



NORGE

(19) [NO]

STYRET FOR DET
INDUSTRIELLE RETTSVERN

[B] (12) **UTLEGNINGSSKRIFT** (11) NR. 153473

(51) Int. Cl.⁴ H 02 P 5/40

(21) Patentsøknad nr. **801455**
(22) Inngivelsesdag 14.05.80
(24) Lopedag 14.05.80
(62) Avdelt/utskilt fra søknad nr.

(86) Internasjonal søknad nr. -
(86) Internasjonal inngivelsesdag -
(85) Videreføringsdag -
(41) Alment tilgjengelig fra 17.11.80
(44) Utlegningsdag 16.12.85

(71)(73) Søker/Patenthaver **SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT
BERLIN UND MÜNCHEN,**
Wittelsbacherplatz 2,
D-8000 München 22,
BRD.

(72) Oppfinner **FELIX BLASCHKE,**
Erlangen,
LEONHARD RENG,
Erlangen,
BRD.

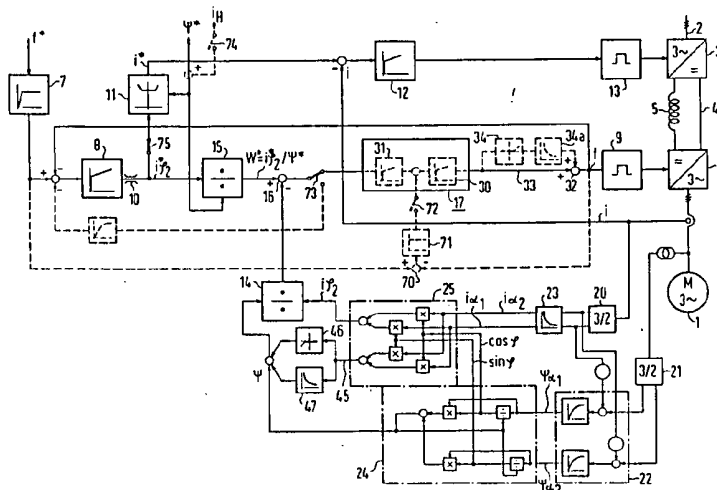
(74) Fullmektig Siv.ing. Per Onsager,
Onsagers Patentkontor AS, Oslo.

(30) Prioritet begjært 16.05.79, BRD, nr. P 29 19 852.

(54) Oppfinnelsens benevnelse **REGULERING AV EN OMRETTERMATET ASYNKRONMASKINS
BELASTNINGSTILSTAND.**

(57) Sammendrag

Med en innføringsparameter $i_{\phi 2}$ levert av en omdreiningstall-regulator (8) blir der i en statorstrømreguleringsstrekning (11, 12) dannet en strømstyrestørrelse i^* og i en lasttilstandsreguleringskrets (16, 17) dannet en frekvensstyrestørrelse f . Som lasttilstands-måle-verdi anvendes ifølge oppfinnelsen kvotienten $i_{\phi 2}/\psi$, idet størrelsen ψ av hovedfluksvektoren såvel som den på fluksvektoren loddrette komponent $i_{\phi 2}$ av statorstrømvektoren bestemmes ut fra måle-verdier for statorstrøm og statorspenning. Dette muliggjør en kippssikker, svingningsfattig omdreiningstallregulering ved lastvinkler opptil nær 90° .



(56) Anførte publikasjoner Ingen.

Oppfinnelsen angår en anordning til regulering av en asynkronmaskin som mates av en omretter med en nettført strømretter tilkoblet et trefasenett, en likestrøm-mellomkrets og en selvført strømretter. Anordningen inneholder en strømstyrestrekning bestående av en funksjonsgiver og en strømregulator som ved styring av de nettførte strømretterventiler regulerer inn statorstrømmen på en ønskeverdi som ved gitt fluks er avledet fra en parameter som innføres i funksjonsgiveren. Videre er der anordnet en parallell reguleringsstrekning for statofrekvensen, inneholdende en måleverdikalkulator og en belastningstilstandsregulator. Denne reguleringsstrekning leverer en frekvensinnstillingsstørrelse for den selvførte strømretters styresettsvarende til reguleringsavviket $W-W^*$ mellom en belastningstilstandstørrelse W beregnet ut fra måleverdiene av statorstrøm og statorspenning, og en belastningstilstands-ønskeverdi W^* beregnet ut fra den parameter som innføres i funksjonsgiveren. En slik anordning kan tjene til å foreskrive asynkronmaskinen et bestemt dreiemoment ved innføring av tilsvarende parametre ved funksjonsgiverens inngang. Spesielt kan anordningen tjene til regulering av en asynkronmaskins omdreiningstall, og til det formål benyttes en omdreiningstallregulator hvis reguleringsavvik via en regulator virker på funksjonsgiverens inngang.

En slik anordning er kjent fra Siemens-Zeitschrift 45 (1971), side 195-197. Som belastnings-tilstandstørrelse anvendes i den forbindelse asynkronmaskinens elektriske dreiemoment. I en måleverdikalkulator blir der ut fra momentanverdiene av statorstrøm og statorspenning beregnet en måleverdi for dette dreiemoment. Som ønskeverdi tjener utgangstørrelsen fra en omdreiningstallregulator som får reguleringsavviket i statorfrekvensen tilført. I en momentregulator som får innført reguleringsavviket mellom den beregnede moment-måleverdi og omdreiningstallregulatorens utgangstørrelse, som tilsvarer moment-ønskeverdien, blir der dannet en ønskeverdi for sakkingsfrekvensen. Ut fra dette blir der under hensyntagen til måleverdien for asynkronmaskinens omdreiningstall i et påfølgende regnetrinn dannet en innstillingsstørrelse for statorfrekvensen, hvormed styresettet for den selvførte strømretters ventiler blir pådratt. Omdreiningstallregulatorens utgangstørrelse blir videre innført i en funksjonsgiver som ut fra en innført karakteristikk leverer ønskeverdien for likestrømmen i mellomkretsen. Funksjonsgiverens karakteristikk er innstilt slik

at motoren arbeider med kontant nominell fluks og dermed kan utvikle fullt moment ved hvert omdreiningstall. Ut fra denne strøm-ønskeverdi og en strøm-måleverdi uttatt på likestrøm-mellomkretsen danner en etterfølgende strømregulator en innstillingsstørrelse for det styrersett som styrer den nettførte strømretters ventiler.

