



(12) PATENT

(19) NO

(11) 334843

(13) B1

NORGE

(51) Int Cl.
H04L 27/00 (2006.01)

Patentstyret

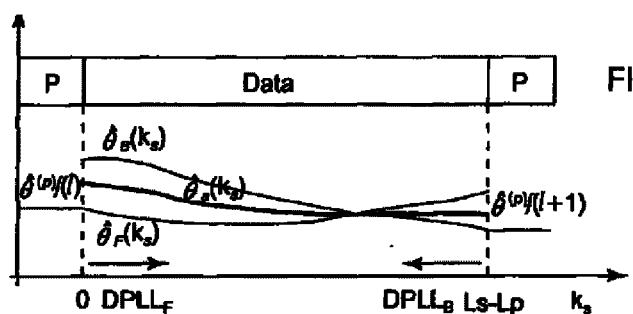
(21)	Søknadsnr	20043212	(86)	Int.inng.dag og søknadsnr	
(22)	Inng.dag	2004.07.29	(85)	Videreføringsdag	
(24)	Løpedag	2004.07.29	(30)	Prioritet	2003.09.05, EP, 03077809
(41)	Alm.tilgj	2005.03.07			
(45)	Meddelt	2014.06.16			

(73)	Innehaver	Agence Spatiale Europeenne (ESA), 8/10, rue Mario Nikis, FR-75015 PARIS, Frankrike
(72)	Oppfinner	Domenico Fittipaldi, Via Italo Bargagna No 40, IT-56100 PISA, Italia Alan Bigi, Via Ermesianatte 8, IT-00125 ROMA, Italia Riccardo De Gaudenzi, Fruinlaan 18, NL-2313ER LEIDEN, Nederland Alberto Ginesi, Zeekoet 9, NL-2201XX NOORDWIJK, Nederland
(74)	Fullmektig	Håmsø Patentbyrå ANS, Postboks 171, 4302 SANDNES, Norge

(54)	Benevnelse	Fremgangsmåte for å bringe til veie en pilotassistert fasegjenvinning av en bærebølge
(56)	Anførte publikasjoner	US 4937841 A
(57)	Sammendrag	

Oppfinnelsen vedrører en fremgangsmåte for å bringe tilveie en pilot-assistert fasegjenvinning av et bæreremateriale av et digitalt inngangssignal, hvor nevnte signal Z_k omfatter signalfelt bestående av L_S symbolsignaler, nemlig en blokk av L_P pilotsymbolsignaler $Z_{(k)}^P$ og et datafelt av $(L_S - L_P)$ datasymbolsignaler $Z_{(k)}^d$, og kjennetegnet ved at den for hvert signalfelt (1) omfatter trinnene:

- å beregne en uinnpakket pilotfaseestimat $\theta_f^{(P)}(l)$
- å initiere med $\theta_f^{(P)}(l)$ en første digital faselåst sløyfe (DPLL_F) som implementerer en faseestimalgoritme og beregner en fremlengs fasebane $\theta_f(k)$ fra datasymbolene $Z_{(k)}^d$ av datafeltet, hvor k_s varierer mellom 1 og $L_S - L_P$ over nevnte datafelt (1), idet nevnte fremlengs fasebane $\theta_f^{(P)}(l)$ består av $L_S - L_P$ fremlengs faseestimer $\theta_f(k_s)$;
- å initiere med $\theta_f^{(P)}(l+1)$ en andre dig $\theta_B(k_s)$ al faselåst sløyfe (DPLL_B) som implementerer en faseestimalgoritme og beregner en baklengs fasebane $\theta_B(k_s)$ fra datasymbolsignalene $Z_{(k)}^d$, hvor k_s varierer mellom $L_S - L_P$ og 1 over nevnte datafelt (1), idet nevnte baklengs fasebane $\theta_B(k_s)$ består av $L_S - L_P$ baklengs faseestimer $\theta_B(k_s)$, og - fra nevnte baner å beregne en fasekorrigering ($e_{\theta}(k_s)$).



FREMGANGSMÅTE FOR Å BRINGE TIL VEIE EN PILOTASSISTERT FASEGJENVINNING AV EN BÆREBØLGGE

Den foreliggende oppfinnelse vedrører et pilotassistert bærebølgegjenoppbyggingssystem særskilt egnet til bredbånds satellittkommunikasjonssystemer, som de som ved-
5 rører den nye DVB-S2 standarden.

Det er vist i artikkelen av A. GINESI og R. DE GAUDENZI "*Carrier Phase Synchronization Techniques for Broadband Satellite Transmissions*" DVB-S2 Technical doc, Geneva, 21. mars 2003 at klassiske teknikker for bærebølgefasegjenoppbygging i nærvær av en sterk fasestøy slik som den spesifisert av DVB-S2-komiteen ikke er effektive siden
10 de påvirkes både av overdreven flimmer så vel som syklusglipper. Andre pilotassisterte teknikker, som beskrevet i publikasjonen by HUGHES Networks Systems "*Carrier Synchronization Solution for DVB-S2 Modem*" DVB-S2 Technical doc, Geneva, 15. juni 2003 er mer effektive, men de er mye mer komplekse og har ennå til gode å utvise gjennomførbarhet over hele signal/støy-forholdsområdet påkrevd av DVB-S2-
15 applikasjonene.

US 4937841 A beskriver en fremgangsmåte for fasekoherent bærebølgegjenoppbygging for TDMA radiosystemer, hvor signalsampler fra et signalfelt som utgjøres av symboler, mottas i skurer og tilføres en bærebølgefasegjenoppbyggingsskrets, hvor en første halvdel av skuren lagres for å oppnå låsing av kretsens sløyfer, hvorpå den første
20 halvdel av skuren føres til en av sløyfene i reversert rekkefølge i forhold til slik skuren er mottatt.

Den foreliggende oppfinnelse refererer til hittil ukjente bærebølgesynkroniseringsteknikker for RF-digitale overføringer. I særdeleshet forestilles det at de foreslåtte algoritmer er særskilt fordelaktige ved operasjon ved et høyt nivå av sender/mottakeroscillators fasestøy. Denne situasjonen er typisk for forbrukermarkedet,
25 hvor lavkvalitetskomponenter må velges på grunn av sterke kostnadsrestriksjoner.

Som et eksempel tilhører de for tiden benyttede LNB'er (lavstøys blokker) i de digitale kringkastingsmottakerterminaler (DVB-S-mottakere) denne klasse av relativt lavpris-komponenter. Ved gjenbruk av disse lavkostnadsteknologier sikter DVB-S2-standard

5 30 % ved å utnytte siste og beste FEC-(Forward Error Correction/fremlengs feilkorri-gerings)-teknikker. Som et resultat senkes signal/støy-forhold-(Signal to noise ratio, SNR-)operasjonspunktet av en gitt modulerings, og kodingshastighetsformatet stresser dermed funksjonen av bærebølgesynkroniseringsenheten. Klassiske synkroniserings-systemer slik som i den ovenfor identifiserte publikasjon av A. GINESI og R. DE GAU-

10 DENZI, bringer ikke til veie tilstrekkelig yteevne i nærvær av fase- og termiske støynivåer av DVB-S2-miljøet, særskilt for modulasjonsformater med 8 og 16 punkter. Som vist i denne publikasjon gjennomgår faktisk synkronisatoren under disse betingelser et antall syklusglipper i løpet av relativt kort tid, og faseflimringen er følgelig overskytende i henhold til det ønskede mål. De foreslåtte algoritmer gjør bruk av regelmessig

15 innsatte pilotsymboler med totalt overskudd på omtrent 2 %. De bringer til veie en god bærebølgefrekvens og faseestimat med lavt flimmer og ingen syklusglipper. Videre er de (i det minste for et sett av de foreslåtte algoritmer) totalt datamodulerings-uavhengige siden de ikke gjør noen som helst anvendelse av de overførte data. I henhold til en av de foreslåtte teknikker oppnås bærebølgefaseestimatet ved et optimum

20 (i "minimum mean square error"-betydning) interpolering av "maximum likelihood" pilot-baserte estimer, mens bærebølgefrekvensen oppnås ved å holde de pilotbaserte estimer som gis, ved en enkel forsinkelses- og multipliserings-PLL (PLL = phase locked loop, faselåst sløyfe).

Synkroniseringssystemene i henhold til den foreliggende oppfinnelse kan også med

25 fordel appliseres til moduleringsformater som er vanskelige å synkronisere, så vel som veldig sensitive overfor et bærebølgefaseflimmer, som de ikke-lineærvennlige 16-APSK og 32-APSK konstellasjoner. I tillegg er kompleksiteten av de foreslåtte synkronisatorer lav når sammenlignet med andre teknikker slik som i den ovenfor nevnte publikasjon av HUGHES Networks Systems og tilpasningen av rammeavhengige modu-

30 lasjonsformater (som nødvendig i Unicast-anvendelsen av DVB-S2) krever ikke noen synkronisatorrekonfigurering i motsetning til teknikkene i nevnte publikasjon av HUGHES Networks Systems, og derved forenkles demodulatoroperasjonene.

