



(12) **PATENT**

(19) **NO**

(11) **331879**

(13) **B1**

NORGE

(51) **Int Cl.**

H04B 1/7097 (2011.01)

H04B 17/00 (2006.01)

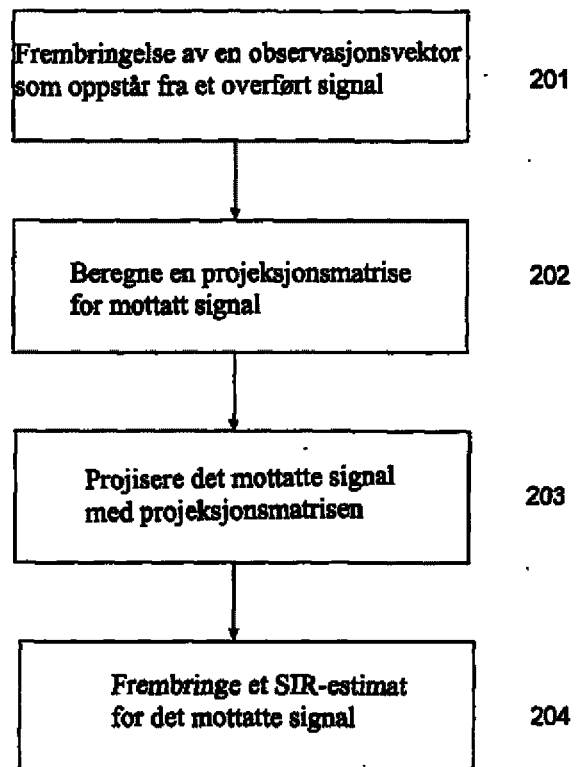
Patentstyret

(21)	Søknadsnr	20030837	(86)	Int.inng.dag og søknadsnr	2001.09.07 PCT/SE2001/01945
(22)	Inng.dag	2003.02.24	(85)	Videreføringsdag	2003.02.24
(24)	Løpedag	2001.09.07	(30)	Prioritet	2000.09.07, SE, 0003161
(41)	Alm.tilgj	2003.05.07			
(45)	Meddelt	2012.04.23			

(73)	Innehaver	Telia AB, Mårbackagatan 11, SE-12386 FARSTA, Sverige
(72)	Oppfinner	Mikael Andersin, Fatburs Kvarngata 2, S-118 64 Stockholm, Sverige Anders Henriksson, Tullgatan 6 A, S-223 54 Lund, Sverige
(74)	Fullmektig	Acapo AS, Postboks 1880 Nordnes, 5817 BERGEN, Norge

(54)	Benevnelse	Fremgangsmåte, programvareprodukt og anordning for estimering av signal-til-interferensforhold (SIR) i et CDMA-basert tele- og datakommunikasjons-system
(56)	Anførte publikasjoner	MURAT TORLAK ET AL. Blind Estimation of FIR Channels in CDMA Systems with Aperiodic Spreading Sequences. I: Conference Record of the 31st Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (1998), Vol. 1, p. 495-499.
(57)	Sammendrag	

Foreliggende oppfinnelse vedrører en fremgangsmåte, en anordning og et softwareprodukt ved et mobilt tele- og datakommunikasjonssystem ifølge innledningen av de selvstendige patentkrav. Mer eksakt vedrører fremgangsmåten å gjøre mulig målinger i nåtid av den i nevnte system spesifiserte målemengde Signal til Interferensforhold (SIR), hvor SIR er innrettet til det mobile tele- og datakommunikasjonssystemet Code Division Multiple Access (CDMA). Formålet med foreliggende oppfinnelse er å frembringe en måte å estimere SIR i nåtid når SIR er innrettet for CDMA. Dette oppnås med en algoritme ifølge oppfinnelsen som opererer direkte på krypteringssekvensen i stedet for spesifikke synkroniseringssekvenser.



Den foreliggende oppfinnelse vedrører en fremgangs-
måte, programvareprodukt og anordning for estimering av
signal-til-interferens-forhold (SIR) i et CDMA-basert tele-
og datakommunikasjons-system ifølge innledningen til de
5 selvstendige patentkravene. Mer eksakt vedrører frem-
gangsmåten å gjøre mulig måling i nåtid av den i systemet
spesifiserte mengde «Signal-to-Interference Ratio» (SIR),
hvor SIR er innrettet til mobil tele- og
datakommunikasjonsteknologi «Code Division Multiple Access»
10 (CDMA).

UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) er
den europeiske betegnelsen på mobilsystemet av 3. gene-
rasjon, IMT-2000, som er planlagt å være i drift ved
begynnelsen av det 21. århundre. Systemet har tre definerte
15 modus som alle har det felles trekk at de benytter teknolo-
gien CDMA i en annen form.