Ifølge det reguleringsopplegg som ligger til grunn for denne regulering, blir statorstrømvektoren i (hvis størrelse foreskrives av strømreguleringskretsen) sluttelig ved hjelp av statorfrekvensstyringen ført etter den roterende hovedfluksvektor ψ på en slik måte at den med fluksvektoren parallelle statorstrøm-komponent (magnetiseringsstrøm $i_{\phi 2}$) innregulerer den fluksverdi som skal holdes konstant såvel som den på denne loddrette statorstrøm komponent (wattstrøm $i_{\phi 2}$) innregulerer det foreskrevne dreiemoment. Dreiemomentets avhengighet av vinkelen mellom hovedfluksvektor og statorvektor (lastvinkelen) oppviser imidlertid et maksimum ved 45° . Ved lastvinkler over 45° fører derfor en belastning på asynkronmaskinens aksel større enn dreiemoment-måleverdien med en derav følgende synkning i omdreiningstall til at der blir avgitt et enda mindre dreiemoment, altså sluttelig til stillstand av maskinen (kipp). For kipp sikring ved lastvinkler over 45° behøves der derfor i måleverdi-kalkulatoren hos den kjente anordning en linearisering av karakteristikken, noe som der imidlertid ikke er gjort nærmere rede for. Dessuten er der i forbindelse med dette kjente reguleringsopplegg ikke angitt noe om drift med svekket felt, og en slik drift blir bare mulig med ekstra utstyr.

Til grunn for oppfinnelsen ligger den oppgave ved en anordning av den innledningsvis angitte art å forbedre reguleringsopplegget ved å anvende en annen belastningstilstandstørrelse slik at anordningen blir kipp sikker ved lastvinkler over 45° og alt etter den respektive anvendelse tillater enkle inngrep for ytterligere forbedringer. Således lar f.eks. en drift med feltsvekning seg lett gjennomføre, og forholdsregler til stabilisering (dempning av svingninger) og/eller til kipp sikring ved lastvinkler nær 90° krever bare en ubetydelig påkostning i tillegg. Dette er gunstig f.eks. for vifter, sentrifugalpumper, røreverk eller sentrifuger. Der behøves ingen turtellerdynamo til å bestemme omdreiningstallet. Reguleringsopplegget utelukker imidlertid ikke anvendelsen av turtellerdynamoer, men lar seg også utbygge for strengere krav.

Ifølge oppfinnelsen er der ved en anordning av den innledningsvis angitte art i måleverdikalkulatoren til en hver tid dannet

et størrelse som er proporsjonal med størrelsen (ψ) av fluksvektoren ($\underline{\psi}$) og den på fluksvektoren loddrette komponent (wattstrøm $i_{\phi 2}$) av statorstrømvektoren (\underline{i}). Den med fluksens størrelse (ψ) proporsjonale størrelse tilføres dividendingangen til et første divisjonsledd, og den på fluksvektoren loddrette statorstrømkomponent ($i_{\phi 2}$) tilføres dettes divisorinngang. Utgangs-
 størrelsen fra det første divisjonsledd er påkoblet lasttilstandsregulatoren som måleverdi, og en tilsvarende størrelse avledet fra den i funksjonsgiveren innførte parameter er påkoblet lasttilstandsregulatoren som ønskeverdi for lasttilstandsstørrelsen. Spesielt kan man for dannelsen av lasttilstandsstørrelsens ønskeverdi tilføre det annet divisjonsledds dividendingang den i funksjonsgiveren innførte parameter og tilføre divisjonsleddets divisorinngang en ønskestørrelse som tilsvarer en gitt verdi av fluksens størrelse, f.eks. hovedfluksens nominelle verdi.

Lasttilstandsstørrelsen $W = i_{\phi 2} / \psi$ svarer i stasjonær drift til tangens til lastvinkelen ϵ , som det fremgår av fig. 5. Denne figur viser hovedfluksvektoren $\underline{\psi}$ (som roterer i forhold til en akse $\underline{\alpha}_1$ referert til statoren) og komponentene $i_{\phi 1}$ og $i_{\phi 2}$ av statorstrømvektoren \underline{i} som likeledes roterer). Dannes ønskeverdien W^* som kvotient mellom tilsvarende ønskeverdier for wattstrøm og fluks, kan wattstrøm og fluks påvirkes innbyrdes uavhengig. Dette muliggjør en drift med feltsvekning, idet f.eks. fluksens ønskeverdi foreskrives som proporsjonal med kvotient av nominell fluks og omdreiningstall såsnart klemmespenningen skulle overskride den nominelle verdi.

I det følgende vil der for hovedfluksvektoren $\underline{\psi}$ og statorstrømvektorens komponenter bli benyttet samme symboler som for de dermed proporsjonale elektriske størrelser.

Da måleverdikalkulatoren allerede ut fra de statorrefererte komponenter av statorstrømmen beregner wattstrømmen $i_{\phi 2}$, betegner det en ubetydelig tilleggspåkostning også å beregne magnetiseringsstrømmen $i_{\phi 1}$. Ved en videreutvikling av oppfinnelsen blir størrelsen $i_{\phi 1}$ via et ettergivende ledd addert til fluksverdien ved divisorinngangen til første divisjonsledd. Dette fører til stabilisering av asynkronmaskinen overfor svingninger ved endringer i belastningstilstanden. Det kan også være gunstig i tillegg å addere størrelsen $i_{\phi 1}$ via en terskelverdikobling som i det vesentlige bare slipper negative verdier for $i_{\phi 1}$ (dvs. verdier som ligger under en negativ eller liten positiv terskelverdi) igjennom,

til størrelsen ved divisorinngangen til første divisjonsledd. Derved kan maskinen drives stasjonært med lastvinkler nær opptil 90° uten å kippe ved forstyrrelser som fører til rykkvise frekvensendringer eller faseendringer i statorstrømmen.

De nevnte og ytterligere gunstige utførelsesformer for oppfinnelsen vil bli nærmere belyst ved et utførelseseksempel og under henvisning til tegningen.

