



(12) PATENT

(19) NO

(11) 332575

(13) B1

NORGE

(51) Int Cl.

G01S 15/52 (2006.01)

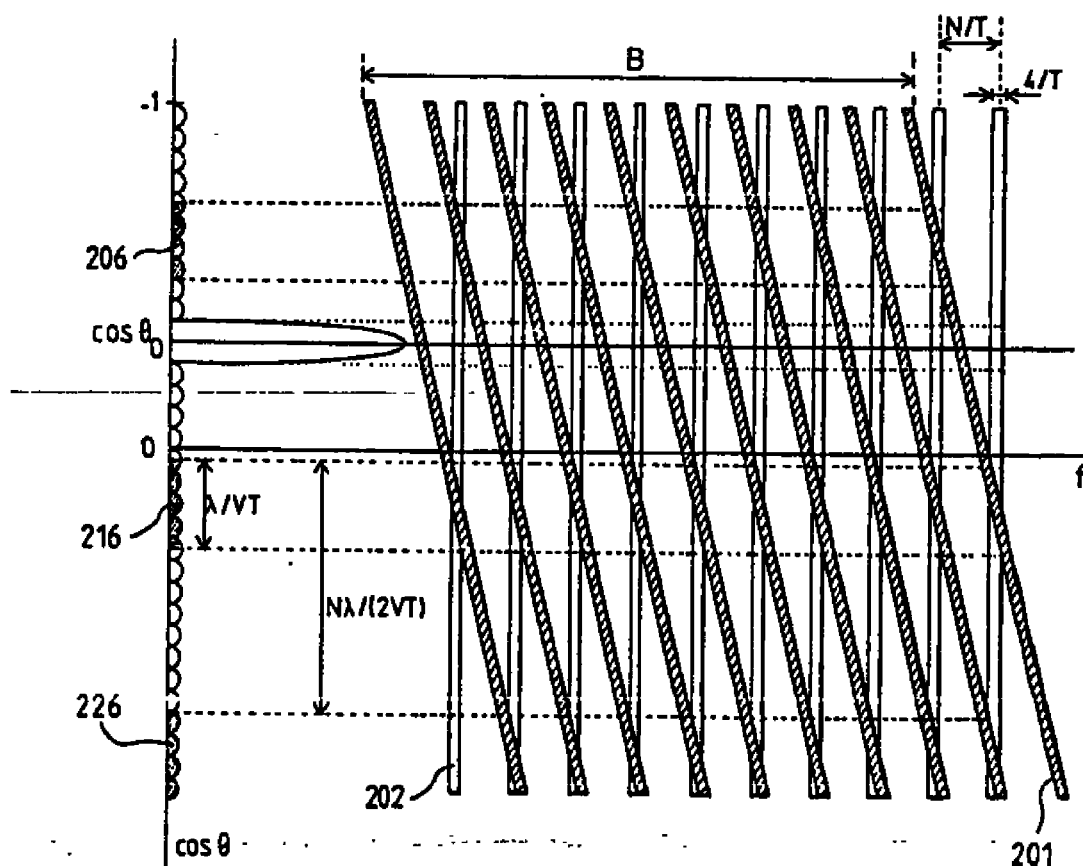
G01S 13/528 (2006.01)

Patentstyret

(21)	Søknadsnr	20005783	(86)	Int.inng.dag og søknadsnr	1999.05.07 PCT/FR1999/01091
(22)	Inng.dag	2000.11.15	(85)	Videreføringsdag	2000.11.15
(24)	Løpedag	1999.05.07	(30)	Prioritet	1998.05.15, FR, 9806179
(41)	Alm.tilgj	2000.11.15			
(45)	Meddelt	2012.11.05			
(73)	Innehaver	Thales Underwater Systems SAS, 525, route des Dolines, FR-06903 SOPHIA ANTIPOLIS, Frankrike			
(72)	Oppfinner	Yves Doisy, Arcueil, Frankrike Pierre Metivier, Arceuil Cedex, Frankrike			
(74)	Fullmektig	Oslo Patentkontor AS, Postboks 7007 Majorstua, 0306 OSLO, Norge			

(54)	Benevnelse	Prosess for å detektere objekter i bevegelse med aktiv sonar
(56)	Anførte publikasjoner	FR 2687226 A Cox H. et al. Geometric comb waveforms for reverberation suppression . Conference Record of the Twenty-Eighth Asilomar Conference on Pacific Grove, CA, USA 31 Oct.-2 Nov. 1994, Side 1185-1189
(57)	Sammendrag	

Oppfinnelsen vedrører prosesser som gjør det mulig å detektere bevegelige objekter ved hjelp av en aktiv sonar som opererer ved Doppler-effekt. Oppfinnelsen består i å bruke som transmisjonssignal en skur (burst) av N pulser som er kodet for å presentere et spektrum med en kamlinjestruktur. På denne måten økes "signal/refleksjonsforholdet" av den nyttbare signalintensitet til den reflekterte intensitet, hvilket øker effektiviteten av sonaren. Oppfinnelsen tillater objekter som beveger seg i et reflekterende transmisjonsmedium å detekteres lettere.



Foreliggende oppfinnelse vedrører prosesser for å detektere undervannsobjekter i bevegelse ved hjelp av en aktiv sonar, omfattende en retningsantenne, ved bruk av Doppler-effekten forbundet med den relative bevegelse av objektet og av sonaren og ved å danne retningskanaler på basis av signalene fra transducerne i antennen.

