



Patentdirektoratet
TAASTRUP

-
- (21) Patentansøgning nr.: 1558/85 (51) Int.Cl.5 G 01 S 5/14
H 03 J 7/02
(22) Indleveringsdag: 03 apr 1985 H 04 B 1/16
H 04 L 27/06
(41) Alm. tilgængelig: 04 okt 1986
(45) Patentets meddelelse bkg. den: 24 maj 1993
(86) International ansøgning nr.: -
(30) Prioritet: -
(73) Patenthaver: *STANDARD TELEPHONES AND CABLES PUBLIC LIMITED COMPANY; 190 Strand; London WC2R 1 DU, GB
(72) Opfinder: Andrew Chi Chung *Wong; GB, Graham Roy *Fearnhead; GB, Simon John *Gale; GB

(74) Fuldmægtig: Lehmann & Ree A/S

(54) Digital modtager for satellitnavigationssystem med dopplerjustering

(56) Fremdragne publikationer

US pat. nr. 4485383, 4419759, 3971996
Andre publikationer: "All-digital GPS-receiver mechanization".
P.C. Ould et al. Navigation, vol. 28, no. 3,
fåll 1981, USA, p. 178-187.

(57) Sammendrag:

1558-85

I en modtager til et satellitnavigationssystem (Navstar), hvor satellitsignalerne bliver ned-omsat til nul mf-kvadratur-signaler (70a, 70b) og digitaliseret (71a,71b), adresserer de digitaliserede signaler en PROM (72) sammen med yderligere bit, der repræsenterer fase-rotationsinformation (74) og lokalt frembragte kodesignaler (e,l,p). PROM'en lades med data i form af "opslags"-tabeller, som indbefatter kombinationer af alle indgangssignaltilstande, hvorved de kombi-nerede adressesignaler bevirker korrelation og faserotation samtidigt af de modtagne signaler.

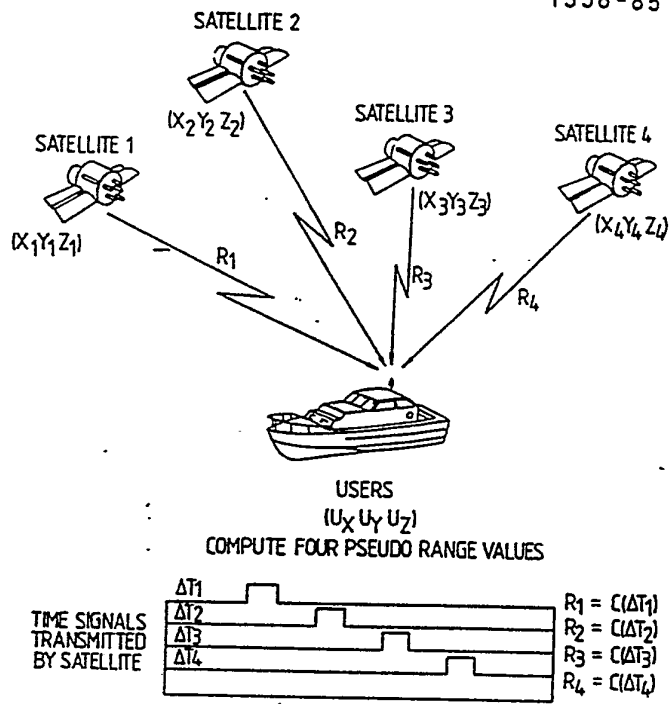


Fig. 1.

Den foreliggende opfindelse angår en modtager for Navstar satellitnavigationssystemet.

Navstar er et satellitnavigationssystem, som er planlagt til at give kontinuerlig verdensomspændende alvejrskdækning, som tilve-
5 jebringer meget nøjagtig tredimensional position og hastighedsin-
formation.

Det komplette Navstar system er planlagt at bestå af 18 satel-
litter anbragt i næsten cirkulære baner med radier på 26.600 km og
en inklination i forhold til jordens ækvatorialplan på 55 grader.
10 Hver satellit udsender to navigationssignaler betegnet L1 og L2 og
centreret på henholdsvis 1575 og 1228 MHz.

Begge signaler overfører afstandsinformation ved hjælp af
modulationer, som er låst i tid til atomstandarder. Formerne af
disse modulationer (der er kendt som pseudotilfældige koder, fordi
15 de optræder tilfældigt, men ikke desto mindre er veldefinerede) er
særegne for hver satellit.

Ved måling af faserne af de modtagne koder i forhold til en
taktgiver i modtageren sammen med dopplerforskydningerne af radio-
frekvensbærebølgerne kan en bruger beregne afstanden og afstands-
20 ændringshastigheden (engelsk: range rate) til en bestemt satellit
ved overvågning af fire satellitter (fig. 1). Ved dekodning af data
om deres bevægelser, som også er moduleret på de udsendte signaler,
kan brugeren løse ligninger (fig. 2) til at bestemme sin tredimensionale
position og hastighed og også føre korrektioner til sin
25 taktgiver for at bringe den til at være i overensstemmelse med sa-
tellittid.

Hvis brugeren alternativt er begrænset til at bevæge sig på
jordens overflade eller befinder sig i en kendt højde, kan han
udføre todimensionale målinger ved anvendelse af tre satellitter.
30 Programmelle, som styrer modtageren, skal blandt de indenfor
synsvidde værende satellitter vælge det delsæt, som giver den
gunstigste geometri for navigationsberegningerne.

