



(12) **PATENT**

(19) NO

(11) **314108**

(13) B1

(51) Int Cl⁷

H 03 H 15/00, 17/02

Patentstyret

(21) Søknadsnr
(22) Inng. dag
(24) Løpedag
(41) Alm. tilgj.
(45) Meddelt dato

19994020
1999.08.19
1999.08.19
2001.02.20
2003.01.27

(86) Int. inng. dag og
søknadsnummer
(85) Videreføringsdag
(30) Prioritet

Ingen

(71) Patenthaver
(72) Oppfinner
(74) Fullmektig

Kongsberg Defence Communications AS, Postboks 87, 1375 Billingstad, NO
Terje Thorvaldsen, 1367 Snarøya, NO
Oslo Patentkontor AS, 0306 Oslo

(54) Benevnelse

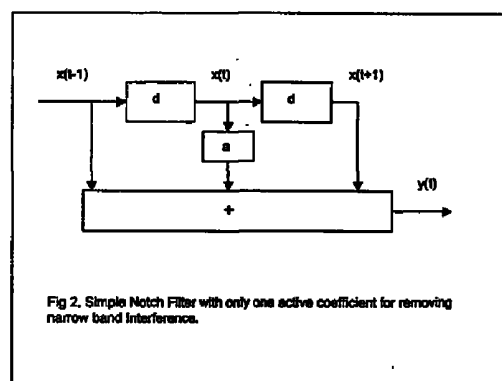
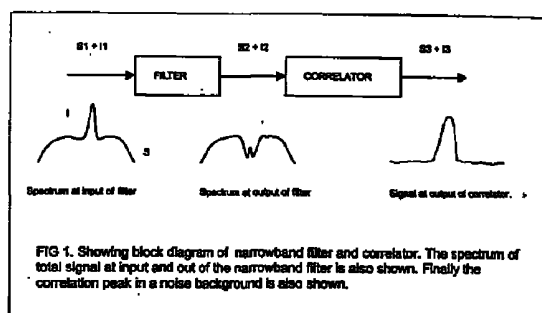
Kansellering av interferens

(56) Anførte publikasjoner

EP A2 913951, US 4737729, US 4543532
IEEE TRANSACTIONS ON ACOUSTICS, SPEECH AND SIGNAL
PROCESSING, VOL. 36, NO 9. SEPTEMBER 1988, B.D. RAO OG R. PENG,
"TRACKING CHARACTERISTICS OF THE CONSTRAINED IIR ADAPTIVE
NOTCH FILTER"

(57) Sammendrag

Et transversal filter for undertrykking av interfererende signaler i bredbåndskommunikasjonssystemer er beskrevet. Filteret har bare en variabel filterkoeffisient, $A = f(a)$, mens koeffisienten i den siste gren alltid er lik 1. $a = -[x(t-1) + x(t+1)]/x(t)$, hvor x betegner et sampel av inngangssignalet og t er tid.



Oppfinnelsens område

Foreliggende oppfinnelse gjelder adaptive filtre for kansellering av interferens.

Kjent teknikk

- 5 Det er vel kjent fra litteraturen at ytelsen av bredbånds kommunikasjonssystemer med henblikk på nødvendig signal til støyforhold (SNR) for en bestemt bitfeilrate (BER) kan sterkt forbedres ved å benytte et smalt sperrefilter før demoduleringen av bredbåndssignalet skjer, hvis inngangs-
- 10 signalet hovedsakelig er forstyrret av smalbåndsinterferens. For en introduksjon til dette området, se for eksempel boken av John D. Proakis: "Digital Communications" ISBN 0-07-05-0937-9, andre utgave, Mc Graw Hill 1989, kapittel 8.3.5.
- 15 Det generelle blokkdiagram av et slikt system er gitt i figur 1. Først føres det kombinerte signal (bredbåndsbrukersignal) og interferensen (uønsket smalbånds forstyrrelse) til et filter. Dette filteret kan være et filter med tappet forsinkelseslinje. Koeffisientene til dette filteret beregnes på en slik måte at interferensen attenueres mer enn
- 20 signalet, det vil si at filteret må ha form av en smalbånds sperrefunksjon rundt frekvensen til interferensen. Som oftest er den resulterende SNR ut av dette filter ikke passende for demodulasjon av informasjonsinnholdet i signalet,
- 25 og derfor følger det en korrelator tilpasset bredbåndssignalet, etter filteret. På utgangen av denne korrelator har SNR blitt videre forbedret, og demodulasjonen av brukerinformasjonen kan skje.