For å detektere et bevegelig objekt kalt mål, med en sonar, er det kjent praksis å bruke Doppler-effekten frembrakt ved bevegelsen av målet. I slike kjente prosesser blir det utsendt en puls med en smal båndbredde sammenlignet med Doppler-skiftet fra målet. Ved mottakelsen blir de mottatte signaler samtidig korrelert med flere frekvensskiftede kopier av den utsendte puls. Hver korrelasjonskopi korresponderer til et forskjellig mulig Doppler-skift. Den beste korrelasjon oppnås med en kopi som har et frekvensskift omtrentlig likt det forårsaket ved bevegelsen av målet. Slik vil korrelasjonen med mange kopier og bruk av de mottatte signaler gjøre det mulig å lokalisere et mål i distanse og asimut og beregne dets radialhastighet.

Denne prosessen består i å sende en båndbreddekode som er smalere enn Doppler-skiftet fra målene som man søker å detektere. For å gjøre dette, består utsendelsen av en puls med ren frekvens f_0 og varighet T amplitudevektet for å redusere nivået av sekundærlobene i det sendte spektrum for å oppnå god spektral undertrykking. Den spektrale bredde av en slik puls er da omtrent $4/T$ for en \cos^2 -vekting.

Det er kjent at de marine omgivelser er gjenlydende eller etterklingende (reverberent), i det etterfølgende kalt reflekterende, spesielt på grunn av de mange lokale heterogeniteter (luftbobler, partikler, plankton og så videre) som danner spredningspunkter (scatterers). På grunne dyp er i tillegg refleksjonen som kommer fra bunnen og fra overflaten betydelig. Det følger at når spekteret av det etterklingende eller reflekterte signal og spekteret av kopien

overlagres i vinkelsektoren korresponderende til hovedloben av antennen, blir deteksjonsytelsen meget dårlig.

Figur 1 viser verdien av frekvensen f av signalet mottatt som en funksjon av cosinus til vinkelen θ mellom hastighetsvektoren av sonarbæreren og retningen av et punkt i rommet i bærerplanet.

Ettersom bæreren beveger seg med en uniform hastighet V og den sendte frekvensen er f_0 , er det kjent at den mottatte frekvens er gitt ved $(1 + \frac{2|V|}{c} \cos \theta) f_0$, hvor c er hastigheten til de akustiske bølger i vann. Spredningen av spekteret av signalet reflektert av hele volumet underkastet lyden er derfor representert av en fallende rett linje 101 med bredde $4/T$. For kopien er denne uavhengig av θ og er vist ved en vertikal rett linje 102 med bredde $4/T$.

15

Området betegnet A korresponderer til gjenlydstilfellet indikert ovenfor. I dette området blir det gjenlydende signal mottatt i hovedmottaksloben 103. Det blir ikke fjernet av direktiviteten eller ved Doppler-filtreringen.

Områdene betegnet B korresponderer til det tilfelle hvor spekteret av det gjenlydende signal og det til kopien er overlagret motsatt de sekundære lober 104 av mottakskanalen. Det er derfor to bidrag til den detekterte gjenlydende intensitet. Det første er fra spredningspunkter i hovedloben i mottakskanalen, men på frekvenser forskjellige fra målet. Disse spredningspunkter blir undertrykket ved spektralanalyse. Ettersom den siste kan nå 40-50 dB i sonar, kan dette bidrag ignoreres. Et andre bidrag korresponderer til spredningspunktene på den samme frekvens som målet, men dempet av sekundærlobene i retningsmønsteret. Situasjonen i figuren viser skjæringen 105 av de rette linjer 101 og 102 med sekundærloben 106.

30

Forholdet "gjenlyd/signal" er gitt ved formelen:

$$R \cdot 2\Delta\theta \frac{CT}{2} \cdot 10^{-\frac{NS}{10}} \quad (1)$$

hvor R er avstanden fra målet og NS er nivået i dB av sekundærlobene i retningsmønsteret.

5

Vinkelintervallet $\Delta\theta$ korresponderende til det spektrale overlapp mellom kopien og det gjenlydende signal er slik at $\Delta\cos\theta = \frac{\lambda}{VT}$ og forholdet (1) ikke avhenger på

10 varigheten T på den utsendte puls: faktisk vil en økning av denne varighet ikke tillate økning av ytelsen.

Områdene betegnet C korresponderer til tilfellet hvor det er ingen spredningspunkter på frekvensen til mottakskanalen. I dette tilfellet er ytelsen generelt meget god, men 15 den korresponderer bare til et begrenset antall potensielle mål.

Patentsøknad 92/01499, innlevert 11. februar 1992 av Thomson-CSF og publisert 13. august 1993 som nr. 2.687.226, beskriver en prosess for å detektere bevegelige mål hvor det 20 utsendes en serie pulser på rene frekvenser. Dens ulemper stammer fra det faktum at ytelsen i områdene B forblir dårlige, og at de utsendte frekvenser avhenger av hastigheten til målet.

For å være i stand til å oppnå like god ytelse i A- og B- 25 områdene mens ytelsen i C-områdene beholdes, foreslår oppfinnelsen en prosess for å detektere bevegelige objekter med en aktiv sonar som beveger seg med en hastighet V, hvor et signal av varighet T utsendes, hvilket signal reflekteres av transmisjonsmediet, og presenterer en spektralspredning på grunn av den faktiske hastighet av sonaren og dette 30 reflekterte signal prosesseres ved korrelasjon med et sett frekvensskiftede kopier av transmisjonssignalet for å kor-

respondere til settet av Doppler-skift i stand til å påvirke det reflekterte signal, hovedsakelig karakterisert ved at det utsendte signal bredbåndskodes for å presentere et spektrum med en kamlinjestruktur på suksessive frekvenser f_i , hvor intervallet som separerer to suksessive linjer f_i og f_{i+1} er en funksjon av hastigheten V for, i det minste å være lik den spektrale spredning ved å tilfredsstille følgende formel:

$$\left(1 - \frac{2V}{c}\right)f_{i+1} - \frac{a}{T} \geq \left(1 + \frac{2V}{c}\right)f_i + \frac{a}{T}$$

10 hvor a er et heltall mellom 1 og 2.

