(12) **PATENT**

(19) NO (11) **335767** (13) **B1**

NORGE (51) Int Cl.
H04B 1/38 (2006.01)
H04L 27/18 (2006.01)
H04L 27/34 (2006.01)

Patentstyret

(21)	Søknadsnr	20040918	(86)	Int.inng.dag og søknadsnr	2003.07.03 PCT/US2003/20847
(22)	Inng.dag	2004.03.02	(85)	Videreføringsdag	2004.03.02
(24)	Løpedag	2003.07.03	(30)	Prioritet	2003.07.03, US, 393437
(41)	Alm.tilgj	2004.03.02			
(45)	Meddelt	2015.02.09			

(73) Innehaver Hughes Electronics Corp, 2250 East Imperial Highway, US-CA90245-0956 EL SEGUNDO, USA
(72) Oppfinner Ernest C Chen, 1025 Via Cordova, US-CA90732 SAN PEDRO, USA
Joseph Santoru, 5425 Meadow Vista Way, US-CA91301 AGOURA HILLS, USA
(74) Fullmektig Zacco Norway AS, Postboks 2003 Vika, 0125 OSLO, Norge

(54) Benevnelse **Fremgangsmåte og anordning for lagdelt modulasjon.**

(56) Anførte publikasjoner WO 0139455 A1

(57) Sammendrag

Foreliggende søknad beskriver forbedringer i lagdelt modulasjon (LM). Foreliggende oppfinnelse beskriver to implementasjoner av LM, henholdsvis ved bruk av enkle og multiple transpondere pr. signalfrekvens. Lagdelt hierarkisk 8PSK (H-8PSK) er et spesialtilfelle av LM. Ved å gjenkode høyprioritets (HP)-delen av et H-8PSK-signal, kan LM forbedre et H-8PSK-signals bærer-til-støy-forhold (CNR). LM kan datamaskinsimuleres og et signal med to lag kan sekvensielt demoduleres med en forutsagt CNR-ytelse. Et LM-signal kan simuleres 10 ved bruk av virkelige signaler for "off-line" prosessering. I tillegg kan en signalprosesseringsanordning prosessere virkelige LM-signaler emulert fra virkelige satellittsignaler.

Foreliggende søknad er beslektet med de følgende samtidige patentsøknader, hvorav begge søknader inkorporeres heri ved denne henvisning:

US-patentsøknad nr. 09/844,402, innlevert 27. april 2001 med tittelen "Layered modulation for digital signals" av Ernest C. Chen,

US-patentsøknad nr. 10/068,039, innlevert 5. februar 2002 med tittelen "Preprocessing signal layers in a layered modulation digital signal system to use legacy receivers", av Ernest C. Chen m.fl.,

US-patentsøknad nr. 10/068,047, innlevert 5. februar 2002 med tittelen "Dual layer signal processing in a layered modulation digital signal system", av Ernest C. Chen m.fl. og

internasjonal patentsøknad nr. PCT/US03/20862, innlevert 1. juli 2003 med tittelen "Improving hierarchical 8PSK performance", av Ernest C. Chen m.fl.

Foreliggende oppfinnelse angår generelt systemer og fremgangsmåter for å overføre og motta digitale signaler, og spesielt systemer og fremgangsmåter for kringkasting og mottak av digitale signaler ved bruk av lagdelte modulasjonsteknikker.

Digitale signalkommunikasjonssystemer har blitt anvendt i en rekke forskjellige felt, deriblant overføring av digitale TV-signaler, det seg være bakkebaserte eller satellittbaserte.

Ettersom de forskjellige digitale signalkommunikasjonssystemene og -tjenestene utvikles, foreligger et voksende behov for øket datagjennomløp og ytterligere tjenester. Imidlertid er det vanskelig å implementere forbedring i gamle systemer og nye tjenester når det er nødvendig å erstatte eksisterende nedarvet utstyr, slik som sendere og mottakere. Nye systemer og tjenester har den fordel at de kan utnytte eksisterende nedarvet utstyr. I området trådløs kommunikasjon er dette prinsippet ytterligere forsterket av den begrensede tilgjengelighet av elektromagnetisk spektrum. Således er det ikke mulig (eller i det minste ikke praktisk) å bare utsende forsterkede eller tilleggsdata på en ny frekvens.

Den konvensjonelle metode for å øke spektral kapasitet er å gå til en høyereordens modulasjon, slik som fra kvadraturfaseskiftnøkling (QPSK) til åttefaseskiftnøkling

(8PSK) eller sekstenkvadraturamplitudemodulasjon (16QAM). Beklageligvis er QPSK-mottakere ikke i stand til å demodulere konvensjonelle 8PSK eller 16QAM signaler. Som følge av dette må eksisterende kunder med nedarvede QPSK-mottakere oppgradere sine mottakere for fortsatt å kunne motta signaler som blir utsendt med en 8PSK eller 16QAM modulasjon.

Teknikker for lagdelt modulasjon har blitt identifisert og utviklet for å øke kapasiteten, både i bakoverkompatible og ikke-bakoverkompatible implementasjoner. Hierarkisk modulasjon, og særlig hierarkisk 8PSK (H-8PSK), er også en spesialtype av lagdelt modulasjon som har blitt utviklet direkte til en bakoverkompatibel lagdelt modulasjonsimplementasjon.

Publikasjonen WO01/39455A1 beskriver et system i hvilket en sender koder og modulerer to datastrømmer koherent.

Det foreligger således behov for systemer og fremgangsmåter som kan forbedre implementasjon av delt modulasjon, hvilket innbefatter implementasjoner av hierarkisk modulasjon. Videre foreligger et behov for systemer og fremgangsmåter som simulerer lagdelte modulasjonssystemers ytelse. Foreliggende oppfinnelse tilfredsstiller disse og andre behov.

Foreliggende oppfinnelse tilveiebringer en fremgangsmåte for å simulere et hierarkisk lagmodulert signal med en første øvrelagsmodulasjon og en andre nedrelagsmodulasjon, kjennetegnet ved de trekk som fremgår av vedfølgende patentkrav 1.

Trekk ved utførelser av oppfinnelsens fremgangsmåte ifølge patentkrav 1 fremgår av vedfølgende patentkrav 2 - 7.

Foreliggende oppfinnelse tilveiebringer en signalsimulator for å utføre fremgangsmåten som angitt i hvilken som helst av kravene 1, 2 og 4 til og med 7, kjennetegnet ved de trekk som fremgår av vedfølgende patentkrav 8.

Trekk ved utførelser av oppfinnelsens signalsimulator ifølge patentkrav 8 fremgår av vedfølgende patentkrav 9 - 11

Foreliggende oppfinnelse tilveiebringer et mottakersystem for å motta det hierarkisk lagmodulerte signalet som angitt et hvilket som helst av kravene 1 og 3 til og med 7, kjennetegnet ved de trekk som fremgår av vedfølgende patentkrav 12.

Trekk ved utførelser av oppfinnelsens mottakersystem ifølge patentkrav 12 fremgår av vedfølgende patentkrav 13 - 14

Foreliggende oppfinnelse tilveiebringer en fremgangsmåte for å simulere et hierarkisk lagmodulert signal med en første øvrelagsmodulasjon og en andre nedrelagsmodulasjon, kjennetegnet ved de trekk som fremgår av vedfølgende patentkrav 15.

Trekk ved utførelser av oppfinnelsens fremgangsmåte ifølge patentkrav 15 fremgår av vedfølgende patentkrav 16 - 20.

Foreliggende oppfinnelse tilveiebringer en signalsimulator for å simulere et hierarkisk lagmodulert signal med en første øvrelagsmodulasjon og en andre nedrelagsmodulasjon over øvrelaget, kjennetegnet ved de trekk som fremgår av vedfølgende patentkrav 21.

Trekk ved utførelser av oppfinnelsens signalsimulator ifølge patentkrav 21 fremgår av vedfølgende patentkrav 22 – 24.

Foreliggende oppfinnelse tilveiebringer en signalsimulator for å simulere et hierarkisk lagmodulert signal med en første øvrelagsmodulasjon og en andre nedrelagsmodulasjon over øvrelaget, kjennetegnet ved de trekk som fremgår av vedfølgende patentkrav 25.

Trekk ved utførelser av oppfinnelsens signalsimulator ifølge patentkrav 25 fremgår av vedfølgende patentkrav 26 – 27.

Forbedringer for implementasjon av lagdelt modulasjon (LM) beskrives. Foreliggende oppfinnelse angår to implementasjoner av LM, ved bruk henholdsvis av enkelte og multiple transpondere pr. signalfrekvens. Lagdelt hierarkisk 8PSK (H-8PSK) er et spesialtilfelle av LM. Ved å gjenkode høyprioritets (HP)-delen av et H-8PSK signal, kan LM forbedre et H-8PSK signals bærer-til-støy-forhold (CNR).

I tillegg kan LM bli datamaskinsimulert og et tolags signal kan sekvensielt demoduleres med en forutsagt CNR-ytelse. Et LM-signal kan emuleres ved bruk av virkelige signaler for "off-line" prosessering. I tillegg kan en signalprosesseringsanordning prosessere i

sann tid LM-signaler som er emulert fra virkelige satellittsignaler. Legemliggjøringer av oppfinnelsen innbefatter systemer og fremgangsmåter for å simulere et lagmodulert signal, innbefattende et hierarkisk modulert signal. Slike systemer og fremgangsmåter er nyttige i utviklingen av lagmodulerte systemer fordi de tillater på bekvem måte testing av foreslåtte implementasjoner og justering for eksisterende systemer og tilveiebringer ytelsesindikatorer til en lav kostnad.

En typisk fremgangsmåte for å simulere et lagmodulert signal med et øvrelags første modulasjon og et nedrelags andre modulasjon innbefatter å tilveiebringe et øvrelagssignal innbefattende en første modulert bitstrøm, å tilveiebringe et nedrelagssignal innbefattende en andre modulert bitstrøm, å dempe nedrelagssignal innbefattende en andre modulert bitstrøm, å dempe nedrelagssignalet og å kombinere øverlagssignalet og det dempede nedrelagssignalet og å kombinere øvrelagssignalet og det dempede nedrelagssignalet for å fremstille det kompositttlagmodulerte signalet. De øvre og nedre lagene kan moduleres separat i et laboratoriemiljø eller mottas fra forskjellige antenner.

Et første simulatoreksempel for et lagdelt modulert system innbefatter en første modulator for å modulere en bitstrøm i det øvre laget for å fremstille et øvrelagssignal, en støygenerator for å tilføye støy til øvrelagssignalet, en andre modulator for å modulere en bitstrøm i et nedre lag for å fremstille et nedrelagssignal, en demper for å dempe nedrelagssignalet og en kombinator for å kombinere det støytilføyde øvrelagssignalet og det dempede nedrelagssignalet for å fremstille det sammensatte lagmodulerte signalet. Denne legemliggjøringen av oppfinnelsen kan anvendes for å emulere et sammensatt lagmodulert signal fullstendig i et laboratorium.

Et andre simulatoreksempel for et lagdelt modulert system innbefatter en første antenne for å motta øvrelagssignalet fra en første satellittransponder, en første forsterker for å forsterke det mottatte øvrelagssignalet, en andre antenne for å motta nedrelagssignalet fra en andre satellittransponder, en andre forsterker for å forsterke det mottatte nedrelagssignalet, en demper for å dempe det mottatte nedrelagssignalet og en kombinator for å kombinere øvrelagssignalet og det dempede nedrelagssignalet for å fremstille det sammensatte lagmodulerte signalet. Denne legemliggjøringen av oppfinnelsen kan anvendes for å emulere et sammensatt lagmodulert signal fra eksisterende satellittsignaler.

Med henvisning til de vedfølgende tegninger i hvilke like henvisningstall representerer tilsvarende deler i samtlige, vises:

Fig. 1A-1C som illustrerer signallagenes sammenheng i overføring med lagdelt modulasjon,

fig. 2A-2C illustrerer en signalkonstellasjon, sammen med dets fasekarakteristikker, for et andre overføringslag over et første overføringslag på ikke-koherent vis,

fig. 3A er et skjema som illustrerer en QPSK-signalkonstellasjon,

fig. 3B er et skjema som illustrerer en ikke-uniform 8PSK-signalkonstellasjon som er oppnådd gjennom lagdelt modulasjon,

fig. 4A er et blokkskjema som illustrerer et system for lagdelt modulasjon som gjør bruk av en enkelt transponder,

fig. 4B er et blokkskjema som illustrerer et system for lagdelt modulasjon som gjør bruk av to transpondere,

fig. 5 er et blokkskjema for et eksempel på en mottaker av et lagdelt modulert signal,

fig. 6 er en kurvetegning som illustrerer kanalkapasiteten som er delt mellom de øvre og nedre lagene,

fig. 7 er et blokkskjema for et mottakereksempel for hierarkisk modulasjon,

fig. 8 er et blokkskjema for et andre mottakereksempel for hierarkisk modulasjon,

fig. 9 er et blokkskjema for et eksempel for lagdelt modulert signal,

fig. 10 er en GUI (grafisk brukergrensesnitt) for et eksempel på en emulator av et lagdelt modulert signal som viser BER-testresultater,

fig. 11A er et blokkskjema for et systemeksempel for å simulerer et lagdelt modulert signal i et laboratorium,

fig. 11B er et blokkskjema for et systemeksempel for å simulere et lagdelt modulert signal ved bruk av satellittsignaler,

fig. 12 er et flytskjema for et fremgangsmåteeksempel for å simulere et lagmodulert signal,

fig. 13 er et flytskjema for et prosesseringseksempel for et lagdelt modulert signal,

fig. 14 er en effektspektrumkurvetegning for et eksempel på et lagdelt modulert signal,

fig. 15A-15C er kurvetegninger som illustrerer øvrelags symboltidsstyringsgjenvinning for et eksempel på et lagdelt modulert signal,

fig. 15D-15F er kurvetegninger som illustrerer et gjenvunnet signal for øvrelagssymboltidsstyring for et eksempel på et lagmodulert signal,

fig. 16A-16C er kurvetegninger som illustrerer øvrelagsbærergjenvinning for et eksempel på et lagmodulert signal,

fig. 16D-16F er kurvetegninger som illustrerer et gjenvunnet signal for en øvrelagsbærer for et eksempel på et lagmodulert signal,

fig. 17A er en kurvetegning for ukodede øvrelagsbitfeil på demodulatorutgangen for et eksempel på et lagmodulert signal,

fig. 17B er en kurvetegning for øvrelags bytefeil på Viterbi-dekoderutgangen for et eksempel på et lagmodulert signal,

fig. 17C er en kurvetegning for øvrelagsbytefeil på de-innfellerutgangen for et eksempel på et lagmodulert signal,

fig. 17D er en kurvetegning for øvrelagsfeil som kan korrigeres ved hjelp av en Reed-Solomon-dekoder for et eksempel på et lagmodulert signal,

fig. 18 er en kurvetegning som viser effektnivåtilpasning for et eksempel på et lagmodulert signal,

fig. 19 er effektspektrumskurvetegningen for et ekstrahert nedrelagssignal i et eksempel på et lagmodulert signal,

fig. 20A-20C er kurvetegninger som illustrerer nedrelagssymboltidsforholdgjenvinning for et eksempel på et lagmodulert signal,

fig. 20D-20F er kurvetegninger som illustrerer et gjenvunnet signal for nedrelagssymboltidsstyring for et eksempel på et lavmodulert signal,

fig. 21A-21C er kurvetegninger som illustrerer nedrelagsbærergjenvinning for et eksempel på et lagmodulert signal,

fig. 21D-21F er kurvetegninger som illustrerer et gjenvunnet nedrelagsbærersignal for et eksempel på et lagmodulert signal,

fig. 22A er en kurvetegning som viser ukodede nedrelags bitfeil på demodulatorutgangen for et eksempel på et lagmodulert signal,

fig. 22B er en kurvetegning for laverelags bytefeil på Viterbi-dekoderutgangen for et eksempel på et lagmodulert signal,

fig. 22C er en kurvetegning for laverelags bytefeil på de-innfellerutgangen for et eksempel på et lagmodulert signal,

fig. 22D er en kurvetegning for øvrelagsfeil som kan korrigeres ved hjelp av en Reed-Solomon-dekoder for et eksempel på et lagmodulert signal,

fig. 23A er en kurvetegning for ukodede bitfeilhyppigheter for øvre og nedre lag for et eksempel på et lagmodulert signal, og

fig. 23B er en kurvetegning for en Viterbi-dekoderutgangs bitfeilhyppigheter for øvre og nedre lag i et eksempel på et lagmodulert signal.

I den følgende beskrivelse gjøres det henvisning til de vedfølgende tegninger som danner del av denne beskrivelsen, og som ved hjelp av disse illustrasjoner viser forskjellige legemliggjøringer av foreliggende oppfinnelse. Det er ment at andre legemliggjøringer kan utnyttes og at strukturelle endringer kan foretas uten at det avvikes fra foreliggende oppfinnelses omfang.

Figurene 1A-1C illustrerer signallagenes grunnleggende forhold i overføring med lagdelt modulasjon. Figur 1A illustrerer en førstelagssignalkonstellasjon 100 hos et overføringssignal som viser signalpunktene eller symbolene 102. Figur 1B illustrerer symbolenes 104 andrelagssignalkonstellasjon over førstelagssignalkonstellasjonen 100 hvor lagene er koherente. Figur 1C illustrerer et andresignallag 106 i et andre overføringslag over førstelagskonstellasjonen hvor lagene kan være ikke-koherente. Det andre laget 106 roterer om førstelagskonstellasjonen 102 på grunn av de to lagenes relative modulerende frekvens i en ikke-koherent overføring. Både de første og andre lagene roterer om midtpunktet som følge av førstelagsmodulasjonsfrekvensen som er beskrevet av veien 108.

Figurene 2A-2C illustrerer en signalkonstellasjon hos et andre transmisjonslag over det første transmisjonslaget etter førstelagsdemodulasjon. Figur 2A viser konstellasjonen 200 før den første bærergjenvinningssløyfen (CRL) og figur 2B viser konstellasjonen 200 etter CRL. I dette tilfelle er det andre lagets signalpunkter faktisk ringer 202. Figur 2C skildrer en fasefordeling av det mottatte signalet med hensyn til noden 102. En relativmodulasjonsfrekvens bevirker andrelagskonstellasjonens rotasjon rundt førstelagskonstellasjonens noder. Etter andrelags-CRL elimineres denne rotasjonen. Andrelagskonstellasjonens radius bestemmes av dets effektnivå. Ringenes 202 tykkelse bestemmes av andrelagets bærer-til-støy-forhold (CNR). Ettersom de to lagene er ikke-koherente, kan andrelaget også anvendes til å overføre analoge eller digitale signaler. Et spesielt tilfelle av lagdelt modulasjon finnes i hierarkisk modulasjon, slik som hierarkisk ikke-uniform 8PSK. Figur 3A er et skjema som illustrerer en signalkonstellasjon for et QPSK HP datasignal. Signalkonstellasjonen innbefatter fire mulige signalresultater 302 for A og B hvor {A,B} = {0,0} (punkt 302A i den første kvadranten), {1,0} (punkt 302B i den andre kvadranten), {1,1} (punkt 302C i den tredje kvadranten), og {0,1} (punkt 302D i den fjerde kvadranten). Et innkommende og demodulert signal som ble avbildet til en av kvadrantene (I-IV) og verdien for {A,B}

(og verdien for {A,B} (og følgelig, verdien for HP-datastrømmens relevante del) bestemmes derav.

Figur 3B er et skjema som illustrerer en 8PSK-konstellasjon dannet ved addering av en LP-datastrøm (representert ved "C"). Anvendelsen av hierarkisk modulasjon tilføyer to mulige dataverdier for "C" (C= {1,0}) til hver av resultatene 302A-302B. For eksempel, ekspanderes resultatet 302A ({A,B} = {0,0}) til et resultatpar henholdsvis 304A og 304A' ({A,B,C} = {0,0,1} og {0,0,0}), med parets elementer adskilt ved en enkelt θ fra {A,B}. Dette ekspanderer signalkonstellasjonen til å innbefatte 8 noder 104A-104D (hver vist som heltrukne punkter).

Hvis vinkelen θ er liten nok, vil et QPSK-signal av kjent nedarvet type motta både {A,B,C} = {0,0,1} og {0,0,0} som {A,B} = {0,0}. Kun mottakere som er i stand til å utføre det andre hierarkiske modulasjonsnivået (LP) kan ekstrahere verdien for {C} som enten {0} eller {1}. Denne hierarkiske signalstrukturen omtales som "ikke-uniform" 8PSK.

Valget av variabel θ er avhengig av en rekke faktorer. Figur 3B viser for eksempel de idealiserte datapunktene uten støy. Støy og feil i overføringen og/eller mottaket av signalet varierer nodenes 304A-304D og 304A'-304D' faktiske posisjon i figur 3B. Støyområder 306 som omgir hver node angir områder i konstellasjonen hvor de målte data faktisk kan befinne seg. Mottakerens evne til å detektere symbolene og nøyaktig representere dem er avhengig av vinkelen θ, signalets effekt (for eksempel bæreren), representert ved r_c, og støyen (som kan representeres ved r_n). Som man vil se ved å undersøke figur 3B reduseres interferensen av LP i HP ettersom signaleffekten øker, eller ettersom θ avtar. Dette hierarkiske modulasjonssystemets ytelse kan uttrykkes ved dets bærer-til-interferens-forhold (C/I).

Med en lagdelt-type demodulasjon som i foreliggende oppfinnelse unngås støyen som bidras av UL-symbolfeil til det ekstraherte LL-signalet. Med en lagdelt modulasjons avbildning veksler LP-bitverdien for de 8 nodene mellom 0 og 1 rundt sirkelen, dvs., {0,1,0,1,0,1,0,1}. Dette fremstår i kontrast mot {0,0,1,1,0,0,1,1} tilordningen i figur 3B for den konvensjonelle hierarkiske modulasjonen. Lagdelt demodulasjon FEC-dekoder først øvrelagssymbolene med kvasifeilfri (QEF) ytelse, anvender så QEF-symbolene for å ekstrahere nedrelagssignalet. Derfor introduseres ingen feil av ukodede laverelags symbolfeil. Forsinkelsesminnet som er nødvendig for å oppnå QEF-øvrelagssymbolene

for denne anvendelsen presenterer en liten mottakertilleggskostnad, særlig når man tar i betraktning den over tid stadig synkende pris for faststoffminnet.

I en konvensjonell hierarkisk mottaker som bruker ikke-uniform 8 PSK, kan LP signalytelsen bli påvirket av HP-demodulatorytelsen. Demodulatoren innbefatter vanligvis en gjenvinningssløyfe for tidsstyring og bæring. I de fleste konvensjonelle gjenvinningssløyfer inkluderes en desisjonsrettet tilbakekoblet sløyfe. Desisjoner for ukodede symboler anvendes i prediksjon av følgefeilen ved hvert av gjenvinningssløyfens symboltidspunkt. Følgesløyfen vil finne en feilvektor når en symboldesisjon er feilaktig, og feilraten for ukodede symboler (SER) kan være så høy som 6 % i mange kjente nedarvede systemer. En FEC-korrigert demodulator i henhold til foreliggende oppfinnelse unngår en slik degradering.

Figur 4A er et blokkskjema som illustrerer et første lagdelt modulasjonssystem 400 som gjør anvendelse av en enkelt transponder 402 i en satellitt. Opplinkssignalet 406 prosesseres hos kringkastingssenteret 408. Både øvrelags (UL)- og nedrelags (LL)-signalene 410, 412 kodes og avbildes og moduleres sammen med 414 før frekvensoppkonvertering 416. Signalene 410, 412 kombineres etter FEC-koding. En mottaker 418 dekoder nedlinken fra transponderen 402. Konvensjonelle enkelte vandrebølgerørforsterkere (TWTA'er) er egnet for konstant-envelopesignal slik som 8PSK og avarter. Dette systemet er egnet for lagdelt modulasjon som gjør bruk av koherente UL- og LL-signaler.

Figur 4B er et blokkskjema som illustrerer et andre lagdelt modulasjonssystem 420 som gjør bruk av multiple transpondere 402A, 402B. Øvrelags (UL)- og nedrelags (LL)-signalene, henholdsvis 410, 412, kodes og avbildes og moduleres 414A, 414B før adskilt frekvensoppkonvertering 416A, 416B. Et adskilt kringkastingssenter 408 kan anvendes for hvert lag. Signalene 410, 412 kombineres i rommet før nedlink. En mottaker 418 dekoder nedlinkssignalene som samtidig er mottatt fra transponderne 402A, 402B. Adskilte TWTA'er for transponderne 402A, 402B tillater kombinering i rommet av ikke-lineære TWTA-utganger. Øvrelags- og nedrelagssignalene 410, 412 kan være koherente eller ikke-koherente.

Figur 5 er et blokkskjema for et eksempel på en mottaker 500 for et signal med lagdelt modulasjon, som tilsvarer de som er beskrevet i US-patentsøknad nr. 09/844,401, innlevert 27. april 2001 med tittelen "Lagdelt modulasjon for digitale signaler" av Ernest C. Chen. FEC-gjenkoding og gjenmodulasjon kan begynne forut for den endelige

dekodingen av det øvre laget. I tillegg forenkles prosessering for signalene som er koherente mellom lagene, spesielt prosessering av det nedre laget.

