



(12) PATENT

(19) NO

(11) 340595

(13) B1

NORGE

(51) Int Cl.

H04J 13/00 (2011.01)

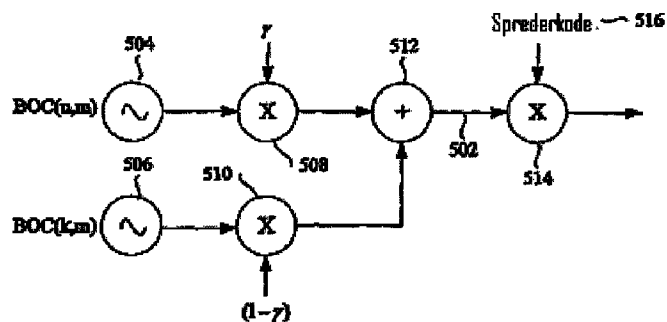
H04W 84/06 (2009.01)

Patentstyret

(21)	Søknadsnr	20090208	(86)	Int.inng.dag og søknadsnr	2007.06.20 PCT/GB2007/002293
(22)	Inng.dag	2009.01.14	(85)	Videreføringsdag	2009.01.14
(24)	Løpedag	2007.06.20	(30)	Prioritet	2006.06.20, GB, 0612142.0
(41)	Alm.tilgj	2009.03.18			
(45)	Meddelt	2017.05.15			
(73)	Innehaver	The Secretary of State For Defence, DSTL, Porton Down, GB-SP40JQ SALISBURY, WILTSHIRE, Storbritannia			
(72)	Oppfinner	Anthony Pratt, 1 Brixworth Hall Park, GB-NN69DE NORTHANTS, Storbritannia			
(74)	Fullmektig	John I R Owen, A2 Building DSTL Farnborough, Ively Road, GB-GU140LX HAMPSHIRE, Storbritannia Zacco Norway AS, Postboks 2003 Vika, 0125 OSLO, Norge			

(54)	Benevnelse	Signaler, system, framgangsmåte og apparat
(56)	Anførte publikasjoner	
		PRATT, A.R.; OWEN J.I.R.: "Signal Multiplex Techniques in Satellite Channel Availability - Possible Applications to Galileo" ION GNSS 18TH INTERNATIONAL TECHNICAL MEETING OF THE SATELLITE DIVISION, [Online] 13 September 2005 (2005-09-13), - 16 September 2005 (2005-09-16) pages 2448-2460, Long Beach, CA, US PRATT A R ET AL: "Tracking Complex Modulation Waveforms - How to Avoid Receiver Bias" POSITION, LOCATION, AND NAVIGATION SYMPOSIUM, 2006 IEEE/ION CORONADO, CA APRIL 25-27, 2006, PISCATAWAY, NJ, USA, IEEE, 25 April 2006 (2006-04-25), pages 853-864, ISBN: 0-7803-9454-2 PRATT A R ET AL: "Controlling the Galileo L1 OS Signal Emissions with Satellite Baseband Filters" POSITION, LOCATION, AND NAVIGATION SYMPOSIUM, 2006 IEEE/ION CORONADO, CA APRIL 25-27, 2006, PISCATAWAY, NJ, USA, IEEE, 25 April 2006 (2006-04-25), pages 865-875, ISBN: 0-7803-9454-2
(57)	Sammendrag	

Utførelser av foreliggende oppfinnelse gir en fremgangsmåte for å fremstille et modulasjonssignal innbefattende kombinasjon av i det minste to modulasjonssignaler, for eksempel BOC'er eller utledede av disse, som har deler (chip eller et antall av chips) av dette med respektive relative faser eller tilstander ($\{++,-\}$ og $\{+,-,-\}$) som er valgt slik at gjennomsnittet av et flertall av delene i det minste reduserer krysspektraluttrykk for det sammensatte komplekse spekteret for de i det minste to modulasjonssignalene.



Bakgrunn for oppfinnelsen

Utførelser av er relatert til signaler, systemer og fremgangsmåter slik som for eksempel modulasjon, navigasjon og posisjonssignaler, systemer, fremgangsmåter og mottakere
 5 tilpasset til å ta imot og å prosessere det samme.

Satelittposisjonssystemer (SPS) hviler på den passive målingen av avstandsmåler-signaler kringkastet av et antall satellitter, eller bakkebaserte eller luftbårne ekvivalenter, en spesifikk konstellasjon eller gruppe av konstellasjoner. En klokke ombord blir
 10 brukt til å generere en regulær og vanligvis kontinuerlig serie med hendelser, ofte kjent som "tidsavsnitt", hvis tid for opptreden er kodet inn i, eller er i det minste assosiert med en tilfeldig eller pseudo-tilfeldig kode (kjent som en spredekode). Som en konsekvens av den tilfeldige eller pseudo-tilfeldige egenskapen til tidspunktene i tidsavsnitts-kodesekvensen vil spekteret til utgangssignalet bli spredt over et frekvensområde
 15 bestemt av et antall av faktorer som inkluderer raten for forandring av spredekodeelementene og bølgeformen som er brukt for spredesignalet. I den kjente teknikk er spredebølgeformen rektangulær, med konstant oppdeling (chipping) rate, og har en $(\text{sinc})^2$ funksjon for effektspekter, før filtrering av sendingskrets.

20 Avstandsmålesignalene blir modulert på et bæreølgesignal for sending til passive mottakere. Applikasjoner er kjent som dekkeland, luft, marin og verdensrombruk. Typisk er binær faseskiftnøkling anvendt for å modulere bæreølgesignalet som i seg selv har en konstant størrelse. Vanligvis vil i det minste to slike signaler bli modulert på den samme bæreølgen i fasekvadratur. Det resulterende bæreølgesignalet beholder sin
 25 konstante omhylling, men har fire fasetilstander, avhengig av de to uavhengige inngangssignalene. Imidlertid vil det være forstått at de to modulasjonssignalene ikke trenger å ha den samme bæreølgestørrelsen. Det er mulig for en konstant bæreølgestørrelse for det kombinerte signalet å bli bibeholdt ved passende valg av tilsvarende faser andre enn $\pi/2$ -radianer.

30 Teknikker er kjent med hvilket mer enn to signaler blir modulert på den samme bæreølgen ved å bruke enten additive fremgangsmåter (kjent som "Interplex" modulasjon) eller en kombinasjon av vinkelmodulasjon og additive fremgangsmåter, kjent som "koherent adaptiv underbæreølgemodulasjon" (CASM). Begge disse teknikkene
 35 krever tillegg av videre intermodulasjonskomponent som er utledet for å beholde konstant bæreølgestørrelse. For eksempel, i "Interplex" modulasjon er teknikker kjent

med tre sendte komponenter, 2 på en bæreølgefase med en tredje på kvadraturfasen. Disse har i det minste seks fasetilstander.

Et eksempel på et slikt satellittposisjonssystem er det globale posisjonssystemet (GPS).
 5 Generelt opererer GPS ved å bruke et antall av frekvenser, slik som for eksempel L1, L2 og L5, som er sentrert på 1575.42 MHz, 1227.6 MHz og 1176.45 MHz, respektivt. Hvert av disse signalene blir modulert med respektive spredesignaler. Som vil bli forstått av en fagmann vil et grovt akkvisisjons (CA) kodesignal sendt ut av GPS satellitt navigasjonssystemet bli kringkastet på L1 frekvensen på 1575.42 MHz med en spredes-
 10 koderate (chip rate) på 1.023 MHz. CA kodesignalet har en rektangulær spreddebølgeform, som er binærfaseskiftnøkket på bæreølgen og er kategorisert som BPSK-R1. GPS signalstrukturen er slik at signalet kringkastet av satellitten på L1 frekvensen har en andre komponent i fasekvadratur, som er kjent som presisjonskode (P(Y)-kode) og er gjort tilgjengelig for autoriserte brukere bare. P(Y) signalet er BPSK modulert via en
 15 sprekode på 10.23 MHz med en størrelse som er 3dB lavere i signaleffekt enn CA kodesendingen. Følgelig vil Q-komponenten ha en størrelse som er 0.7071 (-3dB) av størrelsen til I-komponenten. Det vil være forstått av en fagmann at fasevinklene til disse tilstandene og disse signalene er $\pm 35.265^\circ$ i relasjon til $\pm$ I-aksen (fasen til CA kodesignalet som spesifisert i ICD GPS 200C). En fagmann vil også forstå at P-koden
 20 er en funksjon av, eller er kryptert med, Y-koden. Y-koden blir brukt til å kryptere P-koden. En fagmann vil forstå at L1 signalet, som inneholder både I- & Q-komponentene, og L2 signalet kan være representert for en gitt satellitt, i , som

$$S_{L1i}(t) = A_p p_i(t) d_i(t) \cos(\omega_1 t) + A_c c_i(t) d_i(t) \sin(\omega_1 t), \text{ og}$$

25

$$S_{L2i}(t) = B_p p_i(t) d_i(t) \cos(\omega_2 t)$$

hvor

30 A_p og A_c er amplitudene til P- og A-kodene, typisk $A_p = 2A_c$,

B_p er amplituden til L2 signalet,

ω_1 og ω_2 er L1 og L2 bæreølgefrekvensene.

35

$p_i(t)$ representerer $P(Y)$ avstandsmålekoden og er en pseudo-tilfeldig sekvens med en chiprate på ~ 19.23 Mcbps. P-koden har en periode på nøyaktig 1 uke ved å anta verdiene $+1$ og -1 ,

- 5 $c_i(t)$ representerer CA-avstandsmålingskoden og er en 1023 bit gullkode, som tar verdiene $+1$ og -1 , og

$d_i(t)$ representerer datamelding, som tar verdier på $+1$ og -1 .

- 10 I den nære fremtid er det forventet av et tredje militært signal, benevnt M-kode, vil bli sendt i L1-båndet av GPS satellitter.

En satellittkonstellasjon innbefatter typisk 24 eller flere satellitter, ofte i tilsvarende eller likeledes formede baner, men i et antall av omkretsplaner. Sendingen fra hver satellitt er
15 på den samme nominelle bæreølgefrekvensen som tilfellet for kodedelt aksessatellitter (slik som GPS) eller på nært relaterte frekvenser, slik som GLONASS. Satellitter sender forskjellige signaler for å muliggjøre hver å være separert valgt, selv gjennom flere satellitter som samtidig er synlige.

- 20 Signalene fra hver satellitt i et CDMA-system som GPS er skilt fra hverandre ved hjelp av forskjellige spredekoder og/eller forskjeller i spredekoderatene, det vil si, $p_i(t)$ og $c_i(t)$ sekvensene. Allikevel vil det forbli signifikant mulighet for interferens mellom signalene sendt fra satellittene. Typisk vil effektspekteret til CA-koden ha maksimal effekt i bæreølgefrekvensen L1 og null i multipler av den fundamentale frekvensen på
25 1.023 MHz til CA-koden. Derfor vil det være forstått at null opptrer enten på siden av bæreølgefrekvensen på ± 1.023 MHz, ± 2.046 MHz etc. Tilsvarende vil effektspekteret for en $P(Y)$ -kode ha en maksimal amplitude sentrert på L1 og L2 frekvensene, med null som opptrer som multipler av ± 10.23 MHz som forventet med en sinusfunksjonbølgeform.

30

- Det er kjent videre å modulere avstandsmålekodene ved å bruke en bæreølge som er et videre signal som er konvolvert med signalene tilsvarende til P-kodene og/eller CA-kodene for å skape binær avviksbæreølge (BOC) modulasjon som kan bli forstått fra for eksempel J. W. Betz, "*Binary Offset Carrier Modulation for Radionavigation*",
35 Navigation, vol. 48, s. 227-246, Winter 2001-2002, internasjonal patentsøknad PCT/GB2004/003745 og "*Performance of GPS Galileo Receivers Using m-PSK BOC Signals*", Proceedings of Institute of Navigation Conference, 2003, 9.-12. september

2003, Portland, Oregon, USA, Pratt, A. R., Owen J. I. R.. Standard BOC-modulasjon er velkjent. Kombinasjonen av en del av en binær spredekode med et binært underbølgesignal fremstiller BOC signalet brukt for å modulere en bærebølge, slik som for eksempel L1. BOC signalet blir formet av produktet av en binær underbærebølge (kjent som spredesymbolmodulasjonen), som er rektangulær kvadratisk bølgende, og spredesymbolene (sekvensen med predekodeelementer). BOC spredesymbolmodulasjonen kan bli representert som for eksempel $c_i(t) \cdot \text{sign}(\sin(2\pi f_s t))$, hvor f_s er frekvensen til underbærebølgen. En fagmann vil forstå at $\text{BOC}(f_s, f_c)$ benevner binær avviksbølgesmodulasjon med en underbærebølgefrequens på f_s og en koderate (eller chippingrate) på f_c . Ved å bruke binær avviksbærebølge resulterer dette i følgende eksempler på signalbeskrivelser av signalene sendt ut fra satellitten:

$$S_{L1i}(t) = A_m s_{c_{im}}(t) m_i(t) d_i(t) \cos(\omega_1 t) + A_g s_{c_{ig}}(t) g_i(t) d_i(t) \sin(\omega_1 t) = I_{SL1i}(t) + Q_{SL1i}(t), \text{ og}$$

$$S_{L2i}(t) = B_m s_{c_{im}}(t) m_i(t) d_i(t) \cos(\omega_2 t)$$

hvor

A_m , A_g og B_m er amplituder,

$m_i(t)$ er spredekoden for i-fase (cosinus) komponenten til signalet,

$g_i(t)$ er spredekoden for kvadratur (sinus) komponenten til signalet,

$s_{c_{im}}(t)$ representerer underbærebølgesignalet for $m_i(t)$,

$s_{c_{ig}}(t)$ representerer et underbærebølgesignal for $g_i(t)$,

ω_1 og ω_2 er designert som L1 og L2 bærebølgefrequenser.

Det vil være forstått at utførelsen uttrykt ovenfor bruker en enkeltkomponent på i-fase og en enkeltkomponent for kvadraturfasen til L1 signalet. Tilsvarende innbefatter L2 signalet en enkeltkomponent. Imidlertid, en fagmann vil forstå at L1 og/eller L2 signalene kan bruke en eller flere komponenter.

BOC signalene er typisk rektangulære og kvadratiske bølger. Imidlertid, alternativer er blitt foreslått som involverer mer komplekse spredesymbolmodulasjoner som bruker

flere signalnivåer og som kan bli forstått fra for eksempel internasjonal patentsøknad PCT/GB2004/003745, og “*Performance of GPS Galileo Receivers Using m-PSK BOC Signals*”, Proceedings of Institute of Navigation Conference, 2003, 9.-12. september 2003, Portland, Oregon, USA, Pratt, A. R., Owen J. I. R., sitert ovenfor. Dette gir en
 5 måte å kontrollere bedre det resulterende signalspekteret siden effektspektraltettheten $\Phi_{n,m}(x)$, hvor x er en generalisert frekvensvariabel, til en BOC spredesymbolmodulasjon er fullstendig definert ved likningen:

$$\Phi_{n,m}(x) = \frac{2\pi}{m\omega_0} \cdot \left\{ \frac{\sin\left(\frac{\pi x}{2n}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi x}{m}\right)}{\left\{\frac{\pi x}{m}\right\} \cdot \cos\left(\frac{\pi x}{2n}\right)} \right\}^2$$

hvor $x = \omega/\omega_0$

10

I et undersett av multinivådigitale bølgeformer brukt som spredesymbolmodulasjonsbølgeformer, er en spesifikk kategori som er blitt forstått å ha tiltrukket seg navnet Kompositt BOC (CBOC) som kan bli forstått fra for eksempel Avila-Rodriguez, J.A. et al, “*Revised Combined Galileo/GPS Frequency and Signal Performance Analysis*”,
 15 Proceedings of Institute of Navigation Conference, 2005, 13.-16. september 2005, Long Beach, California, USA, hvor flere binære avviksborebølgesignaler er additivt kombinert for å forme spredesymbolmodulasjonsbølgeformen.