Ifølge et annet karakteristisk trekk er det kodede signal dannet av N pulser som hver okkuperer et frekvensbånd B sentrert på en frekvens F_0 , hvor N er større enn eller lik:

$$N \cong \frac{4VT}{c} \left(f_0 + \frac{B}{2}\right).$$

15 Ifølge et annet karakteristisk trekk omfatter sendesignalet to pulser på rene frekvenser f_m og f_M beregnet på å gjøre det mulig å detektere hurtig bevegelige objekter, fra hvilke ekkoene er lokalisert utenfor frekvensbåndet okkupert av det reflekterte signal både når man fjerner seg og når man nærmer seg, idet disse frekvenser er gitt ved ligningene:

$$\left(1 + \frac{2V}{c} + \frac{2|V_c^{max}|}{c}\right)f_m + \frac{2}{T} \leq \left(1 - \frac{2V}{c}\right)f_1 - \frac{2}{T}$$

og

$$\left(1 + \frac{2V}{c}\right)f_1 + \frac{2}{T} \leq \left(1 - \frac{2V}{c} - \frac{2|V_c^{max}|}{c}\right)f_M - \frac{2}{T}.$$

25 For at de bevegelige objekter, hvis hastighet er omtrent lik én av blindhastighetene til de bredbåndskodede signaler som skal detekteres av de renfrekvente signaler, blir

ifølge et annet karakteristisk trekk frekvensene f_m og f_M i tillegg valgt å tilfredsstillere ligningene:

$$f_M = q \frac{N}{T} \quad \text{og} \quad f_m = \left(p \pm \frac{\Delta}{2} \right) \frac{N}{T},$$

5 hvor Δ korresponderer til det minste intervall som separerer de aritmetiske serier av p/q -forholdet fra seriene av heltall.

Ifølge et annet karakteristisk trekk brukes det en prosess hvor f_m og f_M velges å tilfredsstillere ligningene

$$\begin{cases} \left(1 + \frac{2V}{c} \right) f_1 + \frac{2}{T} \leq \left(1 - \frac{2V}{c} - \frac{2|V_c^{max}|}{c} \right) f_m - \frac{2}{T} \\ \left(1 + \frac{2V}{c} \right) f_1 + \frac{2}{T} \leq \left(1 - \frac{2V}{c} - \frac{2|V_c^{max}|}{c} \right) f_M - \frac{2}{T} \end{cases}$$

10

Ifølge et annet karakteristisk trekk brukes en prosess hvor f_m og f_M velges til å tilfredsstillere ligningene

$$\begin{cases} \left(1 + \frac{2V}{c} + \frac{2|V_c^{max}|}{c} \right) f_m + \frac{2}{T} \leq \left(1 - \frac{2V}{c} \right) f_M - \frac{2}{T} \\ \left(1 + \frac{2V}{c} + \frac{2|V_c^{max}|}{c} \right) f_M + \frac{2}{T} \leq \left(1 - \frac{2V}{c} \right) f_1 - \frac{2}{T} \end{cases}$$

15 Ifølge et annet karakteristisk trekk blir en tauet lineær akustisk antenne benyttet til å motta de reflekterte signaler.

Omfanget av oppfinnelsen fremgår av de vedføyde patentkrav.

Andre bestemte trekk og fordeler ved oppfinnelsen vil klart fremgå av den etterfølgende beskrivelse, presentert som et
20 ikke-begrenset eksempel, med henvisning til de vedføyde figurer som viser:

- Figur 1, et frekvens/retningsdiagram for et signal sendt på en ren frekvens,
- Figur 2, et diagram tilsvarende figur 1, men korresponderende til en skur av N signaler,
- 5 - Figur 3, et tilsvarende diagram korresponderende til utsendelse av to rene frekvenser, og
- Figur 4 et diagram tilsvarende figur 2, av N signaler sendt i samsvar med oppfinnelsen.

Oppfinnelsen forslår å bruke kodete signaler ifølge koder
10 for hvilke spektre har en såkalt kamlinjestruktur.

En slik struktur kan oppnås ved å sende et periodisk bredbåndet signal, eller ved direkte syntese i spektraldomenet. La oss anta for eksempel at den sendte kode består av N identiske \cos^2 -vektede "subkoder" eller bredbånd (FM, BPSK
15 eller andre) "elementærmønstre", hver av varighet T/N , hvor hele sekvensen er amplitudevektet over varigheten T . Dets spektrum, vist i et frekvens/retningsdiagram som i figur 1, vil da ha utseende vist i figur 2. Kamlinjene 201, som hver har bredde $4/T$ (mellom de første nuller), atskilt N/T , og
20 med en sterk spektral undertrykking mellom linjene, kan sees. Sett av linjer dekker en båndbredde B .

Ved å betrakte en kopi 202 skiftet i frekvens for deteksjon, blir mange vinkelmessige retninger 206, 216, 226 som bidrar til krysspektre mellom kopien og refleksjonen, funnet i området B . Ved å ta som variabel $u = \cos\theta$, blir disse forskjellige retninger atskilt med $N\lambda/2VT$. Etersom variabelen u varierer fra -1 til $+1$, er antallet av disse retninger gitt ved formelen:

$$M = \frac{4VT}{N\lambda} \quad (2)$$

I dette området B er forholdet av den reflekterte intensitet til den utsendte energi omtrent lik:

$$R \frac{4V_c^{max} T}{\lambda} \Delta\theta_0 \frac{c}{2B} \cdot 10^{\frac{-Ns}{10}}, \quad (3)$$

hvor:

5 V_c = radial hastighet av målet

$\Delta\theta_0$ = vinkelintervall av overlapp av spektrene.