Som kjent krever en korrekt koherent signaldemodulering et forholdsvis presist estimat av fasen av den mottatte signalbærerbølge. Denne oppgaven utføres av en bærebølgegjenopprettingsenhet på mottakersiden. I bredbåndsatellittransmisjoner påvirkes

35 vanligvis fasen av bærebølgen av et antall (lineære) forvridninger hvilket omfatter: i)

statiske kanalfaserotasjoner på grunn av forsinkelse og/eller nærværet av sende-(TX-) og mottaks-(RX-)kondisjoneringsfiltere, ii) sakte varierende faserotasjoner på grunn av kanalsvekking, og iii) TX- og RX-oscillatorfase og fasestøy.

Et antall algoritmer er tilgjengelig i litteraturen for å belyse temaet om bærebølge-
 5 fasegjenoppbygging (se boken av U. MENGALI og A.N. D'ANDREA "*Synchronization Techniques for Digital Receivers*" 1997 - Plenum Press - New York for en omfattende litteraturgjennomgåelse) for forskjellige moduleringsystemer. Men på grunn av de nyere funn i kanalkodingsteori og anvendelsen av høyere bærebølgefrequenser har nødvendigheten av å studere hittil ukjente og mer effektive bærebølgefaseestimatteknikker fått et nytt oppsving. Siden introduksjonen av turbokoder (se for eksempel C.
 10 BERROU et al: "*Near Shannon limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo Codes*" - Proceedings 1993 Int Conf Comm. sider 1064-1070), har faktisk opereringssignal/støy-forholdene (SNR) ved hvilke synkronisatorene må være i stand til å fungere, blitt vesentlig senket og stresser således deres flimmerprestasjon.

15 I tillegg beveges bærebølgefrequensen til stadighet oppover på grunn av de økende behov for båndbredde av nye tjenester og den medfølgende fortetning ved mer tradisjonelle frekvenser. For eksempel utvikles i satellittsystemer, etter hvert som Ku-båndet blir fullt, nye systemer for å fungere ved Ka- og Q-bånd, hvilke til dags dato fremdeles er relativt ubrukte.

20 Men ettersom bærebølgefrequensen øker, blir bidraget av oscillators fasestøy til den totale bærebølgefasedistorsjon mye høyere og krever således nye og raskere bærebølgefasesporingsystemer. I enkelte tilfeller er anvendelsen av pilotassisterte (PA) (eller pilotsymbolassisterte) systemer den eneste mulige løsning på problemet. I disse systemer sammenføres en spesifikk mengde av pilotsymboler (kjente symboler) med
 25 datastrømmen, for å kunne hjelpe RX-demoduleringsprosessen. Pilotsymboler forkastes deretter før dekoderen.

Den foreliggende oppfinnelse vedrører tilfellet med PA-algoritmer. For bedre å forstå, vil kjent teknikk så vel som teknikker i henhold til oppfinnelsen presenteres og deres prestasjoner med hensyn til resterende faseflimmer RMS og syklusglipper sammenlig-
 30 nes. Oppmerksomhet vil særskilt rettes mot DVB-S2-lignende anvendelser, det vil si neste generasjon satellittkringkastings- og unikastoverføringer.

Imidlertid vil algoritmene som vil bli presentert, lett appliseres til andre trådløse eller ikke-trådløse anvendelser hvor spørsmålet om oscillators fasestøy er særskilt viktig. Avanserte kodingssystemer som nærmer seg Shannon-kapasitetsgrensen, vil over-

veies ved fastsettelse av de overføringsoperative SNR, og et sett av modulerings-systemer med spektral effektivitet mellom 1 og 4 bit/s/Hz analyseres. I særdeleshet vil QPSK, 8PSK 16QAM og de mer nylige og ikke-linearitetsvennlige 4+12 APSK (R. de GAUDENZI et al: "*High Power and Spectral Efficiency Coded Digital Modulation Schemes for non-Linear Satellite Channels*" i 7TH International ESA Workshop on digital
 5 Signal Processing Techniques for Space Applications, Sesimbra, Portugal, Okt. 2001) undersøkes. Sensitivitetsstudien overfor gjenværende bærebølgefrekvensfeil utføres også, og et samlet bærebølge-(fase- og frekvens-)gjenopprettingssystem foreslås og testes.

10 I henhold til et første aspekt vedrører oppfinnelsen en fremgangsmåte for å bringe til veie en fasesynkronisering av en pilotassistert bærebølge av et digitalt inngangssignal Z_k , hvor k representerer symbolindeksen, idet nevnte signal omfatter felt bestående av L_S symboler, det vil si en blokk av L_P pilotsymbolsignaler $Z_{(k)}^P$ og et datafelt av $(L_S - L_P)$ datasymbolsignaler $Z_{(k)}^d$, og kjennetegnet ved at det for hvert signalfelt som har
 15 en spalteindeks l , omfatter:

- å beregne et uinnpakket pilotfaseestimat $\hat{\theta}_f^{(P)}(l)$,

- å initiere med $\hat{\theta}_f^{(P)}(l)$ en første digital faselåst sløyfe (DPLL_F) for derved å implementere en faseestimalgoritme og å beregne en fremlengs fasebane $\theta_F(k)$ fra datasymbolsignalene $Z_{(k)}^d$ av datafeltet (l) , hvo nevnte fremlengs fasebane utgjøres av
 20 $L_S - L_P$ fremlengs faseestimer $\hat{\theta}_F(k_s)$, og hvor k_s er et heltall som varierer mellom 1 og $L_S - L_P$ over datafeltet til nevnte signalfelt som har en spalteindeks l ;

- å initiere med $\hat{\theta}_f^{(P)}(l+1)$ en andre digital faselåst sløyfe (DPLL_B) for derved å implementere en faseestimalgoritme og å beregne en baklengs fasebane fra data-symbolene $Z_{(k_s)}^d$, hvor k_s er et heltall som varierer mellom $(L_S - L_P)$ og 1 over datafeltet
 25 til nevnte signalfelt som har en spalteindeks l , og hvor nevnte baklengs fasebane $\hat{\theta}_B(k_s)$ utgjøres av $(L_S - L_P)$ baklengs faseestimer $\hat{\theta}_B(k_s)$, og

- å kombinere nevnte fasebaner for å fremskaffe en kombinert fasebane som utgjøres av faseestimer $\hat{\theta}(k_s)$ mellom nevnte fremlengs og baklengs fasebaner, og
 å beregne en fasekorrigering $e^{-j\hat{\theta}(k_s)}$.

30 Denne korrigering vil appliseres til inngangssignal Z_k for å generere et fasekorrigert inngangssignal for datasymbolsignalene.

Fremgangsmåten omfatter således en multiplisering av nevnte fasekorrigering med nevnte inngangssignal for å generere et fasekorrigert inngangssignal for datasymbolene.

5 Pilotsymbolsignalene behøver ikke å være fasekorrigert, siden de forkastes ved inngangen av dekoderen.

I henhold til et andre aspekt, vedrører oppfinnelsen også en anordning for implementering av fremgangsmåten, hvor anordningen omfatter en inngang for å motta nevnte inngangssignal $Z(k)$, en pilotstyrt vekslingsanordning for å styre datasignalene $Z^d(k)$ til et skiftregister og pilotsymbolene til en pilotfaseestimator, og for å lese datasignalene $Z^d(k)$ av nevnte skiftregister til inngangen av nevnte første og andre digitale fase-
 10 låste sløyfe ($DPLL_F$, $DPLL_B$), idet en utgang av nevnte estimator er koblet til en andre inngang av hver av nevnte digitale faselåste sløyfe ($DPLL_F$, $DPLL_B$), idet hver av dem har en utgang for å generere en nevnt fasebane.

Oppfinnelsen vil beskrives her nedenfor med referanse til de vedlagte tegninger hvor:

- 15 Fig. 1 er et systemblokkdiagram som viser et blokkdiagram av det samlede kommunikasjonssystemet;
- Fig. 2 illustrerer den 4+12-ASPK-generiske signalkonstellasjonen;
- Fig. 3 representerer den fysiske rammestrukturen av et digitalt signal med regelmessig innsatte pilotsymboler;
- 20 Fig. 4 representerer en aggregat-DVB-S2-fasestøymaske for LNB + mottaker;
- Fig. 5 illustrerer prestasjonsforringelsesberegningen grunnet et generisk pilotassistert synkroniseringssystem;
- Fig. 6 viser en syntese av fasestøyprosessen;
- 25 Fig. 7 illustrerer en syntetisert fasestøy PSD sammenlignet med målet for 25 Mbaud symbolrate;
- Fig. 8 illustrerer fasestøyautekorrelasjonsfunksjonen for 25 Mbaud symbolratetilfellet og et frekvenssteg av 6 Hz;
- Fig. 9 illustrerer en FF MIL-faseestimator;