I et CDMA-system basert på «Direct sequence Spreading
Code Division Multiple Access» (DS-CDMA), skilles ulike
brukere og ulike basestasjoner ved bruk av koder. I UMTS,
20 som er basert på DS-CDMA, blir to ulike typer koder be-
nyttet, ortogonale spredekoder og langkrypteringskoder. Ved
nedlink blir ulike brukere i en celle skilt ved hjelp av
spredekoden. Brukere av ulike celler blir skilt ved nedlink
ved hjelp av krypteringskoden. Krypteringskoden hjelper
25 dessuten til med å minimere intersymbolgrensesnittet for en
bruker, siden det er svært langt, 38400 chip, og har lav
auto- og tverrkorrelering. Ved opplink er det kun kryp-
teringskoden som skiller ulike brukere.

En chip er det minste bit/symbol (bølgeform) som bygger opp et CDMA-signal.

For å frembringe styringsfunksjon for radioressurs er et antall ulike mengder blitt spesifisert, se f.eks.

5 3G TS25.215 v3.1.0, 3GPP TSG RAN; «*Physical layer - Measurements (FDD)*», 1999-12, 3G TS25.225 v3.1.0, 3GPP TSG RAN; «*Physical layer - Measurements (TDD)*», 1999-12 og 3G TS25.302 v3.2.0, 3GPP TSG RAN; «*Services provided by the Physical Layer*», 1999-12. SIR, dvs. forholdet mellom ønsket
10 signalstyrke og interferens pluss støystyrke, har vist seg å være nyttige som parametre for funksjoner så som valg av celle, handover, adaptiv kanalkoding og senderstyrkekontroll. Sistnevnte er en svært sentral del i CDMA, styrkekontroll er en betingelse for å få CDMA-systemet til å
15 fungere.

Selv om det har vist seg at SIR er en interessant mengde å benytte som kvalitetsmåling, har det vært forholdsvis få studier konsentrert om problemet for hvordan å utføre målinger (eller mer korrekt, estimeringer) av denne
20 mengden i nåtid. De fleste fremgangsmåter som er blitt utviklet er rettet mot smale/begrensende båndsystemer «Frequency Division Multiple Access» (FDMA), respektivt «Time Division Multiple Access» (TDMA).

En slik metode er beskrevet av M. Andersin i «Power
25 Control and Admission Control in Cellular systems», doctoral thesis, TRITA-S3-RST-9606, ISSN 1400-9137, the Royal Institute of Technology, Stockholm May 1996. En ulempe med denne fremgangsmåten er følgelig at det ikke er tilrettelagt for CDMA.

30 «*Subspace Based Estimation of the Signal to-Interference Ratio for CDMA Cellular Systems*» by N.B. Mandayam and R.D. Yates, in Proceedings of IEEE VTS'97, Phoenix, May 1977, viser en algoritme som er ment for CDMA. Både denne algoritmen og algoritmen i dokumentet nevnt
35 ovenfor medfører imidlertid at en kjent synkroniseringssekvens, tilsvarende den i «Global Service for Mobile Systems» (GSM), blir overført på et svært regulært basis. Disse synkroniseringssekvensene kan ikke omfatte noe

nyttelastdata, dvs. de databits som bygger opp synkroniseringssekvensen kan ikke benyttes for noen andre formål enn kanal og SIR-estimering. I GSM blir synkroniseringssekvensen benyttet for å estimere kanalen for bruk i kanalutjevner. I CDMA-systemer som benyttes i UMTS, blir ingen synkroniseringssekvens benyttet. Det er av den grunn nødvendig å se etter andre muligheter.

Videre vises til MURAT TORLAK ET AL. Blind Estimation of FIR Channels in CDMA Systems with Aperiodic Spreading Sequences. I: Conference Record of the 31st Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (1998), Vol. 1, p. 495-499. Dokumentet beskriver en fremgangsmåte for blindestimering av FIR kanaler i CDMA systemer, hvor en estimeringsalgoritme benyttes til å estimere kanalen ved hjelp av en Toeplitz matrise, idet matrisen omfatter elementer som tilsvarer spredetekoder, for å utgjøre et forprosesseringstrinn i en mottaker for å estimere SIR.

Formålet med foreliggende oppfinnelse er å eliminere de ovenfor nevnte problemer og å frembringe en måte for å estimere SIR i nåtid, når SIR er tilpasset til CDMA.

Dette oppnås ved en fremgangsmåte, programvareprodukt og en anordning som beskrevet i den karakteriserende delen av de selvstendige patentkravene.

Pga. at algoritmen ifølge oppfinnelsen drives direkte på krypteringssekvensen i stedet for spesifikke synkroniseringssekvenser, kan den anvendes på CDMA-systemer.

En fordel med foreliggende oppfinnelse er at pga. at den drives på et chip-nivå, vil den være hurtigere, og frembringe bedre resultater enn andre fremgangsmåter.

En annen fordel med foreliggende oppfinnelse er at den er robust mot endringer i hastigheter til mobiler og antallet forstyrrelser, noe som er en ønsket kvalitet.

Fig. 1 viser et blokkdiagram som viser en SIR-estimeringsanordning ifølge foreliggende oppfinnelse.

Fig. 2 viser et flytdiagram av fremgangsmåten ifølge foreliggende oppfinnelse.