Denne formel er gyldig når $V_c^{Max} \geq 2V$, hvilket i praksis nesten alltid er tilfelle. Hvis denne formel sammenlignes med formel 1, som ble satt opp for renfrekvensmodusen kalt
10 "PF-modus", oppnås en ytelsesforsterkning G, lik:

$$G = \frac{cB}{2V_c^{max} f_0}, \quad (4)$$

Med en båndbredde lik en tredjedel av bæreølgefrekvensen og en hastighet $V_c^{Max} = 30$ knop, oppnås det en forsterkning på 9.2 dB. Forsterkningen er lavere jo høyere hastigheten
15 V_c^{Max} er.

Hvis $V_c^{Max} < 2V$, vil verdien av G være $\frac{cB}{4Vf_0}$

For $V = 10$ knop og $B/f_0 = 1/3$ er derfor $G = 14$ dB.

Oppfinnelsen foreslår derfor å bruke en kamlinjebredbåndskode tilpasset hastigheten av bæreren, uavhengig av hastig-
20 heten til målet.

Denne bredbåndskode, av varighet T og båndbredde B, er slik at avstanden mellom hver linje i dets spektrum er lik re-
fleksjonsfrekvensspredningen assosiert med linjen som bare
stammer fra hastigheten V av bæreren, som vist i figur 3,
25 hvor bredden av pulsene 301 har blitt overdrevet sammenlig-
net med varighetsintervallet 300 av kopien.

For 2 tilliggende linjer kan dette forhold skrives:

$$\left(1 - \frac{2V}{c}\right)f_{i+1} \geq \left(1 + \frac{2V}{c}\right)f_i + \frac{4}{T}. \quad (5)$$

Diagrammet av $\cos\theta$ -retningen som er funksjon av frekvens under disse betingelser, er vist i figur 4. Legg merke til at en enkelt refleksjonsretning 306 bidrar til krysspektret.

Den benyttede bredbåndskode er sammensatt av N pulser som hver har en båndbredde B sentrert på frekvensen f_0 . Intervallet mellom 2 tilliggende linjer er slik at $f_{i+1} = f_i =$
 10 N/T. Ved å ta det minst gunstige tilfellet oppnås det følgende ved bruk av formel (5):

$$N \geq 4 \left[\frac{VT}{c} \left(f_0 + \frac{B}{2} \right) + 1 \right] \quad (6)$$

Den optimale situasjon oppnås ved likhet (equality).

15 For å kontrollere sekundærloben til det sendte spektrum, vil dette antall fortrinnsvis være større enn et minimumsantall, lik for eksempel 12. Denne betingelse korresponderer da til bærefrekvenser som møter betingelsen:

$$V \geq \frac{2C}{Tf_0} \quad (7)$$

20 For å forenkle vil denne verdi av N = 12 bli beholdt for lavere hastigheter.

I formel (5) varierer (i) fra 1 til en maksimalverdi gitt ved:

$$i_{max} = I = E \left(\frac{BT}{N} + 1 \right) \quad (7)$$

25 Hvor E betyr "heltallsdel".

Korresponderende til disse to verdier er det to frekvenser

$$f_0 - \frac{B}{2} \quad \text{og} \quad f_0 + \frac{B}{2}.$$

Prosesseringen ved mottagelse av denne bredbåndskode kan utføres konvensjonelt ved korrelasjon med kopier som kor-
5 responderer til alle mulige "Doppler-mål".

Ved å forenkle formel (6) til $N \cong \frac{4VT}{c} \left(f_0 + \frac{B}{2} \right)$,

er forsterkningen G oppnådd i område B sammenlignet med PF-modusen gitt ved formelen:

$$G = \frac{BT}{N} \left(1 + \frac{B}{2f_0} \right) \quad (8)$$

10 for $V_c^{\max} < 2V$

og ved formelen:

$$G = 2 \frac{BT}{N} \left(1 + \frac{B}{2f_0} \right) \frac{V}{V_c^{\max}} \quad (9)$$

for $V_c^{\max} \geq 2V$

I en foretrukket utførelse foreslår oppfinnelsen å benytte
15 to konvensjonelle koder, PF 401 og 411, hver med den samme energi som bredbåndskoden, hvis frekvenser er plassert symmetrisk med henblikk på spekteret av bredbåndskoden.

Frekvensene f_m og f_M av disse to koder bestemmes på en slik måte for å detektere målet, ved en av de to kodene, så
20 snart som målet er i området C .

For å gjøre dette må f_m og f_M tilfredsstille de følgende ulikheter:

$$\left(1 + \frac{2V}{c} + \frac{2|V_c^{\max}|}{c} \right) f_m + \frac{2}{T} \leq \left(1 - \frac{2V}{c} \right) f_1 - \frac{2}{T} \quad (10)$$

og

$$\left(1 + \frac{2V}{c}\right) f_1 + \frac{2}{T} \leq \left(1 - \frac{2V}{c} - \frac{2|V_c^{max}|}{c}\right) f_M - \frac{2}{T} \quad (11)$$

Mottaksprosesseringen av disse to koder vil være identisk til den av bredbåndskoden, det vil si korrelasjon med koder 402 og 412 som korresponderer til "Doppler-målene" i C-områdene (nærmere seg i tilfelle med f_M -koden, fjerner seg i tilfelle med f_m -koden).

Målene for hvilke radialhastigheten V_r tilfredsstiller ligningen:

$$\frac{2|V_r|}{c} f_0 = k \frac{N}{T}, \quad (12)$$

hvor k er et heltall, reflekterer et signal hvis spektrum faller sammen med det av refleksjonen i retningen mot målet, og derfor ligger i område A med meget liten sjanse for å bli detektert. Dette korresponderer til blindfrekvenser som i ethvert "Doppler-system".

