



(12) **PATENT**

(19) NO

(11) 324829

(13) B1

NORGE

(51) Int Cl.

H04B 11/00 (2006.01)

H04B 13/02 (2006.01)

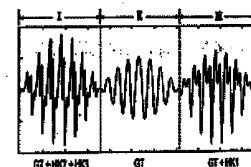
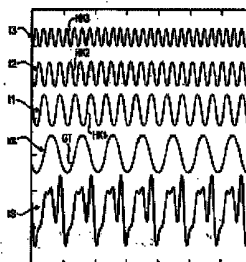
H04L 27/26 (2006.01)

Patentstyret

(21)	Søknadsnr	20010862	(86)	Int.inng.dag og søknadsnr	1999.08.23 PCT/DE99/02628
(22)	Inng.dag	2001.02.20	(85)	Videreføringsdag	2001.02.20
(24)	Løpedag	1999.08.23	(30)	Prioritet	1998.08.21, DE, 19838060 1999.02.05, DE, 19904747 1999.06.07, DE, 19927040
(41)	Alm.tilgj	2001.04.19			
(45)	Meddelt	2007.12.10			
(73)	Innehaver	Evolgics GmbH, Storkower Strasse 207, D-10369 Berlin, DE			
(72)	Oppfinner	Rudolf Bannasch, Orankestrasse 55, D-13053 Berlin, DE Konstantin Kebkal, Oberfeldstrasse 111, D-12683 Berlin, DE			
(74)	Fullmektig	Zacco Norway AS, Postboks 2003 Vika, 0125 OSLO			

(54)	Benevnelse	Fremgangsmåte for overføring av informasjonen og system for samme
(56)	Anførte publikasjoner	US 5,124,955
(57)	Sammendrag	

Det er beskrevet en fremgangsmåte til overføring av informasjonen resp et system for dette som særlig er egnet til digital overføring. Her blir det frembrakt minst et informasjonssignal bestående av en referansefrekvenskanal og minst én informasjonfrekvenskanal der referansefrekvenskanalen og informasjonfrekvenskanalen frembringer diskrete tilstander til klargjøring av et bitmønster. Dermed blir det oppnådd at en signaloverføring også over flere kilometer f.eks. under vann, blir gjort mulig. Videre beskrives det et beregningssystem som er egnet for dette.



Foreliggende oppfinnelse angår en fremgangsmåte for overføring av informasjonen og et system som er egnet for dette.

På mange tekniske områder blir det benyttet bølger til overføring av informasjonen. Da kan det som eksempel dreie seg om elektromagnetiske resp. akustiske bølger som brer seg ut enten i en spesiell leder eller fritt i et gitt overføringsmedium og på denne måte kommer fra senderen resp. sendeenheten og frem til mottakeren resp. mottakerenheten. Er begge enheter f.eks. avstemt på den samsvarende frekvens resp. det frekvensområde som står til rådighet for informasjonsoverføring, dannes det en forbindelse. Over denne forbindelse kan informasjon overføres på forskjellige måter.

For dette må utgangsinformasjonene som foreligger som språk, tekst, tallrekker, musikk, billeddata eller andre data i en egnet form, omdannes resp. kodes for så å bli strålt ut fra senderen i form av bølgesignaler i overføringsmediet. Mottakeren mottar disse signaler, omdanner disse igjen til den opprinnelige form, dvs. dekode disse og frembringer informasjonen som tilsvarer utgangsinformasjonen.

Alt etter den form hvormed informasjonen i bølgene er kodet, skiller man mellom den analoge og den digitale informasjonsoverføring.

Ved den analoge informasjonsoverføring blir de verdier som skal overføres, avbildet i et trinnløst, kontinuerlig spektrum av fysikalske tilstander. Dette foregår som regel i form av en amplitude-, frekvens- og/eller en fasemodulasjon av bærebølgene. Dermed kan det innenfor et gitt tidsintervall overføres meget store informasjonsmengder.

Ved den digitale informasjonsoverføring begrenser man seg derimot på bestemte diskrete tilstander. Når det gjelder overføringstakten finnes det imidlertid, hvis det anvendes elektromagnetiske bølger, i den tidligere praksis ingen begrensninger, da frekvensene for de bærebølger det gjelder er meget høye, og forskjellige digitale tilstander kan frembringes med ekstremt korte tidsavstander.

I noen overføringsmedier som f.eks. vann, er imidlertid informasjonsoverføring ved hjelp av elektromagnetiske bølger bare betinget mulig da disse bare har en kort rekkevidde. Her kan derfor anvendelse av lydbølger til informasjonsoverføring benyttes, da de ofte kan forplante seg over vesentlig større avstander. Lydbølgene lar seg modulere på lignende måte som ovenfor beskrevet. Disse lydbølger er imidlertid mekaniske trykbølger som bortsett fra overordentlig lave frekvenser som naturligvis virker inn på

den informasjonstakt som kan overføres, også skiller seg når det gjelder den generelle utbredelse. Således avhenger f.eks. deres utbredeshastighet meget sterkt av de enkelte overføringsbetingelser.

- 5 De mangfoldige problemer som kan opptre ved den akustiske informasjonsoverføring, blir kort forklart som eksempel på overføring av lydsignaler under vann. Ved utbredelsen av de lydbølger som kommer fra en sender i rommet, kan en del av disse reflekteres eller avbøyes av vannoverflaten og/eller i avhengighet av dybden fra sjøbunnen, fra forskjellige gjenstander, luftbobler, svevende partikler og også forskjeller i homogeniteten i vannsjikt. De forskjellige komponenter av lydbølgene vil da alt etter bevegelseslengde, vinkelforhold og akustisk egenskap ved de grenseflater resp. mediedeler, 10 ankomme mottakeren med forskjellig amplitude og faseforhold. Pga. interferens kan det egentlige signal på mottakerpunktet forsterkes, svekkes, forvrenges eller fullstendig slettes på en ikke forutsigbar måte eller mottakingen kan også forstyrres av såkalt 15 etterklang.

For å beskrive problematikken nærmere blir det først omhandlet et enkelt tilfelle der bare et meget kort signal av en bestemt frekvens sendes i en såkalt CWP (Continuous Wave Pulse-kontinuerlig bølgepuls). Da kan man i den nevnte situasjon ved mottakeren 20 få ikke bare et enkelt signal, men en hel gruppe av tidsforskjøvede enkeltpulser med forskjellig styrke. Denne virkning blir betegnet som "Channel Response" eller kanalrespons. Selv om det i dette tilfellet riktignok er mulig på mottakersiden å skille de enkeltpulser det gjelder og f.eks. velge ut f.eks. den best egnede puls som "egentlig signal" (hvoretter de andre pulser som følge av dette blir oppfattet som "forstyrrelses-signaler" og eventuelt kan behandles på behørig måte), kan en slik atskillelse ved overføring av en lenger bølgepakke, normalt ikke lenger foretas siden mottakere bare får et 25 summarisk resp. sammensatt signal som alltid fremdeles har samme frekvens som utgangssignalet, der imidlertid det egentlige signal og forstyrrelsessignalet er overlagret med sine forskjellige amplituder og faseforhold på en slik måte at det kan oppstå uforutsigbare svingninger i amplitude og også i faseforholdet. Denne uønskede virkning som vanskeliggjør forståelsen av signalet og eventuelt kan gjøre dette ganske umulig, blir betegnet som "intersymbol-interaksjon". Hvis sender og mottaker beveger seg i forhold til hverandre, kan det i tillegg oppstå problemer ved frekvensforskyvninger pga. 30 dopplereffekten.

35 Tyngden av dette problem gjør undervannskommunikasjon, f.eks. ved hjelp av ultralyd mellom dykker og/eller undervannsfartøyer og også fjernstyring av tilsvarende under-

vannsutstyr, meget vanskelig. Hittil har særlig den analoge informasjonsoverføring vist seg som meget betinget gjennomførbar i praksis. Den ble og blir fremdeles hyppig benyttet til overføring av tale der man utnytter den evne at mennesket med sitt kjennskap til ord og meningssammenheng kan gjenkjenne disse ved mottak i støyende omgivelser.

5 Ved tilsvarende øvelse og ved enighet om et begrenset vokabular kan gjenkjennelsestakten forbedres noe. Denne fremgangsmåte er imidlertid uegnet til maskinell overføring av f.eks. data og andre informasjonen. Derfor søker man også i området for akustisk informasjonsoverføring etter digitale fremgangsmåter.

10 Dagens tekniske, digitale systemer spesielt for bruk under vann, baseres for det meste på sekvensiell overføring av tonesignaler ved jevn styrke som ligger fast i et mer eller mindre snevert frekvensbånd. For å oppnå en størst mulig rekkevidde og også for å skille ut informasjonstap pga. akustisk blinde frekvensområder, blir det ved enkelte anvendelser sendt med høy energi synkront i et bredt frekvensområde. Uavhengig av
15 om overføringen foregår i et smalt eller bredt frekvensområde, muliggjør koding ved hjelp av serielle "klikk" bare en begrenset informasjonsoverføringstakt, noe som vanskeliggjør formidling av store informasjonsmengder, f.eks. ved overføring av bilder fra et undervannskamera etc., og eventuelt kan dette være umulig. Ved siden av det forholdsvis store energiforbruk som også betyr en "akustisk miljøforurensning", har de hit-
20 til kjente, forholdsvis "stive", systemer også store problemer med Doppler-effekten.

Bortsett fra de overføringsteknisk, betingede forvrengninger og tap har man videre også betydelige vanskeligheter med å bearbeide informasjonene som inneholdes i de komplekse, mottatte signaler på en slik måte at de forskjellige forstyrrelser som inneholdes i
25 informasjonene, blir blendet ut resp. eliminert, og slik at de signalparametre som ble anvendt ved informasjonskodingen, kan rekonstrueres på mottakersiden. På området for dataoverføring foreligger det imidlertid for tiden ingen fremgangsmåter som kan løse disse samlede problemer på tilstrekkelig og optimal måte.

30 Patentpublikasjonen US 5,124,955 omhandler et digitalt undervannskommunikasjonssystem med en sender og en mottaker. Fra dette systemet er det kjent å overføre et flertall signaler med til enhver tid en spesifisert frekvens i kombinasjoner som er gitt av en koplingsmatrise.

35 Formålet med foreliggende oppfinnelse er derfor å frembringe en fremgangsmåte resp. et egnet system til overføring av informasjonen når en høy overføringstakt med stor rekkevidde blir mulig.

Videre tilstrebes det en fremgangsmåte resp. et system til overføring av informasjoner som er robust overfor de ovennevnte forstyrrelser og kan tilpasses de forskjellige overføringsbetingelser.

5

Særlig blir det tilstrebet en fremgangsmåte resp. et egnet system til signalbearbeidelse som er i stand til å isolere og å analysere signalkomponentene med de minste overføringstap med høy selektivitet og for best mulig utelukkelse av intersymbolinteraksjoner fra et flertall av kanalsvarene.

10

Videre tilstrebes det en fremgangsmåte resp. et egnet system til signalbearbeidelse der systemet av samme grunn også kan kompensere Doppler-effektene mest mulig fullstendig.

15

Videre tas det sikte på å frembringe betydelig økning av overføringstakten og eventuelt rekkevidden også under kompliserte overføringsbetingelser som f.eks. kommunikasjon mellom objekter som beveger seg under vann, med best mulig kvalitet på signalbearbeidningen.

20

Disse formål oppfylles med fremgangsmåtetrekkene i krav 1 og anordningstrekkene i krav 24, 35 eller 37.

Særlig beskrives frembringelse av et informasjonssignal som består av minst to signalkomponenter, minst en referansekompontent (RK) som sender på en referansefrekvenskanal og minst en informasjonskomponent (IK) resp. (I1; I2; ...; IN), som overføres på 25 en informasjonsfrekvenskanal slik at flere frekvenskanaler resp. komponenter står til rådighet. Med denne samtidige anvendelse kan flere informasjonsenheter overføres pr. tidsenhet. Videre har så vel referansefrekvenskanalen resp. referansekompontentene som også informasjonsfrekvenskanalen resp. informasjonskomponentene, diskrete tilstander 30 som danner et bitmønster. Som vesentlig forskjell f.eks. i forhold til tidligere radioteknikk, blir det ved fremgangsmåten ifølge ansøkingen ikke benyttet høyfrekvent bærebølge, hvorpå de lavfrekvente bølger blir påmodulert. Det frembrakte informasjonssignal som her trekkes frem for overføring av informasjoner, danner en bølge som består av overlaging så vel av referansefrekvenskanalen som også den minst ene 35 informasjonsfrekvenskanal.

Til klargjøring av bitmønsteret i det enkelte tilfelle, kan frekvensene resp. tonene for informasjonsfrekvenskanalene kobles hhv. inn og ut der tilstedeværelse eller uteblivelse av de signalfrekvenser det gjelder, kan danne binær, digital informasjon (AV/PÅ), dvs. 1 eller 0. På denne måte kan det dermed overføres en bit på hver av disse informasjons-

5 frekvenskanaler. Signalkomponentene danner sammen et bitmønster der informasjonen kan være innlagt på vilkårlig måte.

Mens dette enkleste tilfellet i praksis angår alle parametere for det informasjonssignal det gjelder, kan imidlertid i PÅ-tilstandene også forskjellige signalparametere varieres, slik at det i tillegg kan skilles ut ytterligere digitale tilstander.

10

Ytterligere fordelaktige utførelsesformer er omhandlet i underkravene.

På fordelaktig vis blir en tidsrekke av bitmønster frembrakt.

15

Man ser for seg en fordelaktig grunnvariant der frekvenskanalene danner en harmonisk rekke.

Bli referansfrekvenskanalen dannet som grunntone resp. grunnbølge og minst én av informasjonsfrekvenskanalene er utformet som overtone resp. overbølge til grunntonen eller også alle informasjonsfrekvenskanaler utformes som harmoniske overtoner til grunntone, danner de enkelte frekvenser resp. toner eller signalkomponentene en harmonisk rekke og dermed et konsonanssystem. Et spesielt trekk ved dette system ifølge ansøkingen består i at grunntonen med den laveste frekvens som har den største rekkevidde, kan sendes permanent under informasjonsoverføringen og dermed danne en kvasipermanent bro mellom sendeenhet og mottakerenhet. Referansfrekvenskanalen som er utformet som grunntone, tjener i dette tilfellet ikke til den egentlige informasjonsoverføring, men som varig referanse til avstemning av de øvrige informasjonsfrekvenskanaler og eventuelt, som senere forklart, til bestemmelse av de relative faseforhold så vel som energigiver, hvis det benyttes ikke-lineære effekter, til økning av rekkevidden for det samlede frekvenssystem. På dette punkt skal det imidlertid særlig henvises til at det i stedet for den dype tone også kan anvendes en vilkårlig annen tone på et forhåndsbestemt frekvensspektrum som referansetone eller grunntone, hvis dette er fordelaktig ved bestemte påvirkninger fra omgivelsene eller for en bestemt

20

25

30

35

anvendelse.

Hvis det bestemmes at informasjonsfrekvenskanalene alltid skal ha en definert avstand til referansefrekvenskanalen, oppnås det at mottakerenheten for hvilke de tilhørende avstander resp. proporsjonalitetsfaktorer er kjent, bare behøver oppspore referansefrekvenskanalen som er utformet som grunntone for å kunne gjenkjenne alle andre aktive informasjonsfrekvenskanaler i forhold til denne og for stadig å kunne foreta operativ avstemning. Denne avstemningsprosess lar seg automatisere på en slik måte at systemet uten stor ekstra innsats kan tilpasses de forskjellige overføringsbetingelser. Den automatiske gjenkjennelse av grunntonene og de tilsvarende selvtilpassende avstemninger av informasjonskanalene på mottakerenhetens side, betyr særlig ved kommunikasjon med eller mellom objekter som er i bevegelse, en enorm fordel siden problemene som forårsakes f.eks. ved Doppler-effekter ved de vanlige fremgangsmåter, bortfaller når det som eksempel benyttes et harmonisk frekvenskanalsystem.

Hvis frekvensen på referansefrekvenskanalen endrer seg under overføringen tidsmessig, blir det på denne måte nå mulig ved det adaptive system å gjennomføre en stadig etterjustering ikke bare på mottakersiden til kompensasjon av naturbetingede frekvensforskyvninger (Doppler-effekter etc.). Videre kan nå også på sendeenhetens side bevisst frembringes en regulert tidsmessig endring av frekvensspekteret uten at dette skaper problemer for forbindelsen til mottakeren.

20

Foregår den tidsmessige endring av frekvensen på referansefrekvenskanalen trinnvis eller kontinuerlig, kan én resp. flere frekvensgradienter stilles til rådighet. Dette forløp blir i det følgende betegnet som frekvensgradientmetode (FGM). Med denne metode oppnås det at f.eks. refleksjoner resp. forstyrrelsessignaler, kan elimineres. Variasjonen av referanse- resp. informasjonskomponentene ved hjelp av FGM blir i det følgende også betegnet som VFO (variabel flerkanaloverføring).

Foregår en variasjon av komponentene alltid proporsjonalt i forhold til hverandre, går man ut fra en pFGM resp. pVFO, mens man ved en variasjon av komponentene som foregår parallelt, går ut fra en paFGM resp. paVFO.

30

Ved anvendelsen av FGM muliggjøres en vesentlig skarpere og mer pålitelig signalanalyse enn ved de vanlige teknikker, særlig slike med faststående frekvenskanaler. Da i dette tilfellet arbeidsfrekvensene for informasjonsfrekvenskanalene stadig endrer seg, har alle signalkomponenter som ankommer over forskjellige overføringsveier til et bestemt tidspunkt ved mottakerenheten, nå også forskjellige frekvenser. Pga. disse frekvensforskjeller kan de egentlige informasjonsfrekvenskanaler skilles fra de forstyr-

35

relseskomponenter som eventuelt forefinnes, dvs. at intersymbol-interaksjonene i høy grad, men kanskje ikke fullstendig, elimineres, hvorved det på mottakersiden kan rekonstrueres en vesentlig mer entydig avbildning av det informasjonssignal som ble utstrålt fra sendeenheten.

5

Da, ved FGM, frekvensen for referansefrekvenskanalen og synkront med denne i et gitt forhold også informasjonsfrekvenskanalene kan varieres på nesten vilkårlig måte, er så vel fremgangsmåtene ifølge oppfinnelsen som systemet ifølge oppfinnelsen, overordentlig fleksibelt. Ved den tilsiktede, frembrakte frekvensdrift kan de innbyrdes
10 overlagringer av flere overføringssystemer unngås og den eventuelt uønskede avlytting bli vanskelig.

Hvis det videre i tillegg til frekvensen på referansefrekvenskanalen og informasjonsfrekvenskanalen også trekkes inn andre signalparametre til frembringelse av et bit-
15 mønster, kan kodingen på en enkel måte gjøres kompleks og informasjonstakten kan forhøyes tilsvarende.

Hvis informasjonssignalet blir amplitudemodulert, kan det ved svingningsknutene for den amplitude som er tatt i bruk til modulasjonen fastlegges tidspunkter ved hvilke de
20 enkelte informasjonsfrekvenskanaler kan endres uten at det i informasjonssignalet oppstår forstyrrelser som er betegnet som såkalt "glitching". Dermed kan overføringskvaliteten forbedres ytterligere.

Blir bitmønstrene frembrakt i en gitt tidstakt kan de også på mottakersiden dekodes på
25 en enkel måte, hvorved overføringsnøyaktigheten øker.

Blir bitmønsteret endret innenfor en tidstakt, kan særlig en første del innenfor denne tidstakt benyttes til å påvise hvilke informasjonsfrekvenskanaler som hovedsakelig
30 anvendes til overføring av informasjon, mens den øvrige del foreksempel anvendes til frembringelse av selve bitmønsteret. Dessuten stiller i dette tilfellet den første del i tillegg til referansefrekvenskanalen en ytterligere referanse til rådighet ved hjelp av hvilken parametrene for de i den andre taktdel overførte signalkomponenter kan bestemmes med meget stor presisjon. På denne måte økes overføringsikkerheten.

35 Oppfinnelsen kan understøtte muligheten for tilpasning til de forskjellige overføringsomgivelser og nyttekrav.

Med foranstaltningen i krav 9 oppnås det at overføringstakten kan økes.

Pga. den høye mottakingskvalitet som kan oppnås ved anvendelse av FGM kan i kombi-
 nasjon med den allerede beskrevne inn- og ut-kobling de enkelte signalkomponenter
 5 eller i stedet for disse informasjonene kodes med signalparametre som er bestemt i fine
 variasjoner eller i parameterkombinasjoner. Da i de mottatte signaler i tillegg til fre-
 kvensene også amplitudene og fasevinkelen for signalkomponentene står i et sterkere
 definert forhold til det opprinnelige genererte signal, kan praktisk talt alle parametre
 trekkes inn i kodingen. Dette kan f.eks. foregå ved trinnformede endringer.

10

Her består en vesentlig fordel ved fremgangsmåten i at det for kodingen kan benyttes
 signalinterne forhold i det gitte frekvenssystem. Med disse forhold oppnås det at bit-
 mønstrene resp. symbolene allerede kan identifiseres med én eller to mottatte takter uten
 at en ytterligere referanse til en ekstern referansestørrelse er nødvendig.

15

Således kan f.eks. fasevinkelen i form av det tidligere angitte, aktuelle tidstaktforhold,
 bestemmes mellom de aktuelle informasjonskomponenter og RK. Denne kodemetode
 blir betegnet som relativ fasevinkelmetode forkortet til RFaVM. I denne metode spiller
 tidligere historie ingen rolle, da den ytre tid mister sin betydning for signalvurderingen.

20

På dens sted inntreer nå den relative systeminterne tid som f.eks. ved hjelp av den
 momentane syklustid kan avleses eventuelt fra RK, som - sett utenfra - avhenger av den
 til enhver tid aktuelle frekvens. De relative fasevinkler lar seg bestemme på enkel måte
 når f.eks. i behandlingsprosessen alle signalkomponenter, dvs. informasjonsfrekvens-
 kanaler og referansefrekvenskanalen først normeres på en enhetlig periodevarighet.

25

Dermed skal imidlertid bare prinsippet tydeliggjøres. Fra signalbehandlingen er det
 kjent en bred palett av projeksjons- og overføringsmetoder som kan tas i bruk til
 bestemmelse av den relative fasevinkel. Ved dette har brukeren et stort spillerom for
 den praktiske utførelse. For fremgangsmåten ifølge oppfinnelsen er det imidlertid
 vesentlig at når det gjelder FGM og særlig pFGM kan en rekke forstyrrende virkninger
 30 elimineres slik at også den relative fasevinkel kan bestemmes med større nøyaktighet,
 noe som kan benyttes til en finere diskretisering, altså skille mellom flere digitale til-
 stander og dermed for en ytterligere stigning av informasjonstakten.

35

En ytterligere variant består f.eks. i at informasjonen ikke kodes direkte i fasevinkelen
 for de aktuelle komponenter vedrørende RK eller GT som såkalt vertikal signalintern
 referanse, men i forskjellen mellom denne og den nettopp omhandlede relative fase-

vinkel for de samme komponenter som såkalt horisontal signalintern referanse. Denne metode kan betegnes som relativ fasedifferansemetode forkortet til RFaDM. Ved RFaDM tjener alltid den første takt i en lukket overføringssekvens utelukkende som horisontal referanse. Under meget kompliserte overføringsbetingelser kan det imidlertid
 5 være fordelaktig å sette RFaDM i forbindelse med fremgangsmåten ifølge krav 7. Derimot kan det ved meget gunstige overføringsbetingelser også være tilstrekkelig utelukkende å benytte den horisontale signalinterne referanse til bestemmelse av den relative fasevinkel. I dette tilfellet kan likeledes referansefrekvenskanalen benyttes til informasjonskoding. Videre skal det påpekes at så vel ved RFaVM som ved RFaDM kan
 10 mangel på en signalkomponent resp. underskridelse av en bestemt amplitudeterskelverdi, frembringe en ytterligere digital tilstand.

Blir antallet av informasjonskanaler endret i avhengighet av overføringsveien, oppnås det særlig ved reduksjon av avstanden mellom sendeenhet og mottakerenhet at det kan
 15 benyttes ytterligere typisk liggende høyere eller liggende mellom de tidligere kanaler, f.eks. også andre konsonante, frekvenser, mens det på den annen side ved meget store avstander, benyttes hovedsakelig lavere frekvensområder. Med denne foranstaltning oppnås det en optimal utnyttelse av utbredelseskaraktistikken for bølgesignalene, noe som særlig ved anvendelse av lydsignaler er av stor betydning. På denne måte kan,
 20 f.eks. ved arbeid under vann, hver maksimal bittakt og/eller hittil vanskelig, oppnåelige overføringsstrekninger benyttes. Selvfølgelig omfatter denne fleksibilitet at innstillinger som er avstemt på spesifikke overføringsbetingelser også kan benyttes som grunnstandard hvis det angitte arbeidsområdet dermed kan dekkes på en tilfredsstillende måte.

25

Ved siden av de ovennevnte, konkrete tilstander resp. proporsjoner for signalparametrene, kan i den angitte fremgangsmåte informasjonen også kodes i den momentane tidsmessige endring, dvs. i den dynamiske karakteristikk.

30 Blir de enkelte informasjonsfrekvenskanaler utlagt bredere resp. bredbåndet uten at de overlapper hverandre, skapes det mulighet til å frembringe en kontinuerlig faseforskyvning av de signalkomponenter det gjelder og mulighet til f.eks. å anvende disse til informasjonskoding. Denne foranstaltning blir betegnet som fasegradientmetode FaGM eller fasehastighetsmetode FaHM. Avstandene til referansetonen
 35 forholder seg da på typisk måte til karakteristikkene for middelveiden for de tilsvarende kanaler. I løpet av informasjonsoverføringen kan nå i hver tidstakt frekvensene for de enkelte informasjonsfrekvenskanaler innenfor en gitt kanal forskyves i en liten grad,

som regel mindre enn 0,5 % av den aktuelle, nominelle verdi eller endres kontinuerlig ved ensartet resp. akselerert faseforskyvning for den enkelte informasjonsfrekvenskanal i forhold til grunntonen resp. referansefrekvenskanalen. Mottakerenheten oppfatter ikke bare om det i en gitt tidstakt ble sendt en frekvens på den kanal det gjelder, men bestemmer også - hvis en frekvens foreligger - den relative fasevinkel og/eller annen karakteristisk parameter som beskriver funksjonen i avhengighet av den aktuelle syklus-tid for grunntonen resp. referansefrekvenskanalen. På denne måte kan i tillegg til de egentlige tilstands- resp. proporsjonsverdier også deres tidsmessige forandringer anvendes for kodingen. Ved dette fremkommer det mangfoldige variasjons- og kombinasjonsmuligheter som kan benyttes til økning av informasjonsoverføringstakten, for en større tilpasning av overføringssystemet til forskjellige bruksbetingelser resp. også for optimalisering av innretningene og deres omkostninger.