To pseudotilfældige koder bliver i virkeligheden udsendt af
hver satellit. Den første af disse anvendes til at hjælpe med til
35 indsamling af satellitsignalerne og til at tilvejebringe grov
navigation og kaldes følgelig grov/indsamlingskoden (engelsk:
Coarse/ Acquisition code C/A). Den anden har en ti gange højere
modulationshastighed, som giver den fulde navigationsnøjagtighed af
systemet og betegnes præcisionskoden P-kode.

En grund-Navstarmodtager indeholder typisk en forstærker med lav støj og ned-omsætter til en passende mellemfrekvens fulgt af en eller flere kode- og bærebølgefølgekanaler, der hver er i stand til at følge transmissionerne fra en eller anden satellit. Der er også
5 tilknyttet afstands- og afstandsændringshastighedsmålekredsløb.

Formålet med kodefølgningssløjfen er at holde en kodegenerator i modtageren i trit med en modtaget pseudotilfældig følge (sekvens) og dermed tilvejebringe information om afstanden til satellitten, som følges.

10 For at opnå et positions- og hastighedsestimat skal modtageren låses til udsendelserne fra et antal satellitter. Der betragtes tilfældet med et fuldstændigt tredimensionalt estimat, for hvilket det krævede antal er fire, som vist i fig. 1. Fire målinger af "pseudo-afstand" udføres ved låsning af kodefølgningssløjfer til de
15 modtagne signaler og derefter tidsstyring af forekomsten af visse tilstande af kodegeneratorerne inden for sløjferne ved hjælp af modtagerens taktgiver. Målingerne er af "pseudo-afstand" i stedet for sand afstand på grund af den (endnu) ubestemte modtagertaktgiverforskydning.

20 Ved på lignende måde at måle frekvenserne af bærebølgefølgingssløjfens spændingsstyrede oscillatorer over tastningstider bestemt af modtagerens taktgiver fås fire målinger af "pseudo-afstandsændringshastighed". Disse er fejlbehæftede i forhold til de sande afstandsændringshastigheder på grund af taktgiverens frekvensfejl. Alle disse målinger sammen med data fra hver satellit,
25 som tilvejebringer information om satellitbevægelse, muliggør derpå opnåelse af en navigationsløsning. Dette er baseret på den omstændighed, at fire observationer er påkrævet for at løse for fire ubekendte.

30 Ifølge den foreliggende opfindelse tilvejebringes en modtager til et Navstar satellitnavigationssystem indbefattende organer til forstærkning og ned-omsætning til mf-frekvenser til frembringelse af kvadratur signaler, analog-til-digital omsættere til separat at digitalisere kvadratur signalerne, lokale digitalkodegeneratororganer, organer til korrelering af de digitaliserede kvadratur signaler
35 separat med de samme lokalt frembragte digitale koder, kanalsignalbehandlingsorganer, hvortil udgangssignalerne fra korrelationsorganerne føres, hvilke behandlingsorganer er indrettet til at styre koden og bærebølgefølgingen af modtageren, og korrektionsorganer,

der er indrettet til i afhængighed af styresignaler, som frembringes i behandlingsorganerne, at bevirke fasordrejning af basisbåndsignalfasoren repræsenteret ved kvadratursignalerne for at bevirke dopplerfølgning i modtagerløjfen, og det for modtageren ifølge opfindelsen ejendommelige er, at modtageren indbefatter et digitalt datalagerorgan, som lades med data i form af "opslags"-tabeller, som indbefatter kombinationer af signalindgangstilstande, organer til tilførsel af de digitaliserede kvadratursignaler, som partielle adressesignaler for lagerorganet, og organer til frembringelse af yderligere adressesignaler for lagerorganet i afhængighed af styresignaler, hvorved fasorrotationskorrektion udføres ved tilgang til lagerorganet i overensstemmelse med adressesignalerne for at frembringe et udgangssignal for kanalsignalbehandlingsorganerne.

Fig. 3 viser en generaliseret Navstar modtagerarkitektur. Signal indføres på L-bånd og føres gennem efter hinanden følgende trin til forstærkning og ned-omsætning ved rf-, mf- og nul mf-frekvenser. På et eller andet sted i kæden skal signalet gå gennem en analog-digital grænseflade for at tillade informationsudtrækning ved hjælp af en digital processor. Hvis kode- og bærebølgesløjferne er lukket i programmet, vil denne processor også tilvejebringe de nødvendige tilbagekoblingsstyresignaler.

Det har hidtil været kendt at udføre den nødvendige dopplerkorrektion af de digitale signaler i rf-delene af modtageren. Der er et antal mulige steder, hvor kode- og bærebølge-(doppler) justering kan finde sted: ved mf-basisbånd analog eller basisbånd digital. Efter justeringsstedet i modtagerkæden bliver kredsløbet dedikeret til modtagelse af signaler fra en bestemt satellit. Til modtagelse af udsendelser fra flere satellitter skal kredsløbet efter dette sted følgelig gentages svarende til det tilsigtede antal satellitter eller alternativt tidsdeles (cyklisk eller multiplexet) mellem det samme antal. For at reducere kredsløbskomplexiteten bør justeringsstedet derfor skubbes så langt tilbage i kæden som muligt. Det fjerneste sted, hvor denne proces kan udføres, er ved udførelse af både kodekorrelation og dopplerkorrektion på digitalt basisbånd.