Imidlertid korresponderer disse blindehastigheter i alle tilfelle, ved å ta i betraktning den valgte frekvensavstand for bredbåndskoden, til mål i område C (det verste tilfelle korresponderer til et mål som kommer bakfra med en radialhastighet på $2V$, eller et mål som kommer forfra med en radialhastighet på $-2V$). Det er derfor mulig ifølge oppfinnelsen å behandle dem med PF-koder.

Ytelsen i område C er derfor det til PF-modusen, forutsatt at spektrene av de forskjellige koder er tilstrekkelig separert til å være i stand til å ignorere de innbyrdes påvirkninger.

Nærmere bestemt, for "skurkodene", okkuperer de forskjellige linjer posisjonene kN/T hvor k er et heltall, og for visse elementære mønstre (for eksempel FM-kode), avtar ni-

vået av disse linjer nokså langsomt, slik at refleksjonen frembrakt av sendingen av bredbåndskoden i PF-kopien kan bli et problem. Det er særlig slik når spekteret av PF-kopien skjærer en av spektrallinjene av refleksjonen assosiert med bredbåndskoden motsatt hovedloben av kanalen som peker mot målet. Dette korresponderer til en betingelse gitt ved formelen:

$$\left(1 + \frac{2V}{c} \cos \theta_0\right) k \frac{N}{T} = \left(1 + \frac{2V}{c} \cos \theta_0 + \frac{2V_r}{c}\right) f_m \quad (13)$$

for lav PF, eller

$$\left(1 + \frac{2V}{c} \cos \theta_0\right) k' \frac{N}{T} = \left(1 + \frac{2V}{c} \cos \theta_0 + \frac{2V_r}{c}\right) f_M \quad (14)$$

for høy PF.

Ettersom verdien av $\frac{2V}{c} \cos \theta_0$ er liten sammenlignet med 1, blir disse ligninger til en første grad:

$$\left(1 + \frac{2V_r}{c}\right) f_m = k \frac{N}{T} \quad (15)$$

$$\left(1 + \frac{2V_r}{c}\right) f_M = k' \frac{N}{T} \quad (16)$$

De to betingelser (13) og (14) kan opptre samtidig, hvilket betyr at deteksjon av målet av en av de to PF-kodene i område C derfor ikke er garantert.

For å utbedre dette er det mulig å sette frekvensverdiene til $f_M = q \frac{N}{T}$ og $f_m = p \frac{N}{T} + \delta \frac{N}{T}$ hvor q og p er heltall.

Verdien av δ slik at $\delta = \pm \frac{\Delta}{2}$ hvor Δ korresponderer til det minste intervall som atskiller de aritmetiske serier av p/q -forholdet fra seriene av heltall.

Derfor vil mål med et Doppler-skift på mindre enn N/T i absolutt verdi bli detektert av bredbåndskoden, og andre mål vil bli detektert ved en av PF-kodene.

Imidlertid virker fremdeles oppfinnelsen, men med nedsatt ytelse, når bare en av disse to rene frekvenser blir brukt.

I en utførelse ble det frembrakt en sonar med en tauet linær antenne hvis tilgjengelige båndbredde på utsendelsen $\Delta f = 600$ Hz er sentrert på $f_0 = 1500$ Hz, og som beveger seg med hastigheten $V=4$ m/s. Den utsendte energi korresponderer til koder av varighet $T = 8$ sekund, i det lydnivået og de ønskede bærere tas i betraktning.

Ettersom båndet B er mindre enn Δf , kan N tilveiebringes fra (6). Derfor er $N = 157,6$, fra hvilket $N/T = 19,7$ Hz hvilket kan avrundes oppover til 20 Hz. Slik dannes bredbåndskoden fra 160 pulser hver av 50 millisekund varighet.

For PF-kodene er $f_M = 1800$ Hz slik at $q = 90$. Derfor er $f_m = 1203,33$ Hz, $p = 60$, $p/q = 2/3$ og $\Delta = 1/3$. Fra dette kan det deduseres at $f_m = 1203,33$ Hz.

Ulikhetene (10) og (11) fører til $f_1 = 63 \times 20 = 1260$ Hz og $f_1 = 87 \times 21 = 1740$ Hz. Hver puls av bredbåndskoden har derfor et bånd lik 480 Hz.

Utsendelsen av en slik sonar kan derfor dannes av:

- en første amplitudevektet PF-kode, av varighet $T = 8$ sekunder (fra 0 til T) og med frekvens $f_m = 1260$ Hz,
- en amplitudevektet bredbåndskode, av varighet $T = 8$ sekunder (fra $T/2$ til $3T/2$) bestående av $N = 160$ pulser av varighet 50 millisekund og med båndbredde $B = 480$ Hz sentrert på 1500 Hz,
- en andre amplitudevektet PF-kode, av varighet $T = 8$ sekunder (fra $T/2$ til T) og med frekvens $f_M = 1800$ Hz.

Ved mottagning blir da den følgende prosessering utført:

- dannelselse av kanaler,
 - i hver dannet kanal, tilpasset filtrering, idet egen-
skapene til kopiene avhenger av det aktuelle frekvens-
intervall
- 5 - for radialhastighetene V_r av målene, slik at:

$$-\frac{N}{T} \leq \frac{2V_r}{c} f_1 \leq \frac{N}{T} \quad (18)$$

kopiene blir generert ved å utføre et Doppler-skift av den
bredbåndede utsendte kode med Doppler-parametrene korres-
ponderende intervallet $2N/T$,

- 10 - for de andre hastigheter V_r , slik at

$$\frac{2|V_r|}{c} f_1 > \frac{N}{T} \quad (19)$$

kopiene blir generert ved Doppler-skift av frekvensene f_m
og f_M med de korresponderende Doppler-parametere.