Problemer med den kjente teknikk

- 30 Beregningen av parametrene i det interferensundertrykkende filter er normalt en prosess som krever et stort antall operasjoner per sampel av signalet. Av denne årsak er meto-

- dene beskrevet i litteraturen ikke velegnet for implementering i kretser for handholdt, lettvekts kommunikasjonsutstyr. Det store antall operasjoner som er nødvendig betyr at man enten må bruke en stor komplisert integrert krets eller DSP, eller at kretsen vil være meget kraftforbrukende. Det store antall operasjoner som er nødvendig vil også føre til en lang tilpassningstid, hvilket ikke er kompatibelt med frekvenshoppesystemet hvor tiden som er tilgjengelig for tilpassning er ekstremt kort.
- 10 I de fleste systemer kan parametrene i filteret bare beregnes mens interferensen er tilstede alene. Hvis brukersignalet er til stede er det umulig å beregne parametrene til filteret på en slik måte at filteret vil forbedre signaltil-støy-forholdet på utgangen til et nivå som er brukbart for demodulasjon av signalet.

Hensiktene med oppfinnelsen

- En hensikt med oppfinnelsen er å tilveiebringe en fremgangsmåte for å levere et raskt og nøyaktig estimat av filterparametrene til et interferenskansellerende filter, og nærmere bestemt å tilveiebringe et filter og en fremgangsmåte for beregning av filterparametrene som krever et minimum av operasjoner per sampel av signalet, hvilket gjør systemet egnet for implementering i mindre, lettvekts, batterioperert utstyr.

Ytterligere eksempel på kjent teknikk

- Fra EP-søknad 913951 er det kjent en fremgangsmåte for å undertrykke smalbåndet støy med fast frekvens i et audiosignal. Det benyttes et transversalfilter med båndstoppfunksjon kombinert med en lavpassfunksjon. Filterkoeffisientene beregnes ved en adaptasjonsprosess. Imidlertid er man også her avhengig av at beregningene foretas med bare interferens til stede, uten at selve audiosignalet er til stede.

En annen hensikt er å gjøre det mulig å beregne filterparametrene mens brukersignalet og interferensen er tilstede sammen, ved å benytte en korrelator etter filteret som er tilpasset brukersignalet og derfor øker SNR ytterligere, til en verdi egnet for demodulering av signalet.

Disse hensikter oppnås i et filter og en fremgangsmåte ifølge de vedføyde patentkrav.

Beskrivelse av oppfinnelsen

Oppfinnelsen vil nå bli beskrevet med henvisning til de vedføyde tegninger, hvor:

Figur 1 viser en fremgangsmåte for undertrykking av et interfererende signal i et bredbånds kommunikasjonssystem. Det er vist et blokkdiagram omfattende et smalbåndsfiler og en korrelator. Spekteret av det totale signal på inngang og ut av smalbåndsfileret er også vist. Endelig er korrelasjonstoppen i en støybakgrunn også vist.

Figur 2 viser et notch-filer for undertrykking av et interfererende signal ifølge foreliggende oppfinnelse.

Oppfinnelsen vedrører bruk av et transversalfiler med bare en variabel koeffisient som vist i figur 2. Fileret er et enkelt tretrinns transversalfiler. d betegner sampelforsinkelsen, det vil si tiden mellom sampler av signalet. Tre etterfølgende sampler vektet og summeres for å tilveiebringe et utgangssignal $y(t)$, hvor t er tid. Dette kan uttrykkes som $y(t) = x(t) + A \cdot x(t-1) + x(t-2)$, hvilket betyr at bare en av filterkoeffisientene, A , gjøres variabel, mens de gjenværende koeffisienter settes til en. Fileret er en spesialvariant av et transversalfiler, siden koeffisienten i den siste bane alltid er 1. Fileret er et notch-filer, som alltid vil gi en perfekt kansellering av en enkelt sinusoid av en bestemt frekvens. Det kan lett ses at om koeffisienten A gjøres lik $a = -[x(t)+x(t-2)]/x(t-1)$,

blir utgangen av filteret alltid null. Dette inntreffer for frekvensen gitt ved ligningen $2\cos(2\pi f d) = -a$.

Dette filter krever meget lite maskinvare og/eller meget få beregningstrinn. Beregningen av a krever bare en divisjon
 5 (kan realiseres ved et tabelloppslag) per sampel. Imidlertid hvis koeffisienten a blir benyttet er utgangen alltid null. For å slippe noe av brukersignalet igjennom filteret utfører vi derfor en funksjon på a -ene: $A=f(a)$. Denne funksjon kan være en enkel midling av a -ene før og etter tiden
 10 $t-1$. Funksjonen må være slik at kjerven (notch) sporer den smalbåndede interferens, men er for sen til å spore det bredbåndede brukersignal.

Hvis signalsampelet $x(t-1)$ i noe tilfelle skulle bli null vil beregningen av a svikte. I et slikt tilfelle må systemet ignorere denne bestemte a . Tilsvarende bør systemet ignorere a -er basert på beregninger hvor $x(t-1)$ er under en grenseverdi.
 15

Fordeler ved oppfinnelsen

Et system som bruker filteret i figur 2 og med funksjonen f
 20 lik et middel av 8 a -er, har blitt simulert på en datamaskin. Dette system krever bare 3 addisjoner og en multiplikasjon per sampel for å utføre filterfunksjonen. For å beregne A kreves en addisjon og en subtraksjon per sampel. Bare 10 sampler av inngangssignalet kreves for å oppnå det
 25 første brukbare sampel av den filtrerte utgang.