Til forenklet behandling resp. bearbeidelse av informasjonssignalet blir, etter mottagning, referansekomponenten skilt fra minst én informasjonskomponent som angitt i krav 14.

Ved den parvise behandling av de aktuelle informasjonsbærende signalkomponenter med den ene, resp. den til enhver tid best egnede referansekomponent, oppnås en utligning av Doppler-effekten. Som ytterligere resultat kan dette behandlingstrinn bidra til å klargjøre en frekvensstabilisering. Når det gjelder pFGM kan dette trinn føre direkte til dannelse av stabile, dvs. stående mellomfrekvenser.

Videreutviklingen ifølge krav 15 gjør det mulig å viderebehandle overføringen av signalkomponentene i stående mellomfrekvenser ($Z'1$; $Z'2$; ...; $Z'N+X$), som da lar seg behandle videre på en fordelaktig måte. En av disse fordeler består f.eks. i at de stående mellomfrekvenser ($Z'1$; $Z'2$; ...; $Z'N+X$) kan plasseres i et for det følgende filtertrinn ifølge krav 20 optimalt frekvensvindu, som samtidig også muliggjør bruk av særlig skarpe filtre.

Ved anvendelse av en pFGM resp. pVFO fremkommer det som alternativ til fremgangsmåten ifølge kravene 14 til 15, også mulighet uten forutgående utskillelse av signalkomponentene og uten anvendelse av heterodynfrekvenser f.eks. ved multiplikasjon av det signal som er mottatt i den aktuelle tidstakt med det mottatte signal i den foregående takt til å frembringe stående mellomfrekvenser. Varianten av signalbehandlingen ifølge krav 13, egner seg fortrinnsvis i forbindelse med bruk av en differensiell fasekoding.

En videreutvikling har til oppgave ved de nå frekvensstabile spektre for de forskjellige kanalsvar for hver signalkomponent, å isolere den til enhver tid best egnede signalandel, f.eks. ved utfiltrering og dermed minimalisere mulige forstyrrelsespåvirkninger på de øvrige signalandeler. Det siste innebærer at i dette trekk kan også signalkomponentene
5 skilles fra hverandre, hvis dette ikke er helt eller fullstendig utført ifølge krav 14.

For dette formål kan det i det enkleste tilfellet tas i bruk spesielle filtre. Dermed kan blant annet de eventuelle ikke nødvendige dvs. komponenter som ikke skal behandles, blendes ut eller filtreres vekk. Som resultat får man for hver av de informasjonsbærende
10 signalkomponenter en klart definert representant ved hjelp av hvilken signalparametrene som ble anvendt for informasjonskoding (f.eks. amplitude og/eller faseforhold) kan rekonstrueres på best mulig måte. Også her dreier det seg bare om en anvendelse av grunnprinsippet. Selvfølgelig kan også mer kompliserte metoder fra det alminnelig kjente mangesidige repertoar for signalbehandling benyttes, noe som f.eks. i tillegg til
15 identifikasjon av signalandelene også kan gi de tilhørende parametre.

Med videreutviklingen ifølge krav 20 oppnås den fordel at for de til enhver tid aktuelle overføringsbetingelser kan alltid de signalandeler, resp. kanalsvar identifiseres som på grunnlag av sine signalparametre kan bestemmes optimalt, dvs. på best mulig måte.
20 Som regel er dette de sterkeste, dvs. energirike, signalandeler som også muliggjør den best mulige kvalitet på signalbearbeidingen. Ved hjelp av kanalavstemningen kan f.eks. de best mulige filterinnstillinger frembringes til mest mulig nøyaktig utfiltrering av de ønskede komponenter med undertrykkelse av forstyrrelsespåvirkning på andre kanalsvar så vel som på sidebåndene. Dette sistnevnte kan blant annet bidra til en forstørret mot-
25 tagningsradius og/eller til en økning av informasjonstakten. Jo bedre og sikrere de mottatte signaler kan bearbeides, desto flere muligheter står også til rådighet for finere avtrapning eller også forskjellige kombinasjoner av parametervariasjoner som da kan anvendes for koding av informasjon.

Under den fortløpende beskrivelse av nødvendigheten for filterinnstillinger resp. den fortløpende identifikasjon av de til enhver tid gunstigste mottakingskomponenter ifølge krav 20, kan det oppnås optimale mottakingsforhold f.eks. også under overførings-
30 betingelser som forandrer seg hurtig, der en fordel ved den nevnte fremgangsmåte består i at det for kanalavstemningen ikke er nødvendig med noen avbrytelse i den egentlige informasjonsoverføring.
35

Ifølge krav 16 oppnås den fordel at Doppler-kompensasjonen blir optimalisert.

Fremgangsmåten ifølge krav 21 skal anvendes fortrinnsvis for bearbeidelse av mottatte signaler med sterk Doppler-belastning der hver signalkomponent i det vesentlige bare er representert av et kanalsvar.

5

Ytterligere fordelaktige utførelsesformer på foreliggende oppfinnelse er gjenstand for de øvrige underkrav.

Under henvisning til figurene blir nå de forskjellige utførelsesformer av gjenstanden for ansøkningsen, beskrevet i detalj.

10

Fig. 1 viser oppbygningen av et informasjonssignal som kan anvendes ved fremgangsmåten og systemet ifølge oppfinnelsen, som består av en referansefrekvenskanal og tre informasjonfrekvenskanaler.

15

Fig. 2a viser et informasjonssignal fra fig. 1 behandlet med en amplitudemodulasjon.

Fig. 2b viser en rekke av taktete informasjonssignaler.

Fig. 3 viser en skjematisk gjengivelse til koding av en informasjon.

20

Fig. 4 viser kodingen av fig. 3 bare med parallell FGM.

Fig. 5 viser signalanalysen ved tidspunkt t^i av den forangående og etterfølgende forstyrrelseskomponent ved hjelp av den proporsjonale FGM for tre informasjonfrekvenskanaler som står i et harmonisk forhold til hverandre.

25

Fig. 6 viser grunnprinsippet til forbedring av signalanalysen når det gjelder forstyrrelsessignalene svarende til fig. 5 under anvendelse av et referansefrekvenskanal og fire informasjonfrekvenskanaler.

30

Fig. 7 viser skjematisk anvendelsen av en avtrappet frekvensforskyvning med ytterligere endringer av informasjonfrekvenskanalene innenfor tidstakten der alltid den første taktandel danner den ytterligere horisontale referanse for RFaDM.

35

Fig. 8a viser en skjematisk gjengivelse av kodingen riktignok med bare to frekvenstrinn.

Fig. 8b viser som eksempel prinsippet for en pentær koding av en informasjonsfrekvenskanal.

Fig. 9a og 9b viser to forskjellige fasegradienter frembrakt med pFaGM.

5

Fig. 10 viser forskjellige fasegradienter som kan frembringes ved hjelp av nFaGM (oventil) og pFaGM (nedentil).

Fig. 11 viser en grunnoppbygging av en senderenhet i systemet ifølge oppfinnelsen.

10

Fig. 12 viser en ytterligere grunnoppbygging av en senderenhet med amplitudemodulasjon i systemet ifølge oppfinnelsen.

Fig. 13 viser en skjematisk grunnoppbygging av en mottaksenhet i systemet ifølge oppfinnelsen i en første utførelsesform.

15

Fig. 14 viser en ytterligere grunnoppbygging av en mottakerenhet med ytterligere fase-detektering ifølge en andre utførelsesform.

Fig. 15 viser en signalanalyse ved tidspunktet t^i av en forutgående og etterfølgende forstyrrelseskomponent ved hjelp av den parallelle FGM for tre informasjonsfrekvenskanaler som står i et harmonisk forhold til hverandre.

20

Fig. 16 viser et skjematisert eksempel på gunstige frekvensavstander ved forskjellige anvendelser.

25

Fig. 17 viser skjematisk en grunnvariant til forløpet av fremgangsmåten ifølge oppfinnelsen til signalbearbeiding.

Fig. 18 viser et eksempel på den tidsmessige endring av frekvensandelene for et pVFO-mottakssignal bestående av en referanse- og tre informasjonskomponenter ved nesten ideelle overføringsbetingelser (minimale intersymbolinteraksjoner).

30

Fig. 19 viser mottakssignalet ifølge fig. 18 etter overføring av den første informasjonsbærende signalkomponent i en mellomfrekvens.

35

Fig. 20 viser for et eksempel at ifølge vekslende kanalsvar kan styrken på de forskjellige spektralandeler i en gitt mottakskomponent oppvise betydelige tidsmessige svingninger.

Fig. 21 viser det eksempel som allerede er vist på fig. 20 etter at det har passert det skarpe filtertrinn.

Fig. 22 viser skjematisk forløpet for en grunnvariant av fremgangsmåten ifølge an-
søkningsen der det for grunnvarianten er gjennomført en kanalavstemning.

Fig. 23 viser en skjematisk oversikt over de viktigste behandlingstrinn ved forskjellige fordelaktige utførelsesformer av fremgangsmåten til signalbearbeiding.

Fig. 24 viser en grunnoppbygging av et system ifølge oppfinnelsen til signalbearbeiding av en tredje utførelsesform.

Fig. 25 viser en grunnoppbygging av et system ifølge oppfinnelsen for kanal-
avstemningen.

På fig. 1 vises det hvorledes informasjonssignalet IS for en referansefrekvenskanal RK som er utført som en referansekomponent og som i dette tilfellet også er utført som grunntone og som f.eks. blir sammensatt av tre som informasjonskomponenter utformede informasjonfrekvenskanaler I1, I2, I3. De informasjonfrekvenskanaler som er vist på fig. 1, er harmoniske overtoner HK1, HK2 og HK3 til grunntonen GT, som ved overlaging danner informasjonssignalet. Av denne figur fremgår det at hver av informasjonfrekvenskanalene kan klargjøres (sammenlign også figur 2b) ved tilstedeværelse eller fravær av en binær, digital informasjon, noe som svarer til 1 eller 0.

På fig. 2a er det vist en amplitudemodulasjon av informasjonssignaler IS fra fig. 1 for ved begynnelsen og ved slutt av en takt å skape en jevn resp. flytende overgang når informasjonssignalet forandrer seg pga. tidsmessig endring av informasjonfrekvenskanalene.

En slik endring er som eksempel vist på fig. 2b der formen på informasjonssignalet endrer seg fra takt til takt, slik at det som eksempel i området I foreligger et informasjonssignal IS som består av overlagingen av grunntonen og den andre og tredje harmoniske overtone (GT + HK2 + HK3) som ved neste takt (område II) jevnt går over i grunntonen (GT) ved fravær av de andre og tredje harmoniske overtoner for så ved

neste takt ved overlaging av den første harmoniske overtone med grunntonen å vise et endret informasjonssignal som tilsvarende et annet kodet bitmønster (se område III). På denne måte kan på hver av disse informasjonskanaler en bit pr. tidstakt overføres.

Samlet skaper dette for hver tidstakt et bitmønster hvori informasjonen kan være kodet på vilkårlig måte. Generelt sett kan med dette alt etter antallet av de informasjonene som står til rådighet og i avhengighet av det kodesystem som anvendes, som eksempel kodes en bokstav eller et symbol på annen måte.

På dette punkt skal det vises til at ved anvendelse av 2, 4, 8, 12, 16 og ytterligere informasjonen dannes det en direkte forenlighet til forskjellige, vanlige fremgangsmåter til elektronisk databehandling.

På fig. 3 er det vist hvorledes f.eks. ordet "DolphinCom" i en vanlig kjent ASCII-kode, kan overføres ved bruk av fire informasjonskanaler. Frekvenssystemet som danner informasjonssignalet består i dette viste eksempel av en referansesekvenskanal som er anvendt som grunntone GT og fire derpå oppbygde, harmoniske informasjonsfrekvenskanaler (I1, I2, I3 og I4) som overtoner, som ved hjelp av den proporsjonale frekvensgradientmetode FGM varieres tidsmessig. Kodingen foregår i dette eksempel bare ved in- resp. utkobling av overtonene. De lodrette linjer viser taktene som her hele tiden har samme lengde. For hver takt fremkommer et spesielt bitmønster som blir betegnet som symbol. Hver 2 symboler danner sammen en bokstav i ASCII-kode. Ordet "DolphinCom" blir vist. Egentlig kan for kodingen av den informasjon som skal overføres, også en hvilken som helst annen kode anvendes, noe som gir brukeren et maksimalt spillerom for sine egne programmeringer og gjør fremgangsmåten forenlig med alle systemer for elektronisk databehandling. Som vist på fig. 3, endrer referansesekvenskanalen seg kontinuerlig idet frekvensene for de fire informasjonsfrekvenskanaler (I1, I2, I3 og I4) forskyves proporsjonalt. I motsetning til dette viser fig. 4 likeledes at ordet "DolphinCom" kan overføres i ASCII-kode ved anvendelse av fire informasjonskanaler der referansesekvenskanalen som på fig. 4, kontinuerlig endrer seg mens informasjonsfrekvenskanalene som f.eks. først er anordnet harmonisk til referansesekvenskanalen, forskyves jevnt parallelt med endringen av referansesekvenskanalen.

På fig. 5 er det vist hvorledes en vesentlig skarpere og mer tilforlatelig signalanalyse kan gjennomføres når f.eks. referansesekvenskanalen forandres kontinuerlig ifølge FGM. I det eksempel som er vist på fig. 5, blir det under henvisning til fig. 3 som eksempel valgt ut tre informasjonsfrekvenskanaler, hvorpå det ved siden av den egen-

tlige signalfrekvens opptrer en forangående og etterfølgende frekvens som forstyrrelses-signal der den aktuelle tidsforskyvning ble valgt identisk for alle tre informasjons-frekvenskanaler. For å tydeliggjøre det grunnleggende prinsipp ble opptegning av takten utelatt. Den vertikale snittlinje (går ut fra t^i) viser at ved et gitt tidspunkt t^i er alle mot-

5 tatte informasjonsfrekvenser atskilt fra hverandre. Dessuten er det av særlig betydning at ved hjelp av denne frekvensforskjell kan nå de egentlige signalfrekvenser skilles fra forstyrrelsesfrekvensene resp. intersymbolinteraksjonene kan det i størst mulig grad om ikke fullstendig elimineres. Viktig er det i denne sammenheng at amplitudene og fase-

10 forholdene for de mottatte og på denne måte "rensede" signalkomponenter har et klart forhold til referansefrekvenskanalen. Ved anvendelse av FGM kan for å skille de egentlige signalfrekvenser fra forstyrrelsesfrekvensene, spesielle frekvensfiltre benyttes. Fra Fig. 5 fremgår det tydelig at avstanden fra signalfrekvensen til forstyrrelses-

15 frekvensene blir større jo steilere gradienten for frekvensendringen df/dt , dvs. frekvenshastigheter, er. Da i det system som er vist på fig. 5, alle informasjonsfrekvenskanaler forandres jevnt proporsjonalt med hverandre, fremkommer det for de høyere informa-

sjonsfrekvenskanaler en tiltagende steilere gradient og dermed en stadig bedre utskilling av den aktuelle signalfrekvens fra forstyrrelsesfrekvensene.

På fig. 6 er denne funksjonsmåte resp. virkningen skjematisk vist for et system med en

20 referansefrekvenskanal og fire informasjonsfrekvenskanaler med to tilstøtende forstyrrelsesfrekvenser. Den stiplede linje på fig. 6 symboliserer karakteristikken for et på vanlig måte benyttet filter. Det fremgår tydelig at selv med en konstant vindusbredde for filteret oppnås det for de høyere informasjonsfrekvenser en stadig bedre skarphet ved atskillelsen. Til sammenligning med vanlige fremgangsmåter oppnås det her en

25 tydelig bedre oppløsning. Her skal det særlig nevnes at med fremgangsmåten ifølge oppfinnelsen blir fremfor alt også de høyere informasjonsfrekvenskanaler, som på overføringsstrekningen alltid blir sterkest dempet og følgelig ankommer ved mottakeren med den minste energi, også bedre utskilt fra støyen. Fra disse forhold er det tydelig at man, f.eks. ved støyfrekvenser som ligger tett ved den egentlige signalfrekvens, for

30 bedre atskillelse velger en hensiktsmessig steilere frekvensgradient, dvs. forhøyer drift-hastigheten for frekvensene der ellers flatere gradienter kunne være tilstrekkelig ved større avstander. For slike tilpasninger kan det som eksempel verken anvendes en forberedt pallett av frekvensforskyvningsmønstre eller foretas en operativ tilpasning av gradientene til frekvensendringen. Det siste er som eksempel enkelt mulig når forbind-

35 elsene benyttes toveis, dvs. at sendeenheten også kan motta og mottakerenheten også kan sende. På denne måte kan f.eks. mellom sendeenheten og mottakerenheten analyser av kanalsvarforholdene gjennomføres resp. utveksles eller også en tilsvarende mønster-

oppfølging kan gjennomføres, hvoretter de til enhver tid optimale gradienter for frekvensforskyvningen kan stilles inn. Dessuten ved gunstige, stasjonære overføringsbetingelser der forstyrrelsene er så små at de kan neglisjeres, kan gradientene i et grensetilfelle også bli null.

5

I denne sammenheng skal det påpekes at det i utgangspunktet er mulig til maksimering av overføringstakten å endre taktfrekvensen proporsjonalt med frekvenshøyden på referansefrekvenskanalen, da det alltid bare er nødvendig med et bestemt antall svingningsperioder for å kunne analysere det samlede signal når det gjelder de enkeltkomponenter det inneholder.

10

På fig. 7 og 8a, b er det vist ytterligere muligheter som fremkommer ved en trinnvis endring av referansefrekvenskanalen. Disse muligheter er særlig interessante som et alternativ til FGM når tidsforskyvningen mellom signalfrekvensen og forstyrrelsesfrekvensen er tilstrekkelig stor og f.eks. ligger i området for flere millisekunder. I dette tilfellet kan det oppnås en god atskillelse mellom signalfrekvensene og forstyrrelsesfrekvensene også når alle kanaler samtidig fra takt til takt eller i steg på flere takter, forskyves sprangvis til høyere eller lavere frekvensverdier innenfor trinnene, men allikevel holdes konstante. Også i dette tilfellet er det naturligvis fordelaktig å foreta frekvensforskyvningen mest mulig slik at de signalinterne proporsjoner blir likt definert i alle trinn. Dette lar seg enklest gjøre ved hjelp av proporsjonale eller parallelle, trinnformede endringer. Dette alternativ blir i allminnelighet betegnet som frekvenssprangmetode eller frekvenstrinnmetode forkortet til FSM. Fra figurene 7 og 8 a, b fremgår det klart hvorledes som eksempel en pentær koding av de enkelte informasjonsfrekvenskanaler frembringes ved en ytterligere relativ fasekoding. Her blir det til økning av sikkerheten ved begynnelsen av enhver takt for alle informasjonskanaler, sendt et referansesignal som i den andre takthalvdel blir etterfulgt av det tilsvarende kodede signal. Som det fremgår av oppstillingen på siden av figur 7 og 8a, kan det foregå en atskillelse av eventuelle fem tilstander, nemlig intet signal (0) og fire digitale trinn med RFaDM. Samlet oppnås det således for hver trakt ved et informasjonssignal bestående av en referansefrekvenskanal (RK) og tre informasjonsfrekvenskanaler (HK) $5^3 = 125$ kombinasjonsmuligheter som står til rådighet for en koding.

35

Fig. 8b viser som eksempel på prinsippet for en pentær koding av en informasjonsfrekvenskanal. De punkter som er angitt med henvisningene D1 til D4, er signalkomponenter der amplituden overskrider en terskelverdi A0 og der fire forskjellige fasevinkler Fa resp. fire vinkelområder f.eks. ved hjelp av RFaVM eller RFaDM, kan skilles digitalt

og der tilstanden D5 angir at amplituden på signalkomponentene er mindre enn terskelverdien A0.

En ytterligere metode til informasjonskoding er f.eks. fasegradientmetoden eller også fasehastighetsmetoden som i det følgende forkortes til FaGM og som vises med figurene 9a og 9b så vel som med Fig. 10. Fig. 9a og 9b viser den såkalte proporsjonale fasehastighetsmetode (pFaGM) der fig. 10 i tillegg viser forholdene ved den ikke-proporsjonale fasegradientmetode (nFaGM).

- 10 Det overordnede prinsipp for FaGM lar seg enklest forklare med den følgende utgangskonfigurasjon.

La det være gitt et system hvori informasjonsfrekvenskanalene hele tiden danner en harmonisk rekke, dvs. at frekvensendringene gjennomføres bare ved hjelp av den proporsjonale FGM. Her kan det velges en vilkårlig informasjonsfrekvenskanal på hvilken den tilsvarende frekvens nå imidlertid i et gitt taktintervall, ikke sendes nøyaktig som overtone av grunntonen GT, men i forhold til den tilsvarende, nominelle frekvens "er svakt" mistilpasset oppad eller nedad (som regel mindre enn 0,5 % av den nominelle verdi) (se fig. 10 øvre rekke). Egentlig blir det her foretatt en frekvensforskyvning som imidlertid er så liten at det på mottakersiden bare ved hjelp av frekvensanalyse vanskelig kan oppfattes som modulasjon og følgelig heller ikke kan tolkes som digital tilstandsstørrelse. Frekvensen ligger videre i skarphetområdet for det analysefilter det gjelder. Alt etter om frekvensen nå ligger noe høyere eller lavere enn den nominelle verdi, fører dette ved overlaging med GT til det bildet som er gjengitt på fig. 9a resp. 9b der den relative fasevinkel kontinuerlig tiltar resp. avtar. Fasen for frekvensen i informasjonsfrekvenskanalen ligger foran fasen for grunntonen eller blir tilsvarende tilbake. I den tilsvarende takt blir det nå frembrakt en fasegradient hvis retning kan oppfattes allerede med det blotte øyet og kan bestemmes uproblematisk på tilsvarende måte. Ved beregning av fasegradienten i forhold til den momentane periodevarighet for GT, oppstår det i det foreliggende tilfellet en konstant økning. En forutsetning for en slik lineær karakteristikk, er imidlertid at ved kontinuerlige frekvensendringer i det samlede frekvenssystem bibeholdes de interne proporsjoner som imidlertid lett kan forandres i det gitte taktintervall, dvs. at også den relative mistilpassing av frekvensen for informasjonsfrekvenskanalen i forhold til GT, ikke endrer seg. Oppfyllelsen av denne betingelsen er gjort tydelig med betegnelsen pFaGM der den lille p står for proporsjonal. Syklisk betraktet fremkommer det når det gjelder pFaGM en jevn høyre- resp. venstredreining av informasjonsfrekvensfasen i forhold til fasen for referansefrekvenskanalen.

Denne virkning kan nå på en særlig fordelaktig måte benyttes for informasjonskoding, da i signalanalysen dreierretningen dvs. retningen på fasegradienten, kan bestemmes lettere siden f.eks. andelen av faseforskyvningen matematisk betyr at bare fortegnet på
 5 den første avledning av den relative faseforskyvning mellom frekvensen på informasjonsfrekvenssignalet og GT, behøver bestemmes, eller sagt med andre ord om den relative fasehastighet er større eller mindre enn null (se fig. 10 ovenfor).

Dette forløp kan nå benyttes i hver tidstakt individuelt for hver informasjonskanal. Benytter man de f.eks. i kombinasjon med den tidligere beskrevne enkle inn- og utkobling, fremkommer det for hver informasjonskanal i en gitt tidstakt når det gjelder GT, opp til fire forskjellige diskrete tilstander: 1. intet signal, 2. signal med positiv fasegradient, 3. signal med negativ fasegradient og 4. signal uten fasegradient, der man eventuelt i praksis kan utelate den 4. tilstand da den kvaternære koding i virkeligheten inneholder
 15 en ternær fasegradientkoding som eventuelt ikke er så sikker å realisere som den binære fordi en digital verdi forholder seg til en singulær hastighetsverdi (null). Denne problematikken avhenger imidlertid av den enkelte mottaks-kvalitet da sendersiden kan frembringe alle gradienter som regel med stor presisjon. Teoretisk sett kunne alltid i det første tilfellet informasjonstakten på hver kanal dobles i forhold til den ekle inn- og
 20 utkobling og ved en tredje variant økes med en tredjedel.

Som alternativ til dette kan også et tilsvarende antall informasjonsfrekvenskanaler innspares, hvorved frekvensspekteret samlet sett kan holdes smalere, noe som medfører flere fordeler som kan utnyttes etter valg. I dette tilfellet behøver transduseren ikke være
 25 helt så bredbåndet, noe som blant annet ved anvendelse av transduserkaskader kan bewirke at enkelte eller eventuelt også flere elementer kan spares inn. Det kan være nyttig for f.eks. å redusere kostnadene for utstyr. På den annen side kan imidlertid også ved uforandret utformning av utstyret, den nå oppnådde større variasjonsmulighet og tilpasningsmulighet for systemet, benyttes. Således kan man etter valg forhøye informasjonstakten ved at takttidene kan forkortes ved utelatelse av de lavere frekvenser, mens det ved utelatelse av de høyere frekvenser kan få en større overføringsrekkevidde. Det finnes dermed en rekke gode grunner for å tilstrebe en størst mulig kardinalitet (antall av digitale trinn) for dermed å forhøye informasjonstettheten på informasjonskanalene.

35 pFaGM kan nå utbygges videre ved at det i tillegg til retningen f.eks. også forskjellige økninger av lineære fasegradienter som lar seg frembringe ved forskjellig sterke mis-

tilpasninger av frekvensene for informasjonsfrekvenskanalene kan benyttes for kodingen, hvorved ytterligere kombinasjons- og kodemuligheter fremkommer alt etter den diskretisering som kan oppnås i hvert enkelt tilfelle.