- Fig. 10 illustrerer et faseestimat RMS av FF ML-synkronisatoren som en sammenligning med teori, i henhold til ligning (7), og simuleringsresultater;
- Fig. 11 er en kjent opp-pakkingsalgoritme;
- 5 Fig. 12 viser syklusglippsannsynligheten av faseutpakkingsalgoritmen;
- Fig. 13 viser en oppbygning av en fasegjenopprettingsenhet PRU av en beslutningsrettet digital faselåst sløyfe (DPLL) som utfører en bærebølge-faseestimeringsalgoritme;
- Fig. 14 er et andreordens sløyfefilter for DPLL i Figur 13;
- 10 Fig. 15 er en illustrert fremstilling av en teknikk benevnt pilotassistert fremlengs sløyfe (Pilot-Aided-Forward loop, PA-FL);
- Fig. 16 er en illustrert fremstilling av en PA-FBL, og PA-WFBL som involverer estimerte fasebaner av en fremlengs og en baklengs sløyfe;
- Fig. 17 er et blokkdiagram av et system implementerende PA-FBL-, eller PA-WFBL-teknikken;
- 15 Fig. 18 og 19 viser flimmer-RMS-prestasjonen av PA-FL-, PA-FBL-, og PA-WFBL-algortmene ved henholdsvis $E_s/N_0 = 6,6$ dB (for 8PSK), og $E_s/N_0 = 1$ dB (for QPSK);

Det samlede transmisjonssystemet under undersøkelse sammen med de antatte systemparametere er vist i figur 1, hvor det samlede høy-nivåsystem-blokkdiagram er avbildet. I særdeleshet viser denne figuren den komplekse basebåndekvivalente representasjon av blokkene av interesse for kommunikasjonssystemet. Overføringen samples ved en passende samplingsfrekvens $F_s = 1/T_s$ slik at Nyquist-samplingskriteriet tilfredsstilles. I tillegg er samplingstiming synkron med symboltiming (det vil si at det finnes en skjult timing-gjenopprettingskrets som forutsettes å være ideell) slik at samplene $z(k)$ ved den passende filterutgangen er symbolsynkrone.

20

25

De overførte data kodes først for av en fremlengs avvikelses korrigering (FEC) som enten kan være blokkbasert som for eksempel turbo- og LDPC-koder, eller kontinuerlig som for eksempel konvolusjonelle koder. I det første tilfellet er utgangen av kodeinnretningen sammensatt av en sekvens av kodeord i blokker av N_{FEC} bits. For eksempel er i tilfellet av LDPC-koden av DVB-S2 $N_{FEC} = 64800$ bits. De kodede bits tilordnes

30

til overføringskonstellasjon av en tilordner (hvilket deler den samme blokk som kode-innretningen i figur 1). Konstellasjonene som vil overveies her, er QPSK, 8PSK, 16QAM og 4+12 APSK. For disse konstellasjoner tilhører overføringssymbolene, med energi C_2 , de følgende sett: QPSK: $\{e^{j\varphi_i}, \varphi_i = \pi/4 + i\pi/2, i = 0,1,2,3\}$, 8PSK:

5 $\{e^{j\varphi_i}, \varphi_i = \pi/4, i = 0,1,\dots,7\}$, 16QAM: $\{\pm 1, \pm 3\} \cup \{\pm j, \pm 3j\}$. Som for 4+12 APSK moduleringskonstellasjonen (se den ovenfor siterte publikasjon av de GAUDENZI et al.), er de sammensatt av to konsentriske ringer av uniformt fordelte $N_1=4$ og $N_2=12$ PSK punkter, henholdsvis i de indre og ytre ringer.

Vi definerer med $\rho = R_2 / R_1$, hvor R_2, R_1 er radiene av henholdsvis de indre og ytre
10 ringer, og φ er den relative fasevekslingen mellom de indre og ytre ring PSK-konstellasjoner (se figur 2). I simuleringene har vi satt $\rho = 2,85$ og $\varphi = 0$.

Symbolratene ved hvilke de tilordnede symboler genereres, antas å være mellom 10 og 50 Mbaud, men i resten av artikkelen vil vi fokusere hovedsakelig på 25 Mbaud raten. Ifølge tilordneren organiseres overføringssymbolene i regulær kanalramme-
15 struktur, hvor periodiske L_P pilotsymboler (kjente symboler) innsettes. Perioden L_S av innsettingen av pilotsymboler benevnes også spaltelengde, og forholdet L_P/L_S er det fysiske lagrammeoverskudd (se figur 3). For synkroniseringssystemene som vil presenteres, er moduleringen som er brukt på pilotsymbolene, uvesentlig for prestasjonen av algoritmen, men kun for å fremme ideer kan vi anta at en QPSK-konstellasjon
20 anvendes.

Ifølge pilotinnsettingsblokken formes symbolene av et overføringsfilter som antas å være til et kvadratrotopphevet cosinusfilter med dempning mellom 0,2 og 0,35 og impulsrespons $g(t)$. Deretter overføres det slikt genererte signal på kanalen som her modelleres som en distorsjonsfri kanal, hvor en kompleks AWGN (Additive White
25 Gaussian Noise, additiv hvit gaussisk støy) bølgeform $w(n)$ med varians

$$\sigma_w^2 = \frac{C_2}{E_s / N_0}$$

tilføyes til det anvendbare signalet.

SNR operasjonspunkter, som er antatt for de forskjellige moduleringsystemer, er satt i henhold til ytelsene av LDPC-koden presentert i HNS FEC-forslaget under den tredje
30 runden av DVB-S2 for QPSK, 8PSK og for 16 QAM/4+12 APSK. I den følgende tabell oppsummeres de antatte operative SNR-verdier for de forskjellige moduleringsystemer.

Tabell 1: Operative SNR-verdier for de overveide moduleringsystemer

Moduleringsystem	E_s/N_0 (dB)
QPSK	1
8PSK	6,6
16QAM/16APSK	10

En faserotasjon påføres deretter det overførte signal for å kunne representere et bærebølgefrequensavvik (term $2\pi\nu nT_s$) og oscillatorens fasestøy (term $\theta(n)$). Denne

siste modelleres som en null-middel Gaussisk variabel med en "low pass" PSD (Power Spectral Density, styrke-spektraltetthet). I særdeleshet anvendes PSD foreslått av DVB-S2-standarden for testene gjengitt her. Dette samsvarer med det verste tilfellet PSD av det kombinerte fasestøybidraget av terminale satellittmottakeres tunere og LNB (Low Noise Blocks, lavstøyblokker), og skisseres i figur 4. Selv om den foreliggende analyse fokuseres på denne spesielle fasestøy PSD, er det klart at algoritmene som er presentert, lett kan porteres for å virke med andre fasestøy-PSD. Det bemerkes at PSD avbildet i figur 4 representerer enkeltsidebånd-(Single Side Band, SSB)-PSD av bærebølgen med fasestøy, hvilket også kan vises å korrespondere til dobbel-sidebåndet (Double Side Band, DSB) av fasestøyprosessen, under antagelsen av små signaler.

For tidsdomenesimuleringer som er utført, er en tidsdomenesyntese av fasestøysampelen nødvendig. For dette formål er en tidsdomenesyntetisk modell generert, og dens beskrivelse gjengis senere i beskrivelsen med figurer 6 til 8.

De mottatte bølgeformsampler $r(n)$ kan deretter matematisk uttrykkes som i (1).

$$r(n) = e^{j(2\pi\nu nT_s + \theta(n))} \sum_i c(i)g(nT_s - iT) + w(n) \quad (1)$$

Ved mottakerinngangen og, som kjent innen faget, de-roteres først signalet ved et estimat av bærebølgefrequensavviket brakt til veie av bølgebærergjenopprettingskretsen, og deretter filtreres signalet av det passende filter (MF). Utgangen av det passende filter desimeres deretter synkront ned til symbolraten $1/T$ for å bringe tilveie et digitalt inngangssignal $z(k)$. Ingen timingsavvik antas, det vil si saken med timing-gjenvinning formodes ideelt å løses av en skjult timingsgjenopprettingskrets. Antatt at restbærebølgefrequensavviket $\Delta\nu = \nu - \hat{\nu}$ er mye lavere enn symbolraten, slik at inter-

symbolinterferens ved MF utgangen kan neglisjeres, kan signalsamplene $z(k)$ uttrykkes som i (2):

$$z(k) = e^{j(2\pi\Delta\nu kT + \theta(k))} c(k) + n(k) \quad (2)$$

hvor indeksen k nå representerer symboltidsepokene og $n(k)$ er de filtrerte støysamplene ved symbolrate.

Målet med den foreliggende oppfinnelse er å bringe til veie i det minste en bærebølgefasegjenoppretting fra nevnte inngangssignal $z(k)$. Bærebølgegjenopprettingskretsen i figur 1 tar som en inngang samplene $z(k)$ korresponderende til enten bare pilotsymbolene eller både pilotsymbolene og datasymbolene, avhengig av det spesielle bærebølgegjenopprettingssystemet.

I alle tilfellene formodes imidlertid at fysiske lags rammetilpasning er kjent for mottakeren, slik at pilotsymbolene kan ekstraheres i deres korrekte posisjon. Utgangen av bærebølgegjenopprettingssystemet omfatter et frekvensoffset-estimat $\hat{\nu}$ hvorved det mottatte signal ved MF-inngangen de-roteres, og et faseestimat $\hat{\theta}(k)$ for å motvirke fasekanaldistorsjoner. Etter de-rotering av fasegjenvinningsalgoritmen mates deretter signalsamplene til den gjenværende del av mottakeren hvor samplene korresponderende til pilotsymbolene først forkastes og de korresponderende til de nyttige data først av-tilordnes og deretter dekodes av FEC-dekoderen for å gjenvinne informasjonsbitene.

