



(12) PATENT

(19) NO

(11) 337399

(13) B1

NORGE

(51) Int Cl.

G01S 15/10 (2006.01)
G01S 7/526 (2006.01)
G01S 7/527 (2006.01)
G01S 7/529 (2006.01)
G01S 15/96 (2006.01)

Patentstyret

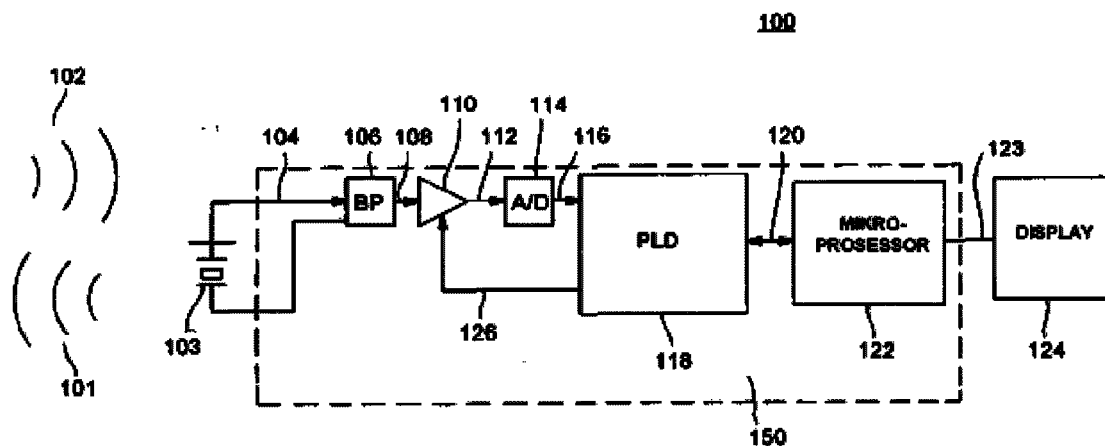
| | | | | | |
|------|------------|---|------|---------------------------|--|
| (21) | Søknadsnr | 20035392 | (86) | Int.inng.dag og søknadsnr | |
| (22) | Inng.dag | 2003.12.04 | (85) | Videreføringsdag | |
| (24) | Løpedag | 2003.12.04 | (30) | Prioritet | 2002.12.05, US, 430939 2003.11.12, US, IKKE OPPGITT |
| (41) | Alm.tilgj | 2004.06.07 | | | |
| (45) | Meddelt | 2016.04.04 | | | |
| (73) | Innehaver | Raymarine Ltd, Anchorage Park, GB-PO35TD PORTSMOUTH, HAMPSHIRE, Storbritannia | | | |
| (72) | Oppfinner | Sten Sogaard, 9356 Cove Point Circle, Boynton Beach, FL 33437, USA | | | |
| (74) | Fullmektig | Zacco Norway AS, Postboks 2003 Vikå, 0125 OSLO, Norge | | | |

(54) Benevnelse **Digital peilemodul og fremgangsmåte for detektering**

(56) Anførte publikasjoner
US 6418080 B2
US 6445646 B2
US 4000650 A
EP 261731 B1

(57) Sammendrag

Oppfinnelsen er en digital lyd givermodul (150) og dens fremgangsmåte for detektering. Den digitale lyd givermodulen innbefatter en innretning som produserer en sonar bærebølge, et båndpassfilter (106), en forforsterker (110) for å tilveiebringe høy sensitivitet og dekke et bredt dynamisk område, og en analog til digital konverter (114) for å tilveiebringe en digital sementering av en superheterodyndetektor og produsere en mellomfrekvens. Den digitale lyd givermodulen (150) innbefatter også en programmerbar logisk anordning (118) for å styre forsterkning til forforsterkeren (110) og for digital filtrering av mellomfrekvensen og en mikroprosessor. Fremgangsmåten som implementer av den styrte forforsterkerforsterkningen behandler returekko signalet ved på kontrollert måte å heve forsterkningen over tid for å kompensere for endringen i signalstyrke i forhold til lengden av retur banen.



Denne oppfinnelse relaterer seg til et sonarsystem og en fremgangsmåte for å detektere med sonarsystemet. Spesielt relaterer oppfinnelsen seg til et sonarsystem og en fremgangsmåte for detektering for bruk som en hobbyfiskefinner.

5 Et sonarsystem består typisk av en sender, en transduser, en mottaker og et display. Senderen til sonarsystemet sender en elektrisk puls. Transduseren omformer den elektriske pulsen til en lydbølge og sender lydbølgen gjennom vannet. Når lydbølgen treffer et objekt, spretter lyden tilbake og returnerer til sonarsystemet. Sonarreturbølgen treffer transduseren til sonarsystemet og transduseren omformer sonarreturbølgen til et
10 elektrisk signal. Mottakerfiltrene, forsterker, og detekterer sonarretursignalet. Mottakeren omformer sonarretursignalet til et digitalt signal etter dets detektering og sender det forsterkede signalet til displayet.

US6418080B2 beskriver et undervannsdeteksjonsapparat bestående av transduser,
15 sender, bredbåndsmottakerkrets, forforsterker, mikser, filter, hovedforsterker, A/D-omformer og display.

US6445646B2 beskriver en signalprosesseringsmetode og -apparat, samt sonarsystemer.
20

US4000650A beskriver en enhet der ultralydpulser blir sendt av en transduser fra toppen av en tank eller beholder og reflektert av materialet den består av og mottatt av den samme
transduseren.

25 EP261731B1 beskriver en fremgangsmåte og anordning for å måle en bunndybde under en vannoverflate, ved ekko av lyd fra et fartøy som beveger seg på overflaten. Ved hjelp av en sender-/mottakerenhet på fartøyet utstyrt med en målesonde blir ultralydpulser sendt til havbunnen og pulser reflektert herfra mottatt, og tidsforskjellen mellom
30 sending og mottak av den samme pulsen målt og lagret.

Mottakerseksjonen til et konvensjonelt sonarsystem omfatter et analogt filter og en analog detektor. Slike konvensjonelle sonarmottakerseksjoner kan bli bygd ved bruk av et Philips SA604 "Høyttelseslaveffekt FM IF system". Philips SA604 er et monolittisk
35 laveffekt FM mellomfrekvens (IF) system som inkorporerer to begrensende IF forsterkere, en kvadraturdetektor, demping, en logaritmisk mottatt signalstyrkeindikator,

og en spenningsregulator. Philips SA604 blir typisk brukt i radioer for bruk som en mellomforsterker. Philips SA604 innbefatter en mottatt signalstyrkeindikator (RSSI) for å sende ut en logaritmisk representasjon av signalstyrken på mellomfrekvensinngangen (IF).

5

En ulempe med konvensjonelle sonarsystemer er at de blir manuelt avstemt under produksjonen og tillater en senere justering av senterfrekvensen. Som et resultat kan avstemming ikke bli optimalisert for bruk med en spesifikk transduser.