Virkningen av tolagdelt modulasjon på kanalkapasiteten kan demonstreres ved en følgende analyse.

N: Termisk støyeffekt
S_L: Effekten i laverelagssignalet med Gaussisk støyfordeling
N_U: Øvrelagsstøyens ($N_U = S_L + N$) effektive effekt
S_U: Effekten i øvrelagssignalet med Gaussisk støyfordeling
C_{CM}: Kanalkapasitet for konvensjonell modulasjon (bps/Hz) med den samlede effekten
C_{LM}: Kanalkapasiteten for lagdelt modulasjon (bps/Hz)

$$C_{CM} = \log_2\left(1+\frac{S_L+S_u}{N}\right)$$

$$C_{LM} = \log_2\left(1+\frac{S_L}{N}\right)+\log_2\left(1+\frac{S_U}{N_U}\right)=\log_2\left[\left(1+\frac{S_L}{N}\right)\left(1+\frac{S_U}{N_U}\right)\right]$$

Ettersom

$$\left(1+\frac{S_L}{N}\right)\left(1+\frac{S_U}{N_U}\right)=1+\frac{S_L}{N}+\left(1+\frac{S_L}{N}\right)\frac{S_U}{S_L+N}=1+\frac{S_L+S_U}{N}$$

Det følger at

$C_{LM} = C_{CM}$

Således ved å anta Gaussiske kilder og støyfordelinger, reduserer ikke deling av effekt mellom to lag et lagdelt modulasjonssystems totale kapasitet.

Virkningen på kanalkapasiteten av et tilleggslag i et system med lagdelt modulasjon kan også demonstreres ved den følgende analyse.

N: Termisk støyeffekt
S_B: Effektsummen av de to nedre signalene med Gaussisk kildedistribusjon

($B \equiv U + L$; $S_B = S_U + S_L$)

N_T: Topplagstøyeffekten ($N_T = S_B + N$)

S_T: Effekten til topplagsignalet med Gaussisk kildedistribusjon

C_{CM}: Kanalkapasiteten for konvensjonell modulasjon (bps/Hz) med den samlede effekten

C_{LM}: Kanalkapasiteten for lagdelt modulasjon (bps/Hz)

$$C_{CM} = \log_2\left(1+\frac{S_B+S_T}{N}\right)$$

$$C_{LM} = \log_2\left(1+\frac{S_B}{N}\right)+\log_2\left(1+\frac{S_T}{N_T}\right)=\log_2\left[\left(1+\frac{S_B}{N}\right)\left(1+\frac{S_T}{N_T}\right)\right]$$

Ettersom

$$\left(1+\frac{S_B}{N}\right)\left(1+\frac{S_T}{N_T}\right)=1+\frac{S_B}{N}+\left(1+\frac{S_B}{N}\right)\frac{S_T}{S_B+N}=1+\frac{S_B+S_T}{N}$$

Det følger at

$C_{LM} = C_{CM}$

Således, ved igjen å anta Gaussiske kilde og støyfordelinger, reduserer ikke deling av effekt mellom et antall lag den samlede kapasiteten.

Figur 6 er et eksempel på en kurvetegning som illustrerer kanalkapasitet delt mellom øvre og nedre lag. Dette eksempelet er for en 11,76 dB totalsignaleffekt (henvist til som termisk støy). Effekten deles mellom øvre og nedre signallag. En Gaussisk kildedistribusjon antas for begge lag så vel som en Gaussisk støydistribusjon. Kanalkapasiteten er omtrent 4 bps/Hz for CNR lik 11,76 dB. Som vist er summen av de to lagenes kapasiteter alltid lik den samlede kapasiteten.

Hierarkisk 8PSK kan betraktes som et spesialtilfelle av lagdelt modulasjon. Med henvisning til figur 3B, kan konstant effekt anvendes for alle signalene. Høyprioritets (HP)-datasignalet, representert ved nodene 302A-302D svarer til det øvre laget. Lavprioritets (LP)-signalet, representert ved nodene 304A-304D og 304A'-304D', svarer til det nedre laget. HP- og LP-signalene er synkrone, med koherent fase og

identiske baud-tidsreguleringer. HP-laget i et 8PSK hierarkisk modulert signal kan demoduleres som om det sammensatte signalet var QPSK, vanligvis ved bruk av en desisjons-direktetilbakekoblet følgesløyfe.

Figurene 7 og 8 er blokkskjemaer for mottakereksempler for hierarkisk modulasjon som tilsvarer de som er beskrevet i PCT patentsøknad nr. PCT/US03/20862, innlevert 1. juli 2003 med tittelen "Improving hierarchical 8PSK performance" av Ernest C. Chen m.fl.

Legemliggjøringer av oppfinnelsen innbefatter systemer og fremgangsmåter for å simulere et lagdeltmodulert signal, innbefattende et hierarkisk modulert signal. Fremgangsmåtene og systemene som her presenteres kan anvendes for å akselerere studiet og utvikling av lagdelte modulasjonssystemer og samtidig redusere kostnadene. Mange forskjellige foreslåtte implementasjoner av lagdelt modulasjon kan hurtig og rimelig evalueres.

I et legemliggjøringseksempel av en ende-til-ende simulering av en kommunikasjonskanal, som innbefatter satellittforvrengninger, nedlinksstøy, mottakerfasestøy og mottakerimplementasjonsfeil utvikles. Simulatoren kan bli utviklet ved bruk av et matematisk programmeringsverktøy slik som MATLAB. Standardsignaler kan inkorporeres i simulatoren for umiddelbar anvendelse, for eksempel DIRECTV og DVB's signaler så vel som turbokoder og andre signaler.

Simulatoren kan anvendes for å prosessere datamaskinsimulerte signaler eller data fanget fra modulatorer og/eller satellitter. Eksempelvis kan LM-signaler emuleres ved å RF-kombinere satellittsignaler. I tillegg kan tverrsjekklaboratorietester utføres med syntetisert signalytelse. Et feltprogrammerbart port-array (FPGA) basert M-signalprosessor etterligner hovedsakelig en LM-simulator i samsvar med oppfinnelsen, men med sanntidsprosessering.

Figur 9 er et blokkskjema for en fullstendig simulering 900 av et lagdelt modulert signal. Pseudoslumpbinærsekvens (PRBS)-generatorer 902, 904 anvendes for å danne de øvre og nedre lags data. Data fra hvert lag føres så gjennom en foroverfeilkorrigerings (FEC)-koder 906, 908. Etter FEC-koding kan signalene prosesseres for å simulere et enkelt-transpondersystem eller et dobbelttranspondersystem, se figurene 4A og 4B. Hvis et dobbelttranspondersystem simuleres (som i figur 4B), prosesseres de øvre og nedre lagene separat. Hvert signallag føres separat gjennom en signalavbilder 910A, 910B, et pulsformingsfilter 912A, 912B

(for eksempel et rothevet kosinusfilter), en baud-tidsregulerings- og bærerfrekvensoffsetsimulator 914A, 914B, og en satellittforvrengningssimulator 916A, 916B. Hvis et enkelttranspondersystem simuleres (som i figur 4A), kombineres de øvre og nedre lagene og føres gjennom den samme samling av prosesser sammen med en veiet summering som rommes i signalavbilderen 910. For et dobbelttranspondersystem kombineres de øvre og nedre lagene på utgangen i en veiet summering 918. I begge tilfeller tilføyes modellerte kanalinterferensvirkninger 920 (tilstøtende- og felleskanal). Det sammensatte signalet (kompositt-signalet) prosesseres så ved å legge til hvit Gaussisk støy som tilveiebringes av en støygenerator 922, fasestøy fra en fasestøygenerator 924 og frekvensfiltrering ved hjelp av et mottakerforkantfilter 926 før mottakerprosessering 928. Innfangende data 930 fra laboratorieutstyr som tilveiebringer den samme funksjonalitet som simuleringsmodulene (902, 904.... alle elementer i figur 9 med unntak av 930 og 928) kan påtrykkes mottakerprosesseringen for å evaluere ytelsen).

Figur 10 er et grafisk brukergrensesnitt (GUI) 1000 i et eksempel på en simulator for lagdelt modulert signal som inkluderer flere av blokkene i figur 9, som viser BER-testresultatene. Fremvisningen skisserer simulatorsignalprosesseringsflyten. Øvre- og nedrelags signalsendere 1002, 1004 er vist med signalutganger kombinert og ført gjennom kanalen 1006 for additiv hvit Gaussisk støy (AWGN). Kompositt-signalet ankommer så hos mottakeren 1008. Nedrelagsutganger leveres til en nedrelagsytelsesmålingsbokk 1010 sammen med det opprinnelige nedrelagssignalet fra nedrelagssenderen 1004. På tilsvarende vis leveres øvrelagsutganger til en øvrelagsytelsesmålingsblokk 1012 sammen med det opprinnelige øvrelagssignalet fra øvrelagssenderen 1002. En feilhyppighets- og rammebasert bitfeilberegning utføres for hvert lag for å fastlegge en ytelsesmåling. Driftsparametere kan innstilles i en dialogboks 1014.

Figur 11A er et blokkskjema for et systemeksempel 1100 for å syntetisere et lagdelt modulert signal i et laboratorium. En første modulator 1102 anvendes for å modulere en første bitstrøm, for eksempel en PRBS, for det øvre laget for å fremstille et øvrelagssignal. En støygenerator 1106 kan anvendes for å tilføye støy til øvrelagssignalet. En andre modulator 1104 anvendes for å modulere en andre bitstrøm for et nedrelag for å fremstille et nedrelagssignal. En demper 1108 (slik som en variabel demper) kan anvendes for omtrentlig å dempe nedrelagssignalet. En kombinerer 1110 anvendes så for å kombinere det støytilføyede øvrelagssignalet og det dempede nedrelagssignalet for å fremstille det sammensatte lagmodulerte signalet. (På ekvivalent

måte kan støygeneratoren 1106 med et tilsvarende utgangseffektnivå anbringes på laverelagsveien i stedet for på øvrelagsveien. Det sammensatte lagmodulerte signalet kan så oppkonverteres 1112 før det blir kommunisert til en avstemmer 1114 for å ekstrahere i-fase- og kvadratur-komponentene i de adskilte signallagene, og etter ønske analysert ved bruk av et oscilloskop 1116. Hvis et digitaliserende oscilloskop anvendes, kan de digitaliserte i-fase- og kvadratursignalene introduseres som de fangede data 930 i figur 9. Retningskoblere 1118, 1120 kan anvendes for å ta ut noe av øvrelagssignalet (forut for støytilførsel) og nedrelagssignalet (etter dempning) som kan anvendes for å evaluere de relative effektnivåene av de øvre- og nedrelagssignalene forut for adderingen ved hjelp av kombinereren 1110. På tilsvarende vis kan komposittsignalet også tas ut ved hjelp av en retningskobler 1122.

Figur 11B er et blokkskjema for et systemeksempel 1150 for å simulere et lagmodulert signal som gjør bruk av satellittsignaler. Distinkte satellittsignaler 1152, 1154 mottas på adskilte antenner 1156, 1158. Det viktige er å merke seg at de to mottatte signalene 1152, 1154 ikke er lagmodulerte signaler. Begge signalene 1152, 1154 føres gjennom adskilte forsterkere 1160, 1162. Satellittsignalet 1154 som skal anvendes som nedrelagssignalet føres gjennom en demper 1164 (slik som en variabel demper) for på egnet vis å dempe signalet. Begge signalene kombineres så hos kombinereren 1166 for å danne det sammensatte lagdelte modulasjonssignalet. Komposittsignalet kan så kommuniseres til en avstemmer 1168 for å ekstrahere i-fase- og kvadratur-komponentene i de adskilte signallagene som kan analyseres ved bruk av et oscilloskop 1176. Hvis et digitaliserende oscilloskop anvendes, kan de digitaliserte i-fase- og kvadratur-signalene introduseres som fangende data 930 i figur 9. Retningskoblere 1170, 1172, 1174 kan anvendes for å ta ut henholdsvis øvrelagssignalet, nedrelagssignalet og komposittsignalet. Disse uttatte signalene anvendes for å evaluere signal- og/eller demperytelse. Dette systemet 1150 krever mindre kostbart utstyr enn det i legemliggjøringen som er vist i figur 11A (spesielt, ved å utelate modulatorene 1102, 1104). Fordi man her anvender faktiske satellittsignaler 1152, 1154 er virkelige signalvirkninger i det sammensatte lagmodulerte signalet inkludert.

Figur 12 er et flytskjema for et fremgangsmåteeksempel 1200 for å simulere et lagmodulert signal. Fremgangsmåten gjelder for systemene som er vist både i figur 11A og figur 11B. Fremgangsmåten 1200 simulerer et lagmodulert signal med en øvrelags førstemodulasjon og en nedrelags andremodulasjon. Ved trinn 1202 tilveiebringes et øvrelagssignal som innbefatter en første modulert bitstrøm. Ved trinn 1204 tilveiebringes et nedrelagssignal som innbefatter en andre modulert bitstrøm. Deretter,

ved trinn 1206, dempes nedrelagssignalet. Til slutt, ved trinn 1208, kombineres øvrelagssignalet og det dempede nedrelagssignalet for å fremstille det sammensatte lagmodulerte signalet. Fremgangsmåten kan videre modifiseres i overensstemmelse med de systemlegemliggjøringer som er angitt tidligere.

Figur 13 er et prosesseringsflytskjema for et lagmodulert signal. Ytterligere detaljer om lagdeltmodulasjonsprosessering kan finnes i US patentsøknad nr. 09/844,401, innlevert 27. april 2001, med tittelen "Layered modulation for digital signals" av Ernest C. Chen. Fremgangsmåter og systemer i henhold til oppfinnelsen for simulering av lagdelt modulasjon kan anvendes for å evaluere lagdelte signalers ytelse så vel som mottakerprosesser.

Et eksempel på en datamaskinsimulering av et signal med lagdelt modulasjon kan defineres med de følgende parametere. Begge lag kan anvende en nominell symbolfrekvens lik 20 MHz (ikke nødvendigvis synkronisert med hverandre i tidsstyring av frekvens og fase). Bærefrekvensene er ikke nødvendigvis koherente med hensyn til hverandre. Merbåndbreddeforholdet er 0,2. Det er antatt at ingen satellittdegradering av signalene forekommer, og at TWTA og filtervirkninger kan modelleres adskilt om nødvendig. Øvre- og nedrelagssignalene kan hver være en konvolveringskode 6/7, Reed-Solomon (146, 130) signal med en tilordnet referanseeffekt 0 dB i forhold til det øvre laget. Øvrelags-CNR er omtrent 7,7 dB. Nedrelags-CNR er omtrent 7,6 dB. Støy (AWGN) lik -16 dB kan påtrykkes. Et turbokodet signal kan alternativt anvendes for det nedre laget. Lavstøyblokkens (LNB) og avstemmerens fasestøy er inkludert. Den følgende tabell viser summarisk simuleringsresultatene.

Inngangs-CNR (dB)		Utgangs-CNR (dB)		
UL	LL	UL	LL	Dynamisk område
7,6	Ingen	7,43	Ingen	7,43
7,7	7,6	7,51	7,22	15,48

Den første raden angår prosessering kun av det øvre laget, hvilket reduserer CNR med omtrent 0,2 dB (7,6 dB – 7,43 dB). Den andre raden gjelder prosessering av begge lagene. Det nedre lagets CNR reduseres med omtrent 0,4 dB (7,6 dB – 7,22 dB). Resultatene gir en fordelaktig sammenligning med nominell 16QAM ytelse. Simuleringsprosessens ytterligere detaljer vises i det følgende.

Figur 14 er en effektspektrumkurvetegning for et eksempel på et lagmodulert signal som kan simuleres ved hjelp av de tidligere beskrevne fremgangsmåter og system. De sammensatt øvre og nedre lags signaler adderes med termisk støy. En samplingfrekvens lik 100 MHz anvendes og en fremvisningsoppløsning lik 1 MHz er vist. Spektrumspissen er skalert til 0 dB, som viser et termisk støygulv lik omtrent -17 dB. Et forkantmottakerfilter anvendes for å avrunde støygulvet.

Figurene 15A-15C er kurvetegninger som illustrerer øvrelagssymbol-tidsreguleringsgjenvinning for et eksempel på et lagdelt modulert signal. Figur 15A er en kurvetegning for komparatorutgangen, basert på en null-gjennomgangsmetode. Figur 15B er lavpassfilter (LPF)-utgangen hos sløyfefilteret; og et desisjonsrettet andreordens filter anvendes. En nominell baud-takt lik 20 MHz gjenvinnes. Figur 15C er en kurvetegning for de fulgte symboltidspunktene (som angir en delta-baud-takt) med en overlagt tilpasset kurve. En liten RMS-feil oppvises.

Figurene 15D-15F er kurvetegninger som illustrerer et øvrelagssymbol-tidsreguleringsgjenvunnet signal for et eksempel på et lagmodulert signal. Figurene 15D og 15E illustrerer henholdsvis øvrelagssignalet før og etter tidsregulerings-gjenvinningssløyfen. Figur 15F er en kurvetegning for CNR-estimatet etter tidsreguleringsgjenvinningssløyfen. Utgangsestimatet for CNR lik 7,78 dB, som innbefatter målefeil, fremstår som fordelaktig sammenlignet med en inngangs-CNR lik 7,7 dB.

Figurene 16A-16C er kurvetegninger som illustrerer øvrelagsbærergjenvinning for et eksempel på et lagdelt modulert signal. Figur 16A er en kurvetegning av fasekomparatorutgangen, basert på kvadraturmultiplikasjon. Figur 16B er en kurvetegning for sløyfe-LPF-utgangen, som gjør bruk av en desisjonsrettet andreordens løsning. En baud-takt lik omtrent 20 MHz gjenvinnes. Figur 16C er en kurvetegning for fasen som er fulgt ut for den simulerte bærefrekvensen og fasestøyen. En liten RMS-feil i fasen oppvises.

Figurene 16D-16F er kurver som illustrerer et øvrelagbærergjenvunnet signal for et eksempel på et lagmodulert signal. Figur 16D illustrerer øvrelagssignalet før bærergjenvinningssløyfen. Figur 16E illustrerer øvrelagssignalet etter bærergjenvinningssløyfen når signalkonstellasjonen er stabilisert, idet øvrelags-QPSK-signalet i tilstedeværelsen av det nevnte nedrelags-QPSK og støy er tydelig. Figur 16F

er et histogram for fasefeilen rundt en konstellasjonsnode. Den estimerte CNR-utgangen lik 7,51 dB fremstår som bra sammenlignet med en inngangs-CNR lik 7,7 dB.

Figur 17A er en kurvetegning for ukodede øvrelags bitfeil på demodulatorutgangen for et eksempel på et lagmodulert signal. Feilene på bærergjenvinningssløyfeutgangen er vist. Kurvetegningen identifiserer 80 R-S-pakker med data ved "pakke"-nummeret mot to-biters-symbolnummeret. Kurvetegningen viser omtrent 0,16 % BER ved en estimert CNR lik 7,5 dB.

Figur 17B er en kurvetegning for øvrelags-byte-feil på Viterbi-dekoderutgangen for et eksempel på et lagmodulert signal. Pakkenummeret er vist mot et 8-biters symbolnummer, som viser 95 pakker med data. En BER lik 0,282 % vises.

Figur 17C er en kurvetegning for øvrelags-byte-feil på de-innfellerutgangen for et eksempel på et lagmodulert signal. Pakkenummeret vises mot et åtte-biters symbolnummer, som viser 83 pakker med data.

Figur 17D er en kurvetegning for øvrelagsfeil som kan korrigeres ved hjelp av en Reed-Solomon-dekoder for et eksempel på et lagmodulert signal. Av de 83 pakkene med data forekom kun 3 pakker med en R-S-korrigerbar feilbyte, hvilket er godt under korrigeringsterskelen på 8 feil. Således ble ingen ukorrigerbare feil oppvist i 83 pakker ved et estimert CNR = 7,5 dB.

Figur 18 er en kurvetegning for øvrelagssignaltilpasning beregnet mellom mottatt signal og rekonstruert signal for et eksempel på lagdelt modulert signal. Som vist, oppvises nær konstante tilpasningskoeffisienter (i størrelse og fase) over 300 000 100-MHz-punktprøver, på tross av tilstedeværelsen av nedrelagssignalet.

Figur 19 er en effektspektrumkurvetegning for et ekstrahert nedrelagssignal i et eksempel på et lagdelt modulert signal. En punktprøvingsfrekvens lik 100 MHz anvendes og en fremvisningsoppløsning lik 1 MHz. Spektrumspissen er skalert til 0 dB med et termisk støygulv lik omtrent -9dB etter utkansellering av øvrelagssignalet. Kurvetegningen kan sammenlignes med spekteret til kompositsignalet som er vist i figur 14.

Figurene 20A-20C er kurvetegninger som illustrerer den ekstraherte nedrelagssymboltidsreguleringsgjenvinningen for et eksempel på et lagmodulert signal.

Figur 20A er en kurvetegning for en nedrelagskomparatorutgang, basert på en null-gjennomgangsmetode. Figur 20B er sløyfelavpassfilterets (LPF) utgang, idet et desisjonsrettet andreordens filter anvendes. En nominell baud-takt lik 20 MHz ekstraheres. Figur 20C er en kurvetegning for de fulgte symboltidspunktene (som angir en delta-baud-takt) med en overlagt tilpasset kurve. En liten RMS-feil oppvises.

Figurene 20D-20F er kurvetegninger som illustrerer et nedrelagssymboltidsreguleringsgjenvunnet signal for et eksempel på et lagmodulert signal. Figurene 20D og 20E illustrerer henholdsvis øvrelagssignalet før og etter tidsgjenvinningssløyfen. Nedrelaget danner en ring i signalkonstellasjonen. Figur 20F er en kurvetegning for CNR-estimatet etter tidsreguleringsgjenvinningssløyfen. Det estimerte utgangs-CNR lik 7,22 dB fremstår som fordelaktig sammenlignet med en inngangs-CNR lik 7,6 dB.

Figurene 21A-21C er kurvetegninger som illustrerer nedrelagsbærergjenvinningen for et eksempel på et lagmodulert signal. Figur 21A er en kurvetegning for nedrelagsfasekomparatorutgangen, basert på kvadraturmultiplikasjon. Figur 21B er en kurvetegning for sløyfe-LPF-utgangen, som gjør bruk av en desisjonsrettet andreordens løsning. En nominell baud-takt lik 20MHz ekstraheres. Figur 21C er en kurvetegning for fasen fulgt ut for den simulerte bærerfrekvensen og fasestøyen. En nominell RMS-feil i fasen oppvises.

Figurene 21D-21F er kurvetegninger 21D-21F er kurvetegninger som illustrerer et nedrelagsbærergjenvunnet signal for et eksempel på et lagmodulert signal. Figur 21D illustrerer øvrelagssignalet før bærergjenvinningssløyfen. Figur 21E illustrerer øvrelagssignalet etter bærergjenvinningssløyfen når signalkonstellasjonen er stabilisert, og nedrelags-QPSK-signalet i støyens tilstedeværelse er tydelig. Figur 21F er et histogram for fasefeilen rundt en konstellasjonsnode. Den estimerte utgangs-CNR lik 7,22 dB kan relativt godt sammenlignes med den viste inngangs-CNR lik 7,6 dB.

Figur 22A er en kurvetegning for ukodede laverelags bitfeil på demodulatorutgangen for et eksempel på et lagmodulert signal. Feilene på bærergjenvinningssløyfeutgangen er vist. Kurvetegningen identifiserer 80 R-S-pakker med data ved "pakke"-nummeret mot det to-biters symbolnummeret. Kurvetegningen viser omtrent 1,1 % BER ved en estimert CNR lik 7,2 dB.

Figur 22B er en kurvetegning for laverelags bytefeil på Viterbi-dekode-utgangen for et eksempel på et lagmodulert signal. Pakkenummeret vises mot et 8-biters symbolnummer, som viser 95 pakker med data. En BER lik 0,297 % vises.

Figur 22C er en kurvetegning for laverelags bytefeil på de-innfeller-utgangen for et eksempel på et lagmodulert signal. Pakkenummeret vises mot et 8-biters symbolnummer, som viser 83 pakker med data.

Figur 22D er en kurvetegning for øvrelagsfeil som kan korrigeres ved hjelp av en Reed-Solomon-dekoder for et eksempel på et lagmodulert signal. Av de 83 pakker med data forekom kun 11 pakker hver med en R-S-korrigerbar feilbyte, hvilket er godt under korrigeringsterskelen på 8 feil. Således ble ingen ukorrigerbare feil oppvist i 83 pakker ved et estimert CNR lik 7,2 dB.

Figur 23A er en kurvetegning for ukodede bitfeiltakter for øvre og nedre lag i et eksempel på et lagmodulert signal. Kurvetegningen identifiserer øvrelags og nedrelags simuleringsresultater i forhold til et teoretisk resultat basert på additiv hvit Gaussisk støy (AWGN) kurve, som illustrerer resultatet av 65K punktprøver (130K biter) med data. Det nedre laget på det estimerte CNR er vist med et BER som er rett på AWGN-kurven. Det øvre laget viser et BER under kurven som er lik en 2,1 dB økning. Således er QPSK-interferensen mer godartet enn AWGN med den samme effekten.