- 5 I forbindelse med FGM kan positive eller negative fasegradienter, men også slike frekvensendringer for informasjonsfrekvenskanalene, frembringes, der frekvensendringene ikke gjennomføres helt nøyaktig proporsjonalt med endringen i grunntonen (se fig. 10 nedentil).
- 10 Til forskjell fra pFaGM er denne variant betegnet som nFaGM der n står for ikke proporsjonal. nFaGM kan virkeliggjøres på den måte at frekvensen for hver enkelt informasjonsfrekvenskanal i et gitt taktintervall endres litt hurtigere eller litt langsommere enn f.eks. det basisvarianten for den proporsjonale FaGM foreskriver. Det skulle nå være klart at begge varianter av FaGM kan anvendes på beste måte for harmoniske frekvens-
- 15 rekker i forbindelse med den proporsjonale FaGM.

Grunnprinsippet for den ovenstående, alternative metode til frembringelse av fasegradienter, består med andre ord i å modifisere den proporsjonale FaGM slik at det også innen hver enkelt takt for hver signalkomponent individuelt en mindre ekstra typisk

20 lineær frekvensgradient kan frembringes. Da oppnås det til forskjell fra pFaGM i overlageringen med grunntonen i stedet for den lineære fasedrift, en noe annerledes karakteristikk, nemlig som regel en kvadratisk kurve som tilsvarer en akselert vinkelbevegelse hvis retning og form er avhengig av stillingen for start- og sluttverdi for hver enkelt frekvensendring i forhold til den nominelle verdikurve (se fig. 10). Ved nFaGM kan

25 allerede ved hjelp av fortegnene for den første og andre avledning av den relative fasevinkel som funksjon av syklustiden for GT skilles mellom inntil 6 konfigurasjoner. Tar man nå begge varianter sammen oppnås det for FaGM samlet inntil 8 forskjellige fortegnskombinasjoner.

- 30 Interessant ved nFaGM er imidlertid at eventuelt kan det i tillegg til fortegnene også benyttes bestemt relativ fasevinkel, f.eks. fasen for start- eller sluttverdi eller snittpunktet med den nominelle kurven i forhold til RFaVM.

På fig. 11 er grunnoppbyggingen av en senderenhet til informasjonskoding gjengitt. Grunnprinsippet omfatter en informasjonsenhet som tilfører den informasjon som skal kodes til en koder 3. Koderen koder den informasjon som er levert fra informasjonsenheten i en nødvendig koding som tilsvarer frekvenskanalene bestående av referanse-
 5 frekvenskanal og informasjonsfrekvenskanal og fører den kodede informasjon svarende til midlet til frembringelse av en referansefrekvenskanal og minst én informasjonsfrekvenskanal i form av generatorer 5 som styres av en styremodul 7. Bølgekomponentene som frembringes av generatorene, har en gitt amplitude, frekvens og fase og blir tilført et blandetrinn 9 som også kan styres av styremodulen 7.

10

Ifølge denne utførelsesform blir informasjonen som frembringes i blandetrinnet om nødvendig tilført en ytelsesforsterker 11 som fører informasjonssignalet til en omformer resp. omformer-kaskade som er tilpasset overføringsmediet.

15

Ifølge denne utførelsesform er det anordnet en generator for hver frekvenskanal. Den på fig. 12 viste utførelsesform er en foretrukket senderenhet når en amplitudemodulasjon skal utføres vedrørende informasjonssignalet. Her blir informasjonssignalet som er delt opp i enkeltkomponenter fra referansefrekvenskanalen og informasjons-
 20 kanalene før det tilføres blandetrinnet, f.eks. tilført hver sin modulator for hver informasjonsfrekvenskanal under styring fra styremodulen.

På fig. 13 er det vist en utførelsesform for en mottakerenhet i systemet ifølge oppfinnelsen. En omformer resp. omformer-kaskade som er tilpasset overføringsmediet, mottar
 25 det ankommende informasjonssignal som på fig. 13 er vist som et akustisk signal og fører dette til en forsterker 23. Etter forsterkeren er det anordnet et filter 25 til atskillelse og analyse av de enkelte frekvenskanaler og særlig til utfiltrering av referansefrekvenskanalen. Det signal som kommer fra dette filter, fortrinnsvis et lavpassfilter, blir tilført referansefrekvensdetektoren 27 som angir referansefrekvensen og styrken på mottaket.
 30 Disse data blir tilført styremodulen 29 og mottakerenheten. Parallelt med dette blir informasjonssignalet før inngang i lavpassfilteret 25, avledet og ført til de styrbare filtre 31 for de enkelte informasjonsfrekvenskanaler. De signaler som avgis fra filteret blir analysert i en styrbar terskelverdikobler 33 og tilført en dekode 35 som dekode den opprinnelige informasjon.

35

På fig. 14 er det vist en ytterligere utførelsesform som i tillegg har fasedetektorer for f.eks. den proporsjonale resp. ikke-proporsjonale fasehastighetsmetode resp. fase-

differansemetode. Til analyse av fasekomponentene blir det for dette mellom det styrbare filter 31 og terskelverdikobleren 33 anordnet fasedetektorer 32, i et antall fortrinnsvis svarende til antallet av informasjonsfrekvenskanalene, hvorved til fasebestemmelse som referanse, referansefrekvensen kan avledes ved grunntonedetektoren.

5

Med hensyn til en foretrukket signalbehandling blir i det følgende med henvisning til figurene 15 til 24 gjengitt en detaljert beskrivelse av forskjellige utførelsesformer for signalbehandling.

10

Fremgangsmåten ifølge oppfinnelsen inneholder to vesentlige grunnfunksjoner som på forskjellige måter kan realiseres og kombineres og eventuelt anvendes enkeltvis. Disse grunnfunksjoner er betegnet som fullstendig Doppler-kompensasjon, forkortet vDK og som "kanalrensing" forkortet til KR. De tilsvarende grunnprinsipper blir først om-

15 handlet separat hvorefter de forskjellige fremgangsmåtetekniske modifikasjoner og kombinasjonsmuligheter blir behandlet:

1. Løsning av Doppler-problemet

20 Til beskrivelse av grunnprinsippene for vDK er det her først valgt et enkelt eksempel ved hvilket den laveste frekvenskanal leverer referansekomponentene og frekvensene for informasjonskanalene danner en harmonisk rekke, dvs. at de står i et heltallsforhold til referansefrekvensen. Hvis det på senderens side foregår en variasjon av frekvensene blir ved hjelp av pVFO allerede i det første trinn alle signalkomponentene skilt fra

25 hverandre ved hjelp av en kaskade av båndpassfiltre (BPF). For å gjøre det enkelt forutsettes det først også ideelle overføringsbetingelser slik at hver komponent bare består av et kanalord og alle komponentene kan sendes og mottas med omtrent samme styrke. Slike gunstige forhold kan forekomme f.eks. ved utbredelse av

30 elektromagnetiske bølger i luft. Ved dette eksempel skal det først forklares at og hvorledes en egnet behandling av en fullstendig Doppler-kompensasjon kan foregå.

Doppler-problemet består i at pga. relative bevegelser mellom sender og mottaker opptrer det frekvensforskyvninger som ofte ikke kan forutsis nøyaktig fordi f.eks. hastigheten på den relative bevegelse ikke er nøyaktig nok kjent. Dermed kan heller ikke

35 faseforholdet for informasjonssignalene bestemmes nøyaktig, noe som fører til betydelig begrensninger for alle former for informasjonsoverføring der det anvendes fasekoding. Dette problem kan ved hjelp av den differensielle fasekoding der ikke fase-

vinkelen som sådan, men bare dens forandring fra takt til takt, kommer i betraktning riktig nok noe redusert, men allikevel slik at den prinsipielt kan bestemmes. Det blir riktig nok mulig å oppnå en nesten 100 % Doppler-kompensasjon når de enkelte informasjonskomponenter på egnet måte behandles sammen med referansekompomentene.

- 5 En fordelaktig løsning inneholder en parvis Doppler-utligning forkortet til pDU som kan virkeliggjøres på forskjellige måter. En enkel mulighet skal i det følgende eksempel omhandles nærmere:

Som eksempel for alle andre er det her vist behandlingen av en første informasjonskomponent i en tidstakt der frekvensen fik og dermed følgende også vinkelhastigheten ω_{ik} er dobbelt så stor som den tilsvarende verdi f_b og ω_b for referansekompomentene. Det antas at det mottatte signal foreligger i digital form og da kan de fra senderen avgitte signalandeler send b og send ik gjengis i følgende form:

$$15 \quad \text{send}_b[n] = \sqrt{\frac{2E}{N}} \cos(\omega n t_s + k\omega(n t_s)^2) \quad (1)$$

$$\text{send}_{ik}[n] = \sqrt{\frac{2E}{N}} \cos(2\omega n t_s + k2\omega(n t_s)^2 + \theta_{ik} + \theta_{inf}) \quad (2)$$

der N angir det samlede antall avtastinger i det gitte taktintervall, n angir antallet av den aktuelle avtastning, t_s angir lengde på tidsintervallet hvori avtastingen foregår og dermed er $n t_s$ den diskrete tid, E er energien, θ_{ik} er begynnelsesfasen og θ_{inf} er den vinkel som anvendes for kodingen av informasjonskomponentene og faktoren k er steilheten som definerer den proporsjonale VFO aktivt frembrakte frekvensforskyvning.

- 25 I allminnelighet kan k være en vilkårlig egnet funksjon av tiden, anta en positiv eller også negativ verdi eller også null. Det sistnevnte betyr at anvendelsen av konstante sendefrekvenser kommer i betraktning som spesielt tilfelle.

Da faseforholdet for referansefrekvensen på sendersiden ikke blir forandret, og dessuten heller ikke spiller noen rolle, ble den verdi det gjelder i ligning (1) satt lik null.

På grunn av Doppler-påvirkningen skiller de mottatte signalkomponenter mot_b og mot_{ik} seg fra de utsendte med et ytterligere ledd:

$$35 \quad \text{mot}_b[n] = \sqrt{\frac{2E}{N}} \cos(\omega n t_s + k\omega(n t_s)^2 + \underline{D}\omega n t_s) \quad (4)$$

$$\text{motf}_{ik}[n] = \sqrt{\frac{2E}{N}} \cos(2\omega nt_s + k2\omega(nt_s)^2 + \underline{D}2\omega nt_s + \theta_{ik} + \theta_{inf}) \quad (5)$$

der D betegner Doppler-koeffisienten som angir forholdet for den relative hastighet mellom sender og mottaker (med positivt fortegn ved gjensidig tilnærming og negativt fortegn ved økende avstand) og hastigheten på signalutbredelsen i overføringsmediet.

Med de understreket ledd i ligningen blir det tydelig at Doppler-påvirkningen på de to signalkomponenter skiller seg nøyaktig med proporsjonalitetsfaktoren som også definerer forholdet for de tilsvarende sendefrekvenser. I det foreliggende eksempel er denne proporsjonalitetsfaktor lik 2.

Da proporsjonalitetsfaktoren altså er bekjent, spiller de nøyaktige bidrag fra faseforskyvningene som forårsakes av Doppler-effekten, praktisk talt ingen rolle lenger. Når nemlig referansekompomentene blir slik transformert at de får samme frekvenskarakteristikk som de informasjonskomponenter som til enhver tid skal analyseres, fremkommer det for begge nøyaktig samme Doppler-forskyvning. I det foreliggende eksempel kan av referansekompomentene ved multiplikasjon med seg selv frembringes med informasjonskomponentene en Doppler-identisk referanse R_f . Etter multiplikasjonsregelen fås:

$$\begin{aligned} R_f[n] &= \text{motf}_i[n] \times \text{motf}_b[n] \\ &= \sqrt{\frac{2E}{N}} \cos(\omega nt_s + k\omega(nt_s)^2 + D\omega nt_s) \times \sqrt{\frac{2E}{N}} \cos(\omega nt_s + k\omega(nt_s)^2 + D\omega nt_s) \\ &= \frac{2E}{N} [\cos(0) + \cos(2\omega nt_s + k2\omega(nt_s)^2 + D2\omega nt_s)] \end{aligned}$$

Etter bortfiltrering av det ikke nødvendige sidebånd og skalering med faktoren $\sqrt{2N}/E$ får vi til slutt et normert referansesignal R_f' som når det gjelder fasen skiller seg fra de informasjonskomponenter som er vist i ligning (5):

$$R_f'[n] = \sqrt{\frac{2}{N}} \cos[2\omega nt_s + k2\omega(nt_s)^2 + d2\omega nt_s] \quad (6)$$

Dette referansesignal kan dermed i en viss utstrekning anvendes som signalintern klokke og med dennes hjelp kan fasevinkelen for informasjonskomponentene bestemmes.

På tilsvarende måte kan referansekompomentene også utvikles for alle ytterligere referanser som er nødvendig for informasjonskomponentene som finnes i mottakssignalet. Det må bare multipliseres flere ganger og eventuelt også filtreres. Generelt sett kan naturligvis også informasjonskomponentene omformes på lignende måte, noe som

5 f.eks. kan vises seg nyttig når andre enn de her valgte eksempler på frekvensen for informasjonskomponentene ligger lavere enn referansekompomentene eller ikke står i et heltalls forhold til disse. I det siste tilfellet kan det samme forløp enkeltvis for hver side av referanse- og informasjonskomponenter som skal danne par, så ofte benyttes til begge andeler blir dekket. Da imidlertid ved hver multiplikasjon også antallet av de

10 frekvensandeler som ligger i det aktuelle spektrum blir mangfoldiggjort, blir man nødt til å legge kanalene slik at færrest mulige skritt er nødvendig for den parvise Doppler-utligning.

Generelt må det ved alle anvendelser for fasekodede signaler når det gjelder utvalg, tas i

15 betraktning en egnet fremgangsmåte for den parvise Doppler-utligning, slik at ved manipulasjon av informasjonskomponentene oppstår det ingen informasjonstap, f.eks. ved flertydige (tvilsomme) faseforhold.

Videre skal det på grunnlag av det nevnte eksempel beskrives en mulighet hvormed den

20 ovenfor beskrevne signalbehandling nå på enkel måte kan bestemme faseforholdet for de enkelte informasjonskomponenter. For dette kan det f.eks. gjennomføres en oppdeling av de informasjonskomponenter det gjelder på kvadraturfunksjonene for det tilhørende referansesignal $R_f'[n]$ som beskrives i det følgende.

25 Da referansen $R_f'[n]$ i dette eksempel allerede foreligger i cosinusform, kan vi skrive:

$$R_fC[n] = R_f'[n]$$

Den tilsvarende sinuskvadraturkomponent $R_fS[n]$ kan man da få f.eks. ved dannelse av

30 en første utledning av $R_fC[n]$ og tilsvarende normering av amplituden.

Nå beskriver vi for projeksjonen av informasjonskomponentene på cosinuskvadraturkomponentene i referansen:

$$\begin{aligned}
\text{CQ} &= \sum_{N1}^{N2} \text{motf}_{ik}[n] \times \text{RfC}[n] \\
&= \sum_{N1}^{N2} \sqrt{\frac{2E}{N}} \cos(2\omega n t_s + k2\omega(n t_s)^2 + D2\omega n t_s + \theta_{ik} + \theta_{inf}) \times \sqrt{\frac{2}{N}} \cos(2\omega n t_s + k2\omega(n t_s)^2 + \\
5 \quad &D2\omega n t_s) \\
&= \frac{2}{N} \sum_{N1}^{N2} \frac{\sqrt{E}}{2} \cos(\theta_{ik} + \theta_{inf}) + \frac{2}{N} \sum_{N1}^{N2} \frac{\sqrt{E}}{2} \cos(4\omega n t_s + k4\omega(n t_s)^2 + D4\omega n t_s + \theta_{ik} + \theta_{inf})
\end{aligned}$$

der N1 betegner begynnelsen og N2 betegner enden på hver enkelt takt.

10

Da i det andre ledd funksjonsverdien svinger om null, oppheves summen av de positive og negative andeler, slik at dette ledd samlet streber mot null og dermed uten stor feil vil bli utelatt, fås:

15

$$\text{CQ} \approx \sqrt{E} \cdot \cos(\theta_{ik} + \theta_{inf})$$

Det tilsvarende gjelder for projeksjonen av de mottatte informasjonskomponenter på Sin-kvadratur-komponentene i referansen:

20

$$\begin{aligned}
\text{SQ} &= \sum_{N1}^{N2} \text{motf}_{k1}[n] \times \text{RfS}[n] \\
&= - \sum_{N1}^{N2} \sqrt{\frac{2E}{N}} \cos(2\omega n t_s + k2\omega(n t_s)^2 + d2\omega n_s t + \theta_{ik} + \theta_{inf}) \times \sqrt{\frac{2}{N}} \sin(2\omega n t_s + k2\omega(n t_s)^2 + \\
&\quad d2\omega n_s t) \\
25 \quad &= - \frac{2}{N} \sum_{N1}^{N2} \frac{\sqrt{E}}{2} \sin(4\omega n t_s + k4\omega(n t_s)^2 + d4\omega n_s t + \theta_{ik} + \theta_{inf}) - \frac{2}{N} \sum_{N1}^{N2} \frac{\sqrt{E}}{2} \sin(-\theta_{ik} - \theta_{inf}) \\
&\approx - \frac{2}{N} \sum_{N1}^{N2} \frac{\sqrt{E}}{2} \sin(-\theta_{ik} - \theta_{inf}) = \sqrt{E} \sin(\theta_{ik} + \theta_{inf})
\end{aligned}$$

Videre kan nå CQ og SQ betraktes som x- resp. y-koordinator for et punkt i det rett-
30 vinklede koordinatsystem. Da omfatter forbindelseslinjen mellom dette punkt og ko-

ordinatopprinnelsen og abscissen, den søkte fasevinkel Θ . Denne kan nå lett bestemmes med egnede algoritmer. En illustrerende oppstilling er f.eks.:

$$\Theta = \arctan \frac{SQ}{CQ} = \arctan \frac{\sqrt{E}}{\sqrt{E}} \frac{\sin(\theta_k - \theta_{inf})}{\cos(\theta_k - \theta_{inf})} = \theta_{ik} - \theta_{inf}$$

5

Fasen for de mottatte informasjonskomponenter blir her vist som forskjellen mellom begynnelsesfasen for den sendte bølge og kodefase, dvs. at den ligger innenfor hver takt uten å variere over tid. For fullstendighets skyld er det vist at like godt kan også faseforskjellen mellom den forangående og den aktuelle takt benyttes til koding. Be-
10 tegner man takten med indeksene i resp. $i + 1$, fremkommer det for den differensielle fasekoding:

$$\Theta^{i+1} = (\theta_{ik} - \theta_{inf}^{i+1}) - (\theta_{ik} - \theta_{inf}^i) = \theta_{inf}^i - \theta_{inf}^{i+1}$$

15

På analog måte kan for hver tidstakt også fasestillingen for de øvrige informasjonskomponenter bestemmes med stor nøyaktighet. Dette gir igjen brukeren mulighet til en fin diskretisering av fasevinkelen og dermed en økning av informasjonstakten. Den ovenfor beskrevne metode til fasevinkelbestemmelse blir videre i allminnelighet be-
20 tegnet som CS-projeksjon.

vDK danner særlig grunnlaget for fremgangsmåten ifølge krav 28. Fig. 23 viser igjen en samlet oversikt over de viktigste elementer i behandlingsflyten for vDK. Oversikten viser videre at forskjellige av de her beskrevne elementer på lignende måte også kan
25 finne anvendelse i andre fordelaktige utførelsesformer.

2. Kanalrensing:

KR inneholder identifikasjonen av det alltid beste kanalord og dettes signaltekniske
30 separasjon ved samtidig minimering av intersymbolinteraksjonene. Det kan på sin side allerede innbefatte en delvis Doppler-kompensasjon, noe som kan være tilstrekkelig for en rekke anvendelser.

Det beskrives nå som eksempel det tilfellet at Doppler-effektene ikke spiller noen
35 vesentlig rolle mens mottakingen blir påvirket av overlaging av diverse kanalsvar. Slike overføringsbetingelser er blant annet hyppige ved den akustiske kommunikasjon med eller mellom objekter som beveger seg langsomt eller er stasjonære under vann.

Hver av signalkomponentene er da representert av et fullstendig spektrum av kanalsvar (se den skjematiske fremstilling på fig. 5 og fig. 17a). Fremgangsmåten ifølge ansøkingen til signalbehandling må fremfor alt føre til at intersymbolinteraksjonene blir minimert.

5

Selv om variabel flerkanaloverføring som resultat for de forskjellige kanalord til å ankomme ved mottakeren med forskjellige frekvenser, er det i praksis neppe mulig i det første skritt for hver komponent å filtrere ut det gunstigste kanalord av det spektrum det gjelder, da disse for det meste ligger tett ved hverandre og frekvensene ikke står fast (se 10 fig. 18). Også medløpende bandpassfilter er neppe tilstrekkelig skarpt innstilt for dette. I utgangspunktet hadde vi imidlertid forutsatt at det må være mulig å skille de samsvarende spektre for referanse- og informasjonskomponenter fra hverandre (fig. 17b og fig. 17c).

15 Etter multiplikasjon av referansekomponentene med de aktuelle informasjonskomponenter (fig. 17d) får man to spektre med mellomfrekvenser som ligger i forskjellig høyde og løper med forskjellig hastighet (fig. 17e). Det er da mulig å filtrere ut det nedre frekvensbånd f.eks. ved et lavpassfilter for den videre behandling. I denne andel er mulige Doppler-effekter redusert, mens de i den andre spektralandel blir forsterket. 20 Hvis det andre sidebånd ikke forstyrrer, fordi det f.eks. har tilstrekkelig regnekapasitet, kan dette også tas med, dvs. at filtertrinnet kan innspares.

I det neste behandlingstrinn blir det minst ene gjenværende frekvensbånd multiplisert med en systeminternt generert hjelpefrekvens (fig. 17f), hvis karakteristikk er valgt slik 25 at i resultatet fra multiplikasjonen står den ene andel av den andre mellomfrekvens fast, dvs. at disse frekvenser det gjelder tidsmessig ikke lenger endrer seg (fig. 17g).

Karakteristikken for den aktuelle hjelpefrekvens ($H_1; H_2; \dots H_N$) fremkommer enten fra den mellom sender og mottaker fastlagte eller operativt fastlagte avstemning ved- 30 rørende den signalstruktur som anvendes for informasjonsoverføringen eller den blir bestemt ved en gjennomført sondering av overføringskanalen innenfor rammen av forfeltet til informasjonsoverføringen (kanaltrening se nedenfor).

Fig. 19 viser at dette trinn også kan oppnås når først bare referansekomponentene kunne 35 skilles fra informasjonskomponentene. Ved egnet valg av heterodynfrekvensen kan da frekvensen for de informasjonskomponenter som skal behandles (i det foreliggende eksempel de første), stabiliseres.

En fordel ved denne fremgangsmåten består i at ved hjelp av egnede heterodyn-
 frekvenser kan de ønskede andeler av de stabile mellomfrekvenser alltid plasseres i et
 definert vindu og dermed ved hjelp av et faststående filter, f.eks. et lavpassfilter,
 5 optimalt filtreres ut (fig. 17h).

Fig. 20 skal vise et nærmest praktisk eksempel med et flertall av kanalsvar som imidler-
 tid på grunnlag av sådanne spektrumsstabile mellomfrekvenser ikke fører til nedvurder-
 ende uttalelser, f.eks. om faseforholdet, da de forskjellige kanalsvar kan være repre-
 10 sentert med forskjellig styrke til forskjellige tider.

Derfor blir nå et andre filtertrinn innført der det i behandlingen av en forangående
 kanaltrening (se beskrivelse nedenfor) for hver komponent ble innstilt best mulig at-
 skillelsesskarphet for det sterkeste kanalord. Den prikkede linje på fig. 17h skal vise at
 15 flankene på dette filter kan stilles inn meget steilt. Følgelig kan påvirkningene på de
 øvrige kanalsvar minimeres på best mulig måte (fig. 17i).

Fig. 21 viser for det praksisnære eksempel, at i resultatet fra en slik skarp filtrering fra
 flertallet av de på fig. 20 fremdeles varierende kanalsvar, kan treffes et entydig utvalg
 20 og innflytelsen på de øvrige andeler kan undertrykkes. Den samlede, i denne sammen-
 heng beskrevne behandling, er betegnet som kanalrensing med delvis Doppler-
 kompensering.

Parameterbestemmelse:

25

De på denne måte behandlede signalkomponenter som i størst mulig utstrekning er
 rensert for forstyrrende kanalpåvirkninger, kan nå underkastes en detaljert parameter-
 analyse. Dermed kan så vel amplitudene som fasene for de informasjonsbærende signal-
 andeler bestemmes med størst mulig nøyaktighet og reproduserbarhet. Forskjellige
 30 amplitudeverdier kan f.eks. på en enkel måte skilles fra hverandre ved hjelp av terskel-
 verdikobleren. Hvis det til bestemmelse av fasevinkelen skal utføres en stor C-S-
 projeksjon, kan eventuelt til komponentoppdeling nødvendige referansesvingninger
 (resp. deres sinus- og cosinus-andeler) genereres kunstig. Dette er teknisk ikke noe
 problem da for systemet innstillingen av det siste (skarpe) filtertrinn og dermed fre-

kvensen for de informasjonsbærende signalandeler, er kjent. Alt etter den anvendte kodeform kan imidlertid også brukeren fra det brede repertoar med kjente algoritmer, velge den som er best egnet og benytte denne.

- 5 I den ovenfor beskrevne form kan KR fortrinnsvis i forbindelse med en pVFO (se fig. 5), benyttes. Det kan imidlertid problemløst tilpasses paVFO (se fig. 15). Når det gjelder paVFO fører multiplikasjonen av referanse- og informasjonskomponentene umiddelbart til stående mellomfrekvenser slik at eventuelt multiplikasjonen gjør hjelpe-
- 10 f.eks. for å forskyve frekvensbåndet i et bestemt filtervindu, kan dette lett foregå ved multiplikasjon med en konstant hjelpefrekvens. Dette ligger imidlertid i spillerommet for den ovenstående beskrivelse.

- Kanalrensingen KR er således i utgangspunktet egnet for alle former for VFO der
- 15 gradienten for den aktivt frembrakte frekvensendring, ikke er null. For å kunne skille mellom de her beskrevne varianter av de følgende modifikasjoner, er kanalrensingen betegnet med KR1. De viktigste elementer i denne grunnleggende fremgangsmåte er enda en gang vist i oversikten på fig. 23.