- 10 En ytterligere ulempe med konvensjonelle sonarsystemer er at båndbredden er fast. En fast båndbredde gjør det umulig for sonarsystemet å trekke ut en optimal tid/frekvensrespons i både grunt og dypt vann, og påvirker således oppløsningen.

Konvensjonelle sonarsystemer har et dynamisk område på omtrent 120 dB. En analog til digital (A/D) omformer med en minimumsoppløsning på 20 bits er nødvendig for å
15 sample sonarreturbølger digitalt innenfor dette dynamiske området. Kostnadene til en kommersiell tilgjengelig A/D konverter med 20 bits oppløsning er for høy for praktisk bruk i en hobbyfiskefinner.

- 20 Det er et formål med oppfinnelsen å tilveiebringe et sonarsystem som utfører en digital filtrering og en digital detektering av en sonarbærebølge.

Et ytterligere formål med oppfinnelsen er å tilveiebringe et sonarsystem med høy følsomhet og et bredt dynamisk område.

25

Et ytterligere formål med oppfinnelsen er å tilveiebringe et sonarsystem med en programmerbar frekvens.

- 30 Et annet formål med oppfinnelsen er å tilveiebringe et sonarsystem med en automatisk avstemming som kan bli optimalisert for bruk med en spesifikk transduser.

Et annet formål med oppfinnelsen er å tilveiebringe et sonarsystem med en programmerbar båndbredde.

- 35 Et annet formål med oppfinnelsen er å tilveiebringe et sonarsystem med en optimal tid/frekvensrespons i både grunt og dypt vann.

Et annet formål med oppfinnelsen er å tilveiebringe en sonarmottakerseksjon med kommersielt tilgjengelige komponenter som har lave kostnader og er regnet for bruk i en hobbyfiskefinner.

5

Problemene og ulemper med de konvensjonelle sonarsystemene beskrevet ovenfor blir overkommet, og andre fordeler blir tilveiebrakt, med den foreliggende oppfinnelsen som er kjennetegnet ved trekkene som er angitt i vedfølgende selvstendige patentkrav 1 eller 14.

10

Trekk ved utførelser av foreliggende oppfinnelse i følge anordningspatentkrav 1 eller fremgangsmåtepatentkrav 14 er angitt i de uselvstendige anordningspatentkravene 2-13 og 15-27 henholdsvis det uselvstendige fremgangsmåtepatentkrav 28.

15

Oppfinnelsen innbefatter et sonarsystem med en høy følsomhet, et bredt dynamisk område, en programmerbar frekvens, og en programmerbar båndbredde. Oppfinnelsen innbefatter også en fremgangsmåte for å utføre en digital filtrering og en digital detektering av en sonarreturbølge.

20

Oppfinnelsen angår en digital peilemodul. Den digitale peilemodulen innbefatter en sonarbærebølgeproduserende innretning. Et båndpassfilter, en forforsterker for å tilveiebringe en høy følsomhet og dekke et bredt dynamisk område, og en analog til digital omformer for å tilveiebringe en digital implementering av en superheterodyn detektor og produsere en mellomfrekvens. Den digitale peilemodulen innbefatter også

25

en programmerbar, logisk anordning for å kontrollere en forsterkning av forforsterkeren og for digitalt å filtrere mellomfrekvensen og en mikroprosessor.

30

Oppfinnelsen relaterer seg også til en fremgangsmåte for å utføre en digital filtrering og en digital detektering av en sonarreturbølge. Denne fremgangsmåten for detektering av en sonarbærebølge innbefatter å motta en sonarbærebølge, begrense sonarbærebølgen med et båndpassfilter, og forsterke den filtrerte sonarbærebølgen med en forforsterker. Så innbefatter fremgangsmåten å mate den forsterkede sonarbærebølgen til en analog til digital omformer for å produsere en mellomfrekvens av sonarbærebølgen. Så ved å kontrollere forforsterkeren og analog til digital omformer, blir en programmerbar,

35

logisk anordning utført. Dette trinn blir fulgt av digital filtrering av sonarbærebølgen og digital detektering av sonarbærebølgen.

Oppfinnelsen skal nå beskrives under henvisning til tegningene der figur 1 illustrerer et sonarsystem i samsvar med oppfinnelsen.

- 5 Figur 2 illustrerer et funksjonsdiagram til en digital peilemodul i samsvar med oppfinnelsen.

Figur 3 illustrerer en harmonisk sampling av sonarretursignalet.

- 10 Figur 4 illustrerer en algoritme for å approksimere den Euklidske avstanden mellom vektorene som er 90 grader ut av fase.

Figur 6 illustrerer den logaritmiske funksjonen implementert som en stykkevis lineær $\log_2()$ funksjon.

15

Figur 7 illustrerer en transduser montert på skroget til et fartøy med ekkorefleksjoner fra tre mål på forskjellig dybde.

- 20 Figur 8A til 8D illustrerer modifikasjonen av ekkoretursignalet av signalbehandlingen til den foreliggende oppfinnelsen.

Oppfinnelsen innbefatter et sonarsystem med en høy følsomhet, et bredt dynamisk område, en programmerbar frekvens, og en programmerbar båndbredde. Oppfinnelsen innbefatter også en fremgangsmåte for å utføre en digital filtrering og en digital
25 detektering av et sonarretursignal.

- Figur 1 illustrerer et sonarsystem 100 i samsvar med oppfinnelsen. Sonarsystemet 100 innbefatter en sonarlydbølge 101, en sonarreturbølge 102, en transduser 103, et sonarretursignal 104, en digital peilemodul (DSM) 150, og et display 124. DSM 150
30 innbefatter et båndpassfilter 106, et filtrert retursignal 108, en forforsterker 110, et forsterket retursignal 112, en analog til digital (A/D) omformer 115, et mellomfrekvens (If) retursignal 116, en programmerbar logisk anordning (PLD) 118, et digitalisert retursignal 120, en mikroprosessor 122, et komprimert signal 123, og en forforsterkerforsterkningskurve 126, illustrert på figur 8C.

35

Som illustrert på figur 7, sender transduseren 103 til sonarsystemet 100 montert på fartøyet 99 en sonarlydbølge 101 ut i vannet. Når sonarbølgen 101 treffer et objekt, slik som eksempelvis objekter A, B og C, reflekteres sonarlydbølgen 101 og returnerer til transduseren 103 til sonarsystemet 100. Sonarreturbølgene 102 treffer transduseren 103 til sonarsystemet 100.

Transduseren 103 kan være enten en gjennomskrog, en i skrog, eller en vindusmontert transduser. Transduseren 103 sender ut en sonarakustisk bølge 101 ved enten 200 kHz eller 50 kHz i eksempelutførelsene, en hvilken som helst sonarbølge kan virke i samsvar med læren i den foreliggende oppfinnelsen. Transduseren 103 mottar sonarreturbølgen 102, som en serie av refleksjoner av sonarbølgen 101 fra objekter i vannet og fra bunnen til vannlegemet dersom denne ligger innenfor rekkevidden til sonardetekteringsevnene. Gjennom å måle returtiden til ekkoet kan forplantet avstand bli bestemt. Det mottatte ekko blir omformet til et elektrisk sonarretursignal 104. Transduseren 103 sender så sonarretursignalet 104 til DSM 150. De generelle karakteristika til et typisk sonarekkoretursignal 104 med tre ekkoer, er illustrert i ekstremt forenklet form på figur 8A.