Et videre valg for spektrumkontroll er også kommet fra bruken av tidsmultipleksteknikker hvor flere BOC spredesymbolmodulasjonsbølgeformer er kombinert i en definert tidssekvens som kan bli forstått fra den ovenfor nevnte PCT-søknad og Pratt, A. R., Owen, J. I. R., “*Signal Multiplex Techniques in Satellite Channel Availability, Possible Applications to Galileo*”, GNSS 2005, Institute of Navigation Conference Record, s. 2448-2460, 13.-16. september, 2005, Long Beach og Pratt, A. R. Owen, J. I. R.,
 25 “*Galileo Signal Optimisation in L1*”, Conference Record, National Technical Meeting, Institute of Navigation, s. 332-345, 24.-26. januar, 2005, San Diego. Denne teknikken tildeler en spesifikk spredesymbolmodulasjon, trukket fra et definert alfabet med slike modulasjonsbølgeformer, ett for hvert spredkodeelement (eller tidsluke – kvantisert av kodeelement). Gjennom prosessen med å velge hvilken BOC modulasjon som blir brukt
 30 i hver tidsluke vil den relative delen av hver spredesymbolmodulasjonskomponent kunne bli kontrollert. Bare binærversjoner av denne anordningen er kjent selv om det vil være klart for en fagmann at flere nivåer med ekvivalente anordninger også er mulig som involverer både tidsmultipleksede teknikker for å bestemme hvilke spredesymbol-

modulasjoner som er brukt i hver tidsluke og bruken av et alfabet med spredesymbolmodulasjoner som har multinivå og som kan være en kombinasjon av grunnleggende BOC spredesymbolbølgeformer. Slike kombinasjoner kan være eksempler på realiseringer som enten er additive eller multiplikative eller noen annen form for innretning eller kombinasjon av de grunnleggende modulasjonsbølgeformene.

Multiplekset BOC

Et forslag er blitt gjort for flere satellittnavigasjonssystemer om å bruke et felles modulasjonsspektrum for at signal/tjeneste skal beholde en grad av interoperabilitet som kan bli forstått fra for eksempel Hein, G. W. et al, *MBOC: The New Optimized Spreading Modulation for GALILEO L1 OS and GPS L1C*, Conference Record, IEEE PLANS/IoN National Technical Meeting, San Diego, April 2006, sesjon C5, artikkel 7. Det felles spektrum krever ikke forskjellige satellittnavigasjonssystemer for å sende bølgeformer som er identiske. Det fremlagte felles spekteret, kjent som multipleks BOC eller MBOC, kan bli oppnådd ved enten en tidsmultipleksteknikk eller ved den superposisjon (addisjon) av de påkrevde BOC komponentene. Tidsmultipleksteknikken, som bruker binære avviksbærebølger, er blitt kjent som TMBOC, mens superposisjons- teknikken er blitt kjent som kompositt BOC, eller med sine initielle bokstaver, CBOC.

Tidsmultipleksfremgangsmåten for å konstruere en spredesymbolmodulasjonsbølgeform ved å bruke BOC modulasjonskomponenter er illustrert i figur 2, som viser et par av signaler 200. Et samlet BOC signal eller underbærebølge 202, innbefatter et antall 204 til 208 av skurer av en første spredesymbolmodulasjon A, hver skur i denne har varigheten til én chip i sprøytekoden. Det kan være flere suksessive chiper med denne modulasjonen. Det samlede MBOC 202 innbefatter også i det minste én skur 210 av en andre distinkt spredesymbolmodulasjon B med tilsvarende karakteristikk, men som har en forskjellig bærebølgeavviksfrekvens. Den viste MBOC 202 innbefatter også en tredje spredesymbolmodulasjonsskur 212, som er identifisert som modulasjonstype C med enda en videre bærebølgeavviksfrekvens. I den kjente teknikk vil hver av disse modulasjonsskurene ha en BOC karakteristikk, men med en felles chiprate. Før sending fra en navigasjonssatellitt vil bærebølgesignalet og spredesymbolmodulasjonen videre bli modulert av en spredekode 214. Det kan bli forstått at bare et eksempel på antallet chiper, chip n til chip $n+4$, av den komplette spredekoden er illustrert. For tidsmultipleksteknikken med binær avviksbærebølgespredesymbolmodulasjonskomponenter vil den relative størrelsen til komponentene være bestemt av proporsjonen av tid (i enheter av kodesekvenser eller chiper) som er gitt til hver. I eksemplet i figur 2 blir

proporsjonen gitt til den første spredesymbolmodulasjonen A være $3/5$, til B være $1/5$ og til C være $1/5$, gitt at dette mønsteret skulle fortsette i det uendelige. Det vil være klart forstått av en fagmann at andre proporsjoner er mulig innenfor begrensningen av den relative effekten for hver komponent i settet i multipler av $1/N$, hvor N er lengden
 5 av den gjentakende spredesekvensen. Denne begrensningen kan bøtes på også ved å ha forskjellige tidsmultiplekstildelinger for hver repetisjon av spredesekvensen.

CBOC

10 Den alternative formuleringen av MBOC spekteret er ved hjelp av en additiv fremgangsmåte, hvorved to tidskontinuerlige binære avviksbærebølgespredesymbolmodulasjonsbølgeformer er additivt kombinert. Figur 3 gir en illustrasjon 300 av bølgeformen fremstilt ved å bruke denne fremgangsmåten. Først vil 302 og andre 304 BOC komponent eller bølgeformer være illustrert. Den relative størrelsen av de to komponentene
 15 302 og 304 er kontrollert gjennom amplitudene til hver av BOC komponentene. Den første 302 BOC er grunnlinje BOC bølgeformen, som er en BOC(1,1) bølgeform. Den andre bølgeformen 304 illustrerte en BOC(5,1) bølgeform. Et antall av chips, chip n til chip $n+4$, i sprekoden 306 er illustrert. CBOC bølgeformen 308 resulterer fra den additive kombinasjonen av den første og andre bølgeformen 302 og 304 som er vist. Det
 20 kan bli forstått at CBOC bølgeformen 308 innbefatter første og andre komponenter som reflekterer, respektivt, relasjonen til den første 302 og andre 304 BOC. Den andre komponenten 310 er redusert til størrelse sammenliknet med den første komponenten. For den 2 komponent CBOC bølgeform 308 som er vist, vil den resulterende signalebølgeformen ha 4 nivåer. Generelt vil en CBOC bølgeform ha 2^n nivåer når utledet fra n
 25 BOC bølgeformer. Avhengig av den relative amplituden er det mulig at noen av disse nivåene kan sammenfalle.

Binær avviksbærebølgespredesymbolmodulasjon

30 Den konvensjonelle måten å identifisere karakteristikkene til binær avviksbærebølge-modulasjon er gjennom 2 parametere n og m . Modulasjonen er benevnt BOC(n,m), hvor n gjelder frekvensen for avviksbærebølgen og m refererer til chippingraten. Parameterne m og n er vanligvis assosiert med et GPS-lik signal hvor hovedsatellittklokken oscillerer på 10.23 MHz eller et multiplum eller andel av denne. Parameterne kan så få
 35 meningene uttrykt ved:

$$\text{Avviksbærebølgefrequens} = n \times 1.023\text{MHz}$$

Chipping rate = $m \times 1.023$ M chips per sekund.

I den kjente implementasjonen av et tidsmultiplekset spektrum inneholdende de to BOC
 5 modulasjonskomponentene er det kjent at fasen til spredesymbolmodulasjonen er
 identisk med transisjonen til hvert kodeelement (chip). For eksempel, dersom BOC
 spredesymbolmodulasjonen har en positiv transisjon i begynnelsen av et spesifikt kode-
 element, som har verdien +1, og en negativ transisjon i begynnelsen av et spesifikt
 kodeelement, som har verdien -1, da vil fasetildelingene kunne være anvendt på hvert
 10 spredesymbol i den fullstendige sekvensen.

MBOC

En felles effektspektral tetthet (PSD) som kan bli brukt av både Galileo og GPS
 15 navigasjonskonstellasjoner er:

$$\Phi_{MBOC}(\omega) = \frac{10}{11} \cdot \Phi_{(1,1)}(\omega) + \frac{1}{11} \cdot \Phi_{(6,1)}(\omega) \quad (1)$$

I mange satellittnavigasjonssystemer er det normalt å sende både et databærende signal
 og et såkalt pilotsignal, som ikke bærer noen datamelding. Datameldingen blir sendt på
 20 en lavere rate enn sprekoden. For GPS CA kode er sprekoderaten 1.023 MHz mens
 datameldingen blir sendt på 50 bits per sekund. I den moderniserte GPS vil både pilot
 og datasignalene bli sendt selv om de ikke nødvendigvis er på det samme effektnivået. I
 den tidsmultipleksede fremgangsmåten for å generere MBOC spekteret er det et stort
 utvalg av muligheter for å velge tildelinger for delingen av effekten mellom piloten og
 25 datakanalene. Dette tillater valget med å sende forskjellige relative deler av effekten for
 hver av BOC spredesymbolkomponentene på piloten og databæresignalene. For eksem-
 pel, dersom de to spredesymbolmodulasjonskomponentene er BOC(1,1) og BOC(6,1),
 da vil det databærende signalet, som bærer en del γ av den totale effekten, bruke
 BOC(1,1) spredesymbolmodulasjonen bare mens pilotsignalet bærer en del $(1-\gamma)$ av den
 30 totale effekten, som vil bruke en tidsmultiplekset versjon som har effektspektraltett-
 heten:

$$\begin{aligned} \Phi_{Pilot}(\omega) &= \left(\frac{10}{11} - \gamma \right) \cdot \left(\frac{1}{1-\gamma} \right) \cdot \Phi_{(1,1)}(\omega) + \frac{1}{11} \left(\frac{1}{1-\gamma} \right) \cdot \Phi_{(6,1)}(\omega) \\ \Phi_{Data}(\omega) &= \Phi_{(1,1)}(\omega) \end{aligned} \quad (2)$$

Denne anordningen tillater betraktelig frihet i å velge andelen av effekt som blir tildelt til databæringen og pilotsignalene og i å bestemme hvordan to BOC(n,m) komponenter blir distribuert mellom disse to signalene. Likning (2) beholder det kombinerte PSD på både pilot og databæresignalene i henhold til den påkrevde MBOC PSD.

CBOC

For den sammensatte BOC fremgangsmåten vil valget av parameterne for å gi effektdeling være mer kompleks.

Likningene som følger viser kompleksiteten assosiert med kontrollen av CBOC effekt-spektralitet. Det er antatt at det er i det minste to komponenter i det sammensatte BOC spekteret. For illustrasjonsformål er likningene nedenfor konstruert for 2 komponenter. Imidlertid, en fagmann vil forstå at mer enn 2 komponenter kan bli brukt.

Spekteret til en binær avviksbærebølge, BOC(n,m), med en sinusfaset spredesymbolmodulasjon, er gitt i likning (3). Likning (3) viser det komplekse spekteret, $H_{n,m}(\omega)$, for verdier av $(2n/m)$ som er like. Dette tilsvarer til (n/m) fullstendige syklener ved den binære avviksbærebølgen i hvert spredesymbol. Det komplekse spekteret er basert på beregning over varigheten av et enkelt kodeelement, $\Delta T = 2\pi/(m\omega_0)$. Bølgeformen som er brukt for spekterberegningen strekker seg over intervallet $t \in (-\Delta T/2, \Delta T/2)$ og, for definisjonen, har en positiv transisjon ved $t=0$.

$$H_{n,m}^{\sin}(\omega) = \frac{2\pi \cdot (-1)^{\left(\frac{n}{m}+1\right)} \sin\left(\frac{\pi x}{2n}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi x}{m}\right)}{jm\omega_0 \left(\frac{\pi x}{m}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi x}{2n}\right)}$$

(3)

hvor $x = \omega/\omega_0$
 og $\omega_0 = 2\pi \cdot 1.023 \cdot 10^6$

Legg merke til at spekteret for sinusfasen BOC(n,m) bølgeformen, $H_{n,m}^{\sin}(\omega)$, består fullstendig av imaginære komponenter på grunn av tilstedeværelsen av j ($=\sqrt{-1}$) uttrykket i nevneren.

Tilsvarende vil spekteret til en binær avviksbærebølge, BOC(n,m), med en cosinusfaset spredesymbolmodulasjon, være gitt i likning (3-1). Likning (3-1) viser det komplekse

spekteret, $H_{n,m}^{\cos}(\omega)$, for verdier av $(2n/m)$ som er jevne. Dette tilsvarer (n/m) fullstendige syklere av den binære avviksbærebølgen i hvert spredekodesymbol. Det komplekse spekteret er basert på en beregning over varigheten av et enkelt kodeelement, $\Delta T = 2\pi/(m\omega_0)$. Bølgeformen som er brukt for spekterberegningen strekker seg over
 5 intervallet $t \in (-\Delta T/2, \Delta T/2)$ og, for definisjonen, har en positiv oppholdsperiode ved $t=0$.

$$H_{n,m}^{\cos}(\omega) = \frac{2\pi \cdot (-1)^{\left(\frac{n}{m}+1\right)} \left(1 - \cos\left(\frac{\pi x}{2n}\right)\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi x}{m}\right)}{m\omega_0 \left(\frac{\pi x}{m}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi x}{2n}\right)}$$

hvor $x = \omega/\omega_0$ (3-1)
 og $\omega_0 = 2\pi \cdot 1.023 \cdot 10^6$

Legg merke til at spekteret til den cosinusfasede BOC(n,m) bølgeformen, $H_{n,m}^{\cos}(\omega)$, består helt av realkomponenter.