Fig. 1 referer seg til en regulering av en dreiefeltmaskin 1 som mates av en omretter bestående av en nettført strømretter 3 som via en tilslutning 2 er tilkoblet et trefasenett, en likestrøm-mellomkrets 4 med en glattedrossel 5 og en selvført strømretter 6. Asynkronmaskinen 1 kan få foreskrevet en omdreinings-tall-ønskeverdi f^* , og for korrekt igangkjøring under hensyntagen til maskinens behov kan der være anordnet en startgiver 7. Ved inngangen til en omdreiningstallregulator dannes regulerings-avviket mellom en omdreiningstall-måleverdi og den foreskrevne omdreiningstall-ønskeverdi f^* , og i den forbindelse kan der som omdreiningstall-måleverdi i alminnelighet anvendes en verdi som f.eks. kan være tatt fra en turtellerdynamo. I utførelses-eksempelen er innstillingsstørrelsen for statorfrekvensen ført tilbake som måleverdi fra inngangen til ventilene hos styresettet 9 som styrer den selvførte strømretter 6.

Omdreiningstall-regulatoren 8, som etterfølges av et strøm-begrenserledd 10, mater i sin tur via en funksjonsgiver 11 en underlagret strømregulator 12 som arbeider på styresettet 13 for ventilene hos den nettførte strømretter 3. Karakteristikken for funksjonsgiveren 11 er innstilt slik at denne ut fra inngangsstørrelsen $i_{\phi 2}^*$ danner den ønskeverdi $i^* = \sqrt{i_{\phi 1}^{*2} + i_{\phi 2}^{*2}}$ for statorstrømmens størrelse som knytter seg til den foreskrevne ønskeverdi for hovedfluksen ψ^* , f.eks. nominell fluks. På den annen side mater omdreiningstallregulatoren også en regulator som via styresettet 9 arbeider på ventilene hos den selvførte strømretter 6, og hvor der som måleverdier i et første divisjonsledd 14 dannes kvotienten W mellom den på denne vektor loddrette statorstrømkomponent (wattstrøm) $i_{\phi 2}$ og størrelsen ψ av hovedfluksvektoren. Omdreiningstall-regulatorens utgangssignal er altså felles innføringsparameter for funksjonsgiveren 11, (strømstyrestrekningen) og for reguleringsstrekningen for statorfrekvensen.

Ved denne regulering blir ønskeverdien ψ^* for fluksen

foreskrevet. Det ønskede dreiemoment gir seg ut fra ønskeverdien $i_{\phi 2}^*$ av wattstrømmen og blir enten levert av utgangen fra omdreiningstallregulatoren 8 eller levert utenfra på dette sted ved hjelp av en giver. Funksjonsgiveren 11 tilpasser strømmens ønskeverdi i^* til $i_{\phi 2}^*$ slik at fluksen forblir konstant. Strømregulatoren 12 regulerer via styresettet 13 størrelsen av maskinstrømmen, og som tilhørende måleverdi kan nettstrømmen i tilførselsledningene 2, strømmen imellom kretsen 4 eller maskinenstrømmen ved asynkronmaskinens klemmer tas ut. Da maskinstrømmen ved høyere frekvenser blir mindre enn nettstrømmen, resp. mellomkretsstrømmen, som følge av flerdobbelte kommuteringer i vekselretteren, men den for reguleringen bestemmende størrelse i et hvert tilfelle er maskinstrømmen, blir denne fordelaktig benyttet for reguleringen, i det minste ved høyere frekvenser. For lavere frekvenser, hvor en strømbestemmelse med måletransformatorer ikke uten videre mulig, kan det være gunstig å koble om fra avføling av maskinstrøm til avføling av nettstrøm.

Lasttilstandsstørrelsens ønskeverdi W^* blir i et annet divisjonsledd 15 beregnet som kvotient mellom wattstrøm-ønskeverdien $i_{\phi 2}^*$ som foreligger ved utgangen fra omdreiningstallregulatoren 8, og den foreskrevne ønskeverdi av fluksen ψ^* . Ut fra reguleringsavviket $W^* - W$ som opptrer på et sammenligningssted 16, danner en etterkoblet lasttilstands-regulator 17 innstillingsstørrelsen for statorfrekvensen, og den blir så innført i styresettet 9 som styrespenning. Ved $W > W^*$ blir i den forbindelse statorfrekvensen senket.

En slik regulering muliggjør en drift med feltsvekning. Således er det f.eks. mulig i første omgang å foreskrive den nominelle fluks som ønskeverdi ψ^* , måle klemmespenningen U og, når en verdi U_{maks} nås, redusere ønskeverdien av hovedfluksen ψ^* med en verdi som dannes ved utgangen av en tilsvarende regulator og er avledet fra reguleringsavviket $U - U_{maks}$. Derved blir det utgått at den tillatelige motorspenning blir overskredet, idet man i disse tilfeller høyner ønskeverdien W^* i denne reguleringskrets og driver maskinen med konstant spenning (svakket fluks). Skal der imidlertid til stadighet arbeides med konstant fluks, er W^* proporsjonal med $i_{\phi 2}^*$, og utgangsstørrelsen fra omdreiningstallregulatoren 8 kan selv uten anvendelse av et annet divisjonsledd benyttes direkte for dannelse av reguleringsavviket.