Et viktig spørsmål er hva som er den nødvendige presisjon oppnådd av bølgebærerfasesynkronisatoren for å kunne begrense virkningen på prestasjon for rimelig lave SNR-degraderinger. Dette er et ganske vanskelig spørsmål å besvare ved analytiske studier, og dermed må simuleringer kjøres med de gitte koder/moduleringssystemer under granskning. Enkelte innsikter i disse retninger tilbys i dokumentet av A GINESI, D. FITTIPALDI og De GAUDENZI, "DVB-S2: Overall Carrier Synchronization Strategy", DVB-S2 Technical doc, Geneva, Mai 14-15, 2003, for LDPC-koden presentert i beskrivelsen av HNS FEC-forslaget sitert ovenfor. Der er det vist at signal/støy-forhold- (SNR-)degraderingen av en 8PSK rate 2/3 modulering med en 2,1 graders faseflimmer, er rundt 0,1 dB, mens den vokser til 0,17 dB for en flimmer av 3 grader.

For QPSK synes det tilfredsstillende å doble faseflimmeringene av 8PSK for en gitt SNR-degradering. For 4+12 APSK skaleres 8PSK-faseflimmer sannsynligvis ved 8/12=2/3, siden det er 12 punkter i den ytre ring. Tabell 2 viser en oppsummering av faseflim-

ringsbehovene som er nødvendige for å begrense prestasjonsforringelsen til omtrent 0,2 dB, for de forskjellige moduleringsystemer.

Som for den valgte mengde av pilotoverskudd, er det klart at SNR-degraderingen (på grunn av faseflimringen) går ned når pilotoverskuddet øker (når resulterende faseflimmer synker), men også SNR-fradraget i seg selv øker på grunn av overskuddet. Det eksisterer et optimalt punkt ved hvilket den totale degradering på grunn av faseflimmer pluss pilotoverskudd minimeres. Opp til hit kan man beregne avstanden D_I fra moduleringshemmende kapasitetsbegrensninger av det ideelle system (perfekt synkronisering og ingen piloter) og den ene D_R av det virkelige system med SNR-degradering på grunn av faseflimringen og spektral effektivitetsdegradering på grunn av pilotene (se figur 5 for et eksempel relatert til 8PSK), det vil si rL_P/L_S , hvor r er moduleringen + kodespektraleffektivitet. Ideelt burde optimumspunktet være omtrent slik at $(D_R - D_I)/2$ er ekvivalent med SNR-degraderingen på grunn av faseflimringen, hvilket betyr at samme degradering er fordelt mellom overskuddstap og flimmer.

Tabell 2: Faseflimmer RMS-behov for de forskjellige moduleringsystemer

Moduleringsystem	Faseflimmer RMS-behov (grader)
QPSK	6-8
8PSK	3-4
16QAM/16APSK	2-2,6

Flesteparten av simuleringsresultatene som vi vil vise, referer til et overskudd på omtrent 2 % siden det ser ut til å være optimumspunktet for 8PSK med DVB-S2 LDPC-koden.

For vurdering av fasestøysyntesen så vel som det totale faseavvik RMS tenker vi ut en tidsdomenesyntese av fasestøyprosessen med PSD-maskering av figur 4. Siden det forventes at fasestøyen kun vil påvirke fasegjenvinningssystemet (som vi vil se senere, er det foreslåtte frekvensgjenvinningssystem bare marginalt påvirket av fasestøyen), og dette siste fungerer helt ved symbolraten, vil den diskrete fasestøyprosessen som syntetiseres, være $\theta(k)$, det vil si fasestøysamplene ved symbolrate ved MF-utgangen. Denne forenkling tillater å påskynde simuleringstiden vesentlig, så vel som å simplificere synteseprosessen.

To digitale filtre har blitt konstruert, hvis kombinerte frekvensrespons passer målfa-sestøymasken for symbolrateverdien av 25 Mbaud. Tilnærmingmåten som er brukt er

"least square error fit" av IIR filteramplitudedefrekvensresponsen til målmasken. For bedre å kunne avpasses til fasestøy PSD under 1 kHz har også et "ad-hoc design"-filter blitt lagt til i parallell (se figur 6).

Filtrene $H_1(z)$ og $H_2(z)$ har overføringsfunksjoner

$$H_1(z) = \frac{-4,7 \cdot 10^{-11}}{(z - 0,999975)^2} \quad (3)$$

$$H_2(z) = \frac{-2,8 \cdot 10^{-6} (z - 1,103181)(z - 0,992015)}{(z - 0,991725)(z - 0,9999985)(z - 0,563507)} \quad (4)$$

Som figur 7 viser, er det en forholdsvis god avpasning mellom den målte PSD av den syntetiserte fasestøy og PSD målmaskene.

Som det vil fremkomme senere, er autokorrelasjonsfunksjonen av fasestøyprosessen også av interesse for MMSE-interpoleringsalgoritmen. Dette kan beregnes som en invers hurtig Fourieromdannings-(Fast Fourier Transform, FFT-)PSD-målmaske med en passende frekvensinndeling og som antar en viss symbolhyppighet. Dette er utført for 25Mbaud symbolratetilfellet ved å bruke et frekvenssteg av omtrent 6 Hz, og resultatet er inntegnet i figur 8.

De pilotassisterte teknikkene som presenteres i denne artikkel gjør bruk av enkelte faseestimer utført over pilotfeltene. Siden symbolene overført over pilotene er kjent, er det klart at den beste estimator som kan anvendes der, er "Maximum Likelihood" (ML) estimatoren (se kapittel 5 av den ovenfor refererte bok av U. MENGALI og A.N. D'ANDREA). Siden også L_P vanligvis er kort, fra noen få symboler til noen få hundre symboler, er det også foreslått en fremlengs (FF) adkomst for å kunne øke hastigheten av den nødvendige estimeringsprosessen.

Blokkdiagrammet av "Maximum Likelihood Feed Forward" estimatoren (FF ML) er vist i figur 9, hvor variablene med hevet skrift " p " indikerer at de referer til pilotsymbolene.

Faseestimatet utføres ved å samle de L_P passende filter utgangssampler $z^{(p)}(k)$ ved baudrate korresponderende til pilotfeltene, og ved å utføre de følgende algebraiske operasjoner:

$$\hat{\theta}^{(p)} = \arg \left\{ \sum_{k=0}^{L_P-1} c^{(p)*}(k) z^{(p)}(k) \right\} \quad (5)$$

$C^{(P)*}$ betegner konjugatet av $C^{(P)}(k)$

Signaler $C^{(P)}(k)$ er pilotsymboler som er et overskudd (de bærer intet informasjonsinnhold). Som kjent lagrer mottakeren vektoren av pilotsymboler. Når en signalsample $Z^P(k)$ korresponderende til et pilotsymbol ankommer, spør mottakeren sitt minne for å
5 gjenvinne pilotsymboler $C^P(k)$ og sample for sample beregne ligning (5).

Kun ett estimat bringes til veie i hvert pilotfelt, så hvis bærebølgefasen faktisk er tidsvariant på grunn av en fasestøy eller et ikke-kompensert bærebølgefrekvensavvik, vil estimatet brakt til veie være en middelverdi av faseevolusjonen under pilotfeltet.

Imidlertid kan, hvis L_P er liten og faseprosessen relativt treg, tidsvariasjonegenskapen
10 av bærebølgefasen neglisjeres. Under denne hypotesen og med relativt høyt signal/støy-forhold kan det vises (se kapittel 5 i boken av MENGALI og D'ANDREA) at (5) kan gjenskrives som

$$\hat{\theta}^{(P)} \cong \theta + N_1 \quad (6)$$

der θ betegner den aktuelle faseverdi og N_1 er null-middel Gaussisk støybidrag til faseestimatet, med varians
15

$$\sigma_{N_1}^2 \cong \sigma^2 \hat{\theta}^{(P)} = \frac{1}{2L_P E_s / N_0} \quad (7)$$

hvilket er uavhengig av moduleringen anvendt i pilotfeltene.

Det er også verdt å merke at under antagelsen av ideelt passende filtrering (støysamplene ved symbolrate ved sin utgang er hvit), er prosessen som består av sekvensen av støysample N_1 , relative til forskjellige pilotfelter, hvit, siden ingen korrelasjon
20 forefinnes mellom støyen i forskjellige piloter.

Som vi påpekte, er ligning (7) gyldig under antagelse av høy SNR, slik at ligning (6) holder. For lave SNR forventes et avvik fra faseestimatvariansen fra (7), slik det er vist i figur 10, hvor simuleringsresultater sammenlignes med (7).

25 Enkelte av teknikkene som presenteres her gjør bruk av faseestimatene utført over konsekutive pilotfelt for å avlede vektoren av faseestimer over dataporsjonene av spalten. For å kunne være i stand til konsistent å bruke de pilotbaserte estimer, må i disse tilfeller, siden FF ML-estimatoren i henhold til ligning (5) bringer tilveie et faseestimat i intervallet $[-\pi, \pi]$ mens den sanne bærebølgefasen kan vokse utover dette
30 området over en tidsspalteperiode, en utpakningsteknikk av faseestimatet appliseres til de pilotbaserte estimer. Dette kan følge tilnærmingsmåten skissert i boken av U.