Andre betragtninger kan også fremsættes til gunst for en basisbåndsløsning. Ved udførelse af kodekorrelation på basisbånd kan sande multiplikatorer anvendes i stedet for blandere, hvorved udgås

problemet med blanderufuldkommenheder. Stabiliteten og Q-faktoren for de krævede filtre til fastlæggelse af prækorrelationsbåndbredden ville kræve ret stringente specifikationer ved mf. Problemet bliver betydeligt lettet ved udførelse af lavpasfiltrering på basisbånd.

5 Behovet for at anvende flere overføringsløjfer i syntetisatoren til implementering af mf dopplerindsætning kan også undgås.

Opfindelsen skal herefter forklares nærmere under henvisning til tegningen, hvor

- 10 fig. 1-3 viser den ovenfor nævnte kendte teknik,
 fig. 4 virkningen af dopplerforskydning,
 fig. 5 fasedrejning
 fig. 6 en numerisk styret oscillator og
 fig. 7 en kanal i en Navstar modtager.

15 Muligheden for at tilvejebringe digital dopplerkorrektion på basisbånd er meget ønskelig, da dette vil muliggøre anvendelse af en enkelt fast frekvens ned-omsætning til nul mf fulgt af et enkelt par A/D omsættere uden hensyn til det krævede antal modtagerkanaler.

For at repræsentere signalfasoren på basisbånd er i-fase (I) og kvadratur (Q) kanaler nødvendige, hvor I- og Q-kanalerne betegner den reelle og den imaginære komponent af fasoren. En eventuel dopplerforskydning vil bringe fasoren til at rotere og således frembringe et dopplertab, hvis filtrering udføres ved akkumulering af efter hinanden følgende fasorsampler. Denne virkning er vist i fig. 4. Rotationen skal derfor fjernes eller betydeligt reduceres, før nævneværdig akkumulering kan finde sted.

25

Signalvektoren (fasoren) kan udtrykkes i exponentialform således

$$30 \quad \hat{s} = A e^{j(\omega NT + \phi)} \quad N = 0, 1, 2, \dots$$

hvor A er signalamplituden, ω er dopplerfrekvensen, T sampleintervallet, og ϕ er en vilkårlig vinkel.

For at fjerne fasorrotationen skal signalvektoren multipliceres med en modsat roterende enhedsvektor således

$$35 \quad \hat{s}' = A e^{j(\omega NT + \phi)} \cdot e^{-j\omega NT} = A e^{j\phi}$$

Fasoren vil nu synes at være stationær og kan akkumuleres i tid uden tab.

Den praktiske implementering af den modsat roterende funktion på I- og Q-kanalerne kan let indses ved at udtrykke multiplikationen i reel og imaginær del således:

$$\begin{aligned}
 & (I+jQ) (\cos \omega NT - j \sin \omega NT) \\
 = & \underbrace{I \cos \omega NT + Q \sin \omega NT}_{I'} + \underbrace{jQ \cos \omega NT - jI \sin \omega NT}_{Q'}
 \end{aligned}$$

10 Transformationen er vist skematisk i fig. 5.

Rotationsvinklen ωNT kan hensigtsmæssigt tilvejebringes af en numerisk styret oscillator (NCO) af den form, der er vist i fig. 7. Vinklen vil da være repræsenteret ved et M bit digitalt ord. Den krævede ordlængde vil være bestemt af den maksimale fasestøj, som
 15 kan tolereres fra rotationsoperationen. Den resulterende fasestøj vil være givet ved evaluering af effektivværdien af kvantiseringsstøjen. Hvis 6 bit anvendes, vil der fremkomme en fasekvantisering af 0,098 radianer med en tilknyttet effektivværdi af fasestøj σ_ϕ på

$$20 \quad \sigma_\phi^2 = \frac{0,098}{12}$$

som giver $\sigma_\phi = 0,028$ rad. eff.

Denne værdi vil typisk være et godt stykke under den forventede
 25 termiske støj i Navstar fasefølgningssløjfer.

Frekvensområdet og opløsningen af NCO skal være tilstrækkelig til at dække det fuldstændige forventede dopplerområde i trin, der er små nok til at forhindre, at signifikante fasefejl akkumuleres mellem NCO opdateringer. Et dopplerområde på ± 10 kHz vil være mere
 30 end tilstrækkeligt, da det vil omslutte det fulde satellitdopplerområde på $\approx \pm 4$ kHz sammen med et brugerhastighedsområde på \pm Mach 3,8. Ved betragtning af apparatets frekvensopløsning kan det antages, at NCO bliver opdateret ved en effektiv hastighed på ca. det dobbelte af sløjfebåndbredden. I tilfælde af en smal båndbredde med
 35 en opdateringshastighed på ca. 1 Hz vil en frekvensopløsning på 0,01 Hz således tillade en fasefejl i værste tilfælde på $\approx 0,06$ radianer i at opstå. Dette er foreneligt med den ovenfor angivne fasestøj. Antallet af bit, som er påkrævet for at styre NCO, bliver derfor bestemt som

$$\log_2 (20 \cdot 10^3 / 0,01) \approx 21 \text{ bit.}$$

NCO skal også taktstyres ved en tilstrækkeligt høj hastighed til at forhindre "musetænder" på faserampeudgangssignalet i at forekomme. Disse "musetænder" frembringes som følge af, at oscilla-
 5 toren kun frembringer et endeligt antal udgangssamplers pr. udgangs-
 cyklus. Problemet bliver derfor værst ved den højeste udgangsfre-
 kvens. For at reducere denne effekt til niveauet af fasekvantise-
 ringen vil ca. 64 udgangssamplers pr. udgangscyklus derfor være på-
 10 krævet. Dette svarer til en taktstyre hastighed på 640 kHz.

