktaren arbetande i strömgräns (strömriktarens utspänning driver på för hårt). I figuren på nästa sidas överdel visas tidvariationer hos de viktigaste storheterna vid en mjukstart med rampspänning som ledvärdessignal.



Exempel på variationer hos vissa storheter vid mjukstart av en LS-motor. Referensspänningen i form av en rampspänning erhålles från ett rampdon. Genom en speciell tillsats i rampdonet kan referensspänningen mjukas till i början och slutet = ges S - form. Vid lämplig lutning hos rampen följer motorns varvtal den givna referensspänningen. Den inducerade spänningen följer i sin tur varvtalets variation eftersom $E = k_E \cdot n \cdot \phi_\delta$ och ϕ_δ är konstant. Strömmen kan hållas på ett konstant värde lägre än märkströmmen.

Avslutningsvis skall vi i detta avsnitt kort beröra frågan om underspänningsutlösning vid strömriktarmatade LS-motorer. Den underspänning man i första hand avser är den som ev. inträffar i det matande växelströmsnätet. Den har naturligtvis inverkan på likströmsförhållandena men eftersom man har reglering undantagslöst vid användning av thyristorströmriktare i ankarkretsen försöker regleringen att återställa varvtalet till det önskade värdet. Underspänningen är mest kritisk för själva strömriktaren., eftersom kommuteringen mellan de olika thyristorerna kan äventyras vid alltför låg växelspanning. Detta kan i sin tur leda till kortslutning av det matande nätets fasar via thyristorerna (som leder felaktigt). Den relativt stora kortslutningsströmmen innebär risk för att thyristorerna skall förstöras (både uppvärmningen och stötströmspåverkningar är kritiska). Som skydd för sådan förstöring finns i varje thyristorgren en speciell, snabb och strömbegränsande säkring för varje thyristor. Dessa säkringar är relativt dyrbara och kräver viss insats arbetsmässigt att byta.

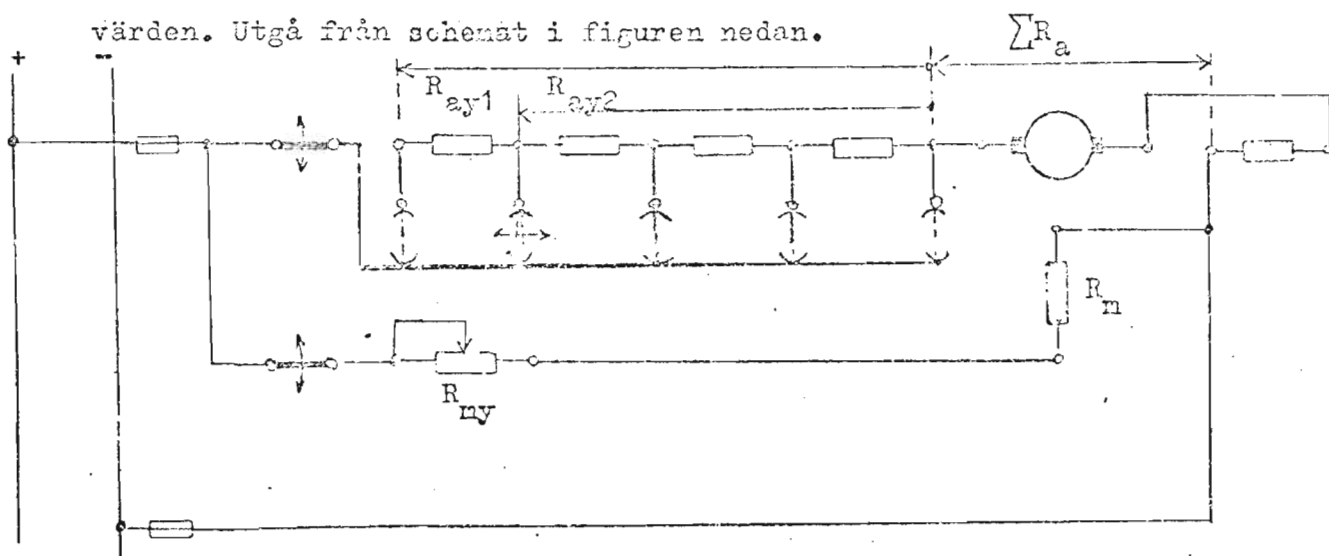
För att undvika den beskrivna kedjan av reaktioner vid en underspänning på växelspanningssidan föres alla strömriktare med ett inställbart underspänningskydd. Lämplig inställning anvisas av strömriktartillverkaren. Vid underspänning styrs strömriktaren ned = styrspänningen till styripulsdonet blir negativ och

utspänningen från strömriktaren blir noll.

Ann. Ett rampdon innehåller bl.a. en OP-förstärkare kopplad som integrator. Därtill finns en speciell återföring som gör att rampens tillväxt upphör vid ett inställt värde som motsvarar önskat varvtal.

8.4. Startförlopp och pådragsdimensionering hos en shunt- (sep.magnetiserad) motor.

Låt oss i detta avsnitt något mera detaljerat än tidigare beskriva startförloppet hos en shuntmotor (eller separatmagnetiserad motor) och i anslutning därtill redogöra för dimensioneringen av de olika pådragsstegens resistansvärden. Utgå från schemat i figuren nedan.



Antag att luftgapsflödet ϕ_g har sitt fulla värde och förblir konstant under startförloppet. (Ankarreaktionen försummas eller antages kompenserad.) Den induktans L_a som totalt finns i ankarkretsen antages så liten att kretsens tidskonstant τ_a är försumbart liten. Detta innebär att strömmen i ankarkretsen ändrar sig med ett språng då resistansen ändras vid urkopplingen av ett steg i pådraget. Själva pådragsomkopplingen antas också kräva oändligt kort tid (sker momentant).

Det matande nätet förutsättes så styvt att spänningen U förblir konstant. Strömmen under förloppet förutsätts variera mellan I_{amax} och I_{amin} , varvid motsvarande elektrodynamiska moment varierar mellan M_{max} och M_{min} . Den totala resistansen i ankarkretsen, ΣR_a plus yttre resistans härrörande från pådraget, kallar vi lämpligen R med lämpligt index alltefter vilket pådragsläge (alternativt pådragssteg) som är aktuellt:

$$R = \Sigma R_a + R_{ay}$$

R_{ay} = totalt inkopplad yttre resistans (pådragets resistans).

Från tidigare avsnitt vet vi att vi allmänt kan skriva

$$I_a = \frac{U - E}{R} \Rightarrow \frac{U - k_E \cdot n \cdot \phi_0}{R} ;$$

Vår fortsatta diskussion sker nu steg för steg.

- ①. Då $n=0$ och därmed även $E = 0$ bestämmer vi R_1 så att

$$I_{amax} = \frac{U}{R_1} ;$$

n växer efter hand för att vid varvtalet n_1 ge en inducerad spänning

$E_1 = k_E \cdot n_1 \cdot \phi_0$ så att

$$I_{amin} = \frac{U - E_1}{R_1} ;$$

Eftersom strömmen ej bör sjunka ytterligare (ger lägre M och förlängd starttid) bör vi nu koppla ur viss resistans. Omkopplingen sker enligt tidigare antagande mycket snabbt, varför varvtalet och den inducerade spänningens värde ej ändras i samband med själva omkopplingen.

- ②. $n = n_1$, $E = E_1$. Vi kopplar nu ur så mycket resistans att den nya totala resistansen R_2 ger en ström

$$I_{amax} = \frac{U - E_1}{R_2} ;$$

Då n ökat till n_2 har E ökat till värdet E_2 och strömmen sjunkit till

$$I_{amin} = \frac{U - E_2}{R_2} ;$$

Det är nu aktuellt att på nytt koppla ur ett steg i pådraget.

- ③. $n = n_2$, $E = E_2$. Den nya totala resistansen i ankarkretsen, R_3 , ger

$$I_{amax} = \frac{U - E_2}{R_3} ;$$

$n = n_3$ ger $E = E_3$ och vi får

$$I_{amin} = \frac{U - E_3}{R_3} ;$$

- ④. $n = n_3$, $E = E_3$, $R = R_4$ ger

$$I_{amax} = \frac{U - E_3}{R_4} ;$$

$n = n_4$ ger $E = E_4$ och därmed fås

$$I_{amin} = \frac{U - E_4}{R_4} ;$$

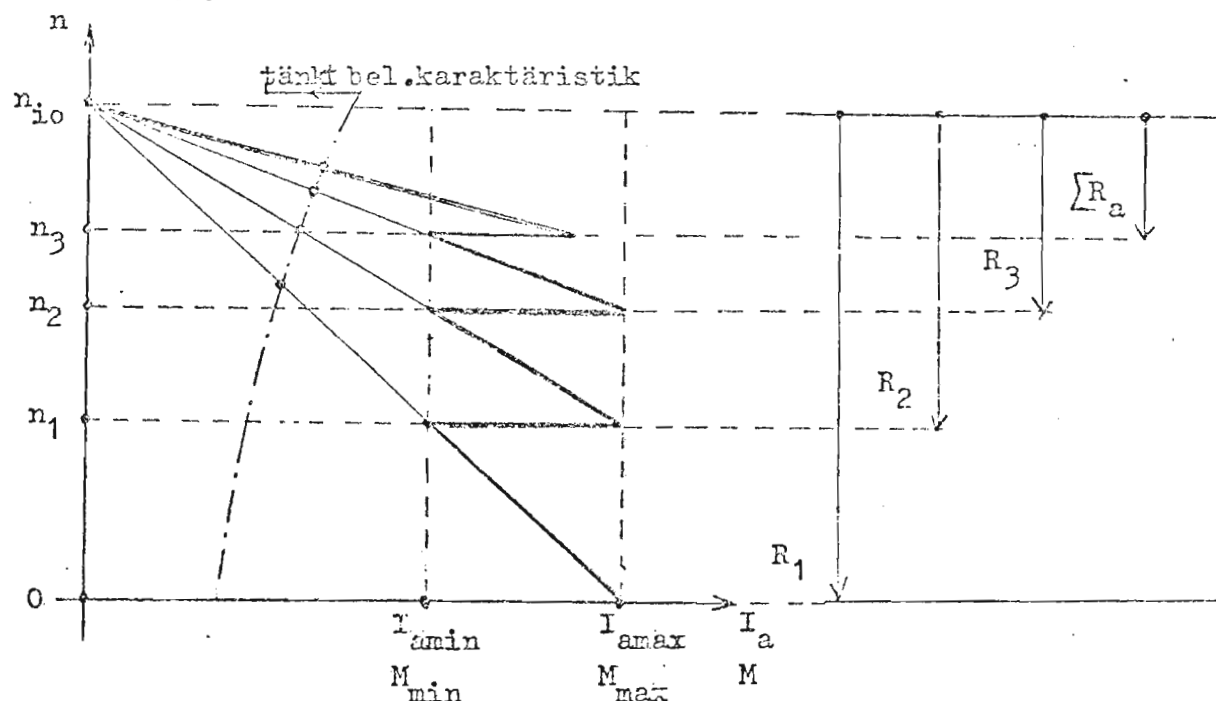
etc.....

I figuren nedan visar vi hur n varierar med I_a och därmed även med M . Jämför vår tidigare diskussion av EK för en shuntmotor.

$$n = \frac{U - I_a \cdot R}{k_E \cdot \phi} \Rightarrow n_{i0} - k \cdot R \cdot I_a$$

(Vi låter vid startdiskussionen U stå för det matande nätets spänning och låter pådragets resistans tillsammans med själva ankarkretsen vara den nya inre resistansen R)

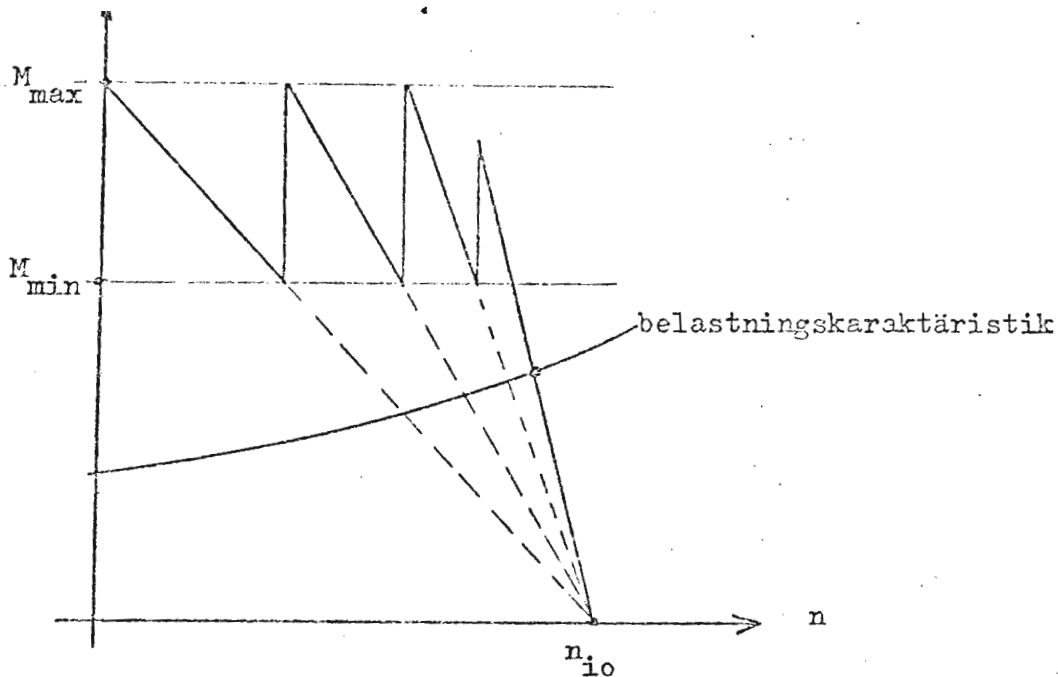
Lägg märke till att n_{i0} endast beror av nätspänningen U och flödet ϕ och alltså ej påverkas av ankarkretsens totala resistans R .



Ur figuren ser vi att momentet liksom strömmen varierar sågtandslikt under accelerationsförloppet.

Då vi kopplar ur sista steget i pådraget blir $R = \sum R_a$. Motorn följer då den motsvarande grenen och stationära driftvarvtalet blir bestämt av dennas skärning med moment-varvtalskarakteristiken för den aktuella belastningen. Vid tomgångsstart kommer vi alltid att hamna i den ideala tomgångspunkten oberoende av vilket R -värde vi har inkopplat.

Vid belastad motor skulle vi med viss resistans $R > \sum R_a$ hamna i motsvarande sågtangsgrens skärning med belastningskarakteristiken. Studera figuren ovan! I stället för att rita $n = f(M)$ är det brukligt att låta axlarna byta plats. Resultatet framgår av grafen på nästa sida, som inte ger någonting nytt jämfört med grafen i figuren ovan på denna sida med undantag av "utseendet".



Pådragsdimensionering.

Nedan visar vi hur de olika lägenas resistanser bildar en geometrisk serie med kvoten bestämd av I_{amax} och I_{amin} .

För startförloppets början gäller

$$U = R_1 \cdot I_{amax} \quad \text{vilket ger} \quad R_1 = \frac{U}{I_{amax}} ;$$

Via diskussionen på sidan S10 inses lätt följande samband:

$$U - E_1 = R_1 \cdot I_{amin} = R_2 \cdot I_{amax} ;$$

$$U - E_2 = R_2 \cdot I_{amin} = R_3 \cdot I_{amax} ;$$

$$U - E_3 = R_3 \cdot I_{amin} = R_4 \cdot I_{amax} ;$$

$$U - E_4 = R_4 \cdot I_{amin} = R_5 \cdot I_{amax} ;$$

etc.

Ur samtliga rader fås att det konstanta förhållandet $\frac{I_{amin}}{I_{amax}} = \lambda$ även uttrycker förhållandet mellan resistanserna hos två på varandra följande lägen hos startpådragets omkopplare.

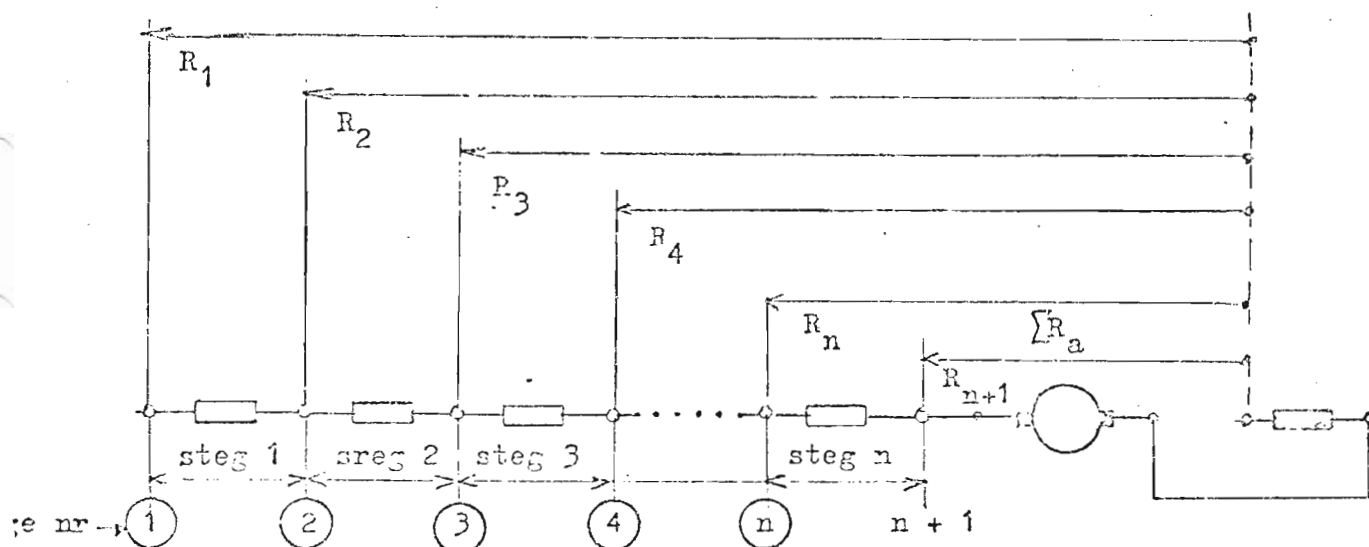
$$\lambda = \frac{I_{amin}}{I_{amax}} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_2} = \frac{R_4}{R_3} \quad \text{etc.}$$

Det är alltså möjligt att skriva :

$$R_2 = \lambda \cdot R_1, \quad R_3 = \lambda \cdot R_2 \Rightarrow \lambda^2 \cdot R_1, \quad R_4 = \lambda \cdot R_3 \Rightarrow \lambda^3 \cdot R_1 \dots\dots$$

$$\begin{aligned} R_n &= \lambda \cdot R_{n-1} \Rightarrow \lambda^{(n-1)} \cdot R_1 \\ R_{n+1} &= \lambda \cdot R_n \Rightarrow \lambda^n \cdot R_1 \end{aligned}$$

När vi nedan skall bestämma de olika stgens resistansvärden d.v.s. de resistansvärden som skall kopplas ur vid varje enskild omkoppling, är det lämpligt att skilja på olika lägen hos pådraget (läge 1 motsvarar första inkopplade resistansen R_1 , läge 2 motsvarar totalt inkopplad resistans R_2 etc.) respektive olika steg hos pådraget (det första steget har en resistans som är skillnaden mellan resistansen hos läge 1 och 2 alltså $R_1 - R_2$, andra steget har en resistans som är skillnaden mellan R_2 och R_3 etc.). Om vi kallar antalet steg för n måste vi namnge $n + 1$ olika lägen hos pådraget. Se figuren nedan!



Mot de olika lägena svarar

- ① R_1
- ② $R_2 = \lambda \cdot R_1$
- ③ $R_3 = \lambda \cdot R_2 \Rightarrow \lambda^2 \cdot R_1$
- ④ $R_4 = \lambda \cdot R_3 \Rightarrow \lambda^3 \cdot R_1$

⋮

$n + 1$ ger $R_{n+1} = \lambda \cdot R_n \Rightarrow \lambda^n \cdot R_1$

Mot de olika lägena svarar följande steg

1:a steget $R_1 - R_2 = (1 - \lambda) \cdot R_1$;

2:a steget $R_2 - R_3 = (1 - \lambda) \cdot R_2 \Rightarrow (1 - \lambda) \cdot \lambda \cdot R_1$;

3:e steget $R_3 - R_4 = (1 - \lambda) \cdot R_3 \Rightarrow (1 - \lambda) \cdot \lambda^2 \cdot R_1$;

4:e steget $R_4 - R_5 = (1 - \lambda) \cdot R_4 \Rightarrow (1 - \lambda) \cdot \lambda^3 \cdot R_1$;

⋮

n :te steget $R_n - R_{n+1} = (1 - \lambda) \cdot R_n \Rightarrow (1 - \lambda) \cdot \lambda^{(n-1)} \cdot R_1$

Vi ser utan alltför stort besvär att även de olika stgens resistansvärden bildar en geometrisk serie med samma kvot som gäller för de olika lägenas res.

Det sista lägets resistans (läge $n+1$) bestäms av att detta måste vara

$$\leq \sum R_a.$$

Vi kan på så sätt bestämma antalet steg n respektive antalet lägen hos pådraget

$$R_{n+1} = \lambda^n \cdot R_1 \leq \sum R_a ;$$

ger

$$\lambda^n \leq \frac{\sum R_a}{R_1} ;$$

som efter logaritmering i sin tur ger

$$n \log \lambda \leq \log \sum R_a - \log R_1$$

och alltså

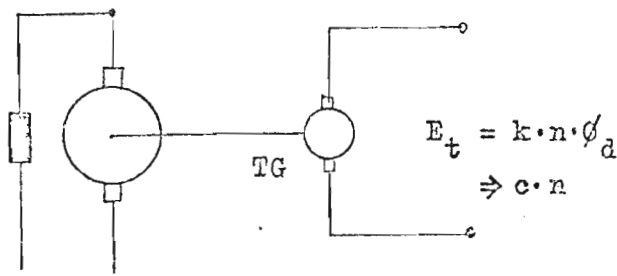
$$n \leq \frac{\log \sum R_a - \log R_1}{\log \lambda} ;$$

Utan att fördjupa oss i någon ingående matematisk analys (kan ses av figur på sidan S11 i stället) torde det vara enkelt att inse att ju närmare I_{amax} och I_{amin} ligger varandra ju jämnare moment har motorn. Samtidigt ökar emellertid antalet steg, alternativt pådragslägen. Om $I_{amax} = I_{amin}$, d.v.s konstant startström under hela förloppet, blir ju kvoten den emellan 1 vilket ger $\log 1 = 0$ i nämnaren i uttrycket för n . Antalet steg går alltså mot oändligheten i detta fall, vilket innebär kontinuerligt inställbar resistor.

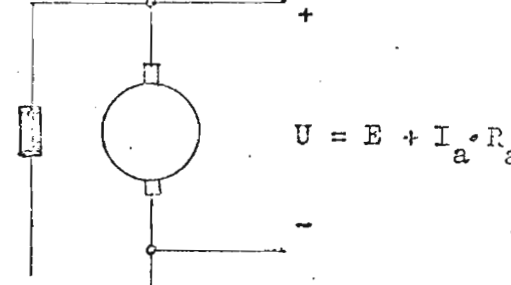
8.4. Automatiskt startförlopp vid användning av pådrag.