MENGALI og A.N. D'ANDREA, kapittel 5, "5.7.7. - the Unwrapping Problem", s. 284 til 286 og illustrert i figur 11.

Hvis indeksen " l " teller antallet av pilotbaserte estimer, beregnes de endelige utpakkede pilotestimer $\hat{\theta}^{(P)}_{(f)}(l)$ fra $\hat{\theta}^{(P)}(l)$ som

$$\hat{\theta}^{(P)}_{(f)}(l) = \hat{\theta}^{(P)}_f(l-1) + \alpha SAW[\hat{\theta}^{(P)}(l) - \hat{\theta}^{(P)}_{(f)}(l-1)] \quad (8)$$

hvor $SAW[\Phi] \equiv [\Phi]_{-\pi}^{+\pi}$ er en sagtannet ikke-linearitet som reduserer Φ til intervallet $[-\pi, \pi]$, og α er en parameter i området $0 < \alpha \leq 1$, hvilket vi i det følgende vil anta lik 1.

Det er lett å verifisere at ligning (8) bringer til veie et godt, endelig utpakket pilotfase-estimat, forutsatt forskjellen mellom bærebølgefase i det gjeldende pilotfelt og det endelige estimat $\hat{\theta}^{(P)}_f(l-1)$ på de tidligere spalter er mindre enn π . Hvis den betingelsen ikke tilfredsstilles, kan vi tenke på tilbakevirkningsalgoritmen i figur 11 som i en syklusglipp. Dette kan for eksempel være tilfellet når bærebølgefase som et resultat av en resterende bærebølgefrequens offset Δv , vokser lineært over en spalteperiode (to konsekutive pilotfelt) av mer enn π , det vil si

$$2\pi\Delta v L_s T \geq \pi \Rightarrow \Delta v T \geq \frac{1}{2L_s} \quad (9)$$

Ligning (9) innebærer en begrensning på maksimalverdien av det resterende normaliserte frekvensavviket som utpakkingsalgoritmen kan håndtere uten syklusglipper. Desto lengre spaltelengden er, desto mindre er det maksimale bærekraftige frekvensoffset.

Bemerk at (9) tar med i beregningen behovet kun på grunn av bærebølgefrequensoffset; når termisk støy også tas i betraktning, kan syklusglippraten øke. I særdeleshet, under antagelsen av høy SNR, indikerer ligning (6) at faseestimatene ut av FF ML-estimatoren er gaussiske og uavhengige, slik at man kan beregne sannsynligheten for at en syklusglipp inntreffer som

$$P_{CS} = \Pr\left\{|\hat{\theta}^{(P)}(l) - \hat{\theta}^{(P)}(l-1)| > \pi\right\} = 2 \int_{\pi}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{4\pi\sigma^2_{N_1}}} e^{-\frac{x^2}{4\sigma^2_{N_1}}} dx \quad (10)$$

Figur 12 viser syklusglippsannsynligheten P_{CS} som funksjon av pilotfeltlengden som i (10), for forskjellige verdier av SNR. Bemerk hvordan P_{CS} synker når L_P og SNR øker. Hvis man ønsker å designe systemet med baud rate F_S for å kunne ha mindre enn 1 syklusglipptilfelle per transmisjonstid må sannsynligheten for syklusglipp settes til mindre enn $L_S/(3600 F_S)$, hvilket korresponderer til den inverse av antallet av pilotfeltbaserte faseestimerer pr. time. Med for eksempel $F_S = 25 \times 10^6$ og $L_S = 276$ resulterer kravet på P_{CS} i å være 3×10^{-9} . Fra figur 12 viser det seg at kravet nås for $L_P > 6$ med $E_S/N_0 = -3$ dB, $L_P > 3$ med $E_S/N_0 = -1$ dB, $L_P > 2$ med $E_S/N_0 = 1$ dB og $L_P > 1$ med $E_S/N_0 = 3$ dB.

Syklusglippraten øker også på grunn av nærværet av fasestøy. Hvis fasestøyen imidlertid ikke er særskilt raskt slik at fasevariasjonen mellom to konsekutive piloter er neglisjerbar med hensyn til den termiske støy og frekvensflimmerbidraget, kan dets effekt neglisjeres. Dette viser seg å være tilfelle for DVB-S2-fasestøymodellen ved 25 Mbaud og med noenlunde korte spalter.

Tilfellet med syklusglippanalysen vil bli omtalt senere i dokumentet når den samlede systemprestasjon vil vurderes ved hjelp av simuleringer.

Et ytterligere punkt å bemerke om syklusglippegenskaper av utpakkingsteknikken av figur 11, er at fasesyklusglipper forekommer i multipler av 2π slik det nå er vist. La oss med dette formål vurdere ligning (8) som vi nå omskriver ved å ta med i beregningen at i) sagtannsfunksjonen introduserer et fasehopp av et multiplum av 2π ($n2\pi$), og ii) faseestimatet ved utgangen av FF ML-estimatoren avviker fra den sanne ved et multiplum k av 2π (i tillegg til estimeringsavviket):

$$\hat{\theta}_{(f)}^{(p)}(l) = \hat{\theta}^{(p)}(l-1) + \hat{\theta}^{(p)}(l) - \hat{\theta}_{(f)}^{(p)}(l-1) \pm n2\pi = \hat{\theta}^{(p)}(l) \pm n2\pi = \theta^{(p)}(l) \pm k2\pi + n2\pi \quad (11)$$

Så kan man fra (11) se at det endelige opp-pakkede estimat alltid er forskjellig fra det sanne ved et multiplum av 2π , hvilket betyr at faseestimatene i det minste over pilotfeltene alltid er korrekte. Problemet oppstår ved interpolering av to konsekutive faseestimerer når en syklusglipp har inntruffet, siden det vil føre til en dårlig interpolering over spalten mellom de to piloter.

En familie av pilotassisterte teknikker gjør bruk av en beslutningsrettet digital PLL for bruk på datadelen av spalten mellom konsekutive pilotbaserte faseestimerer. Så, som en start, vil vi summere grunnprinsippene av en slik sløyfe for modulasjonsformatene vi vurderer.

Først baseres bærebølgefaseestimeringsalgoritmen på en digital faselåst sløyfe (DPLL) med "blind"-fase-avviksdeteksjon med harde avgjørelser (digital DD låst sløyfe fase-estimator). Figur 1 viser den samlede arkitekturen av fasegjenvinningsenheten (PRU). Signal $z(k)$ påtreffes først motsatt-rotert ved en mengde lik det gjeldende estimatet

5 $\hat{\theta}(k)$ av den gjeldende bærebølgefase θ , produserende $y(k)$. Deretter er det sendt til en kjent hard detektor (SLICER) for slik å bringe tilveie et estimat $\hat{c}(k)$ av k -overføringssymbol (kodet). I dette hensyn antar vi å utføre oppdeling i henhold til overføringskonstellasjonen for QPSK og 8PSK og kvadrantoppdeling for 16 QAM og 4+12 APSK. Kvadrantoppdeling foretrekkes for 16QAM og 16 APSK siden det er lettere
10 å implementere.

Signaler $y(k)$ og $\hat{c}(k)$ (hvilket oppnås fra $y(k)$) anvendes av faseavviksdetektoren (PED) for å bygge opp feilsignalet $e(k)$

$$e(k) = \text{Im}\{y(k)\hat{c}^*(k)\} \quad (12)$$

hvilket representerer inngangen av sløyfefilteret (c^* betegner konjugatet av c). For å
15 overkomme en gjenværende frekvens offset tydde vi til den andre-ordens sløyfe illus-
trert i figur 14. De relevante sløyfeligninger er

$$\theta(k+1) = \hat{\theta}(k) + \mu(k) \quad (13)$$

$$\mu(k+1) = \mu(k) + \gamma(1+\rho)e(k+1) - \gamma e(k) \quad (14)$$

Sløyfeparametere ρ og γ kan relateres til sløyfestøybåndvidden B_L og til sløyfedemp-
20 ningsfaktoren ζ som følger

$$\zeta = \frac{(1+\rho)\sqrt{\gamma A_0}}{2\sqrt{\rho}} \quad (15)$$

$$B_L T = \frac{2\rho + \gamma A_0(2+\rho)}{2[4 - \gamma A_0(2+\rho)]} \quad (16)$$

hvor A_0 betegner S-kurve stigningen ved utgangspunktet. Det er vanlig praksis å fik-
sere ζ og $B_L T$ i overensstemmelse med designspesifikasjonene og deretter avlede pa-
25 rameterne ρ og γ gjennom (15)-(16). Antas (som alltid er tilfelle) $B_L T \ll 1$, kan det
vises at

$$\rho \approx \frac{4B_L T}{1+4\zeta^2} \quad \gamma \approx \frac{16\zeta^2 B_L T}{A_0(1+4\zeta^2)} \quad (17)$$

Mer spesifikt

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_B(k_s) &= \hat{\theta}(k_{s-1}) + \mu(k_{s-1}) \\ \hat{\theta}_B(k_{s-1}) &= \hat{\theta}(k_s) - \mu(k_{s-1}) \\ \mu(k_{s-1}) &= \mu(k_s) - \gamma(1+e)e(k) + \gamma ek - 1 \end{aligned}$$

Faseestimatet (13) er inngangssignal til en oppslagstabell for å bringe til veie mot-
 5 rotasjonsfaktoren $\exp(-j\hat{\theta}(k))$ som kompenserer for faseavviket i $z(k)$.