PLD kontrollerer systemene og justerer slike parametere som forventet skarplydbydde i avhengighet av returekkokarakteristika eller brukervalgte sonarparametere. For å kunne sende det initielle ikke-modifiserte signalet med minst klipping, er det første båndpassfilteret 106 innstilt med det bredeste båndpasset. Det programmerbare båndpassfilteret som justeres i samsvar med dybden til applikasjonen, er i PLD. Et smalt båndpassfilter blir valgt av PLD for å gi god ytelse i dypt vann og et bredere båndpass blir valgt for grunt vann. Transduseren 103 blir skarpe lyder sendt ut for hver to sekunder til tjueseks ganger pr. sekund, mindre ofte i dypere vann (en gang for hver 20 sekunder) for å tillate ekkoreturtid og mer ofte (opptil tjueseks ganger pr. sekund) i grunt vann. PLD tilpasser et smalt båndpass med mindre hyppige pulser og et bredere båndpass med en mer hyppig pulsrate.

Signalet 104, figur 8A, har en bærefrekvens på 50 til 200 kHz i avhengighet av frekvensen til transduseren 103. Områder med økt størrelse i bølgeformen (A, B og C) indikerer ekkoer til signalet reflektert av objekter i vannet. Tre ekkoer er indikert for forenklete illustrative formål. En retursonar kan ha flere eller færre ekko. Posisjonen langs bølgen er indikerende for dybden til objektet. Ekko A er en refleksjon fra et objekt som ligger nærmere overflaten enn objekt B, som i sin tur er nærmere enn objekt

C. Størrelsen m og varigheten l til området med økt størrelse er indikerende på størrelsen til objektet som forårsaker det reflekterte ekkoet. På grunn av karakteristikaene til akustisk sonarekkorefleksjon kan imidlertid ekkorefleksjonene til objekter med tilsvarende størrelser variere betydelig i størrelse i avhengighet av avstanden til objektet.

DSM 150 er mottakeren til sonarsystemet 100. En foretrukket utførelse av DSM 150 er en digital implementering av en superheterodyn detektor med en programmerbar frekvens og en programmerbar båndbredde. DSM 150 tilveiebringer et programmerbart frekvensområde på fra 10 kHz til 200 kHz. DSM 150 mottar sonarretursignalet 104 fra transduseren 103 og sonarretursignalet 104 blir innmatet til båndpassfilteret 106 hvor det blir båndpassbegrenset.

Båndpassfilteret 106 er et typisk bredbåndbåndpassfilter. Båndpassfilteret 106 er sentrert rundt 50 kHz eller 200 kHz (i avhengighet av frekvensen til signalet fra transduseren 1 som bestemt av PLD 118, basert på vannforhold slik som dybde) i en foretrukket utførelse. Valget av frekvens blir kontrollert av PLD 118, basert på forskjellige faktorer, som beskrevet nedenfor. Dette kan lett bli modifisert til å filtrere en hvilken som helst frekvens mellom 10 kHz og 200 kHz. Båndpassfilteret 106 leverer et filtrert signal, 8B til forforsterkeren 110. Båndpassfilteret 106 sender det filtrerte retursignalet 108 til forforsterkeren 110 for modifisering av forforsterkeren i samsvar med en variabel forsterkning.

Forforsterkeren 110 er en totrinns differensialvariabelforsterkningsforsterker som benytter operasjonsforsterkere for generelt formål. Forsterkningen til forsterkeren blir innstilt av forsterkningskurven 126. Forforsterkeren 110 tilveiebringer DSM 150 med høyst sensitivt og bredt dynamisk område. Den høye sensitiviteten og det brede dynamiske området til forforsterkeren 110 tillater bruken av en lavkostnads A/D omformer med en lavere oppløsning samtidig som det opprettholdes det nødvendige dynamiske området til DSM 150. Forforsterkeren 110 blir digitalt kontrollert av PLD 118. Forforsterkeren 110 forsterker det filtrerte retursignalet 108 basert på forforsterkerforsterkningskurven 126 som blir sendt av PLD 118.

Forsterkningskurven 126, figur 8C, begynner på et minimums forsterkningsnivå og øker forsterkningen tilveiebrakt til forsterker 110 over tid. På denne måte mottar ekkoer fra større dybder betydelig større forsterkning enn ekko fra grunne dybder. Formen til

- forsterkningskurven, et viktig trekk ved den foreliggende oppfinnelsen, er antatt for å redusere den signifikante forskjellen i størrelsen mellom signaler fra grunne og dype ekkoeer. Siden sonar blir betydelig blir betydelig dempet i vann, vil dess dypere ekkorefleksjonskilden jo større dempning. Ved å tilveiebringe en forsterkning som øker med tid, kan forskjellen i ekkostørrelse bli delvis kompensert for. Størrelsesforskjellen illustrert på figur 8A har blitt delvis kompensert som illustrert på figur 8D.
- Forforsterkeren 110 sender ut det kompenserte retursignalet 112, figur 8D, til A/D omformereren 114.
- 10 Forforsterkerforsterkningskurven 126 øker med dybde og tillater kontinuerlig reprogrammering av et programmerbart filter, som tilveiebringer en optimal ytelse ved en hvilken som helst dybde/pulsbredde. Forforsterkerforsterkningskurven 126 tilveiebringer en sensitivitetstidskontrollfunksjon som reduserer overflategitter og bakgrunnsstøy ved å minske forsterkningen i grunt vann.
- 15 A/D omformereren 114 er en analog til digital omformer. En foretrukket utførelse av A/D omformereren 114 er en LTC[®]1861 fra Linear Technology Corporation. LTC[®]1861 er en 12 bit A/D omformer som tilbyr en programvarevelgbar tokanalmultiplekser. Den forsterkede bærebølgen blir omformet til digital av en A/D omformer. Raten hvorved
- 20 bærebølgen blir omformet til digital virker som en harmonisk subsampling og bærebølgen blir transformert i en mellomfrekvens når den er digitalisert. A/D omformereren 114 omformer det forsterkede retursignalet 112 til et mellomfrekvenssonarretursignal 116. A/D omformereren 114 sender ut og sender mellomfrekvenssonarretursignalet 116 til PLD 118.
- 25 PLD 118 er en programmerbar, logisk anordning og arbeider en koproessor for hovedprosessen 122. En foretrukket utførelse av PLD 118 er en XILINX[®] Spartan IIe XC2S300E. PLD 118 benytter en forenklet implementering av et ikke-koherent vindu i-fase/kvadratur (IQ) detektor for å filtrere mellomfrekvenssonarretursignalet 116
- 30 digitalt. Fremgangsmåte for digitalt å filtrere mellomfrekvenssonarretursignalet 116 er illustrert på figurene 2 til 5 og beskrevet mer detaljert nedenfor. PLD 118 sender ut forforsterkerforsterkningskurven 126 for å kontrollere forforsterkeren 110 og sender ut et digitalisert signal 120 til mikroprosessen 122.
- 35 Mikroprosessen 122 er illustrert på figur 6 og beskrevet ytterligere detaljert nedenfor.