Som avslutning på avsnittet om start av LS-motorer visar vi på den följande sidan ett styrt kontaktorförlopp för start av en shunt- eller separatmagnetiserad motor. Schemat torde inte behöva några ytterligare kommentarer utöver den som finns på schemabladet. Studera detsamma och förstå automatikens funktion.

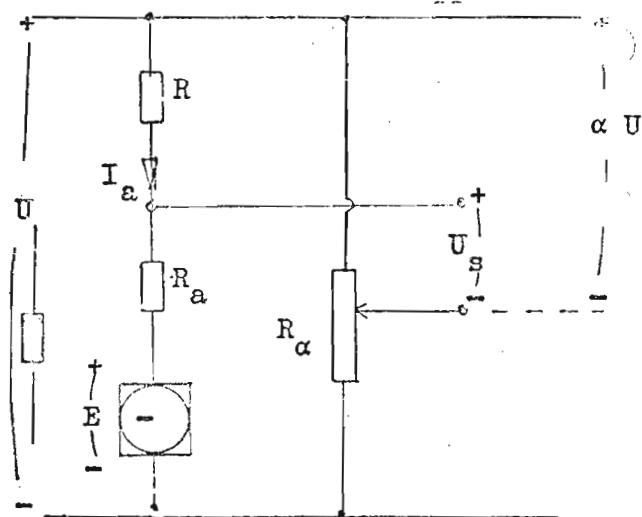
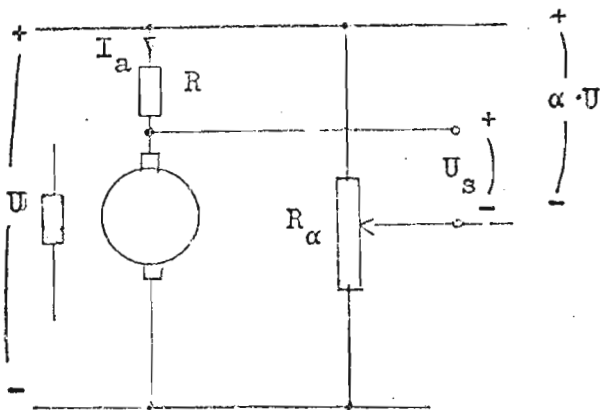
Metoder att använda vid styrning av olika storheter.

a. Tachometergenerator.

Noggrann metod. TG kostar pengar.

b. Approximativ metod. (vid autom.start)

U approximativt mått på E vid exempelvis startförlopp, då en resistor är seriekopplad med....

c. Kompenserad mätning.

Vi intresserar oss av spänningen U_s och vill visa att den är ett mått på E och därmed motorns varvtal n. Kopplingen är ett slags bryggkoppling.

K II ger

$$U_s + R \cdot I_a - \alpha \cdot U = 0 \quad \text{varur fås}$$

$$U_s = \alpha \cdot U - R \cdot I_a; \quad \alpha \text{ beror på potentiometerinställningen.}$$

Eftersom

$$E = U - R_a \cdot I_a \quad \text{anar vi redan att } U_s \text{ är ett mått på } E.$$

K II ger för ankarkretsen

$$U = E + (R + R_a) \cdot I_a; \quad \text{Vi insätter detta } U \text{ i uttrycket för}$$

U_s och får då

$$U_s = \alpha \cdot [E + (R + R_a) \cdot I_a] - R \cdot I_a$$

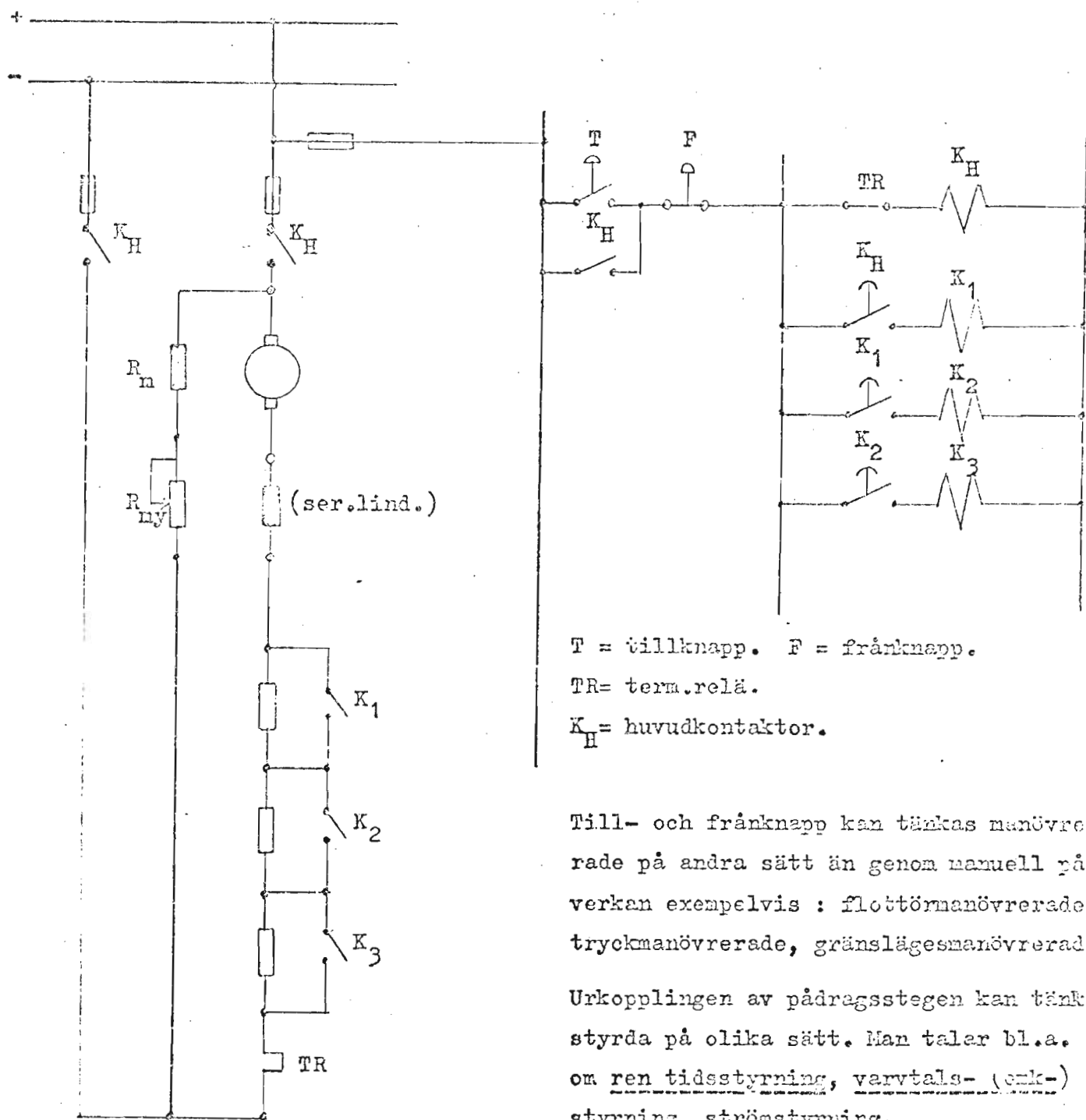
$$U_s = \alpha \cdot E + I_a \cdot [\alpha \cdot R_a - R(1 - \alpha)]$$

Parenthesen kan göras = 0 exempelvis genom att vi väljer $R = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \cdot R_a$

Då fås

$$U_s = \alpha \cdot E.$$

Mätningens noggrannhet bestäms bl.a. av temperaturberoendet hos R_a . Metoden ej så god som tachometermätning. Den är dock klart billigare.



Till- och fränknapp kan tänkas manövrerade på andra sätt än genom manuell påverkan exempelvis : flottörmanövrerade, tryckmanövrerade, gränslägesmanövrerade

Urkopplingen av pådragsstegen kan tänkas styrda på olika sätt. Man talar bl.a. om ren tidsstyrning, varvtals- (enk-) styrning, strömstyrning.

Fundera igenom metoder att åstadkomma tidsstyrning! För varvtalsstyrning (enk- eller spänningsstyrning) se särskilt blad !

Hur skall man kunna komplettera kopplingen ovan så att motorn fränkopplas från nätet vid bortfall av magnetiseringsströmmen?

Hur skulle man kunna komplettera schemat för att R_{my} ej skall begränsa flödet och därmed momentet under startförloppet ?

Har vi säkerställt fullt fält innan ankarkretsen får sin matningsspänning ?

9. Varvtalsstyrning (hastighetsstyrning) vid LS-motorer.

Tidigare har i flera olika sammanhang påpekats att LS-motorn är synnerligen väl lämpad då det gäller styrning av olika slag, eventuellt reglering. Inte minst möjligheterna till enkel och noggrann varvtalsstyrning har framhävts som en förklaring till LS-motorns konkurrenskraft vid lösning av diverse såväl enkla som avancerade drivproblem. Ytterligare exempel är möjligheterna att åstadkomma kontrollerad acceleration och retardation (start, bromsning och reversering), samtidig styrning av samverkande motorer, reglering av dragkraft vid haspeldrift (av- och pårullningsförlopp), flödesreglering vid pumpar och fläktar.

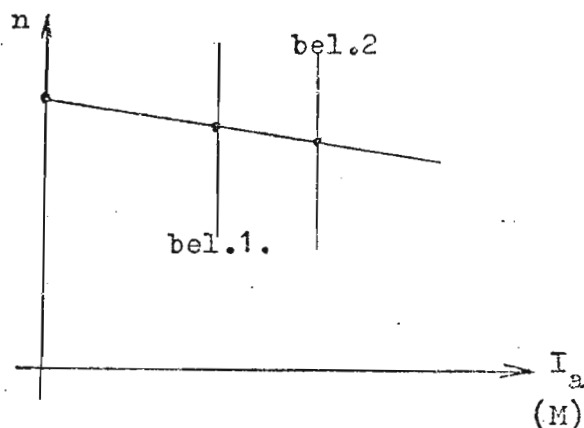
9.1. Några viktiga förhållanden vid diskussion av varvtalsstyrning.

Ett viktigt förhållande för den fortsatta diskussionen är att skilja mellan

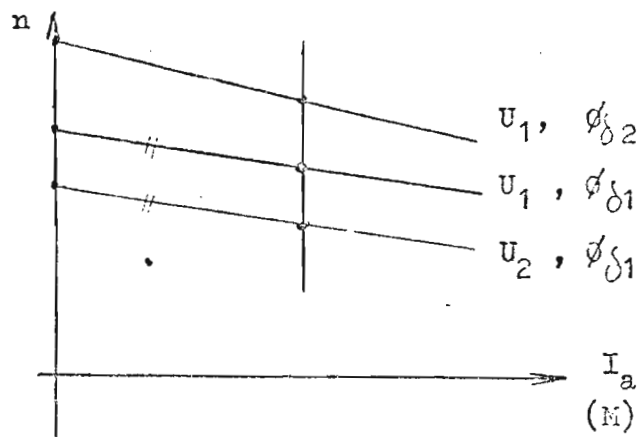
- a) den varvtalsanpassning som motorn utför naturligt vid ändrade belastningsförhållanden och
- b) den ändring i varvtal som motorn utför genom att man genom avsiktlig påverkan (styrning) ändrar motorns varvtalsbestämmande storheter.

I det förra fallet utgår vi från vissa givna villkor för motorn ; konstant matningsspänning och konstant fält om vi tänker oss en shuntmaskin. Ändrad belastning (ändrat belastningsmoment) innebär att vi erhåller en förändrad driftpunkt.

I det senare fallet är det för förståelsens skull lämpligt att utgå från en viss given belastningskaraktäristik. Genom att variera motorns varvtalsstyrande storheter (spänning U eller flöde ϕ eller bådaddera) förändrar vi den karaktäristik med vilken motorns egenskaper beskrivs. Resultatet blir även i detta fall en ändrad stationär driftpunkt. Mycket ofta kan styrningen = förändringen av motorns karaktäristik ske automatiskt i form av en slut, en styrning, varvid vi har en reglering enligt detta ords definition. I figuren nedan belyses de två diskuterade fallen av varvtalsändring.



en motorkaraktäristik
olika belastningskar.



en belastningskaraktäristik
olika motorkaraktäristik p.g.a
ändrad spänning och flöde.

Ett ytterligare förhållande som är angeläget att hålla i minnet vid diskussion och förståelse av varvtalsstyrning är att det är drivmotorns och den drivna belastningens moment-varvtalskaraktäristikor som tillsammans bestämmer resultatet och avgör lämpligheten hos en viss styrmetod. Jämför tidigare behandling av rörelseekvationen för roterande system.

Av vikt att observera är också de ändrade effekt- och momentuttag som görs från en motor vid varvtalsstyrning. Detta i sin tur har betydelse för uppvärmnings- och kylningsproblem liksom för kommuteringen. Vi får anledning att diskutera gränsvärden för tillåtna effekter, moment och varvtal.

9.2. Två huvudmetoder för varvtalsstyrning.

Låt oss anknyta till den grundläggande varvtalsekvationen

$$n = \frac{U - I_a \cdot \sum R_a}{k_E \cdot \phi \delta}$$

Vi påminner oss att U här står för maskinens polspänning, vilken oftast är densamma som det matande nätets spänning men som ej nödvändigtvis måste vara det. Av den givna ekvationen framgår att vi har två huvudmetoder för att avsiktligt påverka varvtalet;

I. Ändring av polspänningen U.

II. Ändring av flödet $\phi \delta$

En ändring av polspänningen till maskinen kan tänkas ske på flera olika sätt. Följande två sätt tas upp i den fortsatta diskussionen ;

- a) s.k. seriestyrning, varvid motorn matas från ett nät (elenergikälla) med en konstant spänning via en variabel serieresistor,
- b) s.k. ankarstyrning varvid maskinen matas från ett nät (elenergikälla) med variabel spänning. (Tänkbart är exempelvis en roterande LS-generator med spänningsstyrning via varierbart fält eller matning från tyristorströmriktare.)

Vid varvtalsstyrning via ändrat luftgapsflöde i maskinen talar vi i fortsättningen om fält- eller shuntstyrning.

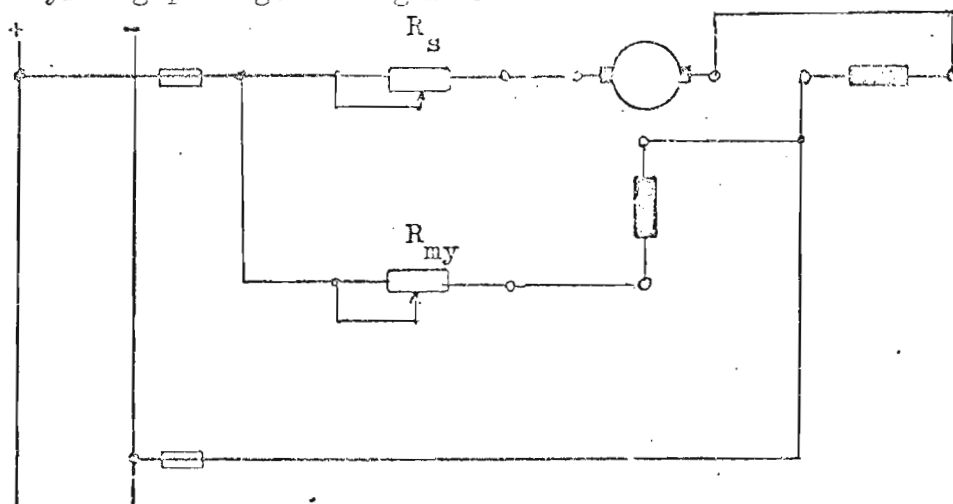
De angivna metoderna kan i princip tillämpas vid såväl shunt- som seriemotorer. I fortsättningen skall vi dock ägna intresset nästan uteslutande åt shuntmotorn eller kanske bättre uttryckt den separatmagnetiserade motorn.

9.3. Varvtalsstyrning av separatmagnetiserade (shuntmagnetiserade) motorer.

Den separatmagnetiserade motorn (shuntmotorn) är den särklassigt vanligaste motortypen då det är fråga om styrning, reglering.

9.3.1. Seriestyrning av separatmagnetiserad motor med konstant fält.

Motorn förutsättes matad från ett nät med fast spänning via en varierbar serieresistor dimensionerad för att kontinuerligt tåla den aktuella strömbelastningen. Ev. kan serieresistorn vara ett kombinerat start- och varvtalsstyrningspådrag. Se figuren nedan!



Observera fältlindningens inkoppling direkt till det matande nätet (separatmagnetisering) och ej direkt till polklämmorna. Jämför vad som redansagts vid diskussion av start med pådrag!

Vår varvtalsekvation blir

$$n = \frac{U_{\text{nät}} - I_a \cdot R_s - I_a \sum R_a}{k_E \cdot \phi} \Rightarrow \frac{U - I_a \sum R_a}{k_E \cdot \phi}$$

där $U = U_{\text{nät}} - I_a \cdot R_s$ visar att vi påverkar maskinens polspänning genom att "ta bort" en viss spänning i den seriekopplade resistorn R_s .

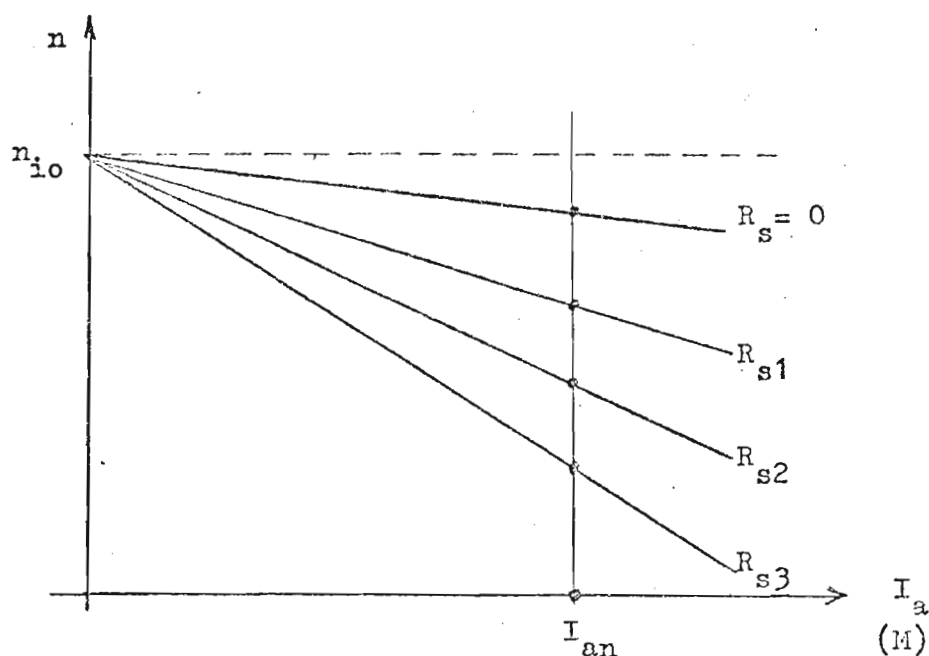
Alternativt kan vi också skriva

$$n = \frac{U_{\text{nät}} - I_a \cdot (R_s + \sum R_a)}{k_E \cdot \phi} \Rightarrow \frac{U_{\text{nät}} - I_a \cdot R}{k_E \cdot \phi}$$

varvid vi infört $R = R_s + \sum R_a$.

I figuren överst på nästa sida är $n = f(I_a)$ uppritad för olika R -värden d.v.s. för olika R_s -värden. Observera att samtliga grafer går genom samma punkt för $I_a = 0$, oberoende av R :s värde. Den gemensamma punkten är den ideala tomgångspunkten n_{10} bestämd av nätspänningen $U_{\text{nät}}$ och luftgapsflödet ϕ . Härmed har vi också konstaterat att vi ej kan påverka tomgångsvarvtalet genom ändrat R_s -värde.

Eftersom vi förutsatt konstant ϕ inser vi att vi kan gradera I_a -axeln även i M ($M = k_M \cdot I_a \cdot \phi$)



Om vi för vår diskussions skull antar att vi har en belastning med konstant belastningsmoment innebär detta att motorn drar konstant ström från det matande nätet. Med figurens hjälp inser vi då att varvtalet minskar med ökande R_s . Med seriestyrning kan vi alltså bara sänka varvtalet relativt basvarvtalet (märkvarvtalet).

Med figurens hjälp kan vi konstatera att motorns karaktäristik blir allt vekare som shuntmotor betraktad (närmar sig i stället mer och mer seriekaraktäristik) då R_s ökar. Detta är detsamma som att säga att varvtalsminskningen från tomgång till fullast blir större ju större serieresistans vi har inkopplad. En olägenhet med seriestyrning är att man vid en viss inkopplad serieresistans får ganska ryckig drift (varierande varvtal) om belastningen ändrar sig med åtföljande strömandring.

En mycket påtaglig nackdel med denna styrmetod är förlusterna i serieresistansen ($R_s \cdot I_a^2$), vilket leder till dålig verkningsgrad och därmed dålig driftekonomi framför allt vid nedstyrning till låga varvtal. Metoden har därför främst användning vid motorer med små märkeffekter samt vid kortvariga driftperioder (intermittent drift) när det gäller maskiner med större märkeffekter.

Låt oss som exempel anta att vi belastar motorn med konstant lastmoment vilket innebär konstant ankarström I_a . Den från det matande nätet upptagna effekten $U_{\text{nät}} \cdot I_a$ blir konstant vid olika varvtal betingade av olika R_s . Den avgivna axeleffekten blir (bortsett från en liten och försumbar, med varvtalet varierande förlusteffekt) däremot direkt proportionell mot varvtalet enligt relationen $P_{ax} \approx w \cdot M \Rightarrow 2\pi n \cdot M$. Skillnaden mellan upptagen näteffekt och avgiven axeleffekt är en ren förlusteffekt.

För verkningsgraden kan vi skriva (utan att beakta fältkretsens förluster)

$$\eta = \frac{P_{ax}}{P_{nät}} \Rightarrow \frac{2 \cdot \hat{k} \cdot n \cdot M}{U_{nät} \cdot I_a} \Rightarrow k \cdot n$$

Verkningsgraden ökar alltså i direkt proportion till varvtalet.

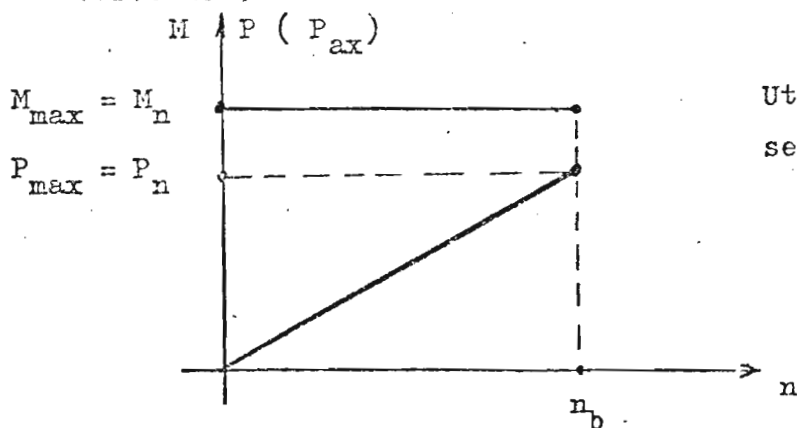
En intressant fråga är vilka gränser som måste sättas för uttagbart moment och uttagbar effekt. Väsentligt vid besvarande av frågan är maskinens kylning.

Vid egenkylning kan man ej tillåta full märkström och därmed fullt märkmoment vid sänkt varvtal p.g.a. de försämrade kylförhållandena.