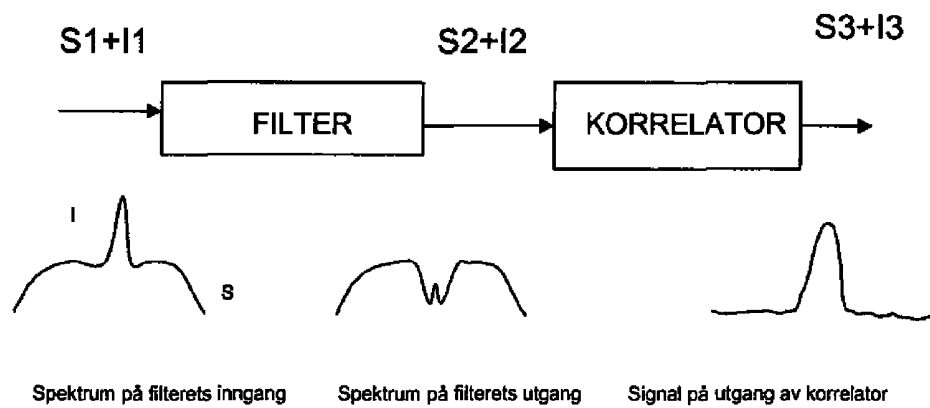
Et slikt filter har blitt simulert med inngang bestående av frekvensmodulert interferens sammen med et direkte sekvensspredt-spektrum brukersignal (Direct Sequence Spread Spectrum user signal). Resultatene viser at kommunikasjons-
 30 linken kan opereres som om interferensen ikke var tilstede, det vil si med tilfredsstillende BER, i den etterfølgende situasjon: FM deviasjon og modulasjonstone innen praktiske grenser for faktiske FM systemer som er i bruk, I/S opp til

40dB og med analog til digital omformere med gjennomførbart antall bits. Dette representerer en dramatisk forbedring sammenlignet med et system uten et filter, og filtersystemet er dramatisk enklere enn noe funnet i litteraturen.

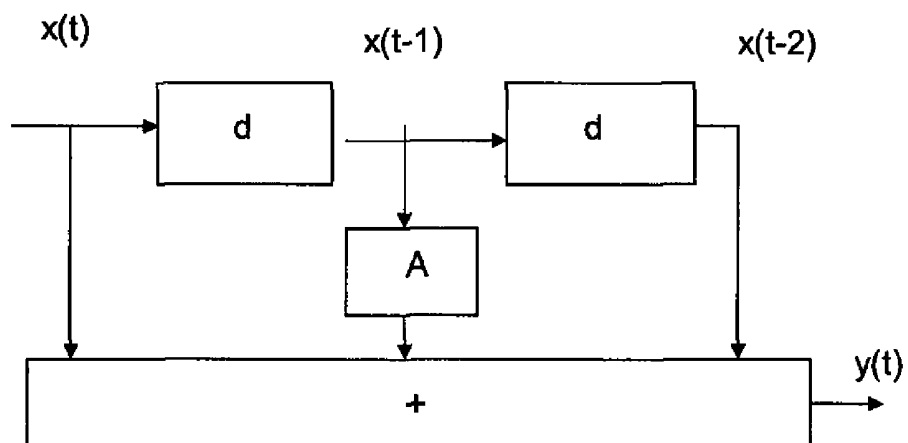
P a t e n t k r a v

1. Transversalfilter med tre tapper for undertrykking av interferens,
k a r a k t e r i s e r t v e d at filteret har bare en
5 variabel filterkoeffisient, $A=f(a)$, hvor hver a beregnes med interferens og signal til stede, og basert på bare tre etterfølgende sampler av signalet, og funksjonen f er en enkel midling tatt på en slik måte at koeffisienten A virker på datasamplet i midten av midlingsintervallet, og fil-
10 terkoeffisienten i første og siste gren er lik 1.
2. Fremgangsmåte for kansellering av interferens i kommunikasjonssystemer,
k a r a k t e r i s e r t v e d at inngangssignalet filtreres i et tretrinns transversalfilter, hvor filteret
15 har bare en variabel filterkoeffisient, $A=f(a)$, og filterkoeffisientene i første og siste gren er lik 1, hvor $a=[x(t) + x(t-2)]/x(t-1)$, og $x(t)$ betegner et sampel x av inngangssignalet ved tiden t , og funksjonen $f(a)$ består av en midling av a -er før og etter tiden $(t-1)$.
- 20 3. Fremgangsmåte ifølge krav 2,
k a r a k t e r i s e r t v e d at beregningen av a utføres som et tabelloppslag.
4. Fremgangsmåte ifølge krav 2 eller 3,
k a r a k t e r i s e r t v e d at hvis signalsamplet
25 $x(t)$ er null eller under en grenseverdi blir den korresponderende a ignorert.

1/1



Figur 1



Figur 2