Positionering af faserrotatoren efter nogen akkumulering af korrelatorudgangssignalet er acceptabel, forudsat at der ikke forekommer noget nævneværdigt dopplertab under denne akkumulerings-
 tid. Tabet kan let evalueres ved undersøgelse af frekvenska-
 15 rakteristikken $F(\omega)$ for akkumulatoren således

$$F(\omega) = \left| \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N e^{ij\omega T} \right| = \frac{\sin \frac{N\omega T}{2}}{N \sin \frac{\omega T}{2}}$$

For et maksimalt 1 dB tab ved den maksimale dopplerfrekvens på 10 kHz må N derfor ikke være større end 547. Anbringelse af faserrotatoren efter denne akkumuleringsmængde ville resultere i, at
 25 apparatets gennemgangshastighed reduceres fra 20 MHz til ca. 40 kHz. Det er fordelagtigt at udføre noget af akkumuleringen før faserrotationen for derved at reducere ROM'ens krav om tilgangstid. Yderligere akkumulering kan derpå anvendes til at reducere udgangs-
 datahastigheden til en tilstrækkeligt lav værdi til håndtering af en
 30 mikroprocessor. Denne vil være af størrelsesordenen 1 kHz. Der er imidlertid et yderligere aspekt ved konfigurationen, som skal undersøges, nemlig de krævede I- og Q-ordlængder.

Det krævede antal bit til I- og Q-digitaliseringerne vil være anvendelsesafhængigt. Hvis et 2 dB tab kan tolereres, vil enkelt
 35 bitomsætning være tilfredsstillende. Hvis der imidlertid anvendes 2 bit, vil dette tab blive reduceret til 0,6 dB. Disse to tilfælde forudsætter, at signal/støj-forholdet er negativt. Ved fremadskriden gennem akkumuleringstrinnene vil dette ikke altid være tilfældet, og flere bit vil blive nødvendige.

Det sted, hvor fasorrotation udføres, vil derfor afhænge af implementeringen af anordningen. En 2 bit rotator, der arbejder ved 20 MHz, kan anbringes direkte før eller efter korrelatoren. Alternativt kan en langsommere, men større ordlængderotator anvendes efter en begrænset mængde efter-korrelationsakkumulering.

Ved betragtning af 2 bit 20 MHz opløsningen kan det ses, at en simpel implementering kunne opnås ved anvendelse af en PROM opslagstabel. Adresserne ville bestå af 4 bit af I- og Q-signaldata sammen med de 6 bit, som er nødvendige for at definere fasorrotationen til en opløsning på $5,625^0$ (360^0 : 64, dvs. 6 bit i binær). Udgangssignalerne ville simpelthen være 4 bit af drejet I- og Q-information. PROM-størrelsen ville derfor være 4 k udført som en 1 k x 4. Hvis enkeltbitdigitalisering var tilstrækkelig, kunne dette reduceres til 256 x 2.

Denne idé kan føres et skridt videre ved at kombinere enkeltbitmultiplikationen, som kræves for at implementere korrelationsfunktionen i rotations PROM'en. Endelig kan inde-tidskorrelationen sammen med skiftet eller dedikeret tidlig/sen korrelation også kombineres. Med hensyn til det skiftede tidlig/sen tilfælde ville PROM'en kræve 12 adresselinier og en udgangsordstørrelse på 8 bit og således fastlægge en 32 k PROM. Denne konfiguration er vist i fig. 7.

Indgangssignalet på L-bånd for alle kanaler bliver først nedomsat gennem en enkelt kæde af rf- og mf-trin til en frekvens $F_0 + D$. Det resulterende mf-signal føres til to blandere 70a, 70b i kvadratur med et lokaloscillatorsignal ved en frekvens F_0 . I- og Qsignalerne, som således fås, bliver lavpasfiltreret og ført til A/D-omsættelse 71a, 71b. Adaptive tærskelmetoder anvendes til at bekæmpe ikke-gaussiske støjkilder. 2-bit digitalisering anvendes sammen med sampling af tidlig, sen og prompte (e,l,p) korrelationer for at adressere en programmerbar lagerchip 72. De tilsvarende tidlige, sene eller prompte udgangstilstande bliver separat akkumuleret og ført til kanalprocessoren 73. Målinger udføres af kanalprocessoren af afstand og afstandsændringshastighed ved overvågning af kodegeneratortilstandene. En numerisk styret oscillator 74 reagerer på kanalbehandlingen og afleder den krævede fasorrotationsvinkel samt frembringer et 6 bit ord, som danner en del af PROM-adressen sammen med I- og Q-digitaliseringen og e,l,p kodesamlingen.

Den primære funktion af processoren er imidlertid at holde kode- og bærebølgefaserne på sporet.

Estimer af kodepositionsfejl kan foretages simpelt ved at danne differensen af tidlige og sene korrelationssampler. Disse udledes ved udførelse af $I^2 + Q^2$ operationer på de tidlige og sene udgangssignaler. Det skal bemærkes, at i denne digitale implementering vil kanalbalance ikke længere være noget problem. Kodepositionsfejlestimer kan derpå føres til et programmingsløjfe-filter, før de anvendes til at opdatere kodegeneratoren og således lukke kodefølgingsløjfen.