- 10 Den tilsvarende effektspektraltettheten (PSD) er gitt i likning (4) nedenfor og er gjennomsnittet over 1 sekund ved å anta at hvert spredekodesymbol har en (binær) tilstand valgt tilfeldig fra elementene $\{+1, -1\}$. PSD er følgende:

$$\Phi_{n,m}(x) = \frac{2\pi}{m\omega_0} \cdot \left\{ \frac{\sin\left(\frac{\pi x}{2n}\right) \sin\left(\frac{\pi x}{m}\right)}{\left\{\frac{\pi x}{m}\right\} \cdot \cos\left(\frac{\pi x}{2n}\right)} \right\}^2 \quad (4)$$

- 15 Som diskutert ovenfor vil en sammensatt binær avviksbærebølge (BOC) signal, som et alternativ til tidsmultipleksing for signalet være formet gjennom den additive kombineringen av to eller flere BOC komponenter for hvert spredesymbol. Dermed vil hvert spredesymbol ha et spekter som inneholder, for et 2 komponent tilfelle, en del α av en BOC(n,m) komponent og en del β av en BOC(k,m) komponent. Legg merke til at begge
 20 komponentene har den samme spredekode (chip) frekvens (samme varighet av spredekodeelementet). Det sammensatte komplekse spekteret, $S_C(\omega)$, er så:

$$S_C(\omega) = \alpha \cdot H_{n,m}(\omega) + \beta \cdot H_{k,m}(\omega) \quad (5)$$

- 25 Den tilsvarende effektspektraltettheten er formet fra produktet av $S_C(\omega)$ med sin komplekskonjugerte, og for real α, β :

$$\begin{aligned}
\Phi_C(\omega) &= S_C^*(\omega) \cdot S_C(\omega) \\
&= |S_C(\omega)|^2 \\
&= (\alpha \cdot H_{n,m}^*(\omega) + \beta \cdot H_{k,m}^*(\omega)) \cdot (\alpha \cdot H_{n,m}(\omega) + \beta \cdot H_{k,m}(\omega)) \\
&= \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega) + \alpha\beta(H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*)
\end{aligned} \tag{6}$$

where

$$\Phi_{n,m}(\omega) = H_{n,m}^*(\omega) \cdot H_{n,m}(\omega)$$

and

$$\Phi_{k,m}(\omega) = H_{k,m}^*(\omega) \cdot H_{k,m}(\omega)$$

Likning (6) viser klart forskjellene i PSD-er til den sammensatte BOC (additiv bølge-
 5 former) og den tidsmultiplekse tilnærmingen. Effektspektraltettheten, $\Phi_{TM}(\omega)$, for
 tidsmultipleksingen av BOC(n,m) og BOC(k,m) spredesymbolkomponentene, dersom
 andelene er α^2 og β^2 , er:

$$\Phi_{TM}(\omega) = \alpha^2 \cdot \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \cdot \Phi_{k,m}(\omega) \tag{7}$$

10

Derfor innbefatter tidsmultiplekssekvensen $\alpha^2/(\alpha^2+\beta^2)$ chips med en effektspektral-
 tetthet på $\Phi_{n,m}(\omega)$ og $\beta^2/(\alpha^2+\beta^2)$ chips med en effektspektraltetthet på $\Phi_{k,m}(\omega)$. Forskjel-
 len mellom PSD-ene for CBOC og TMBOC teknikkene er i tilstedeværelsen av kryss-
 spektraluttrykkene i CBOC PSD, $\Phi_{cross}(\omega)$:

15

$$\Phi_{cross}(\omega) = \alpha\beta(H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*) \tag{8}$$

Situasjonen er skjerpet når for eksempel det er 3 komponenter som danner det sammen-
 sette signalet. I denne tidsmultipleksrealiseringen er komponentene satt inn blant kode-
 20 elementene i passende antall for å etablere bidragene deler krevet fra hver i effekt-
 spektraltettheten som blir sendt (mer korrekt på tidspunktet for signalgenerering siden
 det er sendingsfiltre i satellitten som kontrollerer utenfor bånd sendinger). Et typisk
 eksempel har andelene α^2 , β^2 , δ^2 for signaler med hver av de tre PSD-er som likning (9)
 nedenfor illustrerer.

25

$$\Phi_{TM}(\omega) = \alpha^2 \cdot \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \cdot \Phi_{k,m}(\omega) + \delta^2 \cdot \Phi_{l,m}(\omega) \tag{9}$$

Det tilsvarende spekteret for den additive fremgangsmåten for å fremstille et 3 komponent sammensatt BOC signal har tre krysspektraluttrykk i formen av likning (9).

$$\begin{aligned}
 \Phi_C(\omega) &= S_C^*(\omega) \cdot S_C(\omega) \\
 &= (\alpha \cdot H_{n,m}^*(\omega) + \beta \cdot H_{k,m}^*(\omega) + \delta \cdot H_{l,m}^*(\omega)) \cdot (\alpha \cdot H_{n,m}(\omega) + \beta \cdot H_{k,m}(\omega) + \delta \cdot H_{l,m}(\omega)) \\
 &= \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega) + \delta^2 \Phi_{l,m}(\omega) \\
 &\quad + \alpha\beta(H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*) \\
 &\quad + \alpha\delta(H_{n,m}^* \cdot H_{l,m} + H_{n,m} \cdot H_{l,m}^*) \\
 &\quad + \beta\delta(H_{k,m}^* \cdot H_{l,m} + H_{k,m} \cdot H_{l,m}^*) \\
 &\quad \text{where}
 \end{aligned}$$

$$\Phi_{n,m}(\omega) = H_{n,m}^*(\omega) \cdot H_{n,m}(\omega)$$

$$\Phi_{k,m}(\omega) = H_{k,m}^*(\omega) \cdot H_{k,m}(\omega)$$

$$\Phi_{l,m}(\omega) = H_{l,m}^*(\omega) \cdot H_{l,m}(\omega)$$

5 (10)

Krysspektraluttrykkene i likning (10) har en signifikant påvirkning på den sendte PSD. Klart er tilstedeværelsen av krysspektraluttrykkene som hindrer realiseringen av en felles PSD for CBOC og MBOC.

10

Oppfinnelsen bygger videre på PRATT A R ET AL: "*Tracking Complex Modulation Waveforms - How to Avoid Receiver Bias*" POSITION, LOCATION, AND NAVIGATION SYMPOSIUM, 2006 IEEE/ION CORONADO, CA APRIL 25-27, 2006, PISCATAWAY, NJ, USA, IEEE, 25 April 2006 (2006-04-25), sidene 853-864,

15

ISBN: 0-7803-9454-2, som fremviser komplekse modulasjonsbølgeformer for å adressere problemer knyttet til forspenning av mottaker, og PRATT A R ET AL:

"*Controlling the Galileo L1 OS Signal Emissions with Satellite Baseband Filters*"

POSITION, LOCATION, AND NAVIGATION SYMPOSIUM, 2006 IEEE/ION CORONADO, CA APRIL 25-27, 2006, PISCATAWAY, NJ, USA, IEEE, 25 April

20

2006 (2006-04-25), sidene 865-875, ISBN: 0-7803-9454-2, som fremviser teknikker for kontroll av L1 OS signalutsendelse.

Det er en hensikt med utførelser av foreliggende oppfinnelse i det minste å dempe en eller flere problemer i den kjente teknikk.

25

Oppsummering av oppfinnelsen

Foreliggende oppfinnelse er relatert til en fremgangsmåte for å redusere krysspektraluttrykk i en spredébølgeform for et navigasjonssignal, en signalgenerator for en slik spredébølgeform og en navigasjonssignalspredébølgeform med reduserte krysspektraluttrykk, som angitt i de selvstendige kravene 1, 10 og 19. Ytterligere utføringsformer fremgår av de uselvstendige kravene.

Følgelig vil utførelser av foreliggende oppfinnelse gi en fremgangsmåte for å generere et signal som innbefatter trinnene ved å generere i det minste første og andre deler av signalet, den første delen er utledet fra, eller i det minste har karakteristikker av, i det minste første respektive del av i det minste første og andre BOC signaler som har en første fasetilstand og andre del som er utledet fra, eller som har karakteristikker til, i det minste andre respektive deler av den i det minste første og andre BOC signalene som har en andre fasetilstand som er komplementær med den første fasetilstanden.

Fordelaktig, når det lages et gjennomsnitt over for eksempel to chips eller noen andre tidsperioder eller intervaller, vil det sammensatte komplekse spekteret for kombinasjonen av de to modulasjonsunderbølgene innbefatte i det minste vesentlig redusert, og foretrukket vesentlig eliminert, krysspektrale uttrykk. Dette tillater for eksempel at spekteret for å modulere underbølgene, slik som for eksempel et sammensatt BOC signal, ha vesentlig den samme effektspektraltettheten (PSD) som en forskjellig modulerende underbølge, slik som for eksempel et tidsdelt multipleks BOC, som når det er betraktet uttrykt som å være eller ikke være effektspektra for begge innbefattende krysspektrale uttrykk.

En videre utførelse gir en fremgangsmåte for å generere en CBOC bølgeform eller spredemodulasjonsbølgeform fra første og andre BOC bølgeformer der CBOC bølgeformen har en forhåndsbestemt effektspektraltetthet innbefattende i det minste redusert krysspektraluttrykk for effektspektraltetthetene til den første og andre BOC bølgeformen tatt som gjennomsnitt over i det minste to forhåndsbestemte tidsintervaller, slik som for eksempel de to siste chips, der fremgangsmåten innbefatter trinnene med å anordne for tilstandene til det første og andre BOC signalet over et etterfølgende forhåndsbestemt tidsintervall de i det minste to forhåndsbestemte tidsintervallene til å være komplementære til tilstandene til de første og andre BOC signalene over et for nåværende forutbestemt tidsintervall for de i det minste to forhåndsbestemte tidsintervallene.

En annen utførelse gir en signalgenerator innbefattende for å generere i det minste en etterfølgende del av et signal relativt til i det minste en nåværende del av et signal, den nåværende delen er utledet fra, eller i det minste har karakteristikk til eller er assosiert med, i det minste nåværende respektive del av i det minste første og andre BOC signaler
 5 som har en første fasetilstand, innretningen for å generere innbefatter innretning for å kombinere i det minste etterfølgende deler av det i det første og andre BOC signalet som har en fasetilstand som er komplementær til den første fasetilstanden.

En utførelse gir en signalgenerator for å generere en CBOC bølgeform fra første og
 10 andre BOC bølgeformer, CBOC bølgeformen har en forhåndsbestemt effektspektral-
 tetthet innbefattende i det minste redusert krysspektraluttrykk for effektspektraltett-
 hetene til den første og andre BOC bølgeformen tatt som gjennomsnitt over i det minste
 to forhåndsbestemte tidsintervaller, generatoren innbefatter innretning for å anordne
 tilstandene det første og andre BOC signalet over et etterfølgende forhåndsbestemt
 15 tidsintervall for de i det minste to forhåndsbestemte tidsintervallene til å være komple-
 mentære til tilstandene til det første og andre BOC signalet over et nåværende forhånds-
 bestemt tidsintervall til de i det minste to forhåndsbestemte tidsintervallene.

Utførelser gir et signal innbefattende i det minste en etterfølgende del av signalet
 20 relativt til i det minste en nåværende del av signalet, nåværende del er blitt utledet fra,
 eller har karakteristikk til eller er assosiert med, i det minste nåværende respektive
 deler av i det minste første og andre BOC signaler som har en første fasetilstand slik at
 fasetilstanden til den i det minste etterfølgende delen av det i det minste første og andre
 BOC signalet assosiert med nevnte i det minste etterfølgende del som er komplementær
 25 med den første fasetilstanden.

Utførelser av foreliggende oppfinnelse kan bli realisert i formen av hardware, program-
 vare eller en kombinasjon av disse. Passende, som et aspekt av utførelser av forelig-
 gende oppfinnelse, er det gitt et datamaskinprogram innbefattende utførbare instruk-
 30 sjoner for å implementere en fremgangsmåte, system, apparat, generator eller å generere
 et signal i henhold til utførelser av foreliggende oppfinnelse. Videre vil et slikt data-
 maskinprogram kunne være lagret ved å bruke enhver form for lagring, slik som for
 eksempel optisk eller magnetisk lesbare medier, brikker, ROM, PROM og andre ikke-
 slettbare eller slettbare innretninger. Passende utførelser av foreliggende oppfinnelse gir
 35 maskinlesbarlagret lagring, slik som datamaskinprogram.

I nåværende forslag mellom flere forskjellige navigasjonssatellittoperatører (slik som USA med GPS og den Europeiske Union med Galileo),^k er det offentlige dokumenter som gir anbefalinger om gjensidig tekniske arbeidsgrupper for å bruke en felles PSD for hvert systems sending i L1 RNSS båndet. Dette behøver ikke å kreve implementasjonen av den samme tidsbølgeformen. Utførelser av foreliggende oppfinnelse tillater den ovenfor felles PSD for hvert systems utsendelse i L1 RNSS båndet som blir realisert.

Det er videre et aspekt ved den foreliggende oppfinnelse å bruke en andre fremgangsmåte for å eliminere krysspektrale uttrykk i likning 6. Dette har den samme effekt som de andre fremgangsmåtene, men er en alternativ implementasjon. Krysspektraluttrykket $\Phi_{\text{cross}}(\omega)$, kan bli satt til null dersom følgende betingelse er møtt:

$$(H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*) = 0 \text{ eller ekvivalent med}$$

$$H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} = -H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*$$

Denne betingelsen kan bli tilfredsstilt ved å la BOC(n,m) spektra være laget av rene imaginære komponenter mens BOC(k,m) spektra består av rene reelle komponenter. Derfor vil det under en slik betingelse være slik at den komplekskonjugerte av $H_{a,m}^{\sin}$ er

$$H_{n,m}^{\sin*} = -H_{n,m}^{\sin}$$

mens den komplekskonjugerte av $H_{k,m}^{\cos}$ ikke forandrer fortegn:

$$H_{k,m}^{\cos*} = +H_{k,m}^{\cos}$$

Legg merke til at indeksene sin og cos er blitt lagt til for å definere fasen til underbærebølgen i den binære avviksbærebølgespredesymbolmodulasjonen. Denne anordningen tilfredsstiller betingelsen påkrevet for å eliminere krysspektraluttrykket. Denne utførelsen av foreliggende oppfinnelse krever at de to BOC komponentene har faser vesentlig i kvadratur, én er sinusfasen og den andre komponenten er cosinusfasen.

Enda et videre aspekt ved utførelser av foreliggende oppfinnelse gir mottakerarkitekturer som prosesserer sendte signaler identifisert her. Utførelser kan bli realisert, som har en enkeltkanal for å prosessere alle signalkomponenter vesentlig samtidig. Alternativt, eller i tillegg, kan utførelser bli realisert som har flere kanaler, slik at de individuelle signalkomponentene blir prosessert separat i respektive kanaler. En fagmann vil forstå

at slik prosessering ikke nødvendigvis er optimalisert for å gi det maksimale signal til støyforholdet.

Kort beskrivelse av tegningene

5

Utførelser av foreliggende oppfinnelse vil nå bli beskrevet som eksempel bare, med referanse til de vedlagte tegninger.

Figur 1 illustrerer en sender eller signalgenerator.

10

Figur 2 viser en kjent tidsdelt multiplekset binær avviksbærebølge (MBOC).

Figur 3 viser en kjent sammensatt binær avviksbærebølge (CBOC).

15

Figur 4 viser et CBOC signal i henhold til en utførelse av foreliggende oppfinnelse.

Figur 5 illustrerer skjematisk et konvensjonelt system for å generere en CBOC bølgeform.

20

Figur 6 viser skjematisk et system for å generere en CBOC bølgeform i henhold til en utførelse av foreliggende oppfinnelse.

25

Figur 7 viser et skjematisk system for å generere en CBOC bølgeform i henhold til utførelser av foreliggende oppfinnelse som bruker sprekodetidsavsnitt for å kontrollere faseinversjon.

Figur 8 viser en variant av det skjematiske systemet for å generere en CBOC bølgeform som illustrert i figur 7.