Fig. 1 viser et blokkdiagram som illustrerer en SIR-estimeringsanordning 101 ifølge foreliggende oppfinnelse.

Teksten refererer til ligninger som skal beskrives senere. SIR-estimeringsanordningen 101 er inkludert i en enhet 102 som f.eks. en mobilterminal, hvilken enhet 102 er inkludert i et tele- og datakommunikasjonssystem 100 basert på CDMA.

5 Enheten 102 har en mottaker 103 som mottar signaler fra en sender 104, som også er inkludert i mobiltelefonsystemet. SIR-estimeringsanordningen 101 nytter en estimeringsalgoritme som estimerer SIR ved hjelp av en Toeplitz-matrise ved å danne denne matrisen fra krypteringskoden. SIR-

10 estimeringsanordningen 101 har innretninger 105 som er innrettet til, ved mottakeren, ved hvert mottatt informasjonssymbol å danne en observasjonsvektor (ligning 3) som oppstår fra det sendte signal. SIR-estimeringsanordningen 101 har også innretninger 106 som er innrettet til, fra

15 hver observasjonsvektor, å beregne en projeksjonsmatrise (ligning 9) for det mottatte signal. SIR-estimeringsanordningen 101 har videre innretninger 107 som er innrettet til å projisere det mottatte signal med projeksjonsmatrisen for å frembringe en måling av interferens og

20 støy av det mottatte signal. SIR-estimeringsanordningen 101 omfatter også innretninger 108 som er innrettet til, for det mottatte signal, å frembringe en SIR-estimering basert på styrke til det mottatte signalet (ligning 10) delt på interferens og støy til det mottatte signalet ettersom

25 dette blir bestemt ved nevnte projeksjon. Ifølge én utførelse omfatter SIR-estimeringsanordningen 101 innretninger 109 som er innrettet til å utvide observasjonsvektoren med interferens fra andre sendere og med støy. De ulike innretningene blir kontrollert av en datamaskinenhet 110 i den

30 mottakende enhet 102.

Fig. 2 viser et flytdiagram for en SIR-estimeringsfremgangsmåte i ett på CDMA-basert tele- og datakommunikasjonssystem 100 ifølge foreliggende oppfinnelse. Fremgangsmåten viser til ligninger som skal beskrives senere og

35 omfatter de følgende trinn:

201. En sender 104 sender et signal (ligning 2) til en mottaker 103. Under hvert mottatt informasjonsymbol blir en observasjonsvektor (ligning 3) som

oppstår fra det sendte signalet dannet ved mottakeren.

202. Fra hver observasjonsvektor blir en projeksjonsmatrise (ligning 9) beregnet for det mottatte signal.

203. Det mottatte signal blir deretter projisert med projeksjonsmatrisen for dannelsen av en måling av interferens og støy til det mottatte signal, og

204. for det mottatte signal blir et SIR-estimat frembrakt basert på styrken til det mottatte signal (ligning 10) delt på interferens og støy til det mottatte signal ettersom dette blir bestemt ved nevnte projeksjon.

Fremgangsmåten blir implementert ved hjelp av et softwareprodukt omfattende softwarekode for å utføre fremgangsmåtettrinnene. Softwaren kjøres på en datamaskinenhet 110 i det mobile telefonsystemet 100.

Softwaren kan lastes ned direkte eller fra et medium som kan benyttes av en datamaskin, så som en diskett, CD eller Internett. Softwaren kan også være lagret i enheten ved fremstilling av datamaskinenheten.

Matematisk beskrivelse av algoritmen:

Oppfinnelsen omfatter en algoritme som er en videre utvikling og forbedring av algoritmen som er vist i Dokument 1. Algoritmen gjør ikke bruk av noen synkroniseringssekvens, den er basert på en kjent metode med lineær algebra, og gjør bruk av projeksjonsmatriser.

Algoritmen ifølge oppfinnelsen er basert på at krypteringskoden er kjent og at kun denne, eller denne i kombinasjon med sprekoden, kan erstatte synkroniseringssekvensen som benyttes i Dokument 2 og 1. Dette er mulig pga. de statiske kvalitetene til krypteringskoden.

Informasjonssymbolet som overføres ved tid t_k av $r_{ij}(t_k)$ i mottakeren i ved tiden t_k kan uttrykkes som:

$$r_{ij}(t_k) = \sum_{m=1}^M h_{ij}^m(t_k) c_j(t_{k-m+1}) \sqrt{p_j(t_{k-m+1})} \quad (1)$$

hvor $p_j(t)$ er utgangsstyrken til senderen j ved tiden t , og $h_{ij}^m(t_k)$ beskriver kanalen mellom senderen j og mottakeren i ved tiden t_k .

Det totale mottatte signal i mottakeren i vil
5 deretter være:

$$r_i(t_k) = r_{ii}(t_k) + \sum_{j:j \neq i} r_{ij}(t_k) + n_i(t_k) \quad (2)$$

hvor $r_{ii}(t_k)$ henviser til nyttelastinformasjonen, $\sum_{j:j \neq i} r_{ij}(t_k)$ er
interferens fra andre sendere, og $n_i(t_k)$ er støy i
10 mottakeren.