Bærebølgefaseestimer kan foretages ved anvendelse af en Costas I.Q. teknik på prompt korrelationssamplerne. Bærebølgesløjfen vil derpå blive lukket på lignende måde som kodesløjfen. Bærebølgefrequensestimer kan også dannes ved udførelse af en operation på tidssekventielle I,Q par som vist nedenfor

$$\text{Fejlfrekvens} \propto \frac{Q_i I_{i-1} - I_i Q_{i-1}}{I_i^2 + Q_i^2}$$

Denne fejlfunktion kan anvendes til at bistå indledende bærebølgefaseopnåelse og kan også anvendes til at give frekvensestimer, når alvorlig forstyrrelse udelukker anvendelse af bærebølgefasefølgingsløjfen.

Denne konfiguration tillader tilføjelse af flere modtagerkanaler på simpel måde ved tilføjelse af ekstra kodegeneratorer NCO'er og PROMS. Det samme A/D modul og den samme kanalprocessor kan anvendes for de ekstra kanaler. Et separat A/D omsætningsmodul vil imidlertid være påkrævet, hvis L1 og L2 skal modtages samtidigt.

For en modtagerkanal med lavere ydelse kan de adaptive tærskel 2 bit A/D omsættere erstattes med enkeltbitenheder. Korrelatoren behøver kun at være af en omskiftet tidlig/sen type og kræver således kun et enkelt par af I- og Q-udgange.

Hvis samtidig drift på et antal satellitter eller på forskellige signalsegmenter af den samme satellit er påkrævet, kan et antal serielle korrelationsblokke anvendes i parallel.

P a t e n t k r a v .

1. Modtager for et Navstar satellitnavigationssystem indbefat-
tende organer til forstærkning og ned-omsætning (70a,70b) til
5 mf-frekvenser til frembringelse af kvadratur signaler, analog-til-
digital omsættere (71a,71b) til separat digitalisering af kvadra-
tursignalerne, lokale digitale kodefrembringelsesorganer, organer
til korrelering af de digitaliserede kvadratur signaler separat med
de samme lokalt frembragte digitale koder, kanalsignalbehandlings-
10 organer (73), hvortil udgangssignalerne fra korrelationsorganerne
føres, hvilke behandlingsorganer er indrettet til at styre kode- og
bærebølgefølging af modtageren, og korrektionsorganer, der er
indrettet til i afhængighed af styresignaler frembragt i behand-
lingsorganerne at bevirke fasorrotation af basisbåndsignalfasoren
15 repræsenteret ved kvadratur signalerne for at bevirke dopplerfølging
i modtagersløjfen, k e n d e t e g n e t ved, at modtageren indbe-
fatter et digitalt datalagerorgan (72), som lades med data i form af
"opslags"-tabeller, som indbefatter kombinationer af signalind-
gangstilstande, organer til tilførsel af de digitaliserede kvadra-
20 tursignaler som partielle adressesignaler for lagerorganet, og
organer (74) til frembringelse af yderligere adressesignaler for
lagerorganet i afhængighed af styresignalerne, hvorved
fasorrotationskorrektion udføres ved tilgang til lagerorganet i
overensstemmelse med adressesignalerne for at frembringe et ud-
25 gangssignal for kanalsignalbehandlingsorganerne.

2. Modtager ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at
modtageren indbefatter organer til frembringelse af yderligere
adressesignaler for lagerorganet i afhængighed af de lokale digitale
kodefrembringelsesorganer, således at kvadratur signalkorrelation
30 også udføres ved tilgang til lagerorganet (72).

3. Modtager ifølge krav 1 eller 2, k e n d e t e g n e t ved,
at dopplerforskydningen bestemt i behandlingsorganerne (73) er en
numerisk værdi repræsenteret som et digitalt ord, idet korrektions-
organerne er en numerisk styret oscillator (NCO) (74), hvortil det
35 digitale ord føres, idet udgangssignalet fra NCO er de nævnte
yderligere adressesignaler for lagerorganet (72).

4. Modtager ifølge krav 1,2 eller 3, k e n d e t e g n e t ved,
at lagerorganet er implementeret som et programmerbart læselager
(PROM) (72).

5. Modtager ifølge et hvilket som helst af de foregående krav, k e n d e t e g n e t ved, at modtageren indbefatter organer til frembringelse af yderligere adressesignaler for lagerorganet (72) for at bevirke korrelation af de digitaliserede kvadratursignaler med de lokalt frembragte digitale koder, når de lokalt frembragte koder er "tidlig" eller "sen" med hensyn til tiden for modtagelse af kvadratursignalerne.