S-kurvene av PED for de forskjellige moduleringsystemer er beregnet ved hjelp av
 computersimuleringer, ved $E_s/N_0=\infty$ og ved deres respektive operasjonspunkter som
 er nevnt i tabell 1.

Som med alle beslutningsrettede sløyfer, introduserer glatteren (slicer) en faseflerty-
 10 dighet. For eksempel for 8PSK er en $\pi/4$ flertydighet til stede i fasegjenvinningspro-
 sessen. Faseflertydigheten løses med assistanse av de pilotbaserte faseestimer, som
 det vil gjøres rede for senere.

Som kjent fra en artikkel av de GAUDENZI et al: "*Performance Analysis av Decision-
 Directed Maximum-Likelihood Phase Estimators for M-PSK Modulated Signals*", IEEE
 15 Transaction on Communications, Vol. 43, nr 12, Des. 1995, sider 3090-3100, avheng-
 er for DD-systemer S-kurven på E_s/N_0 -verdien og i særdeleshett tenderer den til å flate
 ut når E_s/N_0 synker, som et resultat av et økende antall av dekodingsavvik. Dette er
 viktig for designet av sløyfebåndvidden, siden stigningen av S-kurven ved utgangs-
 punktet skulle bestemmes ved de opererende E_s/N_0 verdier. For eksempel for 8PSK
 20 viser stigningen seg å være 0,11 ved $E_s/N_0=6,6$ dB (istedenfor 1 for $E_s/N_0=\infty$) Dette
 betyr at uten å korrigere sløyfeforsterkningen, vil sløyfebåndvidden ved $E_s/N_0=6,6$ dB
 være nesten to størrelsesklasser lavere enn den uten støy.

En rekke teknikker kan tenkes som gjør bruk av både pilotestimatene og de beslut-
 ningsrettede DD DPLL symbol-for-symbol estimer på datadelen av spalten. De har
 25 også alle til felles at de er moduleringsavhengig, i betydningen at DD DPLL-strukturen
 (i særdeleshett glatteren og/eller sløyfebåndviddeverdien) har å endre i henhold til den
 spesielle moduleringsbrukt i datarammene.

En mulig teknikk er å initiere minnet av DPLL-integratoren av ligning (11) ved $\hat{\theta}_f^p(l)$ av pilotfeltet før datadelene av spalten som er under prosessering. Vi vil betegne denne teknikken med akronymet PA-FL (Pilot-Aided Forward Loop, pilot-assistert fremlengs sløyfe) siden DD-sløyfen assisteres av pilotfaseestimatet og fungerer på fremlengsdataene (se figur 15). Sløyfebåndviddeverdien må være optimalt valgt for å kunne minimere faseavviket RMS over dataene. Siden DPLL ikke nødvendigvis vil fungere fullt ut i likevektstilstand under spaltetiden, er en likevekts teoretisk lineær optimering av sløyfebåndviddeverdien ikke alltid mulig, slik at man må ty til simuleringer for å finne optimumet.

Fra figur 15 er det klart hva som er begrensningen av denne tilnærmingsmåten: de pilotbaserte estimater tas kun med i beregningen som et tidligere estimat av DPLL, det vil si at ingen forutsigelse basert på det neste tilgjengelige pilotestimat utnyttes. Som et resultat forventes det at den DPLL estimerte fasebane tenderer til å avvike fra den sanne fase når punktet nærmer seg enden av spalten.

En mulig forbedring av PA-FL-teknikken er hva vi kaller PA-FBL-(Pilot Aided Forward and Backward Loops, pilot-assistert fremlengs og baklengssløyfe)-teknikk, hvor to identiske sløyfer kjøres på dataene: én arbeider på fremlengsdataene startende fra $\hat{\theta}_f^p(l)$ (som i PA-FL-teknikken), mens den andre arbeider på baklengsdataene startende fra $\hat{\theta}_f^p(l+1)$ av den neste piloten. Fasebanene $\hat{\theta}_F(k_s)$ og $\hat{\theta}_B(k_s)$, hver bestående av (Ls-Lp) kalkulererte punkter (k_s er symbolindeksen over en generisk spalte som i figur 15) som kommer fra de to DPLL, settes så sammen for å få en endelig mellom fasebanene $\hat{\theta}_F(k_s)$ og $\hat{\theta}_B(k_s)$ (se figur 16). Kombinasjonen kan være en enkel aritmetisk middelværdi:

$$\hat{\theta}_a(k_s) = A\hat{\theta}_F(k_s) + B\hat{\theta}_B(k_s)$$

hvor $A + B = 1$ og A og B er konstante og forskjellige fra 0 eller en vektet middelværdi (i dette tilfellet benevner vi teknikken PA-WFBL) hvilket betyr at A og B avhenger av verdien av k_s . I PA-WFBL-tilnærmingen er middelværdien fortrinnsvis utført ved å gi mer vekt til DPLL-estimatet som er nærmere sitt originale start pilot-baserte estimat, hvor begrunnelsen er at jo lengre fra det ML-pilotbaserte estimat, jo mindre pålitelig er DPLL-fasebanen. I den foretrukne utførelsesform er middelværdien $\hat{\theta}_a(k)$ utført som:

$$\hat{\theta}_a(k_s) = \left(1 - \frac{k_s}{(L_S - L_P)}\right) \hat{\theta}_F(k_s) + \left(\frac{k_s}{(L_S - L_P)}\right) \hat{\theta}_B(k_s) \quad (18)$$

hvor $\hat{\theta}_F(k_F)$ og $\hat{\theta}_B(k_F)$ er de estimerte fasebaner av henholdsvis de fremlengs og baklengs sløyfer. Bemerk at $k_s = 0$ korresponderer til pilotfeltet.

Figur 17 viser en mulig implementering av PA-FBL- og PA-WFBL-teknikkene. Samplene ved symbolrate ved utgangen av det passende filter sendes til bærebølgefase gjenoppbyggingsenheten som prosesserer en vektor av $L_S + L_P$ sampler (den gjeldende spalte pluss de neste pilotfelt av den neste spalte). Disse sampler er skrevet til et bidireksjonalt lese- og skriveskiftregister gjennom bryteren 1 som under denne fase kobler sine porter A og B. I den neste fase leses innholdet av skiftregisteret fra to utganger til bryter 1 og 3. Når utgangen til bryter 1 leses, kommer samplene ut i omvendt rekkefølge i forhold til rekkefølgen de ble skrevet i. Ingen annen dataveksling finner sted i stedet for samplene sendt til bryter 3. Ved denne tid kobler bryteren 1 sine porter B og C slik at samplene videre kan prosesseres av fasegjenoppbyggingsenhetene lengre nede i blokkdiagrammet. Siden den første sample som kommer ut av skiftregisteret, korresponderer til pilotsymboler, forsikrer bryterne 2 og 3, ved å koble deres porter A og B, at de leveres til FF ML-estimatorenheten. Fra bryteren 2 er samplene relative til pilotfeltet av den neste spalte, mens de fra bryter 3 tilhører pilotsymbolene av den gjeldende spalte. Basert på disse to pilotfelt produserer FF ML-estimatoren to faseestimer, $\hat{\theta}^{(p)}_f(l)$ og $\hat{\theta}^{p0}_f(l+1)$ i henhold til ligningene (5) og (8), hvilket deretter anvendes av de to DPLL (DPLL_B og DPLL_F) for å initialisere deres integratorer av ligning (13). Når L_P sampler er lest fra skiftregisteret og levert til FF ML-estimatoren, endrer bryterne 2 og 3 tilstander ved koblede porter A og C når samplene som kommer ut fra skiftregisteret, nå korresponderer til datasymbolene og følgelig må prosesseres av de to DPLL. Når samplene ankommer DPLL'ene, beregnes de to faseestimatene $\hat{\theta}_F(k_s)$ og $\hat{\theta}_B(k_s)$ i realtid og deretter kombineres av kombineringsblokken.

Denne siste beregner $\hat{\theta}_a(k)$ gjennom en enkel aritmetisk middelvei (for PA-FBL-teknikken) eller gjennom en vektet middelvei slik som i ligning (18) (for PA-WFBL-teknikken). Til slutt anvendes en oppslagstabell for å beregne visere anvendt for å derotere signalsamplene. Disse siste ble lagret i en buffer ventende på at den første sample av viseren blir klar. Det hele sett av nevnte operasjoner gjentas for de neste spalter.

Figurer 18 og 19 viser flimmerprestasjonen av de presenterte systemer for forskjellige verdier av SNR. Som vist begynner prestasjonen å være rimelig god kun ved veldig lange spaltestørrelser (større enn 1000 symboler). Dette antyder en relativ sensitivitet overfor bærebølgefrequensavvik.