- 20 Den ovenfor beskrevne variant av KR kan som eksempel modifiseres på den måte at referanse- og informasjonskomponentene først ikke multipliserer med hverandre. I dette tilfellet foregår dannelsen av stabile mellomfrekvenser direkte i et skritt under multiplikasjonen av signalkomponentene med en egnet hjelpefrekvens. Denne fremgangsmåte byr på den fordel at spektrene for de stabile mellomfrekvenser ikke har flere andeler enn de mottatte komponenter. Etter utfiltrering av det for hver komponent beste
- 25 kanalsvar (kanalrensing), består ennå muligheten til å behandle den informasjonsbærende signalandel med referansen for i det minste å oppnå en delvis Doppler-kompensasjon resp. for analogt med det vDK-beskrevne eksempel å kunne gjennomføre en fasevinkelbestemmelse ved hjelp av C-S-projeksjon av den informasjonsbærende komponent
- 30 på cosinus- og sinuskvadraturkomponentene for det rensede referansesignal. Den tilsvarende frekvenstilpasning til referansen kan om nødvendig, enten foregå i løpet av multiplikasjonen med en egnet hjelpefrekvens eller etter avslutning av det siste filtertrinn ved multiplikasjon med en aktuell egnet, konstant hjelpefrekvens. I det andre tilfellet behøver referansekomponenten bare løpe gjennom filteret én gang.

Med den modifikasjon som er beskrevet i det foregående avsnitt, oppnås det en ytterligere fordelaktig utførelsesform. Den skjematisk forenkla forløpsplan ble i oversikten (fig. 23) betegnet som KR2.

- 5 Hvis imidlertid Doppler-effektene ikke spiller noen rolle, kan referansekomponenten også utelates fullstendig eller anvendes som en ekstra informasjonskomponent. Til dette er det nok å anvende KR2. Parameterbestemmelsen må da i alle tilfelle igjen foregå analogt med det forløp som er beskrevet for KR1.
- 10 For fullstendighets skyld skal det her igjen vises til den tidligere beskrevne, men ikke billedmessig gjengitte, alternative løsning der, f.eks. innenfor rammen til pVFO, trinnet med stabile mellomfrekvenser også kan frembringes uten forutgående atskillelse av komponentene, bare ved multiplikasjon av signaler som er mottatt i på hverandre følgende takter. Dette skritt omfatter likeledes en delvis Doppler-kompensasjon. Som en
- 15 egenhet ved dette tilfellet er det at etter hver frekvensendring kan spektrene for de stabile mellomfrekvenser i de kanaler det gjelder, ligge i separate vinduer som imidlertid er mer eller mindre nær hverandre. I alle tilfelle får man som resultat ved en slik overføring, en meget komplisert signalstruktur. Særlig når det benyttes et større antall informasjonskanaler må det alvorlig tas sikte på å unngå eventuelle overlageringer av
- 20 krysningspunkter. For å skille kanalsvarene kan det da benyttes som eksempel en kaskade av skarpe filtre.

Til slutt skal det igjen vises til at ved beskrivelsen av filtersystemet skal bare grunnprinsippet for fremgangsmåten anskueliggjøres. I praksis er det fullt ut tenkelig også å

25 benytte mer kompliserte fremgangsmåter til signalbehandling og signalanalyse, der disse implementerer de her beskrevne arbeidstrinn i lignende eller andre former. Prinsippet forblir i alle tilfelle det samme.

Komplettløsninger:

30

Etter at først de fremgangsmåtetekniske grunnlag for den fullstendige Doppler-kompensasjon og forskjellige varianter av kanalrensingen (inkludert en delvis Doppler-kompensasjon) er beskrevet separat, beskrives så et brukseksempel der mottagning er påvirket så vel av diverse kanalsvar som av sterke Doppler-effekter. En slik kombinasjon av

forstyrrelsesstørrelser vanskeliggjør f.eks. ofte kommunikasjonen med resp. mellom objekter som er i bevegelse under vann.

For dette tilfellet består en løsningsmulighet som eksempel i å kombinere vDK og KR2
5 med hverandre:

Etter atskillelse av referanse- og informasjonskomponenter blir det først, som beskrevet for vDK, utført en parvis Doppler-utligning, der minst én av signalkomponentene som betraktes som parvise, eventuelt også begge, transformeres på egnet måte slik at begge
10 oppviser nøyaktig samme frekvensgang og er like sterkt Doppler-belastet. Eventuelt kan de sidebånd som ikke er nødvendige, filtreres vekk og de gjenblivende signalandeler igjen normeres.

Deretter blir begge komponenter separat ved multiplikasjon med som regel samme
15 hjelpefrekvens (som har den samme økning som de komponenter det gjelder, men er noe parallell forskjøvet) multiplisert og derfor overført til stabile mellomfrekvenser og deretter separat underkastet de etterfølgende filtertrinn til kanalrensing. For dette kan de skarpe filtre eventuelt innstilles for hver komponent. I det ideelle tilfellet kan de filterinnstillinger det gjelder også knyttes til finavstemning av de ovenfor nevnte hjelpe-
20 frekvenser.

Som resultat får man så vel for informasjonskomponentene som for referansene et signal som i best mulig utstrekning er rensert for intersymbolinteraksjoner. Etter denne "rensing" (eventuelt inkludert terskelverdianalyse) kan parameterbestemmelsen foregå
25 f.eks. svarende til den fremgangsmåte som er beskrevet for vDK resp. KR2, hvorved ved hjelp av parvis behandling av de enkelte informasjonskomponenter med den tilhørende referanse, den fullstendige Doppler-kompensasjon blir oppnådd.

Den ovenfor beskrevne utførelsesform for fremgangsmåten ifølge ansøkingen er i den
30 skjematisk oversikt på fig. 23 betegnet med Kompl. 1.

En ytterligere løsningsmulighet består i den egnede kombinasjon av vDK og KR1 (sammenlign den forenklede fremstilling av forløpet Kompl. 2 på fig. 23):

- Også i dette tilfellet foregår etter atskillelse mellom referanse- og informasjonskomponenter først den parvise Doppler-utligning. Deretter blir den ene av de to komponenter ved multiplikasjon med én i dette tilfellet imidlertid konstant, og i systemet generert hjelpefrekvens, parallellforsjøvet med en egnet verdi. Deretter blir begge
- 5 partnerkomponenter multiplisert med hverandre, hvorved det behandlingstrinn som er vist på figur 17g, dvs. planet for de stabile mellomfrekvenser, fremkommer. Deretter blir fremgangsmåten fortsatt med begge filtertrinn og parameterbestemmelsen ifølge KR1.
- 10 Denne andre komplette løsning innbefatter at ved projeksjonen av informasjonskomponentene på den Doppler-identiske referanse, blir innflytelsene fra de frekvensforskyvninger som skyldes bevegelser, fullstendig eliminert. Dermed er referansen imidlertid "oppbrukt". Den blir imidlertid heller ikke nødvendig senere. En vesentlig fordel ved denne fremgangsmåte består i at en konstant hjelpefrekvens bare behøver genereres i
- 15 systemet for å innordne det ønskede sidebånd av de stabile mellomfrekvenser nøyaktig i det optimale frekvensvindu for filtreringen. I det gunstigste tilfellet kunne muligens for alle komponentpar også én og samme hjelpefrekvens anvendes. I prinsippet består det en mulighet for å benytte denne hjelpefrekvens i tilslutning til "rensingen" også som referanse for faseanalysen. Da man i praksis imidlertid vil forsøke å stille inn de skarpe
- 20 filtre individuelt for hver signalkomponent (som i det foreliggende tilfellet allerede er en tilsvarende behandlet kombinasjon av de aktuelle info- og referansekomponenter) med filterinnstillingen i systemet allerede kjent, kan problemløst systemindre referanser som er nøyaktig avstemt (inkludert sinus- og cosinus-kvadraturkomponenter), frembringes kunstig hvis dette er nødvendig for faseanalysen (sammenlign KR1).

25

Kanaltrening og kanalavstemning:

- Ved hjelp av den allerede flere ganger nevnte kanaltrening er det med egnede prøvesignaler først nødvendig å fastslå at signalstrukturen er mest mulig optimalt tilpasset de
- 30 aktuelle overføringsbetingelser og/eller det i det minste oppnås at mottakeren hele tiden i nødvendig utstrekning kan foreta komponentskillingen. Når denne forutsetning er oppfylt kan for fremgangsmåten ifølge krav 1 så vel som for andre ytterligere varianter som inneholder en kanalrensing, en kanalavstemning anbefales utført. For dette kan det sendes noe lengre signaler uten koding, som for øvrig allerede har den karakteristikk
- 35 som er beregnet for informasjonsoverføring. Her ligger det brukerens vurdering om alle frekvenskanaler anvendes samtidig eller om kanalavstemningen gjennomføres ved

- hjelp av prøvesignaler som etter hverandre inneholder en referansekomponent og én eller flere informasjonskomponenter. Den aktuelle fremgangsmåte må naturligvis være tilpasset den tilsvarende utvalgte variant av fremgangsmåten til signalbehandling. De mottatte prøvesignaler gjennomgår nå alle behandlingstrinn som er forutsatt i den aktuelle variant inntil dannelse av de stabile mellomfrekvenser. På dette plan vil for hver av de signalkomponenter som skal behandles (resp. også de blandingskomponenter som er dannet av de aktuelle informasjons- og referansekomponenter) underkastes individuelt en analyse av energitetthetsfordelingen i det gitte frekvensspektrum. For en slik analyse kan det f.eks. anvendes en FFT. På grunnlag av disse behandlingsresultater blir da det aktuelle best egnede kanalsvar (som regel det energirikeste) valgt ut for nå å utføre den best mulige innstilling av det skarpe "filter" og dette blir lagret. Etter at de innstillinger det gjelder for alle komponenter er fastlagt, kan den egentlige informasjonsoverføring begynne. Filterinnstillingene blir da bibeholdt inntil neste kanalavstemning.
- 15 Spesielt ved den akustiske dataoverføring under vann er ofte overføringsbetingelsene ikke stabile over tid. I slike tilfeller kan det være nødvendig å gjenta i det minste kanalavstemningen med passende mellomrom, dvs. regelmessig å fornye innstillingene av de skarpe filtre.
- 20 Anvendelsen av lengre ukodede signaler for kanalavstemning byr på en god statistisk sikkerhet, men betyr at informasjonsoverføringen med mellomrom må avbrytes kort. Slike avbrytelser kan imidlertid eventuelt unngås. Et fordelaktig alternativ er fremgangsmåten ifølge krav 23. Her blir mens informasjonsoverføringen er i aktivitet, dvs. ved hjelp av de fortløpende mottatte signaler parallelt med den egentlige signal-
- 25 behandlingsprosess eller som andel av denne, utført en fortløpende fornyelse av de nevnte filterinnstillinger og dermed en fortløpende kanalavstemning. For dette er det hensiktsmessig at mottaksresultatene fra flere takter trekkes inn i behandlingen. En slik alternativ løsning stiller naturligvis tilsvarende høye krav til behandlingssystemet.

Bestemmelse av den relative hastighet mellom sender og mottaker:

Som avslutning skal det ganske kort beskrives at det av det mottatte signal kan avledes en muligens viktig opplysning vedrørende den aktuelle avstandsending mellom sender og mottaker. Signalbehandlingen ifølge den ovenfor beskrevne fremgangsmåte tar sikte på for hver signalkomponent å rekonstruere på best mulig måte (sende-)parametre (og 5 eller fasevinkelen). Til dette var det hensiktsmessig å sammenføre komponentene med hverandre slik at Doppler-andelene blir eliminert. De sist nevnte ble behandlet som forstyrrelsesstørrelser. Disse Doppler-andeler inneholder imidlertid i form av Doppler-

10 koeffisienten $D = v/c$ (se ligning 4 og 5), en informasjon som riktignok ikke har noe å gjøre med den egentlige databehandling, men som allikevel kan gi et mål på den momentane, relative hastighet mellom sender og mottaker v . Doppler-koeffisienten kan bestemmes ved hjelp av egnede metoder for signalbehandling. Da hastigheten på signal-

15 utbredelsen c er kjent resp. kan måles innenfor rammen av kanalsonderingen, kan v anslås resp. også relativt nøyaktig bestemmes.

Som eksempel skal en mulig løsningsmåte her skisseres:

For dette kan en vilkårlig mottakskomponent (fortrinnsvis f.eks. den ukodede referanse-

20 komponent) trekkes ut. Om nødvendig kan denne videre reduseres svarende til KR2 for et kanalsvar. Da den signalstruktur som senderen anvender er kjent for mottakeren og at også faseforholdet kan bestemmes ved hjelp av signalanalyse ifølge én av de oven-

nevnte fremgangsmåter, kan det nå systeminternt genereres et amplitudenormert referansesignal som når det gjelder dets faseforhold og frekvenskarakteristikk - med unntak

25 av Doppler-andelen som ennå ikke er kjent - er lik den mottakskomponent det gjelder. Etter projeksjon av mottakskomponentene på sinus- og cosinus-kvadraturkomponentene for denne referanse og filtrene (LPF) får man den rene Doppler-andel i form av enkle sinus- og cosinus-svingninger med lik amplitude. Arctan-funksjonen leverer argumentet $D\omega t_s$. Da ωt_s er kjent gir divisjonen D og D multiplisert med c , til slutt v . (Se

30 skjematisert forløpsplan Doppler-Best. på fig. 23.)

For flere anvendelser kunne det være fordelaktig å få denne verdifulle tilleggsinformasjon uten ytterligere målarbeid.

Videre skal det påpekes at kjennskapet til Doppler-andelen også kan bidra til en videre forbedring av den egentlige signalbehandling. Således kan f.eks. innenfor rammen for KR de systeminterne genererte hjelpefrekvenser avstemmes nøyaktigere på strukturen for de aktuelle mottakskomponenter og på denne måte reduseres de Doppler-påvirkninger som er uønsket ved den egentlige signalanalyse ennå mer resp. på en enklere måte. Ved integreringen av slike foranstaltninger, eventuelt ved deres gjentatte anvendelse, kan det ved siden av en forbedring av behandlingsresultatene, i det minste midlertidig oppnås en optimalisering av fremgangsmåten, da de mulige innsatsområder f.eks. for KR1 og KR2 utvider seg ved økningen av Doppler-resistensen. Dermed kan man særlig ved multiplikasjonen av mottakskomponentene særlig redusere den uunngåelig hurtige datatilvekst, eventuelt gi avkall på mellomfilteret og samlet gjøre forløpet hurtigere. Alle forenklinger i kjerneområdet for fremgangsmåten kommer direkte koblet behandling til gode. Selv når Doppler-behandlingen først betyr en ekstra innsats, kan det sannsynligvis oppnås besparelser samlet, da kjernerutinen i signalbehandlingen da kan utføres med mindre maskinvare- og programvarekapasitet.

Videre kan de sist nevnte forbedringer resp. forenklinger av fremgangsmåten ifølge an søkingen, i det minste midlertidig virkeliggjøres på en enkel måte når informasjonen om den aktuelle Doppler-forskyvning stilles til rådighet i allerede behandlet form, f.eks. ved hjelp av et eksternt målesystem.

På fig. 24 er grunnoppbyggingen på signalbehandlingsenheten vist. Grunnprinsippet har en filterenhet som i denne utførelsesform består av to parallellkoblede, styrbare filterelementer BPF1 og BPF2 som deler mottakssignalet i referanse- og informasjonskomponenter.

Disse to signalandeler blir så ved hjelp av utstyret til frekvensomforming først tilført en omformerenhet bestående av omformer 1 og omformer 2, hvori en parvis Doppler-utligning foregår før begge andeler så ved hjelp av multiplikatoren 1 føres sammen for senere, ved hjelp av en multiplikator 2 ved hjelp av en egnet hjelpefrekvens resp. heterodynfrekvens som er levert av en generator, å bli overført i stående mellomfrekvenser.

Som anordning til undertrykkelse av forstyrrelsesandelene tjener i denne utførelse først filteret LPF1 og eventuelt også et andre filter LPF2, som hvert er koblet i serie etter multiplikatorene og filtrerer vekk ikke nødvendige sidebånd. Deretter foregår ved hjelp av de seriekoblede, skarpe filtre BPF3, utvalget av den best egnede signalandel som
 5 deretter ledes videre til anordningen for parameteranalyse, i denne utførelse en modul til parameteranalyse. Om nødvendig kan modulen til parameteranalyse kompletteres ved hjelp av en generator for referansesignal der generatoren står i forbindelse med BPF3.

Ved slutten av behandlingsenheten kommer så for hver av informasjonskomponentene
 10 de signalparametre som anvendes til kodingen som utganger.

Fig. 25 viser en grunnoppbygging for den kanalavstemning som i denne forbindelse med fordel kan benyttes. Til forskjell fra fig. 24 blir i denne utførelsesform signalkomponentene i tilslutning til LPF2 ledet til anordningen for avstemning ved hvilken
 15 her en FFT-enhet danner modulen til analyse av frekvensspektrene og enheten som er betegnet med 3, danner behandlingsenheten. Resultatet blir så tilført styremodulen som foretar de aktuelle, optimale filterinnstillinger for BPF3.

I det følgende blir ytterligere muligheter resp. anvendelser av fremgangsmåten ifølge
 20 ansøknings og systemet ifølge ansøknings beskrevet detaljert.

Som ytterligere valgmulighet kan det i denne fremgangsmåte ved reduksjon av avstanden mellom sender og mottaker uten problemer i tillegg benyttes også andre frekvenskanaler som ligger mellom de opprinnelige resp. også høyere frekvenskanaler
 25 eller det samlede spektrum kan forskyves i retning mot høyere frekvenser. Da kan man dra nytte av den virkning at med reduksjon av overføringsavstanden går som regel påvirkningene fra forstyrrelser tilbake. For dette behøver sender og mottaker bare være utformet for et tilsvarende bredt frekvensspektrum og utstyres med mulighet også for tilsvarende omstilling av koderen. På mottakersiden kan påvisning av eventuelle nye
 30 tilkomne frekvenser enten foregå automatisk eller vekselen til et nytt arbeidsregime blir meddelt mottakeren fra senderen på en egnet måte (f.eks. med den siste informasjonspakke). De enkelte tonekanaler må imidlertid ligge så langt fra hverandre at de under de herskende overføringsbetingelser kan skilles godt fra hverandre av mottakeren. Omvendt kan en økning av avstanden for hele spekteret (særlig ved tiltagende påvirkning
 35 fra forstyrrelser) nødvendiggjøre en økning av avstandene mellom kanalene ved at de proporsjonalt føres fra hverandre eller ved utelatelse av mellomtrinn.

Det utvalg av frekvensbånd det tas sikte i grunnvarianten av fremgangsmåten er slik at tonene resp. frekvensene svinger i konsonans eller et heltalls mangfold (overtoner) av tonene med den laveste frekvens søker å oppnå en energimessig gunstig konstellasjon.

5

Ved anvendelse av harmoniske frekvensrekker oppnås dessuten muligheten til å benytte ikke-lineære effekter i lydutbredelsen og dermed oppnå en signaloverføring over større avstander. Lydbølger er longitudinale bølger der avsnitt med høyere tetthet veksler med avsnitt som har mindre tetthet. Da lydhastigheten imidlertid blant annet avhenger av tettheten i mediet, forplanter de forskjellige avsnitt seg med forskjellig hastighet. Flankene på en opprinnelig sinussvingning blir stadig mer asymmetrisk, dvs. at sinus-svingningen deformeres mer og mer i retning mot en sagtannsvingning. Fysisk betyr dette en energioverføring til overtonene. I vann kan denne virkning først påvises etter flere kilometers veilengde. Sender man samtidig med grunntonen f.eks. én eller flere overtoner, får disse pga. harmoniforholdet ved hjelp av den nevnte ikke-lineære effekt, ytterligere energi fra de til en hver tid dypere toner. Følgende av dette er at de ikke dempes så hurtig, de forblir lenger over nivået for grunnstøyen og oppnår dermed en større nyttbar rekkevidde. Da rekkevidden for det samlede system først og fremst er bestemt av det til enhver tid høyeste frekvensbånd, oppnås det samlet en større senderadius. For dette er det hensiktsmessig å sende grunntonen permanent og denne så vel som også alle andre toner så langt det er mulig med høyere energi.

Pga. den store variasjonsmulighet i systemet kan muligens også andre egenskaper ved overføringsstrekningen utnyttes. Ofte danner det seg pga. lagvise uhomogeniteter i vannet, bestemte overføringskanaler som har et egnet svingningsforhold. Alt etter den egenverdi det gjelder kan lett de forskjellige forhold utnyttes der disse som regel har forholdsvis lave frekvenser, men dermed får meget stor rekkevidde. Prinsipielt består muligheten for å avstemme frekvensbåndene for overføringssystem på disse forhold. I tillegg må sender og mottaker imidlertid tilpasses hverandre på en egnet måte.

30

Hvis den relative hastighet mellom sender og mottaker er så liten at Doppler-effekten kan overses, kan det som alternativ til den ovenfor nevnte proporsjonale FGM, også gjennomføres enhetlige frekvensendringer som er egnet for det samlede system. I dette tilfellet blir det riktignok forhåndsgitt en "offsetkurve" eller billedlig talt en "melodi" resp. bestemt etter en operativ analyse av de aktuelle overføringsbetingelser, og til-

35

knyttet additivt til alle frekvenskanaler (se fig. 4). Denne metode blir betegnet som parallell FGM. Særegenheten ved denne metode består i at pga. parallellforskyvningen for alle frekvenskanaler, fremkommer den samme gradient, dvs. den samme driftshastighet hvormed i ideelle tilfeller det over det samlede spektrum kan oppnås en optimal atskillelse av de egentlige signaler fra forstyrrelseskomponentene. Fremgangsmåten som er modifisert på denne måte, har dessuten den fordel at frekvensspekteret ikke brer seg ut med stigningen av referansefrekvensen. Pga. den sterkere samling er det for de øvre toner dermed ikke så lett fare for at det skal oppstå mindre utbredelsesradius i frekvensområdet som dermed blir avskåret. Dermed kan når det gjelder informasjonsoverføringen, de øvre frekvensområder hurtigere utnyttes bedre. Den parallelle FGM lar seg kanskje også praktisk lettere realisere da ofte transduserne bare kan arbeide med et aktuelt begrenset frekvensbånd og også siden anvendelse av tilsvarende omformer-kaskader ikke alltid er mulig.

Selvfølgelig må også ved den parallelle FGM mottakeren på en egnet måte bli meddelt hvorledes de enkelte frekvenskanaler skal tilpasses i forhold til GT. Prinsipielt behøver imidlertid omkoblingen mellom proporsjonal FGM og parallell FGM ikke være noe problem, da dette, når det gjelder bestemmelsen av frekvensene for informasjonsfrekvenskanalene i forhold til GT, bare innbefatter en veksling mellom multiplikasjon og addisjon.

Hvis fasesprangene skulle skape problemer ved taktovergangene, kan den tidligere beskrevne amplitudemodulasjon som er knyttet til taktene, benyttes. En ytterligere metode til minimering av forstyrrelsespåvirkninger, består i å benytte en kodemetode som på informasjonskanalene utelukker tilstedeværelse av en tone i to på hverandre følgende takter. Den samme virkning kan også oppnås ved multipleksing, f.eks. den avvekslende drift av like og ulike informasjonskanaler. At det ved siden av forskjellige andre parametre også den frekvenstilknyttede hastighetskarakteristikk for den enkelte overføringskanal, kan frembringes ved spesielle sonderinger eller i prosessen med den gjensidige kommunikasjon og kan tas i betraktning ved signalgenereringen, er her underforstått.

Det kan videre tenkes at referansefrekvenskanalen etter behov anvendes som ytterligere informasjonskanal under forutsetning av at de spesielle overføringsbetingelser tillater dette.

P a t e n t k r a v

1.

Fremgangsmåte til overføring av informasjon der det frembringes et informasjonssignal

5 (IS) omfattende minst én referansekomponent (RK) og minst én
informasjonskomponent (I1; I2; ...; IN) , hvor

- den minst ene referansekomponenten har en frekvensendring under overføringen, og
 - referansekomponentene (RK) og informasjonskomponentene (I1; I2; ...; IN)
- 10 danner diskrete tilstander til klargjøring av et bitmønster,
karakterisert ved at frekvensendringen er tidsmessig kontinuerlig.

2.

Fremgangsmåte som angitt i krav 1, der så vel den minst ene referansekomponent som
15 også den minst ene informasjonskomponent under overføringen har en tidsmessig,
kontinuerlig frekvensendring og der det mellom referanse- og informasjonskompo-
nentene er fastlagt en definert frekvensavstand svarende til en på forhånd bestemt tids-
funksjon.

20 3.

Fremgangsmåte som angitt i krav 2, der frekvensavstanden er tidsmessig konstant eller
tidsproporsjonalt foranderlig.

4.

25 Fremgangsmåte som angitt i et av kravene 1 til 3, der frekvensen for minst én kompo-
nent kontinuerlig øker i et overføringsintervall.

5.

30 Fremgangsmåte som angitt i et av kravene 1 til 4, der frekvensen for minst én kompo-
nent kontinuerlig avtar i et overføringsintervall.

6.

Fremgangsmåte som angitt i et av kravene 1 til 5, der områdene hvori frekvensene varieres overlapper hverandre.

5

7.

Fremgangsmåte som angitt i et av kravene 1 til 6, der minst én av komponentene ligger i et separat frekvensbånd.

10 8.

Fremgangsmåte som angitt i et av kravene 1 til 7, der bitmønsteret fastlegges ved variasjon av frekvensen, amplituden eller fasevinkelen eller den dynamiske fasekarakteristikk i en gitt tidstakt.

15 9.

Fremgangsmåte som angitt i et av kravene 1 til 8, der bitmønsteret endrer seg innenfor en tidstakt.

10.

20 Fremgangsmåte som angitt i et av kravene 1 til 9, der antallet av informasjonskomponenter ($I_1; I_2; \dots; I_N$) endrer seg i avhengighet av overføringsveien.

11.

25 Fremgangsmåte som angitt i et av kravene 1 til 10, der referansekomponeenten RK i tillegg benyttes som informasjonskomponent ($I_N + 1$).

12.

30 Fremgangsmåte som angitt i et av kravene 1 til 11, der referansekomponeenten (RK) og minst én informasjonskomponent ($I_1; I_2; \dots; I_N$) er utformet som lydbølge eller som elektromagnetisk bølge.

13.

Fremgangsmåte som angitt i et av kravene 1 til 12, der til behandling av informasjons-signalet etter mottagning, skilles referansekomponenten (RK) fra den minst ene informasjonskomponent (I1; I2; ...; IN).

5

14.

Fremgangsmåte som angitt i et av kravene 1 til 13, der en parvis behandling foregår av referansekomponenten (RK) og en informasjonskomponent (I1; I2; ...; IN).

10 15.