Måleverdiene for wattstrømkomponent $i_{\phi 2}$ og fluks ψ blir på i og for seg kjent måte utregnet fra de med måletransformatorer uttatte klemmestørrelser for statorstrøm og statorspenning. Asynkronmaskinen har tre statorviklinger som er forskutt 120° i forhold til hverandre i rommet. Ved to av de tre klemmer blir de opptredende momentanverdier for statorstrøm og klemmespenning tatt ut for så i koordinatomformere 20, 21 å omregnes til komponentene $i_{\alpha 1}$ resp. $U_{\alpha 1}$ og $U_{\alpha 2}$ av henholdsvis statorstrømvektor \underline{i} og statorstrømvektor \underline{U} i et statorreferert (altså i rommet fast) kartesisk toakset koordinatsystem. På grunnlag av sammenhengen $e_{\alpha 1,2} = U_{\alpha 1,2} - i_{\alpha 1,2} \cdot R$ beregnes ut fra dette i en EMK-bestemmende innretning 22, komponentene $e_{\alpha 1}$, $e_{\alpha 2}$ av den i statorviklingen induserte EMK-vektor referert til dette kartesiske koordinatsystem, og ut fra disse igjen dannes så hovedfluksvektorens komponenter $\psi_{\alpha 1}$ og $\psi_{\alpha 2}$ ved integrasjon. Da måleverdiene av denne vektor er forfalsket av de ikke-ideelle integratorers tidskarakteristikk, er der for komponentene av statorstrømvektoren anordnet et overføringsledd 23 med tilsvarende forfalsket tidskarakteristikk for å gi samme dynamikk for statorstrømvektoren og fluksvektoren for den videre beregning. I vektoranalysatoren 24 bestemmes nu den vinkel ϕ som fluksvektoren $\underline{\psi}$ danner med abscissen $\underline{\alpha}_1$ i det statorreferte koordinatsystem. I den forbindelse er bare $\cos \phi = \psi_{\alpha 1} / \psi$ og $\sin \phi = \alpha_2 / \psi$ av interesse, og for dannelsen av disse blir størrelsene $\psi_{\alpha 1}$ og $\psi_{\alpha 2}$ i divisjonsleddet dividert med fluksvektorens størrelse ψ . Denne fluksverdi $\psi = \psi_{\alpha 1}^2 / \psi + \psi_{\alpha 2}^2 / \psi$ tas ut ved et sammenknytningssted hvor der skjer en addisjon av utgangsverdiene fra tilsvarende multiplikatorer som pådras med $\psi_{\alpha 1}$ resp. $\psi_{\alpha 2}$ og divisjonsleddenes utgangssignaler. Den størrelse ψ man får her, blir ført tilbake til divisjonsleddenes divisorinnang. Størrelsen $i_{\phi 2}$ beregnes i et vektordreieledd 25 i henhold til transformasjonsformelen $i_{\phi 2} = -i_{\alpha 1} \sin \phi + i_{\alpha 2} \cos \phi$. Ved en videre utvikling av oppfinnelsen (vil bli beskrevet nøyere senere) blir også magnetiseringsstrømmen $i_{\phi 1}$ beregnet i vektordreieleddet 25, nemlig i henhold til formelen $i_{\phi 1} = i_{\alpha 1} \cos \phi + i_{\alpha 2} \sin \phi$. Den beregnede måleverdi av wattstrømmen $i_{\phi 2}$ tilføres dividendinngangen til divisjonsleddet 14.

Lasttilstandsstørrelsen W , som i det stasjonære tilfelle tilsvarende tangens til lastvinkelen, blir i regulatoren 17 omsatt til en styrestørrelse (innstillingsstørrelse) for statorfrekvensen.

For den overlagrede omdreingstall-regulering anvendes fordelaktig istedenfor omdreiningstall-måleverdien statorfrekvensen f , som i det stasjonære tilfelle bare avviker med sakkingsverdien. For å gjøre statorfrekvensens måleverdi mer lik omdreiningstallet også i dynamisk henseende kan der være etterkoblet divisjonsleddet 14 et glatteledd.

For å gjøre virkemåten av reguleringen tydelig skal der antas et motorisk laststøt på asynkronmaskinens aksel. Derved avtar omdreiningstallet, sakkingsen øker og fluksen bryter sammen. En minsket fluks fører til en økning av lasttilstands-måleverdien W , og lasttilstandsregulatoren 17 minsker som følge av dette innstillingsstørrelsen for statorfrekvensen og fører den etter det synkende omdreiningstall slik at fluks og sacking forblir konstante. Synkningen i statorfrekvens fører imidlertid ved omdreiningstall-regulatoren 8 til en økning av utgangssignalet, altså en høyning av wattstrømmens ønskeverdi $i_{\phi 2}^*$. Dette fører til et større dreiemoment som forbigående overskrider lastmomentet inntil omdreiningstallet igjen har nådd sin opprinnelige verdi og dreiemomentet holder likevekt med lastmomentet.

For å beskytte strømretteren mot overstrømmer er det gunstig å begrense statorstrømstyrken til dens nominelle verdi. Da magnetiseringsstrømmens ønskeverdi i_{ϕ}^* allerede er gitt ved leveringen av den nominelle fluks, kan strømbegrensningen under forutsetning av at strømreguleringskretsen arbeider meget raskt, foretas ved begrensning av wattstrømmens ønskeverdi $i_{\phi 2}^*$ ved utgangen fra omdreiningstall-regulatoren 8.

I den forbindelse er det gunstig å bygge opp lasttilstandsregulatoren 17 av to etter hinannen anordnede IP-regulatorer, nemlig den egentlige W -regulator 30 og en forkoblet "slepe-regulator" 31. For i tilfellet av en endring i lasttilstanden å la statorfrekvensen følge etter det som følge av lasttilstands- endringen kontinuerlig varierende omdreiningstall på en slik måte at nominell sacking ikke blir overskredet, behøver W -regulatoren 30 nemlig til stadighet en inngangsspenning som må slepes med inntil en ny stasjonær tilstand har innstillet seg. For eksempel behøves en konstant inngangsspenning for å endre innstillingsstørrelsen for statorfrekvensen ved regulatorens utgang i henhold til en jevnt varierende funksjon. Under innkjøringen til den stasjonære tilstand som tilsvarer den nye lasttilstand, skal imidlertid fluksens måleverdi ψ holdes på den

tilsvarende ønskeverdi.

Dette blir oppnådd med "sleperegulatoren" 31, som allerede ved et lite reguleringsavvik W^*-W ved begynnelsen av endringen i lasttilstanden legger en spenning på inngangen til regulatoren 30. Regulatoren 30 fører nu statorfrekvensen etter den endring i omdreiningstall som følger med lasttilstandsendringen, slik at reguleringsavviket W^*-W forsvinner. Regulatoren 30 bevirker den kontinuerlige endring av statorfrekvensen også fremdeles under den tid da omdreiningstallet kjører seg inn på den stasjonære verdi som tilhører den nye lasttilstand, hvorunder målefluksen følger etter ønskefluksen slik at reguleringsavviket ved inngangen til regulatoren 31 blir ført etter, da regulatoren 31 i dette tidsrom bibeholder sitt konstante utgangssignal. Når den nye stasjonære tilstand nås, bevirker det til å begynne med ennu varierende utgangssignal fra W-regulatoren 30 at der ved inngangen til regulatoren 31 oppstår et kortvarig ubetydelig reguleringsavvik W^*-W , hvorved utgangssignalet fra regulatoren 31 går tilbake på null. Følgelig holder utgangssignalet fra regulatoren 30 seg på den oppnådde verdi.

Derved blir dynamikken av lasttilstandsregulatoren 17 vesentlig forbedret, og fluksen blir selv ved dynamiske tilstands- endringer praktisk talt holdt på ønskeverdien. I den forbindelse er en god regulering mulig selv i tilfellet av at vekselretteren (f.eks. under start) praktisk talt drives med maksimalt tillatelig strømbelastning. Spesielt er anvendelsen av to på hinannen følgende regulatorer gunstig når der som måleverdi for omdreiningstallet ikke benyttes en verdi som er målt direkte på maskinen, men den ønskeverdi som skal innføres i det tilsvarende styresett 9.