(Inte bara ankarlindningen utan även fältlindningen kan anta skadlig uppvärmning vid låga varvtal och egenventilation, om inte motorn är speciellt utförd för att exempelvis tåla fullt fält även i stillestånd under obegränsad tid.) Är motorn däremot separatkyld (främmande kylning) kan full ström och därmed fullt moment i princip tas ut även vid stillastående maskin. Maskinen kan därför anses lämplig vid drift som kräver konstant moment inom det aktuella varvtalsområdet.

Den axeleffekt som är uttagbar varierar naturligtvis i direkt proportion till varvtalet enligt sambandet $P_{ax} \approx w \cdot M \Rightarrow 2 \cdot \hat{k} \cdot n \cdot M \Rightarrow k \cdot n$.

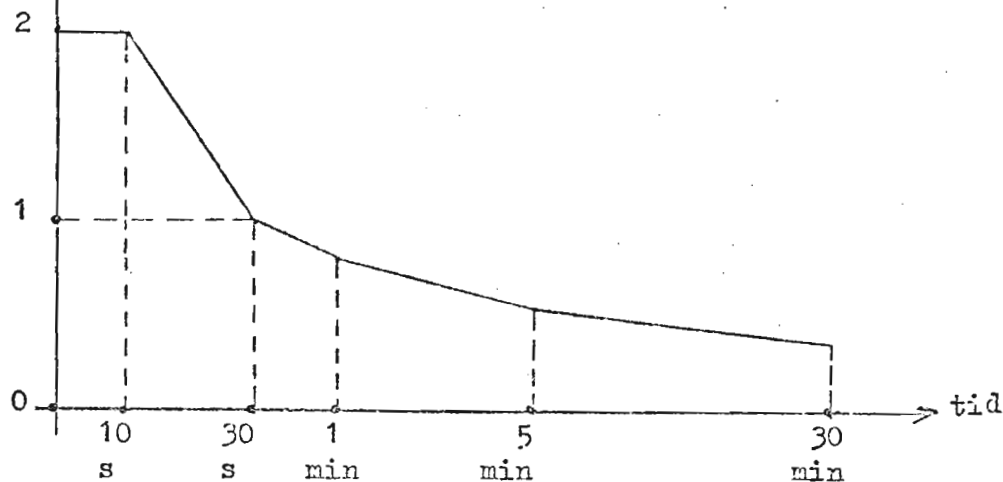
I figuren nedan visas möjligt moment och möjlig effekt som funktioner av varvtalet.



Uttagbart moment och effekt vid separatkyld motor vid seriestyrning.

Arm. I fall med egenventilation ger fabrikanten upplysningar om hur moment och effekt måste begränsas vid låga varvtal p.g.a. de försämrade kylförhållandena.

Att maskinen tål uppvärmning ända ned till varvtalet noll vid främmande kylning innebär inte att maskinen får (bör) köras med full märkström och stillastående rotor. Den lokala uppvärmningen av kommutatorlamellerna blir ganska fort otillåten stor, varvid kommutatorns runda form kan gå förlorad och lokala skador i form av s.k. skuggmärken kan uppstå. I figuren nedan ges en antydning om olika belastningsströmmars värden och de motsvarande tider under vilka de kan tillåtas (ASEA).

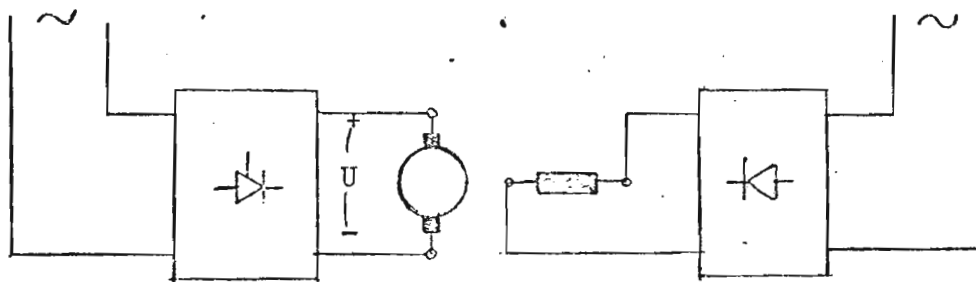


9.3.2. Ankarstyrning av separatmagnetiserad motor (shuntmotor).

Ankarstyrning innebär som tidigare antytts att motorn matas av en elenrgikäl med variabel (styrbar) utspänning. Härigenom undviker man de effektförluster vi erhöill i seriestyrningens serieresistor. Ankarstyrningen sker därför förlustfritt till väsentlig del vad beträffar själva styrutrustningen.

Maskinens magnetisering ordnas vid en särskild fältlikriktare. Någon matning från den varierande spänningen till ankarkretsen är ej att rekommendera.

I dagens läge fås den styrbara matningsspänningen till ankarkretsen så gott som undantagslöst från tyristorströmriktare. Figuren nedan visar mycket schematiskt ett tänkbart arrangemang. Man bör observera att användningen av strömriktarmatad ankarkrets är fördelaktigt inte bara ur varvtalsstyrande synpunkt utan i hög grad även när det gäller start, bromsning, reversering etc.



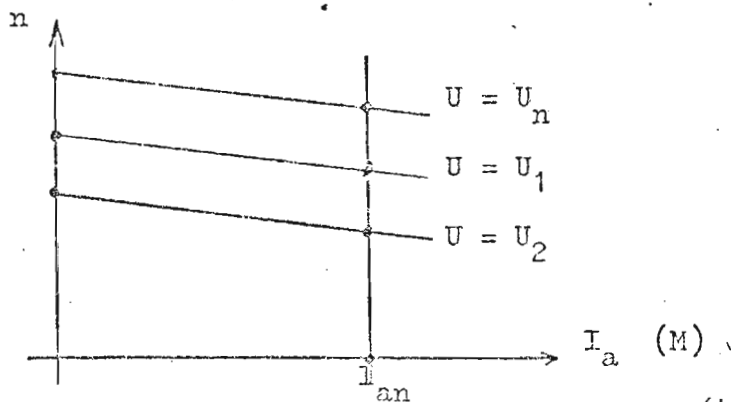
Spänningen U kan inställas oberoende av erforderlig ankarström. Med märkmagnetisering och god shuntkaraktäristik gäller approximativt

$$U \approx E = k_E \cdot n \cdot \phi_\delta$$

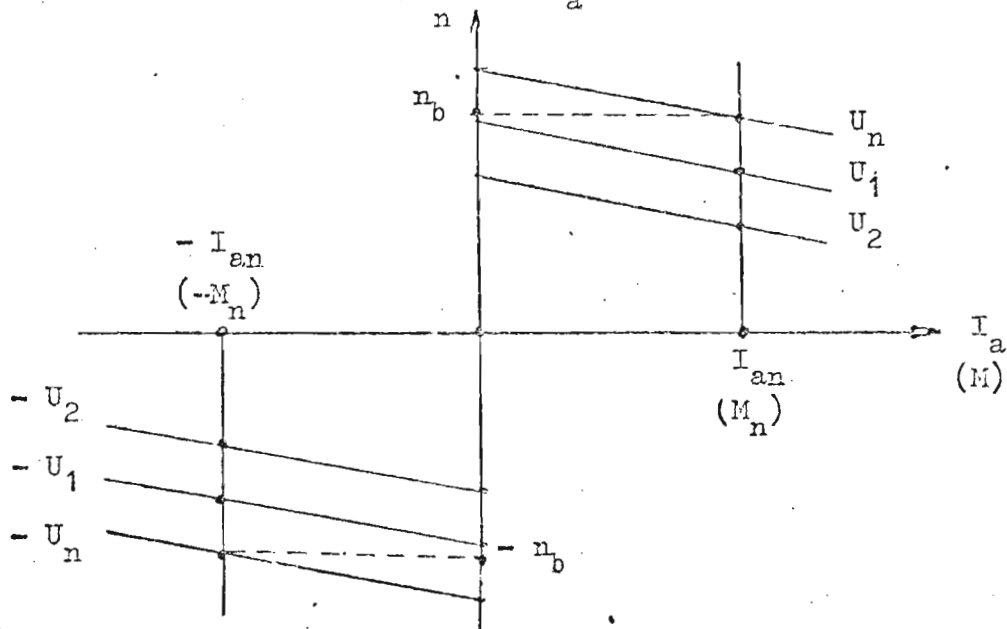
som visar att n väsentligen bestäms av matningsspänningen U , om flödet är konstant. Med hänsyn tagen till ankarkretsens spänningsförluster fås

$$n = \frac{U - I_a \cdot R_a}{k_E \cdot \phi_\delta} \Rightarrow n_{io} - k \cdot I_a$$

Mot olika U -värden får vi ett antal grafer, som inbördes är parallellförskjutna relativt varandra i n -led, som figuren på nästa sida visar.



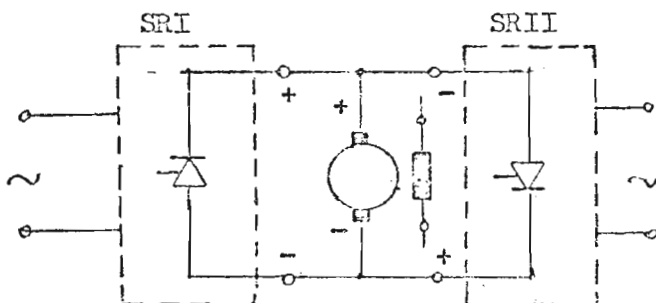
Om vi skiftar polariteten hos spänningen U (innebär att vi gör spänningen U negativ med de i figuren på föregående sida visade referenserna) kommer motor att rotera åt motsatt håll, vilket vi diagrammässigt kan återge som negativt varvantal. Ett fullständigare $n - I_a$ - (ev. $n - M$ -) diagram ser då ut ;



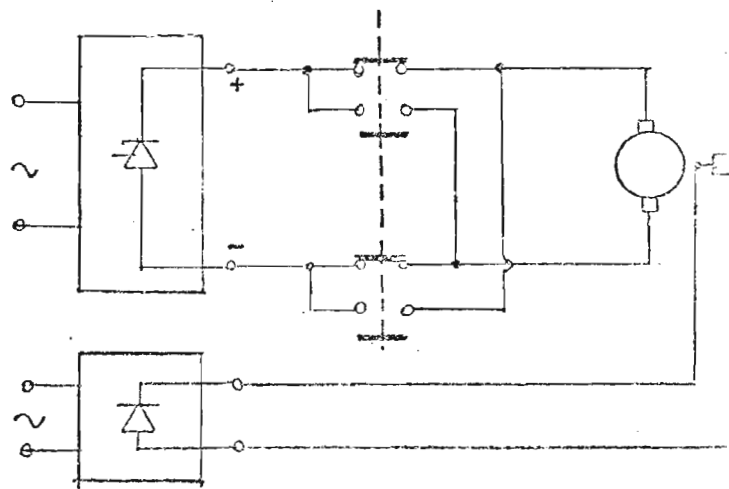
Med en dubbelströmriktare uppbyggd av två enkelströmriktare i antiparallellkoppling kan en polaritetsväxling enligt ovan lätt ske. Se figuren nedan.

Genom en särskild blockeringsutrustning är endast den ena av de två enkelströmriktarna i funktion. Alternativt kan naturligtvis en polvändare uppbyggd av exempelvis kontaktorer användas om man inte alltför högt ställda snabbhetskrav vid polvändningen. Se figuren nedan !

Strömriktare i antiparallellkoppling.



Koppling för polvändning av ankarspänningen till ankarkretsen



Ur våra styrdiagram på föregående sida ser vi att vi erhåller en kontinuerlig styrning av varvtalet under bibehållande av goda shuntegenskaper.

Rotationsriktningen kan lätt växlas (reversering). I ett senare avsnitt skall vi finna att man med utrustningen ifråga även kan bromsa elektriskt på ett tilltalande sätt.

Vår styrmöjlighet innebär en sänkning av varvtalet från basvarvtal ned till 0.

I detta avseende har vi samma egenskaper som vid seriestyrning.

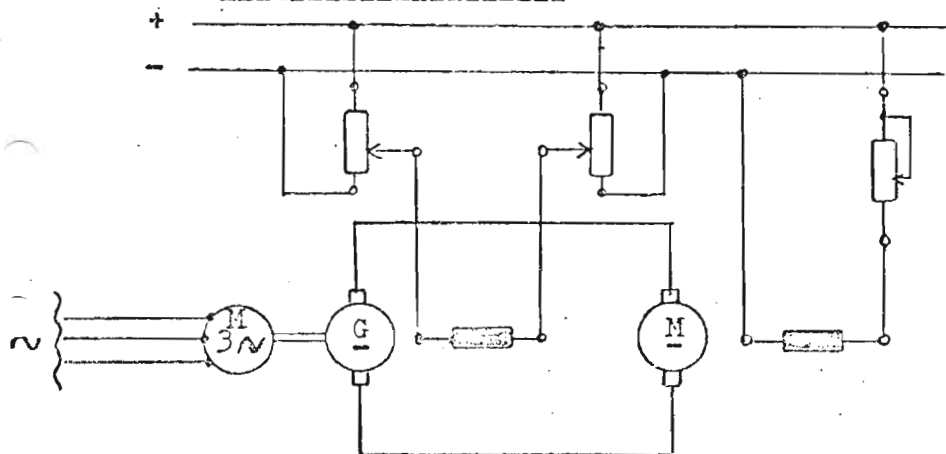
(Kontinuerligt bör matningsspänningen ej överstiga motorns märkspänning men kan självfallet göra det under kortare tidsintervall exempelvis i samband med reglerförlopp.)

Om vi förutsätter separat kylning (främmande kylning) förstår vi att det är möjligt att låta full märkström flyta oberoende av varvtalet (undantag stillstånd som påpekats tidigare). Maskinen kan alltså vid ankarstyrning prestera fullt märkmoment inom hela styrområdet från noll upp till basvarvtalet.

Se figur på sidan V5 !

Ankarstyrning utnyttjas vid belastningar som kräver konstant moment eller moment som ökar ned ökande varvtal.

Ann. En motordrift med en statisk strömriktare som matningskälla för ankar-kretsen beskrivs i litteraturen ibland som ett statiskt Ward-Leonard-system. (ev. enbart Leonardsystem). Sedan gammalt finns nämligen ett roterande Ward-Leonard-system, vars uppbyggnad visas i figuren nedan.



Roterande Ward-Leonard-system.

En jämförelse ger det statiska systemet nästan alla fördelar ; klart billigare investeringsmässigt, mindre krav på utrymmen och underhåll, bättre driftekonomi p.g.a. klart bättre verkningsgrad, snabbare och noggrannare styr- och reglermöjligheter. Den enda nackdelen är att en strömriktare i förhållande till det matande nätet uppträder som en generator för strömövertoner och att man vid nedstyrning (mot lägre spänningsvärden) får en dålig effektfaktor på växelströmssidan. Problemen är sådana att de kan kräva särskilda åtgärder. Mera därom i ett annat sammanhang.

9.3.3. Fältstyrning (shuntstyrning) av separatmagnetiserade LS-motorer.

Fältstyrning innebär som tidigare påpekats att man varierar maskinens luftgapsflöde ϕ_δ .

Vid separatmagnetiserade motorer (shuntmotorer) åstadkoms fältändringen (ändringen i flöde) antingen genom en fältresistor (fältreostat) R_{my} i serie med fältlindningen eller använder man en variabel matningsspänning till fältkretsen på samma sätt som för ankarkretsen vid ankarstyrning. Ytterligare möjligheter är tänkbara.

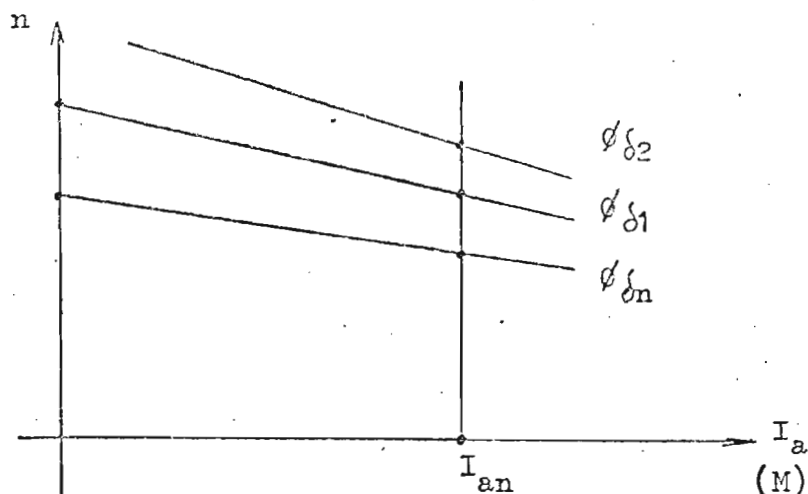
Metoden att styra varvtal genom fältstyrning är synnerligen enkel och i de flesta fall ganska billig. Styrningen sker med små effektförluster.

Om vi utgår från varvtalsekvationen

$$n = \frac{U - I_a \cdot \sum R_a}{k_E \cdot \phi_\delta}$$

och antar märkspänning $U = U_n$ och märkflöde $\phi_\delta = \phi_{\delta n}$ inser vi att vi endast kan minska flödet (=fältförsvagning), vilket innebär ett ökat varvtal.

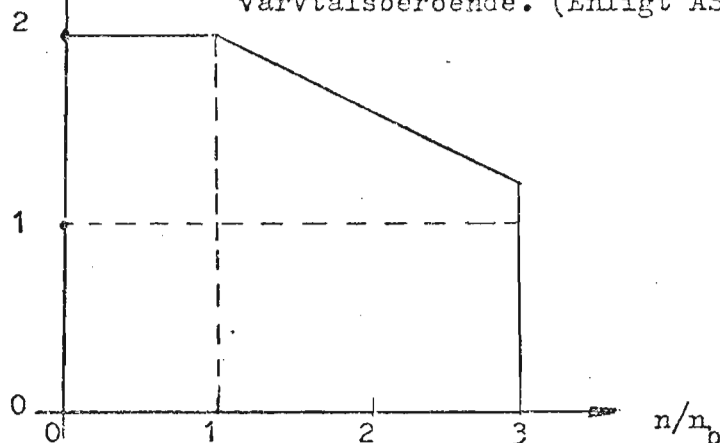
I figuren nedan visas $n - I_a$ - (ev. $n - M$ -) grafer för olika ϕ_δ .



Ökningen i varvtal begränsas av bl.a. följande förhållanden;

- 1) Mekaniska skäl. Tröghetskrafterna kan bli så stora att exempelvis ankarlindningen roterar sönder.
- 2) Kommuteringssvårigheter. Stora strömmar och höga varvtal försvårar alltid en LS-maskins kommutering. Kortvariga överbelastningar (= kortvariga överströmmar) måste ofta begränsas vid förhöjt varvtal. En sådan begränsning är möjlig genom att man vid visst eller vissa varvtal kopplar in ändrad strömbegränsning (strömlimitering) i ankarkretsens strömriktare. Figuren nedan visar hur strömmen måste begränsas vid förhöjt varvtal enligt ASEA. Samma figur har använts vid behandlingen av LS-maskinens kommutering. Se figur på nästa sida!
- 3) Tendens till instabilitet. Vid försvagat flöde kan ankarreaktionen ibland inverka så att maskinen blir instabil p.g.a horisontell ja t.o.m. stigande $n - I_a$ - karaktäristik.

varvtalsberoende. (Enligt ASEA-katalog.)



Som riktvärden för maximalt tillåtet varvtal brukar man räkna med 2 till 3 gånger maskinens basvarvtal.

Fältstyrning innebär en vekare shuntkaraktär vid minskat flöde (större lutning vid minskat flöde).

Så till frågan om uttagbart moment och effekt vid shuntstyrning:

Allmänt kan vi konstatera att enligt $M = k_M \cdot \phi \cdot I_a$ måste maskinen för att bibehålla ett visst moment öka sin ankarström då flödet försvagas. Då vi så småningom uppnått det varvtal som ger $I_a = I_{an}$ får strömmen inte ökas ytterligare (kontinuerligt värde avses). Vill vi höja varvtalet ytterligare genom fältförsvagning måste vi alltså reducera tillåtet belastningsmomentet (strömmen förblir konstant = I_{an} medan ϕ minskar.).

Antag att vi har märkdrift med märkvarvtal (basvarvtal) och märkström i såväl ankar- som fältkrets. Motorn avger sitt märkmoment och sin märkeffekt.

Vi minskar nu ϕ men låter strömmen förbli konstant = I_{an} . Vi kan då skriva

$$n = \frac{U - I_a \cdot \sum R_a}{k_E \cdot \phi} \Rightarrow \frac{E}{k_E \cdot \phi} ; \quad \left[n = \frac{c}{\phi} \right]^x)$$

där den inducerade spänningen E måste vara konstant = $U - I_{an} \sum R_a$.

Då blir också den inre effekten $P_i = E \cdot I_a \Rightarrow E \cdot I_{an}$ konstant.

Med försummande av inte alltför stora effektförluster (varierar något med varvtalet) kommer den avgivna axeleffekten $\approx$ märkeffekten. Detta är den största effekt vi får ta ut inom fältstyrningsområdet och den förblir konstant tillåten inom hela varvtalsområdet.