Fremgangsmåte som angitt i et av kravene 13 eller 14, der informasjonskomponenten og referansekomponenten eller parvis behandlede referanse- og informasjonskomponenter overføres til stående mellomfrekvenser ($Z'1; Z'2; \dots; Z'N + X$) ved multiplikasjon med hjelpefrekvenser ($H1; H2, \dots, HN + X$).

15

16.

Fremgangsmåte som angitt i krav 15, der overføringsbetingede Doppler-frekvensforskyvninger bestemmes, systeminternt, og tas i betraktning ved frembringelsen av hjelpefrekvensene.

20

17.

Fremgangsmåte som angitt i et av kravene 14 til 16, der det i forbindelse med en proporsjonal endring av frekvenskanalen frembringes stående mellomfrekvenser ved den parvise behandling ved multiplikasjon av det i den aktuelle tidstakt mottatte signal med det signal som er mottatt i en forangående takt.

25

18.

Fremgangsmåte som angitt i et av kravene 15 til 17, der det under informasjonsoverføringen fortløpende gjennomføres en identifikasjon av de til enhver tid gunstigste mot-takskomponenter og/eller en aktualisering av filterinnstillinger ved hjelp av en egnet analyse av spektrene for de stående mellomfrekvenser, hvorved det uten avbrytelse av den egentlige informasjonsoverføring foregår en fortløpende kanalavstemning.

30

19.

Fremgangsmåte som angitt i et av kravene 14 til 18, der den parvise behandling ved hjelp av internt genererte komponenter foregår med den til enhver tid passende frekvenskarakteristikk.

5

20.

Fremgangsmåte som angitt i et av kravene 13 til 19, der det i bestemte tidsavstander innføres en kanalavstemning.

10 21.

Fremgangsmåte som angitt i krav 15 til 20, der

- a) referansekomponenten RK overføres til en transformert referansekomponent RK' og den minst ene informasjonskomponent I1; I2; ...; IN overføres til en transformert informasjonskomponent I1'; I2'; ...; IN'; og
- 15 b) de for informasjonskodingen relevante signalparametere bestemmes på grunnlag av projeksjonen av I1'; I2'; ...; IN' på sinus- og cosinuskomponentene for den aktuelle RK'.

22.

- 20 Fremgangsmåte som angitt i krav 21, der referansekomponenten blir omvandlet ved egnet transformasjon til en referansekomponent RF som er Doppler-identisk med informasjonskomponenter som skal behandles på en slik måte at multiplikasjonen av de to komponenter danner et frekvensstabilt signal.

25 23.

Fremgangsmåte som angitt i et av kravene 21 eller 22, der

- a) den transformerte informasjonskomponent (I1'; I2'; ...; IN') blir multiplisert med referansekomponenten (RF) til frembringelse av en første verdi (CQ);
- b) den transformerte informasjonskomponent (I1'; I2'; ...; IN') multipliseres med den tidsmessig avledede referansekomponent (RF) til frembringelse av en andre
30 verdi (SQ); og

- c) det dannes et forhold mellom den første og den andre verdi for å frembringe en tidsmessig, ikke-varierende ende verdi som bare avhenger av tidsmessig konstante informasjonsparametre.

5 24.

System til overføring av informasjon, hvilket system er innrettet til å utføre en fremgangsmåte med trinnene ifølge et av kravene 1 til 23 og omfatter en senderenhet og en mottakerenhet mellom hvilke et informasjonssignal overføres, hvor

- senderenheten har en innretning til frembringelse av en referansekomponent (RK) og minst én informasjonskomponent (I1; I2; ...; IN) for å klargjøre et bitmønster, og
- mottakerenheten inneholder en innretning til påvisning av minst ett informasjonssignal (IS) innbefattende en informasjonskomponent (I1; I2; ...; IN) og en referansekomponent (RK), i hvilket signal referansekomponenten har en frekvensendring,

15 karakterisert ved at

senderenheten er anordnet til å frembringe referansekomponentens frekvensendring som en tidsmessig kontinuerlig frekvensendring.

20 25.

System som angitt i krav 24, der sendeenheten:

- har minst én generator til klargjøring av referansekomponenten (RK) og minst én informasjonskomponent;
- har en første styremodul som er forbundet med generatoren og fastlegger frekvensforløpet;
- har en modulator som er forbundet med styremodulen til signalteknisk omforming av informasjonen, og
- har en blandeenhet som er koblet etter generatoren og modulatoren.

30

26.

System som angitt i et av kravene 24 eller 25, der mottakerenheten har minst én inn-
gang, en behandlingseenhet og minst én utgang og behandlingseenheten i seriekobling
med en innretning til atskillelse og transformering av signalkomponentene til deres
5 overføring til stående mellomfrekvenser, omfatter en innretning til atskillelse resp.
undertrykkelse av forstyrrelsesandeler og en innretning til parameteranalyse.

27.

System som angitt i krav 26, der innretningen til atskillelse og transformering omfatter
10 minst én multiplikator ved hjelp av hvilken det foregår en parvis multiplikasjon av hver
av den minst ene informasjonskomponent ($I_1; I_2; \dots; I_N$) med referansekomponenten
(RK), idet produktspektrene dannes av stående mellomfrekvenser hvorav den
etterkoblede innretning til undertrykkelse av forstyrrelsesandeler har minst en
filterenhet som filtrerer ut ønskede signalandeler som deretter ledes videre til den
15 etterkoblede innretning til parameteranalyse.

28.

System som angitt i krav 26 eller 27, der innretningen til atskillelse i tillegg har en
filterenhet med styremodul som er koblet foran multiplikatoren og inneholder minst to
20 filterelementer i parallellkobling ved hjelp av hvilke den deretter minst ene komponent
skilles fra de øvrige signalandeler.

29.

System som angitt i krav 26, 27 eller 28, der innretningen til atskillelse og trans-
25 formasjon minst har én multiplikator og minst én modul til klargjøring av
hjelpfrekvenser, over hvilke referanse- og informasjonskomponentene atskilt fra
hverandre, overføres til områder av stående mellomfrekvenser, som så er koblet etter en
innretning til undertrykkelse av forstyrrelsesandelen og minst oppviser en filterenhet
ved hjelp av hvilken de ønskede signalandeler filtreres ut fra de stående
30 mellomfrekvensers respektive spektrere, for på denne måte å rense ut
forstyrrelsesandelene, og deretter ledes videre til etterkoblede innretninger for
parameteranalyse.

30.

System som angitt i et av kravene 24 til 29, der innretninger til frekvenstransformasjon
35 videre omfatter minst én omformer til Doppler-utligning.

31.

System som angitt i et av kravene 24 til 30, der innretninger til undertrykkelse av forstyrrelsesandeler i tillegg har styrbare filtre.

5 32.

System som angitt i et av kravene 24 til 31, der innretningen til parameteranalyse oppviser minst én multiplikator til parvis behandling av en aktuell informasjonsbærende signalkomponent med minst én referansesvingning som enten frembringes systeminternt med en generator eller av et dataminne eller ved hjelp av referansekompenten og har en analysemodul.

33.

System som angitt i et av kravene 24 til 32 som i tillegg omfatter en innretning til avstemning, hvilken innretning er koblet etter innretningen til frekvenstransformasjon og koblet foran innretningen til parameteranalyse, en modul til analyse av frekvensspektrret og har en beregningsenhet og er forbundet med innretning til undertrykkelse av forstyrrelsesandeler.

34.

System som angitt i et av kravene 24 til 33, omfattende i tillegg en modul til Doppleranalyse som minst er forbundet med generatoren for hjelpefrekvenser eller med en ytterligere beregningsmodul til bestemmelse av hastigheten på avstandsendingen mellom senderenheten og mottakerenheten.

25 35.

Senderenhet for et system til overføring av informasjon, hvilket system er innrettet til å utføre en fremgangsmåte med trinnene ifølge et av kravene 1 til 23, hvor senderenheten har en innretning til frembringelse av informasjonssignalet (IS) som omfatter den minst ene referansekompenten (RK) og den minst ene informasjonskomponenten (I1; I2; ...; IN), hvor den minst ene referansekompenten (RK) har en frekvensending under overføringen, og referansekompentene (RK) og informasjonskomponentene (I1; I2; ...; IN) danner diskrete tilstander til klargjøring av et bitmønster,

35 k a r a k t e r i s e r t v e d

at senderenheten er anordnet til å frembringe frekvensendringen som en tidsmessig kontinuerlig frekvensendring.

36.

5 Senderenhet som angitt i krav 35, der sendeenheten:

- har minst én generator til klargjøring av referansekomponenten (RK) og minst én informasjonskomponent;
- har en første styremodul som er forbundet med generatoren og fastlegger frekvensforløpet;
- 10 - har en modulator som er forbundet med styremodulen til signalteknisk omforming av informasjonen, og
- har en blandeenhet som er koblet etter generatoren og modulatoren.

37.

15 Mottakerenhet for et system til overføring av informasjon, hvilket system er innrettet til å utføre en fremgangsmåte med trinnene ifølge et av kravene 1 til 23, h v o r mottakerenheten inneholder en innretning til påvisning av det minst ene informasjons-signal (IS) bestående av den minst ene referansekomponenten (RK) og den minst ene informasjonskomponenten (I1; I2; ...; IN), hvor

20 den minst ene referansekomponenten (RK) har en frekvensendring under overføringen, og

referansekomponentene (RK) og informasjonskomponentene (I1; I2; ...; IN) danner diskrete tilstander til klargjøring av et bitmønster,

k a r a k t e r i s e r t v e d

25 at frekvensendringen er en tidsmessig kontinuerlig frekvensendring.

38.

Mottakerenhet som angitt i krav 37, der mottakerenheten har minst én inngang, en behandlingsenhet og minst én utgang og behandlingsenheten i seriekobling med en
30 innretning til atskillelse og transformering av signalkomponentene særlig til deres overføring til stående mellomfrekvenser, omfatter en innretning til atskillelse resp. undertrykkelse av forstyrrelsesandeler og en innretning til parameteranalyse.

39.

Mottakerenhet som angitt i krav 38, der innretningen til atskillelse og transformering omfatter minst én multiplikator ved hjelp av hvilken det foregår en parvis multiplikasjon av hver av den minst ene informasjonskomponent ($I_1; I_2; \dots; I_N$) med referansekompenten (RK), idet produktspektrene dannes av stående mellom-

5 frekvenser hvorav den etterkoblede innretning til undertrykkelse av forstyrrelsesandeler har minst en filterenhet som filtrerer ut ønskede signalandeler som deretter ledes videre til den etterkoblede innretning til parameteranalyse.

10 40.

Mottakerenhet som angitt i krav 38 eller 39, der innretningen til atskillelse i tillegg har en filterenhet med styremodul som er koblet foran multiplikatoren og inneholder minst to filterelementer i parallellkobling ved hjelp av hvilke den deretter minst ene komponent skilles fra de øvrige signalandeler.

15

41.

Mottakerenhet som angitt i krav 38 eller 40, der innretningen til atskillelse og transformering minst har én multiplikator og minst én modul til klargjøring av hjelprefrekvenser, over hvilke referanse- og informasjonskomponentene atskilt fra

20 hverandre overføres i områder av stående mellomfrekvenser, som så er koblet etter en innretning til undertrykkelse av forstyrrelsesandelen og minst oppviser en filterenhet ved hjelp av hvilken de ønskede signalandeler filtreres ut fra de stående mellomfrekvensers spektre, for på denne måten å rense ut forstyrrelsesandelene, og deretter ledes videre til etterkoblede innretninger for parameteranalyse.

25

42.

Mottakerenhet som angitt i et av kravene 37 til 41, der innretninger til frekvenstransformasjon videre omfatter minst én omformer til Doppler-utligning.

30 43.

Mottakerenhet som angitt i et av kravene 37 til 42, der innretninger til undertrykkelse av forstyrrelsesandeler i tillegg har styrbare filtre.

44.

35 Mottakerenhet som angitt i et av kravene 37 til 43, der innretningen til parameteranalyse oppviser minst én multiplikator til parvis behandling av en aktuell informasjonsbærende signalkomponent med minst én referansesvingning som enten frembringes system-

internt med en generator resp. stilles til rådighet av et dataminne eller ved hjelp av referansekomponenten og har en analysemodul.

45.

- 5 Mottakerenhet som angitt i et av kravene 37 til 44 som i tillegg omfatter en innretning til avstemning, hvilken innretning er koblet etter innretningen til frekvenstransformasjon og fortrinnsvis koblet foran innretningen til parameteranalyse, en modul til analyse av frekvensspektret og har en beregningsenhet og er forbundet med innretning til undertrykkelse av forstyrrelsesandeler.

10

46.

- Mottakerenhet som angitt i et av kravene 37 til 45, omfattende i tillegg en modul til Doppler-analyse som minst er forbundet med generatoren for hjelpefrekvenser og/eller med en ytterligere beregningsmodul til bestemmelse av hastigheten på
- 15 avstandsendringen mellom senderenheten og mottakerenheten.