Da statorstrømvektoren ikke roterer kontinuerlig, men sprangvis i samsvar med de påstyrte spoler hos statorviklingen, inneholder wattstrømmen $i_{\phi 2}$ og dermed W-måleverdien høyere harmoniske som er forstyrrende særlig ved lave frekvenser. Derfor arbeider man i dette driftsområde fordelaktig med liten forsterkning hos lasttilstandsregulatoren. I motordrift ved høye frekvenser hvor kommuteringsforsinkelsesvinkelen virker uten demping, er der fare for svingninger, som kan dempes med en høy reguleringsforsterkning. Det er derfor gunstig å forsyne lasttilstandsregulatoren 17 med et tilpasningsledd som øker reguleringsforsterkningen ved høye maskinfrekvenser. Fortrinnsvis er der ved

regulatorens utgang anordnet et addisjonstrinn 32 som utgangsstørrelsen fra lasttilstandsregulatoren 17 ved hjelp av en parallellkobling er påkoblet direkte via ledningen 33 og via en forsterker 37 med overproporsjonalt stigende forsterkningskarakteristikk. Videre har det i den forbindelse vist seg gunstig å etterkoble forsterkeren et overføringsledd med frekvensgang $F_A = sT_1 / (1 + sT_2)$. Et slikt overføringsledd virker glattende og differensierende, dvs. at endringer i regulatorens utgangsstørrelse blir forsterket dynamisk uten å influere på den stasjonære tilstand. Konstantene T_1 og T_2 er ikke kritiske. Disse verdier kan lett finnes ved optimering for det respektive anvendelsestilfelle. Gunstige verdier er f.eks. $T_1 = 100$ ms, $T_2 = 25$ ms.

Fig. 2 viser en enkel kobling for tilpasningsleddet. 30 betegner en operasjonsforsterker som er koblet som IP-regulator og tjener som lasttilstandsregulator, f.eks. som den ovennevnte W-regulator. Regulatorens inngang er forbundet med uttaket på et potensiometer 32 som pådras med utgangssignalet fra "slepe-regulatoren", og hvor forsterkningen hos regulatoren 30 kan innstilles. Regulatorens utgang er via en ledning 33 og en motstand 35 koblet til inngangen til en ytterligere operasjonsforsterker 36. Videre foreligger der ved regulatorens inngang via et potensiometer 38 en spenning som er valgt positiv hvis man for å realisere koblingen anvender de inverterende innganger til operasjonsforsterkerne 30 og 36. Uttaket på potensiometeret 38 er via en seriekobling av en diode 39, en kapasitet 40 og en motstand 41 koblet til inngangen til den ytterligere operasjonsforsterker 36 med tilbakeføringsmotstanden 42. Diodens utgang som fører til kapasiteten 40, er fordelaktig jordet via en motstand.

Ved gitt dreieretning er frekvensstyrestørrelsen f (utgangsstørrelsen fra W-regulatoren) negativ, idet lave frekvenser tilsvarer lave verdier av f . Potensiometeret er innstilt slik at der på uttaket foreligger en ubetydelig positiv spenning. Dioden er koblet slik at den sperrer i denne situasjon, men blir ledende så snart regulatorens utgangssignal ved en høyere frekvens blir sterkere negativt og spenningen ved uttaket på potensiometeret 38 synker. Derfor har denne kobling ved lave frekvenser (sperrert diode) en forsterkning som er bestemt ved forholdet mellom motstandene 42 og 35, mens forsterkningen ved

høyere frekvenser (ledende diode) er gitt ved forholdet mellom motstanden 42 og den resulterende motstand av parallellmotstandene 35 og 41. Det punkt hvor tilpasningen (økning av forsterkningen) setter inn, kan innstilles på potensiometeret 38.

Skiftning av maskinens dreieretning kan bevirkes ved skiftning av fortegnet av frekvensstyrestørrelsen f . I dette tilfelle ligger der på potensiometerets uttak stadig en positiv spenning, og dioden 39 på fig. 2 sperrer vedvarende. For denne anvendelse er fig. 2 erstattet med fig. 3, hvor den uttatte spenning på potensiometeret 38 via en spenningsdeler 44 og i tillegg ved hjelp av et inversjonsledd 43 og en tilsvarende spenningsdeler 44' likeledes kommer til utgangen fra regulatoren 30. Den inverterte potensiometer-uttaksspenning blir likeledes via en diode 39', en kondensator 40' og en motstand 41' tilført inngangen til forsterkeren 36. Derved blir en tilpasning oppnådd på den ovenfor forklarte måte selv ved fortegnsskift av frekvensstyrestørrelsen f .

Som allerede nevnt tidligere svarer lasttilstandsstørrelsen W i det stasjonære tilfelle til tangens til lastvinkelen, og dreiemomentet ved konstant fluks til wattstrømkomponenten (og dermed likeledes til W -måleverdien). En høyere dreiemomentønskeverdi (dvs. $W^* - W = 0$) høyner enn videre frekvensen, dvs. at sacking og lastvinkel øker. Det betyr riktignok at måle-dreiemomentet tiltar (som forlangt) for lastvinkler mindre enn 90° , men synker for lastvinkler større enn 90° . Ved lastvinkler på ca. 90° foreligger derfor kippfare. For hvis lastvinkelen ε (jfr. fig. 5) pga. en forstyrrende innvirkning (f.eks. et frekvenssprang i statorfrekvensen) sprangvis blir endret f.eks. fra 70° til 110° , inntreder der ingen endring av magnetiseringsstrøm-komponenten $i_{\phi 2} = i \cdot \sin \varepsilon$, og pga. den store flukstidskonstant forandrer fluksen ψ seg også bare langsomt. Måleverdien W blir altså bare langsomt endret, reguleringen reagerer derved praktisk talt ikke på forstyrrelsen, og maskinen kipper. Dette kan man imidlertid unngå med en ekstra innvirkning på W -måleverdien, nemlig en innvirkning som ved overskridelse av en grenseverdi for lastvinkelen, særlig ved lastvinkler over 90° (dvs. ved vinkler hvor den med fluksen parallele magnetiseringsstrøm-komponent $i_{\phi 1}$ blir negativ) ved raske vinkelendringer raskt omstiller styrestørrelsen for statorfrekvensen.