Algoritmen ifølge oppfinnelsen gjør bruk av såkalte
observasjonsvektorer som dannes under mottak av hvert in-
formasjonsymbol. Anta at kanalen ikke varierer i en
forståelig grad under $L+M-1$ sammenhengende mottatte sym-
15 boler (vi vil omtale denne antakelsen nedenfor). La også
subsekvensen av mottatte symboler være

$\{r_i(t_M), r_i(t_{M+1}), \dots, r_i(t_{M+L-1})\}$. Videre la $h_i^m(t)$, ($m=1, \dots, M$) være
kanalleder, og $p_i(t_1)$ være senderstyrke under denne peri-
oden. En kanalleder er en del av en radiomottaker som er
20 satt til å motta et signal som, pga. refleksjoner etc., er
forsinket tidsperioder sammenlignet med den første
mottatte komponenten til signalet. Deretter kan en
observasjonsvektor y_i til lengden L dannes, som oppstår fra
det ønskede signal på følgende måte:

$$y_i = C_i d_i \quad (3)$$

hvor observasjonsvektoren $y_i = [r_i(t_M), \dots, r_i(t_{M+L-1})]^T$.

Kanalen og den sendte styrken er representert av vektor d_i

$$d_i = \sqrt{P_i(t_1)} [h_i^1(t_1), h_i^2(t_1), \dots, h_i^M(t_1)]^T \quad (4)$$

Matrisen $\mathbf{C}_i$ er også kalt Toeplitz-matrise av dimensjon $L \times M$ med den følgende struktur:

$$\mathbf{C}_i = \begin{bmatrix} c_i(t_M) & \cdots & c_i(t_2) & c_i(t_1) \\ c_i(t_{M+1}) & \cdots & c_i(t_3) & c_i(t_2) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ c_i(t_{M+L-1}) & \cdots & c_i(t_{L+1}) & c_i(t_L) \end{bmatrix} \quad (5)$$

Hvis modellen nå utvides med interferens fra andre
5 sendere og støy, kan (3) omskrives som:

$$y_i(k) = C_i(k)d_i(k) + \sum_{j:j \neq i} C_j(k)d_j(k) + n_i(k) \quad (6)$$

Denne vektoren er i et område $\mathbf{R}$ med dimensjon L .

10 Pga. at formålet ikke er å registrere nyttelastdata, dvs. informasjon som brukeren sender i estimeringen, men kun for å estimere SIR, kan nyttelastdata og spredekode i kanalvektor d_i være inkludert, uten tap av allmenngyldighet, slik at $C_i d_i = C'_i D_i d_i = C'_i d'_i$. Matrisen C'_i består nå av
15 symboler i krypteringskoden som vi kjenner på forhånd.

Vi skal nå studere tilfellene når $L > M$. Dette betyr at matrisen C'_i vil være rektangulær og dens kolonner dekker kun et delområde $\mathbf{R}_0$ til området $\mathbf{R}$. Det ønskede signal $C'_i(k)d'_i(k)$ er projisert på dette underområdet og det eksisterer et såkalt nullområde til $\mathbf{R}_0$ hvor signalet ikke
20 eksisterer (se videre Dokument 1). Men det faktum at $L > M$ betyr at matrisen C'_i definerer området som er dekket. En projeksjonsmatrise kan deretter benyttes som oppfyller forholdet:

$$25 \quad P_{C_i(k)}^\perp(k) C'_i(k) = 0 \quad (7)$$

Det er et antall matriser som oppfyller et slikt forhold, men projeksjonsmatrisen P til C skal benyttes, som har vist seg å oppnå gode resultater i andre applikasjoner. Den dannes ifølge det følgende:

5

$$P_{C_i(k)}^\perp(k) = I - C_i'(k) \left(C_i'^H(k) C_i'(k) \right)^{-1} C_i'^H(k) \quad (8)$$

hvor C^H indikerer Hermitian omforming av matrisen C . Dette oppnås:

10

$$\begin{aligned} P_{C_i(k)}^\perp(k) y_i(k) &= P_{C_i(k)}^\perp(k) C_i'(k) d_i(k) + P_{C_i(k)}^\perp(k) \sum_{j:j \neq i} C_j'(k) d_j(k) + P_{C_i(k)}^\perp(k) n_i(k) = \\ &= P_{C_i(k)}^\perp(k) \sum_{j:j \neq i} C_j'(k) d_j(k) + P_{C_i(k)}^\perp(k) n_i(k) \end{aligned} \quad (9)$$

Det vil si at det mottatte signal $\mathbf{y}_i(\mathbf{k})$ bli projisert i underområdet hvor kun interferens pluss støy eksisterer (av den grunn forsvinner hele det ønskede signalet i ligning 9 ovenfor).