- Den tilpassede filtrering av det mottatte signal utføres
15 samtidig med alle de genererte kopiene og det benyttes
kjente deteksjons- og normaliseringsprosesser.

Som en variant kan bredbåndskoden syntetiseres direkte ved
bruk av den følgende formel:

$$e(t) = \sum_{i=0}^I a_i \cos(2\pi f_i t + \phi_i) \operatorname{env}\left(\frac{t}{T}\right) \quad (20)$$

- 20 i hvilken

$$\left(1 - \frac{2V}{c}\right) f_{i+1} = \left(1 - \frac{2V}{c}\right) f_i + \frac{4}{T} \quad (21)$$

$$\text{med } i = 1; \quad i_{\text{Max}} = E\left(\frac{BT}{N} + 1\right)$$

I disse formler er uttrykkene (a_i, ϕ_i) optimalisert slik at koden har en konstant energi mellom 0 og T. Uttrykket $\text{env}(x)$ er den ikke-null amplitudevekt fra 0 til T.

Det er også mulig å velge å bringe sammen PF-frekvensene
5 fra den samme side av det bredbandede kodespektrum. Betingelsen blir da:

$$\begin{cases} \left(1 + \frac{2V}{c}\right) f_1 + \frac{2}{T} \leq \left(1 - \frac{2V}{c} - \frac{2|V_c^{\max}|}{c}\right) f_m - \frac{2}{T} \\ \left(1 + \frac{2V}{c}\right) f_m + \frac{2}{T} \leq \left(1 - \frac{2V}{c} - \frac{2|V_c^{\max}|}{c}\right) f_M - \frac{2}{T} \end{cases} \quad (22) \text{ og } (23)$$

eller

$$\begin{cases} \left(1 + \frac{2V}{c} + \frac{2|V_c^{\max}|}{c}\right) f_m + \frac{2}{T} \leq \left(1 - \frac{2V}{c}\right) f_M - \frac{2}{T} \\ \left(1 + \frac{2V}{c} + \frac{2|V_c^{\max}|}{c}\right) f_M + \frac{2}{T} \leq \left(1 - \frac{2V}{c}\right) f_1 - \frac{2}{T} \end{cases} \quad (24) \text{ og } (25)$$

P a t e n t k r a v

1. Prosess for å detektere objekter i bevegelse med en aktiv sonar som beveger seg med en hastighet V , hvor det utsendes et signal av varighet T , hvilket signal blir reflektert av transmisjonsmediet, med en spektralspredning (101) på grunn av den faktiske hastighet av sonaren og dette reflekterte signal prosesseres ved korrelasjon med et sett av frekvensskiftede kopier av transmisjonssignalet for å korrespondere med settet av Doppler-skift i stand til å påvirke det reflekterte signal,

10 k a r a k t e r i s e r t v e d at det utsendte signal bredbåndkodes for å presentere et spektrum med kamlinje-struktur (201, 301) på suksessive frekvenser f_i , hvor intervallet som separerer to suksessive linjer f_i og f_{i+1} er en funksjon av hastigheten V for minst å være lik den spektrale spredning ved å tilfredsstille formelen:

$$\left(1 - \frac{2V}{c}\right)f_{i+1} - \frac{a}{T} \geq \left(1 + \frac{2V}{c}\right)f_i + \frac{a}{T}$$

hvor a er et heltall mellom 1 og 2, og ved at transmisjonssignalet også omfatter to pulser på rene frekvenser f_m og f_M beregnet på å gjøre det mulig å detektere objekter i hurtig bevegelse, fra hvilke ekkoene er lokalisert utenfor frekvensbåndet okkupert av det reflekterte signal, både når man fjerner seg og når man nærmer seg, idet disse frekvenser er gitt ved ligningene:

$$25 \quad \left(1 + \frac{2V}{c} + \frac{2|V_c^{max}|}{c}\right)f_m + \frac{2}{T} \leq \left(1 - \frac{2V}{c}\right)f_1 - \frac{2}{T}$$

og

$$\left(1 + \frac{2V}{c}\right)f_1 + \frac{2}{T} \leq \left(1 - \frac{2V}{c} - \frac{2|V_c^{max}|}{c}\right)f_M - \frac{2}{T}$$

hvor c er hastigheten til de akustiske bølger i vann og V_c er radial hastighet av objektet.

2. Prosess i følge krav 1,
k a r a k t e r i s e r t v e d at det kodede signal er
dannet av N pulser som hver okkuperer et frekvensbånd B
sentrert på en frekvens f_0 , hvor N er større enn eller lik:

$$5 \quad N \cong \frac{4VT}{c} \left(f_0 + \frac{B}{2} \right).$$

3. Prosess ifølge et av kravene 1 og 2,
k a r a k t e r i s e r t v e d at for at de bevegelige
objekter, hvis hastighet omtrentlig en av blindhastighetene
i de bredbåndskodede signaler, skal bli detektert av de
10 renfrekvente signaler, blir frekvensene f_m og f_M i tillegg
valgt til å tilfredsstille ligningene:

$$f_M = q \frac{N}{T} \quad \text{og} \quad f_m = \left(p \pm \frac{\Delta}{2} \right) \frac{N}{T}$$

hvor Δ korresponderer til det minste intervall som atskil-
ler den aritmetiske serie av $1p/q$ forhold fra serien av
15 heltall.