Motsvarande moment kan fås på olika sätt;

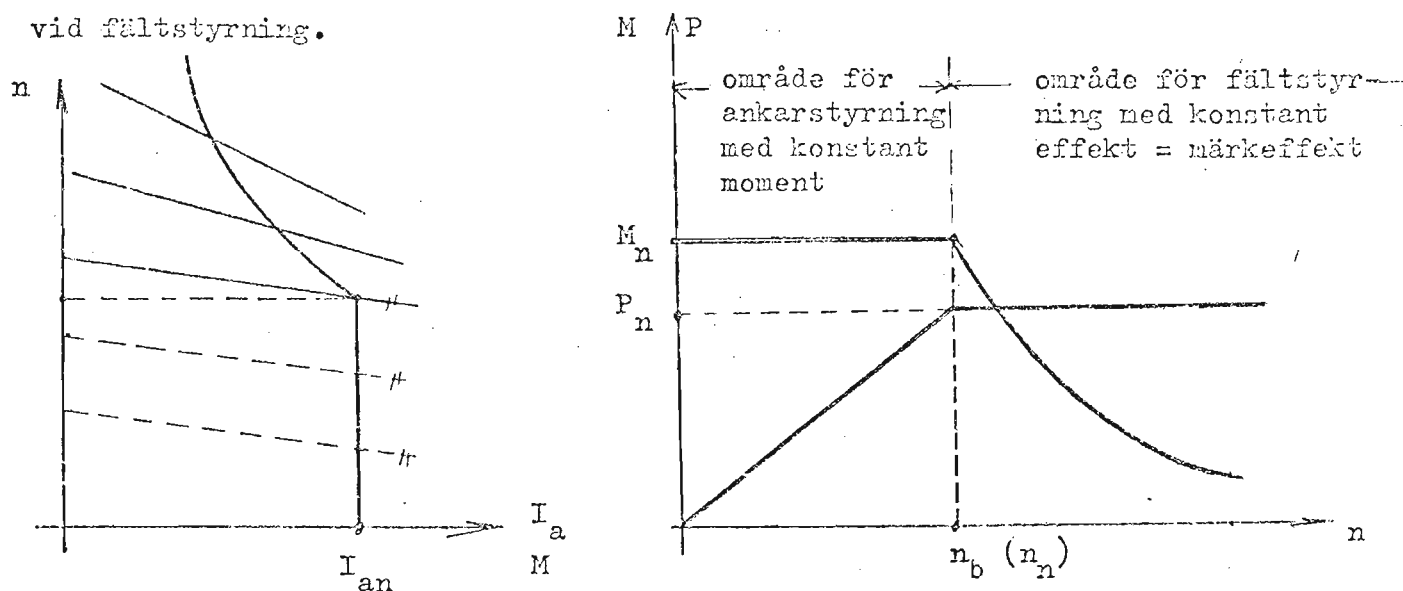
$$w \cdot M = P \text{ ger } M = \frac{P}{w} \Rightarrow \frac{k}{n}$$

eller

$$M = k_M \cdot \phi \cdot I_a \Rightarrow k_M \cdot \frac{c}{n} \cdot I_{an} \Rightarrow \frac{k}{n} ; \quad (E = \text{konst.} = k_E \cdot n \cdot \phi \text{ ger } \phi = \frac{c}{n})^x)$$

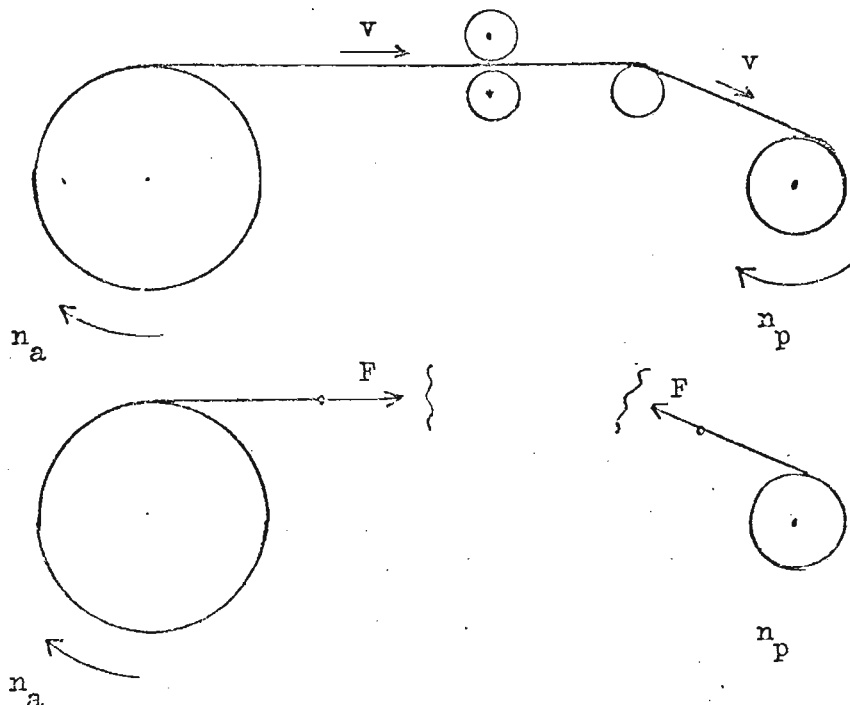
Momentet avtar alltså inom fältstyrningsområdet med ökat varvtal. M varierar enligt uttrycken ovan omvänt proportionellt med varvtalet.

Figuren nedan visar gränskurvor för tillåtet moment och tillåten effekt vid fältstyrning.



Om en motor skall varvtalsstyras medelst shuntstyrning och kräver konstant moment inom hela området kommer maskinens märkeffekt att bestämmas av det högsta varvtalet: $P_{\max} = w_{\max} \cdot M$. Detta kommer att innebära en betydande överkapacitet effektmässigt vid det lägsta varvtalet motsvarande det största flödesvärdet.

Som ett exempel på användning av shuntstyrning för varvtalsstyrning kan avslutningsvis den tidigare omnämnda hspeldriften nämnas. Vid av- eller pårullningen med konstant dragkraft och konstant materialhastighet blir effekten $P = F \cdot v \Rightarrow \text{konstant}$. Eftersom diametern ändrar sig vid såväl upp- som avrullning måste motorns varvtal ändras i takt med diametern om vi skall bibehålla konstant materialhastighet. Se figuren nedan!



Avhaspeln LS-maskin arbetar som bromsgenerator och påhaspeln LS-maskin som motor. Genom lämplig reglering hålls draget konstant $= F$ och även materialhastigheten $v = \text{konstant}$.

1. Ändring av rotationsriktning. Reversering.

Man skiljer på permanent omkoppling av rotationsriktningen och reversering, som är en omkastning av rotationsriktningen och som ingår i den aktuella motordriften, som ett återkommande moment.

För att ändra det drivande momentets riktning och därmed rotationsriktningen kan vi ändra antingen ankarströmmens riktning eller fältets riktning.

Jämför lagen $\vec{dF} = i \, ds \times \vec{B}$!

I samband med ändring av endera ankarströmsriktning eller fältriiktning bör observeras:

Kommuterings- och eventuell kompensationslindning skall ej röras.

Vid compound- och rena seriemaskiner måste serielindningen omkopplas.

Eh reversering innebär en bromsning till stillestånd åtföljd av ett startförlopp åt motsatt håll.

2. Bromsning.

Bromsning kan innebära a) en begränsning av varvtalet uppåt (s.k. sänkbromsning eller firning) b) en sänkning av varvtalet, ofta till stillestånd.

Bromsning enligt moment b innebär att man måste ta hand om den minskning i kinetisk energi som hör samman med en varvtalsminskning.

$$\Delta W_k = \sum \frac{1}{2} \cdot J \cdot (w_1^2 - w_2^2) + \sum \frac{1}{2} \cdot m \cdot (v_1^2 - v_2^2)$$

Vid bromsning till stillestånd är w_2 liksom $v_2 = 0$.

"Energiminskningen" återmatas antingen till det elektriska nätet eller förloras som värme i resistorer eller i bromsbackar (bromsklotsar).

När det gäller bromsning till stillestånd kan detta också ske genom s.k. utlöpning, vilken innebär att det matande nätet bortskiljes från motorn, varefter maskinen bromsas till stillestånd p.g.a. rotationsförlusterna.

En sådan utlöpning tar ofta relativt lång tid. Om magnetfältet bibehålles då motorn skiljts från det matande nätet bromsas maskinen klart fortare än utan fält.

3. Mekanisk och elektrisk bromsning.

Man skiljer på mekanisk bromsning och elektrisk sådan. Ofta förekommer båda i kombination av bl.a. följande skäl:

- a) säkerhetsskäl (vid fordonsdrift, hiss- och lyftanordningar ...)
- b) krav på ett säkert och konstant hållmoment d.v.s ett moment som kan hålla lasten vid varvtalet 0. Hos vissa elektriska maskiner är det antingen omöjligt eller mycket svårt att erhålla ett konstant hållmoment. Man kan i detta sammanhang lämpligen klargöra begreppen aktivt och passivt lastmoment. Aktivt moment = moment som kan verka drivande (vid lyftanordningar utan motvikt, vid fläktar och pumpar vid mottryck, vid fordonsdrift i uppförs- och utförs-lutor) . Passivt lastmoment = moment som ej kan verka drivande.

Vi skall i detta sammanhang studera elektriska bromsmetoder. Innan dess låt oss kort göra några jämförelser mellan elektriska och mekaniska metoder. Bland fördelar med elektrisk bromsning märks:

- 1) mekaniskt slitage undviks, 2) bromsenergin kan normalt bortledas på ett enkelt och ofarligt sätt, 3) bromsförloppet kan styras på praktiskt enkelt sätt. Bland nackdelar med elektrisk bromsning märks:

- 1) Hållmoment är stundom svårt att åstadkomma 2) extra kraftig uppvärmning blir oftast följden av i tiden ofta upprepade startförlopp. Denna uppvärmning kan stundom bli besvärande även om den ofta kan förläggas till utrustning utanför själva motorn.

4. Elektriska bromsmetoder.

Vid elektrisk bromsning skiljer man bl.a. på följande metoder

- 1) Nyttobromsning (regenerativ bromsning). Metoden innebär att kinetisk energi och utifrån tillförd mekanisk energi återmatas till det matande nätet. För att motorn skall kunna bromsas på detta sätt måste den inducerade spänningen E bli större än polspänningen U , d.v.s, maskinen övergår till att arbeta som generator. För att uppfylla olikheten $E > U$ kan man tänka sig att sänka U , öka flödet ϕ eller kombinera de båda sätten. Även en ökning av varvtalet n leder till att E så småningom kan överstiga U .
- 2) Motståndsbromsning. Maskinens ankarkrets skiljes från det matande nätet medan fältet bibehålles intakt. Efter att ankaret skiljts från det matande nätet inkopplas en resistor till ankarklämmorna.

Maskinen kommer att arbeta som generator (ankerströmmen går i motsatt riktning jämfört med motordriften) och ett bromsande moment uppstår. Bromsenergin återfinns som värme i bromsresistorn. Genom att variera resistorns resistans under bromsförloppet kan detsamma styras på ett enkelt sätt, exempelvis på konstant ström och därmed konstant bromsmoment.

Metoden används bl.a. då man önskar snabbt stopp på drivmotorn vid vissa typer av fel i arbetsprocessen.

3. Motströmsbromsning. Metoden används mera sällan vid likströmsmaskiner, men berörs kortfattat i ett senare moment.

5. Shuntmaskinens (separatmagnetiserad maskins) bromsning.

5.1. Hyttbromsning.

a) Regenerativ sänkbromsning (firning).

Bromsmetoden leder ej till stillestånd utan innebär en begränsning i varv-
tal uppåt. I figuren nedan visas möjlig koppling.

Motorn körs igång med moment som vill sänka lasten. Lasten samverkar med motormomentet och accelererar motorn varvid dess inducerade spänning E ökar för att så småningom bli större än U . Vid motoriskt referensval blir

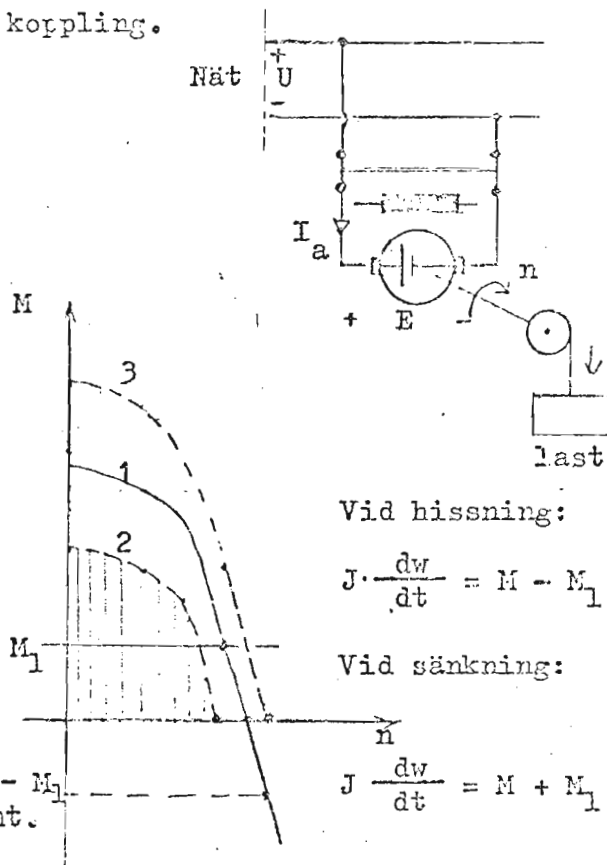
$$I_a = \frac{U - E}{R_a}$$

som antar negativt värde, då $E > U$, vilket innebär generatorverkan.

Maskinen ökar sitt varvtal till dess att E blir så stort att den framdrivna strömmen ger ett bromsande moment lika stort som det drivande (=lastens moment). Därefter blir varvtalet konstant.

Lasten firas ned med konstant varvtal.

Genom att maskinen under bromsförloppet arbetar som generator kommer effekt att matas till nätet. Övergången från motor till generator sker helt automatiskt.



Några observanda i anslutning till regenerativ sänkbromsning.

- a) En förutsättning för att bromsverkan skall erhållas är att ls-nätet kan ta emot effekt. Detta är ej säkert utan beror på nätets karaktär. (Diodlikriktare, ackumulatorbatteri, diodlikriktare med resistiv grundlast i parallell, tyristorströmriktare som kan växelrikta, roterande generator driven av asynkronmotor...)

I regel är det lämpligt att komplettera med skydd för övervarv.

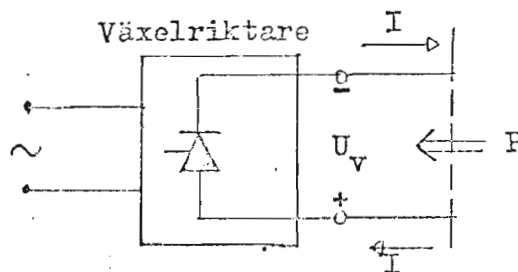
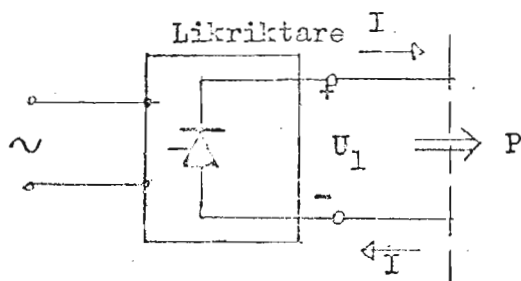
- b) Genom inkoppling av en extra serieresistor mellan maskin och nät kan bromsförloppet styra. Vart leder en ökning av resistorns resistans? Vad skulle följden av ett säkringsbrott bli, om säkringar ingår i ankar-kretsen?

5.2. Regenerativ bromsning till stillestånd.

Om det matande nätets spänning kan sänkas kommer maskinens enk att vara större än polspänningen varvid maskinen driver "generatorström" och bromsas. Genom att succesivt minska spänningen U kan maskinen bromsas gegenerativt till stillestånd. Metoden kan appliceras direkt om det matande nätet består av en roterande ls-generator (driven av exempelvis en asynkronmotor) vars enk lätt kan styras genom fältändring.

I dag är det vanligaste ls-nätet uppbyggt som en tyristorströmriktare, vilken kan arbeta både som lik- och växelriktare. Vid växelriktning kan man få motorn att nyttobromsas ned till $n = 0$. Dock fordras vissa speciella styr- och omkopplingar betingade av strömriktarens egenskaper. För att kunna förstå den fortsatta diskussionen skall vi därför först klargöra några väsentliga egenskaper hos strömriktaren.

Genom lämplig styrning av strömriktaren (styrning av dess tyristorer) kan man åstadkomma en likspänning U_1 med viss polaritet eller en likspänning U_V med ombytt polaritet. Se de båda figurdelarna nedan! Själva styrningen tillhär så att man först styr ned U_1 till noll och därefter styr upp till spänningen U_V med ombytt polaritet. ($U_1 = -U_V$)

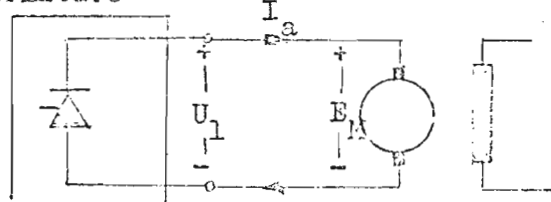


Genom strömriktarens uppbyggnad av ventiler kan ström endast passera genom strömriktaren i en riktning. Se figuren på föregående sida!

I likriktarfallet kommer strömriktaren att avge effekt (energi) till liksidan. I det andra fallet, då strömriktaren mottar energi från en yttre energikälla på liksidan, arbetar den som växelriktare och överför den mottagna energin till växelströmsnätet. I fortsättningen utgör den ls-maskin vi önskar bromsa den energikälla på liksidan, som vi antytt ovan.

Om vi blott kan ändra polariteten på vår likströmsmaskin samtidigt som vi styr över strömriktaren till växelriktardrift får vi bromsverkan. Se principfigurerna nedan !

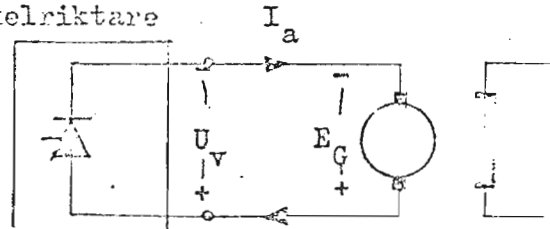
likriktare



$$U_l > E_M \quad \text{motordrift}$$

$$U_l < E_M \quad \text{medför } I_a = 0$$

växelriktare



$$U_v < E_G \quad \text{generator drift}$$

$$U_v > E_G \quad \text{medför } I_a = 0$$

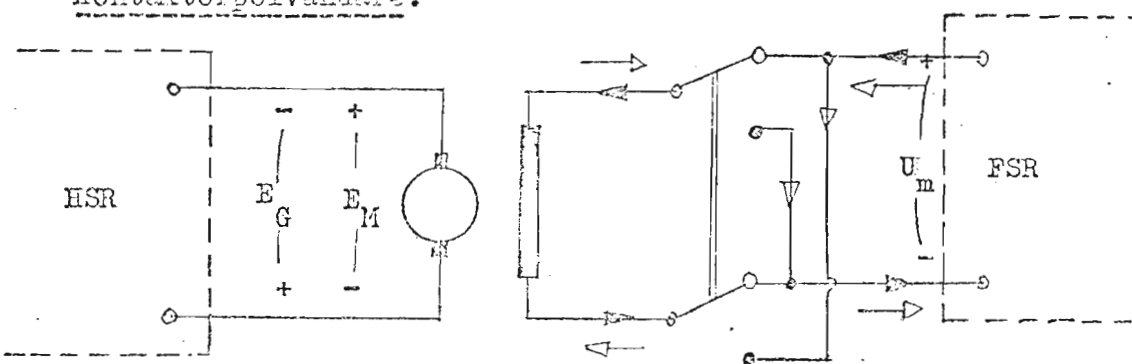
För att ändra vår ls-maskins enk-polaritet (= polvändning av maskinens enk)

kan bl.a. följande metoder användas.

5.2.1. Fältvändning.

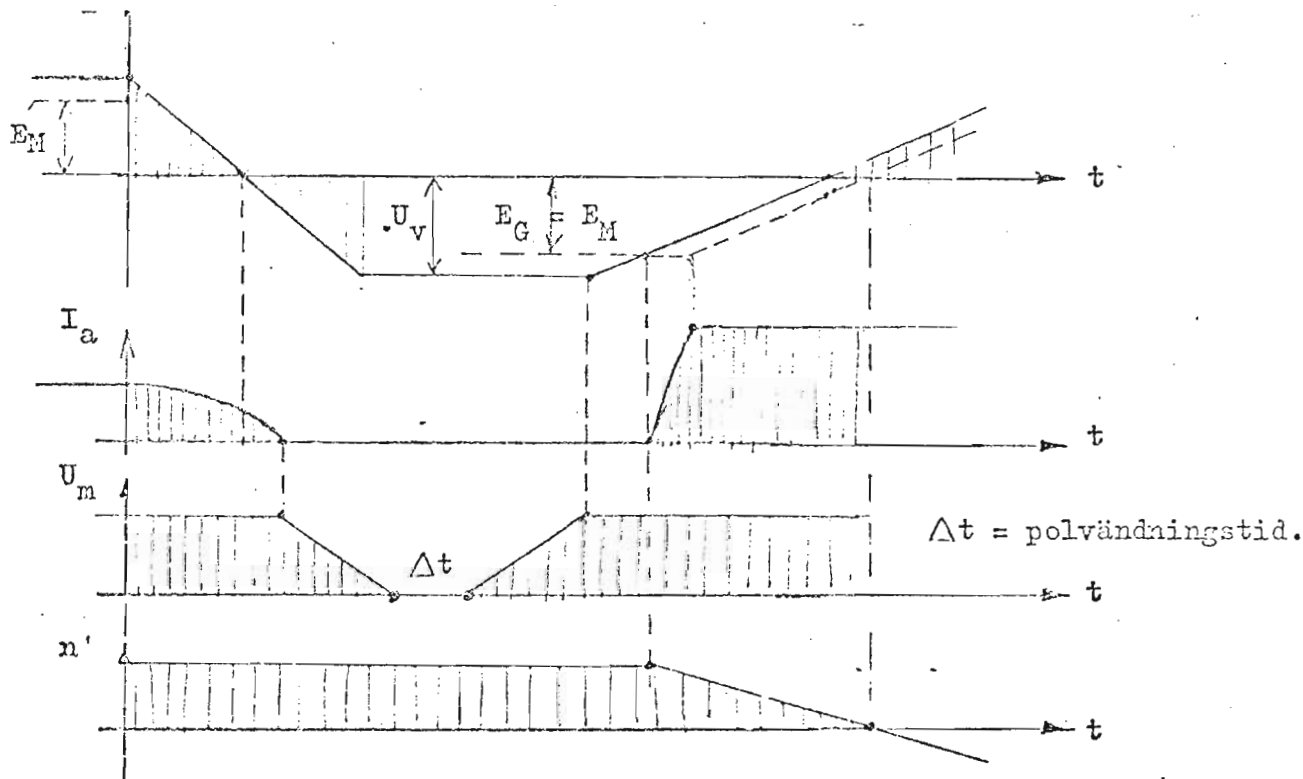
Genom lämplig anordning växlas fältströmmens riktning. Allt efter maskinstorlek kan olika arrangemang tänkas.

Kontaktopolvändare.



HSR = styrbar huvudströmriktare , FSR = styrbar fältströmriktare

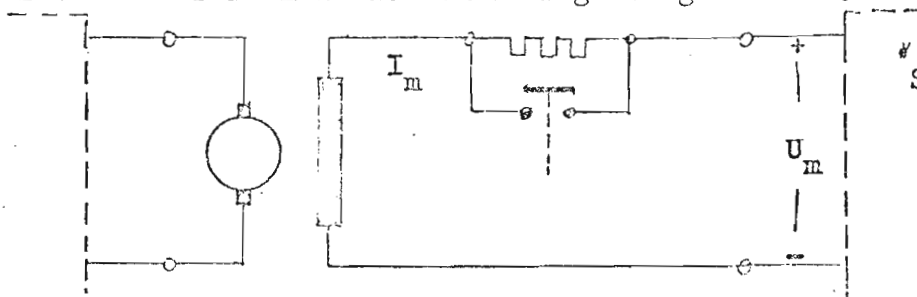
Om U_m exempelvis härrör från en fältströmriktare styrs lämpligen U_m ned till noll, varefter kontaktorpolvändningen sker i strömlöst tillstånd. Därefter styr U_m upp med bibehållen polaritet till sitt fulla värde. Fältvändningen är därmed klar och emk:s polaritet har skiftats. För att undvika strömrusning i ankarkretsen (E blir noll då flödet försvinner) styr man innan fältströmmen styrs ned, först ned huvudströmriktaren till noll och därefter över på växelriktarsidan med full spänning ($|U_v|$ bör vara större än E efter fältvändningen) Då I_a , som känns av, blivit noll kan fältvändningen börja. Se tiddiagrammen nedan !



Då E nått sitt fulla värde kan U_v minskas till belopp varvid ström börjar flyta och bromsverkan uppnås. Genom att undan för undan styra växelriktaren mot lik-riktningsverkan bringas ls-maskinen till stillestånd.

Under själva bromsförloppet och likaledes under fältvändningen kan förstärkt flöde liksom forcerad fältändring utnyttjas. Man talar i det förra fallet om s.k. shuntning av fältet. Genom att i rätt ögonblick kortsluta (och därefter bibehålla kortslutningen under lämplig tid) en resistor, seriekopplad med fältlindningen erhålles förstärkt flöde. Se principfigur nedan! Genom det ökade flödet ökas dels E (blir större än U_v), dels blir momentet $k_m \phi I_a$ större vid given ström. Självfallet kan bromsströmmen också ökas.