Figur 23B er en kurvetegning for Viterbi-dekoderutgangsbitfeiltakter for øvre og nedre lag av et eksempel på et lagmodulert signal. Kurvetegningen identifiserer nedrelags og øvrelags simuleringsresultater i forhold til AWGN-kurven, som illustrerer resultatet fra 65K punktprøver (130K biter) av data. I dette tilfelle forekommer de estimerte CNR og BER for både øvre og nedre lag nær AWGN-kurven.

Den forutgående beskrivelse som innbefatter den foretrukne legemliggjøring av oppfinnelsen har blitt presentert for illustrasjons- og beskrivelsesformål. Den er således ikke ment å skulle være uttømmende eller å begrense oppfinnelsen til nøyaktig den form som er beskrevet. Således kan det foretas mange modifikasjoner og variasjoner i lys av de beskrivelser som her er gitt, og det er ikke ment at oppfinnelsens omfang skal være begrenset til disse. Beskrivelsen over, og de gitte eksempler og data gir en komplett beskrivelse for fremstilling og bruk av oppfinnelsen.

P a t e n t k r a v

1.

Fremgangsmåte for å simulere et hierarkisk lagmodulert signal med en første øvrelagsmodulasjon og en andre nedrelagsmodulasjon, k a r a k t e r i s e r t v e d at den innbefatter trinnene

å tilveiebringe et øvrelagssignal innbefattende en første bitstrøm kjennetegnet ved en konstellasjon av signalpunkter, hvilken første bitstrøm er modulert av en første bærer,

å tilveiebringe et nedrelagssignal innbefattende en andre bitstrøm med signalpunkter, hvilken andre bitstrøm er modulert av en andre bærer, for å danne det hierarkisk lagmodulerte signalet kjennetegnet ved en andre konstellasjon av signalpunkter,

å dempe nedrelagssignalet, og

å kombinere øvrelagssignalet og det dempede nedrelagssignalet for å fremstille et sammensatt lagmodulert signal, hvori det sammensatte lagmodulerte signalet innbefatter nedrelagssignalet over øvrelagssignalet,

hvori minst en retningskopler anvendes for å ta ut det sammensatte lagmodulerte signalet, og den andre modulerte bitstrømmen er modulert av den andre bæreren ikke-koherent med den første bæreren.

2.

Fremgangsmåte som angitt i krav 1, videre innbefattende

å tilføye støy til øvrelagssignalet, og

å oppkonvertere det sammensatte lagmodulerte signalet.

3.

Fremgangsmåte som angitt i krav 1, videre innbefattende

å forsterke øvrelagssignalet, og

å forsterke nedrelagssignalet,

hvori å tilveiebringe øvrelagssignalet innbefatter å motta den første modulerte bitstrømmen fra en første satellittransponder, og å tilveiebringe nedrelagssignalet innbefatter å motta den andre modulerte bitstrømmen fra en andre satellittransponder.

4.

Fremgangsmåte som angitt i krav 1, hvori minst en retningskobler anvendes for å ta ut det dempede nedrelagssignalet.

5.
Fremgangsmåte som angitt i krav 1, hvori minst en retningskobler anvendes for å ta ut øvrelagssignalet.

6.
Fremgangsmåte som angitt i et hvilket som helst av kravene 1 til og med 5, videre innbefattende å avstemme det sammensatte lagmodulerte signalet.

7.
Fremgangsmåte som angitt i krav 6, videre innbefattende å evaluere det sammensatte lagmodulerte signalet på grunnlag av det lagmodulerte signalets i-fase komponenter og kvadraturkomponenter.

8.
Signalsimulator (1100) for å utføre fremgangsmåten som angitt i hvilken som helst av kravene 1, 2 og 4 til og med 7, k a r a k t e r i s e r t v e d at den innbefatter

en første modulator (1102) for å modulere øvrelagsbitstrømmen i samsvar med den første bæreren for å fremstille øvrelagssignalet,

en støygenerator (1106) for å tilføye støy til øvrelagssignalet,

en andre modulator (1104) for å modulere nedrelagsbitstrømmen i samsvar med den andre bæreren for å fremstille nedrelagssignalet,

en demper (1108) for å dempe nedrelagssignalet, og

en kombinerer (1110) for å kombinere det støytilføyde øvrelagssignalet og det dempede nedrelagssignalet for å fremstille det sammensatte lagmodulerte signalet, hvori den andre bæreren er ikke-koherent med den første bæreren.

9.
Signalsimulator (1100) som angitt i krav 8, hvori demperen (1108) innbefatter en variabel demper.

10.
Signalsimulator (1100) som angitt i et hvilket som helst av kravene 8 eller 9, videre innbefattende en oppomformer (1112) for å oppomforme det sammensatte lagmodulerte signalet.

11.
Signalsimulator (1100) som angitt i et hvilket som helst av kravene 8 til og med 10, videre innbefattende en avstemmer (1114) for å avstemme det sammensatte lagmodulerte signalet.

12.
Mottakersystem (1150) for å motta det hierarkisk lagmodulerte signalet som angitt i et hvilket som helst av kravene 1 og 3 til og med 7, k a r a k t e r i s e r t v e d at mottakeren innbefatter

en første antenne (1156) konfigurert for å motta øvrelagssignalet fra en første satellittransponder, hvilket øvrelagssignal innbefatter en første bitstrøm kjennetegnet ved en konstellasjon av signalpunkter, hvilken første bitstrøm er modulert av en første bærer,

en første forsterker (1160) konfigurert for å forsterke det mottatte øvrelagssignalet,

en andre antenne (1158) konfigurert for å motta nedrelagssignalet fra en andre satellittransponder, hvilket nedrelagssignal innbefatter en andre bitstrøm med signalpunkter, hvilken andre bitstrøm er modulert av en andre bærer,

en andre forsterker (1162) konfigurert for å forsterke det mottatte nedrelagssignalet,

en demper (1164) konfigurert for å dempe det mottatte nedrelagssignalet, og

en kombinerer (1166) konfigurert for å kombinere øvrelagssignalet og det dempede nedrelagssignalet for å fremstille det sammensatte lagmodulerte signalet, hvori den andre modulerte bitstrømmen er modulert av den andre bæreren ikke-koherent med den første bæreren.

13.
Mottakersystem (1150) som angitt i krav 12, hvori demperen (1164) innbefatter en variabel demper.

14.
Mottakersystem (1150) som angitt i et hvilket som helst av kravene 12 eller 13, videre innbefattende en avstemmer for å avstemme det sammensatte lagmodulerte signalet.

15.
Signalsimulator (1100) for å simulere et hierarkisk lagmodulert signal med en første øvrelagsmodulasjon og en andre nedrelagsmodulasjon over øvrelaget, k a r -

a k t e r i s e r t v e d at den innbefatter,

en første modulator (1102) for å modulere en øvrelagsbitstrøm i samsvar med en første bærer for å fremstille et øvrelagssignal,

en støygenerator (1106) for å tilføye støy til øvrelagssignalet,

en andre modulator (1104) for å modulere en nedrelagsbitstrøm i samsvar med en andre bærer for å fremstille nedrelagssignalet,

en demper (1108) for å dempe nedrelagssignalet, og

en kombinerer (1110) for å kombinere det støytilføyde øvrelagssignalet og det dempede nedrelagssignalet for å fremstille et sammensatt lagmodulert signal,

hvori den andre modulerte bitstrømmen er modulert av den andre bæreren ikke-koherent med den første bæreren.

16.

Signalsimulator (1100) som angitt i krav 15, hvori demperen (1108) innbefatter en variabel demper.

17.

Signalsimulator (1100) som angitt i krav 15, videre innbefattende en oppomformer (1112) for å oppomforme det sammensatte lagmodulerte signalet.

18.

Signalsimulator (1100) som angitt i krav 15, videre innbefattende en avstemmer (1114) for å avstemme det sammensatte lagmodulerte signalet.

19.

Signalsimulator (1100) som angitt i krav 15, innbefattende

en første antenne (1156) konfigurert for å motta øvrelagssignalet fra en første satellittransponder, hvilket øvrelagssignal er modulert av en første bærer,

en første forsterker (1160) konfigurert for å forsterke det mottatte øvrelagssignalet,

en andre antenne (1158) konfigurert for å motta nedrelagssignalet fra en andre satellittransponder, hvilket nedrelagssignal er modulert av en andre bærer, og

en andre forsterker (1162) konfigurert for å forsterke det mottatte nedrelagssignalet.

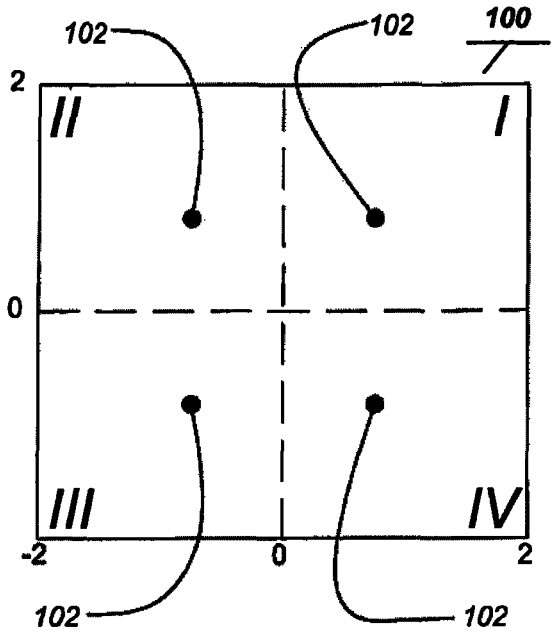


FIG. 1A

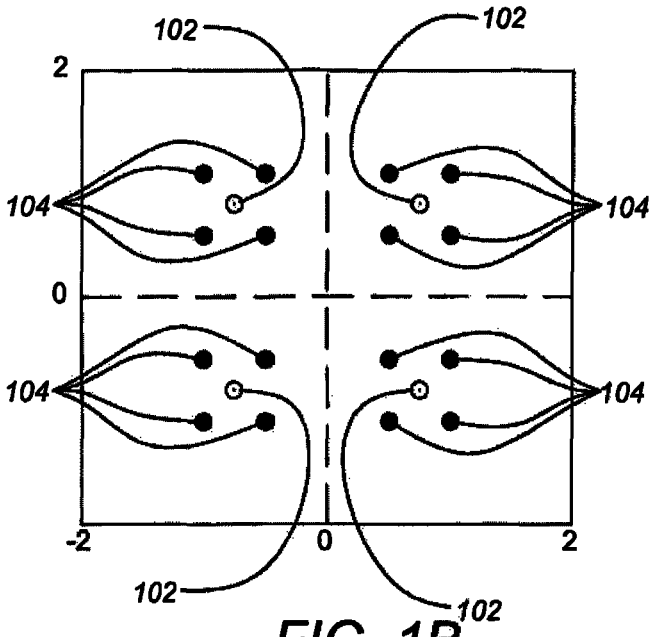


FIG. 1B

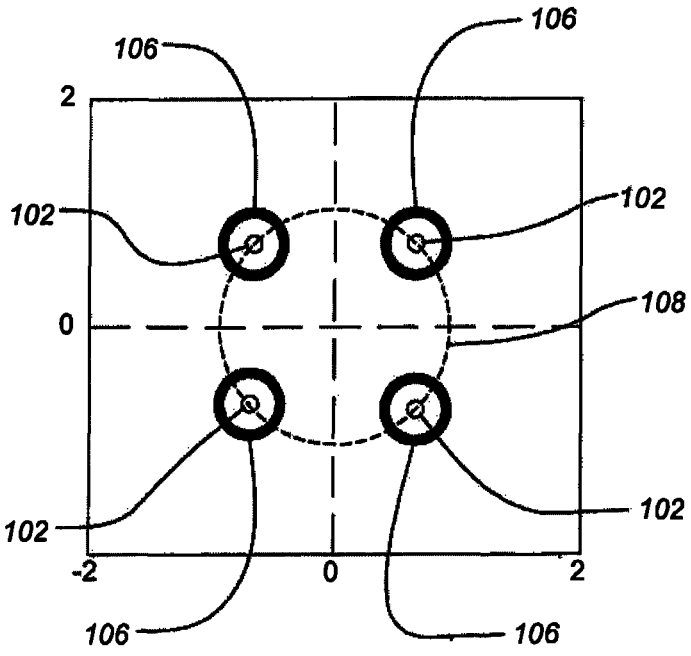


FIG. 1C

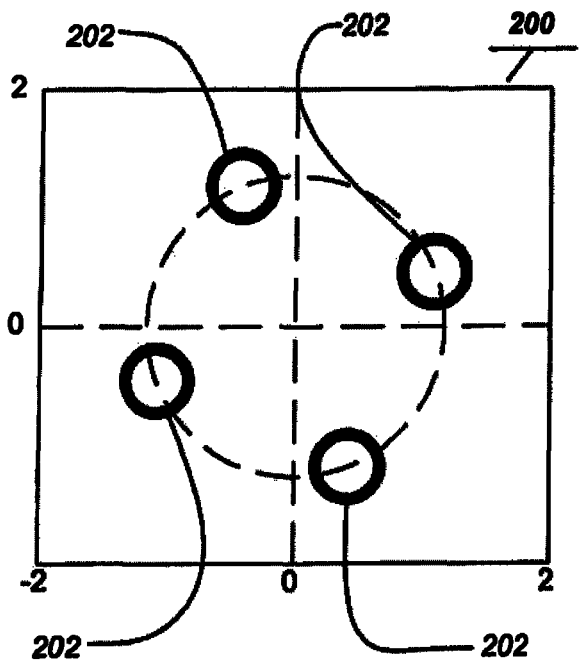


FIG. 2A

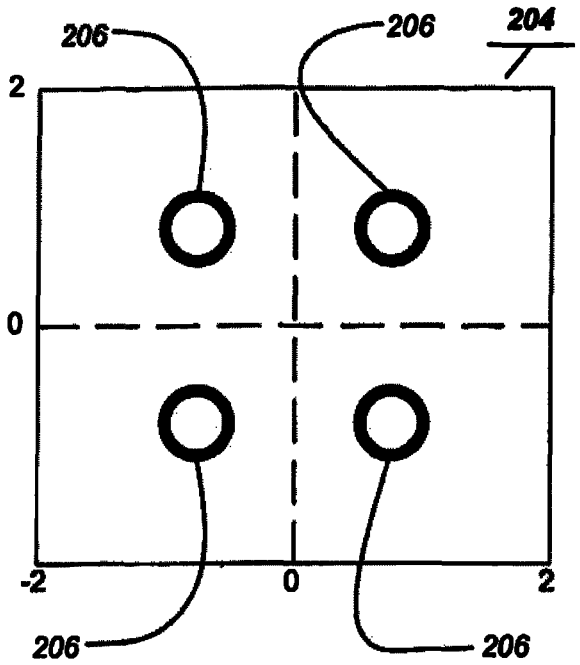


FIG. 2B

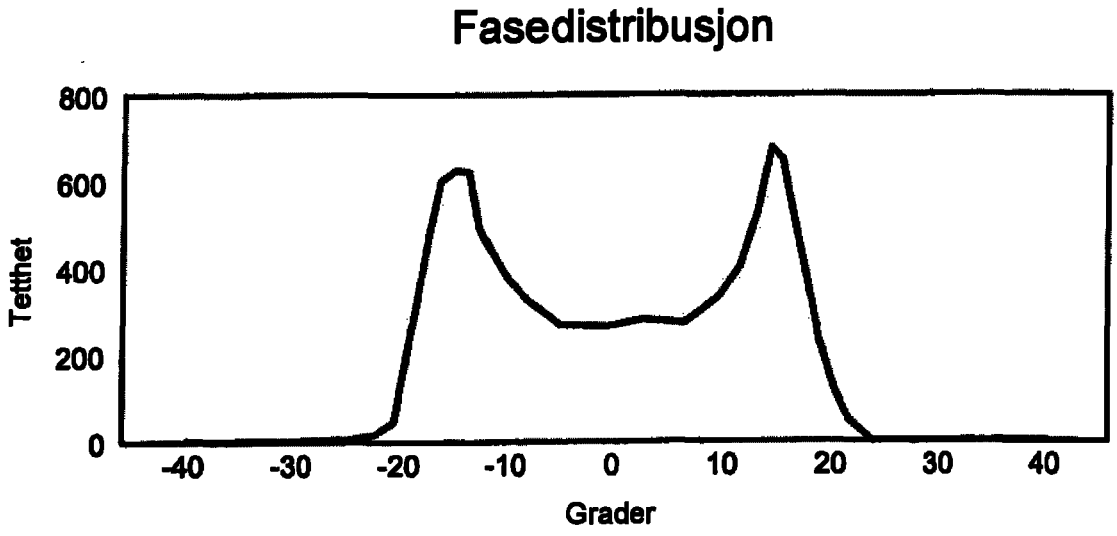


FIG. 2C

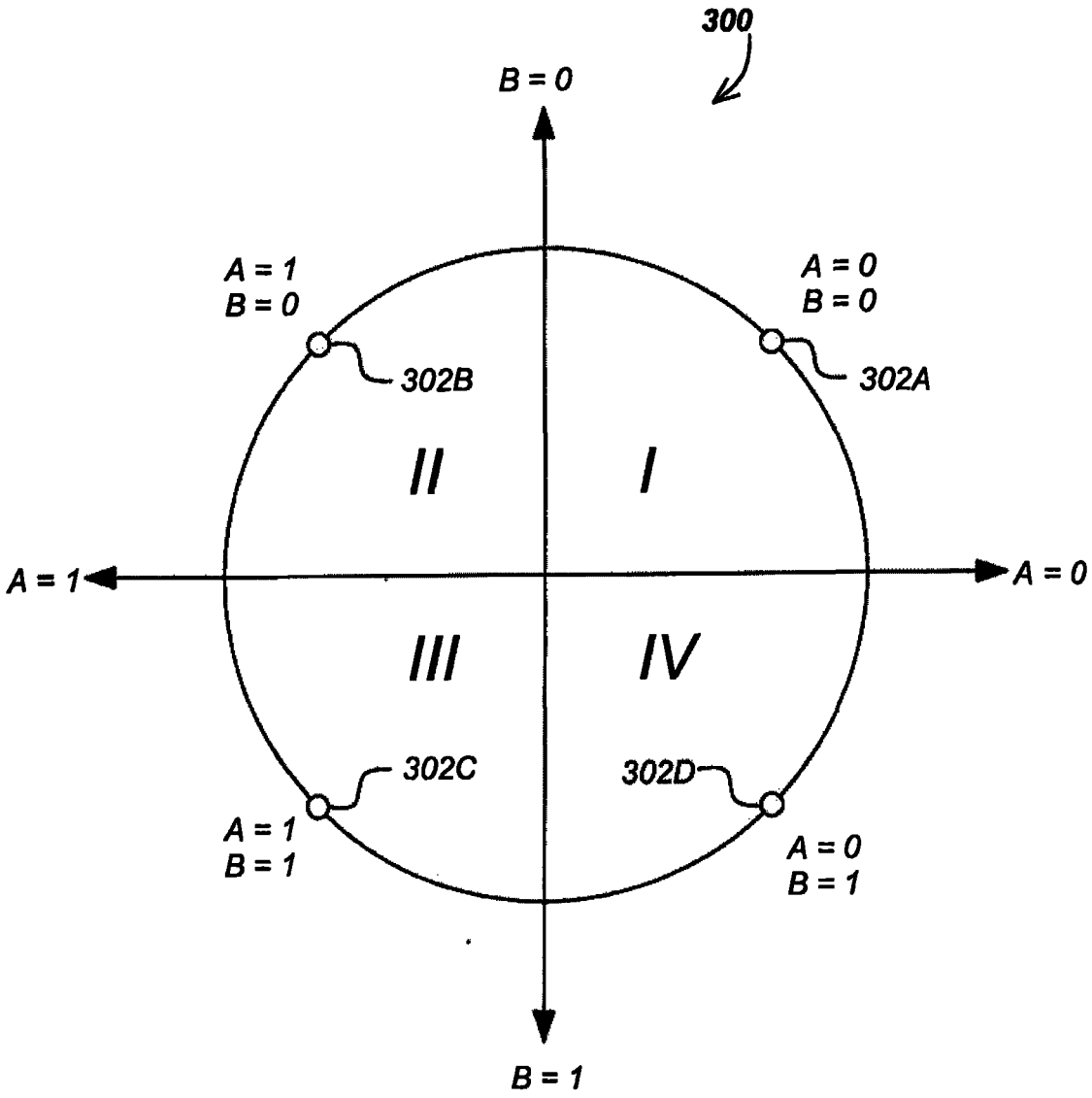

300
B = 0
A = 1
B = 0
302B
A = 0
B = 0
302A
II
I
A = 1
A = 0
III
IV
302C
302D
A = 1
B = 1
A = 0
B = 1
B = 1

FIG. 3A

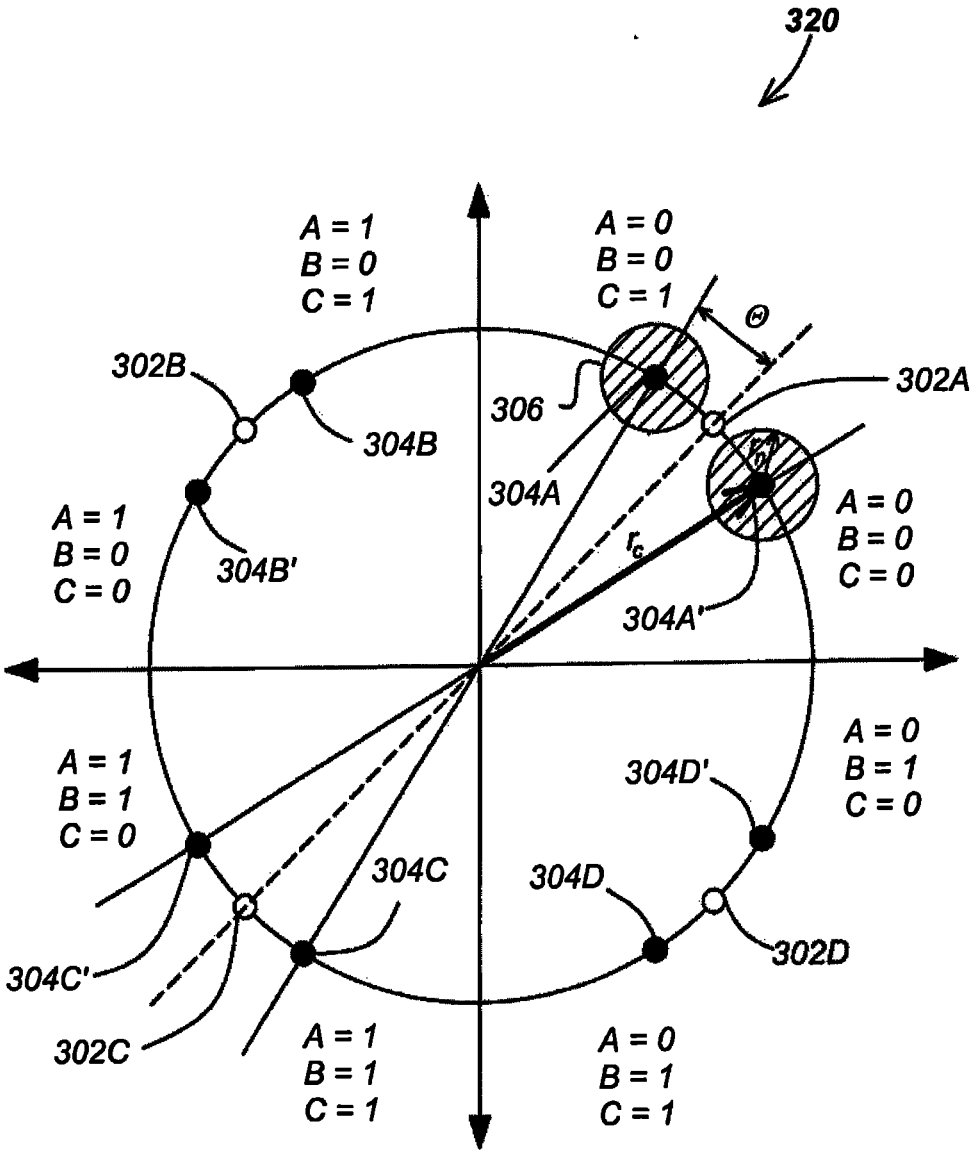

320
A = 1
B = 0
C = 1
A = 0
B = 0
C = 1
302B
304B
306
302A
304A
A = 1
B = 0
C = 0
304B'
A = 0
B = 0
C = 0
304A'
A = 1
B = 1
C = 0
A = 0
B = 1
C = 0
304D'
304C
304D
304C'
302D
302C
A = 1
B = 1
C = 1
A = 0
B = 1
C = 1