Dette blir fortrinnsvis oppnådd ved at der til fluksvektoren ψ ved divisorinngangen til divisjonsleddet 14 adderes den i vektor-

dreieleddet 25 likeledes utregnede magnetiseringsstrøm $i_{\phi 1}$ så snart denne strøm underskrider en på forhånd gitt grenseverdi S . I dette øyemed er måleverdi-kalkulatorens $i_{\phi 1}$ -utgang 45 via en sperrekobling 46 påkoblet til den størrelse ψ som foreligger ved divisorinngangen. Som grenseverdi velges fordelaktig en negativ eller i høyden en liten positiv verdi, så praktisk talt alle positive $i_{\phi 1}$ -verdier blir blokkert, mens negative verdier blir addert til ψ . Det normale driftsområde (lastvinkler under 90°) blir derfor ikke influert av denne kobling. Men øker lastvinkelen ut over 90° , blir nevneren i uttrykket for lasttilstands-målestørrelsen W minsket og W -måleverdien dermed sprangvis øket. Via lasttilstandsendingen blir derfor frekvensen senket inntil der igjen nås en vinkel i det normale driftsområde. Dette forhindrer kipping av maskinen. Skal maskinen f.eks. drives ved en lastvinkel opptil 80° , blir terskelen valgt slik at den magnetiseringsstrøm som tilsvarer maksimal statorstrøm, fremdeles blir blokkert ved en lastvinkel på 110° , men sterkere negative magnetiseringsstrømverdier innvirker på nevneren i uttrykket for W -måleverdien. Derved blir den normale drift, hvor strømvektoren pendler med $\pm 30^\circ$ omkring en midlere lastvinkel, ikke påvirket av sperrekoblingen, mens der ved større lastvinkler oppnås en senkning av statorfrekvensen slik at kipping forhindres.

Det har videre vist seg at magnetiseringsstrømmen $i_{\phi 1}$ også egner seg godt til dempning av reguleringskretsen for lasttilstander. Kvotienten $i_{\phi 2}/\psi$ er som følge av fluksens treghet en måleverdi som forandrer seg relativt langsomt. Det kan føre til svingninger. Man oppnår en dempende virkning på lasttilstandsreguleringen dersom måleverdien $i_{\phi 1}$ (som endrer seg raskt) påkoblet dynamisk til nevneren i den nevnte kvotient. Reguleringens stasjonære karakteristikk skal forbli upåvirket, dvs. at magnetiseringsstrømmåleverdien $i_{\phi 1}$ via et ettergivende ledd 37 blir påkoblet til fluks-måleverdien ψ ved inngangen til divisjonsleddet 14. Et slikt ettergivende ledd er karakterisert ved en sterkt svinnende sprangrespons-funksjon, dvs. at leddet reagerer på et sprangvis øket inngangssignal med et høyt positivt, men raskt svinnende utgangssignal. Derved unngås svingninger i fluksen.

På fig. 4 er der vist en koblingsanordning for et divisjonsledd hvor der er forkoblet divisorinngangen en slik sperrekobling og et ettergivende ledd. En spenning $i_{\phi 1}$ uttatt ved utgangen 45 fra måleverdikalkulatoren bevirker i en ledning 52 som via en

motstand 30 fører til inngangen til en operasjonsforsterker 51, en strøm som bare ved negative strømverdier slippes igjennom av en tilsvarende polarisert diode 35 i denne ledning. En dermed seriekoblet Zener-diode 54 tillater likeledes bare ved negative $i_{\phi 1}$ -verdier under terskelspenningen en strømgjennomgang. I en annen ledning 55, som fører til inngangen til operasjonsforsterkeren 51, bevirker en kondensator 56 at der bare ved en endring i inngangsspenningen $i_{\phi 1}$ går et kortvarig ladestrømsstøt over ledningen 55 og en motstand 57 til forsterkerinngangen 51. Videre fører den spenning ψ som tas ut på måleverdikalkulatoren, i en ytterligere ledning 59 til en tilsvarende strøm som flyter via motstanden 60 til operasjonsforsterkeren 51, så der ved utgangen fra forsterkeren 51 foreligger en størrelse som i det stasjonære tilfelle og ved normale lastvinkler tilsvarende størrelsen ψ , men ved lastvinkler over 90° og/eller ved endringer i magnetiseringsstrøm-komponenten $i_{\phi 1}$ blir modifisert i samsvar med hva som er forklart foran. Dette utgangssignal, som eventuelt blir invertert i et inversjonsledd 61 for tilveiebringelse av korrekt polaritet, blir tilført divisorinngangen 62 til divisjonsleddet 14, hvis dividendinngang pådras med måleverdien $i_{\phi 2}$.

Da bestemmelsen av måleverdiene for statorstrøm og statorspenning ved hjelp av måletransformatorer og, ved meget lave frekvenser, f.eks. frekvenser under ca. 10% av den nominelle, også beregningen av de tilsvarende komponenter av strømvektoren, EMK-vektoren og fluksvektoren blir unøyaktige kan der særlig under igangkjøringen oppstå vanskeligheter.

Disse vanskeligheter kan man komme utenom hvis lasttilstandsreguleringskretsen ved lave frekvenser blir oppdelt og der ved inngangen til lasttilstandsregulatoren 17 istedenfor reguleringsavviket w^*-w i lasttilstand tilføres et tilsvarende reguleringsavvik f^*-f mellom en frekvens-ønskeverdi f^* som kan innføres, og frekvensstyrestørrelsen f . Ved den anordning som er vist på fig. 2, hvor omdreiningstallregulatoren 8 er anbragt foran den felles inngang for styrestrømstrekning og lasttilstandsregulering, kan dette frekvens-reguleringsavvik tas ut fra omdreiningstallregulatorens inngang eller fra et tilsvarende sammenligningssted 70, eventuelt forsterkes i en P-forsterker 71 og via bryteren 72 tilføres lasttilstandsregulatoren. Ved lave frekvenser er bryteren 72 sluttet, og samtidig er ledningen for reguleringsavviket w^*-w fra sammenligningsstedet 16 åpnet med en bryter 73. Bryterne

72 og 73 bevirker således en omkobling fra automatisk statorfrekvensregulering til en styring av statorfrekvensen. I tilfellet av en lasttilstandsregulator bestående av to IP-regulatorer fører bryteren 72 til inngangen til annet W-regulator 30. Slepe-regulatoren 31 er ved åpnet bryter 73 ute av drift. Hvis der som sleperegulator anvendes en operasjonsforsterker, kan f.eks. dens utgang kortsluttes med den inverterende inngang så regulatorutgangen står på null.