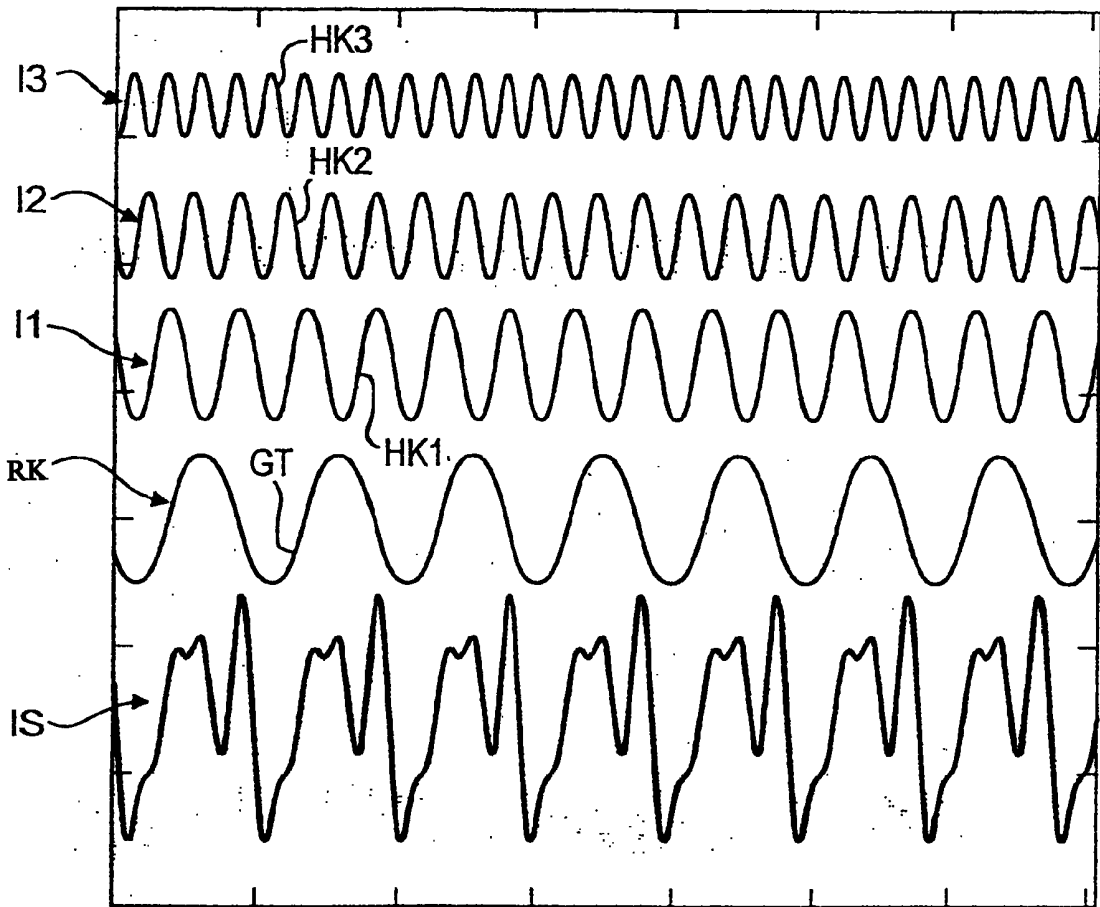


Fig. 1

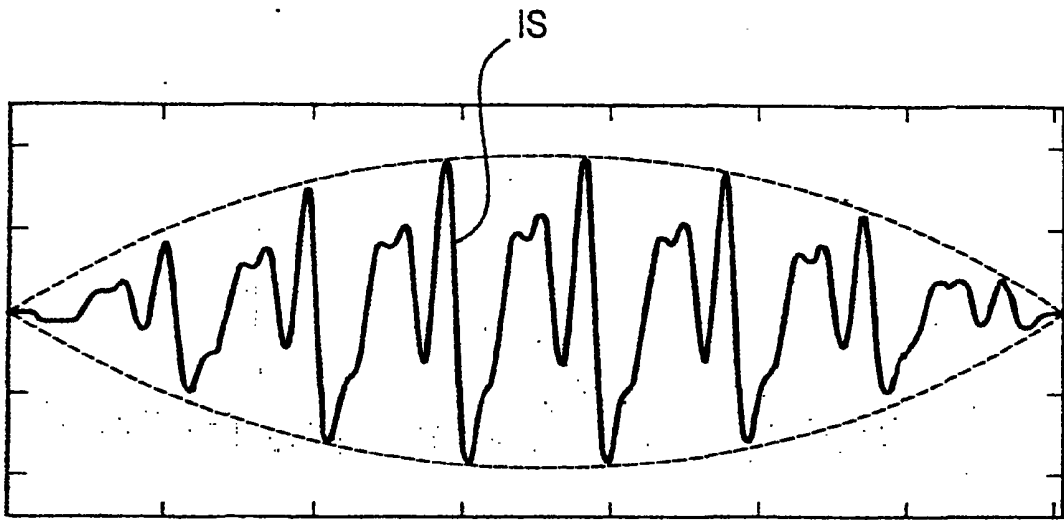


Fig. 2a

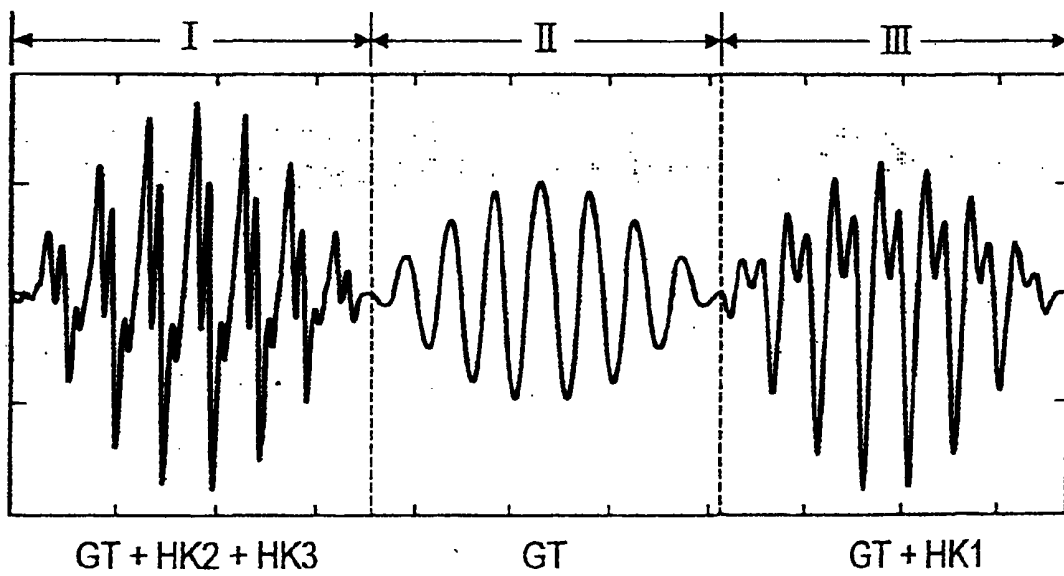


Fig. 2b

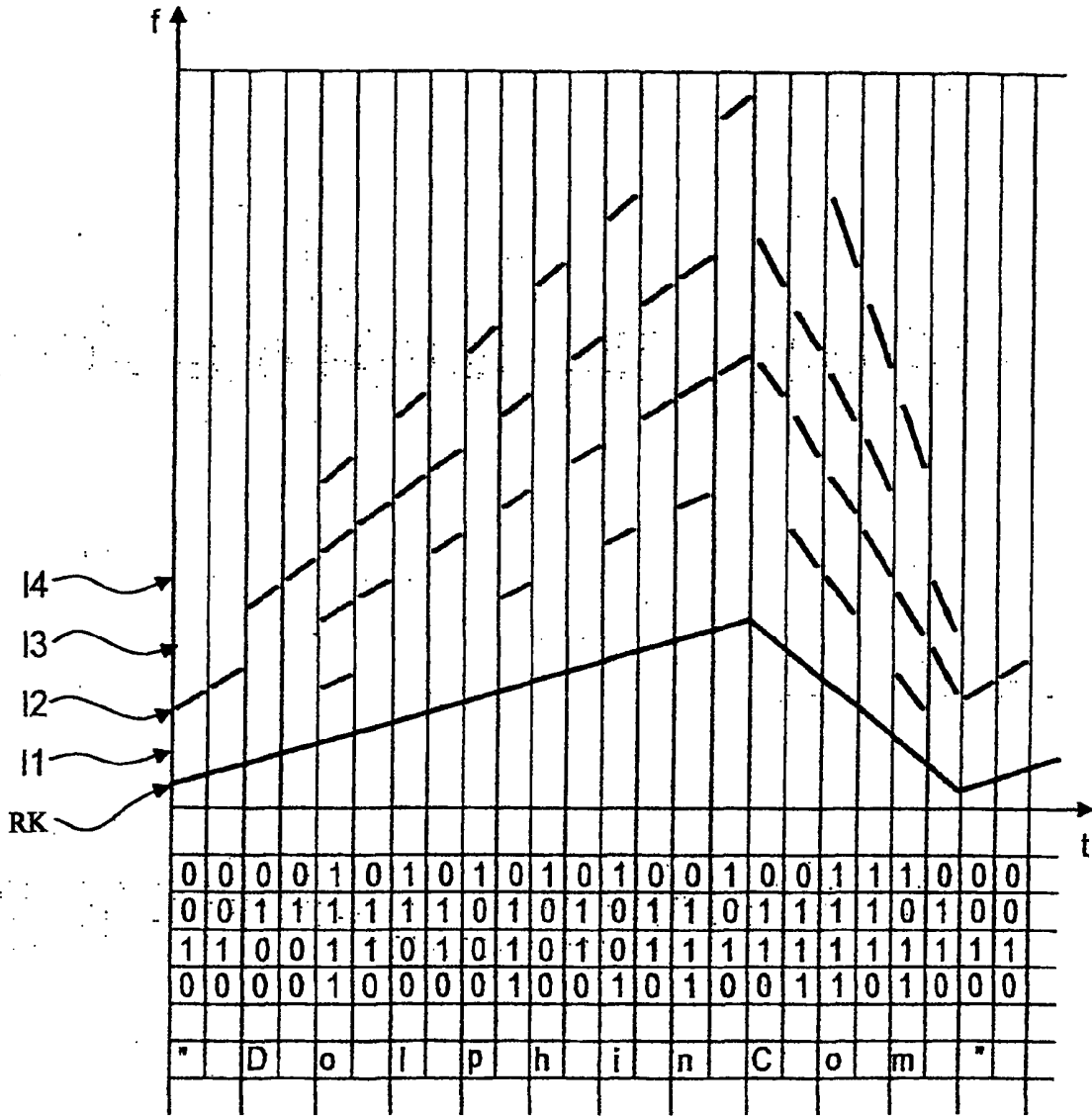


Fig. 3

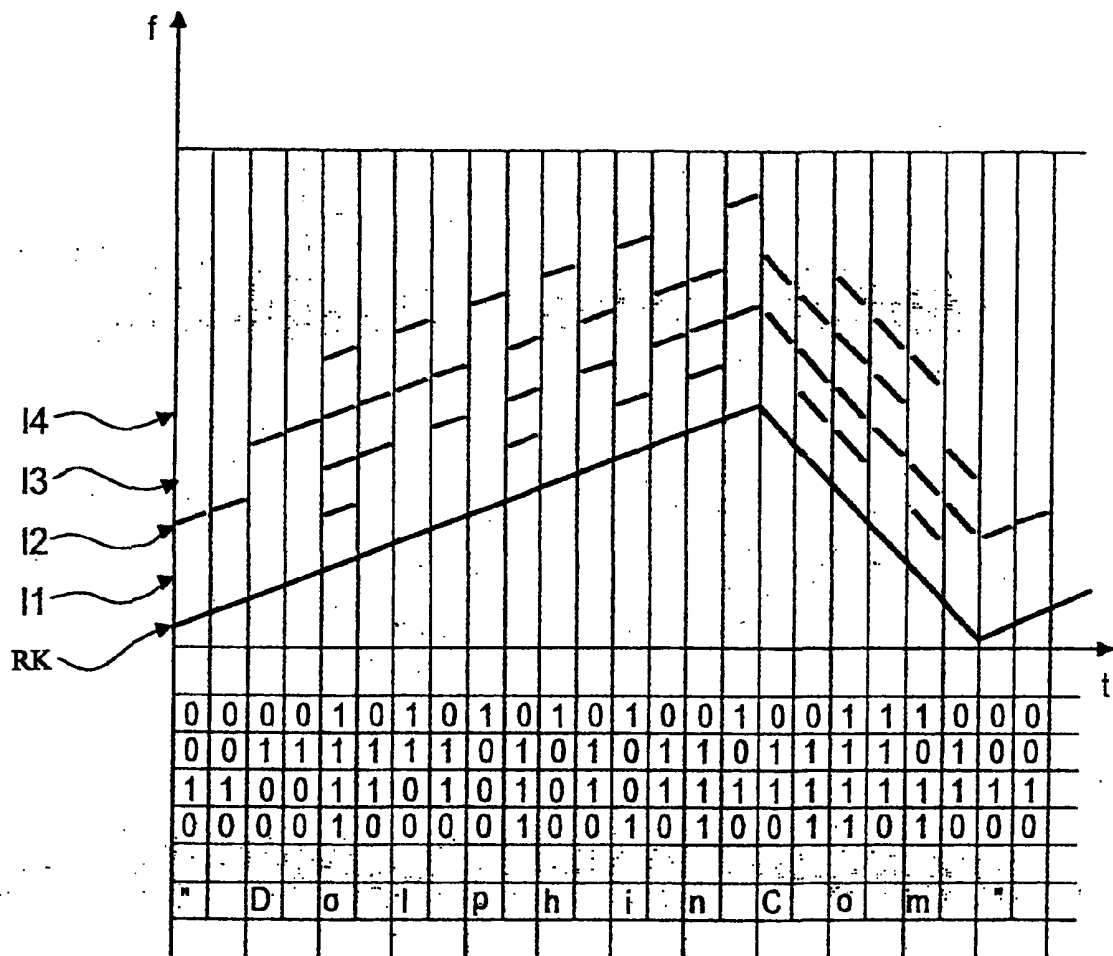


Fig. 4

5 / 26

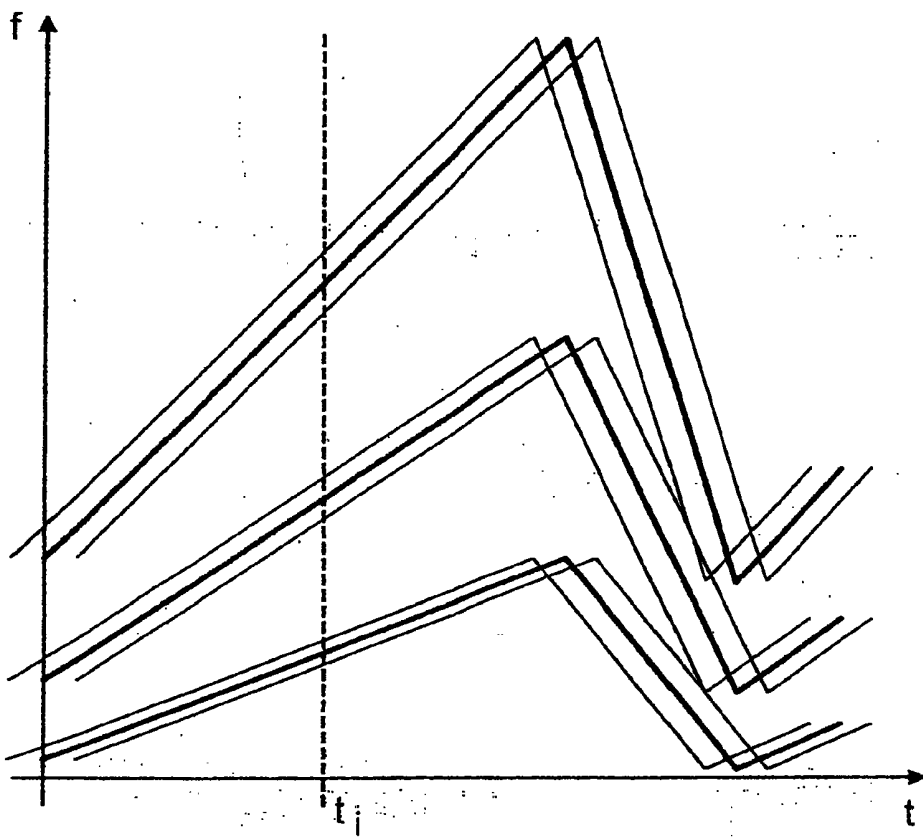


Fig. 5

6 / 26

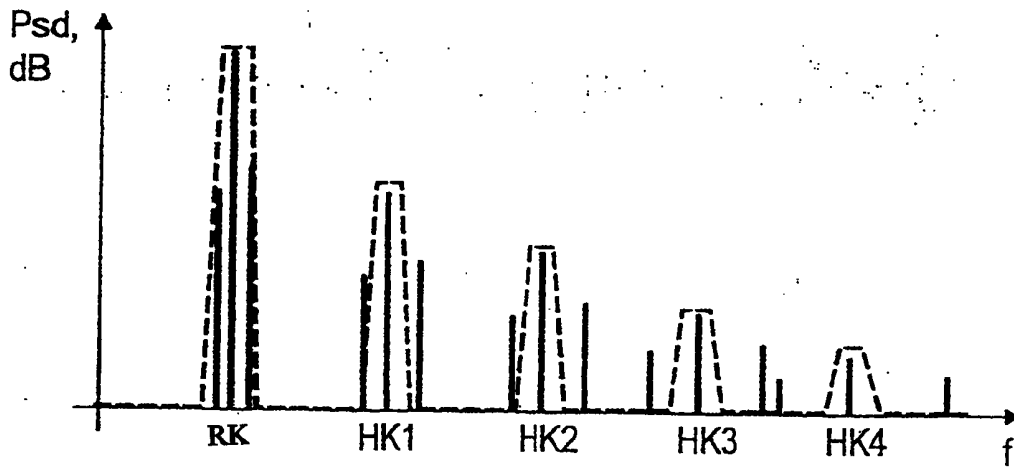


Fig. 6

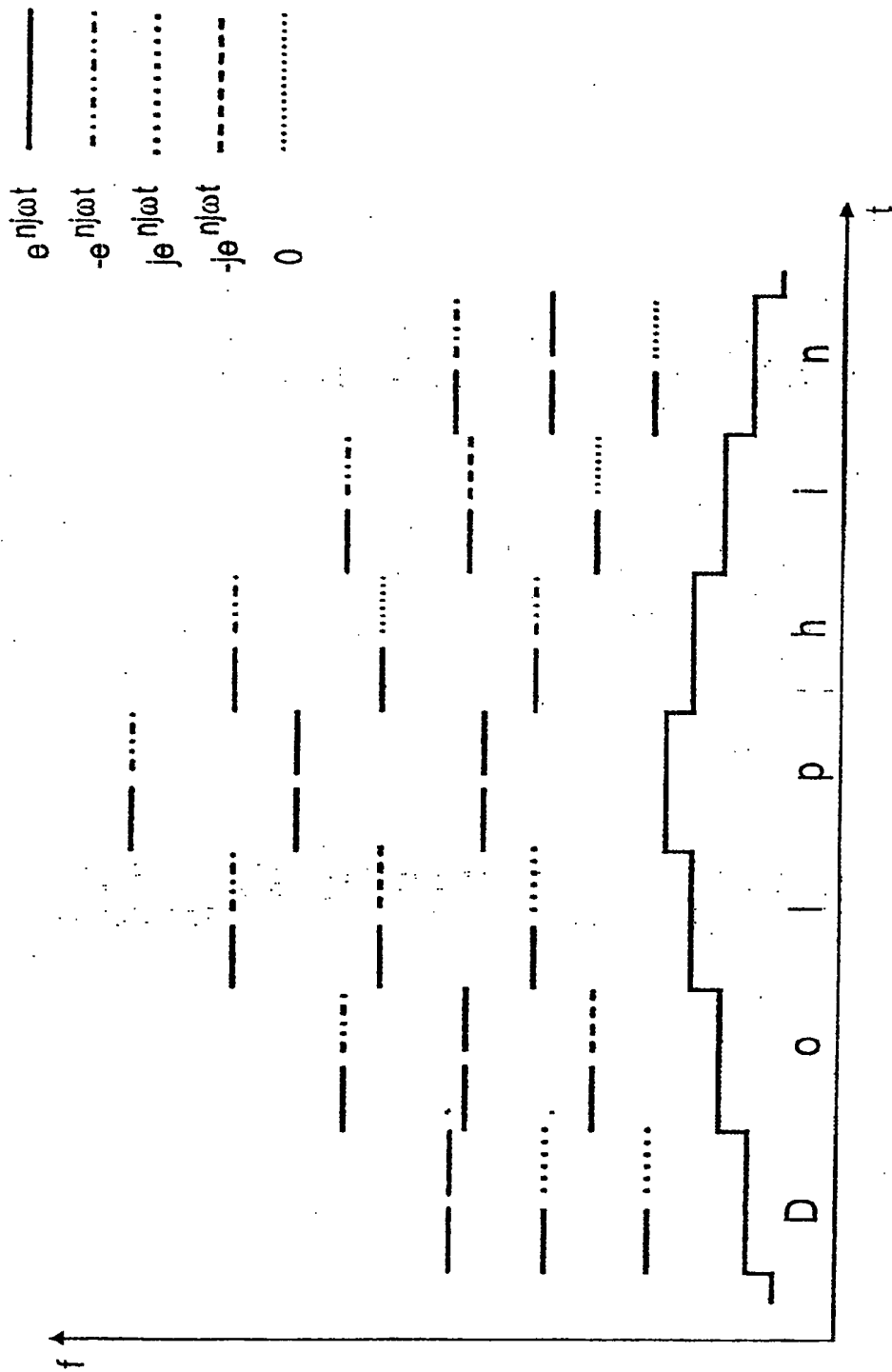


Fig. 7

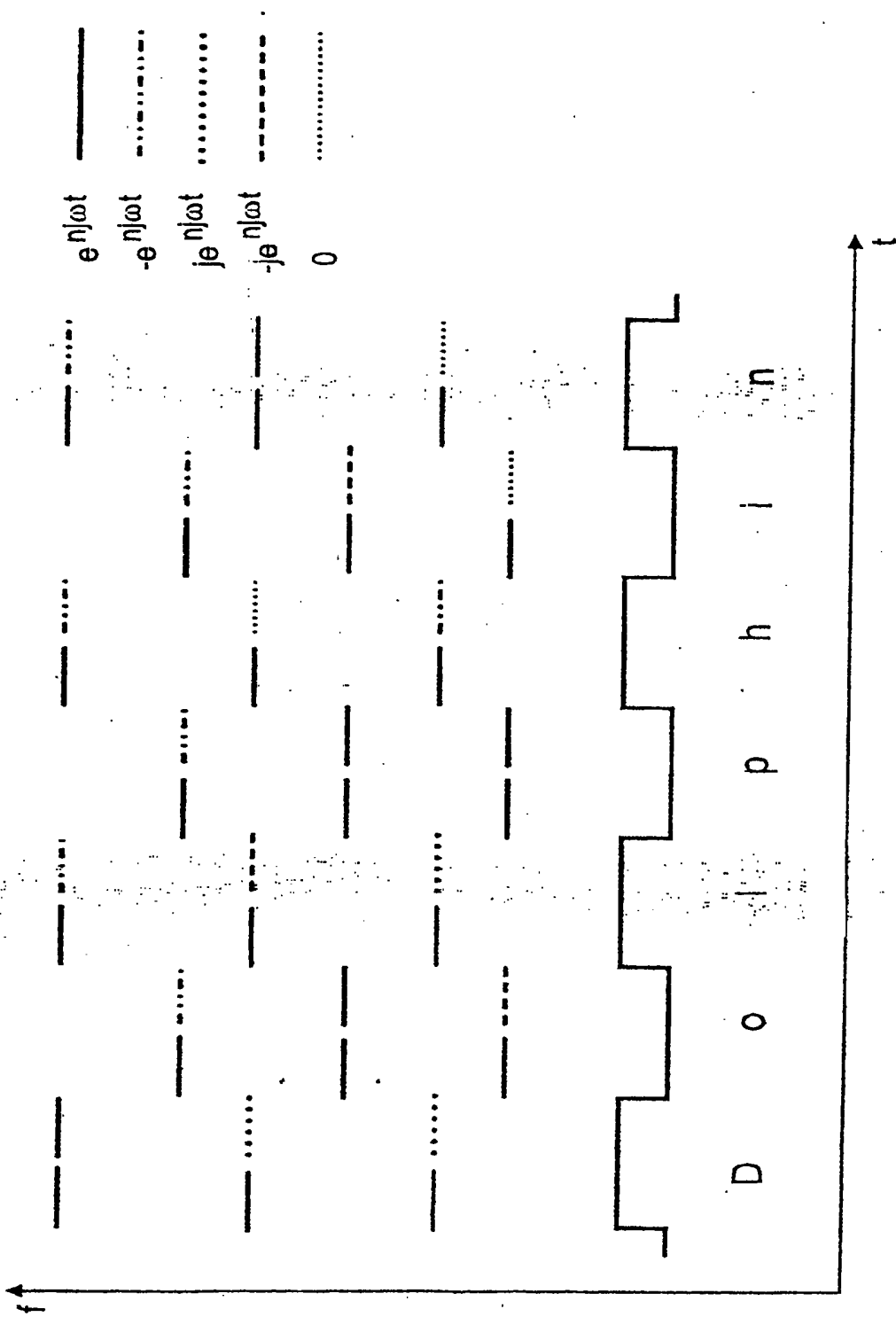


Fig. 8a

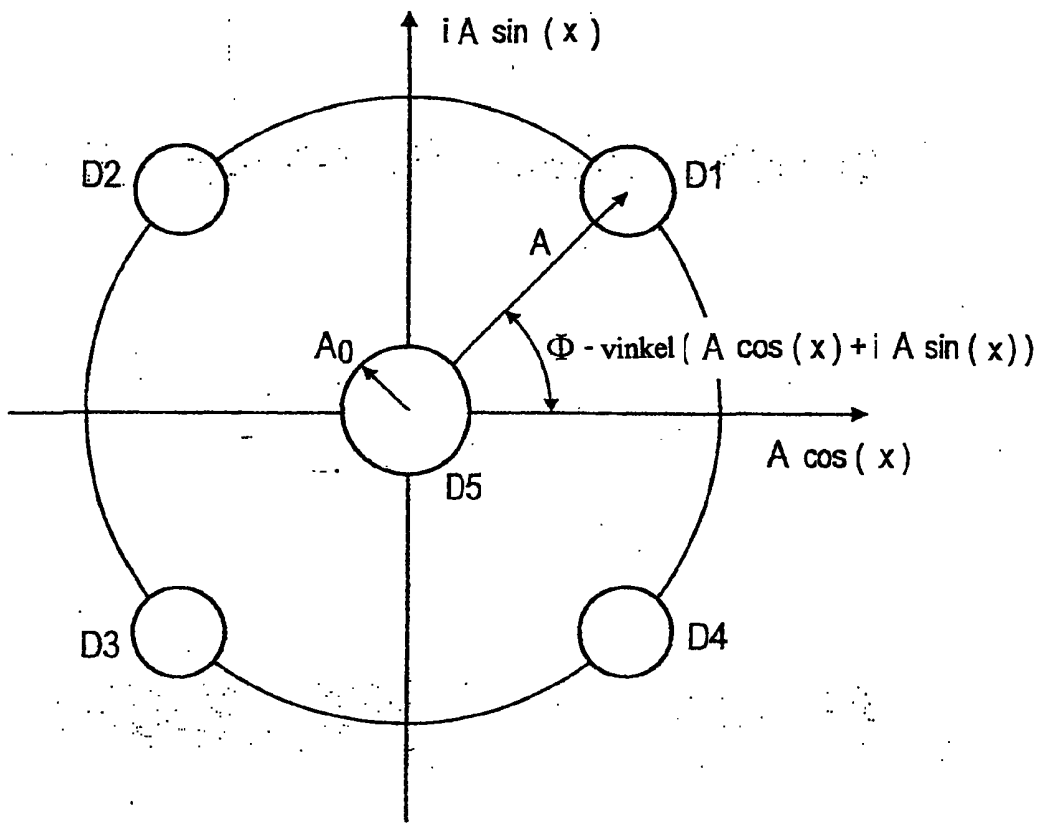


Fig. 8b

10 / 26

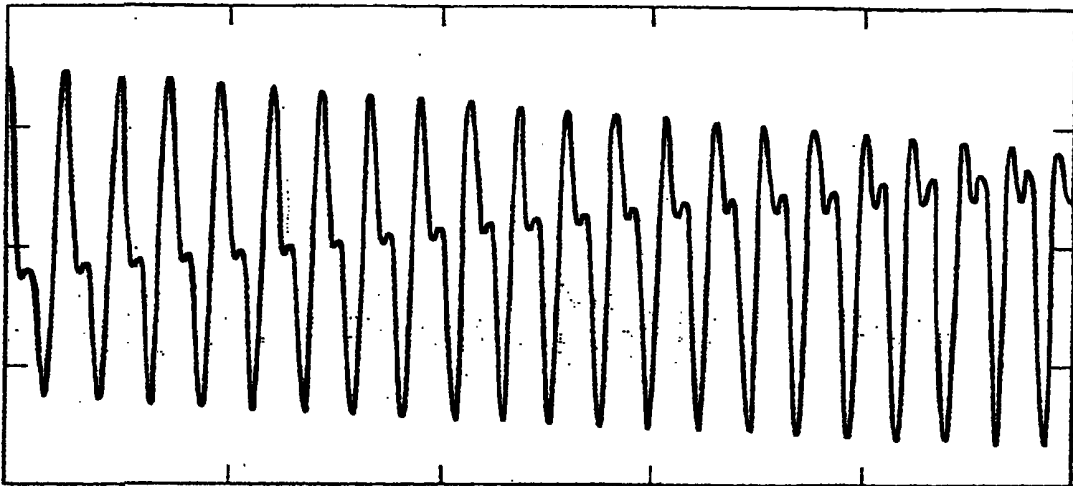


Fig. 9a