Displayet 124 mottar det komprimerte signalet 123 fra mikroprosessen 122 og sender ut et display som kan inneholde vanddybden, temperatur og/eller hastighet som målt av transduseren 103, og et dobbelt eller et delt frekvensfiskefinnerdisplay som detektert av DSM 150.

5

Figur 2 illustrerer et funksjonsdiagram til en DSM 150 i samsvar med oppfinnelsen. Funksjonsdiagrammet til DSM 150 innbefatter sonarretursignalet 104, båndpassfilteret 106, det filtrerte retursignalet 108, forforsterkeren 110, det forsterkede signalet 112, en A/D omformer 114, mellomfrekvenssonarretursignalet 116, PLD 118, og det
 10 digitaliserte retursignalet 120. PLD 118 innbefatter et vindusfilter 206, et vindusretursignal 208, en effektmålefunksjon 210, et effektsignal 212, en signalkomprimeringsfunksjon 214, forforsterkerforsterkningskurven 126.

Det digitale signalet i en eksempelutførelse blir filtrert ved bruk av en enkeltpunkt
 15 Fourier transformasjon og et programmerbart Kaiser vindu. Størrelsessignalet blir omformet til en logaritmisk representasjon.

Sonarretursignalet 104 blir båndpassbegrenset av båndpassfilteret 106. Det filtrerte retursignalet 108 blir forsterket av forforsterkeren 110 basert på
 20 forforsterkerforsterkningskurven 126 som sendt fra PLD 118. Det forsterkede retursignalet 112 blir innmatet i A/D omformeren 114, hvor det blir blandet med et cosinus ϕ signal sendt fra PLD 118 og omformet til mellomfrekvenssonarretursignalet 116. PLD 118 setter samlingshastigheten for å sikre at sonarretursignalet er over Nyquist frekvensen. Effekten av denne subsampling er en frekvensforskyvning som
 25 blir matematisk beskrevet som "blanding med et cosinus ϕ signal". PLD 118 detekterer IF sonarretursignalet 116 ved bruk av en forenklet implementering av et ikke-koherent vindu i-fase / kvadratur (I/Q) detektor. PLD 118 utfører en Fourier transformasjon av mellomfrekvenssonarretursignalet 116. Fourier transformasjonen omformer mellomfrekvenssonarretursignalet 116 til et kompleks retursignal som innbefatter en
 30 sann verdi som er et i-fase detektert signal og en imaginær verdi som er et kvadraturdetektert signal. PLD 118 multipliserer så det komplekse retursignalet med vindusfilteret 206. Vindusfilteret 206 setter båndbredden og frekvensavrullingene. En foretrukket utførelse av vindusfilteret 206 er et Kaiser vindu.

35 Effektmålefunksjonen 210 måler sonarretursignalet 104 ved å ta absoluttverdien til vindusretursignalet 208 ved et innstilt frekvenspunkt.

Signalkompresjonsfunksjon 214 komprimerer det dynamiske området til DSM 150 ved å ta \log_2 til effektsignalet 212 og sender ut det digitaliserte retursignalet 120.

- 5 Senterfrekvensen til DSM 150 kan endres ved å justere k verdien til vindusfilteret 206.

Tids-/frekvensresponsen til DSM 150 kan bli endret ved å justere vindusfunksjonen $w[n]$ til vindusfilteret 206.

- 10 Figurene 3A og 3B illustrerer en harmonisk sampling av sonarretursignalet. DSM 150 sampler sonarbølgen ved bruken av harmonisk sampling. DSM 150 "undersampler" sonarbærebølger som inneholder frekvenser over Nyquist samplingsraten (en halvdel av samplingsfrekvensen, f_s) som vist på figur 3A. Slik undersampling av sonarretursignalet er mulig siden sonarbærebølgen er et basebåndsignal.
- 15 Sonarbærebølger som inneholder frekvenser under Nyquist raten blir direkte samplet, som vist på figur 3B. A/D omformerer 114 sampler det forsterkede retursignalet 112 og omformer det forsterkede retursignalet 112 til et mellomfrekvenssonarretursignal 116.
- 20 Figur 4 illustrerer en algoritme for å approksimere en faseforskyvning. Det er ikke nødvendig å beregne både i-fase og kvadraturkomponenten til mellomfrekvenssonarretursignalet 116. En approksimasjon kan i stedet bli utført ved å approksimere hver komponent som en 90 graders faseforskyvning av den andre. En slik approksimering reduserer kompleksiteten til beregningene med halvparten med bare
- 25 noen få resulterende mindre feil. PLD 118 approksimerer denne faseforskyvning ved å ta en Fourier transformasjon 400 av $\sum w[n]e^{(jn\theta)/k}$ signalet fra vindusfilteret 206 (vist på figur 2), hvor $\text{sign}(x)$ er lik 1 dersom $x > 0$, 0 dersom $x = 0$ og -1 dersom $x < 0$. Kvadratet av et i-fase detektert signal 402 blir tatt av en kvadratfunksjon 404. Et forsinkelseelement 415 produserer et pseudokvadratursignal 416 til det i-fase
- 30 detekterte i signalet 402. Kvadratet av det pseudokvadratursignalet 416 blir så tatt av en kvadratfunksjon 417. Den Euklidske avstanden 412 blir beregnet ved å ta kvadratroten 410 av summen 406 av kvadratet av i-fase signalet 405 og kvadratet av kvadratursignalet 418. Det digitaliserte sonarretursignalet 120 blir så komprimert og sendt ut av \log_2 funksjonen 414.

Figur 5 illustrerer en algoritme for å approksimere den Euklidske avstanden mellom 90 grader ut av fase vektorene. Denne approksimering tilveiebringer også en betydelig minskning av kompleksitet uten noe betydelig samplingstap til sonarretursignalet.

- 5 Det filtrerte digitale signalet blir sammenlignet med det tidligere resultatet, og en approksimert størrelse blir beregnet hvor størrelsen = $\max(y[n-1], y[n-1]) + 0,5 * \min(y[n], y[n-1])$. Dette størrelsessignalet blir omformet til logaritmisk representasjon ved hjelp av en approksimert $\log_2(x)$ beregning. Den approksimerte \log_2 er en stykkevis lineær approksimasjon av en \log_2 funksjon hvor loggverdien blir lineært
- 10 approksimert mellom alle heltall \log_2 verdier.