Uten å tape sin allmenngyldighet antas det at nevnte chip er blitt normalisert. Skulle de ikke være normalisert, kan dette enkelt oppnås ved en vanlig oppdelingsprosess. Den totalt mottatte styrke kan pr. definisjon skrives som

$$E \left[y_i^H(k) y_i(k) \right]$$

En venteverdi korrekt estimert av denne mengden er tidsgjennomsnittet til N_a seneste prøver, dvs. estimatet $\hat{p}_i(n)$ av den totale mottatte styrke kan skrives som

$$\hat{p}_i(n) = \frac{1}{L} \frac{1}{N_a} = \sum_{k=n-N_a+1}^n y_i^H(k) y_i(k) \quad (10)$$

30

Et estimat $\hat{I}(n)$ av den mottatte interferens pluss støy oppnås fra (9) og (10) som

$$\hat{I}(n) = \frac{1}{L-M} \frac{1}{N_a} \sum_{k=n-N_a+1}^n y_i^H(k) P_{c_i(k)}^\perp y_i(k)$$

En SIR-estimator oppnås følgelig som

$$\begin{aligned} \gamma_{SIR}(n) &= \frac{\hat{p}_{ii}(n)}{\hat{I}(n)} = \frac{\hat{p}_i(n) - \hat{I}(n)}{\hat{I}(n)} = \frac{\frac{1}{L} \frac{1}{N_a} \sum_{k=n-N_a+1}^n y_i^H(k) y_i(k)}{\frac{1}{L-M} \frac{1}{N_a} \sum_{k=n-N_a+1}^n y_i^H(k) P_{c_j(k)}^\perp y_i(k)} - 1 = \\ &= \frac{L-M}{L} \frac{\sum_{k=n-N_a+1}^n y_i^H(k) y_i(k)}{\sum_{k=n-N_a+1}^n y_i^H(k) P_{c_j(k)}^\perp y_i(k)} - 1 \end{aligned} \quad (11)$$

Ved alle de inkluderte parametre (8) og (11) som er tilgjengelig, er en SIR-estimator frembrakt som kan implementeres i mottakeren.

Ligningen i (9) antar at projeksjonsmatrisen ikke projiserer vekk noe interferens i operasjonen. For at dette skal være gyldig er det nødvendig at ingen forstyrre-
«dekker» det samme, eller delvis det samme området som signalet fra den ønskede sender. Dette krever at korrelasjonen mellom krypteringskodene og sykliske skifter av disse er lave, men det er akkurat på den måten krypteringskodene blir konstruert. Så dette er ikke noe problem.

I stedet for å bruke synkroniseringssekvenser som i GSM-tilfellet, kan krypteringskodene, muligens sammen med spredekodene, benyttes direkte i estimeringsprosessen. Dette er bare positivt, pga. at en under en gitt tidsperiode kan oppnå flere observasjonsvektorer når algoritmen opererer på chip-nivå, som frembringer forhold for betydelig bedre estimater (i sammenligning med GSM-tilfellet).

Hvis de tillagte sprede- og krypteringssekvensene hadde vært de samme for hvert overført informasjonssymbol, kunne observasjonsvektorene vært dannet med den samme del

av denne sekvensen for alle vektorer, og for matrisen $C_i(k)$ ville det deretter være gyldig at $C_i(k)=C_i$ for alle k . Det ville deretter være tilstrekkelig å beregne matrisen kun én gang og benytte denne for alle observasjonsvektorene.

5 I dette tilfellet varierer imidlertid tillagt sprede- og krypteringssekvens for hvert overført informasjons-symbol. Dette er løst ifølge det følgende prinsipp, hvor WCDMA-systemet i UMTS er benyttet som eksempel. I dette systemet er lengden til krypteringskoden 38400 chip og
10 overføres ved 10 m/sek. (3,84 Mchip/sek.). Følgelig går igjen hver sekvens av chip hvert 10. msek. For hver sekvens av 10 msek. Blir N_c observasjonsvektorer ($j=1, \dots, N_c$) dannet. Hver observasjonsvektor j i hver sekvens av 10 msek. har nå den samme matrise $C_j(k)$, dvs. den samme situasjon
15 som ovenfor. For disse vektorene vil det deretter være mulig å beregne korresponderende projeksjonsmatrise på forhånd. I stedet for å benytte kun én projeksjonsmatrise, må man nå i stedet benytte N_c ulike (som alle kan beregnes på forhånd). Det forstås at ifølge denne prosedyren kan et
20 svært stort antall prøver oppnås, som gjør estimatoren både hurtig og sikker.

En trenger ikke benytte så mange elementer i observasjonsvektorene for å oppnå et godt resultat. Simuleringsresultater viser at det er tilstrekkelig med en størrelse
25 på noe mer enn antallet til kanallederne M . Det viktige her er å oppnå en tilstrekkelig stor dimensjon på nullområdet, som resulterer i et tilstrekkelig antall komponenter for å estimere interferens pluss støy. Hvis det f.eks. er maksimalt 4 kanalledere, vil det være tilstrekkelig med omtrent
30 7-8 elementer i observasjonsvektorene. Å invertere eller å lagre en slik matrise er ikke noe problem.