30

Figur 9 viser en videre utførelse av et skjematisk system for å generere en spredesymbolmodulasjonsbølgeform i henhold til en utførelse, og

Figur 10 illustrerer enda videre utførelse av et skjematisk system for å generere en CBOC bølgeform.

35

Beskrivelse av utførelser

Med referanse til figur 1 er det vist skjematisk en sender 100 i henhold til en utførelse av foreliggende oppfinnelse. Senderen 100 innbefatter innretning 102, det vil si en generator for å generere eller å velge avstandsmålesignalkoder for sending. Det vil være forstått av en fagmann at slike avstandsmålekoder kan bli generert av for eksempel skiftregisterimplementasjoner. Et alternativ for å generere dette ved hjelp av et skiftregister kan være gjennom å avspille igjen sekvensen ved kodetilstander innbefattende kodesekvensen fra en hukommelsesinnretning tilpasset til kontinuerlig å spille av slike sekvenser. Det bør være forstått at avstandsmålekodevalget og/eller genereringsinnretningen 102 er illustrert som å fremstille $g_i(t)$ og $m_i(t)$. Disse kodene blir matet til respektive blandere 104 og 106. Blanderne 104 og 106 er anordnet til å kombinere avstandsmålekodene med underbærebølger i henhold til utførelser av foreliggende oppfinnelse. Respektive underbærebølgegenerators 108 og 110 genererer underbærebølgene. Valgfritt kan et datasignal, $d_i(t)$, også foretrukket bli blandet med avstandsmålekodene og underbærebølgene. Varigheten av et bit i datasignalet er normalt et heltallig multippel av koderepetisjonsintervallet. For eksempel, i GPS CA koden er det 20 ganger 1 ms koderepetisjonsintervall, det vil si, dataratene er 50 bps. De blandede signalene 112 og 114 blir matet til et videre par av blandere 116 og 118, hvor de blir blandet med i-fase og kvadraturfasesignaler fremstilt av en oscillator og fasenøkkelsammensetning 120 og 121. De videre blandede signalene 122 og 124 blir kombinert via en kombinerer 126 og blir sendt ut for etterfølgende oppkonvertering av en passende oppkonverterer 128. Utgangen fra oppkonvertereren 128 blir matet til en høyeffektsforsterker 130 og blir så filtrert av et passende filter 133 for etterfølgende sending av for eksempel en satellitt eller annen innretning anordnet til å sende ut eller å sende avstandsmålekodene.

I en foretrukket utførelse vil operasjonen av foreliggende oppfinnelse involvere sekvenseringen av de relative fasene til de binære avviksbærebølgegeneratorene for den additive kombineringsfremgangsmåten på en slik måte at det blir gitt en variasjon av forskjellige effektspektraltettheter, en for hver fasetildeling. En slik tildeling er, i første instans, gyldig for varigheten av et enkelt kodeelement eller chip. Over varigheten av flere kodeelementer, eller over den fullstendige kodesekvensen, vil hver mulige fasetildeling (og tilsvarende effektspektrum) bli generert et forhåndsdefinert antall ganger. Den resulterende effektspektraltettheten samsvarer med den gjennomsnittlige PSD for alle de som er generert. Derfor er det mulig å kansellere signalene som oppstår fra krysspektraluttrykk i det resulterende sammensatte BOC spekteret. Denne operasjonen kan bli utført med så mange komponenter som påkrevet for det sammensatte BOC spekteret. Følgelig vil den gjennomsnittlige PSD kunne være anordnet til å være

identisk med det som er for tidsmultipleksanordningen av BOC spredesymbolmodulasjonen.

For en tokomponents sammensetning er det bare to distinkte fasetildelinger for α og β , som vist i tabell 1. Produktet av α og β blir identifisert som "fasetildelingsoperator".

Fase	$\beta = +$	$\beta = -$
$\alpha = +$	+	-
$\alpha = -$	-	+

Tabell 1 – Fasetildeling for α og β

I henhold til denne tabellen, dersom halve BOC(n,m) og BOC(k,m) er generert med samme fasetildeling fra fasetildelingsoperatoren ($\alpha\beta=+1$) og halve med motsatt fase fra fasetildelingsoperatoren ($\alpha\beta=-1$) blir den gjennomsnittlige PSD:

$$\begin{aligned}
 \Phi_C(\omega)|_{ave} &= 0.5 \cdot S_{C++}^*(\omega) \cdot S_{C++}(\omega) + 0.5 \cdot S_{C+-}^*(\omega) \cdot S_{C+-}(\omega) \\
 &= 0.5 \cdot \left(|S_{C++}(\omega)|^2 + |S_{C+-}(\omega)|^2 \right) \\
 &= \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega) \\
 &\quad + 0.5\alpha\beta(H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*) - 0.5\alpha\beta(H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*) \\
 &= \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega)
 \end{aligned} \tag{11}$$

Som kan bli observert fra likning (11) vil fasetildelingen av BOC generatoren kontrollere det resulterende spektrum. Ved å allokere 50% til hver fasetildeling vil det resulterende krysspektraluttrykket bli kansellert. Fordelen med denne anordningen er at PSD til den sammensatte BOC (additiv kombinasjon) er komponert akkurat som PSD-ene for hver av de som danner den, og i en hvilken som helst proporsjon av (α, β) som er påkrevet. Dersom påkrevet vil en del av kryseffektspektraluttrykket kunne være beholdt gjennom å forandre andelen av den positive og negative fasetildelingsoperatoren.

Definisjonen av fasen til BOC generatoren er gjort på det øyeblikket som samsvarer med senteret av spredekodesymbolmodulasjonen. Fasetildelingen er felles for det fullstendige spredesymbolet. Det sammenfaller med en felles retning for signaltransi-

sjonen på den sentrale instansen av et spredesymbol som illustrert i figur 3 ved 312 til 320. For en første foretrukket utførelse som bruker 2 BOC generatorer, vil spekteret til utgangen for en kombinert kode og datatilstand for $\{+1\}$, fasetilstand for $\{+1\}$, være

$$\begin{aligned}
 H_c(\omega) &= \alpha \phi_n H_{n,m}(\omega) + \beta \phi_k H_{k,m}(\omega) \\
 H_{n,m}(\omega) &= \frac{2\pi \cdot (-1)^{\left(\frac{n}{m}+1\right)} \sin\left(\frac{\pi x}{2n}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi x}{m}\right)}{jm\omega_0 \left(\frac{\pi x}{m}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi x}{2n}\right)} \\
 H_{k,m}(\omega) &= \frac{2\pi \cdot (-1)^{\left(\frac{k}{m}+1\right)} \sin\left(\frac{\pi x}{2k}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi x}{m}\right)}{jm\omega_0 \left(\frac{\pi x}{m}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi x}{2k}\right)} \quad (12)
 \end{aligned}$$

hvor $x = \omega/\omega_0$
 $\phi_n, \phi_k \in \{+1, -1\}$, og
 $\omega_0 = 2\pi \cdot 1.023 \cdot 10^6$

og den korresponderende PSD er:

$$\begin{aligned}
 \Phi_c(\omega) &= (\alpha \cdot \phi_n H_{n,m}^*(\omega) + \beta \cdot \phi_k H_{k,m}^*(\omega)) \cdot (\alpha \cdot \phi_n H_{n,m}(\omega) + \beta \cdot \phi_k H_{k,m}(\omega)) \\
 &= \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega) + \alpha\beta\phi_n\phi_k (H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*) \\
 &\quad \text{og hvor, som tidligere,} \quad (13) \\
 \Phi_{n,m}(\omega) &= H_{n,m}^*(\omega) \cdot H_{n,m}(\omega) \\
 \Phi_{k,m}(\omega) &= H_{k,m}^*(\omega) \cdot H_{k,m}(\omega)
 \end{aligned}$$

Det kan bli observert fra likning 11 at tilstedeværelsen av fasetildelingsbyttingen ikke påvirker tilstedeværelsen, eller fortegn, av effektspektraltettheter for BOC(n,m) eller BOC(k,m) komponentene $\Phi_{n,m}(\omega)$, $\Phi_{k,m}(\omega)$. Imidlertid, produktet av fasetildelingene, $\phi_n\phi_k$, som kan ta verdiene av +1 eller -1, kontrollerer fortegnet til krysspektraluttrykket. Følgelig, ved å velge fasetildelingsinnstillinger som forårsaker at fasetrykket er positivt eller negativt, vil effektspektraltetthetene være som i likning 12 som kan bli formet på følgende måte.

for $\phi_n, \phi_k = +1, +1$ or $\phi_n, \phi_k = -1, -1$

$$\begin{aligned}\Phi^{++}_c(\omega) &= \Phi^{--}_c(\omega) \\ &= (\alpha \cdot \phi_n H_{n,m}^*(\omega) + \beta \cdot \phi_k H_{k,m}^*(\omega)) \cdot (\alpha \cdot \phi_n H_{n,m}(\omega) + \beta \cdot \phi_k H_{k,m}(\omega)) \\ &= \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega) + \alpha\beta(H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*)\end{aligned}\quad (14)$$

for $\phi_n, \phi_k = +1, -1$ or $\phi_n, \phi_k = -1, +1$

$$\begin{aligned}\Phi^{+-}_c(\omega) &= \Phi^{-+}_c(\omega) \\ &= \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega) - \alpha\beta(H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*)\end{aligned}$$

Dermed, ved å kombinere et likt antall av signaler med hver av PDS-ene i likning 12, og ha vesentlig komplementære fasetildelinger, kan dette bli anordnet slik at PSD til det kombinerte signalet, etter å ha laget gjennomsnitt over et intervall, kunne fremvise ingen krysspektrale uttrykk. Alternativt, ved tilsvarende å kombinere med et ulikt antall av uttrykk, kan en påkrevet prosentandel av krysspektraluttrykket bli beholdt.

Det er mange måter BOC signalet kan bli prosessert til å ha likt (eller om krevet, ulikt) antall av komplementære fasetildelinger.

En første utførelse bruker en fasealterneringsfremgangsmåte, hvorved den initielle fasen til én av BC(n,m) og BOC(k,m) signalene blir alternert for hver chip i spredekodesignalet. I dette tilfellet vil intervallet som det lages gjennomsnitt over være bare 2 kodechips siden det vil være én chip hvor spekteret har karakteristikken av $\Phi^{++}_c(\omega)$ eller $\Phi^{-+}_c(\omega)$ og én chip med spekteret av $\Phi^{+-}_c(\omega)$ eller $\Phi^{--}_c(\omega)$.

Med referanse til figur 4 er det vist et antall av bølgeformer 400 for å generere en CBOC bølgeform 402 som har en effektspektralitet med vesentlig null krysspektraluttrykk som vanligvis oppstår når det kombineres en første BOC(n,m) bølgeform 404 og en andre BOC(k,m) bølgeform 406. I den illustrerte utførelsen vil den første BOC med bølgeform 404 være en BOC(1,1). Imidlertid, det kan bli forstått at andre BOC bølgeformer kan likeledes bli brukt. Den andre BOC bølgeform 406 er en BOC(5,1). Imidlertid, igjen vil det være forstått at andre BOC bølgeformer kan bli brukt for å realisere utførelser av foreliggende oppfinnelse, slik som for eksempel de som er beskrevet i den ovenfor refererte tekniske artikkelen og internasjonale patentsøknad. Utførelser av foreliggende oppfinnelse er ikke begrenset til verken BOC(1,1) eller BOC(5,1). I det følgende eksempel vil BOC(6,1) bli brukt istedenfor BOC(5,1).

Figur 4 innbefatter et antall av prikkede ilnjer 408 til 416 som representerer forhåndsbestemte punkter til bølgeformene 404 og 406. Det kan bli forstått at for den hensikt å bare illustrere at de prikkede linjene 408 til 416 er vist som å være midtpunktet til BOC chipene. Det kan bli forstått at den negativt gående transisjonen innenfor den første chipen, chip n , er sammenfallende med en negativt gående transisjon innenfor den første chipperioden til den andre BOC bølgeformen 406. For den hensikt å beskrive foreliggende oppfinnelse vil en slikk opplinjering og overensstemmelse mellom transisjoner til BOC bølgeformene 404 og 406 i de forhåndsbestemte punktene være midtpunktene i henhold til foreliggende utførelse, som er slik at bølgeformene kan sies å være i fase eller å ha den samme fasetilstand eller betingelse. Derfor vil en negativt gående transisjon i den første BOC bølgeform 404 sammenfalde med en negativt gående transisjon i den andre BOC bølgeform 406, som er sagt å være i fase eller å ha en $(-, -)$ fasetilstand eller betingelse. Det motsatte er også sant, det vil si, sammenfallende positivt gående transisjoner er også sagt å være i fase eller å ha en $(+, +)$ fasetilstand eller betingelse. Det bør legges merke til at med den hensikt å beskrive foreliggende oppfinnelse er det slik at fasetilstandene $(+, +)$ og $(-, -)$ er vesentlig identiske. Sammenfalt mellom en positivt gående transisjon i den første BOC bølgeformen 404 og en negativt gående transisjon i den andre BOC bølgeform 406 er slik at den første og andre BOC bølgeform 404 og 406 er sagt å være ute av fase eller i antifase. Den tilsvarende fasetilstand eller betingelse er $(+, -)$. Det motsatte er også sant, det vil si, en negativt gående transisjon i den første BOC bølgeform 404 og en positivt gående transisjon i den andre BOC bølgeform 406 er sagt å ha en fasetilstand eller betingelse $(-, +)$ og den første og andre BOC bølgeformen 404 og 406 er sagt å være ute av fase eller i antifase. Det kan bli forstått fra den illustrerte utførelse at ingen av BOC bølgeformene for den illustrerte chipperioden er ute av fase. Alle har en $(+, +)$ fasetilstand. For en fagmann vil det være å forstå at det ekvivalente av en slik faseforandring fra $(+, +)$ til $(-, -)$ og fra $(+, -)$ til $(-, +)$ også kan finne sted som et resultat av forandringer i spredekodetilstanden 420 eller datasymboltilstanden 422.

Additivt å kombinere den første og andre BOC bølgeformen 404 og 406 vil i foreliggende oppfinnelse klart resultere i bølgeformen 308 som er vist i figur 3. Imidlertid, signaler i henhold til en første utførelse av foreliggende oppfinnelse er anordnet slik at krysspektraluttrykkene til effektspekteret ved summeringen av den første 404 og andre 406 BOC bølgeform ved et antall av gitte chipperioder bli kansellert eller jevnet ut ved å sikre at krysspektraluttrykkene til effektspekteret i summeringen av den første 404 og andre BOC bølgeform for en etterfølgende chipperiode er komplementære, det vil si, har faser anordnet som i det minste reduserer effektene av og, foretrukket, kansellerer

vesentlig hele det tydeligere viste krysspektraluttrykket. Dette ble oppnådd ved å sikre at første 304 og andre 406 BOC bølgeformer til den etterfølgende chipperioden har den motsatte fasetilstanden eller betingelsen til fasetilstanden eller betingelsen til BOC bølgeformene 404 og 406 i en tidligere chipperiode.