10

15

20

25

30

35

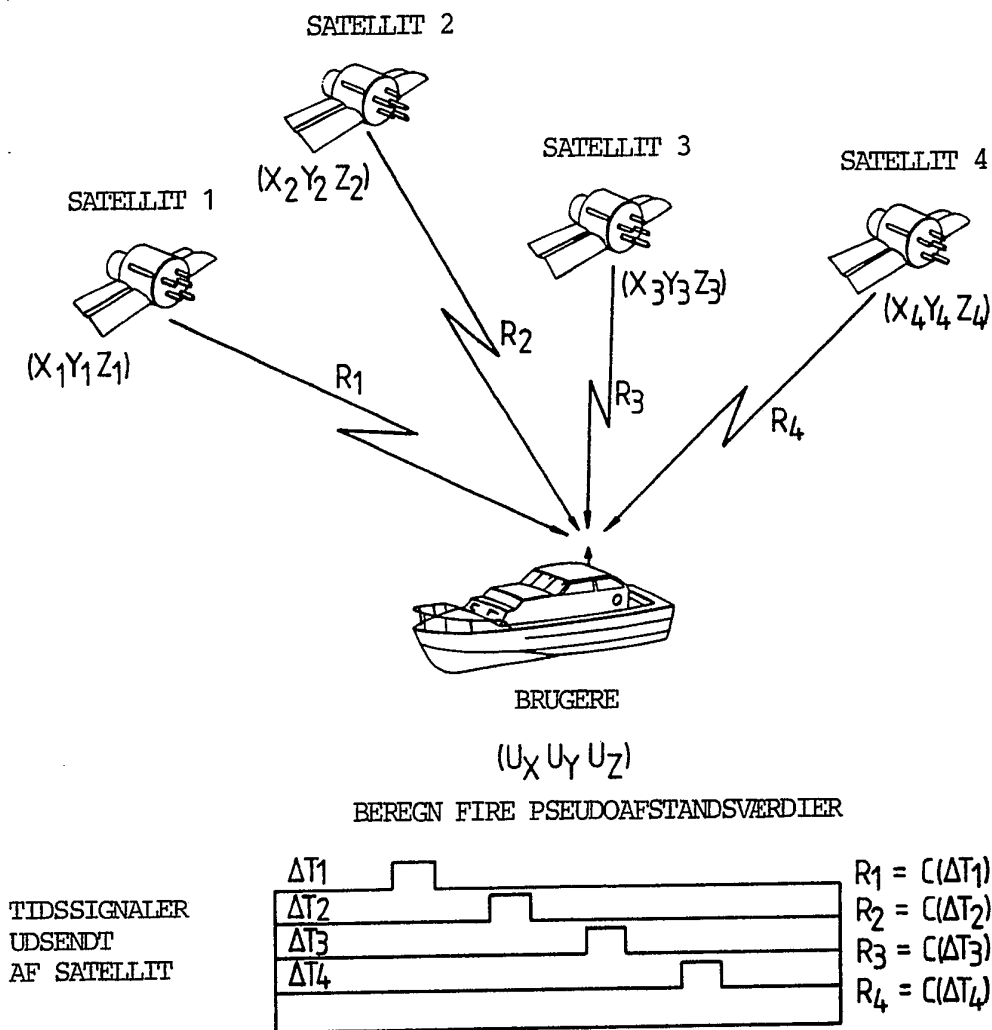


Fig. 1.

$$\begin{array}{ccccccc}
 (X_1 - \textcircled{UX}) &)^2 + (\gamma_1 - \textcircled{UY}) &)^2 + (Z_1 - \textcircled{UZ}) &)^2 = (R_1 - \textcircled{CB}) &)^2 \\
 (X_2 - \textcircled{UX}) &)^2 + (\gamma_2 - \textcircled{UY}) &)^2 + (Z_2 - \textcircled{UZ}) &)^2 = (R_2 - \textcircled{CB}) &)^2 \\
 (X_3 - \textcircled{UX}) &)^2 + (\gamma_3 - \textcircled{UY}) &)^2 + (Z_3 - \textcircled{UZ}) &)^2 = (R_3 - \textcircled{CB}) &)^2 \\
 (X_4 - \textcircled{UX}) &)^2 + (\gamma_4 - \textcircled{UY}) &)^2 + (Z_4 - \textcircled{UZ}) &)^2 = (R_4 - \textcircled{CB}) &)^2
 \end{array}$$

Fig.2.

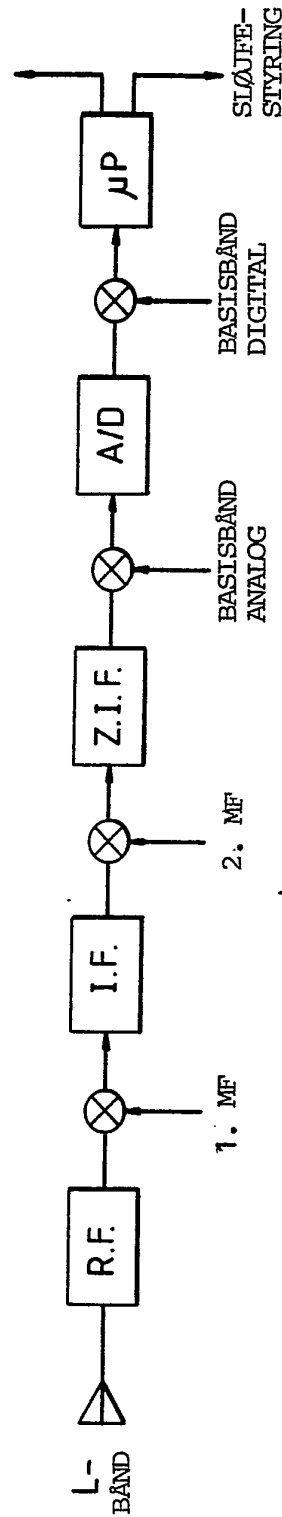


Fig.3.