4. Prosess ifølge et av kravene 1 og 2,
k a r a k t e r i s e r t v e d at f_m og f_M velges slik
at de tilfredsstiller ligningene:

$$\left\{ \begin{aligned} \left(1 + \frac{2V}{c} \right) f_l + \frac{2}{T} &\leq \left(1 - \frac{2V}{c} - \frac{2|V_c^{max}|}{c} \right) f_m - \frac{2}{T} \\ \left(1 + \frac{2V}{c} \right) f_m + \frac{2}{T} &\leq \left(1 - \frac{2V}{c} - \frac{2|V_c^{max}|}{c} \right) f_M - \frac{2}{T} \end{aligned} \right.$$

20

25

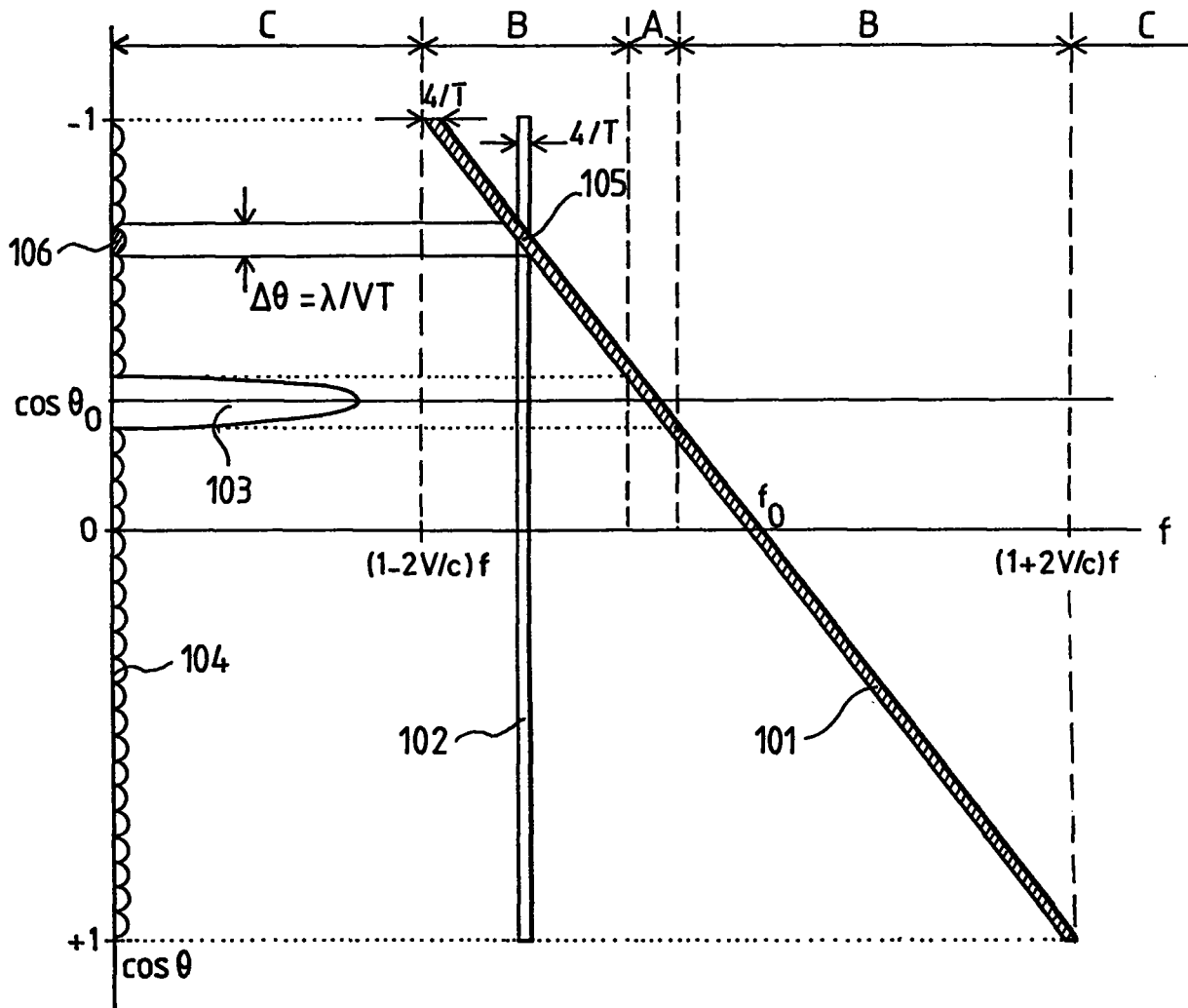
5. Prosess ifølge et av kravene 1 og 2,
 k a r a k t e r i s e r t v e d at f_m og f_M velges slik
 at de tilfredsstiller ligningene:

$$\begin{cases} \left(1 + \frac{2V}{c} + \frac{2|V_c^{max}|}{c}\right) f_m + \frac{2}{T} \leq \left(1 - \frac{2V}{c}\right) f_M - \frac{2}{T} \\ \left(1 + \frac{2V}{c} + \frac{2|V_c^{max}|}{c}\right) f_M + \frac{2}{T} \leq \left(1 - \frac{2V}{c}\right) f_1 - \frac{2}{T} \end{cases}$$