5

Dette ble oppnådd i den illustrerte utførelsen ved å prosessere den andre BOC bølgeform 406, slik at bølgeformen vist i 418 er resultatet. Med referanse til den modifiserte BOC bølgeform 418 og den første BOC bølgeform 404, kan det bli forstått at fasetilstandene eller betingelsen alternerer mellom i-fase, det vil si (+,+) og ut av fase eller antifase, det vil si (+,-). Derfor vil kombinerings av den første BOC bølgeform 404 og den modifiserte andre BOC bølgeform 418 fremstille den sammensatte BOC bølgeformen 402 med en ønsket effektspektraltetthet. Effektspektraltettheten til CBOC inneholder ingen krysspektrale uttrykk relatert til den første BOC bølgeform 404 og den andre BOC bølgeform 406. Derfor kan det bli forstått at effektspektraltettheten til CBOC bølgeformen 402 vesentlig samsvarer med det til MBOC signal.

15

Generelt, gitt at, i gjennomsnitt, vil i fasedelene av den første 404 og andre 406 BOC bølgeformer bli balansert av en lik eller tilsvarende antall av ut av fasedeler av den første 404 og andre 406 bølgeformer, det bør være et netto null kryssproduktbidrag til effektspektraltettheten.

20

Figur 5 viser et skjematisk system 500 for å fremstille et sammensatt BOC signal 502 i henhold til kjent teknikk. Et par av BOC bølgeformer 504 og 506, $\text{BOC}(n,m)$ og $\text{BOC}(k,m)$, valgfritt skalert, via skalerere 508 og 510, før kombinerings, blir kombinert ved å bruke en adderer 512. En multipliserer 514 blir brukt til å kombinere BOC underbærebølgen 502 (CBOC) med en spredekode 516. Effektbidragene til paret med BOC bølgeformer blir kontrollert av skalererne 508 og 510 ved å bruke koeffisienter γ og $(1-\gamma)$.

25

Med referanse til figur 6 er det vist et skjematisk system 600 for å fremstille en CBOC bølgeform eller spredesymbolmodulasjonsbølgeform i henhold til en utførelse av foreliggende oppfinnelse. Systemet 600 innbefatter et par av BOC bølgeformgeneratorer 602 og 604 for å fremstille respektive BOC bølgeformer, $\text{BOC}(n,m)$ 606 og $\text{BOC}(k,m)$ 608. Valgfritt er bølgeformene 606 og 608 skalert, via skalerere 610 og 612 eller andre passende innretninger, i henhold til ønsket effektbidrag av BOC bølgeformene 606 og 608 til den sammensatte bølgeformen 614, det vil si til CBOC bølgeformen 614.

35

Inversjonen eller forandring av fasetilstand eller betingelse for BOC bølgeformene 606 og 608 er kontrollert ved passende valg av koeffisientene α og β sammen med respektive multipliserere 616 og 618 og generatorer 620 og 622. Det vil være forstått at system 600 som illustrert representerer det generelle tilfellet. I praksis vil bare én BOC bølgeform bli invertert på ethvert tidspunkt og, følgelig, den første koeffisienten α , for eksempel, kan generelt være fastsatt til +1. BOC bølgeformene 624 og 626 som har valgte faser blir kombinert via en adderer 628 for å fremstille CBOC bølgeformen 614.

Typisk blir CBOC bølgeformen 614 multiplisert via en multipliserer 630, med en spredébølgeform 632 fremstilt via en spredébølgeformgenerator 634. Spredkodegeneratoren 634 blir drevet av en oscillator eller kodechippingrategenerator 636. Utførelser av foreliggende oppfinnelse kan bli realisert hvor i det minste én av α og β generatorene er reagerende på kodegeneratororklokkechippingraten 638 eller multipler av denne.

Med referanse til figur 7 er det vist et skjematisk system 700 for å fremstille en CBOC bølgeform eller spredesymbolmodulasjonsbølgeform i henhold til en utførelse av foreliggende oppfinnelse. Systemet er vesentlig tilsvarende det som er beskrevet med referanse til figur 6, men for faseinversjonen eller fasetilstand/betingelsen er denne kontrollert av eller reagerer på spredébølgeform/kodetidsavsnittene. System 700 innbefatter et par av BOC bølgeformgeneratorer 702 og 704 for å fremstille respektive BOC bølgeformer, BOC(n,m) 706 og BOC(k,m) 708. Valgfritt kan bølgeformene 706 og 708 bli skalert, via skalerere 710 og 712 eller andre passende innretninger, i henhold til ønsket effektbidrag fra BOC bølgeformene 706 og 708 til den sammensatte bølgeformen 714, det vil si, til CBOC bølgeformen 714.

Inversjonen eller forandring av fasetilstand eller betingelse til BOC bølgeformene 706 og 708 er kontrollert med et passende valg av koeffisientene α og β sammen med respektive multipliserere 716 og 718 og generatorer 720 og 722. Det vil være forstått at systemet 700 som er illustrert representerer det generelle tilfellet. I praksis vil bare én av BOC bølgeformene bli invertert på ethvert tidspunkt og, følgelig, for eksempel kan den første koeffisienten α generelt være fast eller satt til +1. BOC bølgeformene 724 og 726 som har valgte faser kombinert via en adderer 728 for å fremstille CBOC bølgeformen 714. Typisk blir CBOC bølgeformen 714 multiplisert via en multipliserer 730, med en spredkode 732 fremstilt via en spredkodegenerator 734. Spredkodegeneratoren 734 er drevet av en oscillator 736. Spredkoden har assosiert med seg et flertall av regulære tidsavsnitt i avstand fra hverandre, benevnt 738. Fortegnet, det vil si $\{+1, -1\}$, til β bli

forandret ved starten av her kodeperiode, det vil i hvert tidsavsnitt, eller kodechipperiode. Varigheten av tilstandene til β samsvarer med varigheten av et kodeelement eller chip. Imidlertid, utførelser kan bli realisert hvor fasen til fortegnalterneringen kan bli satt il å finne sted på andre tidspunkter enn ved starten av hver kodeperiode. Enda
 5 videre kan utførelser bli realisert hvor tilstanden til β forandres på multipler eller andeler av kodeperioden.

Med referanse til figur 8 er det vist et skjematisk system 800 for å generere en CBOC bølgeform i henhold til en utførelse av foreliggende oppfinnelse. Systemet 800 er det
 10 lineære systemet som er ekvivalent med det som er vist, og beskrevet med referanse til figur 7. To BOC bølgeformer 802 og 804 blir generert via respektive BOC bølgeform-generatorer 806 og 808. Bølgeformene 802 og 804 er valgfritt skalert via skalerere 810 og 812, i henhold til ønsket respektivt effektbidrag til CBOC bølgeformen 814. Den skalerte BOC bølgeformen 816 og 818 blir multiplisert, via respektive multipliserere
 15 820 og 822, med α og β koeffisientene i henhold til ønsket relative faser eller fasetilstander, eller over i det minste en nåværende chip, eller annet intervall, som sammenliknet en fasetilstand eller betingelse til BOC bølgeformene over en tidligere chip eller annet intervall. De resulterende bølgeformene 824 og 826 blir multiplisert, via respektive multipliserere 828 og 830, med spredébølgeformer 832 og 834 generert fra respektive spredébølgeformgeneratorer 836 og 838. CBOC bølgeformen 814 er fremstilt ved å
 20 summere bølgeformene 840 og 842 ved å bruke en kombinerer 844.

Det bør legges merke til at en andre foretrukket utførelse kan bli realisert ved å forstå at kombinasjonen av spredkodegeneratoren 838 og β generatoren kan bli erstattet med en
 25 ny spredkodegenerator som fremstiller sekvens B, som motsatt til sekvens A. Følgelig vil kombinasjonen av β koeffisienten, multiplisereren 822, spredébølgeformgenerator 838 og multipliserer 830 kunne bli erstattet med en tilsvarende spredkodegenerator 846, som vist i figur 8. Dette krever at spredébølgeformene fremstilt av den første og andre spredkodegeneratoren 836 og 846 er vesentlig statistisk uavhengige tilfeldige
 30 bølgeformer, slik at i gjennomsnitt vil antallet av (+,+) og (-,-) fasetilstander bli balansert av antallet av (0,-) og (-,+) fasetilstander. Hvis noen deler av krysspektraluttrykkene er påkrevet vil (+,+) og (-,-) fasetilstandene ikke behøve å bli balansert ved antallet av (+,-) og (-,+) fasetilstander. Den ønskede andelen av krysspektraluttrykkene er påvirket av nivået av ubalanse.

35

Med referanse til figur 9 er det vist et skjematisk system 900 for å fremstille en spredesymbolmodulasjonsbølgeform i henhold til en utførelse av foreliggende oppfinnelse.

Systemet er vesentlig tilsvarende til det som er beskrevet med referanse til figur 6, men for faseinversjonen eller fasetilstand/betingelsen som er kontrollert eller er reagerende på datasymbolperioden eller multipler eller andeler av denne. Systemet 900 innbefatter et par av BOC bølgeformgeneratorer 902 og 904 for å fremstille respektive BOC bølge-
 5 former, BOC(n,m) 906 og BOC(k,m) 908.

Valgfritt blir bølgeformene 906 og 908 skalert via skalerere 910 og 912 eller annen passende innretning i henhold til ønsket effektbidrag fra BOC bølgeformene 906 og 908 til den sammensatte bølgeformen 914, det vil si, til spredesymbolmodulasjonsbølge-
 10 formen 914.

Inversjonen eller forandring av fasetilstand eller betingelse til BOC bølgeformene 906 og 908 er kontrollert ved passende valg av koeffisientene α og β sammen med respektive multipliserere 916 og 918 og generatorer 920 og 922. Det vil være forstått at
 15 systemet 900, som er illustrert, representerer det generelle tilfellet. I praksis vil bare én av BOC bølgeformene bli invertert på ethvert tidspunkt, og følgelig vil for eksempel den første koeffisienten α generelt kunne være fast eller satt til +1. BOC bølgeformene, som har valgt eller bestemt fase 924 og 926, blir kombinert via en adderer 928 for å fremstille CBOC bølgeformen 914. Typisk er CBOC bølgeformen 914 multiplisert via
 20 en multipliserer 930 med en sprekode 932 fremstilt via en sprekodegenerator 934. Sprekodegeneratoren 934 er drevet av en oscillator 936. Fortegnet, det vil si $\{+1, -1\}$ til β , blir forandret hver datasymbolperiode eller multipler eller andeler av denne.

Bølgeformen som resulterer i kombinasjon av CBOC bølgeformen 914 og spredébølge-
 25 formen 932 er multiplisert med et datasignal 940 som bruker en multipliserer 942 for å fremstille en kombinasjon av CBOC bølgeformen, sprekodesignalet og datasignalet.

Det kan bli forstått at utførelser kan bli realisert som anvender en separat kodesekvens for BOC(n,m) og BOC(k,m) spredesymbolmodulasjon. Varigheten av kodesekvensen er
 30 identisk for de to spredesymbolmodulasjonene i dette eksemplet, men dette er ikke nødvendig. For eksempel, utførelser kan bli realisert hvor en av sprekodegeneratorene har en periode som er et multiplum av perioden av andre sprekodegeneratorer. Videre kan utførelser bli realisert hvor lengdene av sprekodesekvensene ikke har en rasjonell tallrelasjon. Sprekodene er normalt valgt fra den samme familien, men dette er heller
 35 ikke nødvendig. For å forårsake at det gjennomsnittlige spekteret fremviser vesentlig null krysspektraluttrykk bør de to kodene ha karakteristikk av uavhengige tilfeldige sekvenser, slik at deres gjensidige krysskorrelasjon (med null tidsavvik) er vesentlig

null. Dette er også sant for utførelser beskrevet med referanse til figur 6 til 8. Gjennomsnittlig tid for spekteret for utførelsen beskrevet med referanse til figur 9, er varigheten av kodesekvensen. Dersom de to kodegeneratorene har forskjellige sekvenslengder kan en passende gjennomsnittlig tid vanligvis bli funnet. Med denne begrensning vil dette
 5 være en varighet slik at begge sekvensene har returnert til sine respektive startposisjoner (som har en sekvenslengde som er det laveste felles multiplum av divisorene til de individuelle sekvenslengdene). Imidlertid, vesentlig akseptable resultater kan vanligvis bli oppnådd for kortere intervaller enn den lengste felles multiplum av de to kodesekvensene.

10

Videre utførelser kan bli realisert som påvirker korrelasjonen mellom BOC(n,m) og BOC(k,m) spredesymbolmodulasjonen. Denne teknikken anvender en (langsom) binær datamodulasjon kombinert, foretrukket multiplikativ, på én av spredemodulasjonskomponentene. Dette har den samme effekt som å alternere fasetildelingene som i utførelsene ovenfor, men over mye lengre perioder for mange databits varighet.
 15

20

En slik utførelse er skjematisk vist i figur 10. Systemet 1000 illustrert i figur 10 innbefatter første og andre BOC bølgeformgeneratorer 1002 og 1004 som fremstiller respektive BOC bølgeformer 1006 og 1008. BOC bølgeformene, BOC(n,m) og BOC(k,m), er valgfritt skalert for å bestemme deres respektive effektbidrag til CBOC bølgeformen 1010. De skalerte bølgeformene 1012 og 1014 er kombinert via respektive multipliserere 1016 og 1018, med respektive sprekode 1020 og 1022 fremstilt via respektive sprekodegeneratorer 1024 og 1026. BOC bølgeformene, brukt som spredesymbolmodulasjonsbølgeformer 1028 og 1030, er kombinert med respektive datasignaler 1032 og 1034 for å fremstille det samlede kombinerte spredesymbolet, kodesymbol og datamodulasjonsbølgeform. Dette er brukt som grunnbåndmodulasjonen for oppkonvertering til ønsket bærebølgefrequens for sendingen. Imidlertid, det er en betingelse at datasignalene er tilstrekkelig tilfeldige overfor påvirkning, og foretrukket eliminerer krysspektraluttrykk innenfor det kombinerte komplekse effektspektret.

30

Utførelser kan bli realisert hvor variabelt modulussignal og konstant signal omhylling blir brukt. Det ville være forstått at enhver begrensning som er rettet mot å bevare enhet eller konstant størrelse av $(I^2+Q^2)^{1/2}$ nødvendigvis ikke trenger å gjelde dersom en variabel modulussignalomhylling er ønsket eller akseptabel.

35

Figur 11 viser en utførelse av en mottaker 1100 tilpasset til å prosessere signalene som oppstår fra sendingen av multiplexet binære avviksbærebølgesignaler. Signalene sendt

fra hver satellitt i den synlige konstellasjonen blir mottatt i en antenne 1102, og blir prosessert i en RF prosessor 1104 som forsterker, filtrerer og frekvensforandrer signalene som kjent i teknikkens stand. Utgangen 1106 fra RF prosessoren er koplet til en digitaliserer 1108 som fremstiller digitaliserte mottatte signalsamples 1110.