PLD 118 approksimerer den Euklidske avstanden 506 ved først å ta en Fourier transformasjon 400 av $\sum w[n]e^{(jn\theta)/k}$ signalet fra vindusfilteret 206 (vist på figur 2), hvor fortegn (x) er lik 1 dersom $x > 0$, 0 dersom $x = 0$, og -1 dersom $x < 0$. Lengden til

15 det lengste i-fase detekterte signalet 502 blir så addert til halvparten av lengden til det korteste i-fase detekterte signalet 503 for å produsere approksimasjonen av den Euklidske avstanden 506. Det digitaliserte sonarretursignalet 120 blir så komprimert og sendt ut av \log_2 funksjonen 414.

- 20 Figur 6 illustrerer den logaritmiske funksjonen implementert som en stykkevis lineær $\log_2()$ funksjon. En venstreforskyvning av størrelsessignalet fra den digitale sonarmodulen blir utført inntil en "1" opptrer i den mest signifikante biten. Signalet blir så sendt gjennom en multiplekser og et register.

P a t e n t k r a v

1.

Digital peilemodul, k a r a k t e r i s e r t v e d at den omfatter:
5 en sonartransduser for å sende akustisk sonarbølge med en valgt frekvens og pulsrate og
for å motta ekko fra den sendte akustiske sonarbølgen reflektert fra objekter og for
omforming av den mottatte, akustiske sonarbølgen i et første elektrisk signal,
et båndpassfilter for å tilveiebringe en første bred båndpassfiltrering på det første
signalet for å produsere et andre signal,
10 en forsterker for kontrollert forsterkning av det andre signalet for å produsere et tredje
signal,
en analog til digital omformer for å motta det tredje signalet og tilveiebringe en digital
sampling av dette signalet,
en programmerbar, logisk anordning for å tilveiebringe et variabelt
15 forsterkningskontrollsignal til forsterkeren for normalisering av amplituden til
reflekterte ekkoer innenfor det andre signalet ved å øke forsterkning i forhold til
avstanden til den nevnte ekkorefleksjonskilden fra sonartransduseren, og
en mikroprosessor.

20 2.

Digital peilemodul ifølge krav 1, k a r a k t e r i s e r t v e d at
båndpassfilteret er et bredbåndfilter.

3.

25 Digital peilemodul ifølge krav 2, k a r a k t e r i s e r t v e d at
båndpassfilteret er sentrert rundt 50 kHz eller 20 kHz.

4.

30 Digital peilemodul ifølge krav 2, k a r a k t e r i s e r t v e d at
båndpassfilteret er modifisert til å filtrere en hvilken som helst frekvens mellom 10 kHz
og 200 kHz.

5.

35 Digital peilemodul ifølge krav 1, k a r a k t e r i s e r t v e d at
forsterkeren er programmerbar og tilveiebringer en optimal ytelse ved en hvilken som
helst dybde/pulsbredde.

6.

Digital peilemodul ifølge krav 1, k a r a k t e r i s e r t v e d at
det variable forsterkningskontrollsignalet normaliserer amplituden til en sonarpuls ved å
5 øke forsterkningen over tid fra det initielle mottaket av et pulsekko til avslutningen av
mottak av et pulsekko.

7.

Digital peilemodul ifølge krav 6, k a r a k t e r i s e r t v e d at
10 en forsterkning til forsterkerne blir innstilt via en digital programmerbar
tilbakekoblingsmotstand.

8.

Digital peilemodul ifølge krav 7, k a r a k t e r i s e r t v e d at
15 forsterkeren tilveiebringer en sensitivitetstidskontrollfunksjon som reduserer
overflategitter og bakkgrunnsstøy ved å minske forsterkningen i grunt vann.

9.

Digital peilemodul ifølge krav 1, k a r a k t e r i s e r t v e d at
20 forsterkeren blir kontrollert digitalt av en forsterkningskurve sendt fra den
programmerbare, logiske anordningen.

10.

Digital peilemodul ifølge krav 9, k a r a k t e r i s e r t v e d at
25 forsterkningskurven øker med dybde og tillater en kontinuerlig reprogrammering av et
programmerbart filter.

11.

Digital peilemodul ifølge krav 1, k a r a k t e r i s e r t v e d at
30 analog til digital omformerer omfatter:
en omformingsrate for å omforme det tredje signalet til et digitalisert retursignal som
virker som en harmonisk subsampling, hvori det tredje signalet blir omformet til en
mellomfrekvens.

12.

Digital peilemodul ifølge krav 1, k a r a k t e r i s e r t v e d at den programmerbare, logiske anordningen arbeider som en kompressor for hovedprosessen.

5

13.

Digital peilemodul ifølge krav 12, k a r a k t e r i s e r t v e d at den programmerbare, logiske anordningen utfører en forenklet implementeringen av en ikke-koherent vindu i-fase/kvadraturdetektor for å filtrere mellomfrekvensretursignalet digitalt.

10

14.

Fremgangsmåte for å detektere en sonarbærebølge, hvilke fremgangsmåten omfatter: å motta en sonarbærebølge,

15

å begrense sonarbærebølgen med et båndpassfilter,

å forsterke den filtrerte sonarbærebølgen med en forsterker,

å mate den forsterkede sonarbærebølgen til en analog til digital omformer for å produsere en mellomfrekvens av sonarbærebølgen,

20

å kontrollere forsterkeren og analog til digital omformeren med en programmerbar,

logisk anordning,

å filtrere sonarbærebølgen digitalt, og

å detektere digitalt sonarbærebølgen.

15.

25

Digital peilemodul ifølge krav 1, hvori det tredje signalet er en forsterket bærebølge.

16.

Digital peilemodul ifølge krav 1, hvori den programmerbare logiske innretningen også tilveiebringer en harmonisk subsamplingrate, $\cos\phi$, til analog til digital omformeren slik at den reflekterte sendte sonarbølgen er over Nyquistfrekvensen.

30

17.

Digital peilemodul ifølge krav 1, hvori mikroprosessen tilveiebringer en utgang for fremvisning av de reflekterte ekko.

35

18.

Digital peilemodul ifølge krav 1, hvori den programmerbare logiske innretningen tilveiebringer en approksimert \log_2 -funksjon, hvori \log -verdien er lineært approksimert mellom alle heltall \log_2 verdier.

5

19.

Digital peilemodul ifølge krav 18, hvori den programmerbare logiske innretningen videre omfatter et vindusfilter for å overføre et vindusretursignal til en effektmålefunksjon, hvilken effektmålefunksjon overfører et effektsignal til en signalkompresjonsfunksjon, hvilken signalkompresjonsfunksjon overfører et signal til mikroprosessen.

10

20.

Digital peilemodul ifølge krav 1, hvori analog til digital omformeren er en 12 bit analog til digital omformer.

15

21.

Digital peilemodul ifølge krav 11, hvori den harmoniske subsamplingen blir utført ved å undersample det tredje signalet som inneholder frekvenser over Nyquistsamplingraten og å direktesample de tredje signalene som inneholder frekvenser under Nyquiststraten.

20

22.