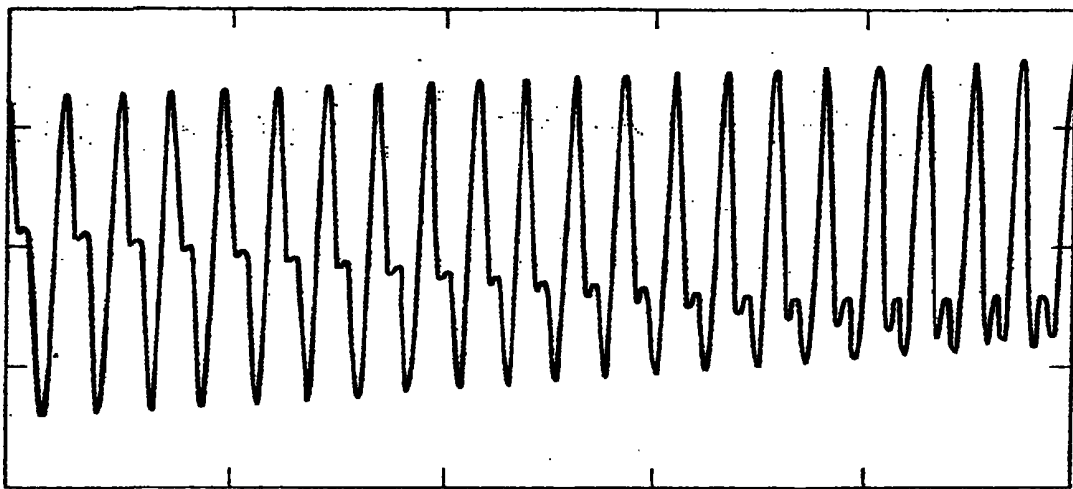


Fig. 9b

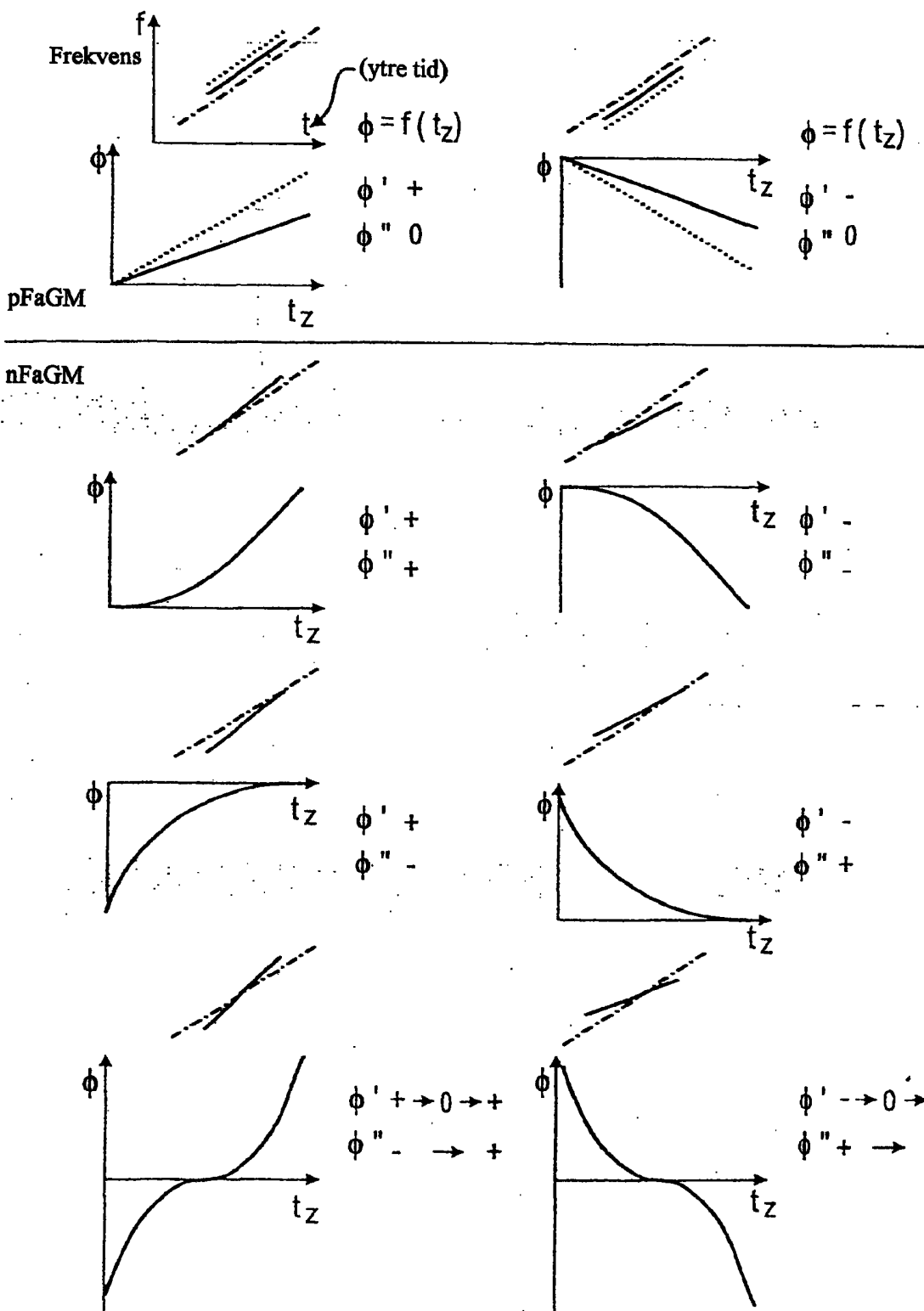


Fig. 10

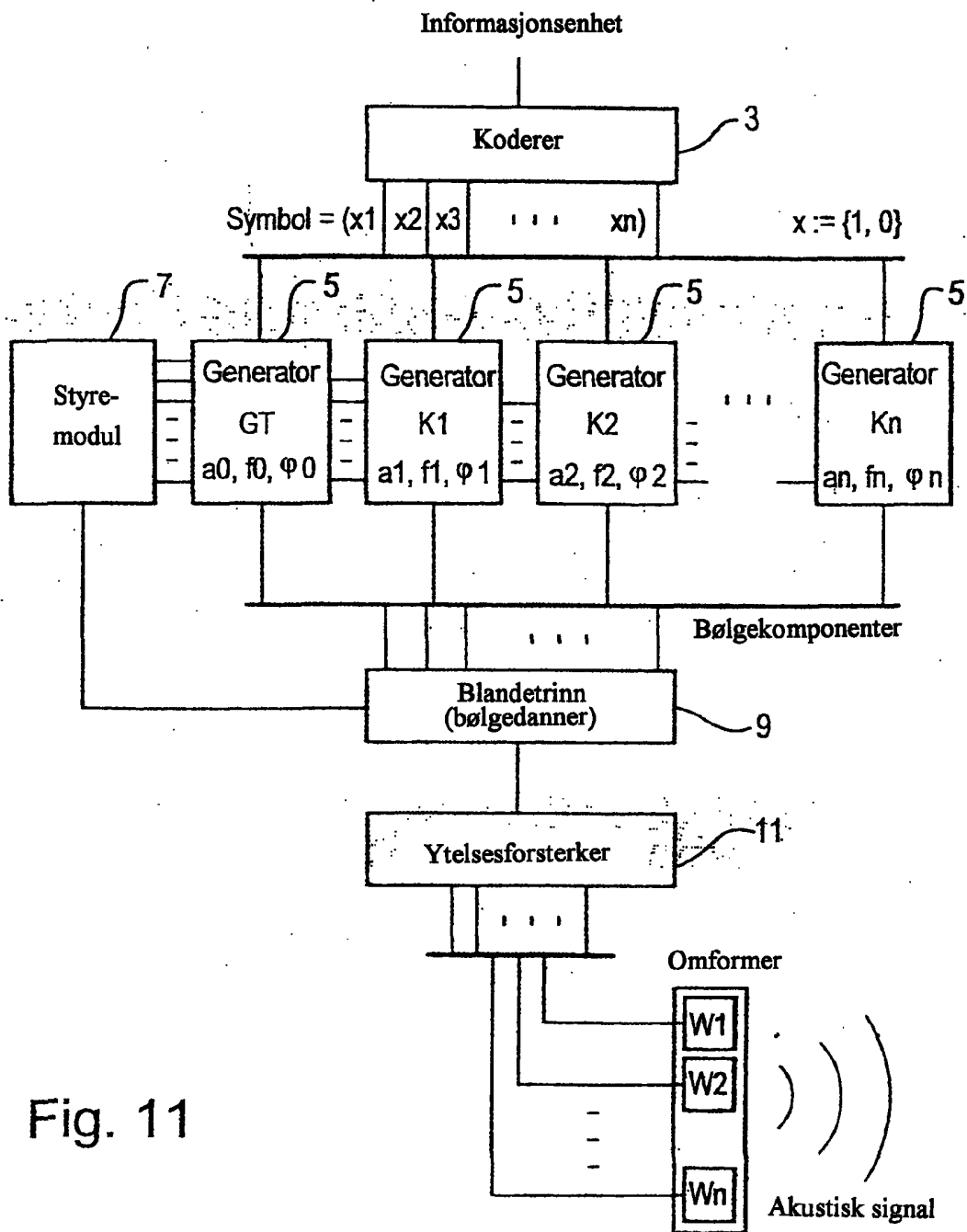


Fig. 11

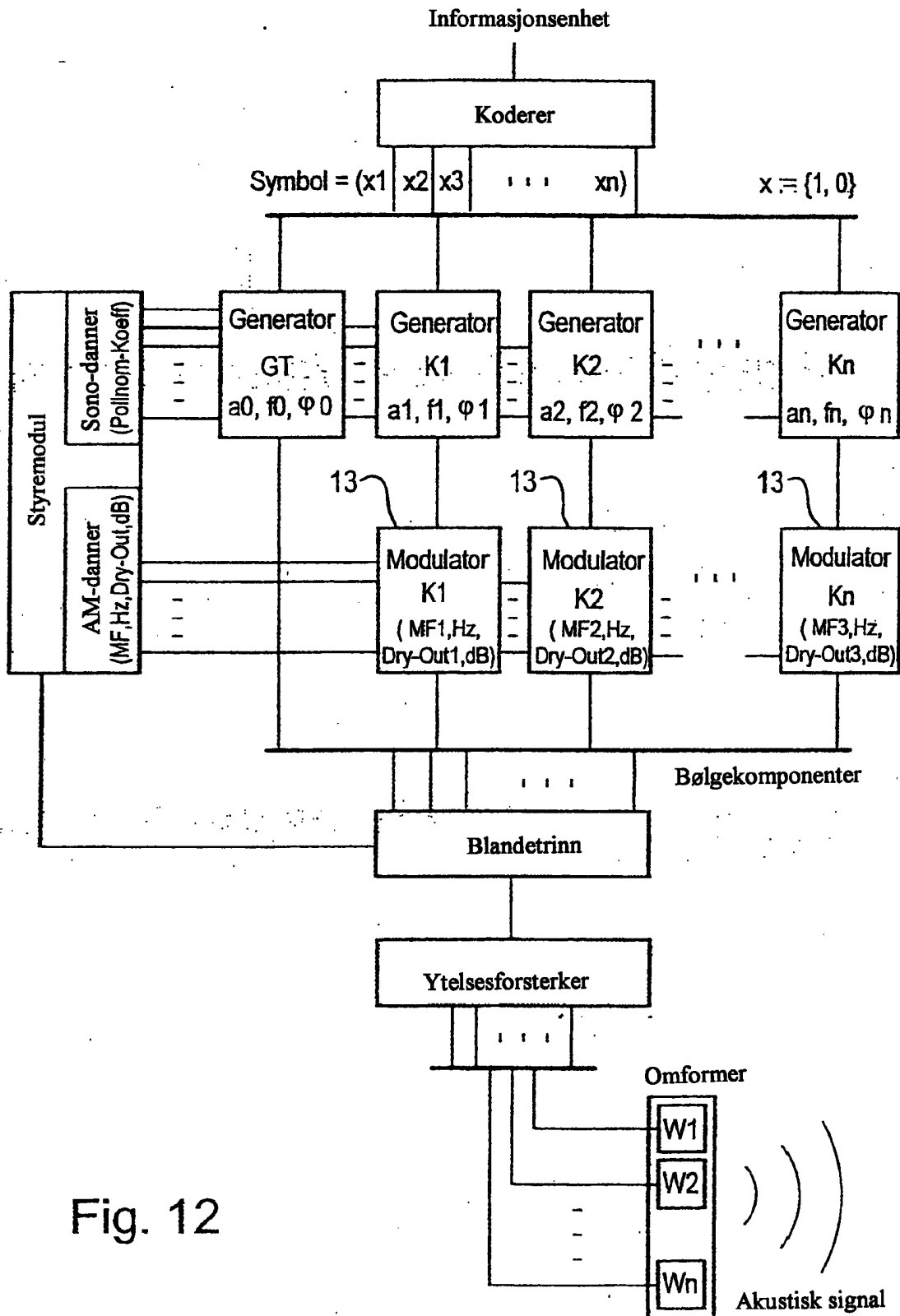


Fig. 12

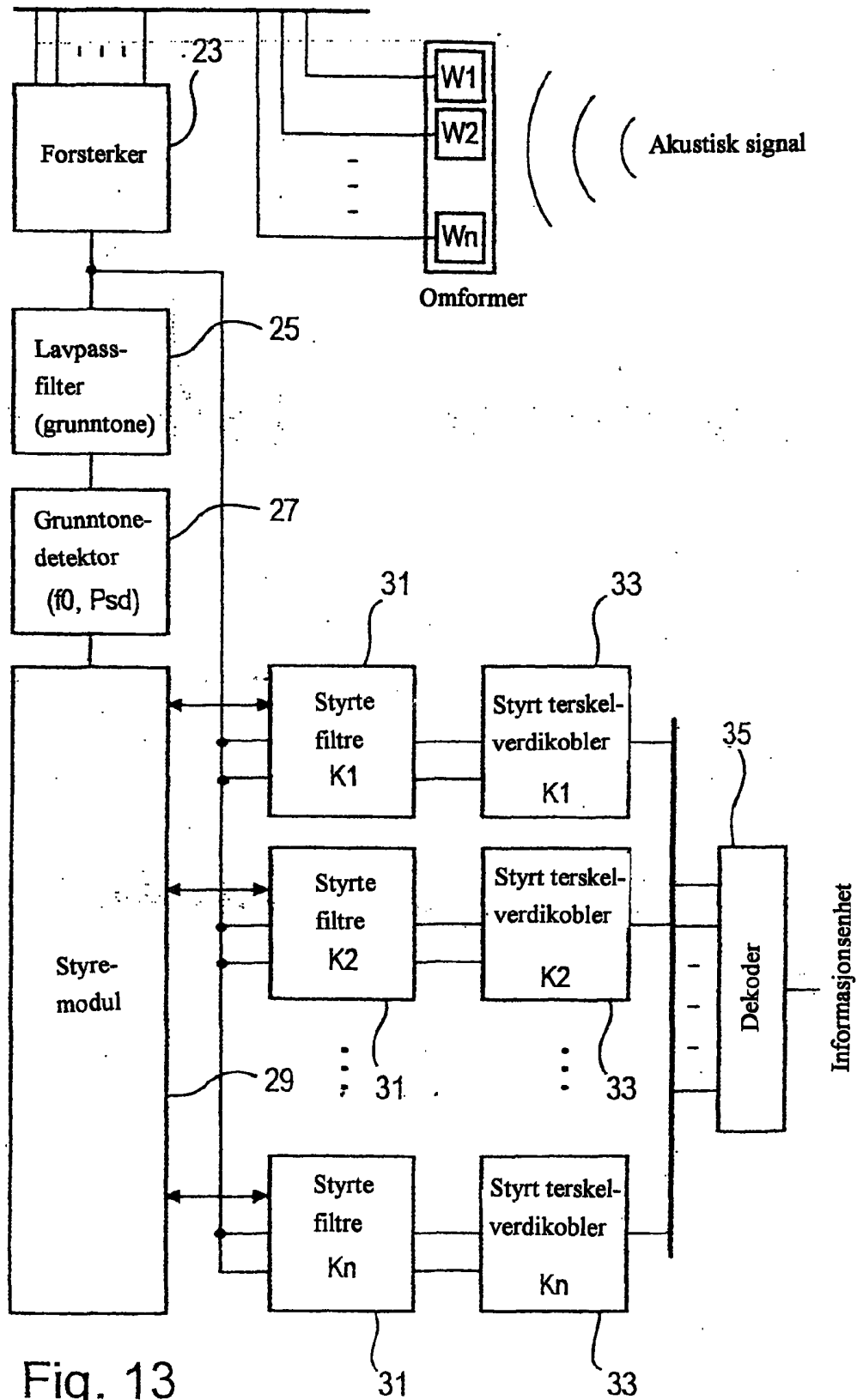


Fig. 13

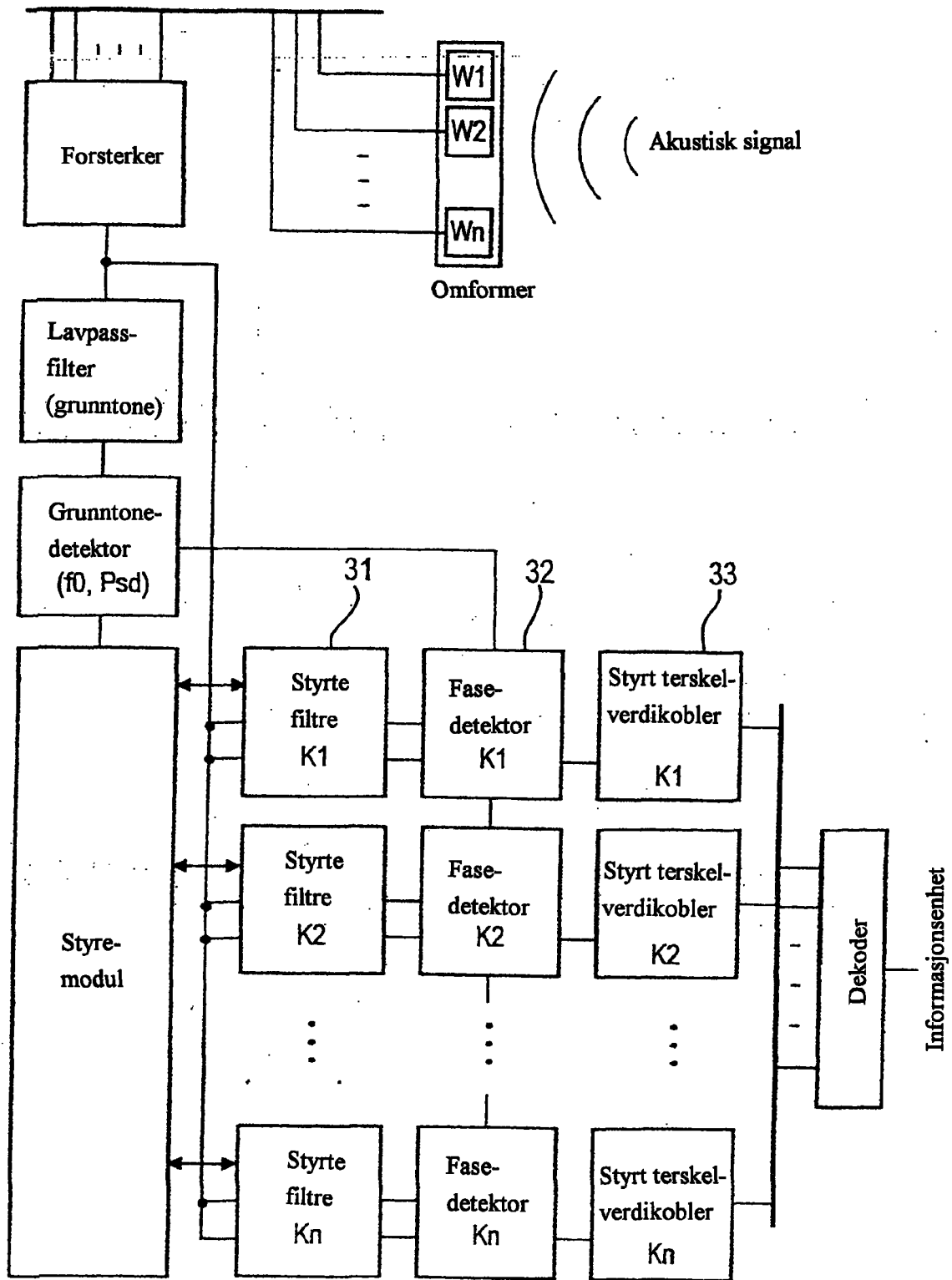


Fig. 14

16 / 26

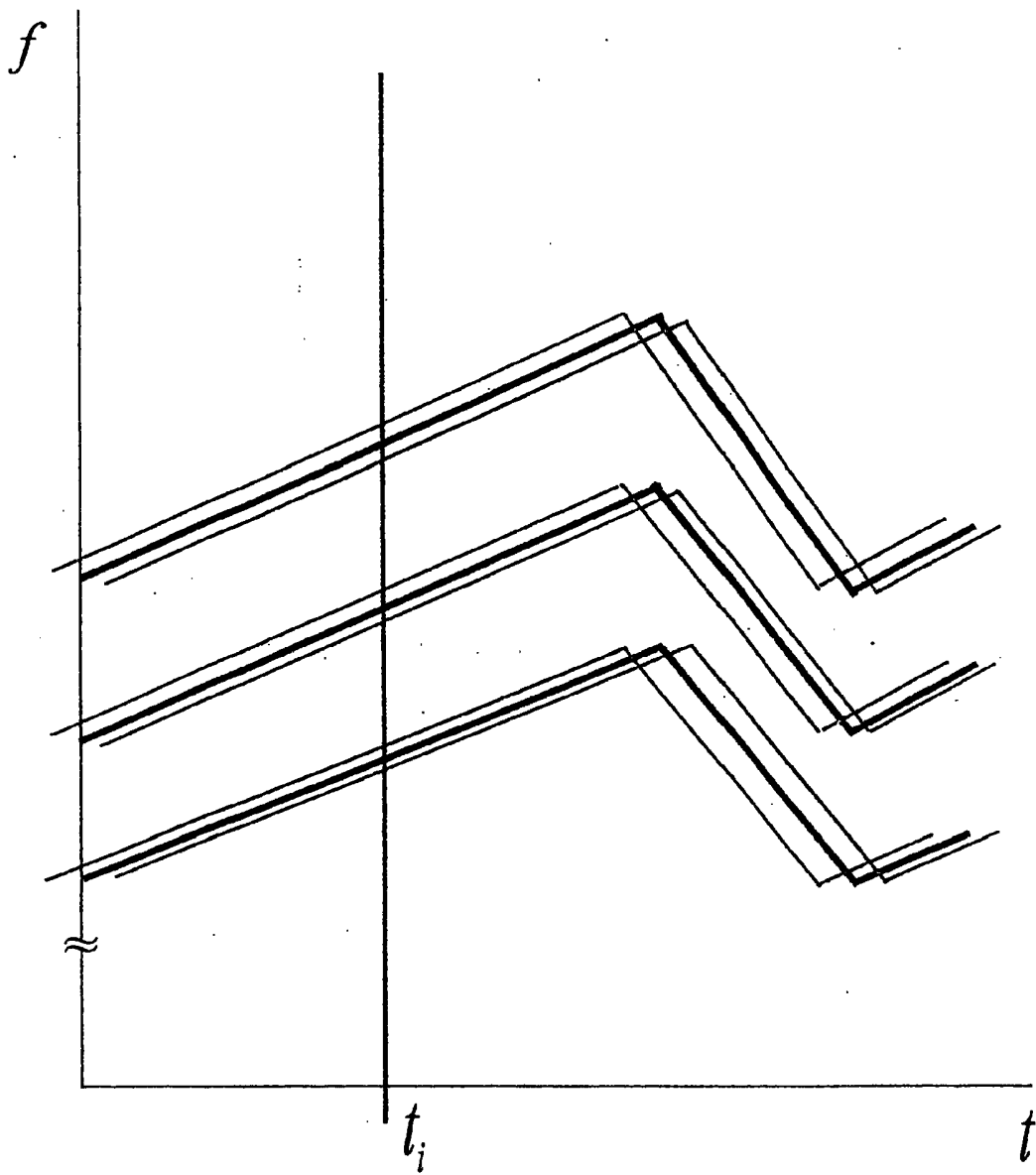


Fig. 15

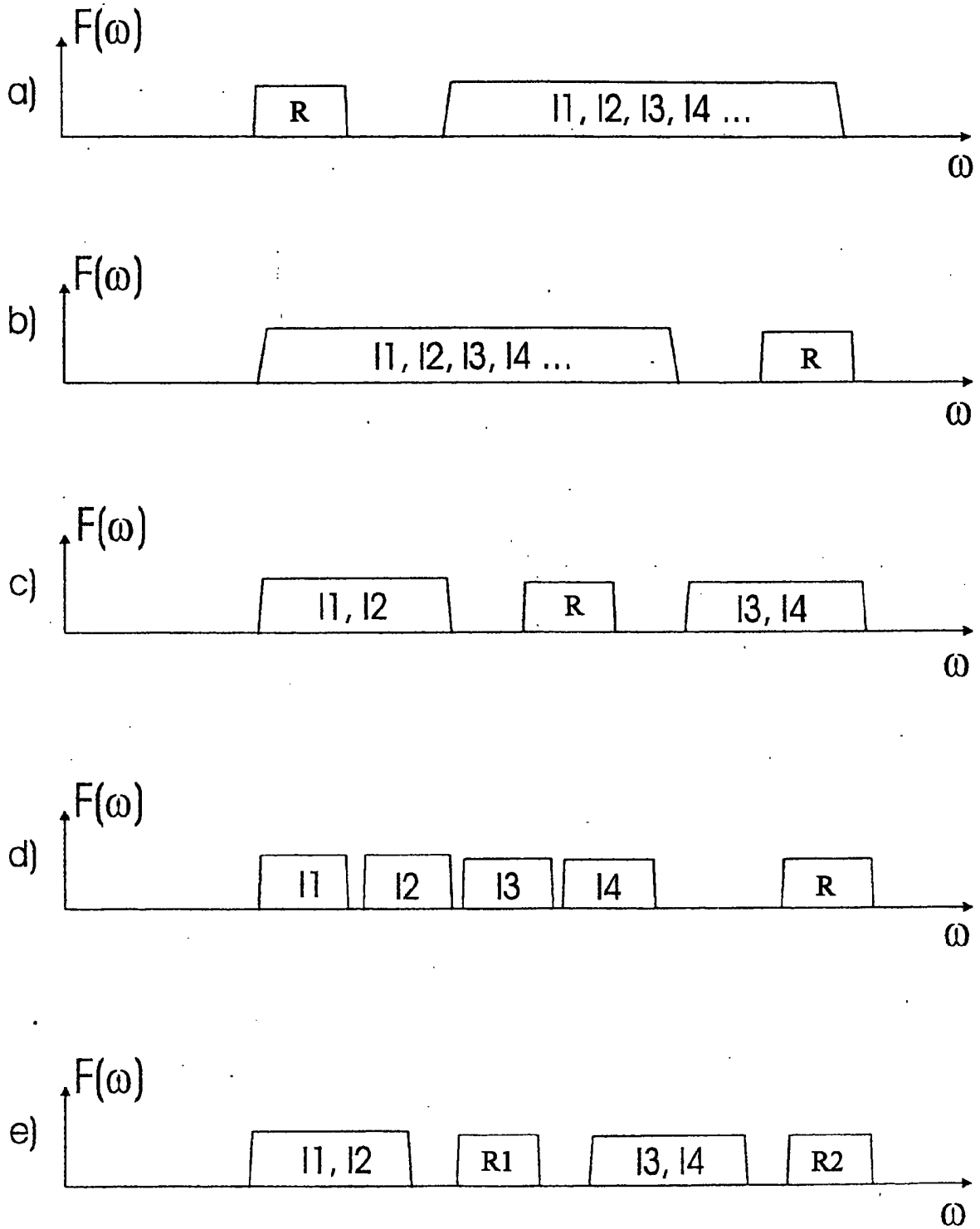


Fig .16

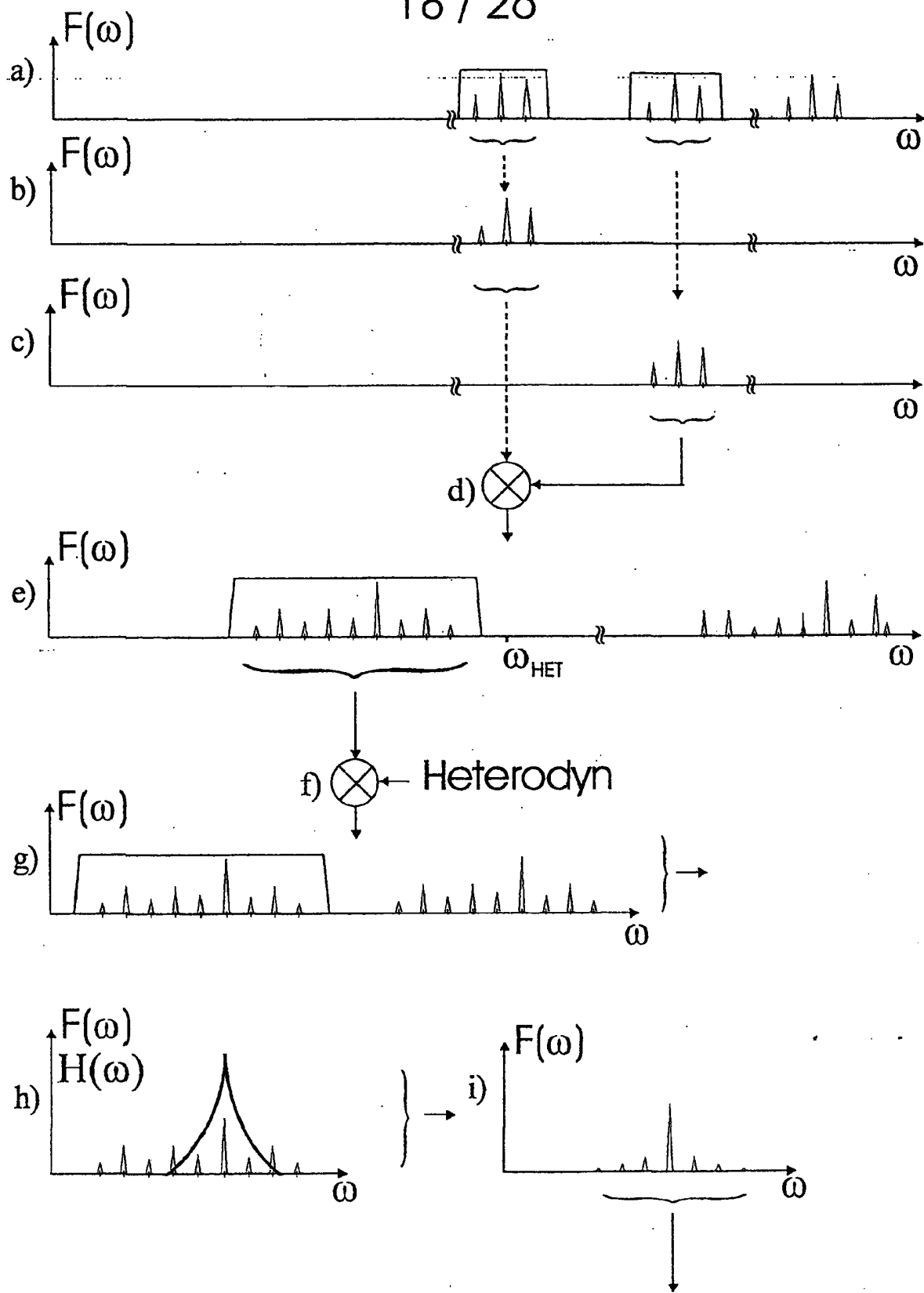


Fig. 17

Til parameteranalyse

19 / 26

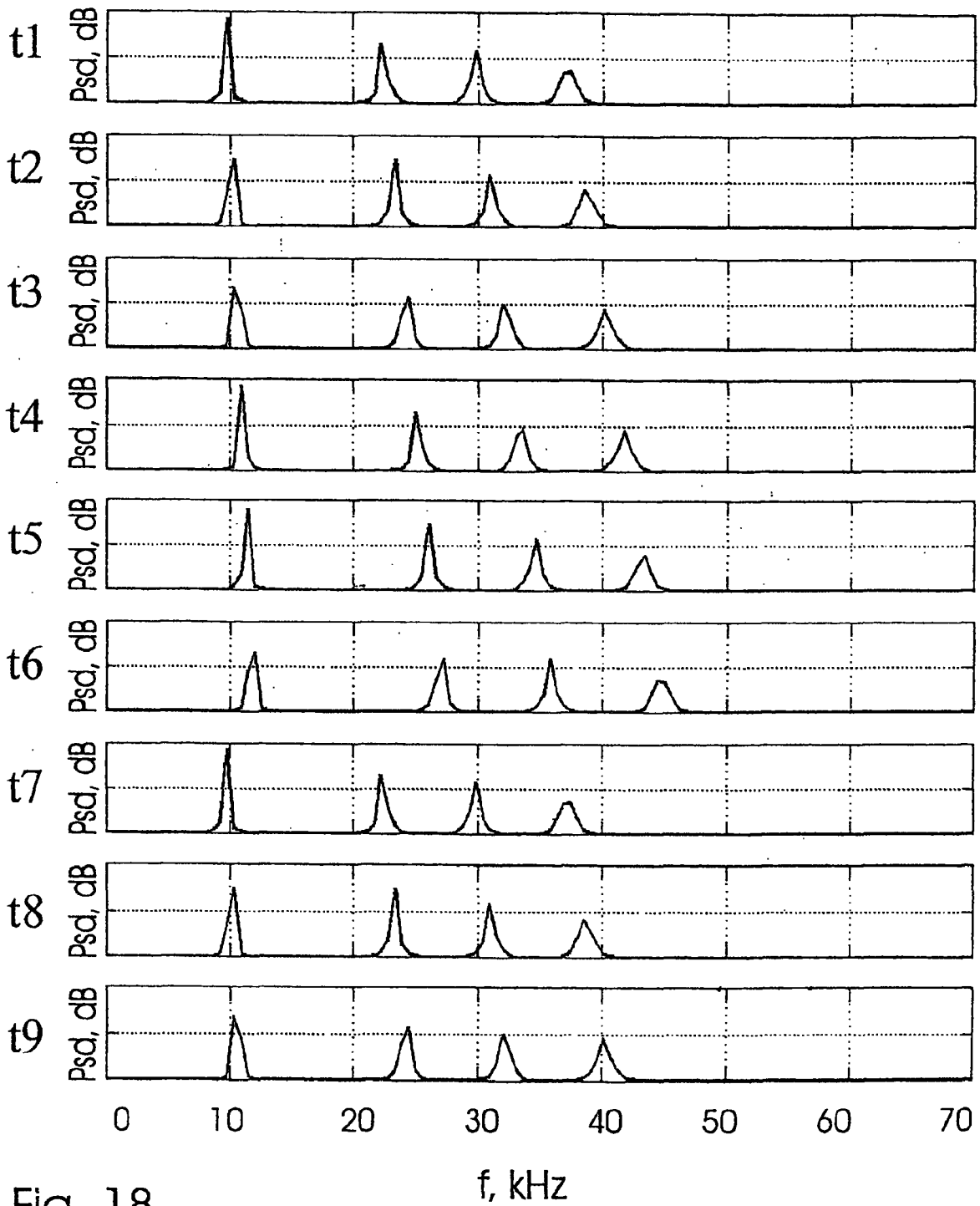


Fig. 18

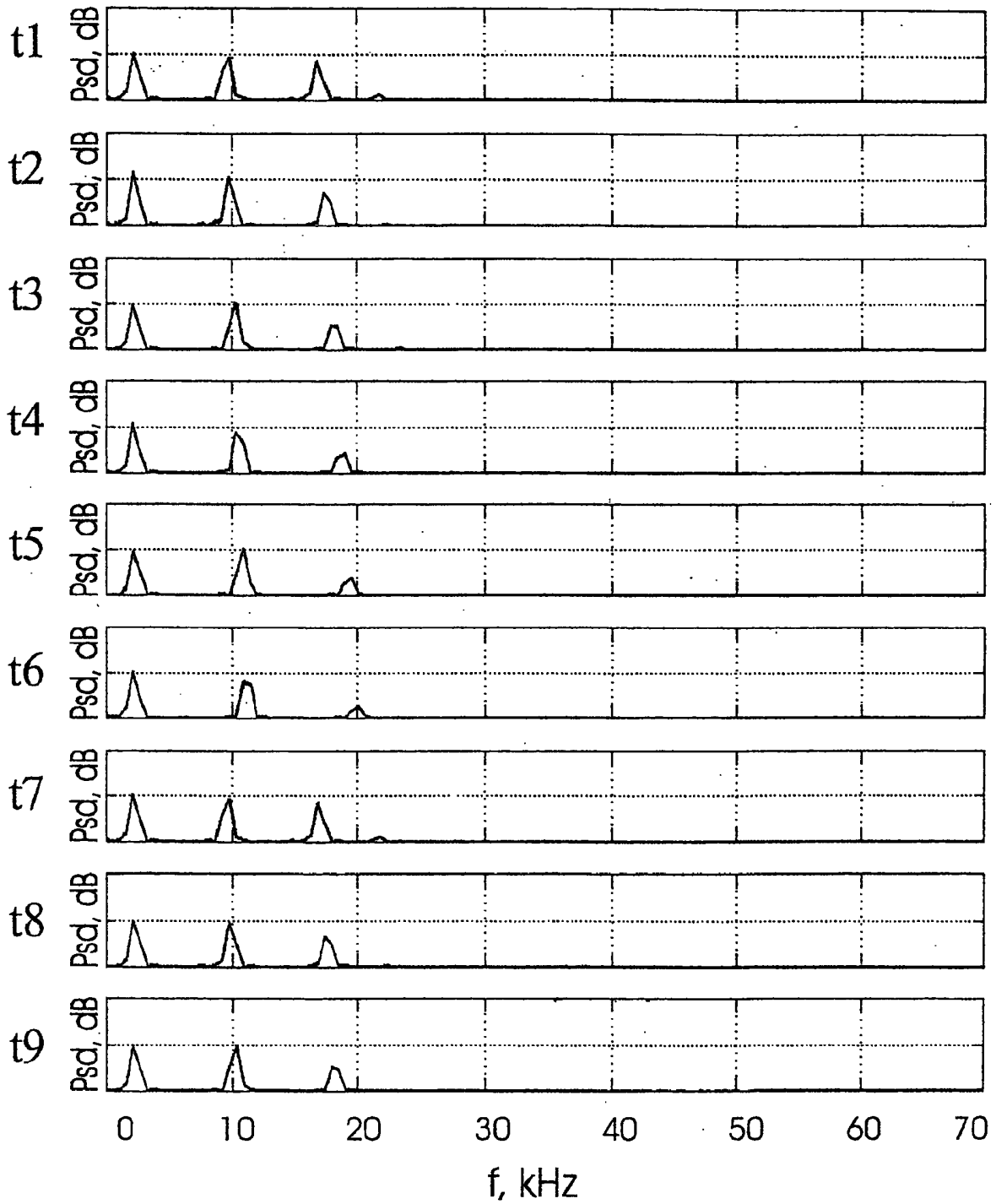


Fig. 19