5

De digitaliserte mottatte signalsamples 1110 blir påtrykket i eksemplet på utførelse en korrelasjonsprosessor 1112, som korrelerer de digitaliserte mottatte signalsamples 1110 med en gruppe av repliserte signaler 1114, fremstilt av en signalrepliseringsgenerator 1116, i en korrelasjonsbank 1118. Den spesifikke formen for replikasignalene 1114 er
 10 avhengig av typen av signaler som blir mottatt og opsjonsvalget for etterfølgende prosessering. For eksempel, for det kombinerte binæravviksbærebølgesignalet, kjent som CBOC, kan et multinivå replikasignal bli brukt i kombinasjon med et restbærebølgesignal, et kodesignal og binærunderbærebølgemodulasjonen. Koden og den binære underbærebølgemodulasjonen er gitt tidlig, øyeblikkelig, svært tidlig, sent og svært sent
 15 former, og med bærebølgesignalversjoner som er både i-fase og kvadraturrelasjon med en mottakerbærebølgereferanseoscillator (ikke vist) som danner del av signalreplikageneratoren 1104.

Foretrukket er det også inkludert i signalreplikageneratoren 1116, i tillegg til bærebølgereplikageneratoren, en kodereplikagenerator og en underbærebølgereplika-generator. Utgangene fra de individuelle elementene i replikageneratoren blir kombinert for å danne det sammensatte binære avviksbærebølgesignalet.

I et separat aspekt ved den foreliggende oppfinnelse kan en utførelse av et sammensatt
 25 binæravviksbærebølgesignal bli realisert som et tidsmultiplekset signal hvorved separate deler av modulasjonen blir sendt i en tidssekvens. En realisering av et slikt signal har to deler av en multinivåmodulasjonsbølgeform sendt i en spesifikk tidssekvens. Spesifikke utførelser av slike signaler er vist i figur 12, hvor hvert signal har to komponenter av multinivåmodulasjonsbølgeformen. Den første av replikabølgeformene 1202
 30 er et trenivå spredesymbol som består av tre nivåer 0, 01, 0, -1, 0 i sekvens. Det er 3 spredesymboler som er illustrert i bølgeform 1202 som representerer kodeelementene +1, +1, -1. Den vertikale stiplede linjen indikerer grensene mellom separate kodeelementer. Den andre bølgeformen 1204 er illustrerende for et 5-nivå spredesymbol som har nivåene 0, +1, +2, +1, 0, -1, -2, -1, 0 for hvert spredesymbol. Kodeelementtildelingene er identiske med dem i 1202. Den tredje bølgeformen 1206 i figur 12 representerer
 35 en tidsmultiplekset versjon av den andre spredesymbolbølgeformen 1204. I den tredje bølgeformen 1206 er de første 2 kodeelementene vist som trenivåbølgeformen og er

representative for $\{+1, 0, -1\}$ komponenter i bølgeform 1202. Det tredje kodeelementet i den tredje bølgeformen 1206 er representativ for de ytre nivåene til bølgeform 1204 ved $\{+2, -2\}$, men blir sendt etter de første 2 kodeelementene i den tredje kodeelementposisjonen og med en -1 kodeelementtildeling. Den fjerde bølgeformen 1208 i figur 12 er en replika basert på tidsmultipleksingen av to binæravviksbærebølgesignaler, BOC(n,m) og BOC(k,l). De første 2 kodeelementene er illustrert med et BOC(1,1) spredesymbol mens de etterfølgende to kodeelementene er illustrert med et BOC(2,2) spredesymbol. Kodetildelingene for kodeelementer 3 og 4 er -1 og +1, respektivt. Kodeelementvarigheten er ikke den samme for hver komponent i bølgeform 1208, på en rate av $m \times 1.023$ MHz og 1×1.023 MHz, mens underbærebølgekomponentene er ved forskjellige avvik fra bærebølgesignalet på $n \times 1.023$ MHz og $k \times 1.023$ MHz, respektivt. Et eksempel på replikasignal er formet med disse delene som opptar forskjellige ikke-overlappende tidssegmenter i den sendte bølgeformen. Replikabølgeformen følger et identisk format i én utførelse.

15

Alternative utførelser anvender det samme generelle mottaksformatet i figur 11, men splitter komponentene til signalet slik at disse blir båret via separate forbindelser til korrelatorprosessoren 1112, og korrelatorbanken 1118. I én utførelse vil replikasignalkomponentene bli generert kontinuerlig og er styrt i tid slik at replikasignalgeneratoren 1116 bare har signalutganger på tidspunktene som samsvarer med dem som er passende for hver komponent. Disse signalene kan være binære, trenivå eller ha et annet antall av amplitudenivåer, avhengig av kompleksiteten til det sendte signalformatet. Tilleggsprosesseringstrinnene i signalgeneratoren konverterer det kontinuerlige signalet ved tidspunkt for generering til utgangsformatet påkrevet brukt som en tidsstyring som tillater passasje av signalet på tidspunktet når dette er påkrevet og forhindrer passasje til utgangen ellers.

I en alternativ utførelse kan signalene ha tidsstyring fjernet, slik at signalkomponentene blir kontinuerlig tilgjengelige ved inngangen til korrelasjonsprosessoren. Ytelsen til en mottaker som bruker den kontinuerlige replikaversjonen av det sammensatte signalet kan ha suboptimal ytelse, men kan tilby besparelser i mottakerkompleksitet.

Utførelsene ovenfor er blitt beskrevet med referanse til I- og Q-kanaler som har samme chippingrater. Imidlertid, utførelser er ikke begrenset til slike anordninger. Utførelser kan bli realisert ved forskjellige chippingrater som blir brukt.

35

Selv om utførelser av foreliggende oppfinnelse er blitt beskrevet med referanse til L1 og L2 frekvensene er utførelser ikke begrenset til slike anordninger. Utførelser kan bli realisert med andre frekvenser eller frekvensbånd kan bli brukt i henhold til kravene for systemet som bruker foreliggende oppfinnelse. For eksempel, lavere L-bånd (dvs. E5a og E5b), midten (dvs. E6) og øvre L-bånd (dvs. E2-L1-E1) kan også dra nytte av utførelser av foreliggende oppfinnelse. Det vil være forstått at slike utførelser kan bruke signaler som har i det minste tre komponenter heller enn to komponenter som beskrevet ovenfor.

- 10 Videre vil utførelser av foreliggende oppfinnelse bli beskrevet med referanse til standard BOC. Imidlertid, en fagmann ville forstå at utførelser også kan bli realisert ved å bruke alternativ BOC.

Enda videre vil det være forstått at utførelser kan bli realisert hvor antallet av halvsykler for en underbærebølge per chip av en kode kan være i det minste én av odde, lik, et heltallig multiplum eller ikke-heltallig multiplum av chipen, det vil si, det er en rasjonell tallrelasjon mellom antallet av underbærebølgehalvsykluser og chipvarigheten.

Utførelser av foreliggende oppfinnelse som beskrevet ovenfor har vært fokusert på sendingssiden av foreliggende oppfinnelse, det vil si, på generering, modulasjon og sending av signaler, slik at for eksempel spredesymbolmodulasjonsbølgeformer, sammensatte signaler, sammensatte BOC-signaler og avstandsmålekoder kombinert med en underbærebølge eller underbærebølger og liknende. Imidlertid, en fagmann ville forstå at et system, fremgangsmåte, apparat og mottaker er påkrevet for å ta imot og prosessere signalene. En gang en fagmann har konstruert et system for å generere og å sende slike signaler, er konstruksjon av en passende mottaker bare det motsatte av senderoperasjonen. Derfor vil utførelser av foreliggende oppfinnelse også være relatert til systemet, fremgangsmåter, apparater og mottakere for å prosessere signaler, slik som de som er beskrevet ovenfor.

30

Selv om matematikken ovenfor er relatert til de ovenfor beskrevne utførelser, der indeksene "sin" og "cos" er blitt uttrykt brukt i noen instanser, slik som for eksempel likning (3) og (3-1), vil det være forstått av en fagmann at de likeledes er anvendbare på de uttrykk som ikke eksplisitt uttrykker dem. Det ville også være forstått at utførelser kan bli realisert hvor "sin" og "cos" indekser er byttet om.

35

Utførelsene ovenfor er blitt beskrevet med referanse til additiv kombinasjon av BOC komponentene. Utførelser er ikke begrenset til slike anordninger. Utførelser kan bli realisert hvor noen andre former av kombinerings blir brukt. For eksempel, multipliserende kombinasjon kan bli brukt som et alternativ. Et videre alternativ til addisjon eller
 5 multiplikasjon for kombinasjon kan være en utgang fra et logisk nettverk som prosesserer et antall av BOC innganger for å fremstille en sammensatt utgang som kan være en binær eller multinivå utgang.

Selv om utførelsene ovenfor er blitt beskrevet med referanse til utgangen fra i det
 10 minste én av α og β generatorene som er en kvadratisk bølgeform, er utførelser ikke begrenset til dette. For eksempel, β -generatoren kan være formet ved kombinasjon av spredkodegenerator A i kombinasjon med i det minste én videre spredkodegenerator C.

15 Utførelsene ovenfor er blitt beskrevet med lik lengde på sprekodene. Imidlertid, utførelser er ikke begrenset til dette. For eksempel, utførelser kan bli realisert hvor én av spredkodegeneratorene har en periode som er et multippel eller et undermultippel av spredkodeperioden til en annen spredkodegenerator. Videre kan utførelser bli realisert hvor lengden av sprekodesekvensene ikke har en rasjonell tallrelasjon. For eksempel,
 20 lengdene til sprekodesekvenser kan være primtall, produkter av primtall eller multippel av disse.

Det vil være forstått at utførelsene ovenfor er blitt beskrevet uten å uttrykke faserelasjoner mellom sprekodesymbolmodulasjonsbølgeformene. Utførelser kan bli realisert
 25 hvor, som et eksempel tilfelle hvor det er to spredesymbolmodulasjoner som danner sammensatt BOC bølgeform (CBOC), at de to spredesymbolbølgeformene har en kvadraturfaserelasjon eller noen annen "ut av fase" faserelasjon.

P a t e n t k r a v

1.

Fremgangsmåte for å redusere krysspektraluttrykk i en spredebølgeform for et
 5 navigasjonssignal; fremgangsmåten innbefatter trinnet med å generere første og andre
 tidsmessige suksessive deler av spredebølgeformen; den første delen representerer en
 additiv kombinasjon, i tidsdomenet, av første respektive deler av første (404) og andre
 (418) BOC (Binary Offset Carrier, binær avviksbærebølge) signaler som har en første
 fasetilstand og den andre delen representerer en additiv kombinasjon, i tidsdomenet, av
 10 andre respektive deler av de første (404) og andre (418) BOC signaler; den additive
 kombinasjonen av de andre respektive deler er
 k a r a k t e r i s e r t v e d at den har en andre fasetilstand som er
 motsatt av den første fasetilstanden; der varighetene av de første respektive deler og de
 andre respektive deler er én chip og fasetilstandene er definert som enten i fase, ved
 15 tilfellet av en opplinjering og overensstemmelse av transisjon av de første og andre
 BOC signaldeler, eller i anti-fase ved tilfellet av en opplinjering og uoverensstemmelse
 av transisjonen av de første og andre BOC signaldeler ved et forhåndsbestemt punkt i
 delene (418).

20 2.

Fremgangsmåte i henhold til krav 1, som innbefatter trinnet med å bestemme de første
 respektive deler av de første (404) og andre (418) BOC signaler til å ha den første
 fasetilstanden i henhold til forhåndsbestemte transisjoner (408..416) av nåværende
 respektive deler av de første (404) og andre (418) BOC signaler.

25

3.

Fremgangsmåte i henhold til krav 2, der de forhåndsbestemte transisjoner (408..416) av
 de i det minste nåværende respektive deler av første (404) og andre (418) BOC signaler
 er de samme.

30

4.

Fremgangsmåte i henhold til et hvilket som helst av de foregående krav, der de i det
 minste nåværende respektive deler av de første (404) og andre (418) BOC signaler
 innbefatter et forhåndsbestemt antall av chips for de første (404) og andre (418) BOC
 35 signaler.

5.

Fremgangsmåte i henhold til et hvilket som helst av de foregående krav, der de første respektive deler av de første (404) og andre (418) BOC signaler innbefatter et
 5 forhåndsbestemt antall av chips for de første (404) og andre (418) BOC signaler som spenner over en periode av et spredesignal (402/422).

6.

Fremgangsmåte i henhold til krav 1, der spredebølgeformen er en CBOC (Composite
 10 Binary Offset Carrier, kompositt binær avviksbærebølge) bølgeform, CBOC bølgeformen har en forhåndsbestemt effektspektraltetthet innbefattende reduserte krysspektraluttrykk for effektspektraltetthetene til de første (404) og andre (418) BOC signaler som gjennomsnitt over i det minste de første og andre respektive deler; første og andre respektive deler tilsvarer respektive tidsintervaller av i det minste to forhånds-
 15 bestemte tidsintervaller (chip n ; chip $n+1$); fremgangsmåten innbefatter trinnene med å anordne for fasetilstandene av de første (404) og andre (418) BOC signaler over et etterfølgende forhåndsbestemt tidsintervall (chip $n+1$) fra de i det minste to forhåndsbestemte tidsintervallene (chip n ; chip $n+1$) som skal være komplementære med fasetilstandene til de første (404) og andre (418) BOC signaler over et nåværende forhånds-
 20 bestemt tids- (chip n) intervall for de i det minste to forhåndsbestemte tidsintervallene (chip n ; chip $n+1$).

7.

Fremgangsmåte i henhold til krav 6, der anordningen er slik at i det minste første og
 25 andre komplementære krysspektrale uttrykk i effektspektraltetthetene til de første (404) og andre (418) BOC signaler over de i det minste to forhåndsbestemte tidsintervallene (chip n ; chip $n+1$) blir generert.

8.

Fremgangsmåte i henhold til krav 7, der den forhåndsbestemte effektspektraltettheten innbefatter i det minste reduserte krysspektraluttrykk for effektspektraltetthetene til de første (404) og andre (418) BOC signaler som gjennomsnitt over i det minste to
 30 forhåndsbestemte tids- (chip n ; chip $n+1$) intervaller innbefattende vesentlig null krysspektraluttrykk for effektspektraltetthetene til de første (404) og andre (418) BOC
 35 signaler som gjennomsnitt over i det minste to forhåndsbestemte tidsintervaller (chip n ; chip $n+1$).

9.

Fremgangsmåte i henhold til krav 1, der den additiv kombinasjonen av de første
 5 respektive deler av de første og andre BOC signaler er tidsmultipleksede deler av de
 første og andre BOC signaler og der den additive kombinasjonen av de andre respektive
 deler av de første og andre BOC signaler er tidsmultipleksede deler av de første og
 andre BOC signaler.

10 10.

Signalgenerator (600) for fremstilling av en spredebølgeform for et navigasjonssignal;
 som har reduserte krysspektraluttrykk; signalgeneratoren innbefatter midler for å
 generere første og andre tidsmessige suksessive deler av signalet; den første delen
 representerer en additiv kombinasjon, i tidsdomenet, av første respektive deler av første
 15 (404) og andre (418) BOC (Binary Offset Carrier, binær avviksbærebølge) signaler som
 har en første fasetilstand og den andre delen som representerer en additiv kombinasjon, i
 tidsdomenet, av andre respektive deler av de første (404) og andre (418) BOC signaler;
 den additive kombinasjonen av de andre respektive deler er k a r a k -
 t e r i s e r t v e d at den har en andre fasetilstand som er motsatt av den
 20 første fasetilstanden; der varighetene av de første respektive deler og de andre
 respektive deler er én chip og fasetilstandene er definert som enten i fase, ved tilfellet av
 en opplinjering og overensstemmelse av transisjon av de første og andre BOC
 signaldeler, eller i anti-fase ved tilfellet av en opplinjering og uoverensstemmelse av
 transisjonen av de første og andre BOC signaldeler ved et forhåndsbestemt punkt i
 25 delene (418).