Digital peilemodul ifølge krav 11, hvori den programmerbare logiske innretningen implementerer en ikke-koherent vinduet i -fase/kvaratur, I/Q ,-detektor og utfører Fouriertransformering av det tredje signalet på mellomfrekvens, hvilken Fouriertransformering omformer det tredje signalet på mellomfrekvens til et komplekst retursignal som inkluderer en reell verdi som er et i -fase-detektert signal og en imaginær verdi som er et kvadratur-detektert signal, hvilken programmerbare logiske innretning så multipliserer det komplekse retursignalet med et vindusfilter, hvilket vindusfilter setter båndbredden og frekvensen, hvilken programmerbare logiske innretning tilveiebringer et $\cos\phi$ -signal til analog til digital omformeren, hvilken programmerbare logiske innretning setter den harmoniske sub-sampling-raten til analog til digital omformeren slik at den reflekterte sendte sonarbølgen er over Nyquistfrekvensen, og en stykkevis lineær approksimasjon av en \log_2 -funksjon, hvori \log -verdien blir lineært approksimert mellom alle heltall \log_2 verdier.

35

23.

Digital peilemodul ifølge krav 22, hvori den programmerbare logiske innretningen utfører en algoritme for å approksimere en faseforskyvning, hvor denne

- 5 approksimeringen utføres ved å approksimere enten i-fase-komponenten eller kvadraturkomponenten av det tredje signalet på mellomfrekvens som en 90 graders forskyvning av den andre, og approksimeringen deler kompleksiteten til beregningene til det halve.

24.

- 10 Digital peilemodul ifølge krav 23, hvori den programmerbare logiske innretningen approksimerer faseforskyvningen ved å ta en Fouriertransform av $\sum w[n]e^{(jn\theta)/k}$ -signalet fra vindusfilteret, hvor $\text{sign}(x)$ er lik 1 hvis $x > 0$, 0 hvis $x = 0$ og -1 hvis $x < 0$.

25

- 15 Digital peilemodul ifølge krav 23, hvori den programmerbare logiske innretningen approksimerer en Euklidisk avstand ved å ta en Fouriertransform av $\sum w[n]e^{(jn\theta)/k}$ -signalet fra vindusfilteret, hvor $\text{sign}(x)$ er lik 1 hvis $x > 0$, 0 hvis $x = 0$ og -1 hvis $x < 0$, og så addere lengden av det lengste i-fase-detekterte signalet til halve av lengden av det korteste i-fase-detekterte signalet for å fremstille approksimasjonen av den andre
- 20 Euklidiske avstanden.

26.

Digital peilemodul ifølge krav 22, hvori vindusfilteret er et programmerbart Kaiser-vindusfilter.

25

27.

Digital peilemodul ifølge krav 26, hvori den programmerbare logiske innretningen tilveiebringer et programmerbart Kaiser-vindusfilter for å overføre et vindusretursignal til en effektmålefunksjon, hvilken effektmålefunksjon overfører et effektsignal til en signalkompresjonsfunksjon, hvilken signalkompresjonsfunksjon overfører et signal til en mikroprosessor.

30

28.

Fremgangsmåte ifølge krav 14, videre omfattende

- 35 hvori båndpassfilteret er et justerbart båndpassfilter,

hvorfor forsterkeren er en tottrinns differensial-variableforsterkings-forsterker hvorfor forsterkerens forsterkning settes ved en forsterkningskurve mottatt fra den programmerbare logiske innretningen, hvorfor matingen omfatter å innmate den forsterkede sonarbærebølgen inn i analog til digital omformeren hvilken analog til digital omformer omformer den forsterkede sonarbærebølgen ved en harmonisk subsamplingrate, $\cos\phi$, levert fra den programmerbare logiske innretningen for å fremstille en digital mellomfrekvens av sonarbærebølgen, hvorfor den programmerbare logiske innretningen kontrollerer forsterkeren ved å utføre detekteringen og filtreringen på mellomfrekvens-sonarbærebølgen med en ikke-koherent vinduet i-fase-/kvadratur-detektor, å komprimere den digitaliserte sonarbærebølgen med en \log_2 -funksjon, og å levere utgang fra den programmerbare logiske innretningen til en mikroprosessor og et display.