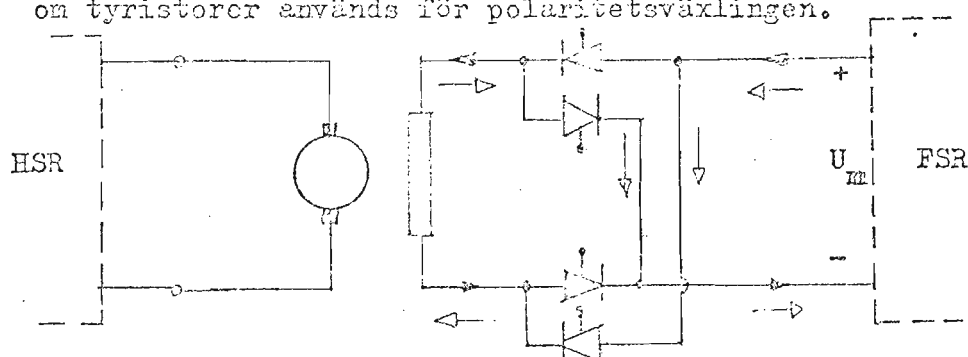
Eventuellt bör maskinen utrustas med låghastighetsvakt.



"Shuntning av fältet"

Tyristorpolvändning.

Betydligt snabbare omkoppling än med mekanisk kontakter kan erhållas om tyristorer används för polaritetsväxlingen.

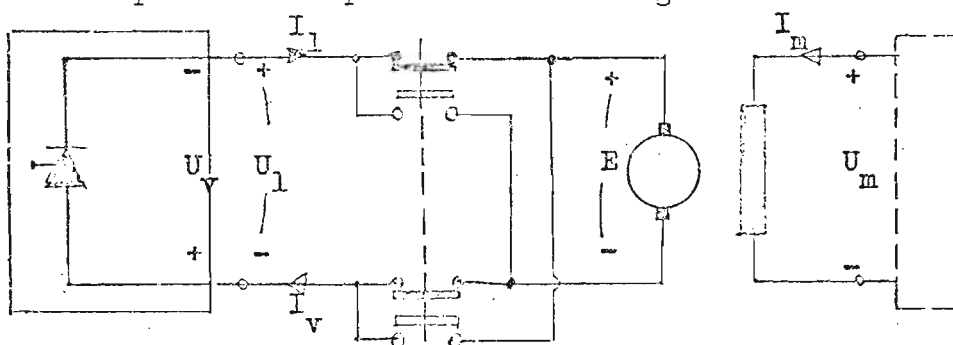


Tyristorerna bör dimensioneras för att tåla den relativt måttliga fältströmmen.

En nackdel med fältvändning är att fältkretsen har stor induktans, vilket innebär att det tar lång tid att först få ned strömmen till noll och därefter upp till fullt värde åt motsatt håll. Reverseringen av fältströmmen tar i gynnsamma fall några hundra ms (0,30 s) vilket i många sammanhang ej är tillfredsställande. Dock finns många fall där en sådan relativt långsam fältändring kan duga.

5.2.2. Ankarpolvändning.

Betydligt snabbare reglering än vad som nyss antytts är möjlig genom att man ändrar polariteten på ankarets matning.



Först styrs strömmen I_a ned till noll (I_a känns av) genom att U_1 minskar. U_1 styrs direkt över till $U_1 = -U_v$. Då I_a blivit noll sker polvändningen i strömlöst tillstånd, varefter ström får börja flyta genom att strömriktaren styrs på växelriktarsidan så att $|U_v|$ minskar.

Polväxlingen som tar totalt ca 100 ms bestäms av kontaktorn.

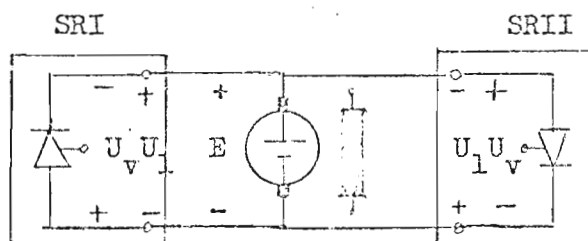
Genom att använda tyristorpolvändning i ankarkretsen med sin relativt obetydliga induktans kan polvändningen fullbordas på ca 10 ms. Dock blir polvändningstyristorerna stora och dyra jämfört med strömriktarbryggans enheter.

(Hela strömmen måste gå genom polvändningstyristorerna kontinuerligt!)

Detta alternativ är därför ganska ovanligt. Man kan då lika gärna skaffa sig två strömriktarbryggor enligt moment 5.2.3.

5.3. Antiparallellkopplade strömriktare med blockering.

(Dubbelströmriktare med blockering)



Beroende på vilken strömriktare som arbetar flyter strömmen genom motorn åt det ena eller andra hållet (svarande mot olika rotationsriktningar). Det är mycket viktigt att endast en strömriktare i taget får arbeta (får tändpulser) ty annars uppstår kortslutning mellan vs-nätets faser via tyristorerna i de antiparallellkopplade bryggorna SRI och SRII.

Den icke arbetande bryggan måste blockeras (tändpulser förhindras).

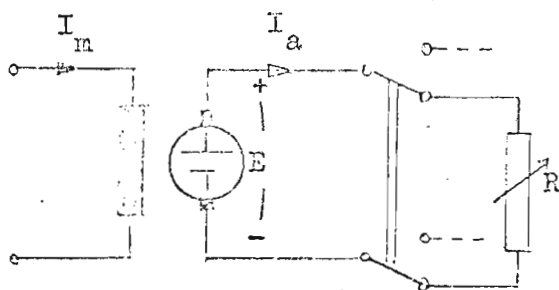
Utrustningen enligt ovan ger en mycket snabb varvtalsreversering, av storleksordningen 60 - 70 ms. (Reversertiden = full ström i en riktning till full ström i motsatt riktning rör sig om 60 - 70 ms) En bromsning och därpå följande acceleration åt motsatt håll kan tänkas ske på följande sätt. Antag exempelvis att SRI fungerar som likriktare varvid rotationsriktningen är åt ett bestämt håll och maskinens emk är E enligt figuren ovan. Då order om reversering ges styrs SRI ned och strömmen genom SRI avtar mot noll. Då strömmen blir noll avkänns detta och efter en kort tidsfördröjning (räknat från strömmens nollgenomgång) ges styripulser svarande mot full negativ likspänning ($-U_v$). Dessa pulser släpps via ett blockeringsdon över till SRII, som då får spänningspolaritet svarande mot växelriktardrift och med ett värde på $|U_v| > E$, varför E ej kan driva ström genom SRII. Genom att SRII styrs mot mera positiv (mindre negativ likspänningsvärde hos SRII) börjar E att driva ström genom SRII d.v.s. åt motsatt håll genom motorn som då bromsar. Genom att styra SRII så att U_v går mot noll och därefter U_1 mot positiva värden kommer motorn först att bromsas till $n = 0$ och därefter accelerera upp i varv åt motsatt håll.

6. Motståndsbromsning.

Ibland då man önskar snabbt stopp exempelvis p.g.a. en störning i det arbetsförlopp i vilket drivmotorn ingår som en del använder man sig av s.k. motståndsbromsning (= "dynamisk bromsning")

Maskinens ankar-krets skiljs från det matande nätet medan det separat magnetiserade fältet bibehåller sin magnetisering. Så fort ankarkretsen brutits inkopplas en resistor till polklämmorna varigenom maskinens omk kommer att driva ström genom resistorn. Maskinen arbetar som generator och bromsas samtidigt som bromsenergin omvandlas till värme i resistorn. Genom att variera den inkopplade resistorns resistans kan strömmen och därmed bromsmomentet styras. Eftersom $I_a = 0$ då n blivit 0 ($E = 0$) kan något hållmoment ej erhållas.

Metoden är möjlig att använda även vid sänkbromsning ehuru n då ej blir 0. Lasten får vara "drivmaskin" för generatoren, i vilken ett bromsande moment alstras.



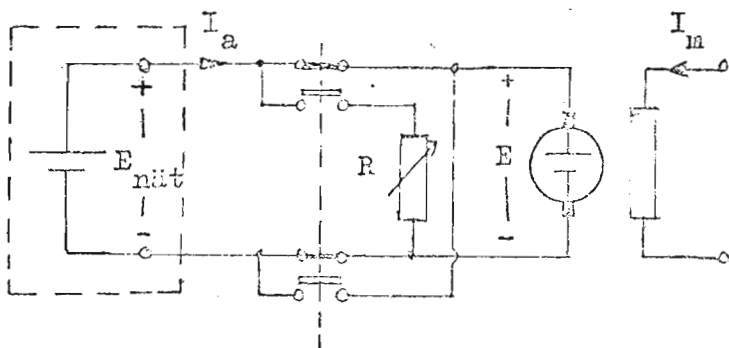
$$I_a = \frac{E}{\sum R_a + R} \Rightarrow \frac{k_E \cdot n \cdot \phi \delta}{\sum R_a + R}$$

$$M = k_m \cdot \phi \delta \cdot I_a \Rightarrow \frac{k_E \cdot k_m \cdot \phi \delta^2}{\sum R_a + R} \cdot n$$

7. Motströmsbromsning.

Denna bromsmetod är inte särskilt ofta använd vid likströmsmaskiner eftersom andra goda bromsmetoder finns.

Motströmsbromsning innebär i princip att ankarkretsens matning helt plötsligt ges ändrad polaritet varvid det matande nätet och maskinens omk E samverkar och driver ström i arbetslindningens krets. Strömmen blir oftast mycket stor varför man samtidigt med omkopplingen av ankarkretsen även inkopplar en serieresistor med lämpligt Ω -tal. Till detta kommer att den energi som nät och maskin omk levererar förintas som värme i kretsens resistanser.



Efter omkastning av ankarklämmorna fås

$$I_a = \frac{E_{nät} + E}{\sum R_a + R}$$

STRÖMRIKTARES UPPEBYGGNAD OCH FUNKTION.

Avsikten med detta avsnitt är att ge en allmän framställning (utan alltför detaljerade och ingående beskrivningar) av den utrustning som ingår i praktiskt förekommande strömriktare. Här inbegrips förutom själva ventilenheten även utrustning för styrning (reglering) och skydd. För att kunna förstå och tillgodogöra sig innehållet är det inte nödvändigt att ha ingående kunskaper vare sig i elektronik eller i strömriktares "inre funktion". Viss kännedom om reglertekniska grundbegrepp och blockschematänkande är däremot önskvärt. I första hand syftar den följande beskrivningen till att ge förståelse för strömriktares användning för matning och reglering av MS-motorer vid tillämpningar med höga krav på reglersnabbhet, reglernoggrannhet och tillförlitlighet. Många i och för sig viktiga och intressanta förhållanden hos strömriktare kommer ej att tas upp till behandling eftersom de fordrar ingående studium av vad som sker exempelvis inom själva ventilenheten med sina tyristorer. Antydda fördjupade studier genomförs i annat sammanhang.

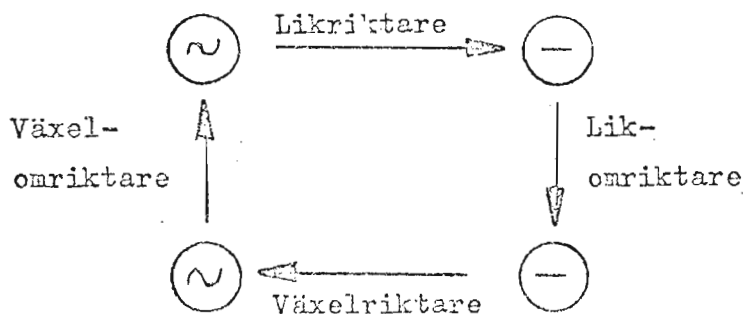
1. Indelning av strömriktare.

Med hänsyn till det "yttre" verknings sättet hos strömriktare urskiljer man olika slag eller typer av strömriktare. Innan vi redogör för dessa låt oss först ge en allmän definition av begreppet strömriktare:

Med en strömriktare menas allmänt en anordning för omformning och/eller styrning av elektrisk energi med hjälp av elektriska ventiler (strömriktarventiler).

Genom användning av strömriktare möjliggörs energiflöde och energiutbyte mellan mellan godtyckliga strömsystem (system arbetande med olika strömarter). Den schematiska figuren nedan visar olika strömsystem (cirkelarna) och riktningarna hos energiflödena dem emellan (pilarna). Vid varje pil anges benämning en på det slag av strömriktare som är aktuell vid den antydda omvandlingen. De olika typer av strömriktare vi i fortsättningen har anledning att komma ihåg med hänsyn till det "yttre verknings sättet" är :

- ① Likriktare. ② Likspänningsomriktare (likspänningsomvandlare, likomriktare)
③ Växelsriktare. ④ Växelspänningsomriktare (växelspänningsomvandlare, växel-
omriktare).



1.1. Likriktare.

Likriktare omvandlar en godtycklig växelspanning till en likspänning.

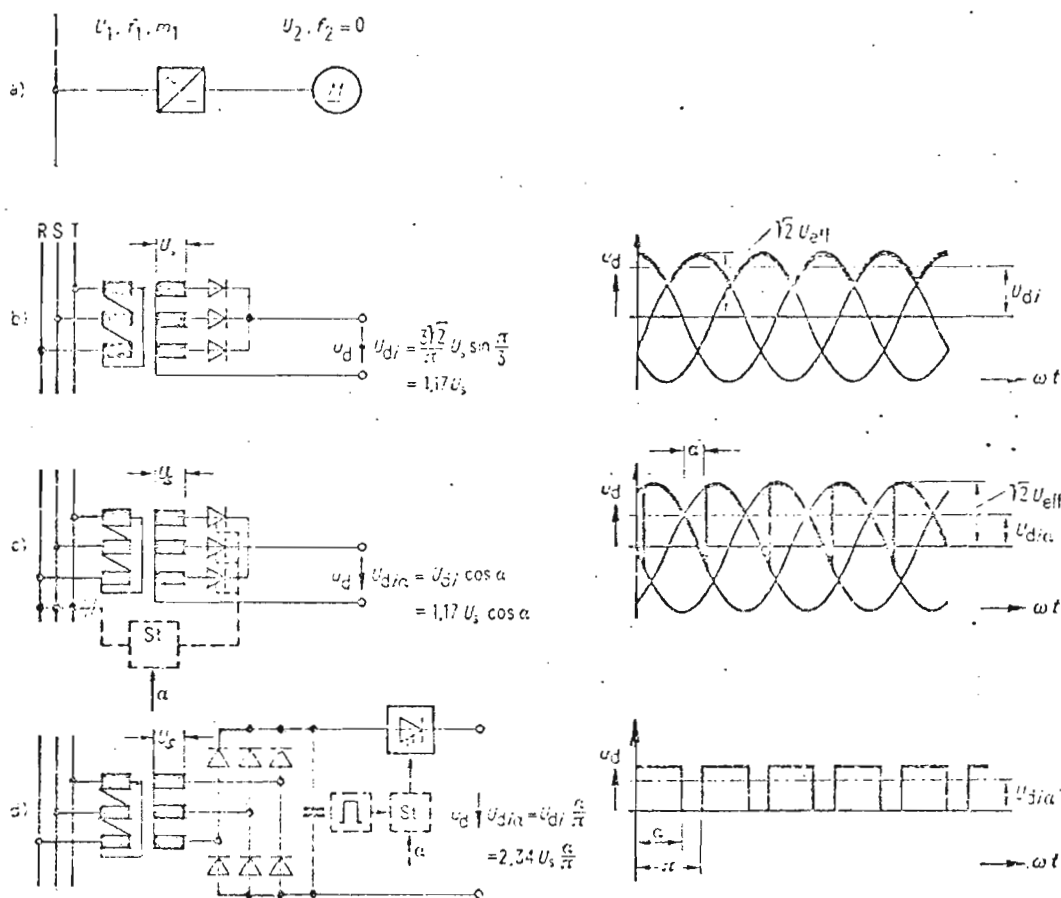
Ostyrda likriktare (diodlikriktare) ger en fast likspänning, vars värde (medelvärde) beror av växelspanningens storlek och använd likriktarkoppling.

Styrbara likriktare (i dag ofta tyristorlikriktare) ger en likspänning med styrbart (varierbart) värde.

(Styrbar likspänning fordrar inte nödvändigtvis användning av tyristorer. Ostyrda likriktare i kombination med en transformator med variabel omsättning (lindningskopplare), en vridtransformator i enklare fall etc. ger också en variabel likspänning. Även kombinationer av ostyrda och styrda likriktare används.)

Den elektriska energin flyter vid alla likriktare från växelströmssidan till likströmssidan (från växelsidan till liksidan).

Figurerna nedan visar exempel på likriktare.



- Principschema (blockschema).
- Ostyrd likriktarbrygga (1-vägs, trepulsbrygga)
- Styrd likriktarbrygga (1-vägs, trepulsbrygga)
- Ostyrd trefas likriktarbrygga i kombination med en likströmsställare för spänningsstyrning. Den trefasiga bryggkopplingen kallas också 2-vägs, sex-pulsbrygga.

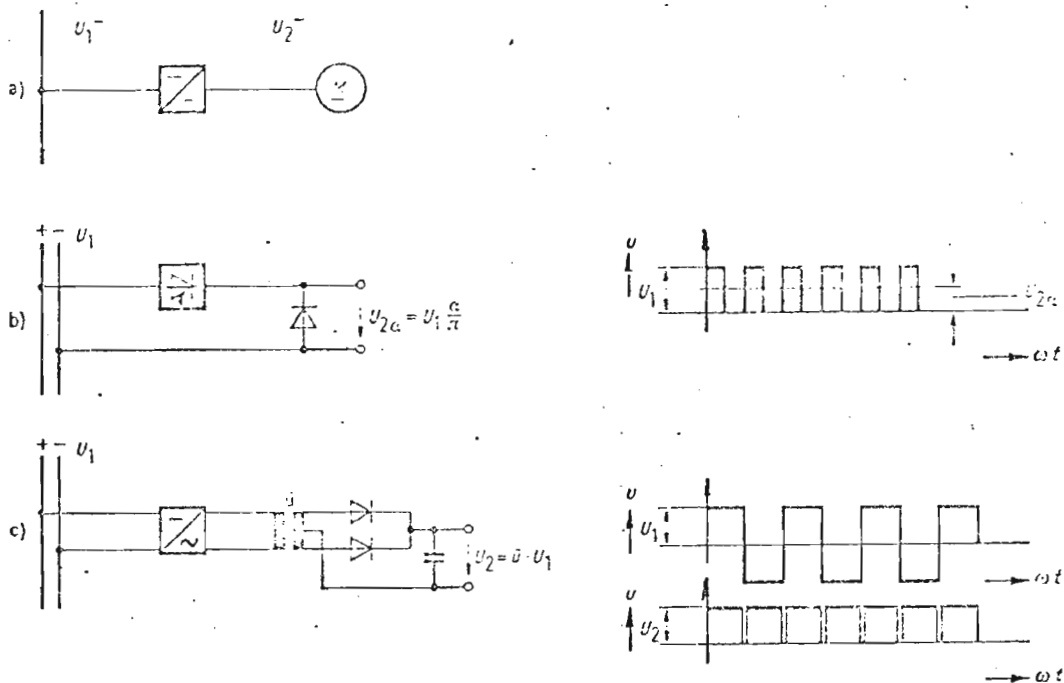
1.2. Likomriktare. (Likspänningsomriktare).

Likomriktare möjliggör omvandling från en given likspänning till en annan konstant (med godtyckligt värde) eller varierbar likspänning.

Beroende på huruvida utgångsspänningen bildas direkt av ingångsspänningen eller via en mellankrets arbetande med växelförlopp talar man om direktomriktare eller indirekt omriktare, i det senare fallet även om mellankretsomriktare för likspänning.

Vid direktomriktare kan utgångsspänningen högst bli lika med ingångsspänningen. I en mellankretsomriktare i vilken vi har en mellankrets arbetande med växelförlopp kan man med hjälp av transformering erhålla vilken utspänning som helst (inom rimliga gränser) oberoende av ingångsspänningen. Genom användning av en transformator, fulltrafutförande, uppnås också en galvanisk isolering mellan elenergikällan och elenergiförbrukaren.

I figuren nedan exemplifieras likomriktare.



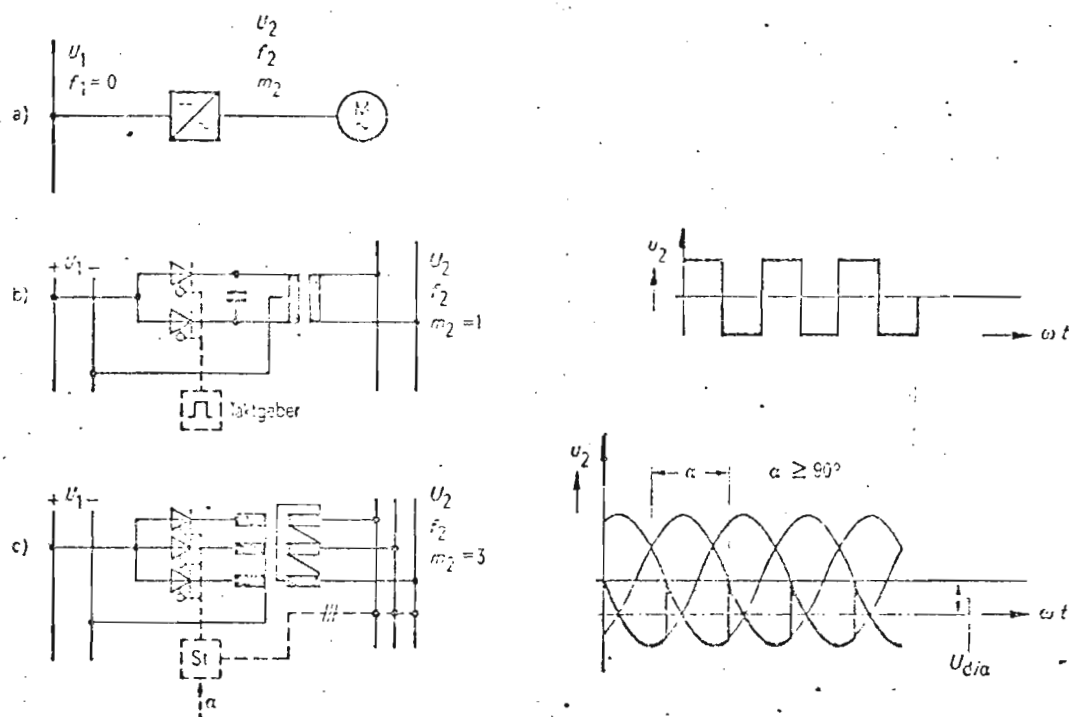
- a) Blockschemaförställning
- b) Direkt likomriktare (likströmsställare)
- c) Indirekt likomriktare med mellankrets arbetande med växelförlopp.

1.3. Växelriktare.

Med växelriktning förstår man omformning av likspänning till växelspanning varvid den elektriska energin flyter från likströmssidan till växelströmssidan.

I figuren nedan visas förutom det schematiska sättet att rita en växelriktare (blockschemabild) två olika varianter av växelriktare. I figurdelen b visas en s.k. självförd (egenförd) och egentakt - givande växelriktare. Detta innebär att den omvandlar en likspänning till en växelspanning som matar ett nät som är helt oberoende av andra elenergikällor. Frekvensen i detta nät bestäms genom en särskild anordning, taktgivaren.