Et spørsmål som bør stilles om ytelsen til algoritmen er hvordan den vil fungere hvis kanalen ikke er konstant under $L+M-1$ chip. Simuleringsresultater viser at dette ikke
35 er noe problem i det hele tatt når prinsippet er anvendt for GSM-systemer. Pga. at chip-tid er betydelig lavere i

CDMA-systemet enn symboltid i et GSM-system, er antakelsen av en «konstant» kanal mer gyldig i et CDMA-system. Slik at resultatet i Dokument 1 kun kan forbedres for denne situasjonen.

5 I et praktisk CDMA-system er kodene (sprede- og krypteringssekvenser) ikke helt ortogonale. Konsekvensen for algoritmen ovenfor vil være det at projeksjonen (i ligning 9 ovenfor) for en bestemt del av interferensen kan projiseres vekk, som ikke skulle vært projisert vekk. Det skal
10 observeres at dette kun vedrører interferens og ikke støy. Dette resulterer i at interferens blir underestimert og at SIR følgelig er overestimert. Dette er blitt studert i Dokument 1 og simuleringsresultater viser at reduksjonen er svært marginal. Faktum er at feilen som utføres, ganske
15 enkelt vil «drukne» i alle de andre feilene som oppstår av andre grunner. Forklaringen på de fordelaktige resultatene oppstår fra konstruksjonen fra krypteringskodene (lav auto- og krysskorrelasjon) som resulterer i at de ulike matrisene $C_i'(k)$ dekker nært ved disjunksjons-underområder, dvs. ved
20 projeksjon vil feilen være nesten neglisjerbar.

Algoritmen har også vist seg å være svært robust mot endringer på hastighet til mobiler og antallet interferere som er en ønskelig kvalitet.

Oppfinnelsen er generell idet at den kan anvendes på
25 hvilket som helst CDMA-system. I UMTS vil det være mulig å estimere SIR på de dedikerte kanaler ved nedlink, DPCH. Algoritmen kan også anvendes til Amerikansk cdmaOne-System.

P A T E N T K R A V.

1. Fremgangsmåte for estimering av signal-til-interferensforhold (SIR) i en CDMA-basert tele- og datakommunikasjonssystem (100) omfattende en krypteringskode, hvor nevnte fremgangsmåte inkluderer en estimeringsalgoritme som estimerer SIR ved hjelp av en Toeplitzmatrise, k a r a k t e r i s e r t v e d a t:

den eksakte krypteringskoden innføres i Toeplitzmatrisen for å frembringe nevnte SIR-estimering,

at ved mottak av hvert informasjonssymbol fra en sender, ved en mottaker, blir en observasjonsvektor frembrakt (201), som oppstår fra det sendte signal og omfatter de mottatte informasjonssymboler,

at fra hver observasjonsvektor blir det beregnet (202) en projeksjonsmatrise for det mottatte signal,

at det mottatte signal blir projisert (203) med projeksjonsmatrisen for dannelsen av en måling av interferens og støy av det mottatte signal, og

at for det mottatte signal blir det dannet (204) et SIR-estimat basert på styrke til det mottatte signal delt på interferens og støy til det mottatte signal ettersom dette er blitt bestemt ved nevnte projeksjon, og nevnte estimeringsalgoritme er

$$\frac{L-M}{L} \frac{\sum_{k=n-N_a+1}^n y_i^H(k) y_i(k)}{\sum_{k=n-N_a+1}^n y_i^H(k) P_{c_i(k)}^\perp y_i(k)}^{-1}$$

hvor

$$P_{c_i(k)}^\perp(k) = I - C_i'(k) \left(C_i'^H(k) C_i'(k) \right)^{-1} C_i'^H(k)$$

30

C_i' er nevnte Toeplitz-matrise av dimensjon $L \times M$, bestående av symboler i krypteringskoden, og y_i er observasjonsvektor.

2. Fremgangsmåte i samsvar med krav 1,
k a r a k t e r i s e r t v e d at observasjonsvektoren
utvides med interferens fra andre sendere og med støy.
- 5 3. Fremgangsmåte i samsvar med krav 2,
k a r a k t e r i s e r t v e d at antallet elementer i
observasjonsvektoren er større enn antallet kanalledere i
en mottakerenhet.
- 10 4. Fremgangsmåte i samsvar med krav 1-3, hvor det CDMA-
baserte tele- og datakommunikasjonssystemet (100) videre
omfatter en spredekode, k a r a k t e r i s e r t v e d
at spredekoden i kombinasjon med krypteringskoden innføres
i Toeplitz-matrisen for å frembringe nevnte SIR-estimering.
- 15 5. Programvareprodukt, direkte lastbart inn på det
interne minne på en datamaskin (110) inkludert i en SIR-
estimeringsanordning (101) tilhørende et CDMA-basert tele-
og datakommunikasjonssystem (100),
20 k a r a k t e r i s e r t v e d at det omfatter pro-
gramvarekode for å utføre fremgangsmåtettrinnene i hvilket
som helst av kravene 1-4.
- 25 6. SIR-estimeringsanordning (101) for estimering av
signal til interferensforhold (SIR) i et CDMA-basert
telekommunikasjon- og datakommunikasjonssystem (100),
hvilket telekommunikasjon- og datakommunikasjonssystem
(100) benytter en krypteringskode, og hvor nevnte SIR-
estimeringsanordning (101) omfatter en estimeringsalgoritme
30 som estimerer SIR ved hjelp av en Toeplitz-matrise,
k a r a k t e r i s e r t v e d at den omfatter
innretninger for å innføre den eksakte krypterings-
koden inn i Toeplitz-matrisen,
innretninger (105) for å frembringe en observasjons-
35 vektor, som oppstår fra det overførte signal, under mottak
av hvert informasjonssymbol av et signal sendt fra en