FIG. 3B

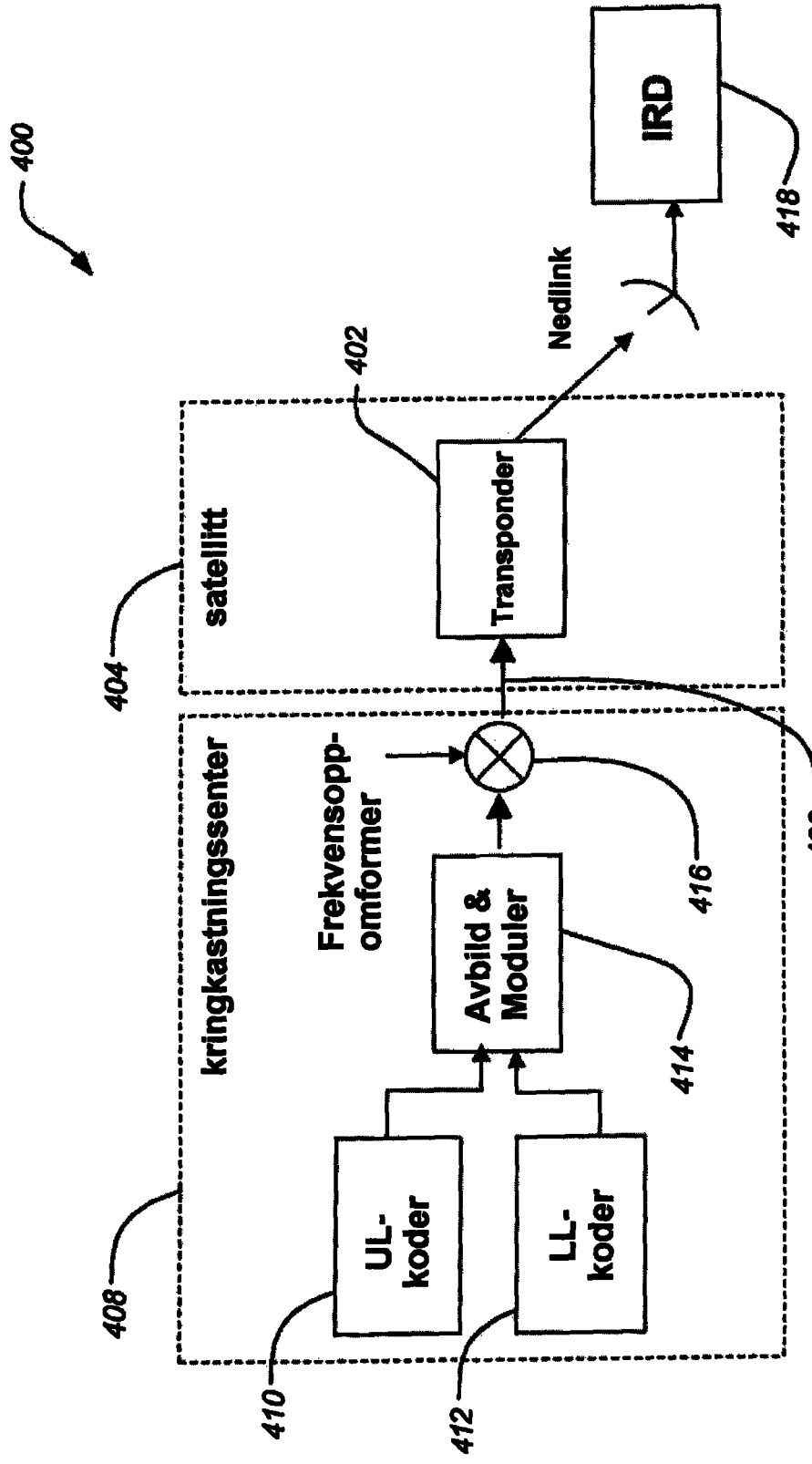

400
IRD
418
Nedlink
402
satellitt
404
Transponder
406
kringkastningssenter
Frekvensopp-
omformer
416
Avbild &
Moduler
414
408
UL-
koder
LL-
koder
410
412

FIG. 4A

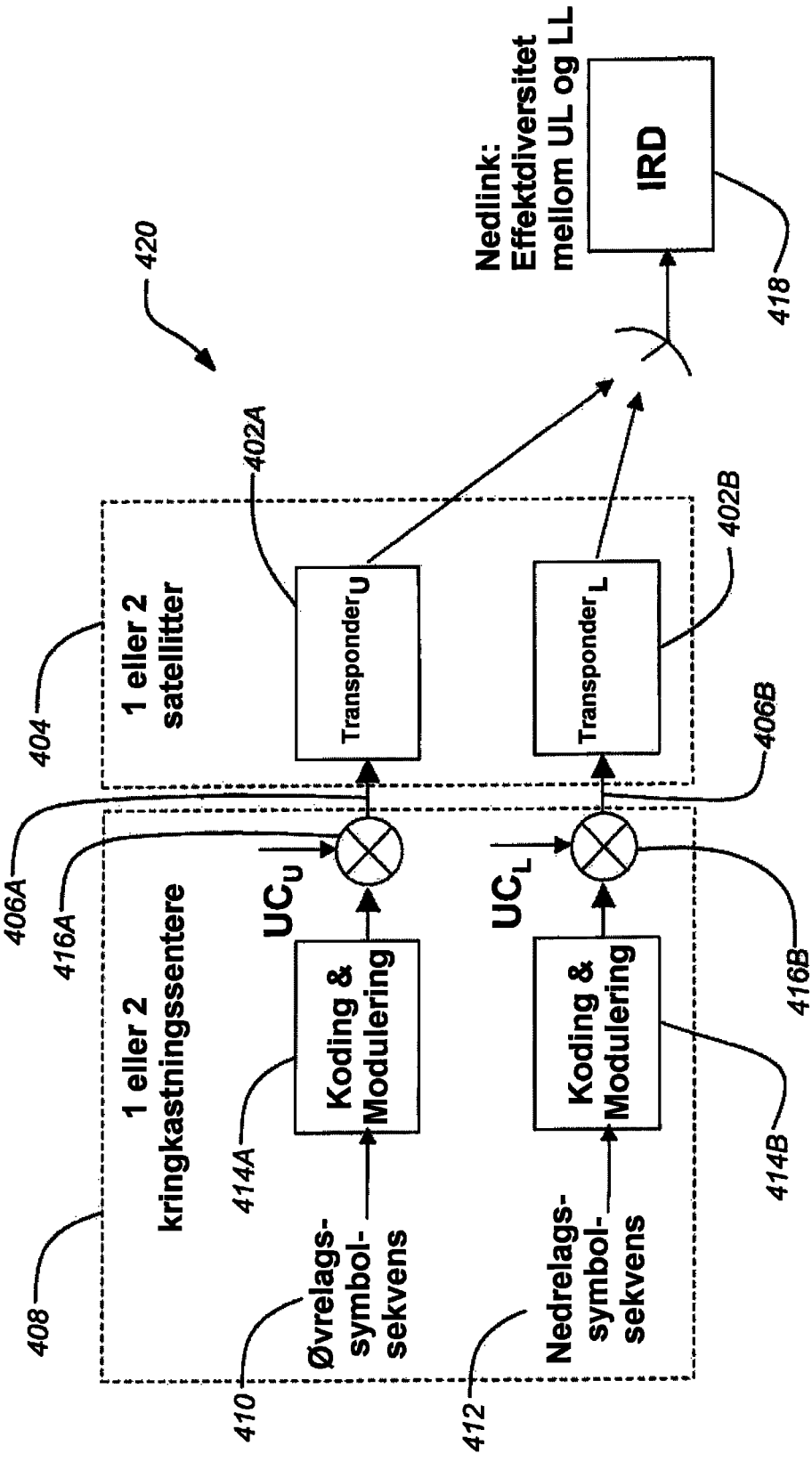

420
Nedlink:
Effektdiversitet
mellom UL og LL
IRD
418
1 eller 2
satellitter
404
402A
Transponder U
Transponder L
402B
406A
406B
416A
416B
1 eller 2
kringkastningssentere
408
UC U
UC L
Koding &
Modulering
Koding &
Modulering
414A
414B
Øvrelags-
symbol-
sekvens
Nedrelags-
symbol-
sekvens
410
412

FIG. 4B

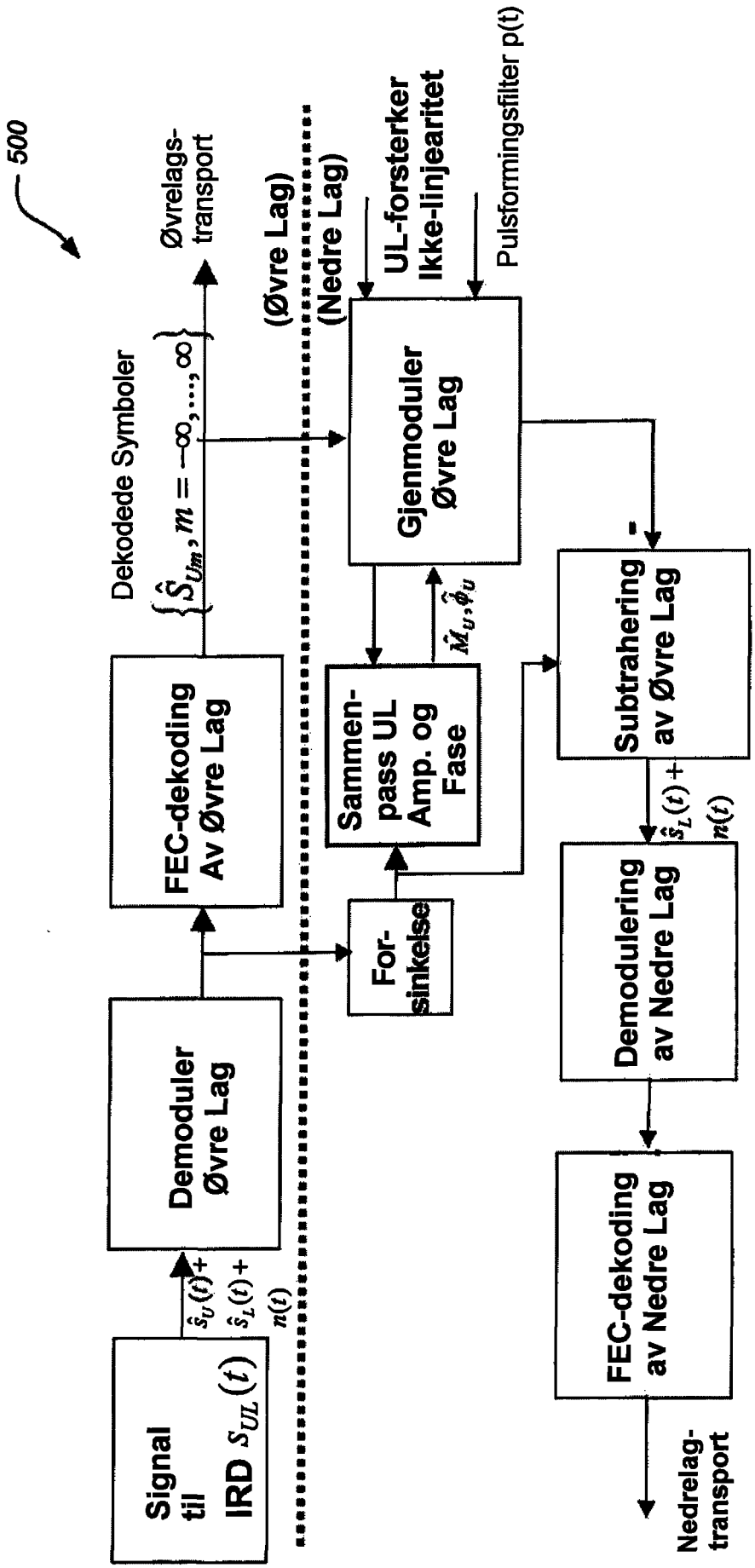

500
Signal til IRD $S_{UL}(t)$
$\hat{s}_U(t)+$
$\hat{s}_L(t)+$
$n(t)$
Demoduler Øvre Lag
FEC-dekoding Av Øvre Lag
Dekodede Symboler
$\{\hat{S}_{Um}, m=-\infty,\ldots,\infty\}$
Øvrelags-transport
For-sinkelse
Sammen-pass UL Amp. og Fase
$\hat{M}_U, \hat{\phi}_U$
(Øvre Lag)
(Nedre Lag)
Gjenmoduler Øvre Lag
UL-forsterker Ikke-linjearitet
Pulsformingsfilter p(t)
Subtrahering av Øvre Lag
-
$\hat{s}_L(t)+$
$n(t)$
Demodulering av Nedre Lag
FEC-dekoding av Nedre Lag
Nedrelag-transport

FIG. 5

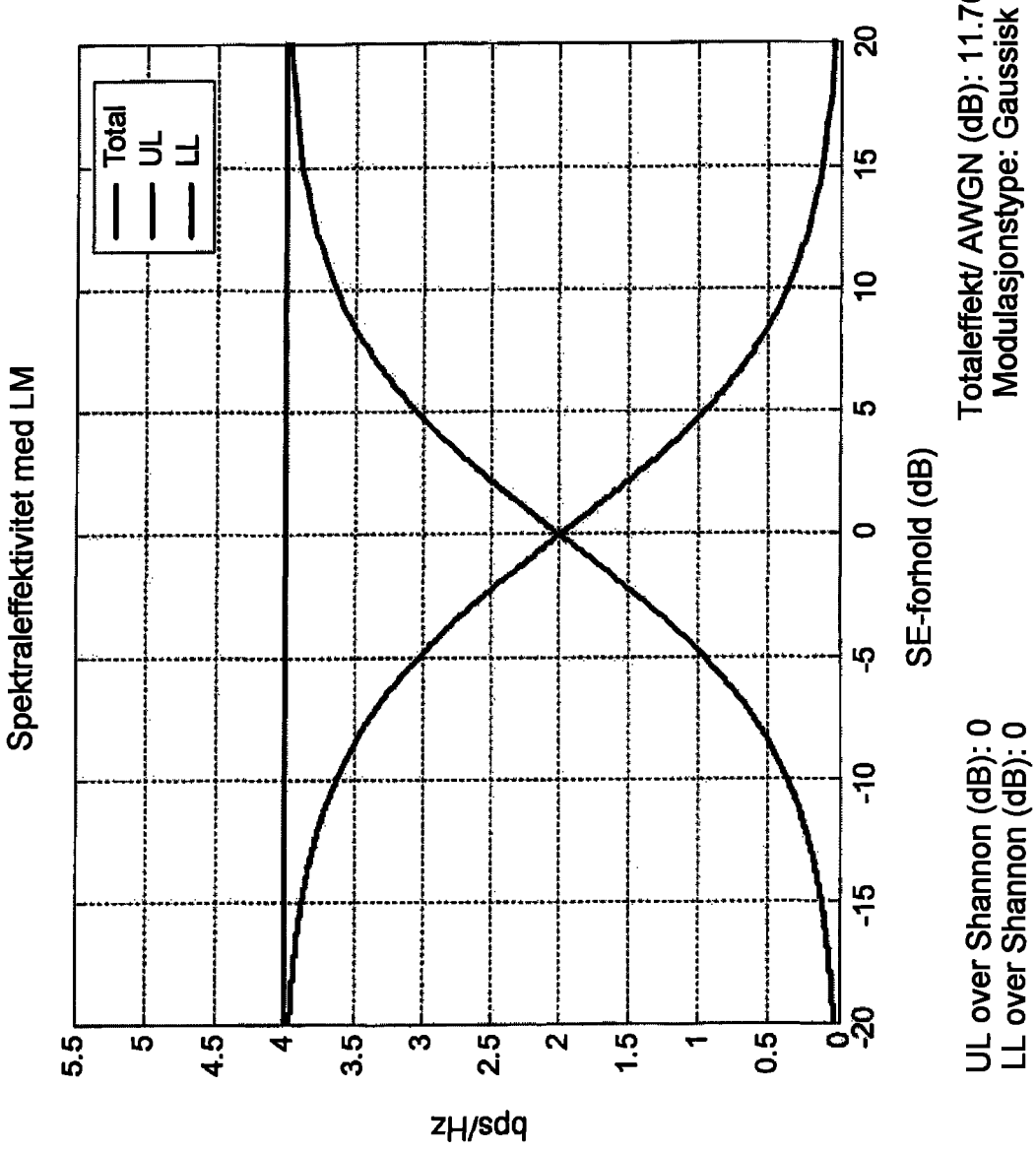

Spektraleffektivitet med LM
Total
UL
LL
bps/Hz
5.5
5
4.5
4
3.5
3
2.5
2
1.5
1
0.5
0
-20
-15
-10
-5
0
5
10
15
20
SE-forhold (dB)
Totaleffekt/ AWGN (dB): 11.76
Modulasjonstype: Gaussisk
UL over Shannon (dB): 0
LL over Shannon (dB): 0

FIG. 6

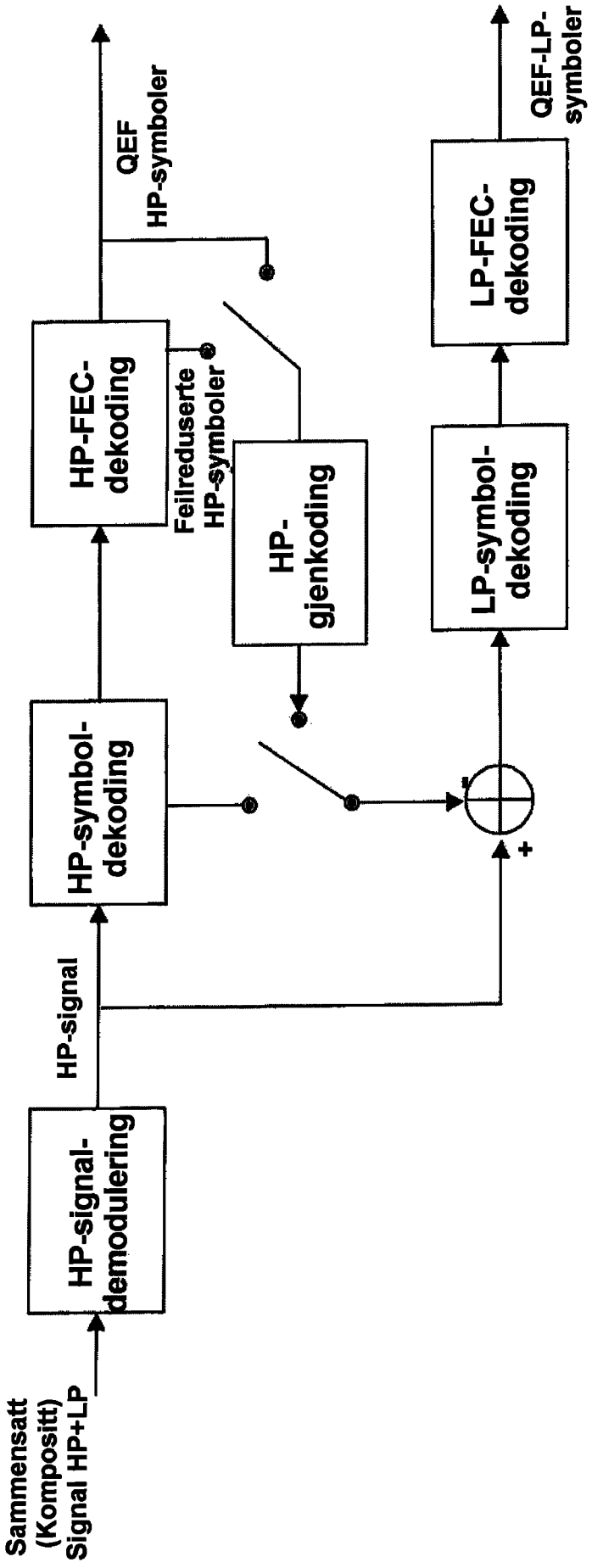

Sammensatt (Kompositt) Signal HP+LP
HP-signal-demodulering
HP-signal
HP-symbol-dekoding
HP-FEC-dekoding
QEF HP-symboler
Feilreduserte HP-symboler
HP-gjenkoding
LP-symbol-dekoding
LP-FEC-dekoding
QEF-LP-symboler
+

FIG. 7

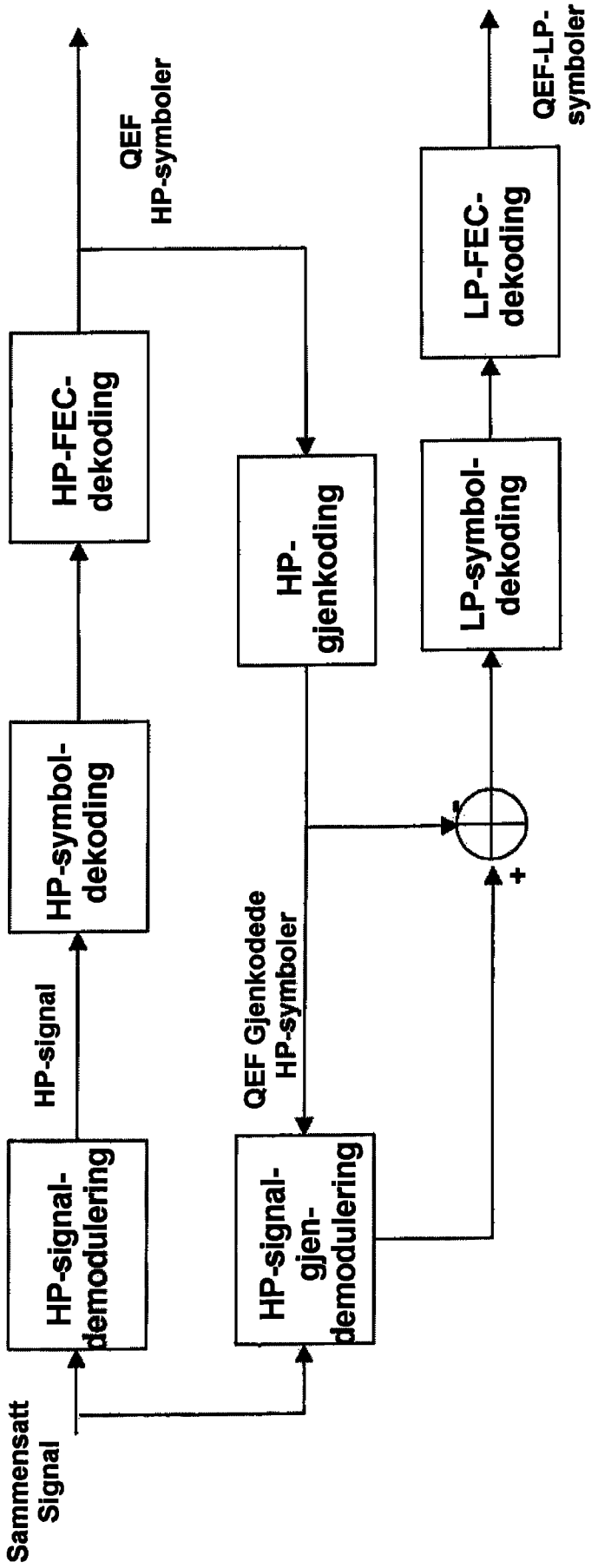

Sammensatt Signal
HP-signal-demodulering
HP-signal
HP-symbol-dekoding
HP-FEC-dekoding
QEF HP-symboler
HP-signal-gjen-demodulering
QEF Gjenkodede HP-symboler
HP-gjenkoding
LP-symbol-dekoding
LP-FEC-dekoding
QEF-LP-symboler
-
+

FIG. 8

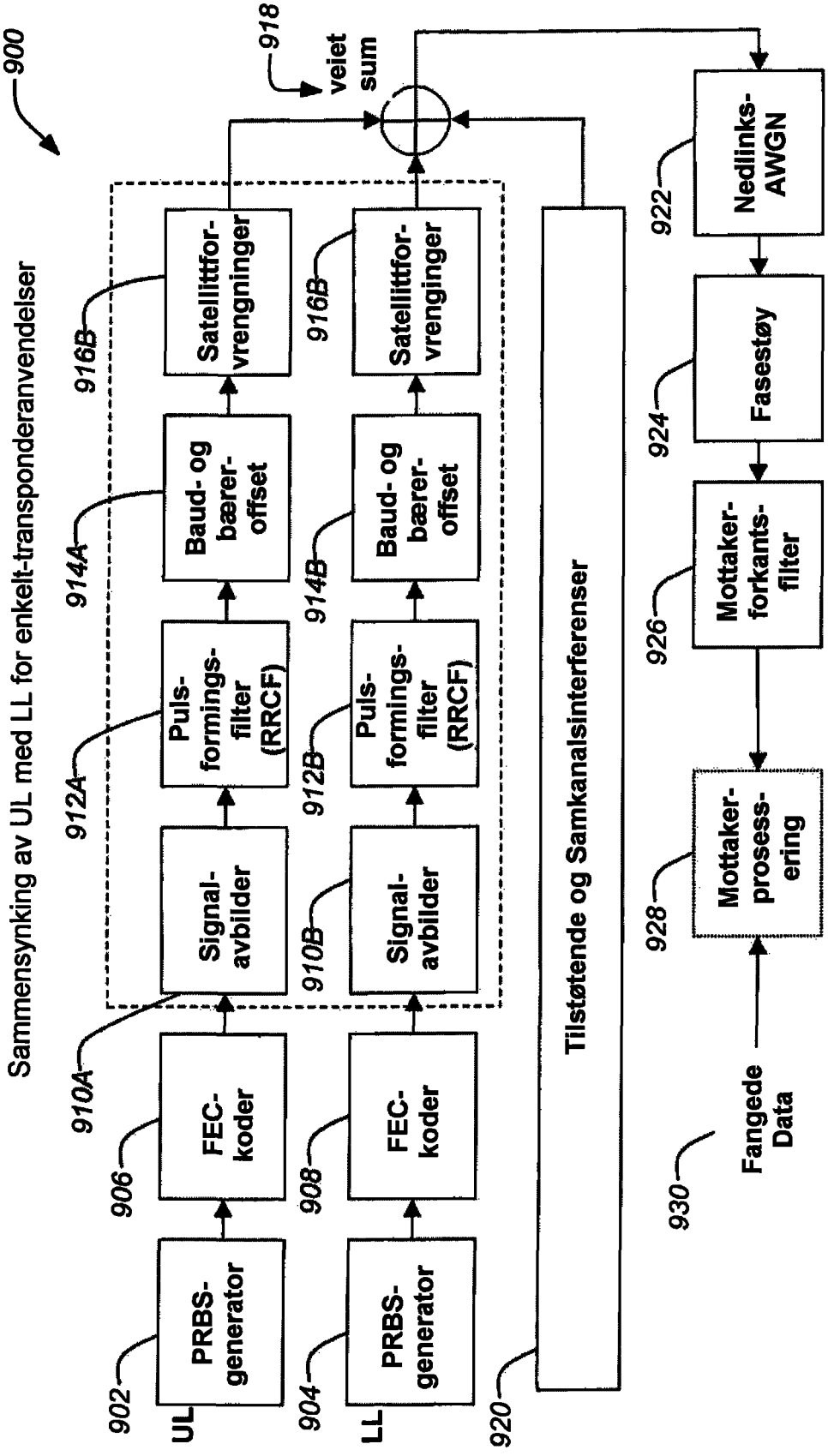

900
Sammensynking av UL med LL for enkelt-transponderanvendelser
UL
LL
902
PRBS-generator
904
PRBS-generator
906
FEC-koder
908
FEC-koder
910A
910B
Signal-avbilder
Signal-avbilder
912A
912B
Puls-formings-filter (RRCF)
Puls-formings-filter (RRCF)
914A
914B
Baud- og bærer-offset
Baud- og bærer-offset
916B
916B
Satellittfor-vrengninger
Satellittfor-vrenginger
918
veiet sum
920
Tilstøtende og Samkanalsinterferenser
922
Nedlinks-AWGN
924
Fasestøy
926
Mottaker-forkants-filter
928
Mottaker-prosess-ering
930
Fangede Data