Ved en slik styring fører en tilvekst i statorstrømmen til et større dreiemoment bare når lastvinkelen holdes mindre enn 45° . For å hindre maskinen i å kippe blir der derfor i denne driftstilstand arbeidet med en sterkere magnetiseringsstrøm. Til dette tjener en bryter 74 som i normal driftstilstand er åpnet, og som ved lave frekvenser blir sluttet og kobler en ekstra magnetiseringsstrøm-ønskeverdi (igangkjøringsstrøm i_H) til innføringsinngangen for fluks-ønskeverdien ψ^* . På denne måte blir der oppnådd at der i funksjonsgiveren 11 blir dannet en tilsvarende høy ønskestrømverdi i^* . Fordelaktig er der ved inngangen for innføringsstørrelsen $i_{\phi 2}^*$ til funksjonsgiveren og forkoblet denne en skillebryter 75 som når den åpnes ved lave frekvenser avkobler funksjonsgiveren fra omdreiningstallregulatoren 8. Funksjonsgiveren 11 angir da ønskeverdien i^* bare i avhengighet av igangkjøringsstrømmen i_H og reagerer ikke på variasjoner i omdreiningstall-regulatorens utgangsstørrelse $i_{\phi 2}^*$. For ved overgang til normal drift (åpning av bryteren 74) å unngå en sprangvis endring i strømmens ønskeverdi i^* kan der fordelaktig være etterkoblet bryteren 74 et glatteledd.

I styrt drift, dvs. ved åpnet bryter 73, kan de ovenfor omtalte feil i måleverdikalkulatoren føre til større reguleringsavvik ved sammenknytningsstedet 16. Når grensen for omkobling fra styrt til regulert drift nås, altså f.eks. ved 10% av nominelt omdreiningstall, blir bryteren 72 åpnet og bryteren 73 (eventuelt også bryteren 75) sluttet. Det reguleringsavvik som i dette øyeblikk tilfeldigvis foreligger på sammenknytningsstedet 16, fører nu til å begynne med til en omstilling av lasttilstandsregulatoren og dermed til en sprangvis frekvensendring inntil den nu sluttede reguleringskrets bringer reguleringsavviket W^*-W til å forsvinne. Et slikt omkoblingsrykk kan imidlertid unngås dersom det reguleringsavvik som foreligger ved sammenknytningsstedet 16, samtidig med åpningen av bryteren 73 blir

ført tilbake til omdreiningstall-regulatoren og subtrahert fra den størrelse f^*-f som foreligger ved dennes inngang. Til det formål kan bryteren 73 være utført som omkobler. Ved denne tilbakeføring blir den av omdreiningstallregulatoren leverte ønskeverdi $i_{\phi 2}^*$ ført etter den i divisjonsleddet 14 beregnede måleverdi W slik at differansen W^*-W på sammenknytningsstedet 16 forsvinner. På tidspunktet for omkoblingen har da både omdreiningstall-regulatoren 8 og sleperegulatoren 31 den stilling som tilsvare det forsvinnende reguleringsavvik, og der skjer en myk overgang fra styrt til regulert driftstilstand.

P a t e n t k r a v:

1. Anordning til regulering av en asynkronmaskin som mates fra en omretter med en nettført strømretter tilkoblet et trefasenett, en likestrøm-mellomkrets og en selvført strømretter, og omfattende en strømstyrestrekning som består av en funksjonsgiver og en strømregulator, og som ved styring av de nettførte strømretter-ventiler innregulerer statorstrømmen på en ønskeverdi som ved gitt fluks er avledet fra en parameter som skal innføres i funksjonsgiveren, samt en parallell reguleringsstrekning for statorfrekvensen inneholdende en måleverdikalkulator og en lasttilstandsregulator, og hvor denne reguleringsstrekning leverer en frekvensinnstillingsstørrelse for den selvførte strømretters styresettsvarende til reguleringsavviket $W-W^*$ mellom en lasttilstandsstørrelse W beregnet ut fra måleverdiene av statorstrøm og statorspenning, og en lasttilstands-ønskeverdi W^* beregnet ut fra den i funksjonsgiveren innførte parameter, k a r a k t e r - i s e r t v e d at der i måleverdikalkulatoren (20 til 25) dannes en med størrelsen ψ av fluksvektoren $\underline{\psi}$ og en med den på fluksvektoren loddrette komponent $i_{\phi 2}$ av statorstrømvektoren \underline{i} proporsjonal størrelse, at den med fluksstørrelsen ψ proporsjonale størrelse tilføres dividendingangen til et første divisjonsledd (14) og den med den derpå loddrette statorstrøm-komponent $i_{\phi 2}$ proporsjonale størrelse tilføres dette divisjonsledds divisorinngang, og at det første divisjonsledds utgangsstørrelse er tilkoblet det første divisjonsledd som måleverdi W , mens en tilsvarende størrelse avledet fra funksjonsgiverens (11)

innføringsparameter er påkoblet lasttilstandsregulatoren som ønskeverdi W^* .

2. Anordning som angitt i krav 1, k a r a k t e r i s e r t v e d at der som ønskeverdi tilføres lasttilstandsregulatoren utgangsstørrelsen fra et annet divisjonsledd hvis dividend-inngang får tilført den i funksjonsgiveren (11) innførte parameter, og hvis divisorinngang får tilført en ønskestørrelse ψ^* svarende til en foreskrevet verdi av fluksens størrelse.

3. Anordning som angitt i krav 1 eller 2, k a r a k t e r i s e r t v e d at der i måleverdikalkulatoren også beregnes en størrelse $i_{\phi 1}$ som er proporsjonal med den med fluksvektoren parallelle komponent av statorstrømvektoren, og at denne størrelse via et ettergivende ledd adderes til den med fluksens størrelse proporsjonale størrelse ψ ved divisorinngangen til det første divisjonsledd (14).

4. Anordning som angitt i krav 1, 2 eller 3, k a r a k t e r i s e r t v e d at der i måleverdikalkulatoren (25) også beregnes en størrelse $i_{\phi 1}$ som er proporsjonal med den med fluksvektoren parallelle komponent av statorstrømvektoren, og verdier av denne størrelse under en minimumsverdi via en sperrekobling (46) adderes til den med fluksvektoren proporsjonale størrelse ved divisorinngangen til første divisjonsledd (14).