I figurdelen c visas en nätförd och nättaktbestämd växelriktare. Denna omvandlar energin i ett likströmsnät till ett växelströmsnät, vars egenskaper ej påverkas av själva växelriktaren. Nätet finns redan och har sin bestående spänning, frekvens och fastal.



- Blockschemaframställning
- Växelriktare, egenförd och egentaktgivande. Vs-nätet upprätthålls enbart p.g.a. växelriktarens närvaro.
- Växelriktare, nätförd och nättaktbestämd. Från ett likströmsnät överförs energi till ett existerande, självständigt växelströmsnät.

1.4. Växelorriktare.

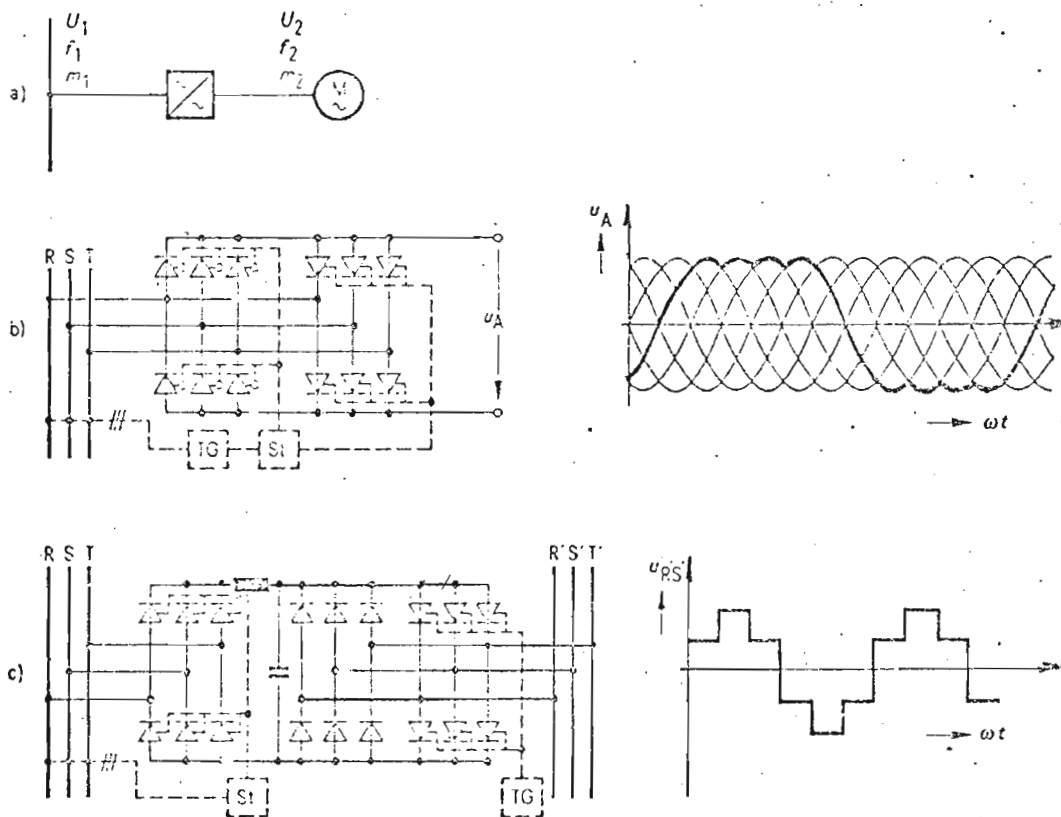
Växelorriktaren medger omvandling av en godtycklig spänning med given amplitud (effektivvärde) $\hat{U}_1$, frekvens f_1 och fastal m_1 till en annan godtycklig växelspanning med amplituden $\hat{U}_2$, frekvensen f_2 och fastalet m_2 .

Man skiljer vid växelorriktare, på samma sätt som vid likorriktare, mellan direkta och indirekta växelorriktare.

Direktorriktare arbetar utan mellankrets. Ingångs- och utgångssida är direktförbundna med varandra över styrbara ventiler. Utgångsspänningen hos en direktomvandlare är uppbyggd av delar från ingångsspänningen och är inte oberoende av ingångssidans frekvens. Se figurdel b nedan!

Indirekta växelorriktare är uppbyggda av en likriktare och en växelriktare, som förenas med varandra via en mellankrets som arbetar med likförlopp.

Se figurdel c nedan! Utgångsspänningens frekvens är vid indirekta omriktare oberoende av inspänningens frekvens inom vida gränser.



- a) Blockschemafremställning.
- b) Direkt växelorriktare med enfasig utgång (trapetsonriktare).
- c) Indirekt växelorriktare med mellankrets arbetande med likförlopp.

2. ENKELSTRÖMRIKTARENS UPPBYGGNAD OCH FUNKTION.

Tyristorströmriktare har idag ett synnerligen vittomfattande användningsområde med varierande krav på både funktionen och storleken. För att begränsa antalet typer och storlekar av kompletta strömriktare har de stora tillverkarna utvecklat en uppbyggnad i moduler, som medger standardisering och samtidigt bibehållen flexibilitet. Varje modul kan uppfattas som en funktionsenhet med sin bestämda delfunktion inom den kompletta strömriktaren. Komponenter ingående i en modul är konstruktivt samlade till en enhet. Vi skall i den följande framställningen studera de viktigaste enheterna (modulerna) i en s.k. enkelströmriktare. I detta skede avstår vi från att närmare precisera vad som karaktäriserar en enkelströmriktare.

2.1. Ventilenheten.

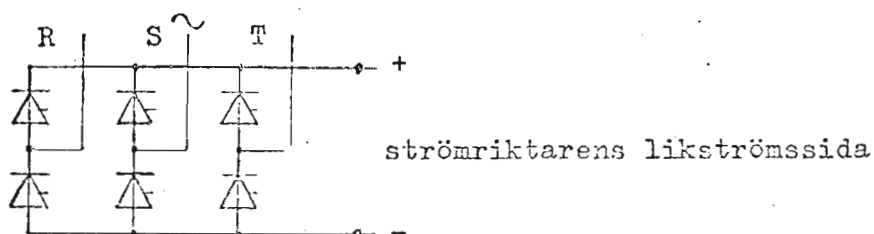
Ventilenheten är strömriktarens effektdel till skillnad från den övriga utrustning med vars hjälp man styr strömriktarens effektdel. Från ventilenheten erhålles den styrbara likspänning, som vi är så intresserade av.

Den utan tvekan vanligaste kopplingen vid krafttekniska tillämpningar (med undantag för mindre effekter 10 kW) är den trefasiga växelströmsbryggan eller som den också kallas 2-vägs, sexpulskoppling.

(Benämningen bryggkoppling förstår man om man påminner sig Graetzbryggans eller den enfasisiga bryggans koppling. Benämningen 2-vägs, sexpulskoppling förklaras av att strömmen på växelströmssidan flyter åt båda de möjliga hållen, är en växelström, och av att man under en cykel ("period") av växelförloppet hos det matande nätet får ut sex pulser på licksidan.)

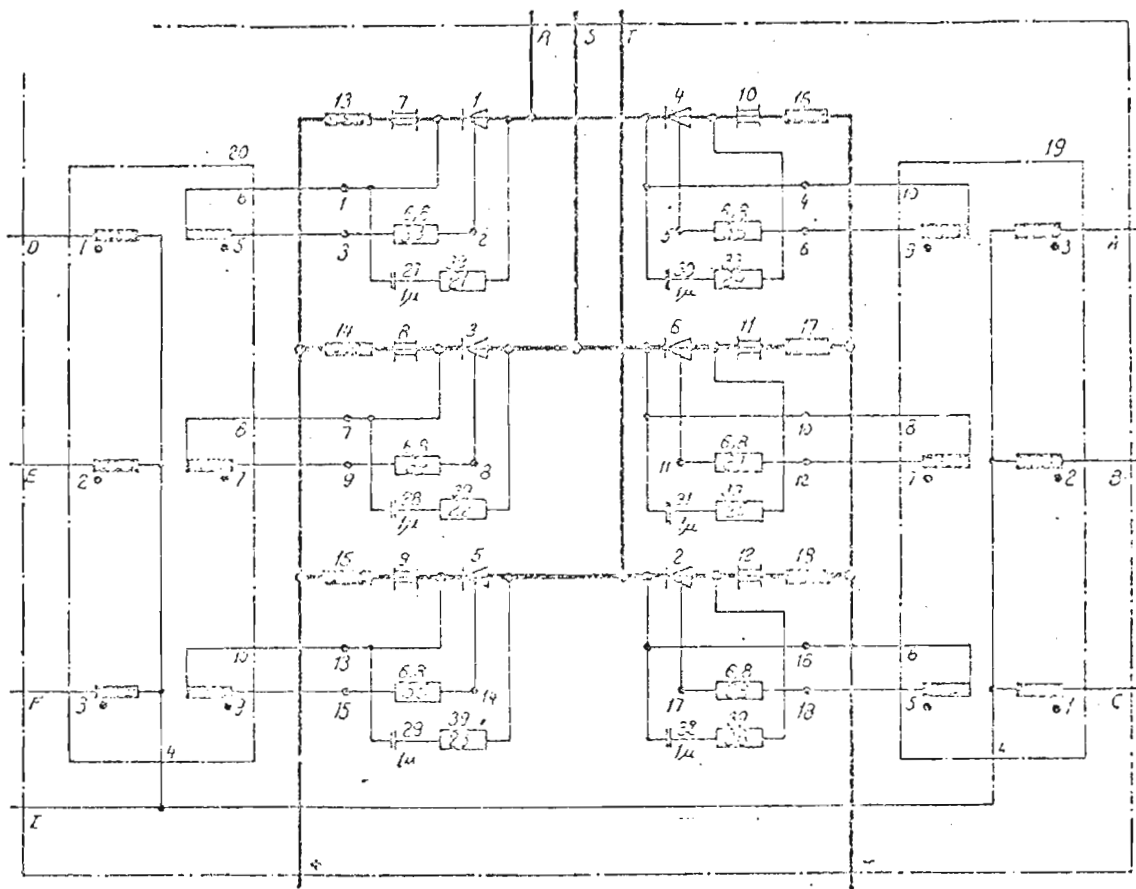
I figurerna nedan visas dels en "ren" bild över själva principkopplingen samt en mera detaljerad bild med diverse komponenter utöver själva tyristorer-na.

strömriktarens växelströmssida



Trefas bryggkoppling eller 2-vägs, sexpulskoppling.

(Detaljerad kopplingsbild på nästa blad!)



Om bryggan som ovan innehåller tyristorer i samtliga sex brygggrenar talar man om en helstyrd brygga. Om man har vissa grenar (3) med tyristorer och tre med dioder talar man om halvstyrd brygga. Båda har sina för- och nackdelar jämförda inbördes. Om man önskar strömriktaren att fungera både som lik- och växelriktare måste bryggan vara helstyrd.

Förutom en tyristor i varje gren finns också :

en snabbsäkring, en induktiv reaktor (induktor) samt parallellt med varje tyristor en RC-krets.

Snabbsäkringarna skall skydda mot överström vid direkta kortslutningar inuti strömriktaren exempelvis p.g.a. felaktiga tyristorer eller kortslutningar över yttre anslutningar. Säkringarna är av speciellt utförande och mycket snabba. Dimensionerande för säkringarna är den största tillåtna stötström som bryggans tyristorer tål. Säkringarna måste väljas med hänsyn även till växelströmsnätets systemspänning så att farliga brytöverspänningar undviks vid säkringsfunktion.

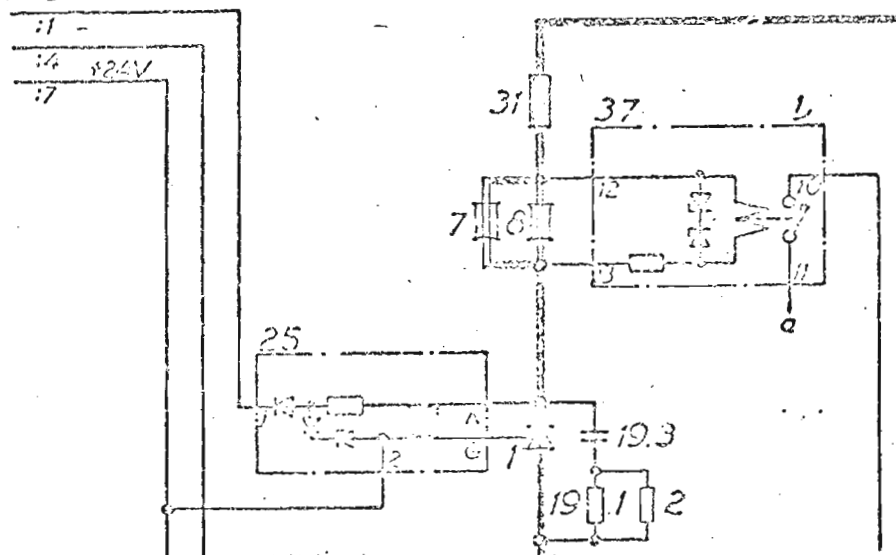
Grenreaktorerna (luftspolar) har främst till uppgift att begränsa strömderivat i tyristorerna vid kommutering (då strömmen överkopplas från en gren till nästa gren).

RC-nätet i parallell med tyristorn skyddar mot snabba överspänningar i samband med kommuteringsförloppet.

Till ventilenheten hör uppbyggnadsmässigt också styripulstransformatorer, en för varje tyristor. Denna transformator är sista länken i den styripuls-utrustning vi skall studera i det följande avsnittet. Genom användning av transformatorer erhålles isolering mellan huvudkretsarna och styrkretsarna.

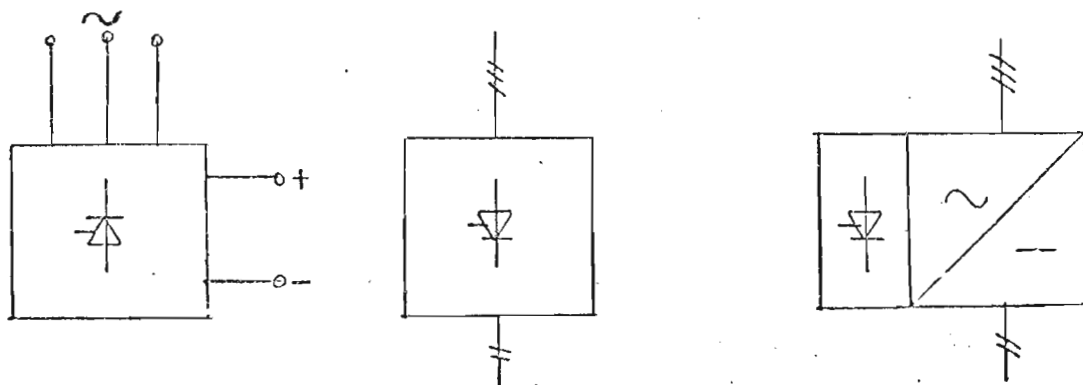
(Anm. I strömriktare för stora strömmar kan parallellkopplade tyristorer ingå i varje gren. Vanligare är dock att man i stället parallellkopplar flera ventilenheter.

Förutom tillbehör som redovisats ovan finns möjligheter att förse ventilenheten med indikering för säkringsavbrott. Se figuren nedan!)



Vid studium av strömriktare ritas oftast ventilenheten som ett block eller förenklat. På sidan S6 har vi redan visat ett förenklat, "rent" schema.

Andra alternativa ritsätt visas nedan!



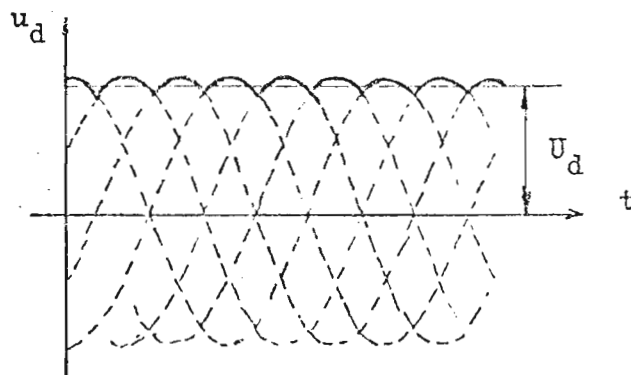
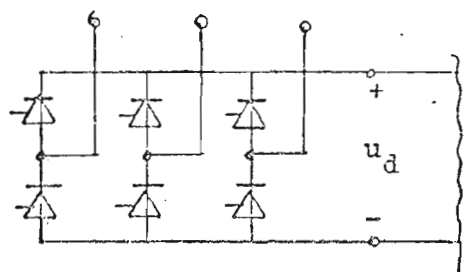
Blockschemaframställning av ventilenheter (flerlinje- och enlinjeframställning)

2.2. Styrpulssystemet (styrpulsdonet).

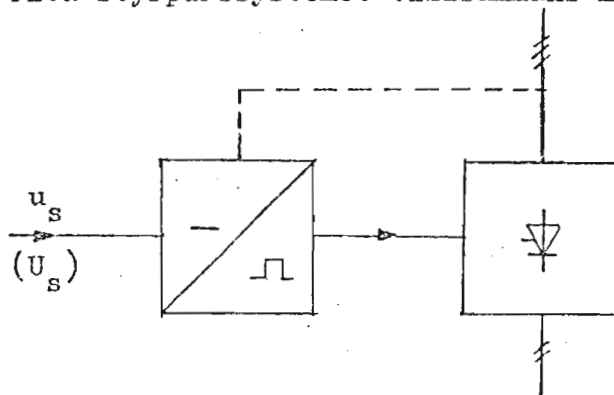
För att tända tyristorerna behövs styripulser (tändpulser) på tyristorernas styringång (styrelektrod eller kort bara styre). Dessa appliceras som en spänning med viss amplitud och varaktighet mellan styrelektroden och katoden med styrelektrodens potential positiv relativt katoden.

Tändpulserna måste vara synkroniserade med det matande nätets spänning (trefasmatning) och deras faslägen måste vara kontinuerligt varierbara relativt det matande nätets spänning (fasspänningar). Faslägena hos styripulserna bestämmer nämligen styrvinkeln α och därmed den likspänning vi erhåller på ventilenhetens likströmssida.

(Anm. När vi talar om likspänningen ut från strömriktaren kan det finnas anledning att närmare precisera vad vi åsyftar. Dels kan det nämligen vara fråga om den varierande likspänningen u_d mellan ventilenhetens plus- och minuspol, dels kan det vara fråga om tidsmedelvärdet U_d för den varierande likspänningen. Den varierande likspänningen är periodiskt varierande och kan med hjälp av fouriertänkande anses bestå av en konstant del (medelvärdet eller likkomponenten) och ett antal sinusformigt varierande växelstorheter med olika frekvens. Se figuren nedan! Medelvärdet U_d mäts enklast med ett medelvärdeskännande instrument, vanligtvis ett vridspoleinstrument.)



Schematiskt kan vi t.v. rita styrpulssystemet tillsammans med ventilenheten som i figuren nedan.



Styrpulssystemets uppgift är att alstra och vid rätta tidpunkter sända ut styrpulserna till ventilenhetens olika tyristorer. Insignalen till styrpulssystemet är en likspänning u_s , den s.k. styrsignalen. Genom att ändra styrsignalens värde styr vi tidpunkten för tändpulsernas front inom den matande växelspanningens cykel (period).

(Ofta skrivs styrsignalen U_s varvid vi menar en konstant likspänning vars värde kan justeras från ett tillfälle till ett annat. Vid snabba styrförlopp och regleringar ändras värdet kontinuerligt, varför det allmänt kan anses motiverat att även använda beteckningen u_s)

Då u_s alternativt U_s är positiv (styrsignalingångens potential är positiv relativt signaljord) får vi en likspänning ut från likriktaren. Om styrsignalen har värdet noll fås en styrvinkel (tändvinkel) α som ger utspänningen noll på likströmssidan.

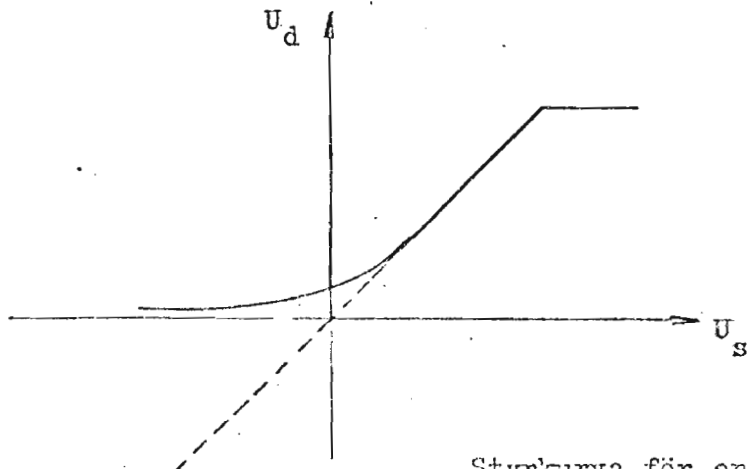
Allmänt gäller att styrdonet är så konstruerat att det råder ett linjärt samband mellan likspänningens medelvärde U_d och styrsignalens värde U_s , alltså

$$U_d = k \cdot U_s .$$

Sambandet brukar beskrivas som den statiska styrkaraktäristikan, el. styrkurvan. Visst värde hos styrsignalen motsvaras alltså av en beständ likkomponent hos utspänningen. Om styrsignalen varierar kommer även utspänningens medelvärde att variera, strängt taget i takt därmed.

Det proportionella sambandet enligt ovan gäller endast under förutsättning att vi har kontinuerligt flytande ström eller som man också säger ansluten drift. Detta betyder att strömmen på strömriktarens liksida aldrig blir noll och upphör under viss tid. Risk för sådan diskontinuerlig ström eller oansluten drift uppstår dels p.g.a. små strömvärden (liten belastning) dels p.g.a. att belastningskretsen på likströmssidan innehåller alltför liten induktans. Vid små likströmsmotorer är det vanligt att man inkopplar en extra serieinduktor för att höja ankarkretsens totala induktans. Även styrvinkelns storlek har inverkan på strömmens kontinuitet.

Figuren nedan visar det principiella utseendet hos styrkurvan.