11.

Signalgenerator i henhold til krav 10, som innbefatter midler for å bestemme de første
 nåværende respektive deler av de første (404) og andre (418) BOC signaler som har den
 30 første fasetilstanden i henhold til forhåndsbestemte transisjoner av første respektive
 deler av de første (404) og andre (418) BOC signaler.

12.

Signalgenerator i henhold til krav 11, der de forhåndsbestemte transisjonene for de
 35 første respektive deler av de første (404) og andre (418) BOC signaler er de samme.

13.

Signalgenerator i henhold til et hvilket som helst av kravene 10 til 12, der de første respektive deler av de første (404) og andre (418) BOC signaler innbefatter et
5 forhåndsbestemt antall av chips for de første (404) og andre (418) BOC signaler.

14.

Signalgenerator i henhold til et hvilket som helst av kravene 10 til 13, der de første respektive deler av de første (404) og andre (418) BOC signaler innbefatter et
10 forhåndsbestemt antall av chips for de første (404) og andre (418) BOC signaler som spenner over en periode av et spredesignal.

15.

Signalgenerator i henhold til krav 10, for å generere en CBOC (Composite Binary
15 Offset Carrier, kompositt binær avviksbærebølge) bølgeform fra de første (404) og andre (418) BOC signaler, CBOC bølgeformen har en forhåndsbestemt effektspektralitet innbefattende reduserte krysspektraluttrykk for effektspektralitetene til de første (404) og andre (418) BOC signaler som
gjennomsnitt over i de minste første og andre respektive deler; de første og andre
20 respektive deler tilsvarer respektive tidsintervaller av i det minste to forhåndsbestemte tidsintervaller; generatoren innbefatter midler for å anordne for fasetilstandene til de første (404) og andre (418) BOC signaler over et etterfølgende forhåndsbestemt tidsintervall for de i det minste to forhåndsbestemte tidsintervallene som skal være
komplementære til fasetilstandene for de første (404) og andre (418) BOC signaler over
25 et nåværende forhåndsbestemt tidsintervall for de i det minste to forhåndsbestemte tidsintervallene.

16.

Signalgenerator i henhold til krav 15, der midlene for å anordne er slik at i det minste
30 første og andre komplementære krysspektrale uttrykk i effektspektralitetene til de første (404) og andre (418) BOC signaler over de i det minste to forhåndsbestemte tidsintervallene blir generert.

17.

Signalgenerator i henhold til krav 16, der den forhåndsbestemte effektspektralitet innbefatter reduserte krysspektraluttrykk for effektspektralitetene til de første (404)
35 og andre (418) BOC signaler som i gjennomsnitt over i det minste to forhåndsbestemte

tidsintervaller som innbefatter vesentlig null krysspektraluttrykk for effektspektraltetthetene til første (404) og andre (418) BOC signaler som gjennomsnitt over i det minste to forhåndsbestemte tidsintervaller.

5 18.

Signalgenerator i henhold til krav 10, der den additive kombinasjonen av de første respektive deler av de første og andre BOC signaler er tidsmultipleksede deler av de første og andre BOC signaler og der den additive kombinasjonen av de andre respektive deler av de første og andre BOC signaler er tidsmultipleksede deler av de første og
10 andre BOC signaler.

19.

Navigasjonssignalspredebølgeform med reduserte krysspektraluttrykk; spredebølgeformen innbefatter minst første og andre tidsmessig suksessive deler; den
15 første delen representerer en additiv kombinasjon, i tidsdomenet, av første respektive deler av første (404) og andre (418) BOC (Binary Offset Carrier, binær avviksbærebølge) signaler som har en første fasetilstand og den andre delen representerer en additiv kombinasjon, i tidsdomenet, av andre respektive deler av de første (404) og andre (418) BOC signaler; den additive kombinasjonen av de andre
20 respektive deler er k a r a k t e r i s e r t v e d at den har en andre fasetilstand som er motsatt av den første fasetilstanden; der varighetene av de første respektive deler og de andre respektive deler er én chip og fasetilstandene er definert som enten i fase, ved tilfellet av en opplinjering og overensstemmelse av transisjon av de første og andre BOC signaldeler, eller i anti-fase ved tilfellet av en opplinjering og
25 uoverensstemmelse av transisjonen av de første og andre BOC signaldeler ved et forhåndsbestemt punkt i delene (418).

20.

Spredebølgeform for et navigasjonssignal i henhold til krav 19, der den additive
30 kombinasjonen av de første respektive deler av de første og andre BOC signaler er tidsmultipleksede deler av de første og andre BOC signaler og der den additive kombinasjonen av de andre respektive deler av de første og andre BOC signaler er tidsmultipleksede deler av de første og andre BOC signaler.

35 21.

Dataprogram innbefattende utførbare instruksjoner arrangert, når de utføres, for å implementere en fremgangsmåte i henhold til et hvilket som helst av kravene 1 til 9.

22.

Maskinlesbart lager som lagrer et program i henhold til krav 21.

Figure 1

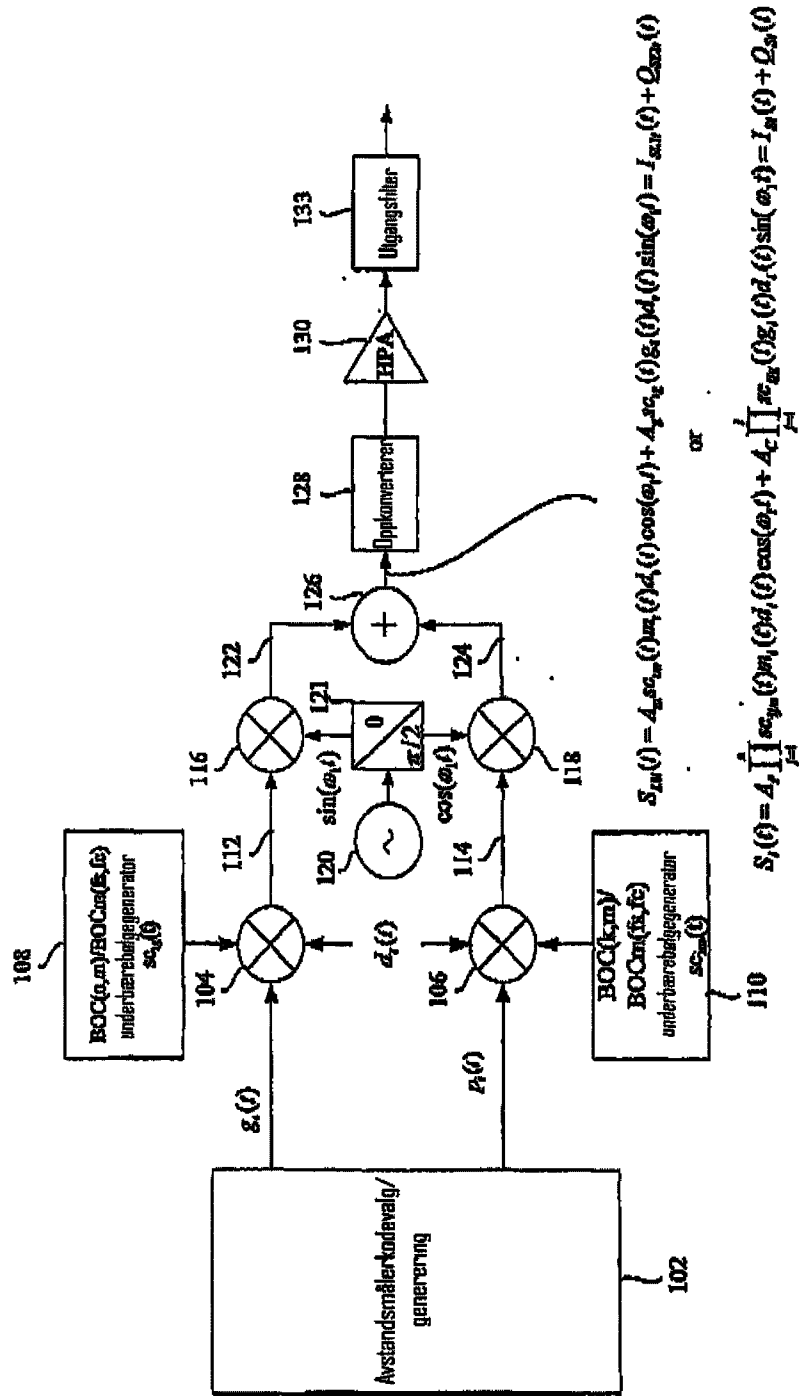
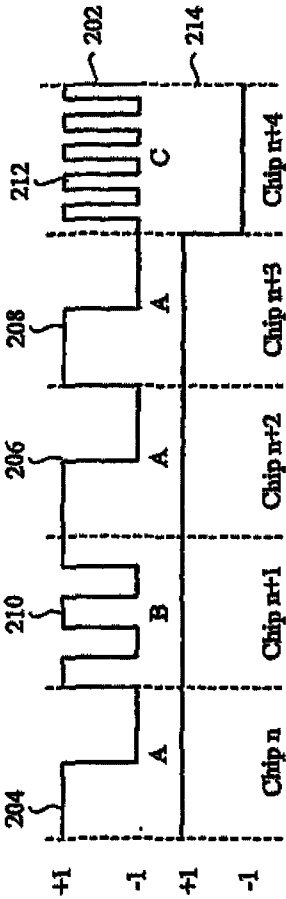
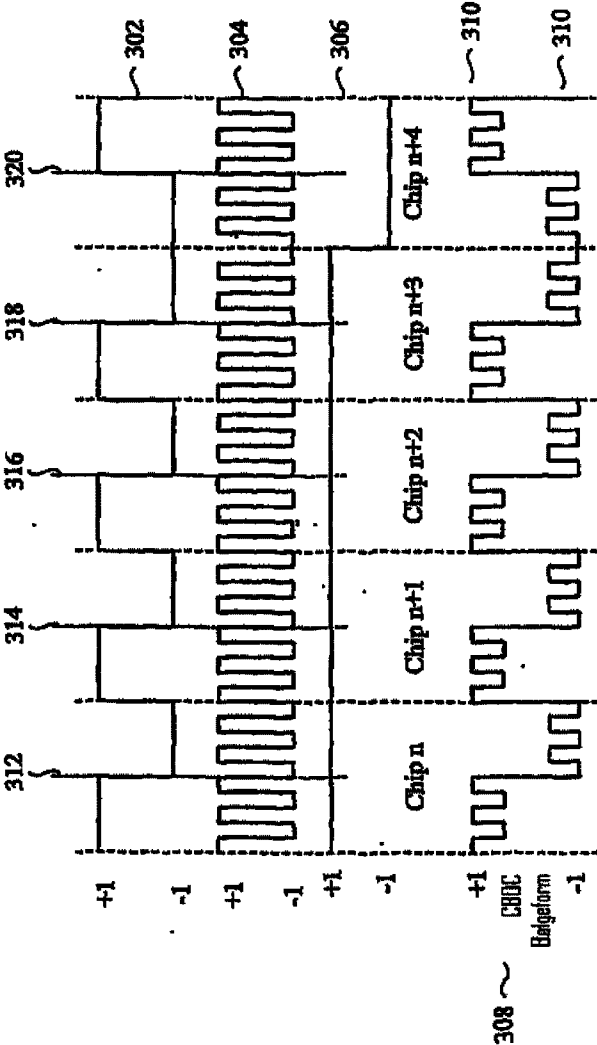