sender ved en mottaker, der observasjonsvektoren omfatter de mottatte informasjonssymboler,

innretninger (106) for å beregne en projeksjonsmatrise for det mottatte signal fra hver observasjonsvektor,

5 innretninger (107) for å projisere det mottatte signal med projeksjonsmatrisen for dannelsen av en måling av interferens og støy til det mottatte signal, og

innretninger (108) for å danne et SIR-estimat for det mottatte signal, basert på styrke til det mottatte signal
10 delt på interferens og støy til det mottatte signal etter som dette er blitt bestemt ved nevnte projeksjon, idet antallet elementer i observasjonsvektoren er større enn antallet kanalledere i en mottakerenhet, og nevnte estimeringsalgoritme er

$$15 \quad \frac{L-M}{L} \frac{\sum_{k=n-N_a+1}^n \mathbf{y}_i^H(k) \mathbf{y}_i(k)}{\sum_{k=n-N_a+1}^n \mathbf{y}_i^H(k) \mathbf{P}_{c_i(k)}^\perp \mathbf{y}_i(k)}^{-1}$$

hvor

$$\mathbf{P}_{c_i(k)}^\perp(k) = \mathbf{I} - \mathbf{C}_i'(k) \left(\mathbf{C}_i'^H(k) \mathbf{C}_i'(k) \right)^{-1} \mathbf{C}_i'^H(k)$$

20

$\mathbf{C}_i'$ er nevnte Toeplitz-matrise av dimensjon $L \times M$, bestående av symboler i krypteringskoden, og $\mathbf{y}_i$ er observasjonsvektor.

25 7. SIR-estimeringsanordning i samsvar med krav 6, karakterisert ved at den omfatter innretninger (109) for å utvide observasjonsvektoren med interferens fra andre sendere og med støy.

30 8. SIR-estimeringsanordning (101) i samsvar med et av kravene 6-7, hvor det CDMA-baserte tele- og datakommunikasjonssystem (100) videre benytter en spredekode,

k a r a k t e r i s e r t v e d at SIR-estimerings-
anordningen (101) omfatter innretninger for å innføre
spredekoden i kombinasjon med krypteringskoden inn i
Toeplitz-matrisen.