100

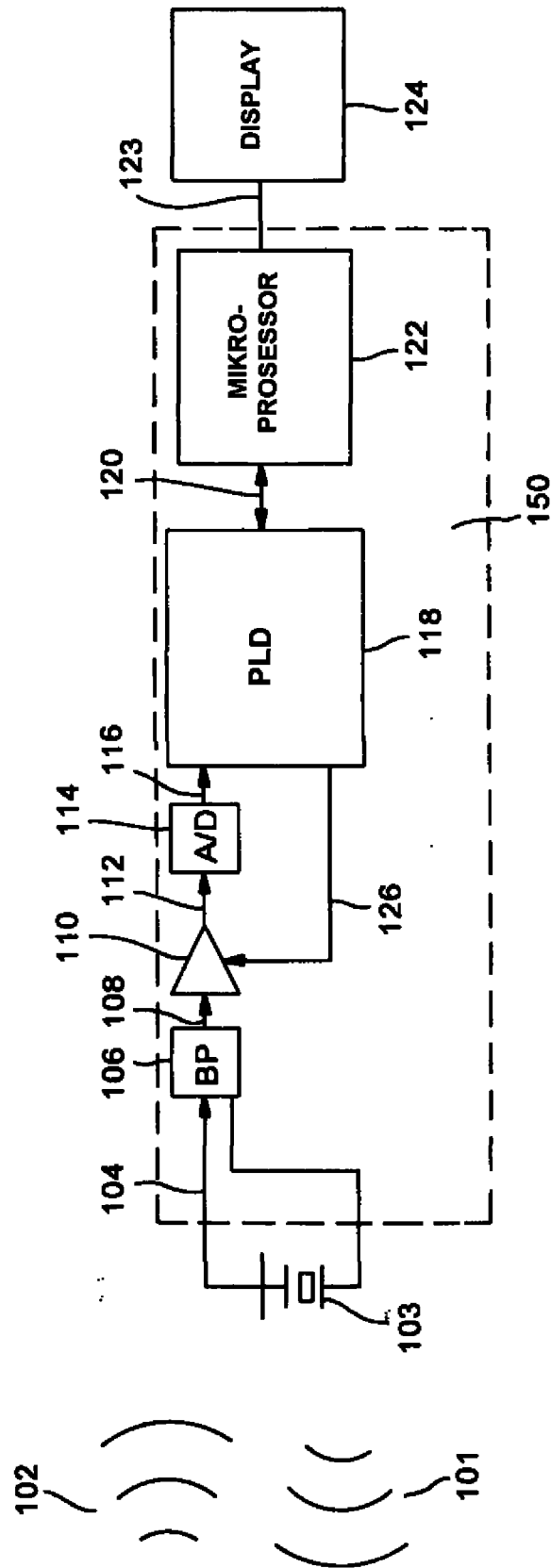


FIG. 1

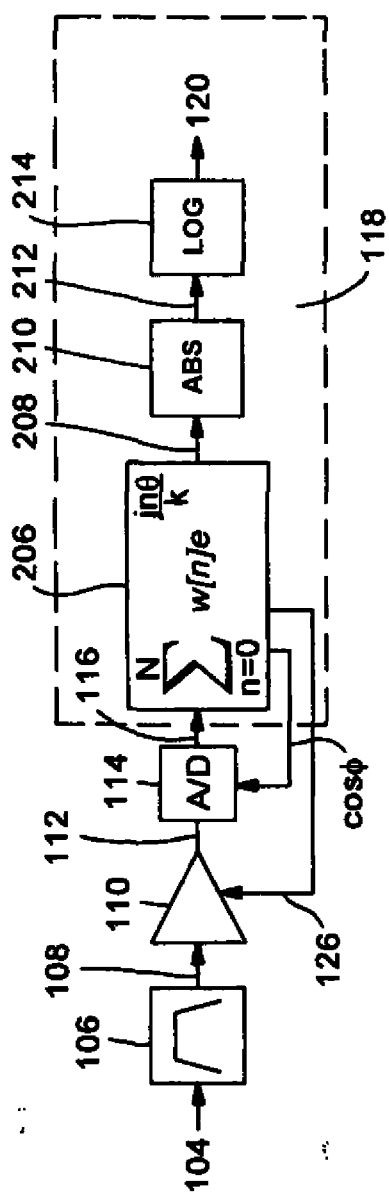
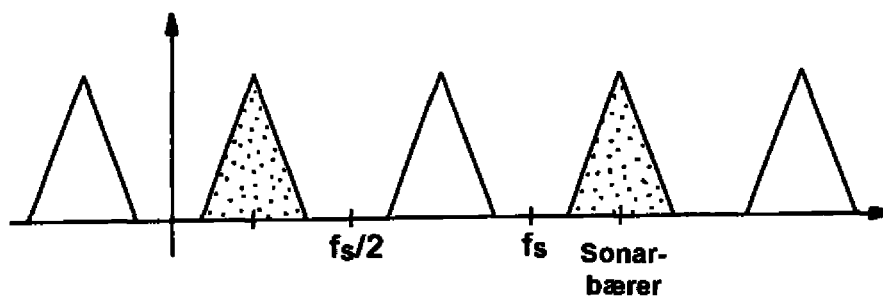
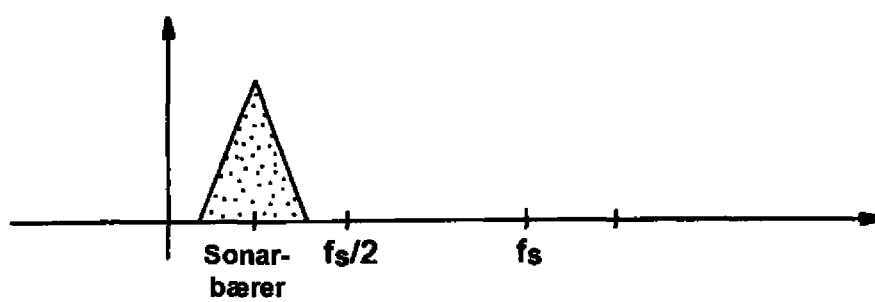