Figure 2

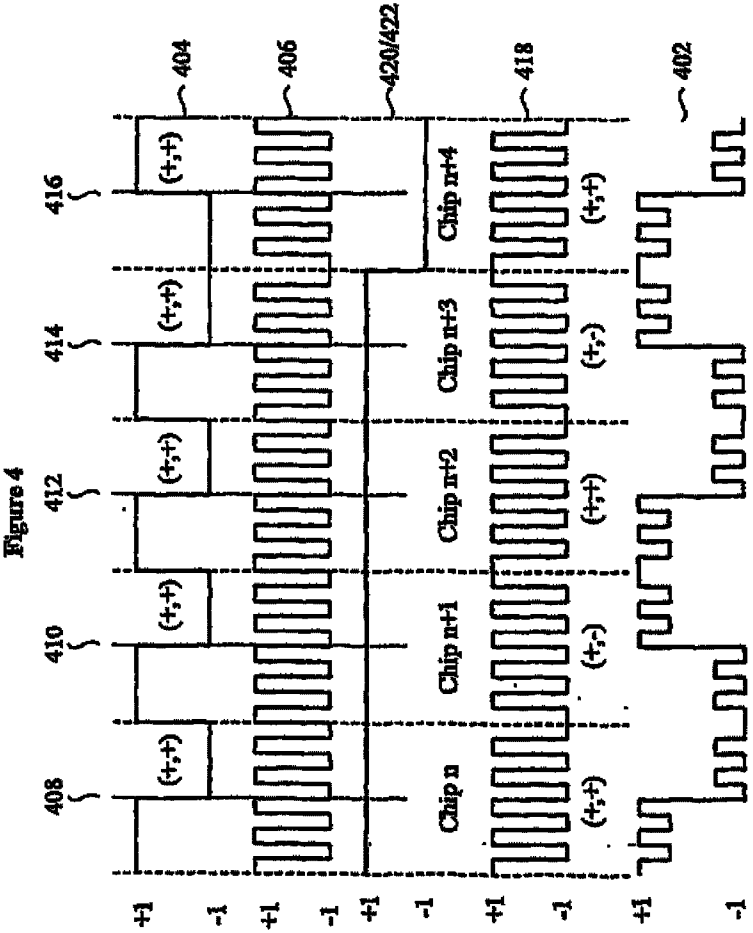


200

Figure 3

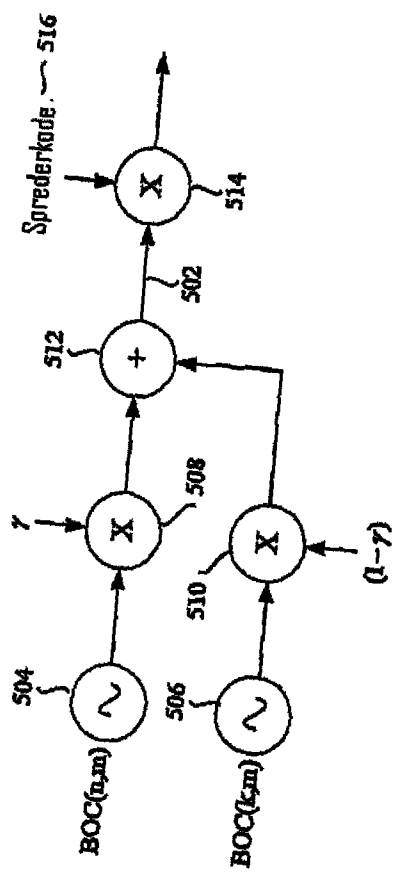


300



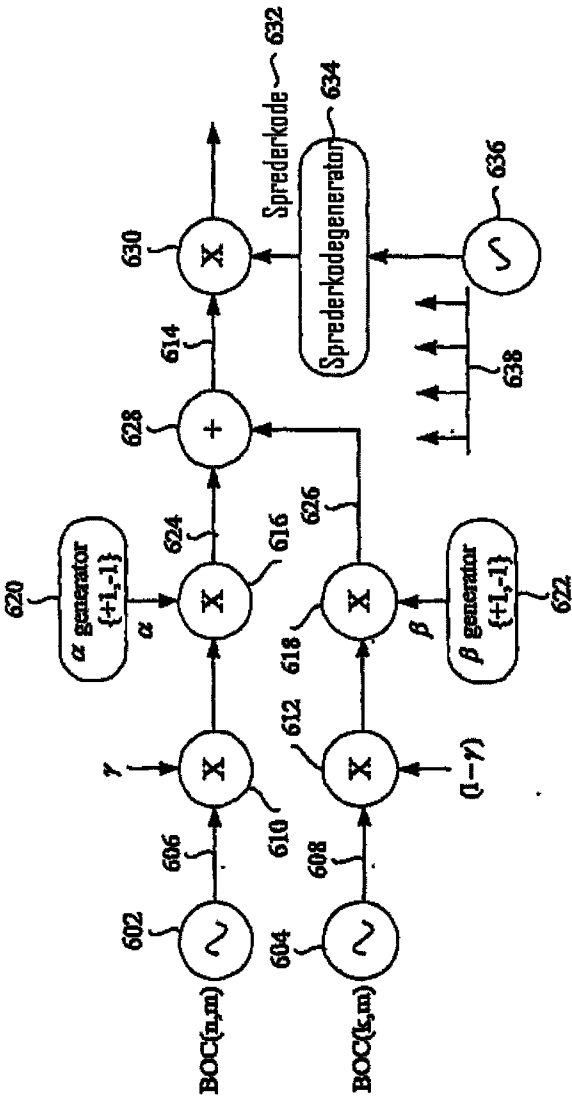
4/11

Figure 5



500

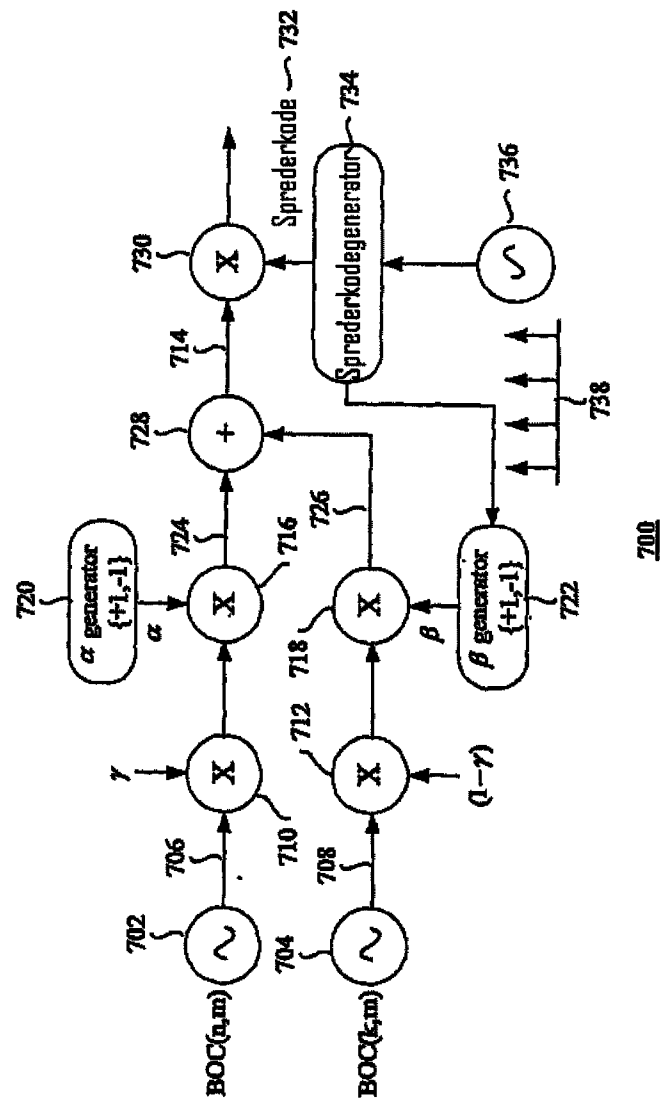
Figure 6



600

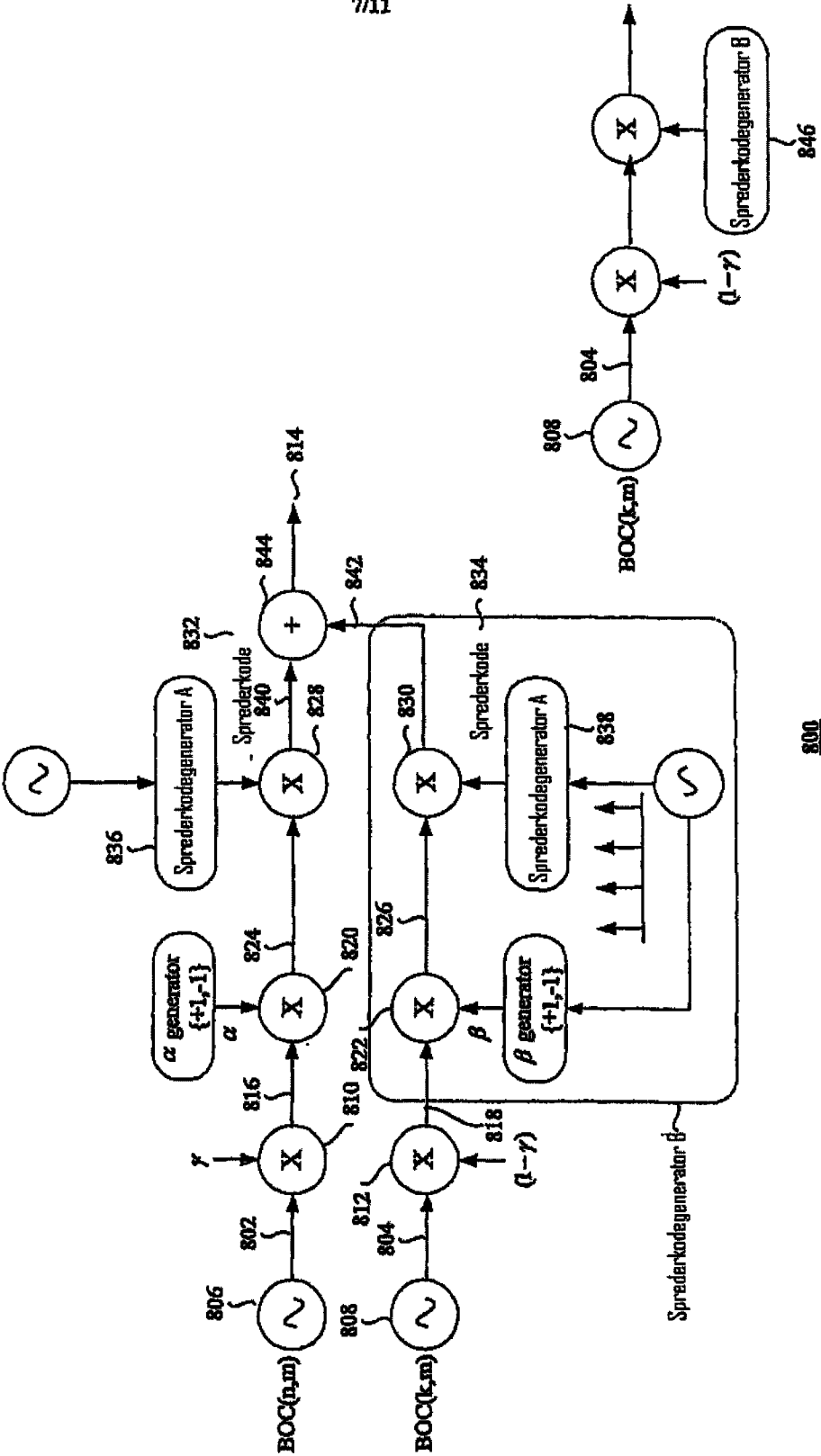
6/11

Figure 7



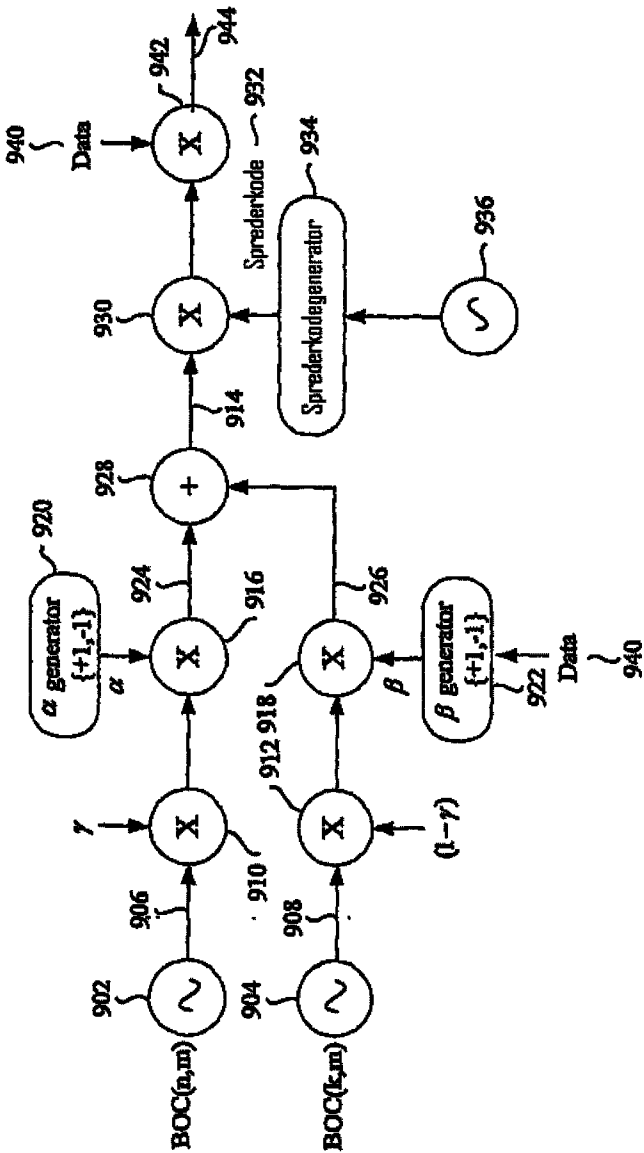
7/11

Figure 8

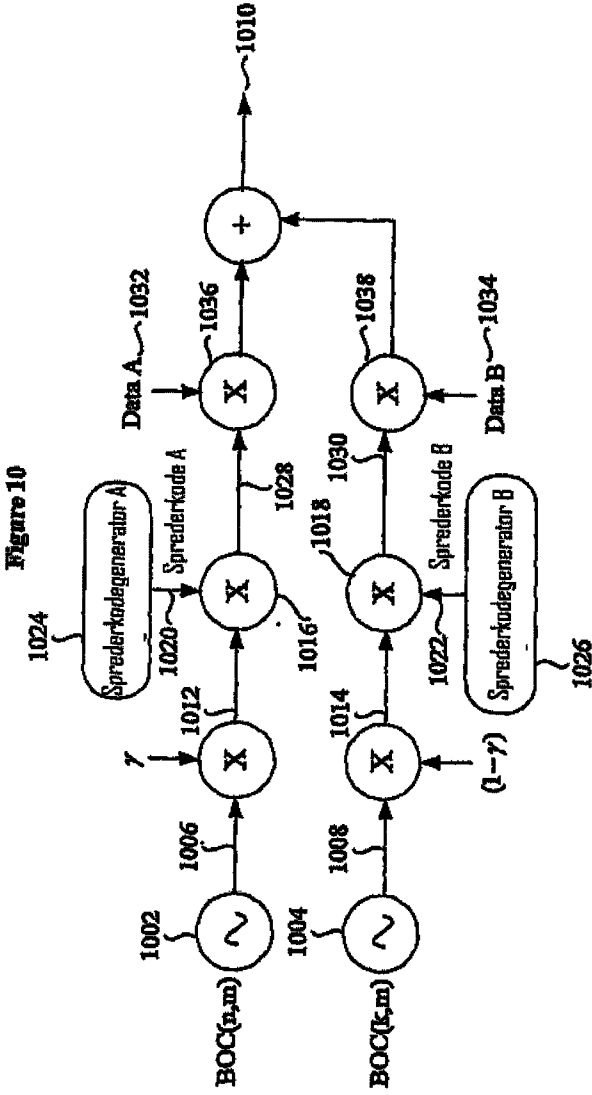


800

Figure 9



9/11



1000

10/11

Figure 11

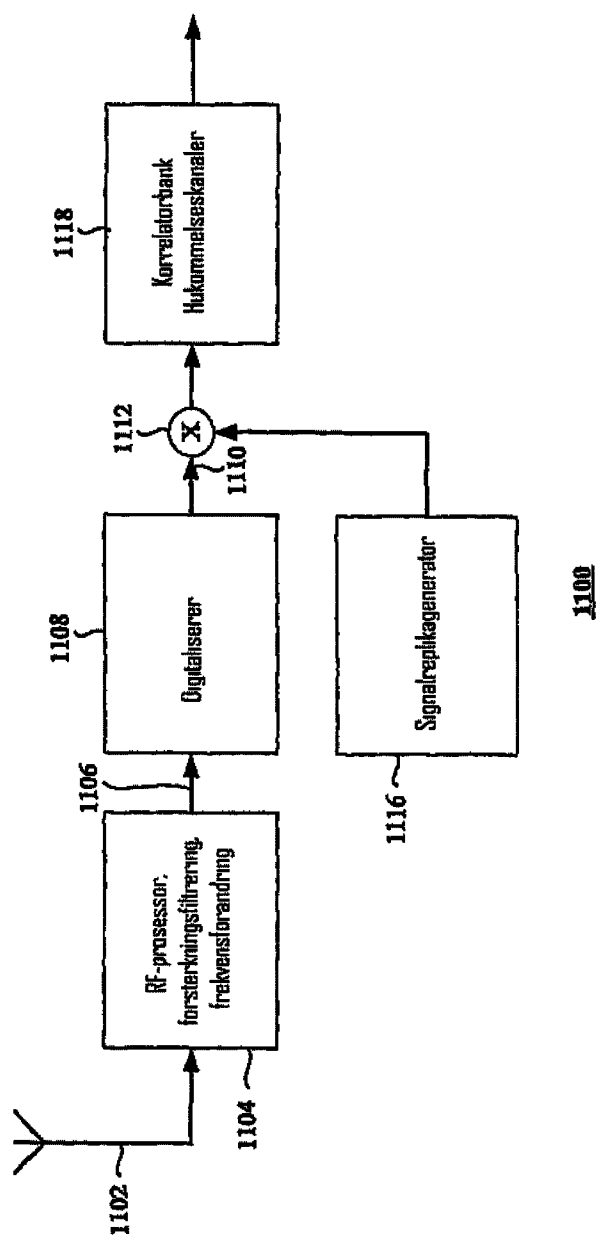


Figure 12