FIG. 9

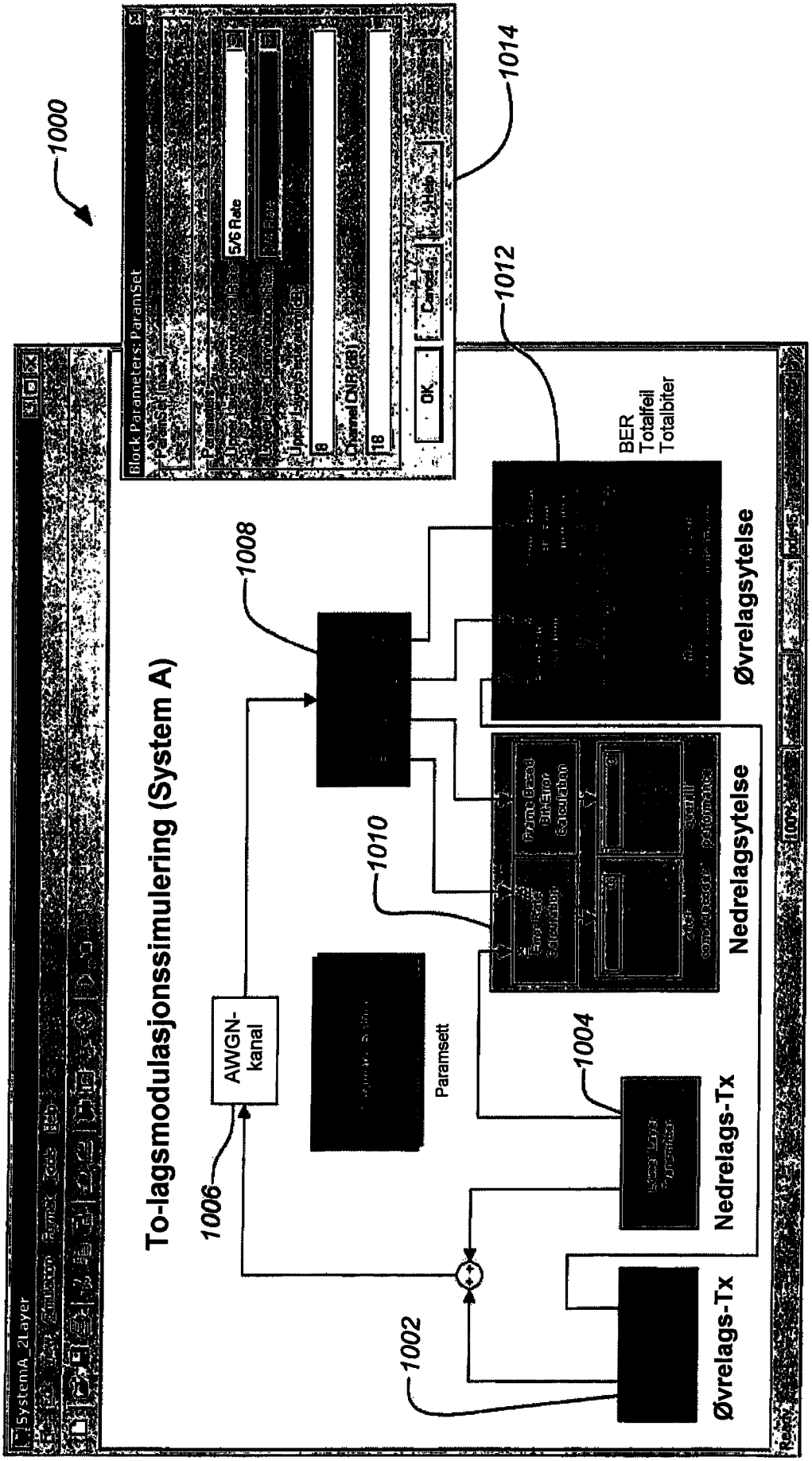

1000
1014
1012
1008
1010
1004
1006
1002
To-lagsmodulasjonssimulering (System A)
Block Parameters: ParamSet
5/6 Rate
OK
BER
Totalfeil
Totalbiter
Øvrelagsytelse
Nedrelagsytelse
Paramsett
AWGN-kanal
Nedrelags-Tx
Øvrelags-Tx

FIG. 10

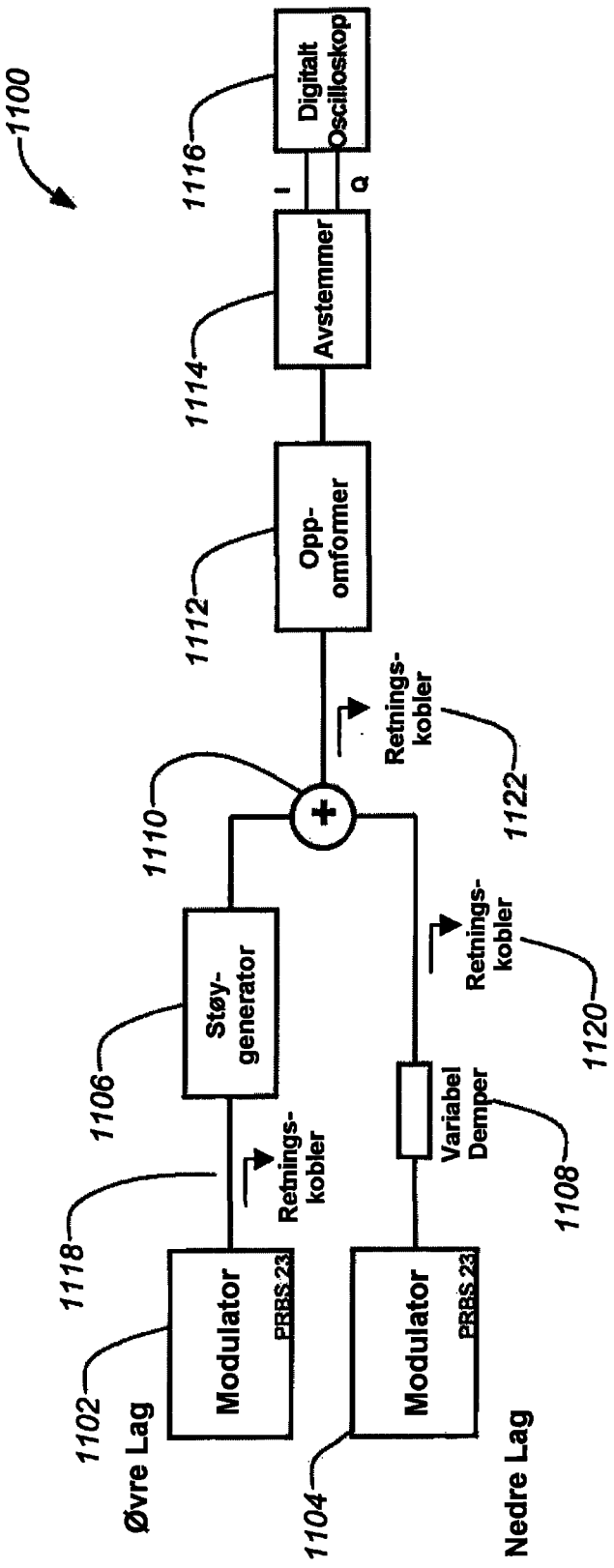

1100
1116
Digitalt Oscilloskop
I
Q
1114
Avstemmer
1112
Opp-omformer
1110
Retnings-kobler
1122
Retnings-kobler
1120
Støy-generator
1106
Variabel Demper
1108
Retnings-kobler
1118
Modulator
PRBS 23
1102
Øvre Lag
Modulator
PRBS 23
1104
Nedre Lag

FIG. 11A

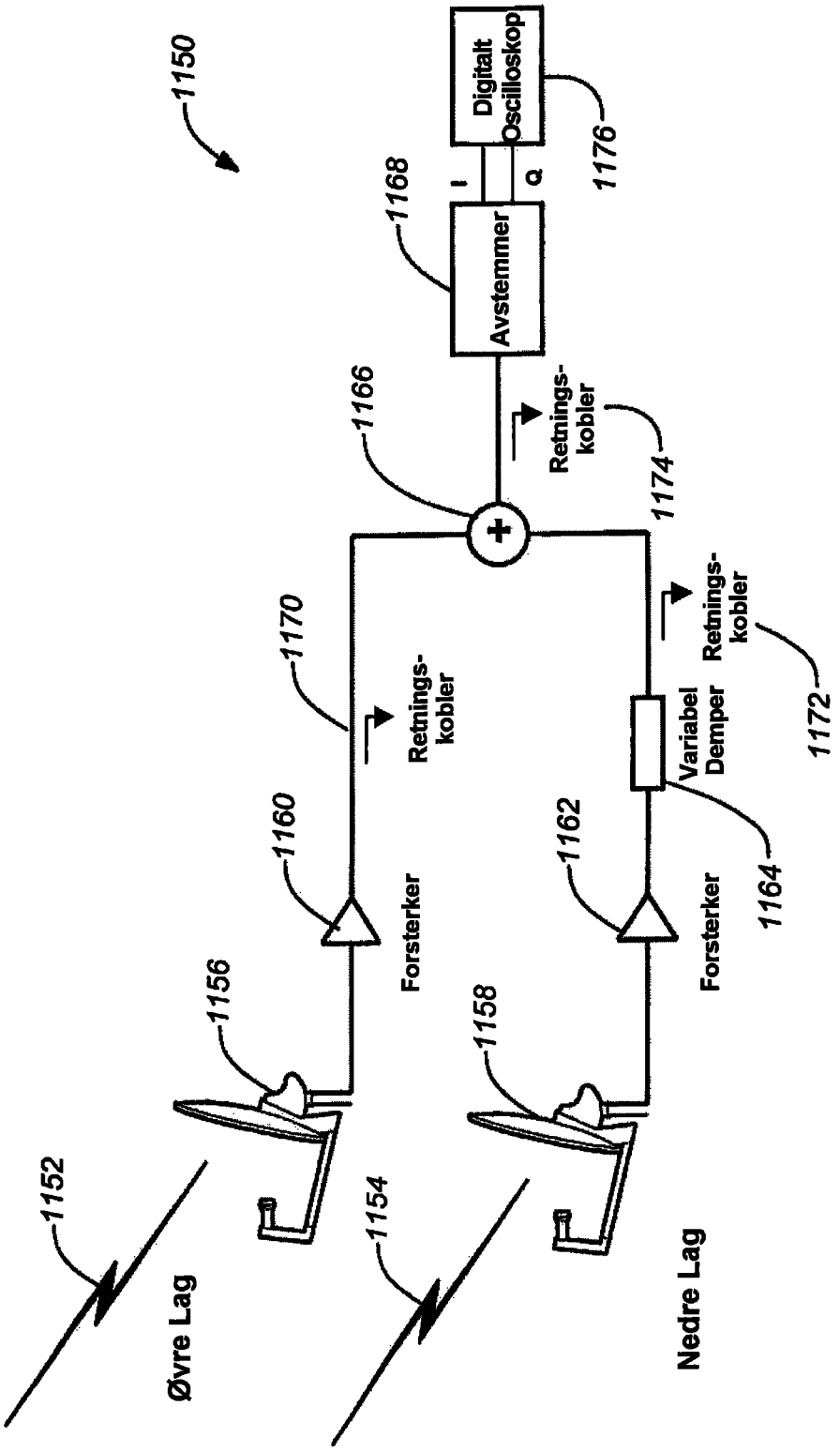

1150
Digitalt Oscilloskop
1176
I
Q
1168
Avstemmer
1166
Retnings-kobler
1174
1170
Retnings-kobler
1172
Retnings-kobler
Variabel Demper
1164
1160
Forsterker
1162
Forsterker
1156
1158
1152
1154
Øvre Lag
Nedre Lag

FIG. 11B

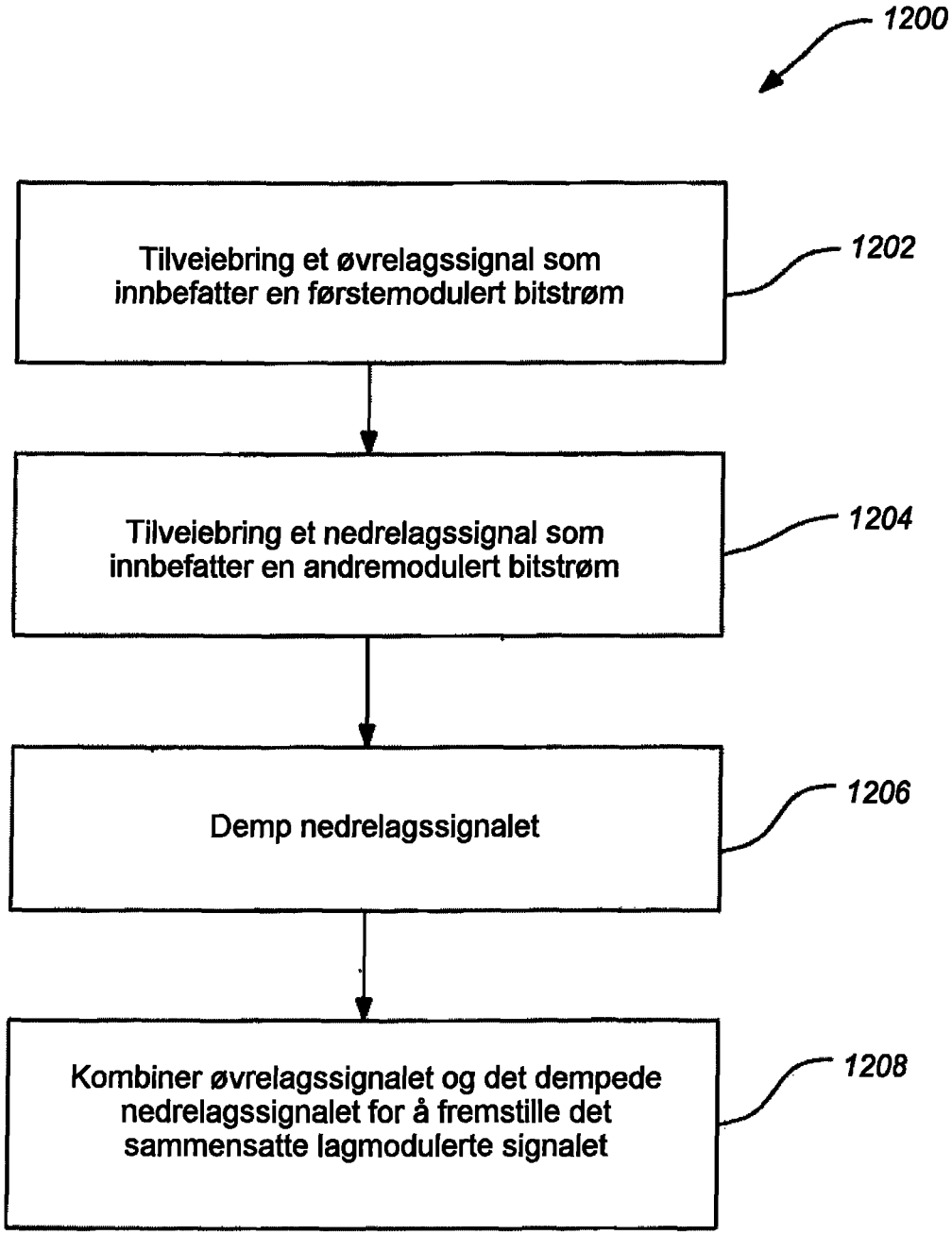

1200
Tilveiebring et øvrelagssignal som innbefatter en førstemodulert bitstrøm
1202
Tilveiebring et nedrelagssignal som innbefatter en andremodulert bitstrøm
1204
Demp nedrelagssignalet
1206
Kombiner øvrelagssignalet og det dempede nedrelagssignalet for å fremstille det sammensatte lagmodulerte signalet
1208

FIG. 12

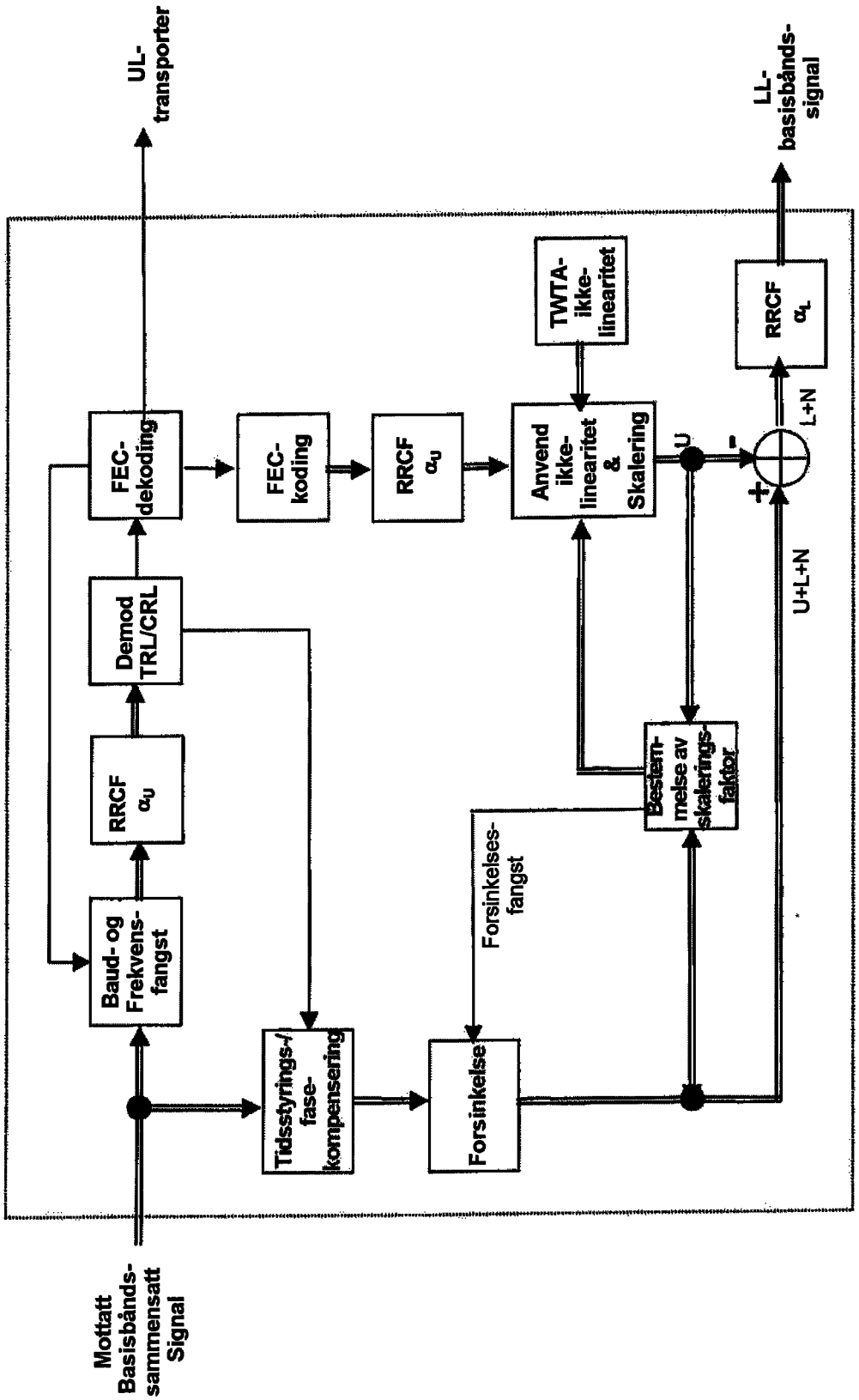

Mottatt Basisbånds-sammensatt Signal
Baud- og Frekvens-fangst
RRCF α_U
Demod TRL/CRL
FEC-dekoding
UL-transporter
Tidsstyrings-/ fase-kompensering
Forsinkelse
Forsinkelses-fangst
FEC-koding
RRCF α_U
Anvend ikke-linearitet & Skalering
TWTA-ikke-linearitet
Bestem-melse av skalerings-faktor
U
-
+
L+N
U+L+N
RRCF α_L
LL-basisbånds-signal

FIG. 13

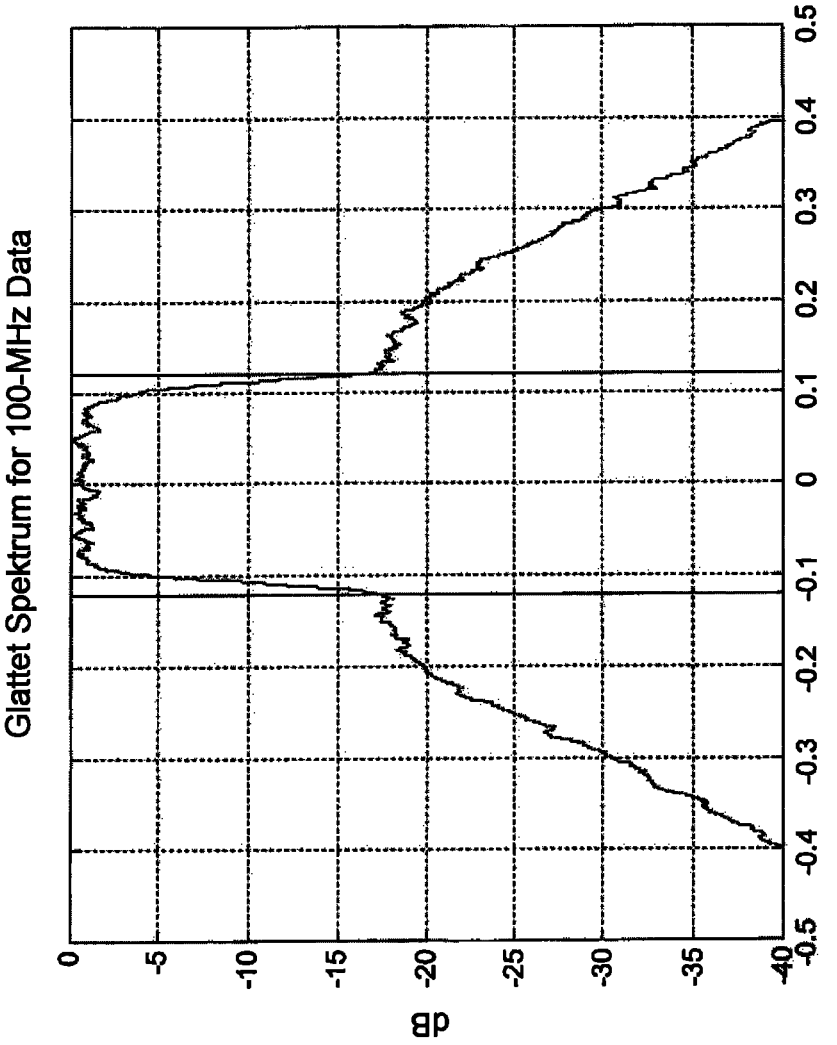

Glattet Spektrum for 100-MHz Data
dB
0
-5
-10
-15
-20
-25
-30
-35
-40
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
0
-0.1
-0.2
-0.3
-0.4
-0.5
Frekvensnormalisert til 100MHz
Uten RRCF
Max (dB) = 72.8
Datatype (o til 4): 0
FFT-størrelse: 16384