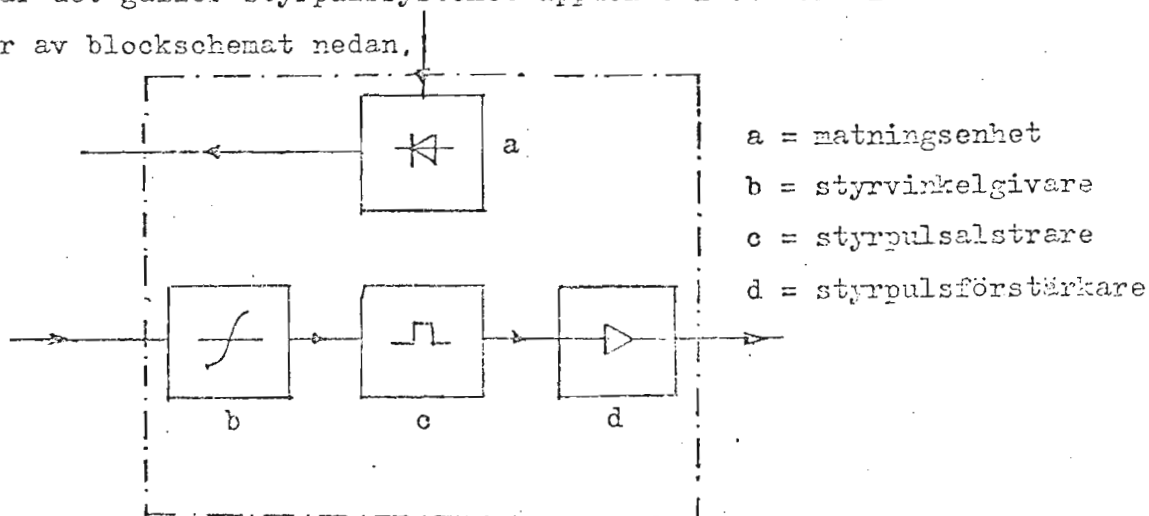


Styrkurva för enkelströmriktare

Ur reglerteknisk synpunkt är det önskvärt att ha ett linjärt samband motsvarande en konstant förstärkning. Vid övergång till oansluten drift med icke kontinuerlig ström minskas förstärkningen (=styrkurvans lutning). Denna minskade förstärkning ger icke önskade regleregenskaper. Vid motordrift med liten belastning erhålles s.k. pumpningar. Dessa yttrar sig så att man erhåller tidintervall med omväxlande långsam utlöpning respektive snabb acceleration. Man motverkar de icke önskade egenskaperna med s.k. adaptiv strömreglering. Sådan reglering innebär att man känner av belastningsströmmen och vid låga strömvärden ökar man förstärkningen. Mera om detta i annat sammanhang. Adaptiv reglering sätts in då strömmengår ned till 10 - 15 % av den aktuella motorns märkström.

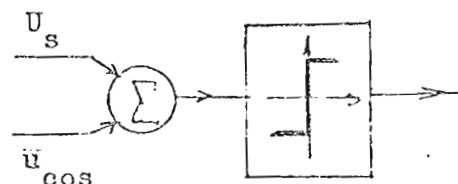
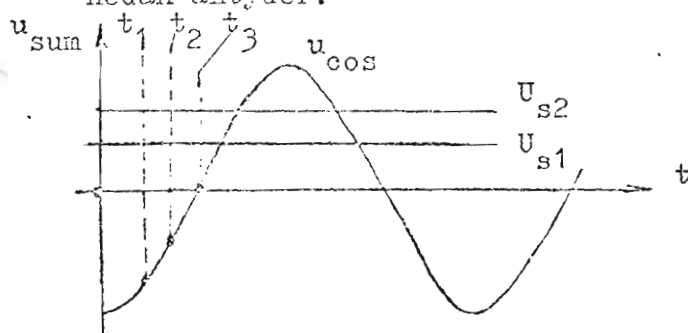
Om man inte vill ha någon utspänning från en enkelströmriktare kunde man göra $U_s = 0$. Ofta lägger man på en negativ styrspänning varigenom man får en säkerställd nollspänning ut. Ett sådant förfarande utnyttjas bl.a. vid olika fältillfällen i en strömriktaren. Olika skyddsfunktioner har mätande reläer för de övervakade storheterna. Vid kritiska värden hos dessa storheter kopplar de mätande reläerna in ett hjälprelä som i sin tur påverkar ett uppstyrringsrelä (kunde lika gärna ha kallats ett nedstyrringsrelä) som åstadkommer en starkt negativ styrspänning in på styripulsdonet. Därmed styr också strömriktarens utspänning ned till noll (snabb nedstyrning inom en cykel). Vid stört av en strömriktare måste den negativa styrsignalen upphävas innan man kan erhålla utspänning genom att ge styrsignalen ett visst positivt värde. Då den negativa styrsignalen upphävs talar man om att strömriktaren styrs upp. Det ovan omnämnda uppstyrringsrelät måste därvid aktiveras. I serie med reläts spole ligger normalt ett antal förreglingar varav hjälprelät för skyddsfunktioner har en kontakt som skall vara sluten för att uppstyrning skall vara möjlig. Andra vanligt förekommande förreglingar har med fläktar och yttre villkor att göra. Ett schema över nämnda förhållanden visas senare. (Se avsnitt !)

Det normala utförandet för strömriktare med den vanliga trefasiga bryggkopplingen kan när det gäller styripulssystemet uppdelas i ett antal mindre enheter. Dessa framgår av blockschemat nedan.



Vi urskiljer bl.a. en matningsenhet (a), en styrvinkelgivare (b), en styripulsalstrare (c) samt en styripulsförstärkare (d).

Styrvinkelgivaren bestämmer den tidpunkt inom den matande växelspänningens cykel (period) då de olika tyristorgrenarna skall börja leda ström (tyristorerna skall tändas). I styrvinkelgivaren adderas styrsignalen u_s samt en växelspänning från det matande nätet (en transformator omvandlar nätets trefasspänning till en sexfasspänning, en för varje tyristor). Växelspänningen tas ut från en fasvridande RC-krets ansluten till sexfassystemets faser. Genom fasvridningen fås lämplig fasförskjutning i förhållande till den fasspänning i trefassystemet som är aktuell för de olika tyristorerna. När de två spänningarnas summa går genom noll mot positiva värden slår en nivåkännande krets om och ger utsignal. Denna signal definierar tändpulsens början för den aktuella tyristorn. Mycket schematiserat ser förhållandena ut som figuren nedan antyder:



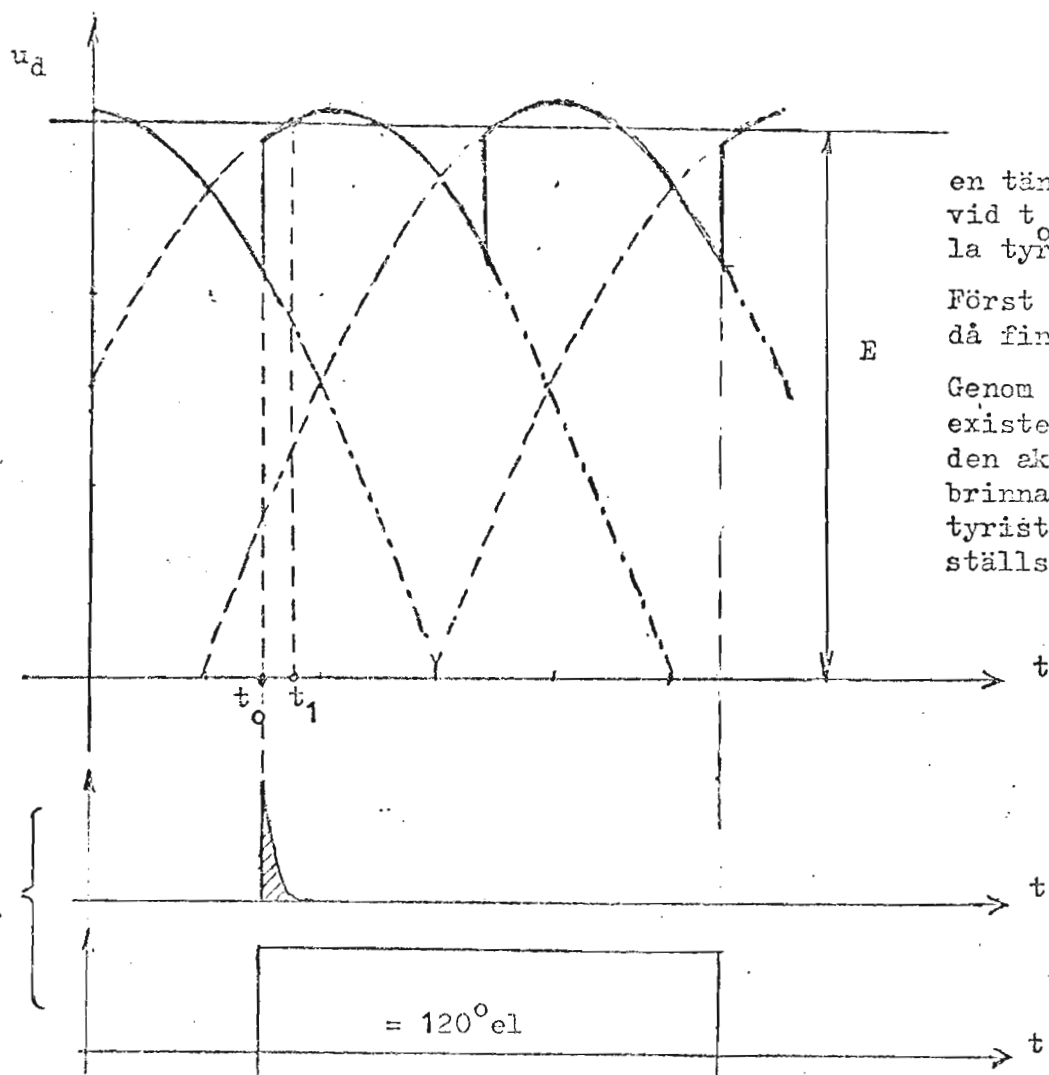
$t_1 =$ triggögonblick, då $u_s = U_{s2}$, $t_2 =$ triggögonbl. då $u_s = U_{s1}$, $t_3 =$ tr.ö. $u_s = 0$

I styrvinkelgivaren finns också inbyggda möjligheter till begränsning av styrvinkeln α s värden. Man talar om $\alpha_{\min}$ - och $\alpha_{\max}$ -gräns. Det minsta värdet bestämmer maximala värdet på utspänningen och det största värdet har med säker kommutering vid växelriktare att göra. Man tycker kanske att $\alpha_{\min} = 0$ inte skulle vara uteslutet. Dock vill man sätta en undre gräns på $10 - 20^\circ$ p.g.a. styripulsdonets konstruktion. Vid dubbelströmriktare för bromsning av elektriska motorer finns en annan motivering till att också begränsa $\alpha_{\min}$. $\alpha_{\max}$, ungefärligen $155-165^\circ$, innebär att vi får en respektvinkel om $25 - 15^\circ$ vid växelriktardrift. Utöver den begränsning i styrvinkelområde som finns uppbyggd inom styrvinkelgivaren finns ytterligare möjligheter att begränsa styrvinkeln. Dessa begränsningsmöjligheter diskuteras senare. $\alpha_{\min}$ och $\alpha_{\max}$ är normalt injusterade vid leveransen medan ytterligare begränsning inställs vid idrifttagningen av strömriktaren.

Den utsignal som erhålles från styrvinkelgivaren kan normalt ej tillföras tyristorn direkt. Dels har den begränsad frontbranthet, dels har den varierande längd. Därför får den trigga en styripulsstrare. Styrpulsstrarens uteffekt är för låg, varför varje kanal i styrpulsenheten har en styripulsförstärkare. Från elektroniken torde vara bekant att man för att tända en tyristor med tändpuls måste ha en viss storlek men även varaktighet på pulsen. I datakataloger finner man att det rör sig om 5 - 10 V, 0,3 - 1,0 A samt 50 - 100 μ s. Vid den trefasiga bryggkopplingen låter man styripulserna ha en varaktighet om 120° el (en tredjedels period). Detta hänger samman med problem som kan uppstå i samband med motordrift. Utan en varaktighet lika med den möjliga brinntiden skulle man kunna råka ut för att en tyristor inte tar över strömmen trots tändpuls, om nämligen motorns emk E är större än utspänningens momentanvärde just då en "spikformad" tändpuls kommer.

Då styripulsen upphör läggs ofta styrelektroden på en något negativ potential relativt katoden under 240° el. Den negativa styrsignalen under det intervall då tyristorn ej skall leda tjänar som en tröskel som förhindrar tändning genom störningar. Figuren nedan illustrerar vad som ovan sagts om styripulsens varaktighet.

This sketch.

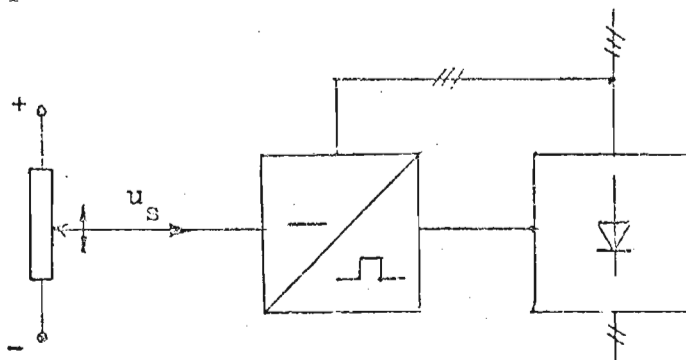


en tändpuls av spikkaraktär vid t_0 tänder ej den aktuella tyristorn ty $u_d < E$.

Först vid t_1 är $u_d = E$ men då finns ingen tändspik.

Genom att låta tändpulsen existera lika lång tid som den aktuella tyristorn kan brinna (120° el) innan nästa tyristor skall ta över säkert ställs tändning då $u_d = E$.

Styrpulssystemet plus ventilenheten kan uppfattas som en enhet för styrbar likspänning. Genom att rita blockschemamässigt som nedan antyder vi att styrpulsdonet har förbindelse med det matande växelströmsnätet.



Genom att begränsa styrsignalen u_s begränsar vi också utspänningen från strömriktaren. Styrningen av utspänningen kan göras mycket snabb och med små förluster.

2.3. Strömreglering (i-reglering). Strömregulator (i-regulator).

Genom att i anslutning till en strömriktare införa en särskild strömreglering uppnår man ett flertal fördelar. Man kan därför säga att en strömreglering enligt den följande beskrivningen numera är praxis även om det primära önskemålet är en varvtalsreglering.

Bland fördelar med en sluten strömstyrning märks bl.a. möjligheterna att åstadkomma strömbegränsning (strömimitering). Detta är av speciellt intresse vid matning av LS-motorer. Om nämligen motorns inducerade emk plötsligt skulle minska av någon anledning kan strömmen aldrig överstiga inställt gränsvärde. Jämför uttrycket för strömmen genom en LS-motor :

$$I_a = \frac{U - E}{\sum R_a} ;$$

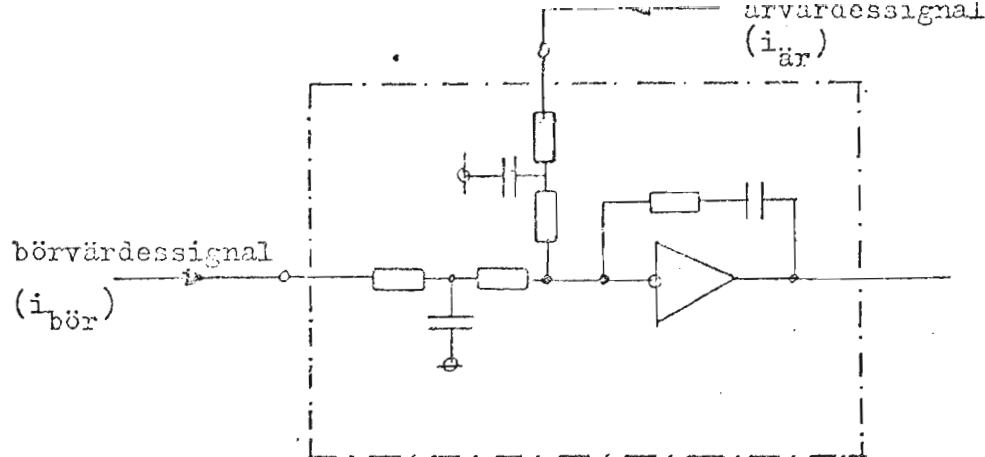
Strömbegränsningen innebär också möjligheter till en mera optimal utnyttjning av strömriktaren. Den varvtalsreglering vi senare skall beskriva blir också klart bättre reglertekniskt med en strömreglering ("inre" strömreglering).

2.3.1. Operationsförstärkare som strömregulator.

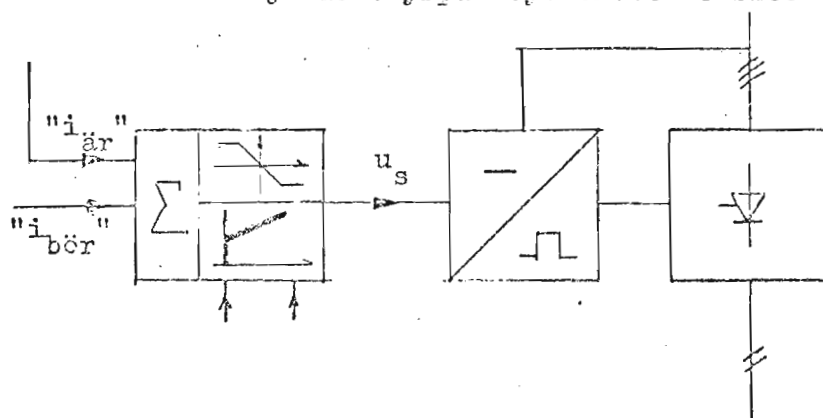
I varje reglersystem är jämföraren fundamental länk. Normalt ingår jämföraren i den konstruktiva enhet som kallas regulator. Förutom jämförelse är det normalt att även viss signalbehandling äger rum inom regulatorn. På så sätt kan reglersystemet ges lämpliga dynamiska egenskaper (snabbhet exvis) men även stationära egenskaper kan påverkas genom regulatorns uppbyggnad och intrimning. Bland viktiga stationära egenskaper må i första hand noggrannheten omnämnas.

I strömregleringen inom en strömriktare används operationsförstärkare som jämförare. Genom att ha åtminstone två ingångar, en ledvärdesingång (börvärdesingång, referensvärdesingång) och en ärvärdesingång ("strömsvarsingång") kan vi genomföra erforderlig jämförelse. En spänning får vara ett mått på strömmens börvärde (önskade värde), en annan spänning får vara ett mått på strömmens verkliga värde (ärvärde). Genom att summera de båda spänningarna (en av spänningarna har lämpligen anslutits med "omkastad" polaritet) får vi en utsignal från OP-förstärkaren som anger skillnaden mellan de två insignalerna. Skillnadsmätning är ett praktiskt sätt att genomföra en önskad jämförelse.

För att erhålla lämplig signalbehandling ges regulatorn normalt PI-verkan. Detta åstadkommer man genom att som återföring använda en resistor seriekopplad med en kondensator. Se schemat överst på nästa sida !

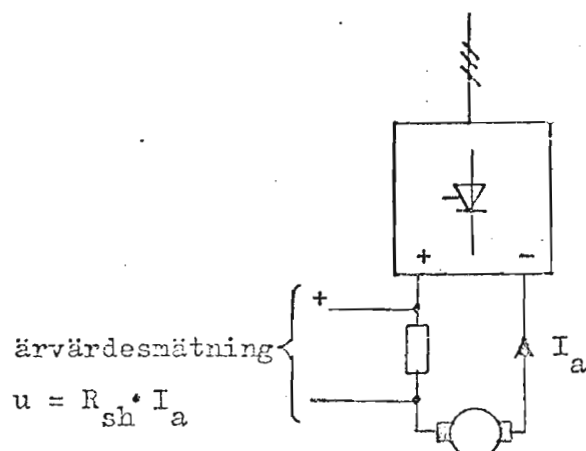


Efter den beskrivna signalbehandlingen får vi en utsignal från strömregulatorn som är insignal till det efterföljande styripulssystemet. Se blockschemat nedan!



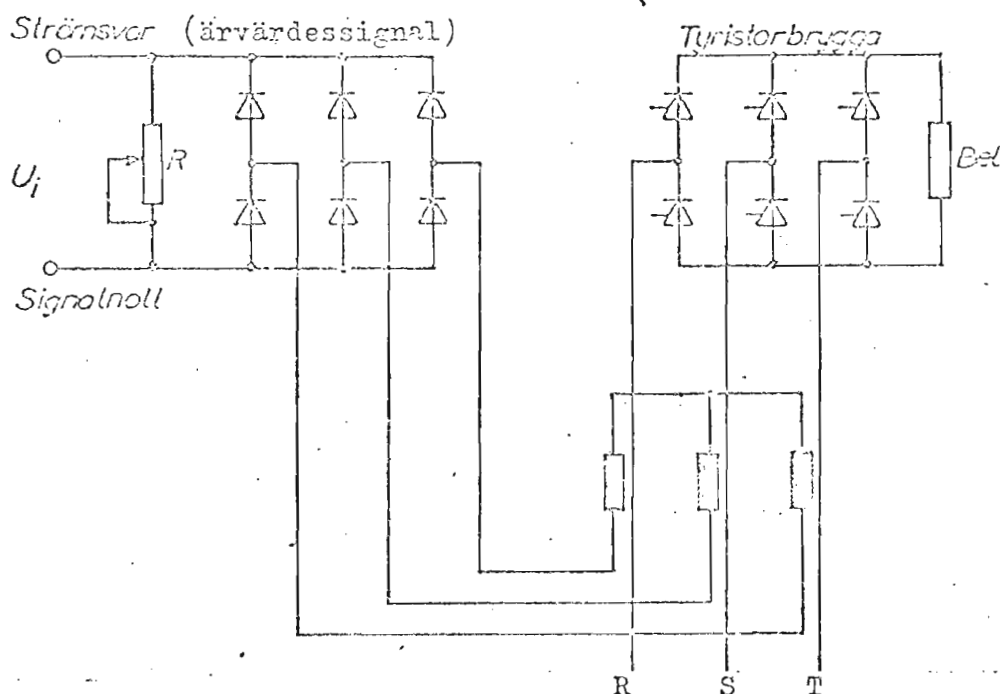
2.3.2. Enhet för strömmätning av likströmmen ut från strömriktaren.

För att mäta strömmen på strömriktarens likströmssida kan man tänka sig en shunt i belastningskretsen (en lågohmig resistor i serie med ankarkretsen om vi tänker oss en motor som belastning) och mäta spänningen över densamma. Principen som visas i figuren nedan har en väsentlig olägenhet. Den mätta spänningen ligger nämligen potentialmässigt högt eftersom shuntens är galvaniskt förbunden med det matande nätet via tyristorerna i ventilenheten. En sådan signal är direkt olämplig för mätning och reglering. Signalen måste på något sätt galvaniskt skiljas från det primära nätet innan den tas in i mät- och reglerkretsar. Sådana galvaniska isoleringskretsar finns.



Ett sätt att lösa isoleringsproblemet enkelt är att förfara på följande sätt, vilket numera är ganska vanligt i förekommande strömriktare;

Man mäter strömmen på likströmssidan genom att använda mättransformatorer i varje fas på strömriktarens växelsida. Se figuren nedan som visar kopplings-sättet.