P a t e n t k r a v

1. Fremgangsmåte for å tilveiebringe en pilotassistert fasesynkronisering av et digitalt inngangssignal som utgjøres av signalsampler $Z(k)$, hvor k representerer symbolindeksen, hvor nevnte signal omfatter signalfelt som utgjøres av L_S symboler, nemlig en blokk av L_P pilotsymboler $Z^p(k)$ og et datafelt av $L_S - L_P$ datasymboler $Z^d(k)$, k a r a k t e r i s e r t v e d at fremgangsmåten omfatter følgende trinn for hvert signalfelt som har en spalteindeks l :

- å beregne et uinnpakket pilotfaseestimat $\hat{\theta}_f^{(P)}(l)$;

- å initiere, med $\hat{\theta}_f^{(P)}(l)$, en første digital faselåst sløyfe (DPLL_F) for derved å

implementere en faseestimalgoritme, og å beregne en fremlengs fasebane $\hat{\theta}_F(k)$ fra datasymbolene $Z^d(k)$ av datafeltet, hvor nevnte fremlengs fasebane

utgjøres av $L_S - L_P$ fremlengs faseestimer $\hat{\theta}_F(k_s)$, og hvor k_s er et heltall som varierer mellom 1 og $L_S - L_P$ over datafeltet til nevnte signalfelt som har en spalteindeks l ;

- å initiere, med $\hat{\theta}_f^{(P)}(l+1)$, en andre digital faselåst sløyfe (DPLL_B) for derved å implementere en faseestimalgoritme, og å beregne en baklengs fasebane fra

datasymbolene $Z^d(k)$, hvor k_s er et heltall som varierer mellom $L_S - L_P$ og 1 over datafeltet til nevnte signalfelt som har en spalteindeks l , og hvor nevnte baklengs fasebane $\hat{\theta}_B(k_s)$ utgjøres av $L_S - L_P$ baklengs faseestimer $\hat{\theta}_B(k_s)$; og

- å kombinere nevnte fasebaner for å fremskaffe en kombinert fasebane som utgjøres av faseestimer $\hat{\theta}(k_s)$ mellom nevnte fremlengs og baklengs fasebaner, og å beregne en fasekorrigering $e^{-j\hat{\theta}(k_s)}$.

2. Fremgangsmåte som angitt i krav 1, hvor fremgangsmåten omfatter å multiplisere nevnte fasekorrigering $e^{-j\hat{\theta}(k_s)}$ med nevnte digitale inngangssignal for å generere et fasekorrigert inngangssignal for datasymbolene.

3. Fremgangsmåte som angitt i krav 1 eller 2, hvor fremgangsmåten omfatter å beregne, fra nevnte fremlengs og baklengs fasebaner, en kombinert fasebane som utgjøres av faseestimer $\hat{\theta}_a(k_s)$ med:

$$\hat{\theta}_a(k_s) = A\hat{\theta}_F(k_s) + B\hat{\theta}_B(k_s); \text{ og}$$

$$A+B=1.$$

4. Fremgangsmåte som angitt i krav 3, hvor A og B er konstante og forskjellige fra 0.
5. Fremgangsmåte som angitt i krav 3, hvor A og B varierer som en funksjon av k_s .
6. Fremgangsmåte som angitt i krav 5, hvor $B=0$ for $k_s=0$.
- 5 7. Fremgangsmåte som angitt i krav 5 eller 6, hvor $A=0$ for $k_s = (L_s - L_p)$.

8. Fremgangsmåte som angitt i krav 6, hvor:

$$A = 1 - k_s / (L_s - L_p); \text{ og}$$

$$B = k_s / (L_s - L_p)$$

9. Fremgangsmåte som angitt i et hvilket som helst av de foregående krav, hvor:

$$10 \quad \hat{\theta}^{(P)}_{(f)}(l) = \hat{\theta}^{(P)}_f(l-1) + \alpha SAW[\hat{\theta}^{(P)}(l) - \hat{\theta}^{(P)}_{(f)}(l-1)];$$

- hvor $SAW[\Phi] \equiv [\Phi]_{-\pi}^{+\pi}$ er en sagtannet ikke-linearitet som reduserer Φ til intervallet $[-\pi, \pi)$, og α er en parameter i området $0 < \alpha \leq 1$; og

- hvor $\hat{\theta}^{(P)}(l)$ er et faseestimat i blokken av L_p pilotsymboler av nevnte pilotfelt (l) .

- 15 10. Fremgangsmåte som angitt i krav 9, hvor:

$$\hat{\theta}^{(P)}_l = \arg \left\{ \sum_{k=0}^{L_p-1} c^{(P)*}(k) z^{(P)}(k) \right\};$$

- hvor $c^{(P)*}(k)$ betegner konjugatet av pilotsymbol $c^{(P)}(k)$.

11. Fremgangsmåte som angitt i et hvilket som helst av de foregående krav, hvor:

$$\hat{\theta}_F(k+1) = \hat{\theta}(k) + \mu(k);$$

$$20 \quad \mu(k+1) = \mu(k) + \gamma(1 + \rho)e(k+1) - \gamma e(k);$$

- hvor ρ og γ betegner sløyfeparametere; og

$$\rho(k) = \text{Im}\{y(k)c^*(k)\};$$

- hvor $c(k)$ er et estimat av k-overføringsdatasymbolet; og

- hvor c^* betegner konjugatet av c .

- 25 12. Fremgangsmåte som angitt i krav 11, hvor:

$$\rho \approx \frac{4B_L T}{1 + 4\zeta^2}; \text{ og}$$

$$\gamma \approx \frac{16\zeta^2 B_L T}{A_0(1+4\zeta^2)};$$

- hvor:

A_0 betegner stigningen ved utgangspunktet til en S-kurve av en faseavviks-detektor;

5 B_L betegner båndvidden B_L til sløyfestøyen;

ζ betegner sløyfedempningsfaktoren; og

$1/T$ betegner symbolraten.

13. Fremgangsmåte som angitt i et hvilket som helst av de foregående krav, hvor fremgangsmåten omfatter følgende trinn:

10 - å mate datasymbolene $Z^d(k)$ av et datafelt / til et skiftregister og pilotsymbole-
ne til en pilotfaseestimator; og

å mate i det minste en digital faselåst sløyfe sammen med nevnte datasymbol

$Z^d(k)$ og nevnte uinnpakkede pilotfaseestimat $\hat{\theta}_f^{(k)}(l)$.

14. Fremgangsmåte som angitt i krav 13, hvor nevnte skiftregister, for å generere

15 både fremlengs og baklengs baner, utgjøres av et bidireksjonalt skiftregister og
leses på en "først inn-først ut"-basis for å mate den første digitale faselåste sløy-
fe (DPLL_F), og en "sist inn-sist ut"-basis for å mate den andre digitale faselåste
sløyfe (DPLL_B).

15. Anordning for å implementere fremgangsmåten angitt i krav 13 eller 14, k a -
20 r a k t e r i s e r t v e d at anordningen omfatter:

- en inngang for å motta nevnte inngangssignal; og

- en vekslingsinnretning for å dirigere datasignalene $Z^d(k)$ til nevnte skiftregister
samt pilotsymbolene til en pilotfaseestimator, og for å lese datasignalene $Z^d(k)$

25 av nevnte skiftregister til inngangen av nevnte første og andre digitale faselåste
sløyfe (DPLL_F, DPLL_B), idet en utgang av nevnte estimator er koblet til en andre
inngang av hver av de nevnte digitale faselåste sløyfer (DPLL_F, DPLL_B), og hvor
hver av disse har en utgang for å generere nevnte fasebane som utgjøres av fa-
seestimator $\hat{\theta}_F(k_s)$, $\hat{\theta}_B(k_s)$.

16. Anordning som angitt i krav 15, hvor nevnte vekslingsinnretning mater datasig-
30 nalene $Z^d(k)$ til den første digitale faselåste sløyfe (DPLL_F) på en "først inn-først
ut"-basis, og til den andre digitale faselåste sløyfe (DPLL_B) på en "sist inn-sist
ut"-basis; og

- at utgangene til begge digitale faselåste sløyfer (DPLL_F, DPLL_B) er koblet til inngangen av en kombinator for ved dens utgang å generere en kombinert bane

som utgjøres av faseestimer $\hat{\theta}_a(k_s)$;

- hvor nevnte utgangsdata fra kombinatoren føres inn i en oppslagstabell for å generere nevnte fasekorrigering $e^{-j(k_s)}$; og

- hvor nevnte innretning også omfatter multipliseringsenhet for å multiplisere nevnte fasekorrigering med det respektive inngangssignal ved utgangen av en buffer for derved å generere et fasekorrigert inngangssignal.