FIG. 14

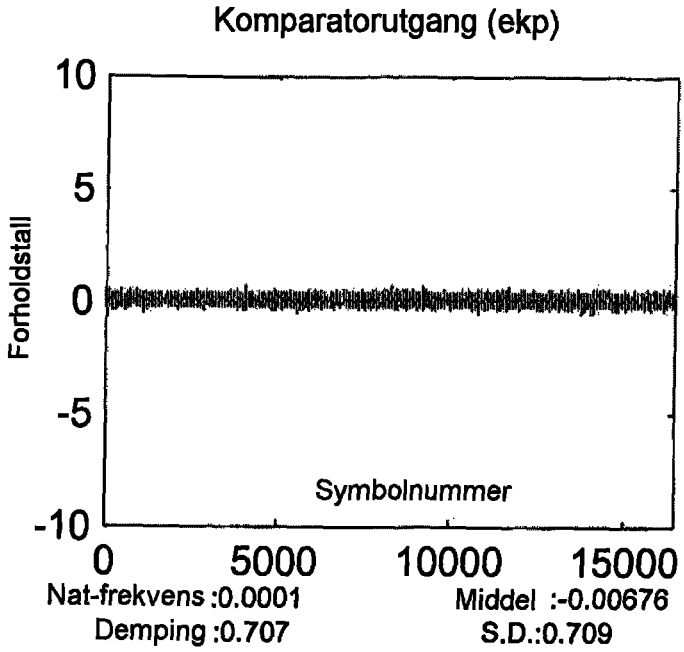


FIG. 15A

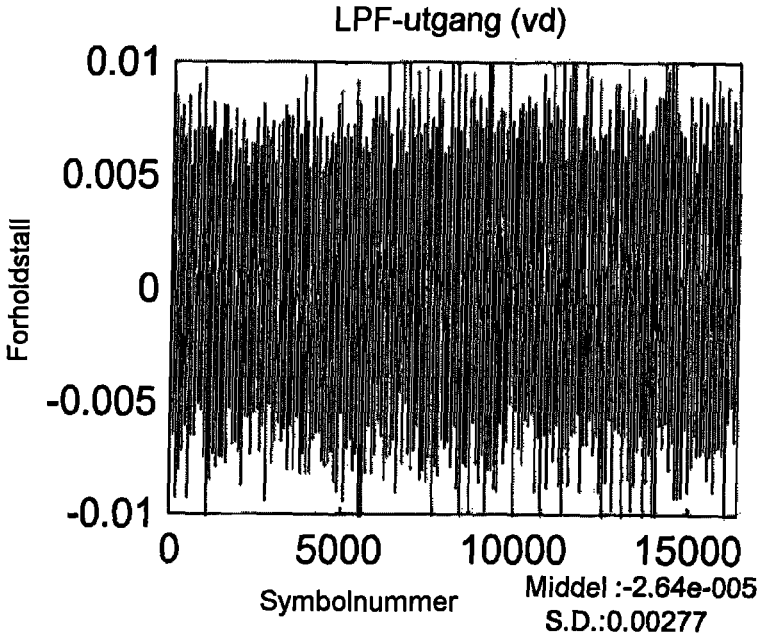


FIG. 15B

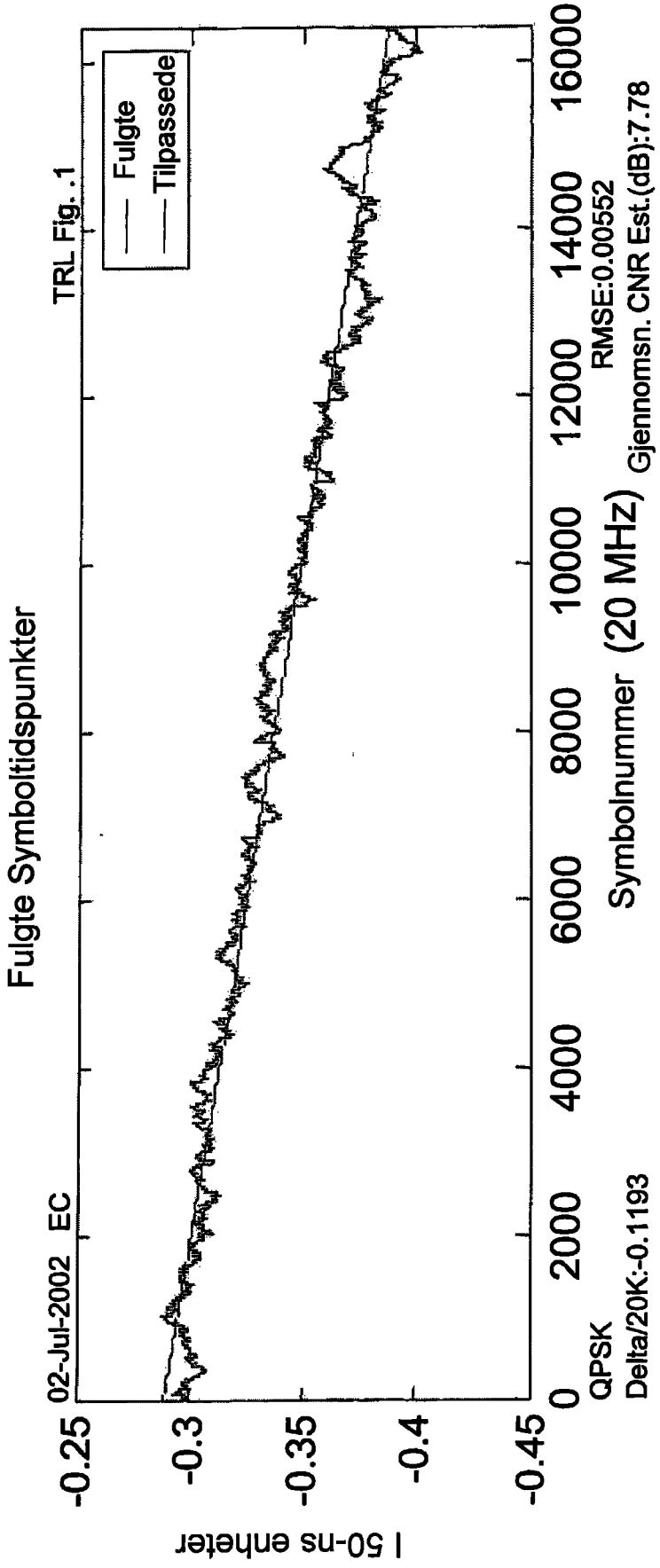

Fulgte Symboltidspunkter
TRL Fig. .1
02-Jul-2002 EC
Fulgte
Tilpassede
I 50-ns enheter
-0.25
-0.3
-0.35
-0.4
-0.45
0
2000
4000
6000
8000
10000
12000
14000
16000
Symbolnummer (20 MHz)
QPSK
Delta/20K:-0.1193
RMSE:0.00552
Gjennomsn. CNR Est.(dB):7.78

FIG. 15C

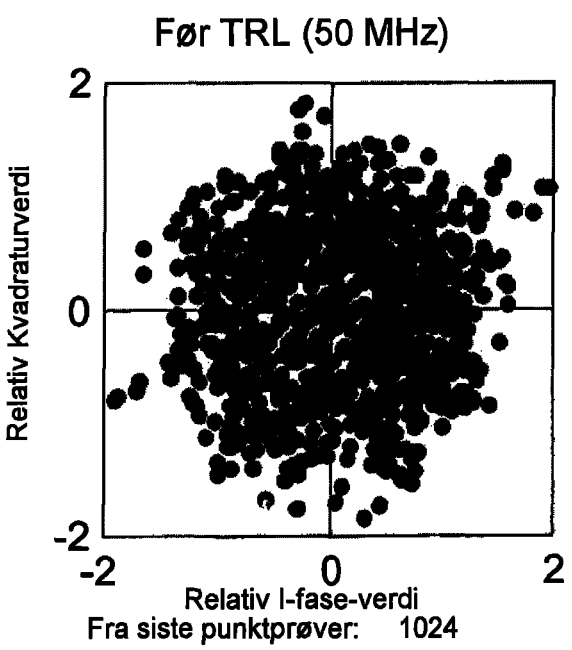


FIG. 15D

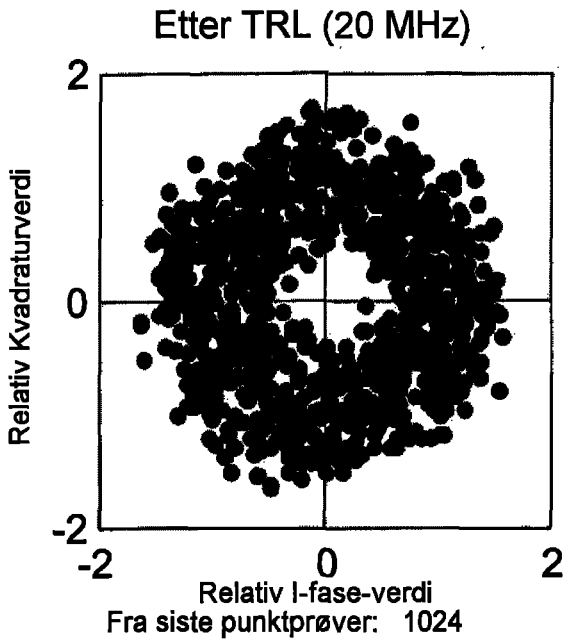


FIG. 15E

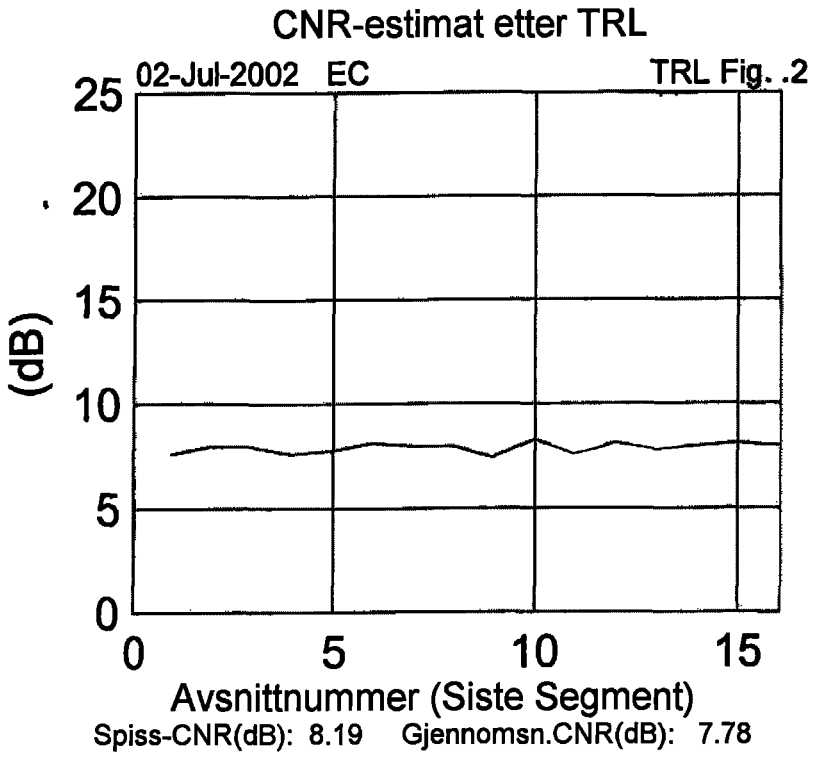


FIG. 15F

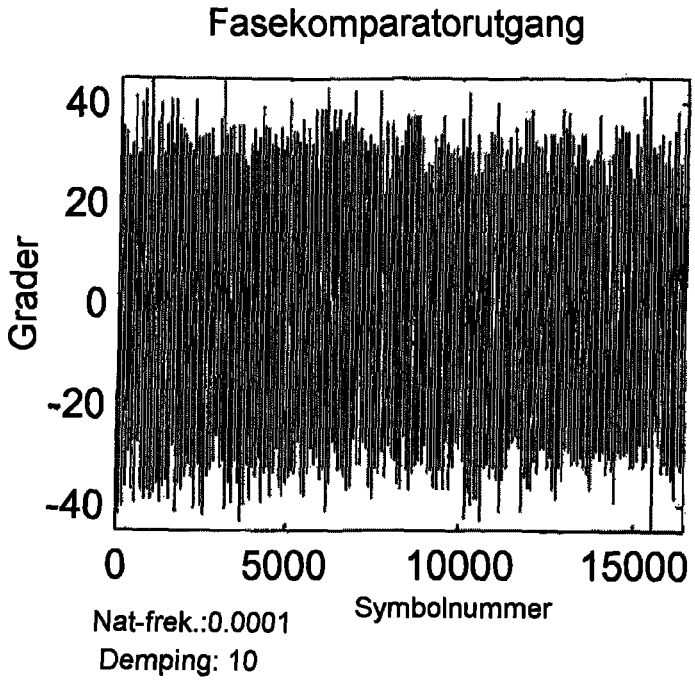


FIG. 16A

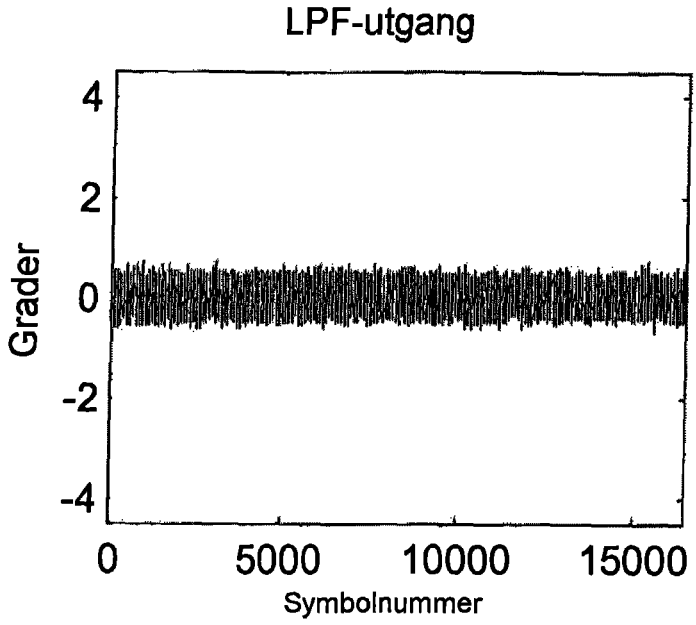


FIG. 16B

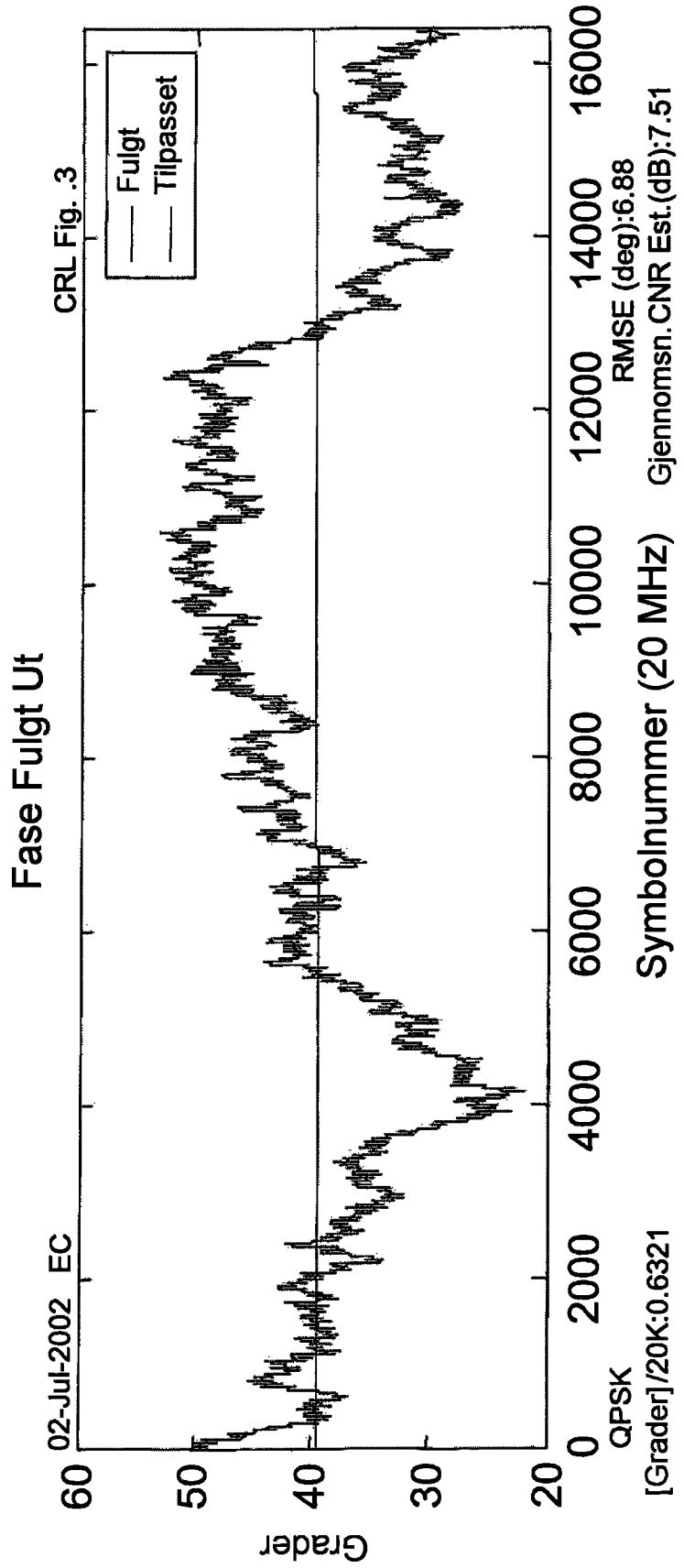

Fase Fulgt Ut
CRL Fig. .3
Fulgt
Tilpasset
02-Jul-2002 EC
QPSK
[Grader]/20K:0.6321
Grader
60
50
40
30
20
0
2000
4000
6000
8000
10000
12000
14000
16000
Symbolnummer (20 MHz)
RMSE (deg):6.88
Gjennomsn.CNR Est.(dB):7.51