FIG. 2

**FIG. 3A****FIG. 3B**

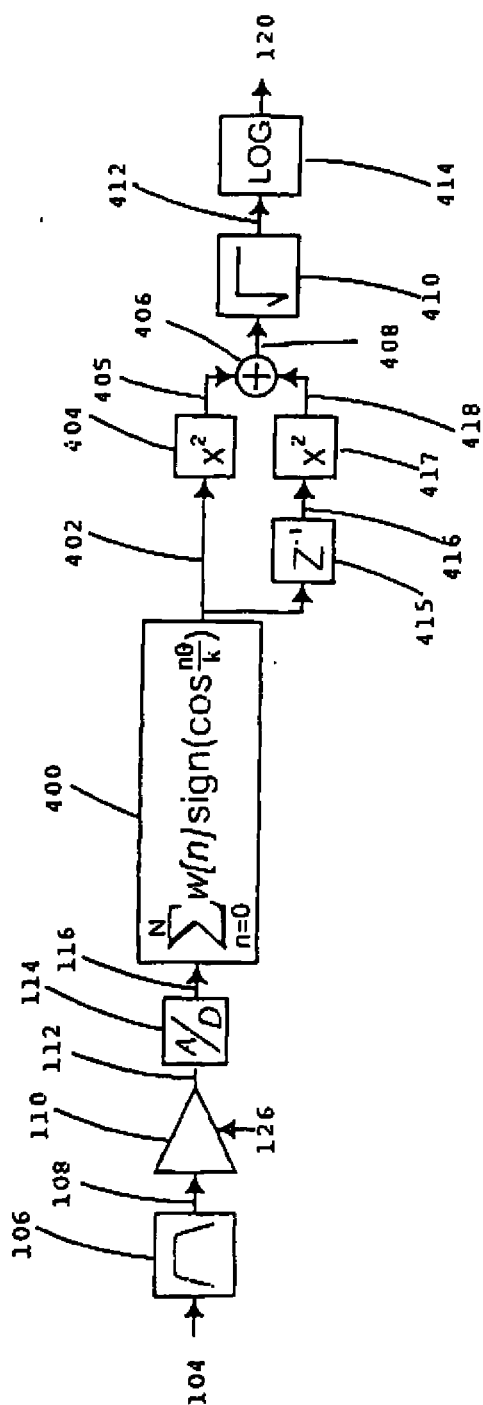


FIG. 4

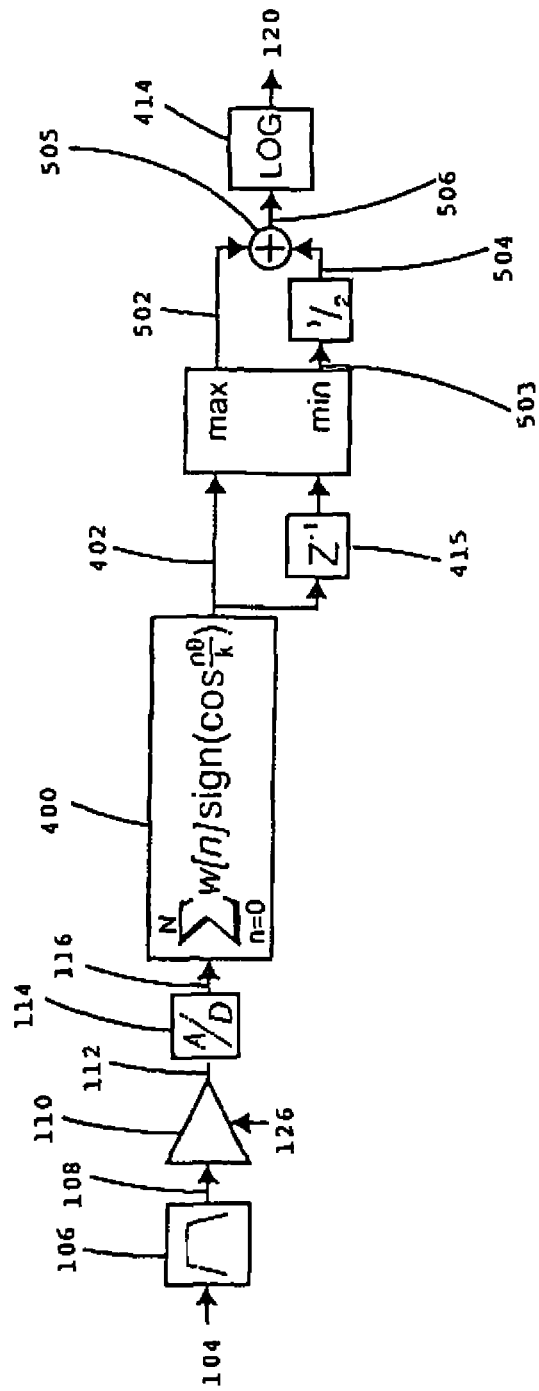


FIG. 5

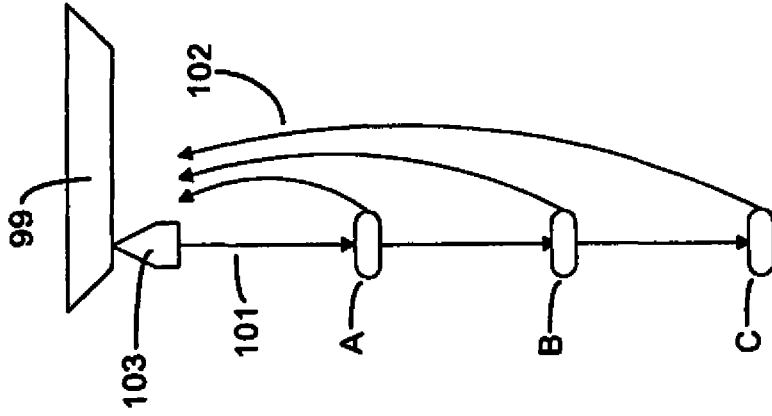


FIG. 7

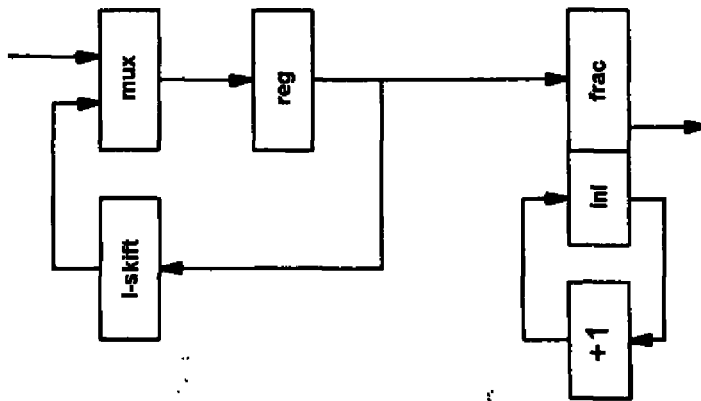


FIG. 6

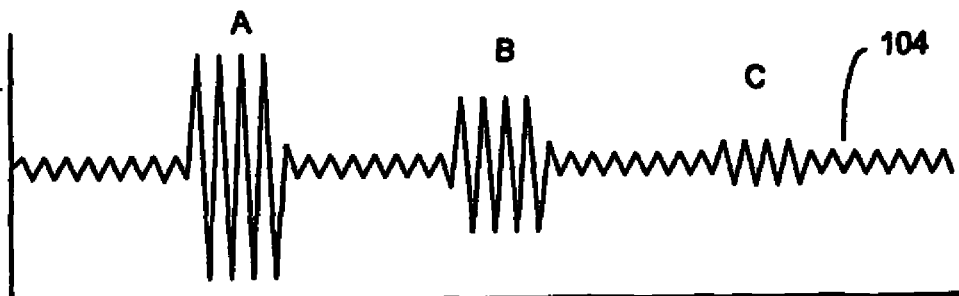


FIG. 8A

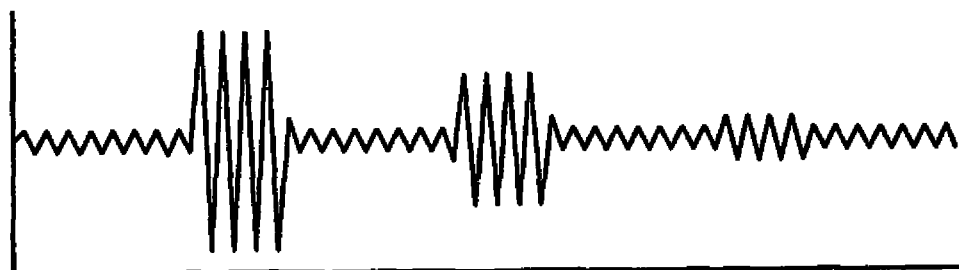


FIG. 8B

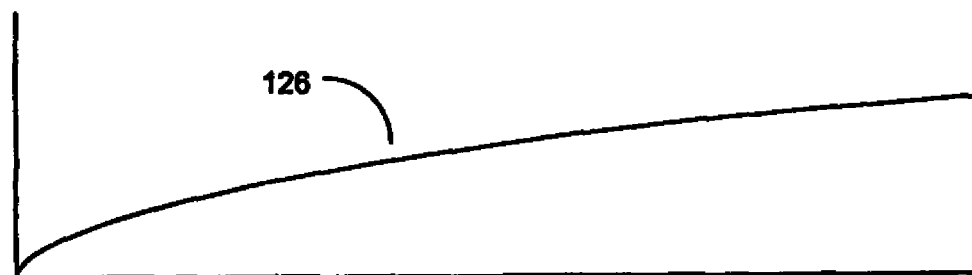


FIG. 8C

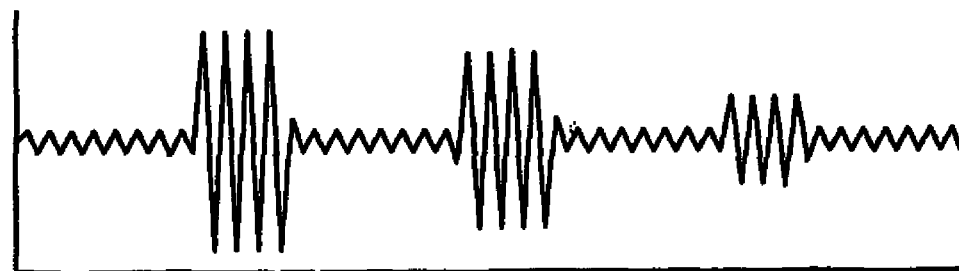


FIG. 8D