5. Anordning som angitt i et av kravene 1-4, k a r a k t e r i s e r t v e d at lasttilstandsregulatoren (17) består av to IP-regulatorer (30, 31) anordnet etter hverandre.

6. Anordning som angitt i et av kravene 1-5, k a r a k t e r i s e r t v e d at der er etterkoblet lasttilstandsregulatoren (17) et tilpasningsledd, og at dette ledd inneholder et sammenknytningssted (32) som får tilkoblet lasttilstandsregulatorens (17) utgangsstørrelse (33) direkte via en parallellkobling og også via en forsterker (34) med overproporsjonalt stigende forsterkningskarakteristikk.

7. Anordning som angitt i krav 6, k a r a k t e r i s e r t v e d at der er etterkoblet forsterkeren (34) et differensierende og glattende overføringsledd (34a).

8. Anordning som angitt i et av kravene 1-7, k a r a k t e r i s e r t v e d at en frekvens-ønskeverdi f^* som kan fore-

skrives, og den frekvensstyrestørrelse f som skal innføres i styre-
settet (9) for den selvførte strømretter (6), er påkoblet en
omdreiningstall-regulator (8), og at omdreiningstall-regulatorens
utgangsstorrelse $i_{\phi 2}^*$ innføres som parameter i funksjonsgiveren
(11) og i den underlagrede lasttilstands-reguleringskrets.

9. Anordning som angitt i et av kravene 1-8, k a r a k t e r -
i s e r t v e d at der ved lasttilstandsregulatorens inngang
er anordnet en omkoblingsinnretning (72, 73) som ved lave
frekvenser kobler om fra ønskeverdi/måleverdi-påkobling av last-
tilstandsstorrelsen til en påkobling av differansen f^*-f mellom
frekvensønskeverdien f^* og frekvensstyrestørrelsen f , og at strøm-
ønskeverdien i^* ved lave frekvenser er bestemt i funksjonsgiveren
(11) i samsvar med en strømverdi i_H som kan foreskrives.

10. Anordning som angitt i krav 9, k a r a k t e r i s e r t
v e d en skillebryter (75) ved funksjonsgiverens inngang for
innføringsparameteren $i_{\phi 2}^*$.

11. Anordning som angitt i krav 8 og krav 9 eller 10,
k a r a k t e r i s e r t v e d at den fra lasttilstands-
regulatorens (11) inngang fraskilte ønskeverdi/måleverdi-
differanse w^*-w er ført tilbake til omdreiningstall-regulatorens
inngang.

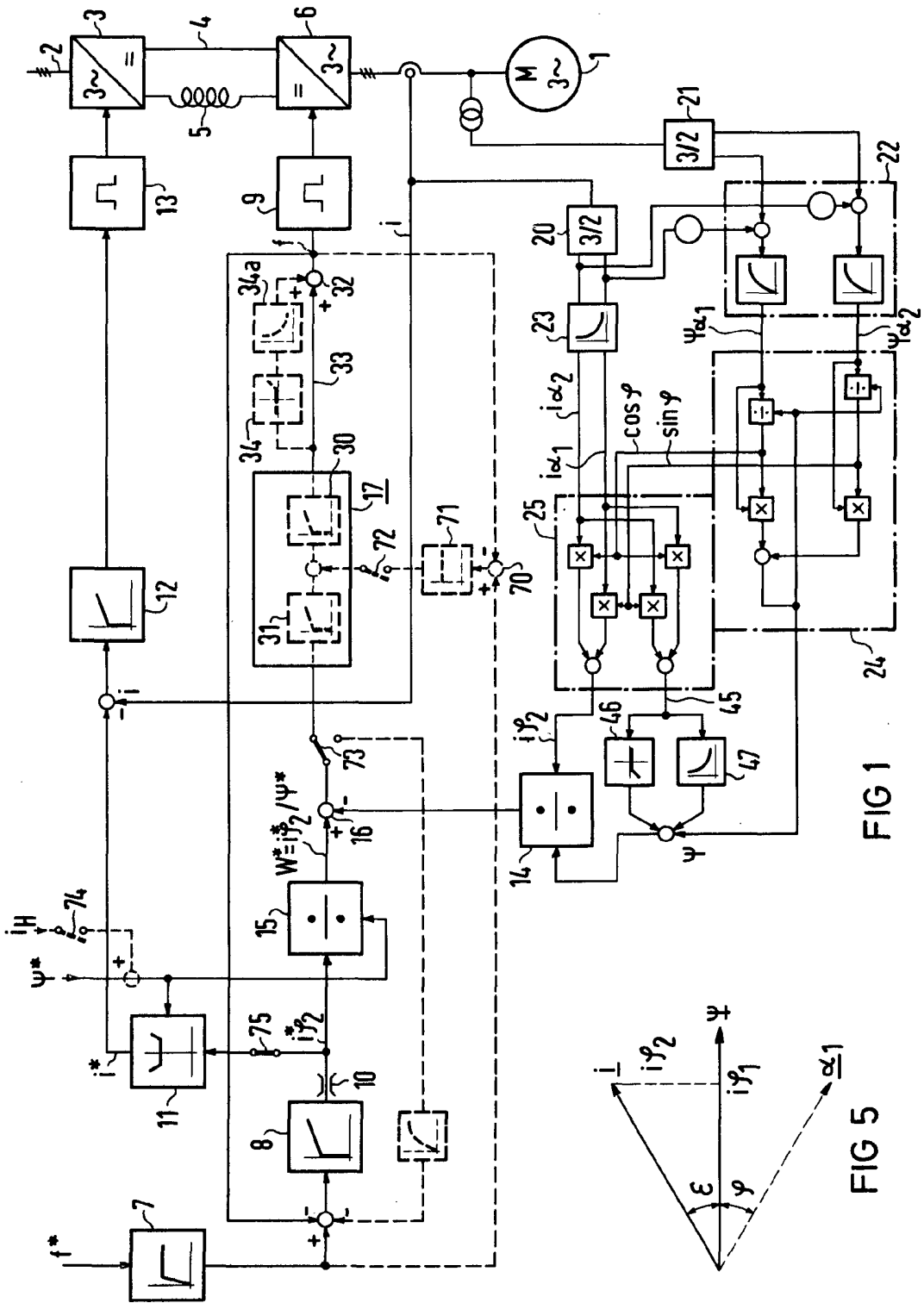


FIG 1

FIG 5

153473