FIG. 16C

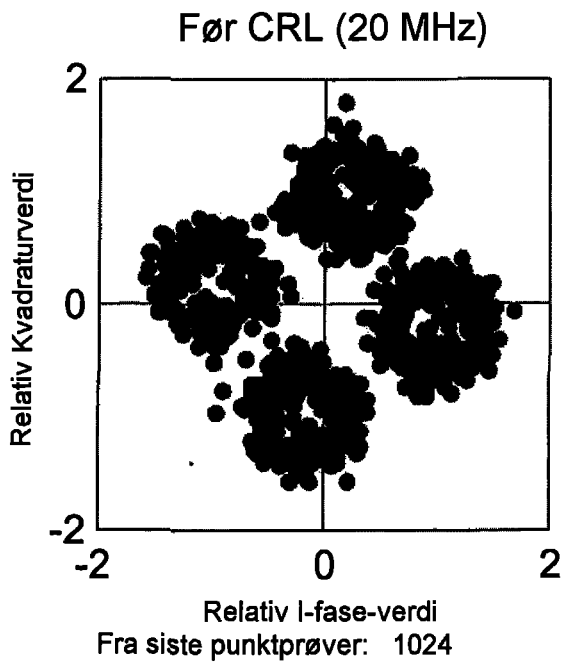


FIG. 16D

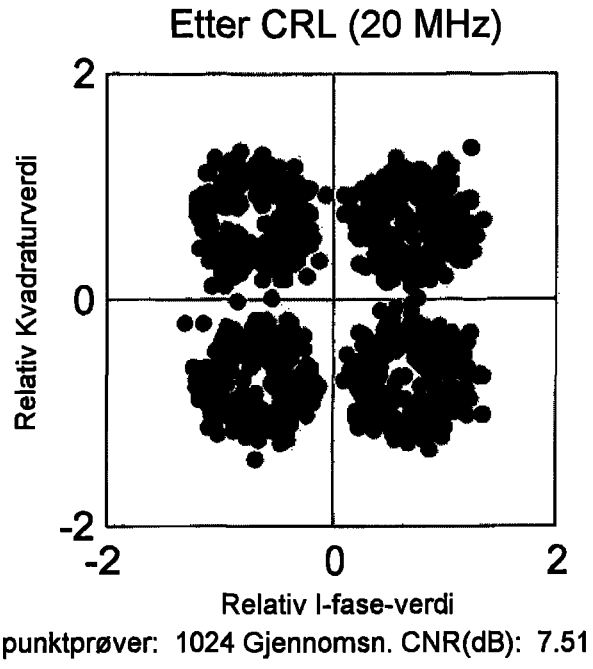


FIG. 16E

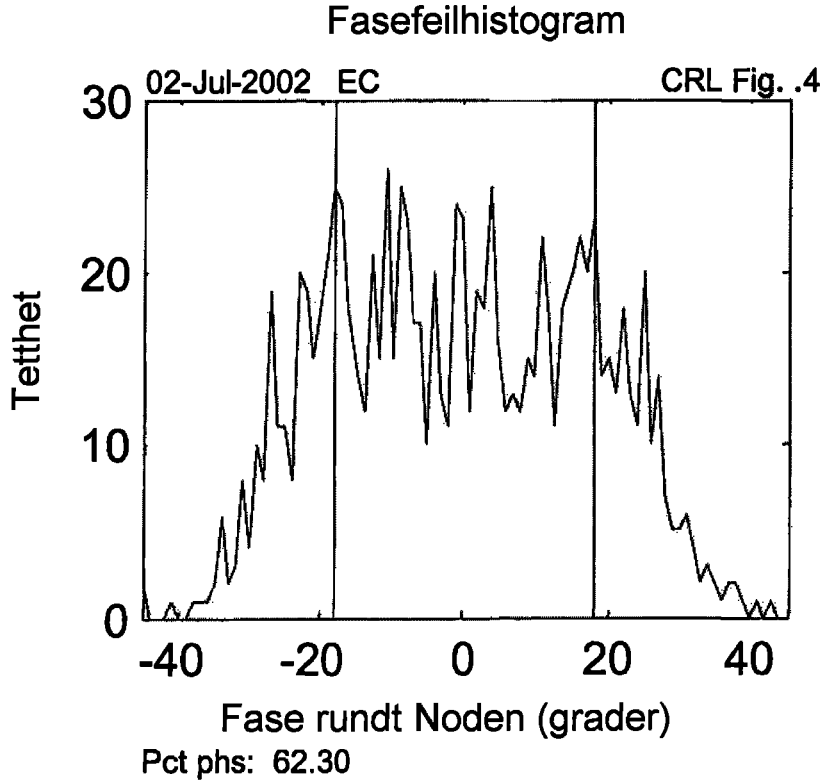


FIG. 16F

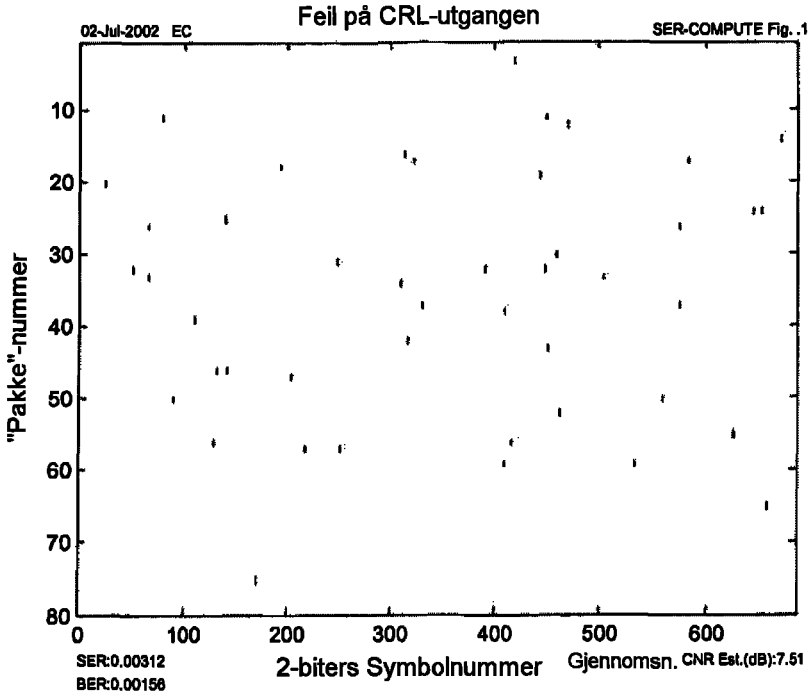


FIG. 17A

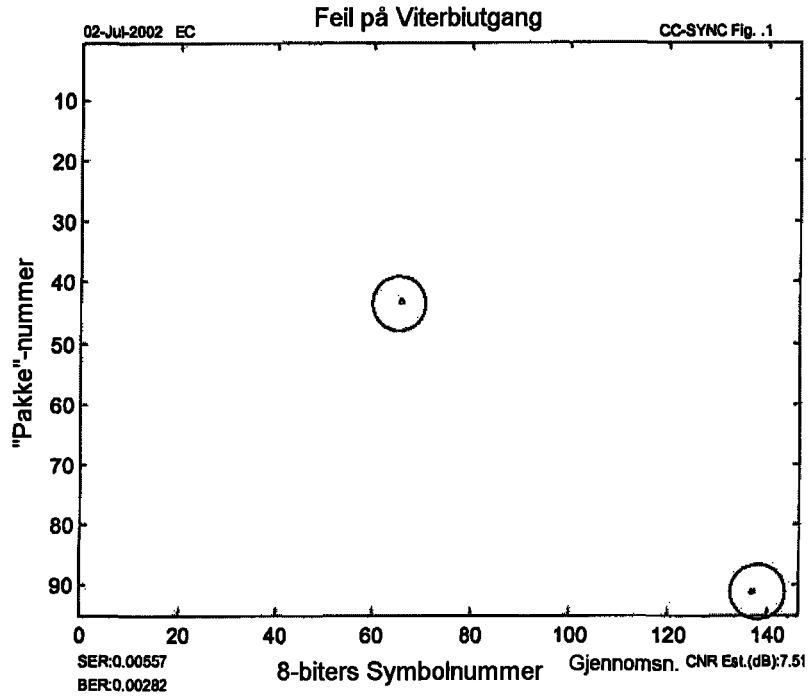


FIG. 17B

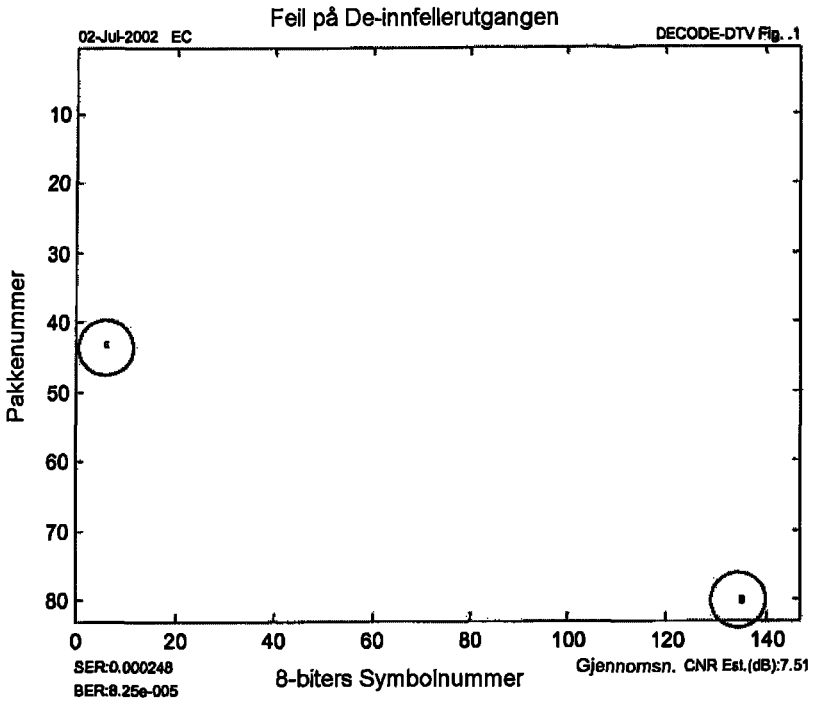


FIG. 17C

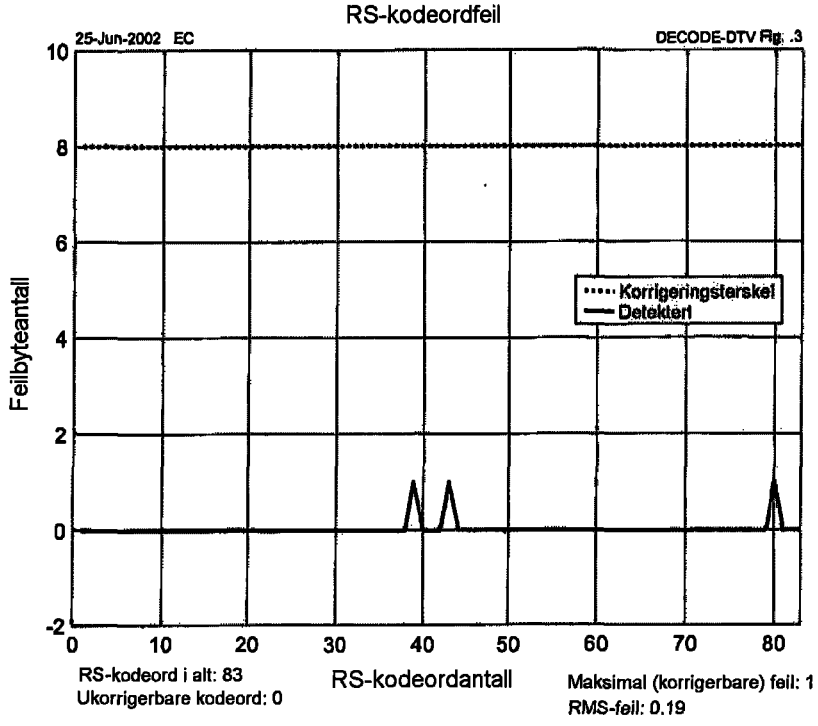


FIG. 17D

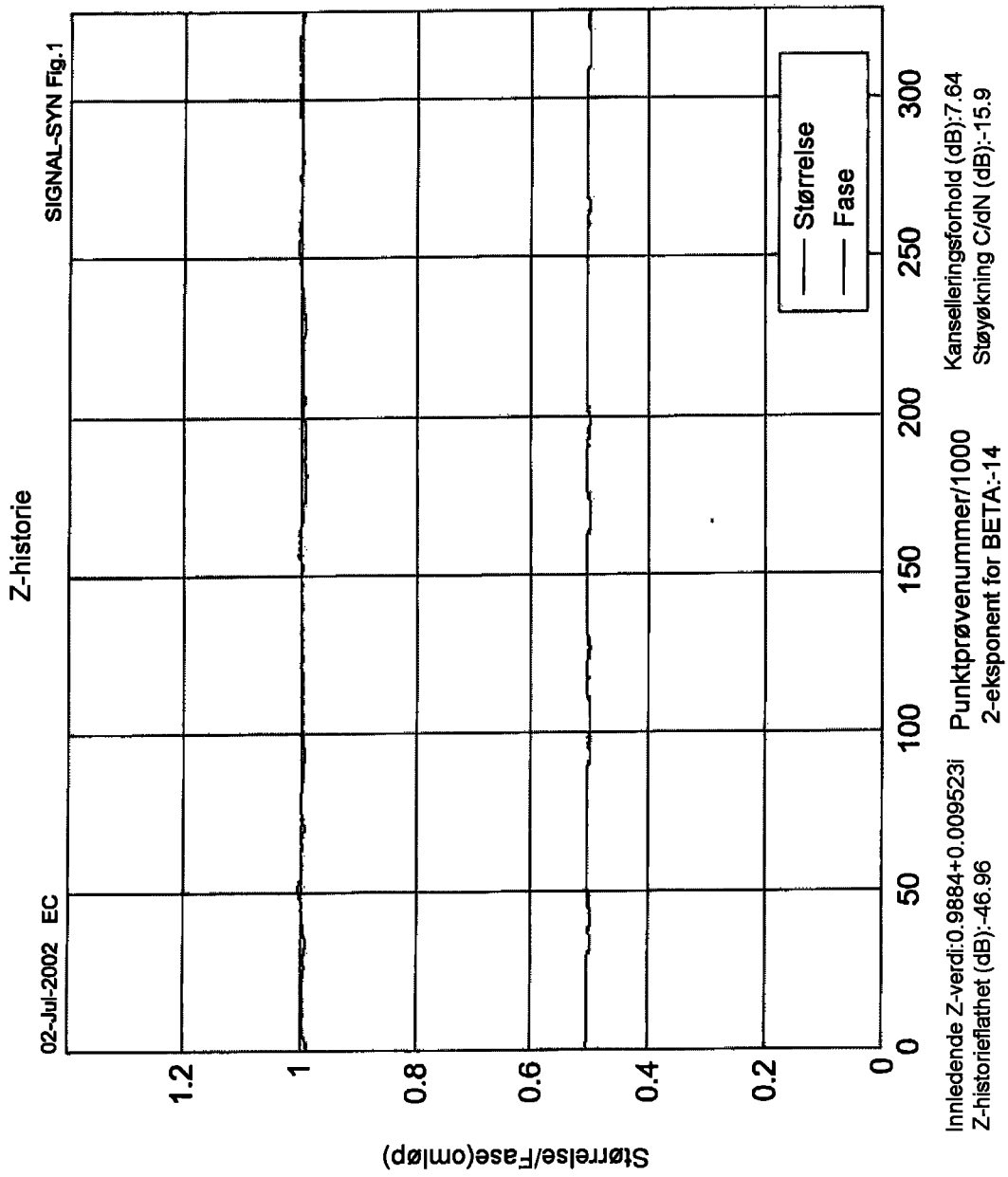

Z-historie
SIGNAL-SYN Fig.1
02-Jul-2002 EC
Størrelse/Fase(omløp)
1.2
1
0.8
0.6
0.4
0.2
0
0
50
100
150
200
250
300
Størrelse
Fase
Innledende Z-verdi:0.9884+0.009523i
Z-historieflathet (dB):-46.96
Punktprøvenummer/1000
2-eksponent for BETA:-14
Kanselleringsforhold (dB):7.64
Støyøkning C/dN (dB):-15.9

FIG. 18

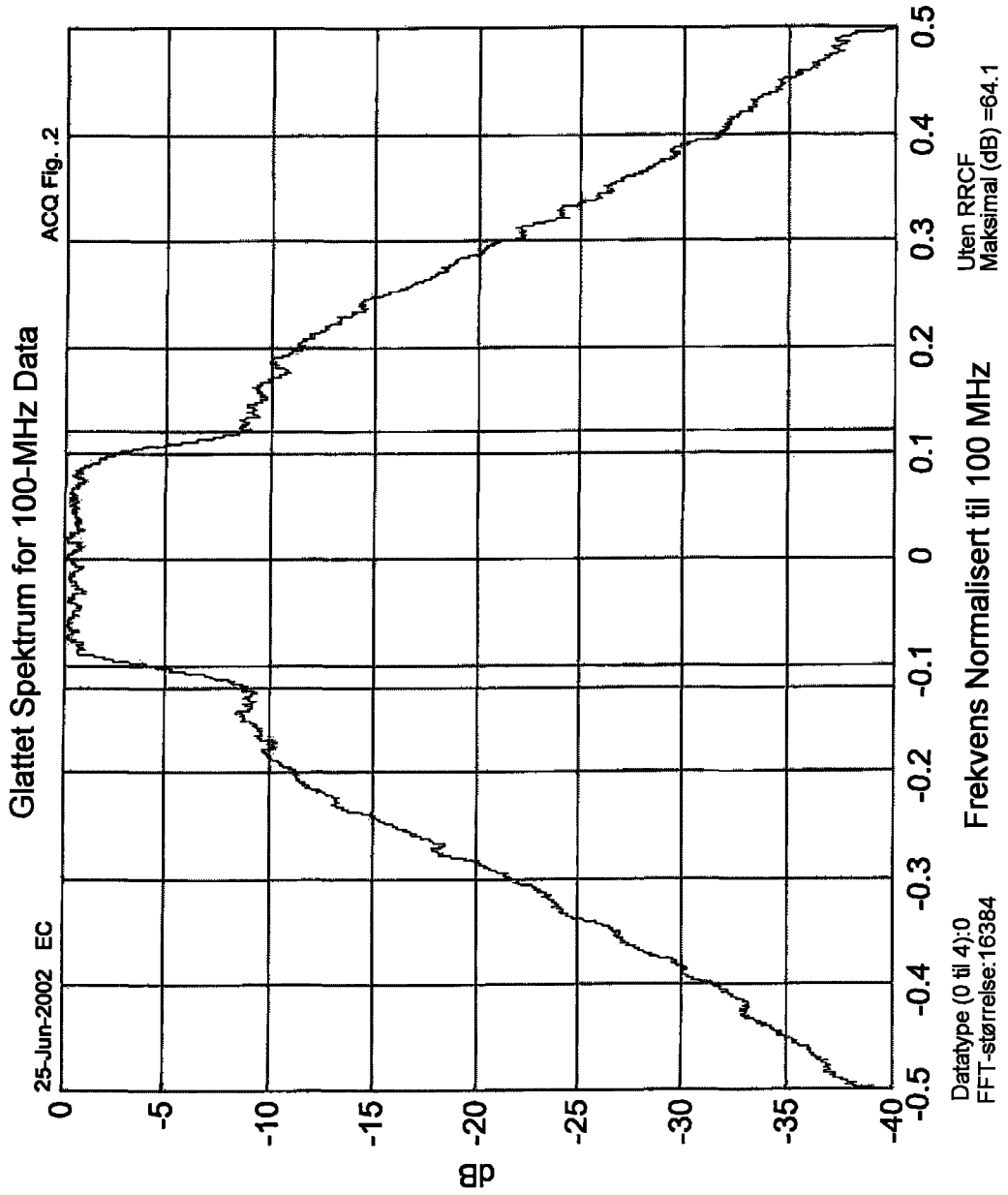

Glattet Spektrum for 100-MHz Data
ACQ Fig. .2
25-Jun-2002 EC
dB
0
-5
-10
-15
-20
-25
-30
-35
-40
-0.5
-0.4
-0.3
-0.2
-0.1
0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
Frekvens Normalisert til 100 MHz
Datatype (0 til 4):0
FFT-størrelse:16384
Uten RRCF
Maksimal (dB) =64.1

FIG. 19

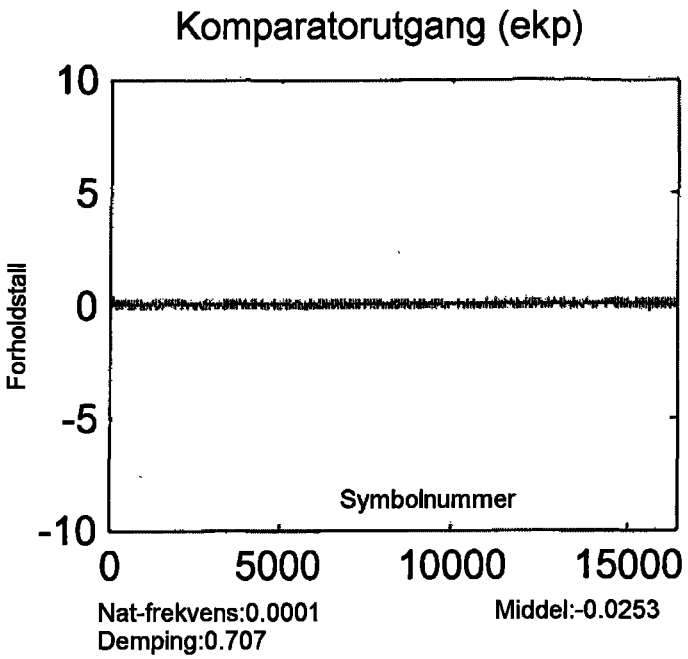


FIG. 20A

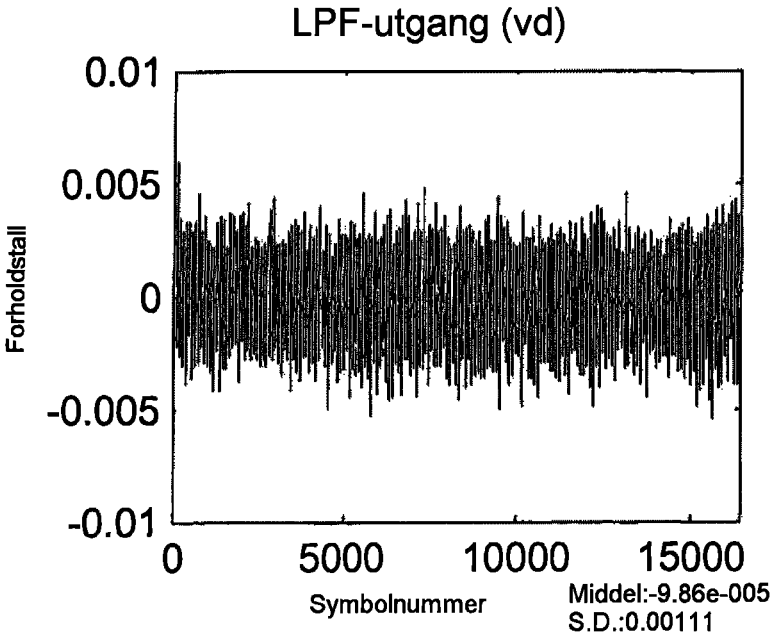


FIG. 20B

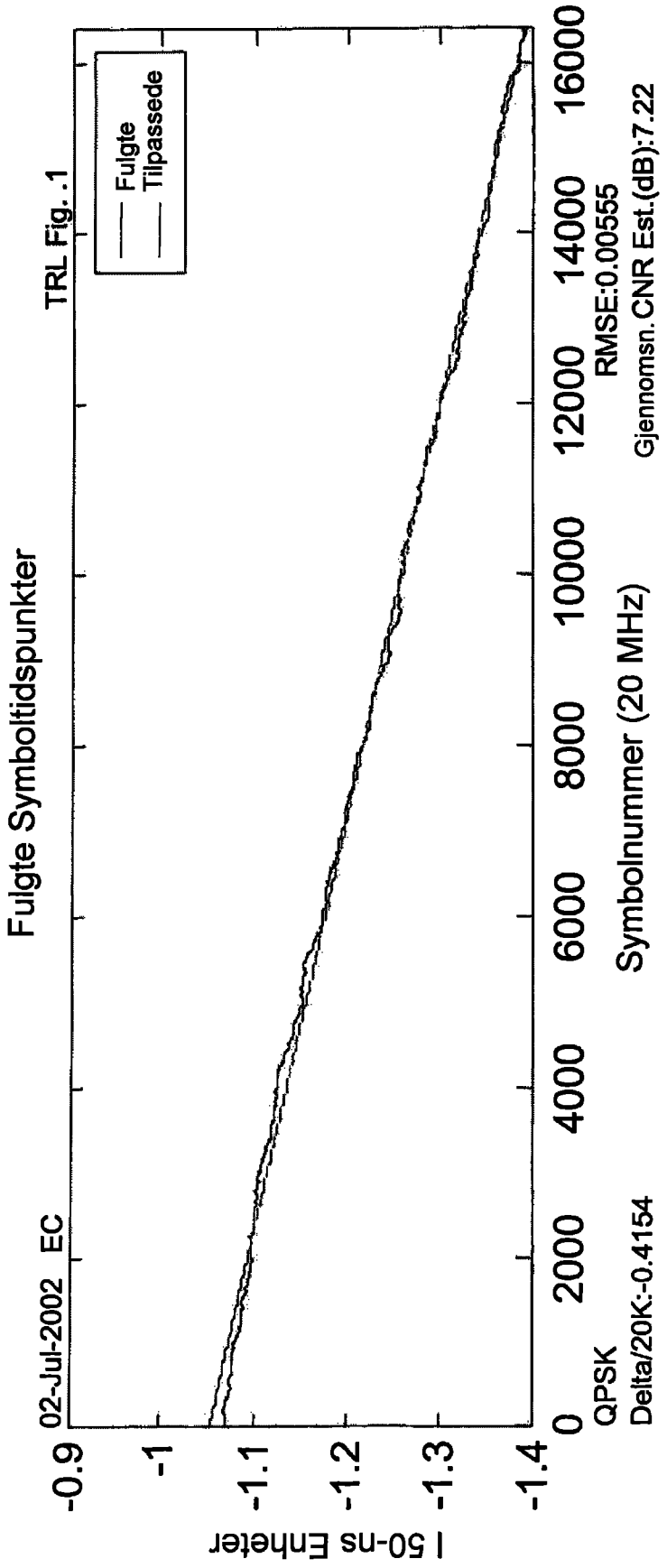

Fulgte Symboltidspunkter
TRL Fig. .1
02-Jul-2002 EC
Fulgte
Tilpassede
I 50-ns Enheter
-0.9
-1
-1.1
-1.2
-1.3
-1.4
0
2000
4000
6000
8000
10000
12000
14000
16000
Symbolnummer (20 MHz)
QPSK
Delta/20K:-0.4154
RMSE:0.00555
Gjennomsn.CNR Est.(dB):7.22