5

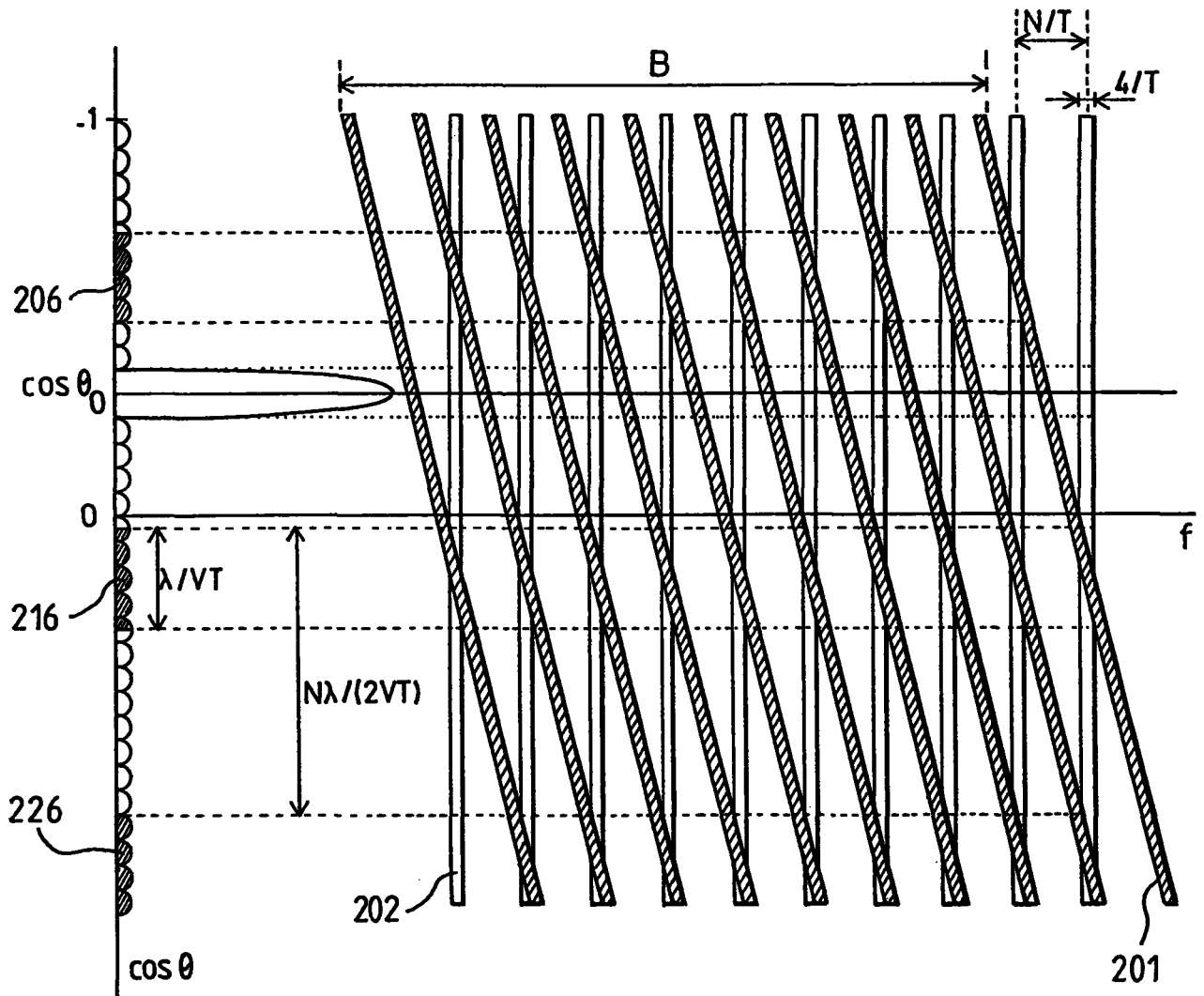
6. Prosess ifølge et av kravene 1 til 5,
 k a r a k t e r i s e r t v e d at en tauet lineær
 akustisk antenne brukes til å motta de reflekterte signa-
 10 ler.

1/4



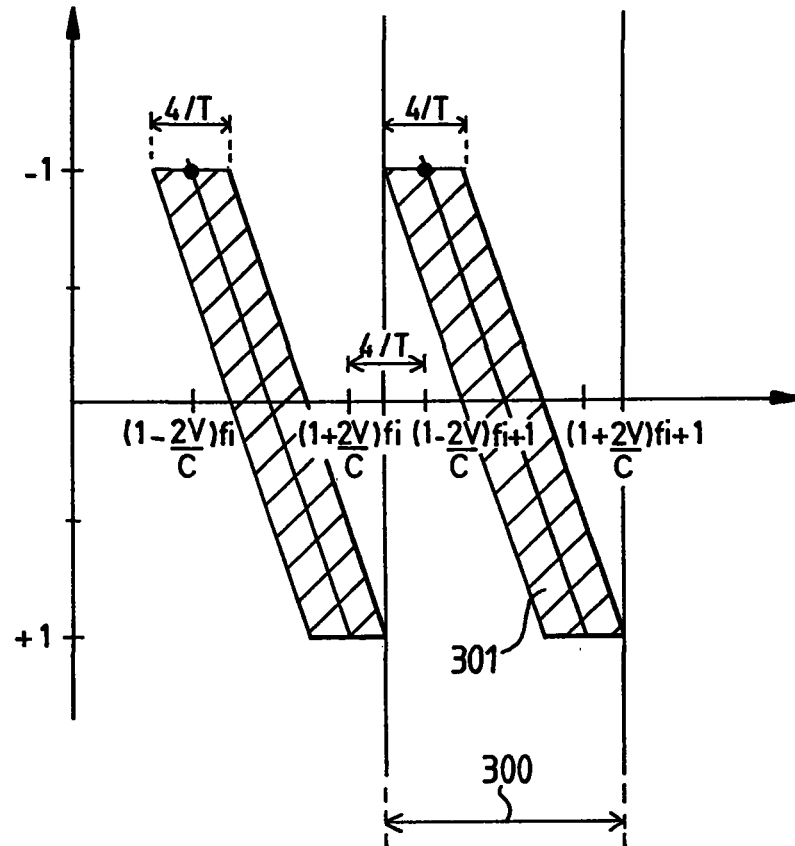
FIGUR 1

2/4



FIGUR 2

3/4



FIGUR 3