MULIGE POSITIONER AF KODE- OG
 FÆREBØLGE-(DOPPLER--)JUSTERING

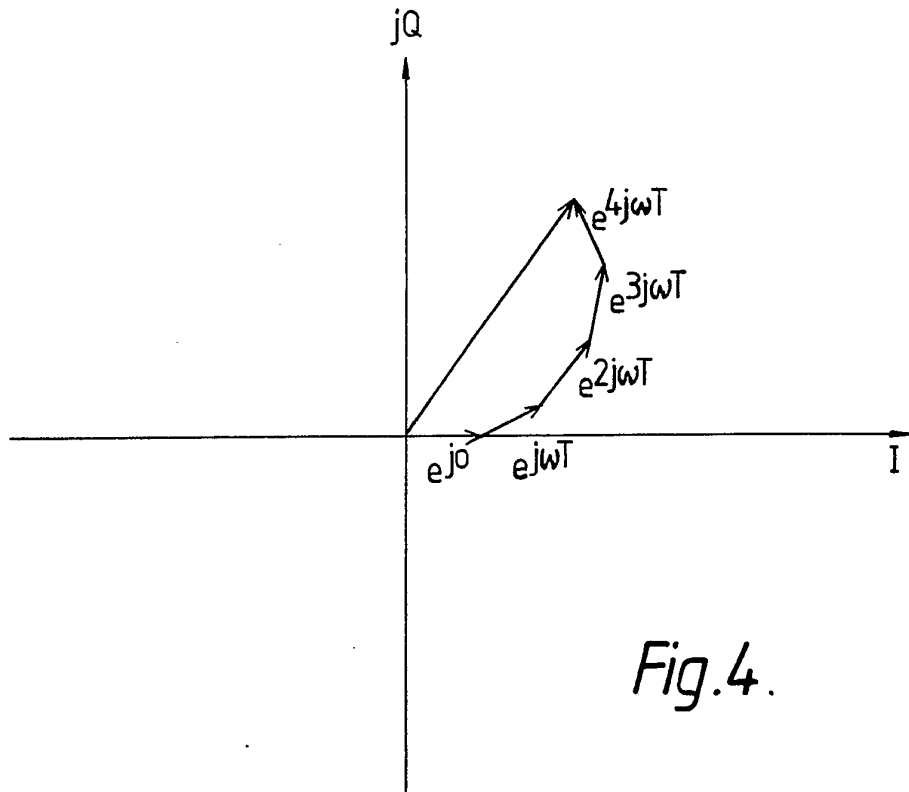


Fig.4.

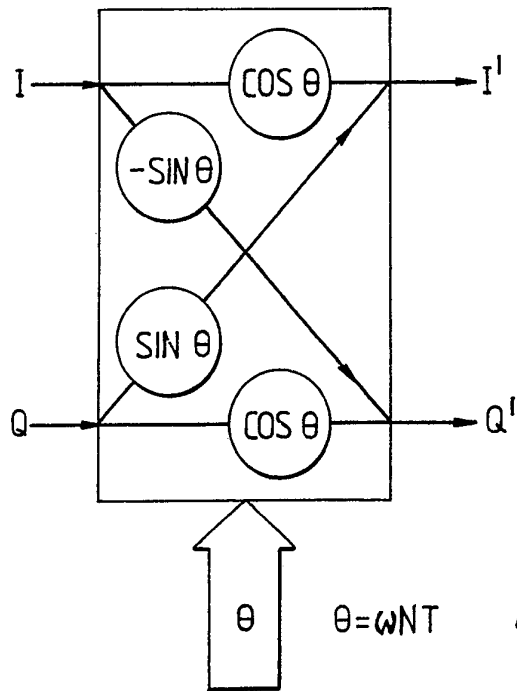


Fig.5.