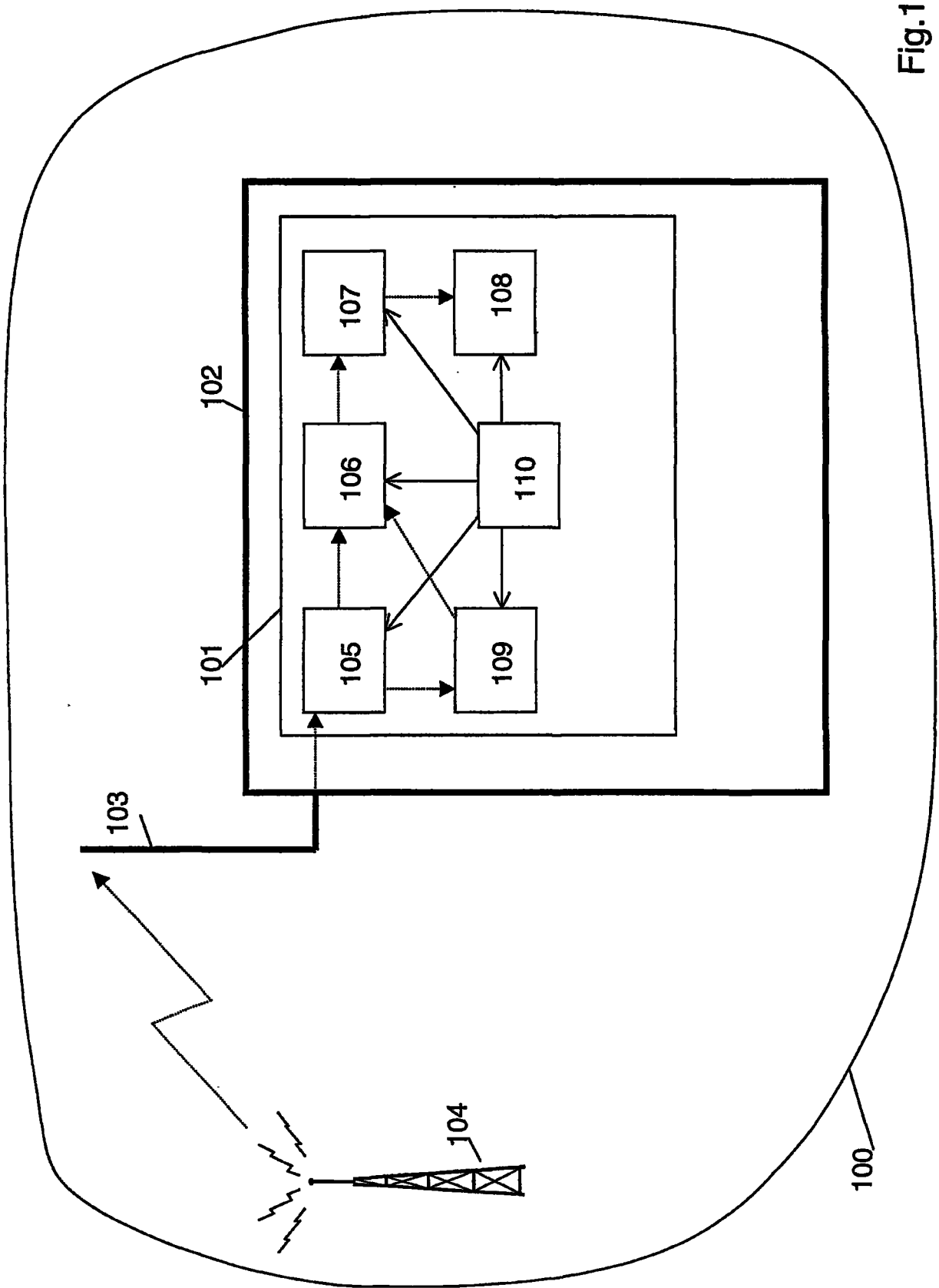


Fig.1

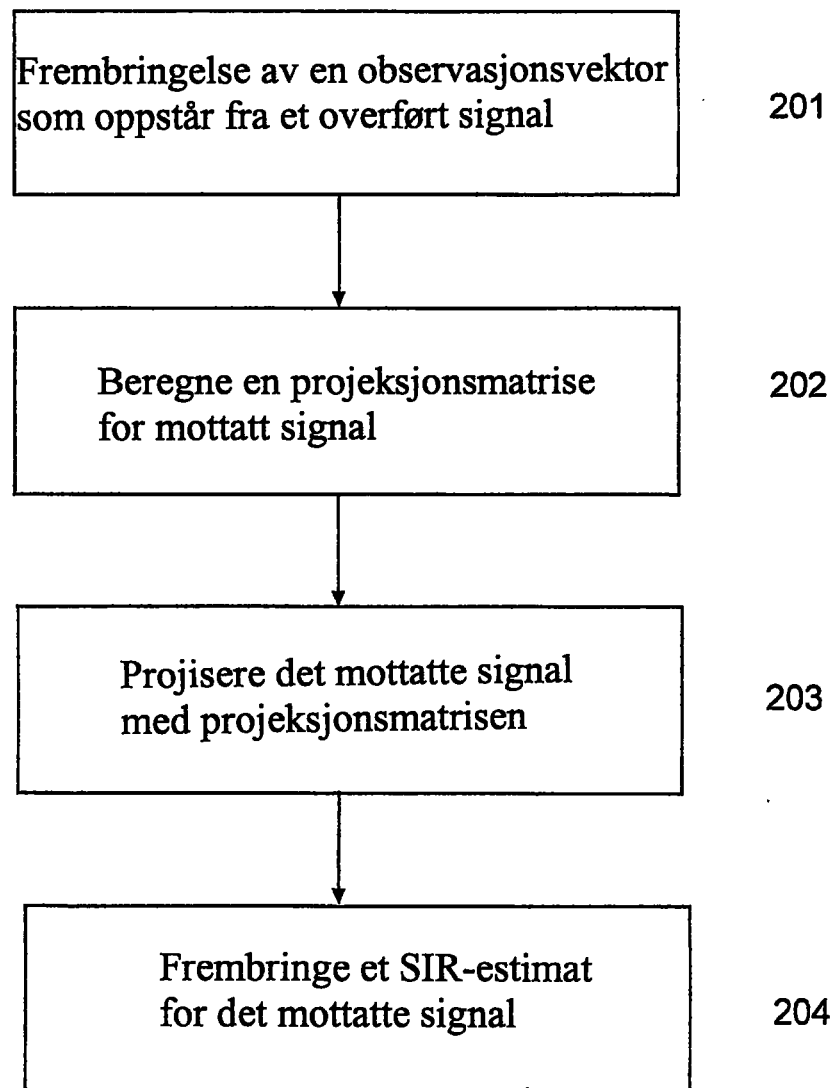


Fig. 2