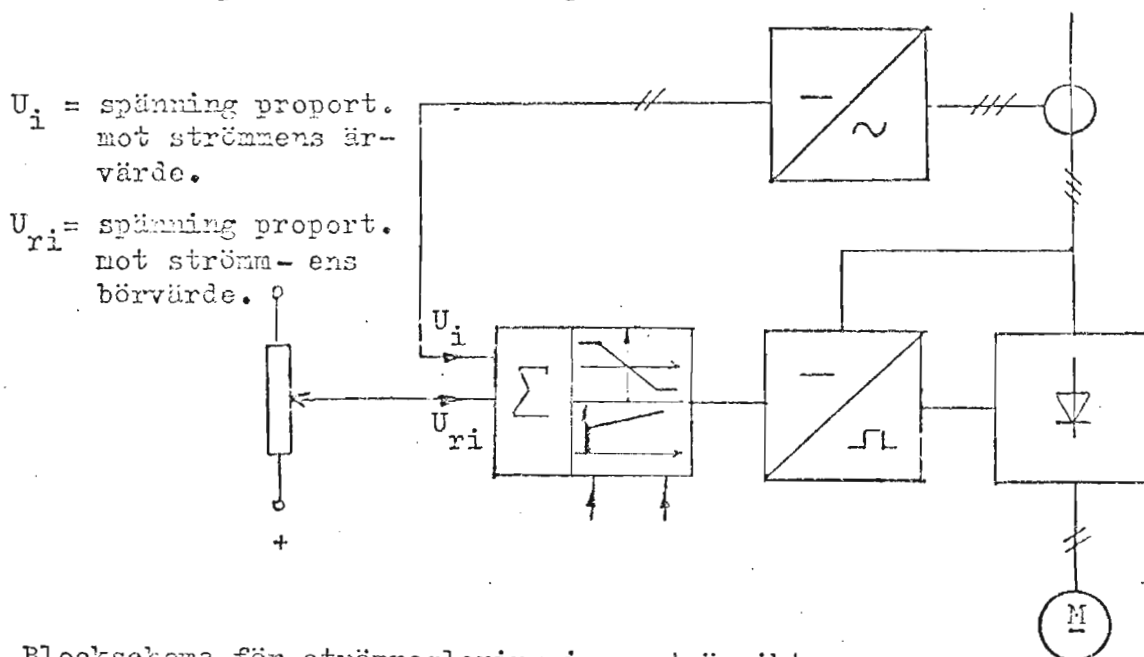
Varje fas på växelströmssidan genomflyts av en växelström i form av "strömpulser" med fyrkantkaraktär vid glättad ström. På sekundärsidan av strömtrafona flyter växelströmmar, som avbildar de primära växelströmmarna i viss skala, beständ av omsättningen hos mättrafona. Strömmarna på sekundärsidan (mätsignalerna) matar en likriktarbrygga uppbyggd av dioder och kopplad på exakt samma sätt som strömriktarens ventilenhet. Strömmen ut från diodbryggan får passera en justerbar resistor. Eftersom strömmen från diodbryggans likströmssida är en direkt avbild av strömriktarens likström kommer också spänningen över diodbryggans belastningsresistans att variera i takt med likströmmen på strömriktarens likströmssida. Den nu beskrivna utspänningen från diodbryggan tillföres ärvärdesingången på strömregulatorn.

Genom lämplig omsättning hos strömtransformatorerna och lämplig injustering av R kan man få exävis 10 V att motsvara två gånger motorns märkström (eller strömriktarens maximalt tillåtna ström....).

I blockschemat överst på nästa sida visas det kompletta strömregleringssystemet. Den beskrivna strömregleringen karaktäriseras av en mycket snabb reglering. Vid språngprov (ledvärdet ändras medelst ett språng) rör sig normala stigtider om 10 - 30 ms utan att översväng erhålles. Genom att ärvärdet aldrig kan överstiga börvärdet vid intakt reglersystem har vi möjlighet att begränsa strömmens ärvärde genom att vi begränsar ledvärdet till strömregulatorn. Observera alltså att strömbegränsning i en strömriktare sker genom begränsning av insignalen till

strömregulatorn! Observera också att man p.g.a. den teckenvändning som alltid erhålles i OP-förstärkare måste ha en negativ ledvärdespänning (negativ potential på ledvärdesingången relativt signaljord) för att få en positiv styrsignal in till styripulssystemet. Görs ledvärdespänningen i stället positiv kommer utsignalen från OP-förstärkaren = insignalen till styripulssystemet att bli negativ vilket innebär att vi inte får någon likspänning ut från strömriktaren. Sistnämnda förhållande utnyttjar man vid den tidigare beskrivna ned- och uppstyrningen av strömriktare. Genom att till en tredje ingång till OP-förstärkaren addera en tillräckligt stark positiv signalspänning (in- och urkopplas med hjälp av uppstyrningsrelät) säkerställer man att strömriktarens utspänning blir noll och bibehålls vid detta värde oberoende av ev. ledvärden med normalt förekommande storlekar.

Anpassningen mellan strömregulatorns P- och I-del sker vid idrifttagning och den därvid genomförda intrimningen.



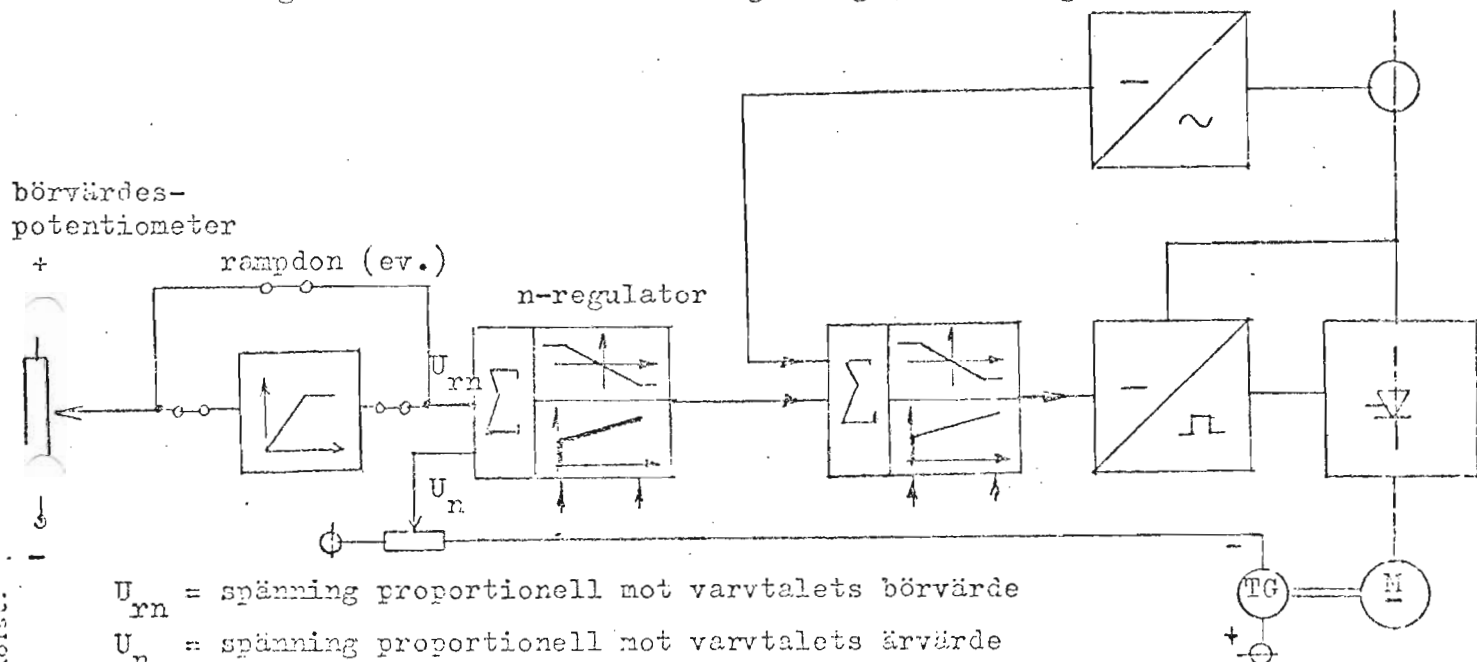
Blockschema för strömreglering i en strömriktare .

Anm. I normala, standardiserade strömriktare finns ofta flera ingångar än de tre som antytts i texten ovan. Normalt är ingångarna filtrerade med RC-filter. Genom filtreringen kan eventuella variationer kring ett medelvärde elimineras. Genom filtreringen fås en viss fördröjande verkan på signalen. Tidskonstanten rör sig om några ms.

Anm. Genom användning av PI-regulator och ej enbart P-regulator åstadkommer man en mycket hög stationär noggrannhet. Om nämligen är - och börvärde ej överensstämmer kommer skillnadssignalen att integreras till dess att utsignalen styr ut styripulssystemet så att är-värdet till slut blir lika med börvärdet. Då är skillnadssignalen noll, varför PI-regulatorn håller en konstant utsignal till dess att skillnadssignalen på nytt blir skild från noll p.g.a. ändrat ledvärde eller p.g.a. uppträdande störning.

2.4. Varvtalsreglering (n-reglering). Varvtalsregulator (n-regulator).

I de flesta fall av motordrift med strömriktarmatning är det varvtalet man önskar styra (reglera). Man behåller dock den strömreglering vi beskrivit i föregående avsnitt. Den kommer då att bli en inre, underordnad reglering. Ett vanligt utförande vid varvtalsreglering visas i figuren nedan.



U_{rn} = spänning proportionell mot varvtalets börvärde

U_n = spänning proportionell mot varvtalets ärvärde

Vi ser att man skaffat sig en n-regulator. Den är uppbyggd kring en OP-förstärkare som getts PI-verkan. Insignalen till n-regulatorn är ledvärdessignal och dess storlek är ett mått på det önskade varvtalet. Till regulatorn tar vi också in en signal som är ett mått på varvtalets ärvärde. Denna signal erhålles från en tachometergenerator på samma axel som huvudmotorn. Med hjälp av en spänningsdelare kan lämplig signalnivå inställas för den spänning som matas in till regulatorn för jämförelse med börvärdet. Genom att jorda tachogenerators positiva polklämma till signaljord kommer summationen i OP-förstärkaren att bli en subtraktion och vi får den eftertraktade jämförelsen.

Utsignalen från n-regulatorn är insignal och därmed börvärdessignal till den efterföljande strömregulatorn.

Man inser lätt att börvärdessignalen till n-regulatorn skall ha samma tecken som man önskar på styrsignalen till styripulsdonet.

Några speciella anmärkningar.

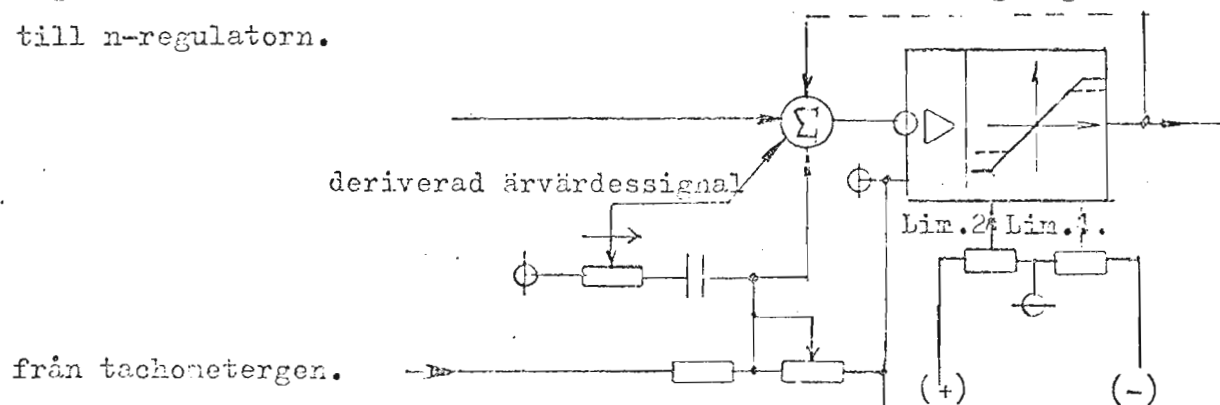
Anm.1. I stället för att mäta varvtalet med tachometergenerator används ofta även pulsgeneratorer. Noggrannheten i varvtalsregleringen kan därvid ökas högst avsevärt.

Anm.2. På samma sätt som strömregulatorn har varvtalsregulatorn flera ingångar de flesta filtrerade. Olika ingångar medger bl.a. olika förstärkning.

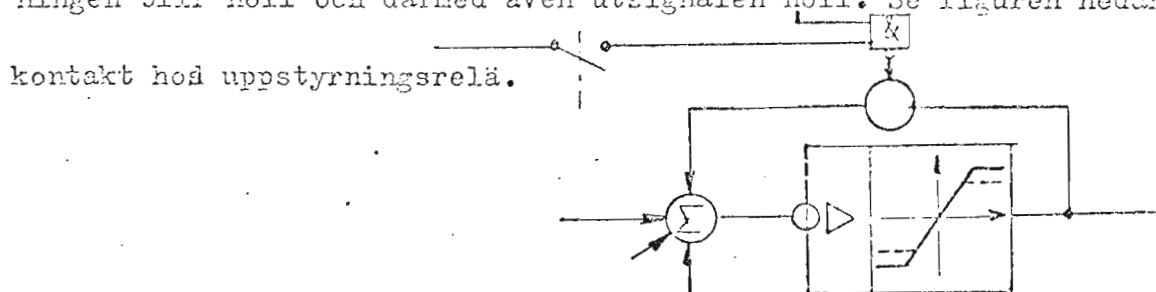
Anm.3. En ingång används för ev. deriverat varvtalssvar. Tachometerspänningen spänningsdelas som bekant. Utgångsspänningen matas dels direkt in på ärvärdesingången, dels via en deriverande RC-krets in på en separat ingång. Med derivering

känner man av den hastighet med vilket varvtalet ändras. Ju större ändringshastighet, desto större derivata signal. Genom att addera derivatasignalen till varvtalssvaret "luras" regulatorn att känna ett skenbart större ärvärde och utsignalen från n-regulatorn hålls igen, vilket resulterar i ett dämpat insvängningsförlopp med mindre översväng.

Figuren nedan visar schematiskt hur man ordnat deriveringssignalens anslutning till n-regulatorn.



Ann.4. På samma sätt som strömregulatorn kan påföras en signal som ger nedstyrning vid exempelvis vissa tillfällen gäller att samma uppstyrringsrelä (nedstyrringsrelä) används även för att styra ned varvtalsregulatorn. Detta sker genom att OP-förstärkarens utgång återkopplas direkt till ingången varvid förstärkningen blir noll och därmed även utsignalen noll. Se figuren nedan !



Ann.5. Det förekommer ibland att man i stället för att mäta varvtalet genom användning av en tachometergenerator mäter LS-motorns emk, vilken som bekant är ett mått på varvtalet ($E = k_E \cdot n \cdot \Phi$). Speciell utrustning för mätning av emk finns. Vi går inte in på densamma i detta sammanhang. Se sidan 16 i avsnittet om start av LS-motorer där principen för emkmätning redovisas. Isolering mellan huvudkrets och styrkrets måste ske innan emk-signalen kan tas in som ett mått på ärvärdet till n-regulatorn.

Ann.6. En relativt enkel reglering är att hålla den till motorn inmatade spänningen konstant (spänningsreglering). Därvid mäts alltså utspänningen från thyristorströmriktaren. Dess medelvärde är ett mått på spänningens ärvärde. Efter lämplig spänningsdelning matas signalen in på n-regulatorns ärvärdesingång. Om man genom den beskrivna spänningsreglering försöker hålla varvtalet konstant (motorn förutsättes arbeta med konstant flöde) inser man att ankarkretsens spänningsförluster ej finns med i sammanhanget. Varvtalet kommer alltså att variera med varierande belastning. Likaså kommer varvtalet att ändras med ändrat fält p.g.a. fältlindningens uppvärmning.

Noggrannheten i den beskrivna varvtalsregleringen är därför nåttlig.

Vid tachometersignal som mått på ärvärdet fås alltid en noggrann varvtalsreglering oberoende av belastningsvariationer och uppvärmning av maskinens lindningar.

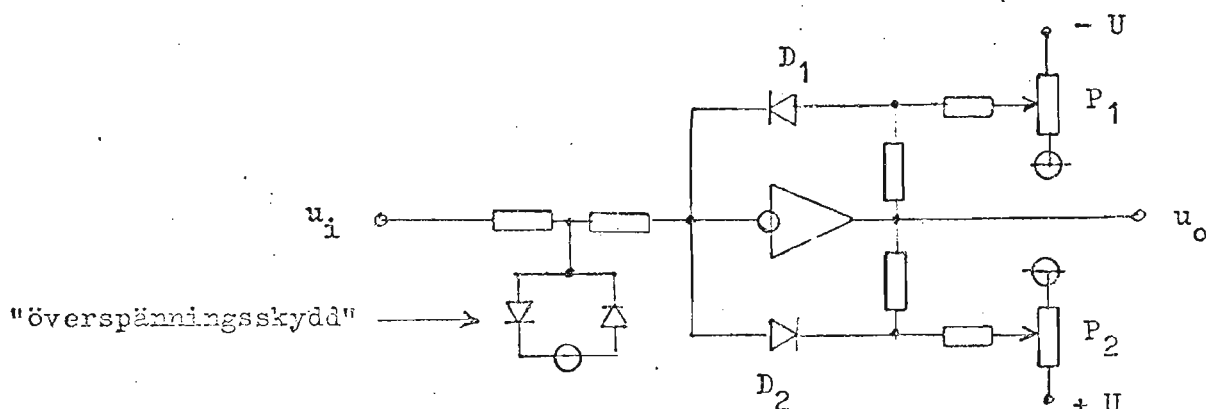
Anm.7. Eftersom n-regulatorns utsignal är ledvärdessignal till strömregulatorn inser vi att det är n-regulatorns utsignal vi skall begränsa för att erhålla en strömbegränsning i strömriktaren. Strömmens ärvärde kan nämligen aldrig överstiga det värde som motsvarar ledvärdet.

2.5. Begränsning (limitering) av OP-förstärkares utspänning.

Från elektroniken är bekant att utspänningen från OP-förstärkare har en naturlig begränsning beroende på de likströmsmatningar som finns. Denna naturliga begränsning rör sig om ca 15 V.

I tillämpade sammanhang har man ofta önskemål om att kunna ställa in begränsning av utspänningen på värden klart lägre än vad som motsvarar den naturliga gränsen. Vanligt är att man låter 10 V vara ett slags gränsvärde motsvarande maximalt tillåtna storhetsvärden. Låt exempelvis 10 V vara den största ledvärdes-signal vi kan ha till en i-regulator. Dessa 10 V bör då motsvara den största ström vi får ta ut ur strömriktaren. Denna ström bör i sin tur vara större än motorns dubbla märkström. Därigenom vet vi att vi kortvarigt kan tillåta överbelastning hos vår LS-motor. I allmänhet är det så att motorns dubbla märkström ligger under strömriktarens maximalt tillåtna ström (vi har valt en lämplig strömriktare i förhållande till vår motor utan att hitta perfekt anpassning mellan dem). Vi måste då kunna begränsa strömräglatorns insignal (ledvärde) till en spänning lägre än 10 V. Låt exempelvis strömriktarens maximala strömgräns (maximalt tillåten ström, ej den maximalt kontinuerligt tillåtna strömmen) vara 100 A vilket då skall motsvara 10 V. Om den anslutna motorns märkström är 35 A och vi skall begränsa strömmen till två gånger märkströmsvärdet = 70 A skall vi alltså begränsa n-regulatorns utspänning till $\frac{70}{100} \cdot 10 = 7,0 \text{ V}$.

Ett sätt att begränsa OP-förstärkares utspänning visas i figuren nedan. Måhända är begränsningskretsarna bekanta från elektroniken.



Utspanningen u_o kan öka positivt så länge anodpotentialen (anodspänningen relativt signaljord) hos dioden D_1 är mindre än ledspänningsförlusten (ledspännings-"fallet") för dioden. Om denna utspänningsnivå överskrids börjar nämligen dioden att leda och utspänningen blir då återkopplad till OP-förstärkarens ingång. Denna återkoppling begränsar utspänningen. Genom att variera den negativa potentialen för glidkontakten hos potentiometer P_1 kan begränsningsnivån varieras. Stor negativ potential hos glidkontakten innebär att utspänningen u_o tillåts anta ett högt värde innan D_1 börjar leda och därmed återkoppla utspänningen till ingången.

På liknande sätt kan utspänning tillåtas att bli negativ till och med ett visst värde innan D_2 börjar leda.

Inställningen tillgår normalt så att man utan begränsning lägger på så stor insignal till förstärkaren (regulatorn) att utspänningen klart överstiger det gränsvärde till vilket man vill limitera utsignalvärdet. Därefter justerar man potentiometern till dess att en voltmeter (höghög) som mäter utsignalens värde visar önskat gränsvärde.

Start (acceleration) med strömriktaren arbetande i strömgräns.

Efter den nu genomgångna begränsningstekniken skall vi återknyta till den diskussion vi förde i samband med start av ALS-motorer matade från strömriktare. Vi beskrev två olika sätt att starta; dels start med strömriktaren arbetande i strömgräns under accelerationsförloppet, dels mjukstart med hjälp av en rampspänning ut från strömriktaren. Med våra nuvarande kunskaper om en strömriktares styrning kan vi lätt förstå vad som händer vid start på de två olika sätten.

Låt oss först anta att vi fastställt att det maximala varvtalet motorn skall arbeta med motsvarar 10 V (ledvärdessignal och ärvärdessignal vid fullt varvtal). Vi önskar starta motorn och köra upp den till säg 70 % av maximalt varvtal. Detta betyder att vi ställer in 7,0 V på börvärdespotentiometern.

Då det fulla värdet för önskat varvtal kopplas in kommer p.g.a. n-regulatorns förstärkning och integrationsverkan (PI-regulator) n-regulatorns utsignal mycket snabbt att stiga till det gränsvärde vi ställt in på utgångssidan. Strömregleringen, som också är mycket snabb, kommer så gott som omädelbart att styra ut strömriktaren så att strömriktaren kommer att arbeta i strömgräns, normalt dubbla märkströmsvärdet för motorn. Reglersystemet kommer att hålla strömvärdet konstant till dess att motorn kommer upp i varv i närheten av det önskade. Eftersom E hos motorn då har ökat kommer strömmen att sjunka till ett värde som beror av den aktuella belastningen. Starten sker normalt utan att säkringar bryter eller att utlösning ("tripping" = det engelska ordet för utlösning) sker vare sig p.g.a. överström eller överlast.

Vid mjukstart ersätts fulla ledvärdet från en potentiometer med en linjärt stigande ledvärdessignal från ett särskilt rampdon. Detta är så konstruerat att man ställer in önskat slutvarvtal varefter vid inkopplingen ledvärdessignalen sakta växer upp till inställt värde. Viktigt är att lutningen anpassats till hela det roterande drivsystemet (motor plus belastning) så att motorn hinna accelerera i takt med rampspänningens tillväxt. Om spänningen växer för fort går strömriktaren över till att arbeta i strömgräns varvid mjukstarten missas.

Begränsning av strömriktarens utspänning.

Vid den tidigare genomförda beskrivningen av styripulssystemet omnämndes att man i styrvinkelgivaren hade inbyggt anordningar för att begränsa styrvinkeln α . Vi talade om $\alpha_{\min}$ och $\alpha_{\max}$. Dessa gränser var normalt instyckade av tillverkaren. $\alpha_{\min}$ motsvarar då den styrvinkel som ger den högsta utspänningen från strömriktaren. I allmänhet bör utspänningens maxvärde begränsas ytterligare för att vara anpassad till matad motors märkspänning. Vid $\alpha_{\min}$ fås kanske ett medelvärde hos likspänningen om säg 430 V medan motors märkspänning är 440 V. Den ytterligare begränsning som bör införas görs med hjälp av begränsningsanordningar för strömregulatorns utspänning och är uppbyggda på tidigare beskrivet sätt. Fabrikanten ger rekommendation om till vilket värde man bör begränsa strömriktarens likspänning. En viss marginal behövs ur reglersynpunkt. Genom begränsningen av strömregulatorns utspänning är styrsignalen till styripulssystemet begränsad.

Omkopplingsbar strömgräns.

I vissa tillämpningar har man intresse av att kunna koppla om strömgränsen under pågående drift. Man kan exempelvis tänka sig att man vid ökat varvtal (utöver basvarvtalet) genom flödesstyrning ("shuntning") vill begränsa den maximalt tillåtna strömmen av kommuteringsskäl. Med hjälp av ett relä som exempelvis känner av tachometerspänningen kan förinställda strömgränser inkopplas. Se figuren nedan !