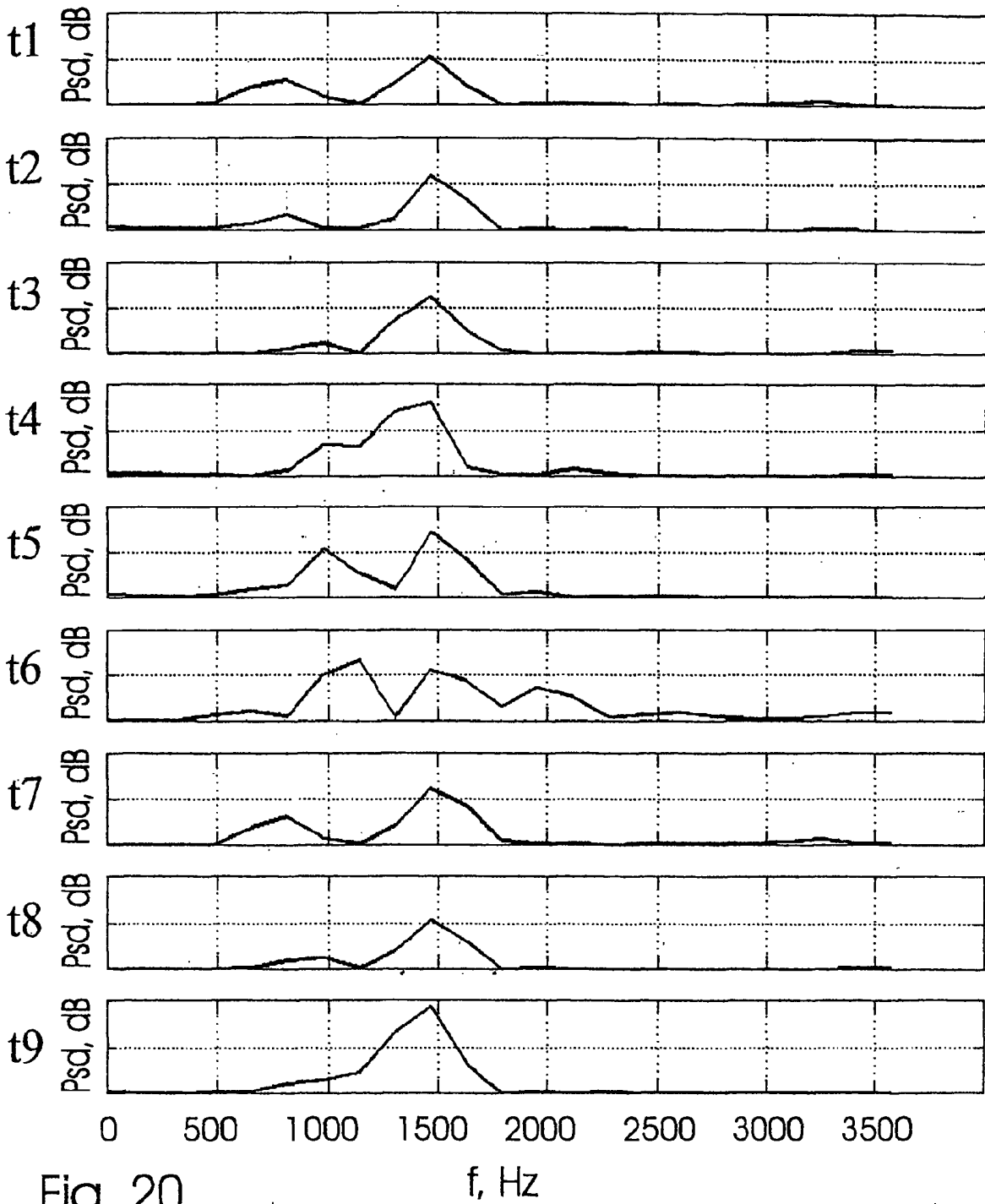


Fig. 20

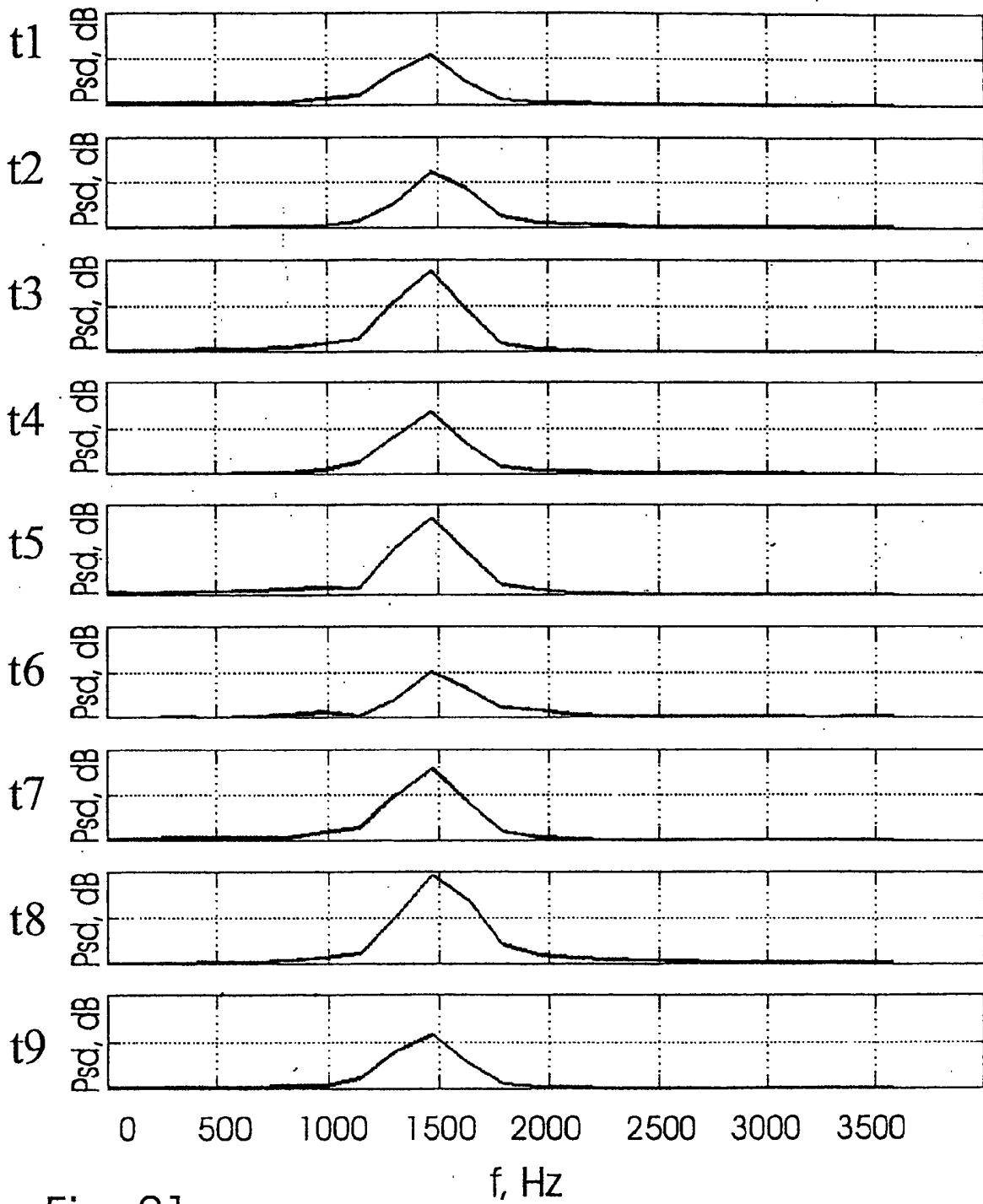


Fig. 21

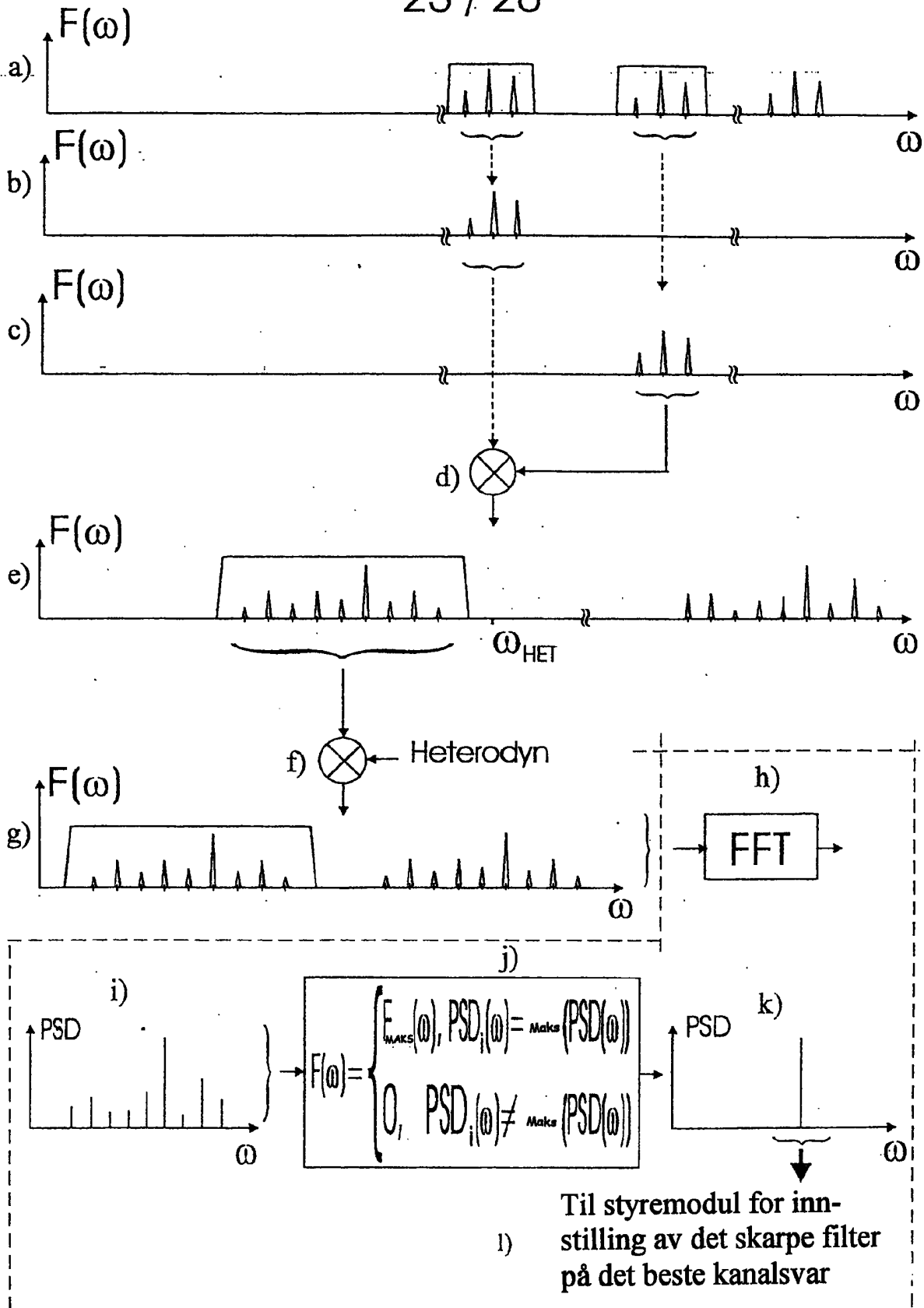
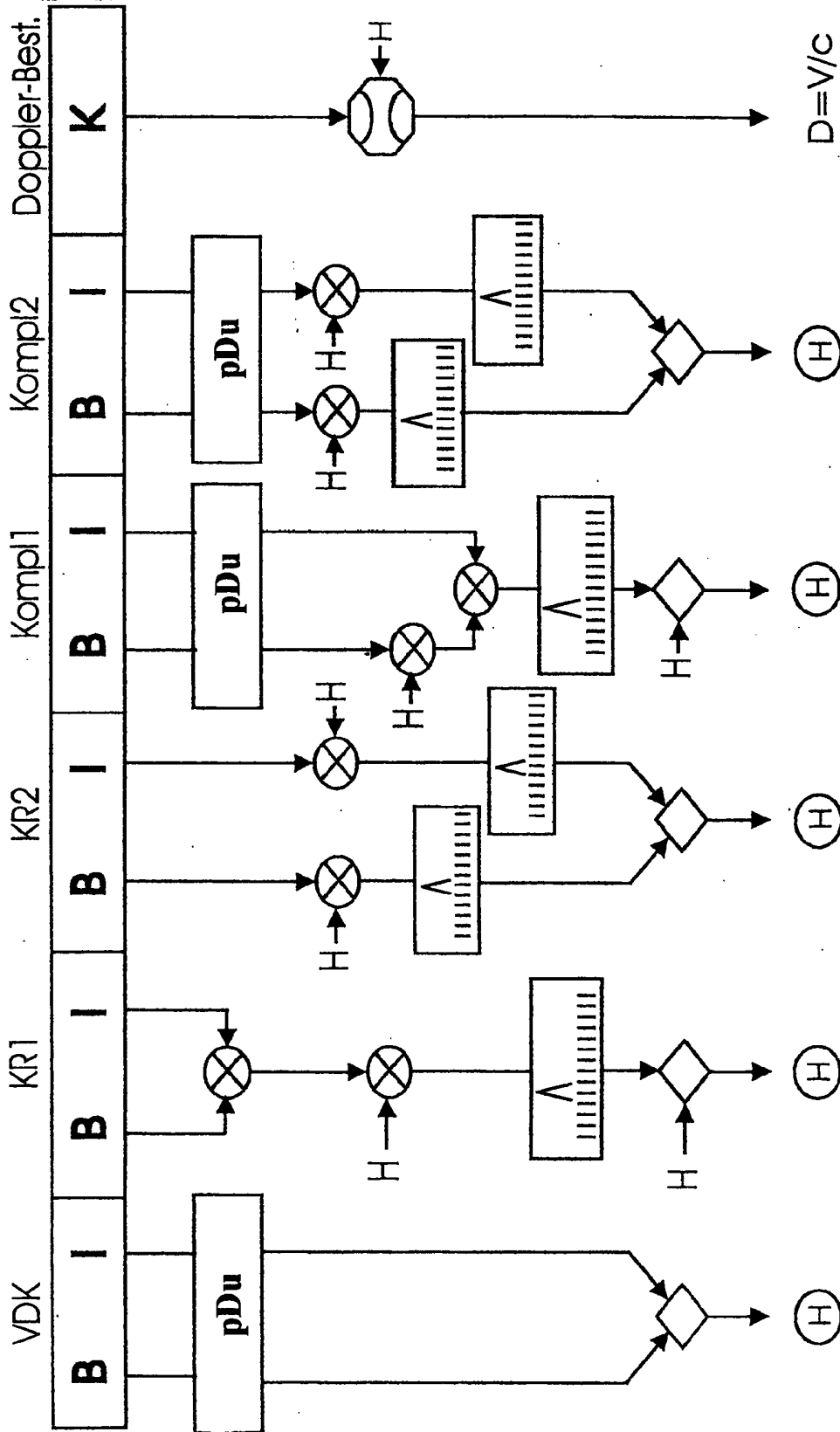


Fig. 22



B - referansekomponent, I - informasjonskomponent, K - signalkomponent (vanlig)
 pDu - parvis Doppler-utligning, ⊗ - multiplikasjon, H - hjelpefrekvens,
 - filtertrinn (skarpt), ◊ - parvis behandling, ⊕ - utgangsparameter, f.eks. fasevinkel
 ⊕ - Doppler-analyse, D = V/c - Doppler-koeffisient

Fig. 23

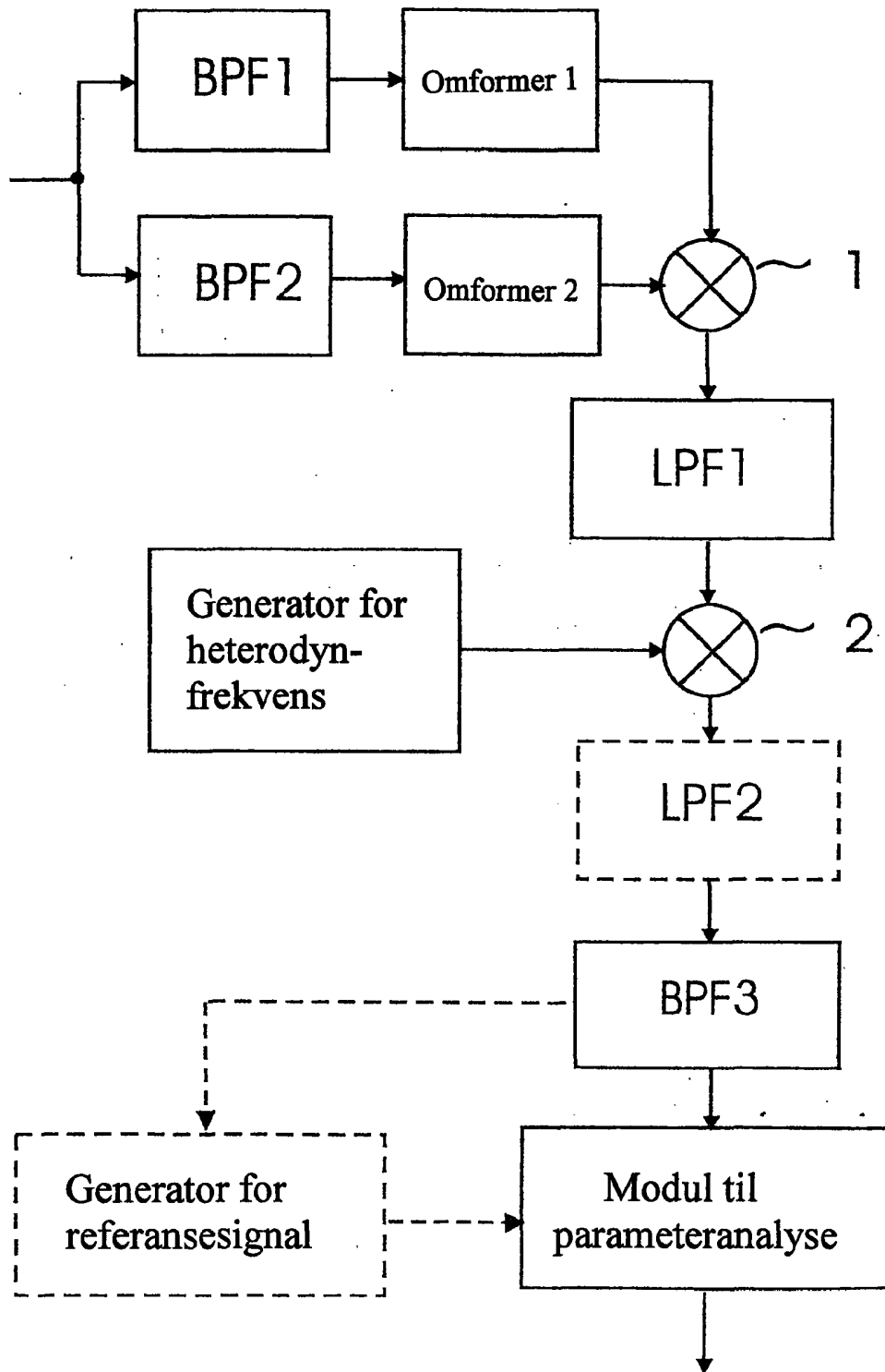


Fig. 24

Infoparameter

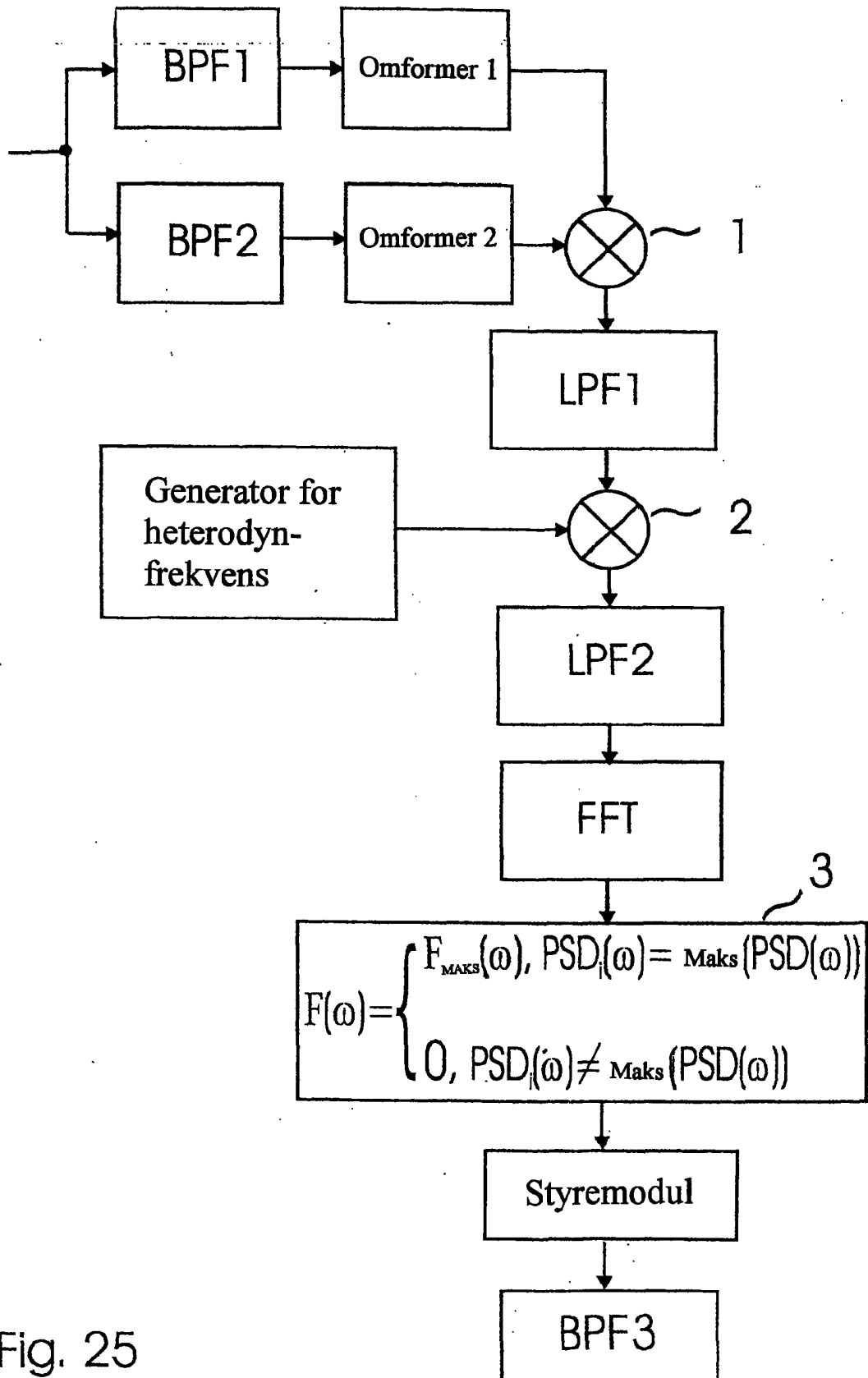


Fig. 25