FIG. 20C

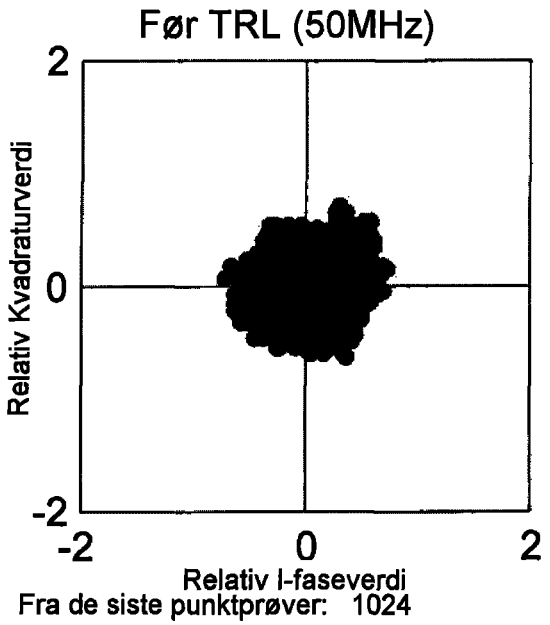


FIG. 20D

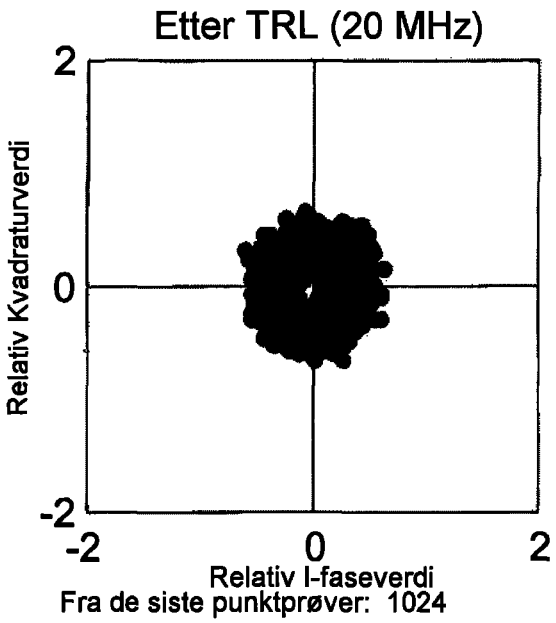


FIG. 20E

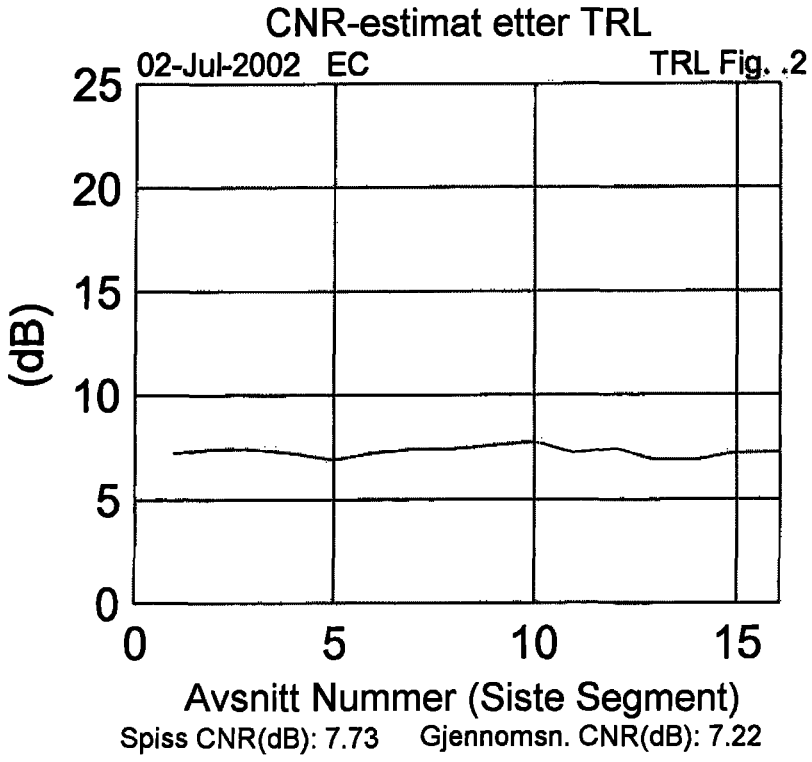


FIG. 20F

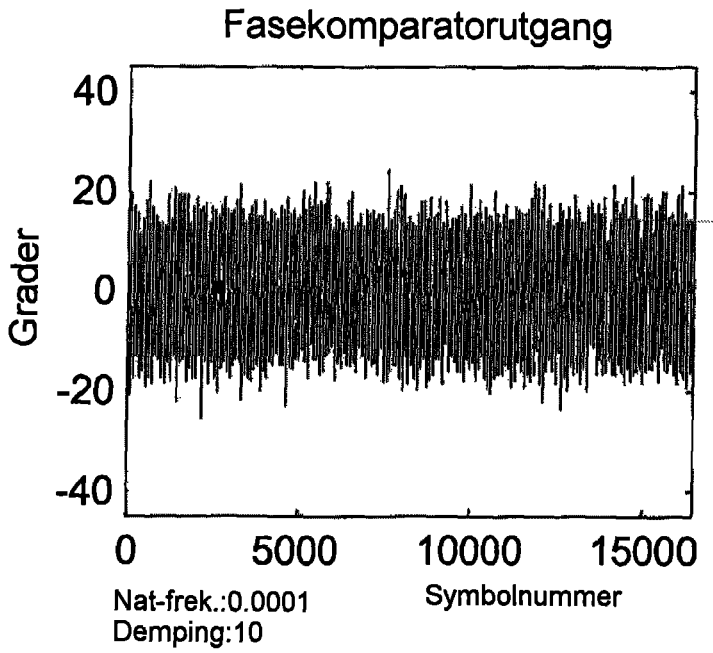


FIG. 21A

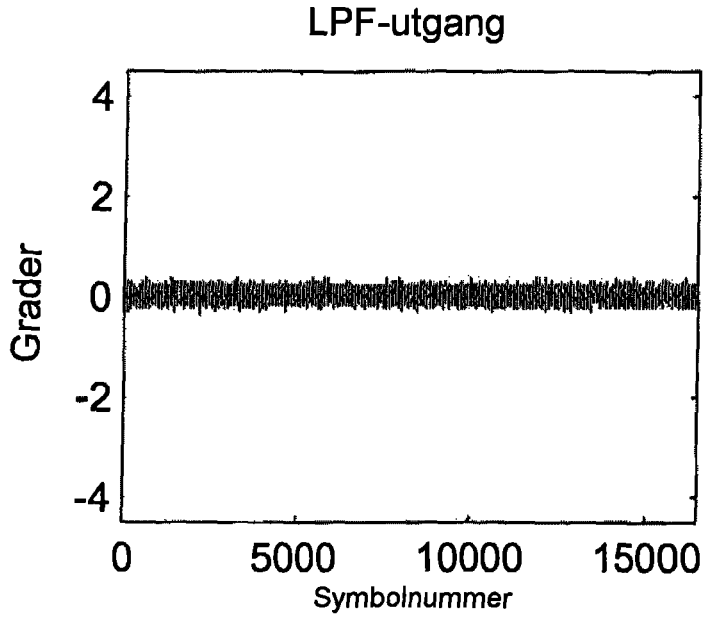


FIG. 21B

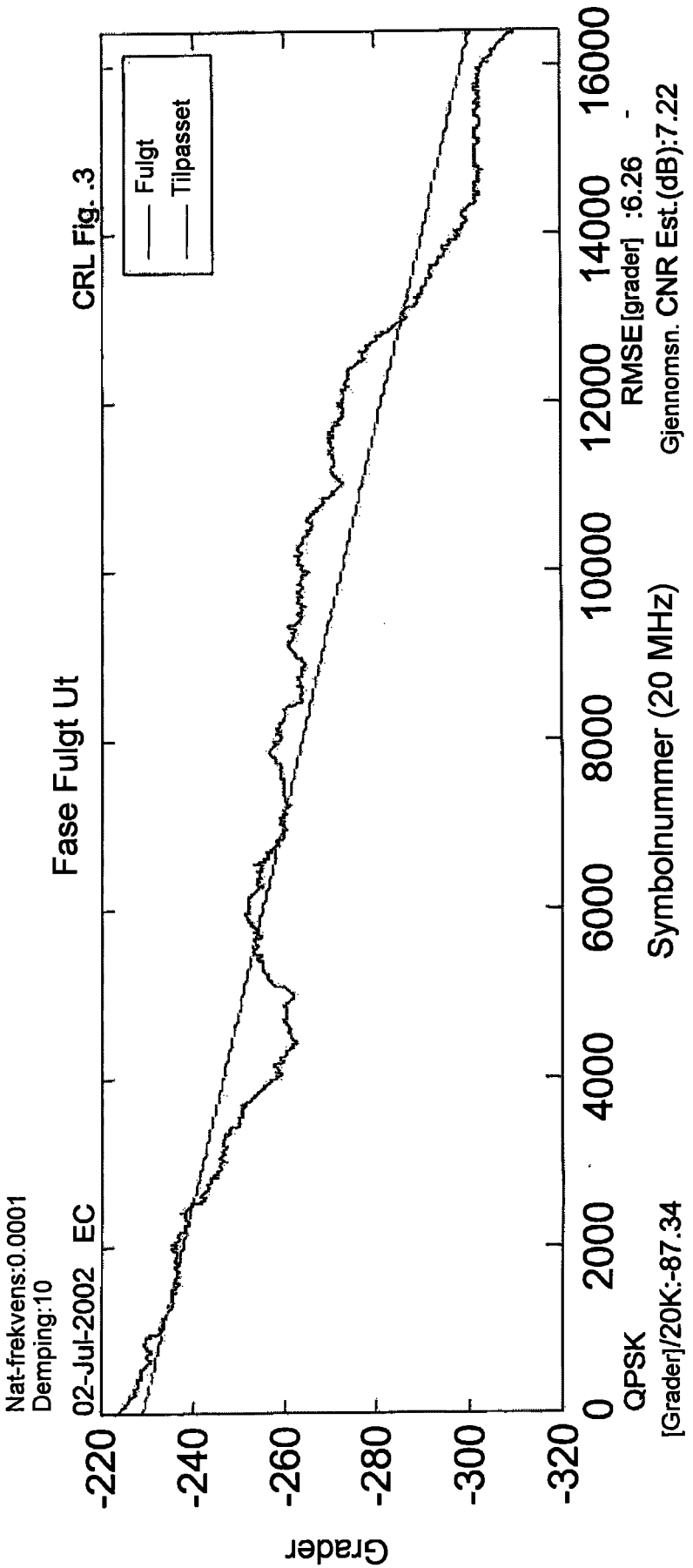

Fase Fulgt Ut
CRL Fig. .3
Fulgt
Tilpasset
Nat-frekvens:0.0001
Demping:10
02-Jul-2002 EC
QPSK
[Grader]/20K:-87.34
RMSE[grader] :6.26
Gjennomsn. CNR Est.(dB):7.22
Grader
Symbolnummer (20 MHz)
-220
-240
-260
-280
-300
-320
0
2000
4000
6000
8000
10000
12000
14000
16000

FIG. 21C

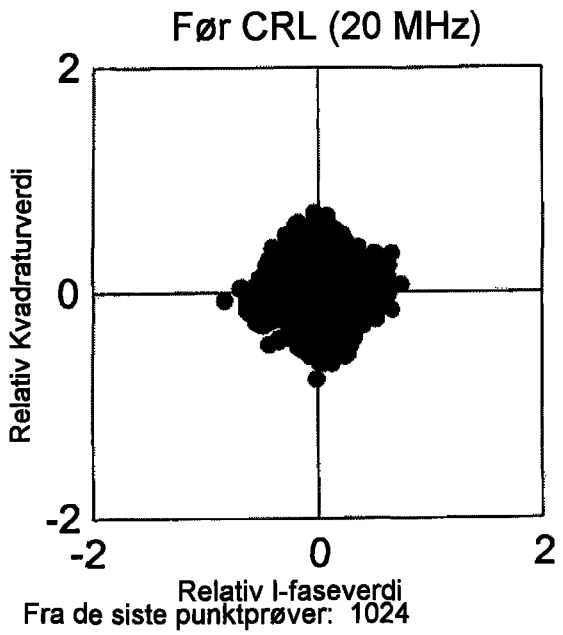


FIG. 21D

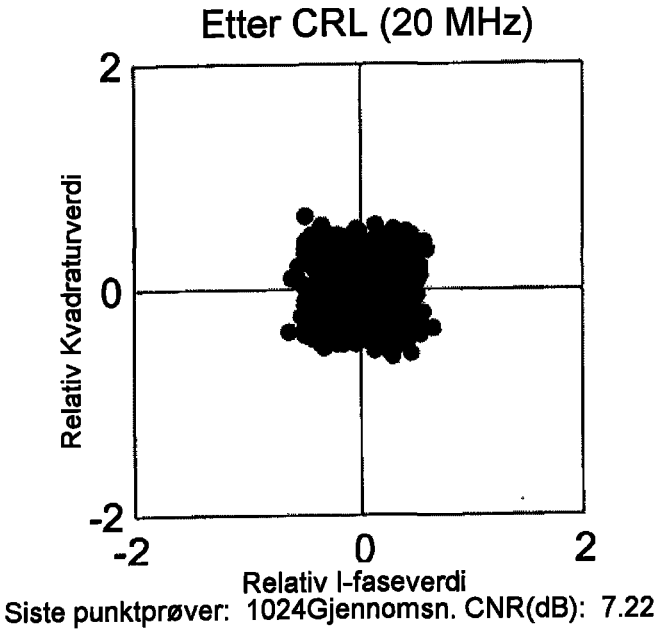


FIG. 21E

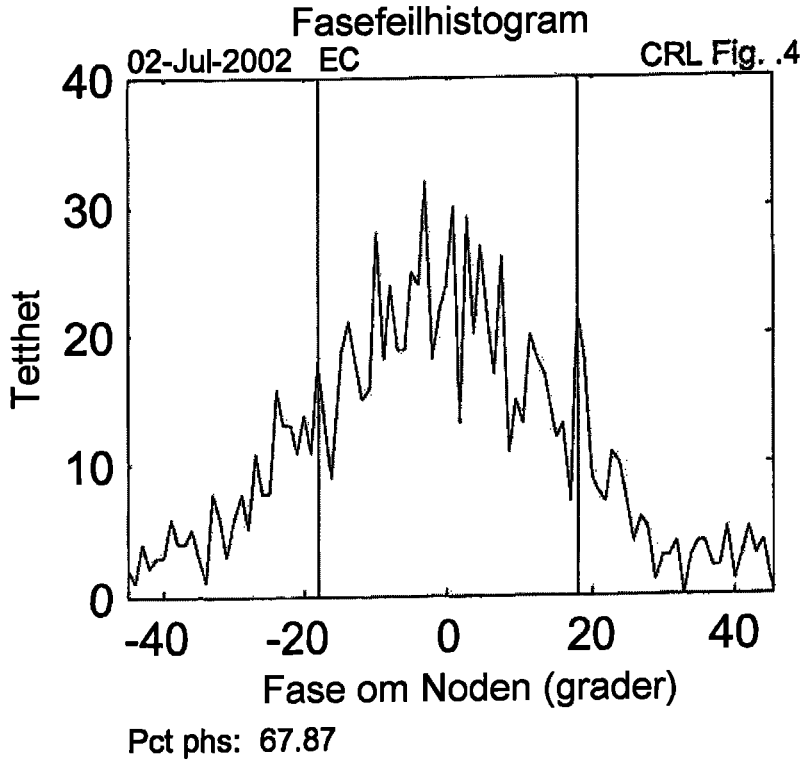


FIG. 21F

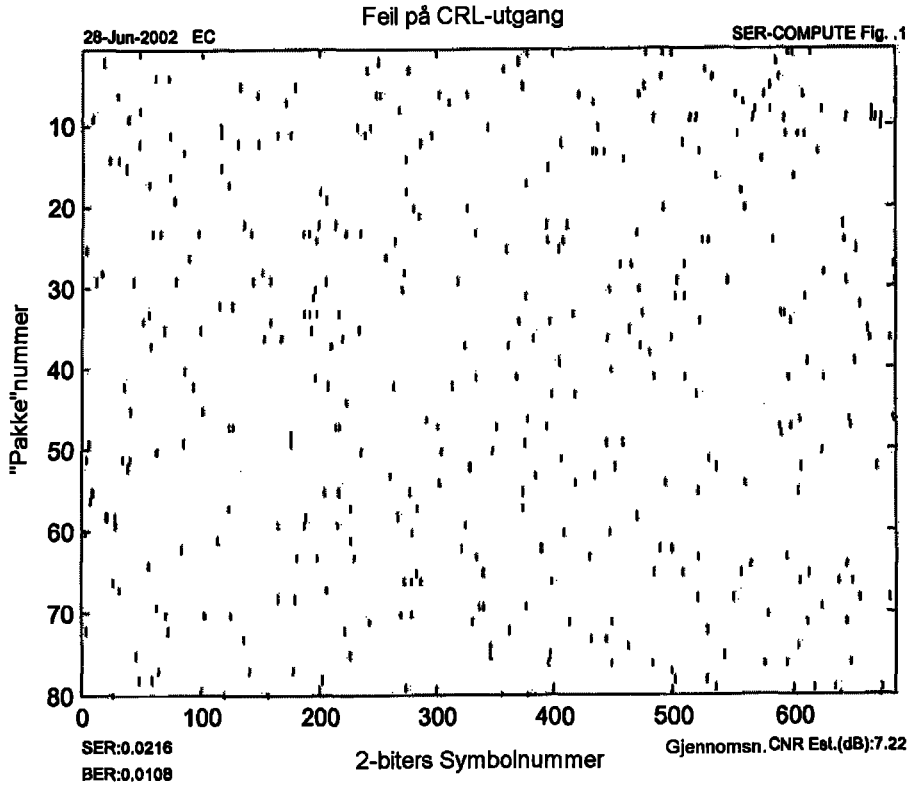


FIG. 22A

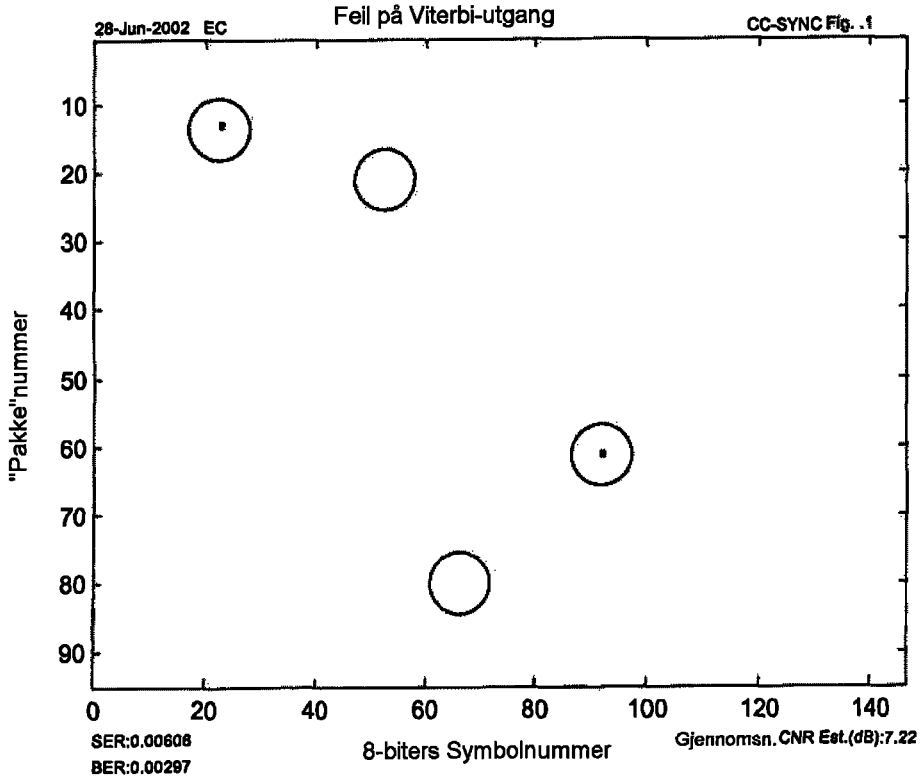


FIG. 22B

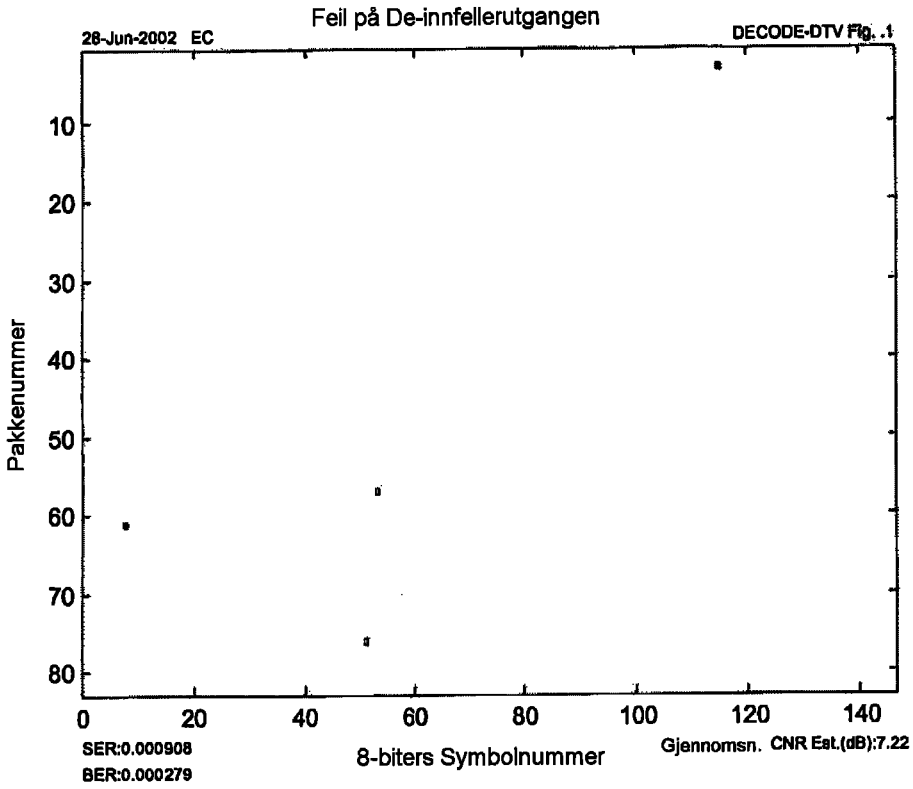


FIG. 22C

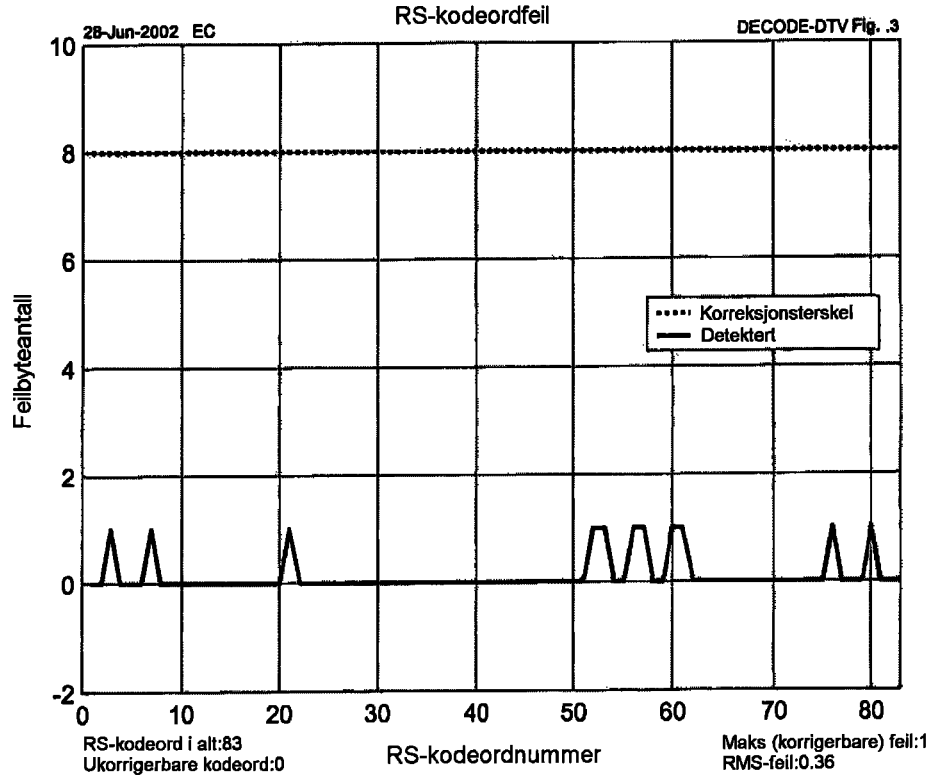


FIG. 22D

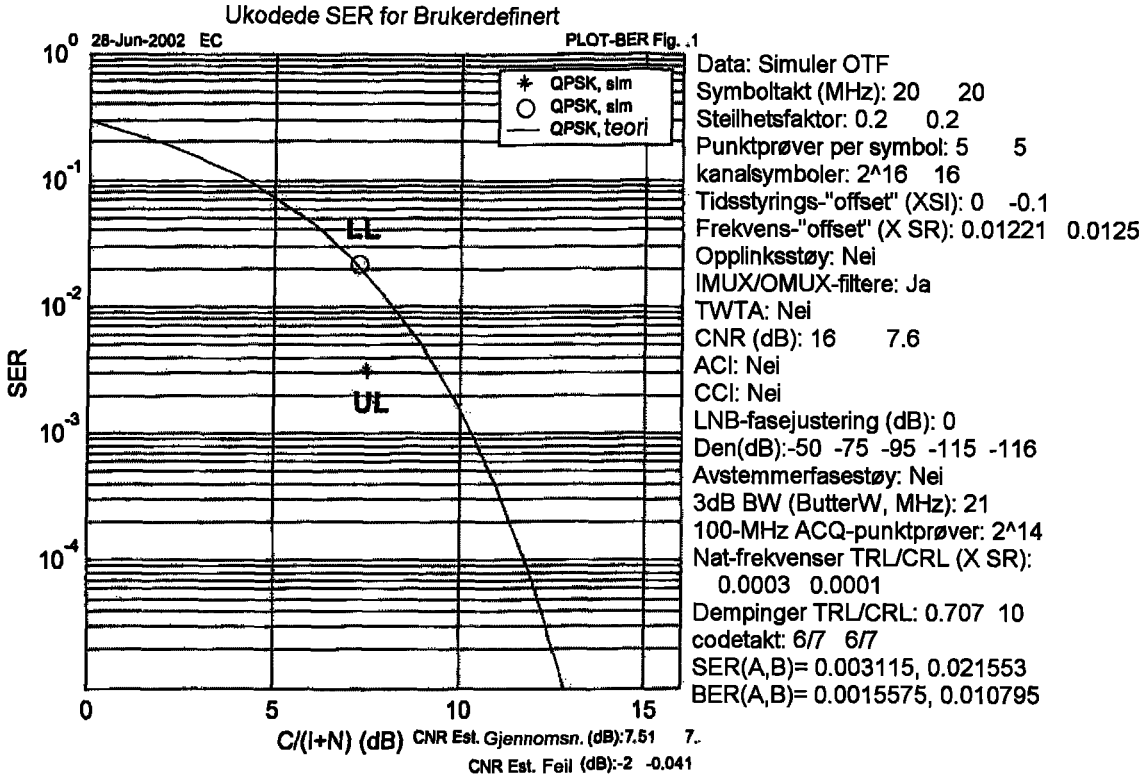


FIG. 23A

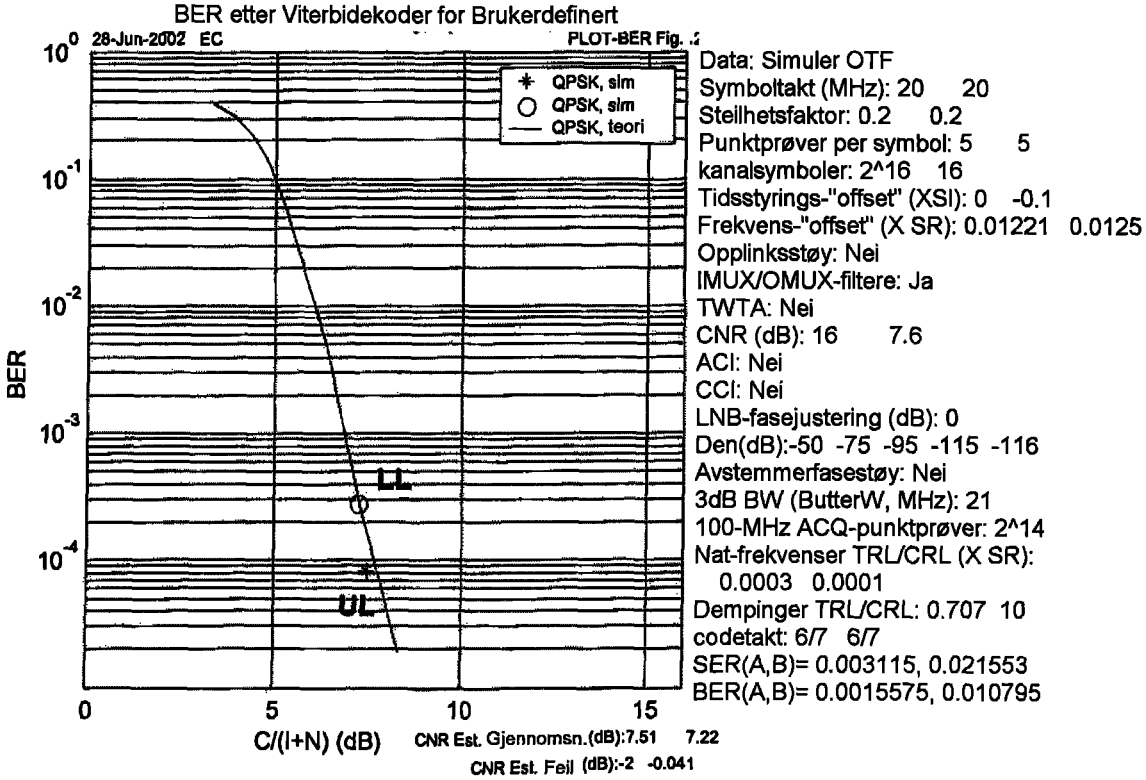


FIG. 23B