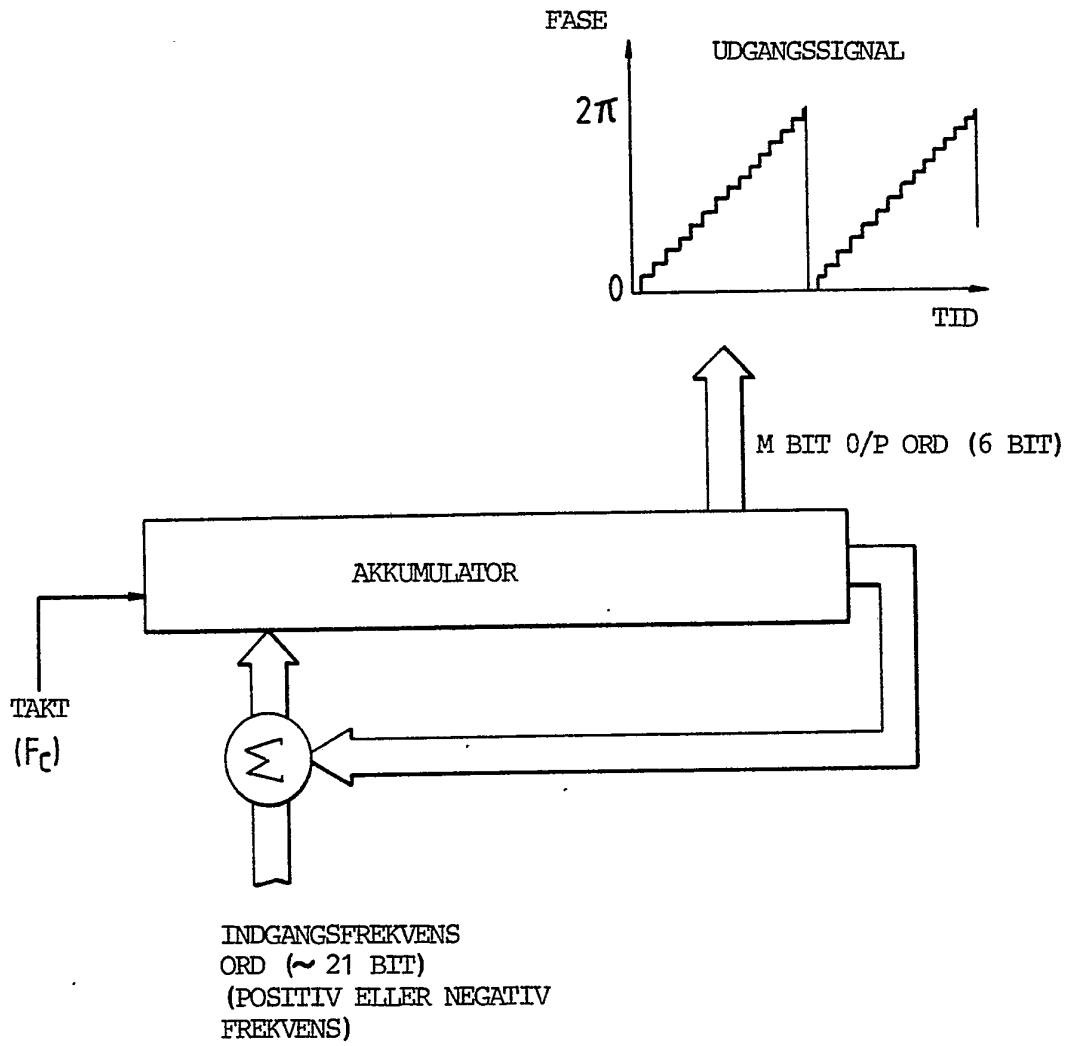


Fig.6.

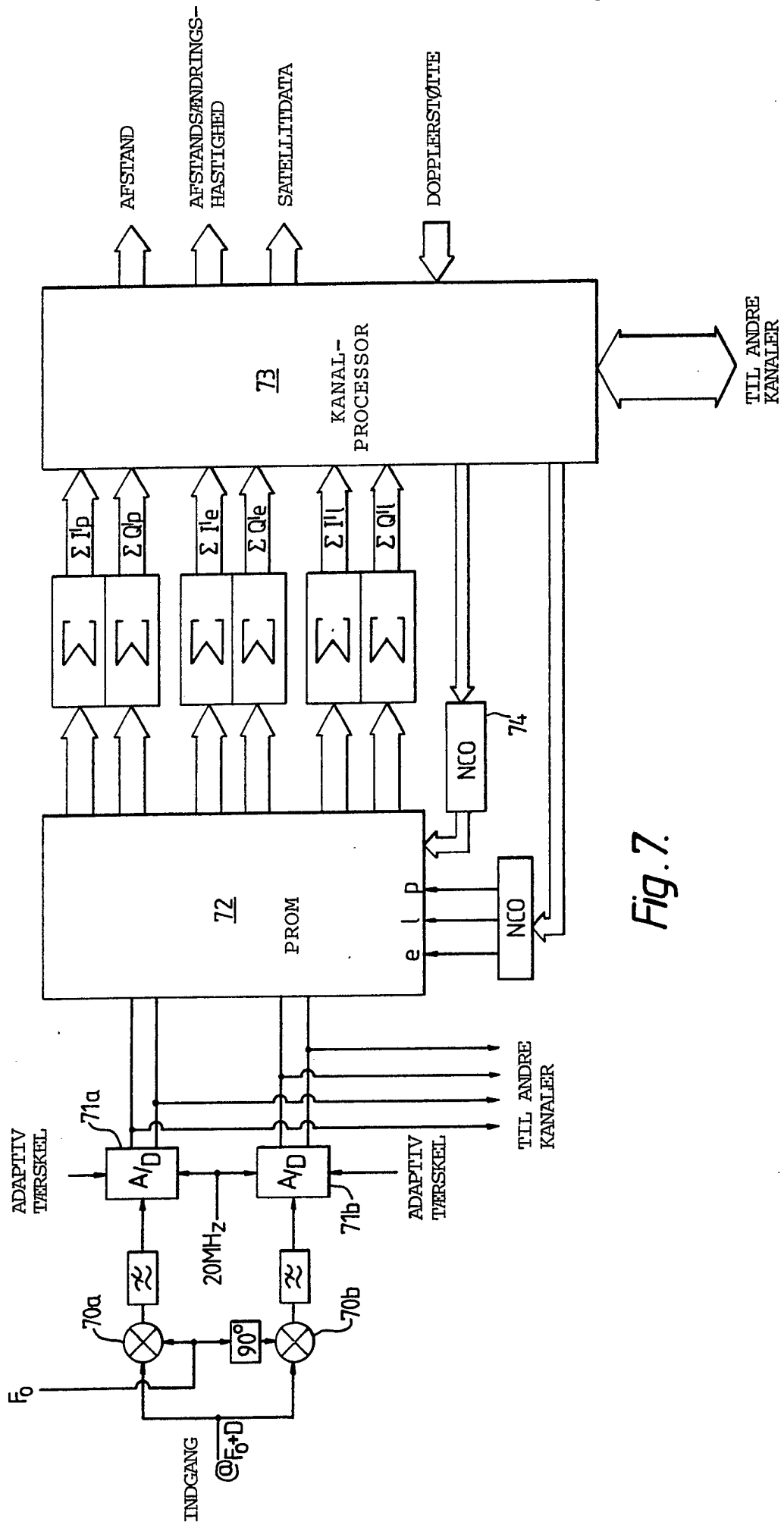


Fig. 7.