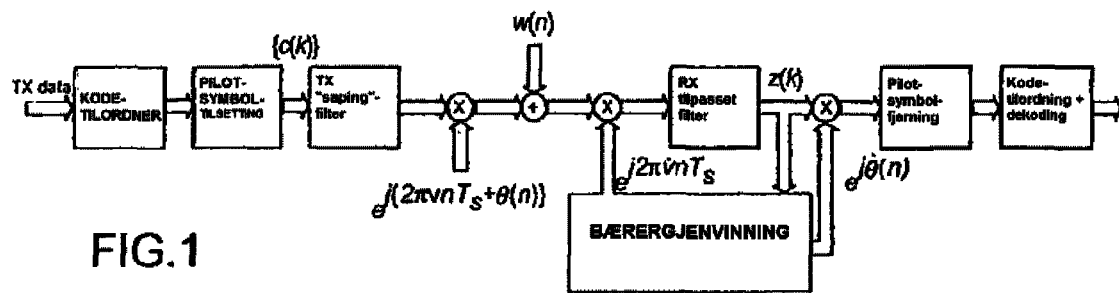


FIG.1

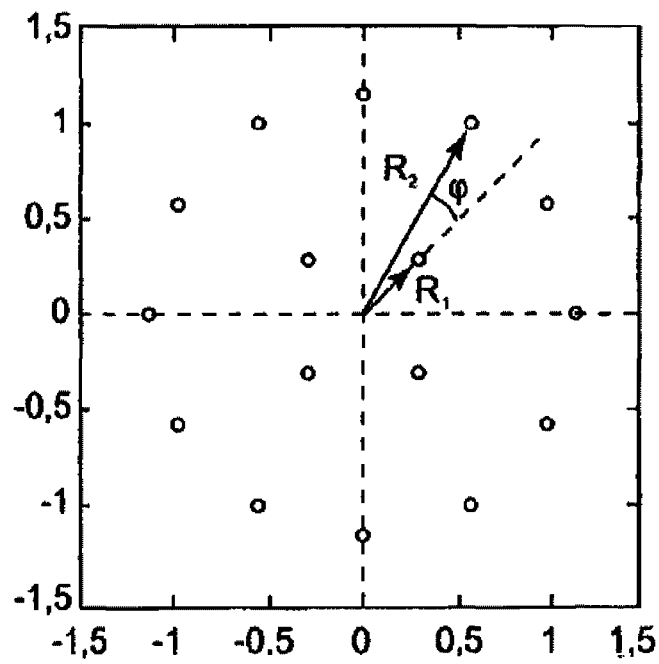


FIG.2

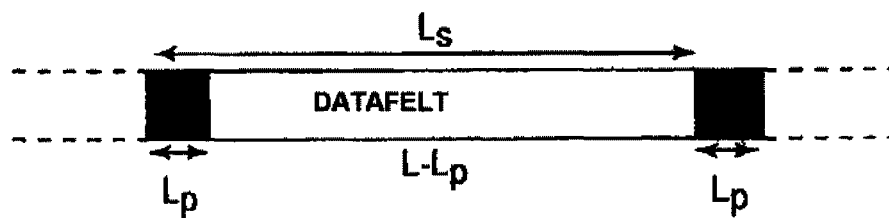


FIG.3

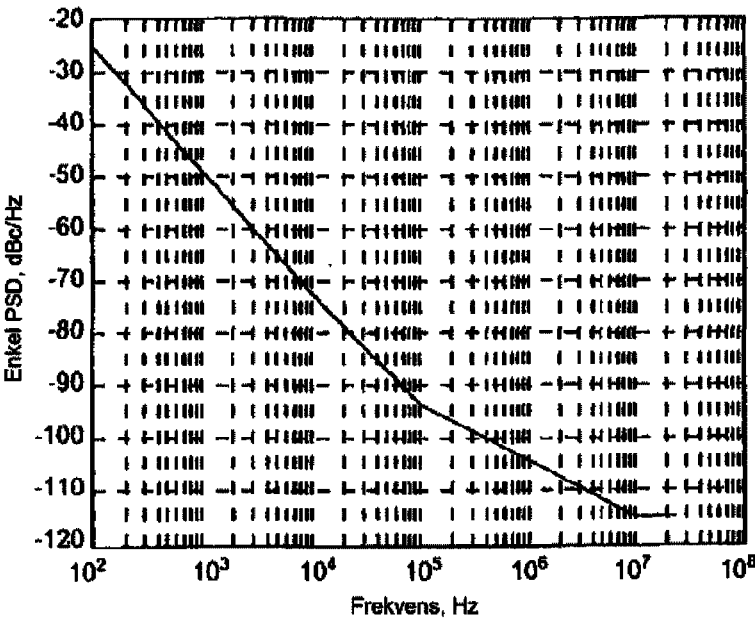


FIG.4

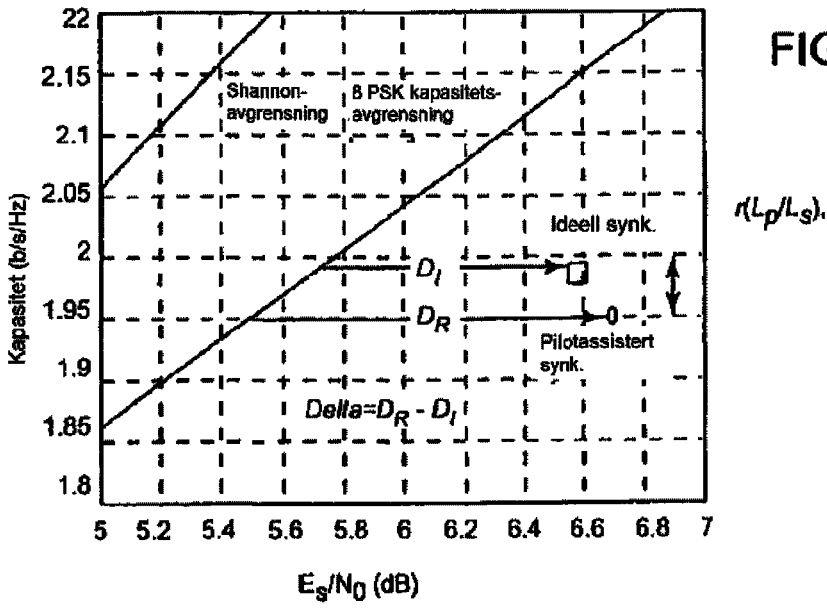


FIG.5

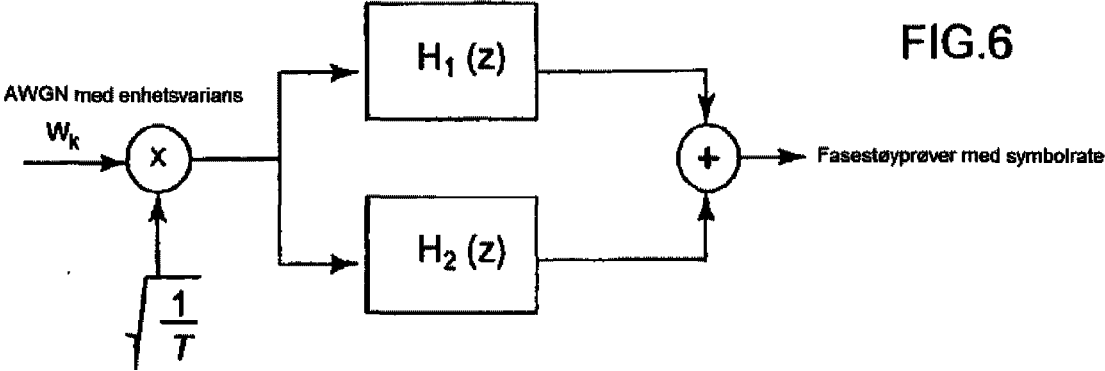


FIG.6

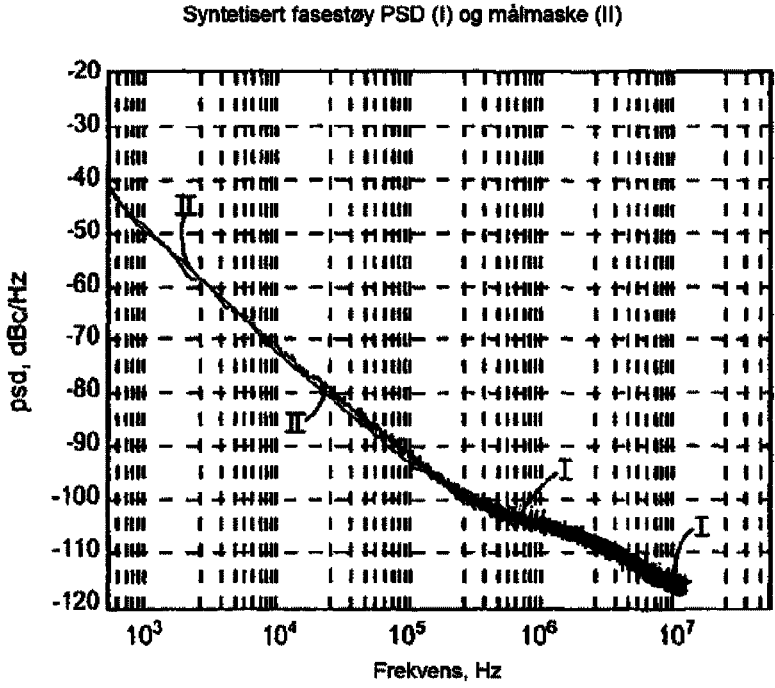


FIG.7

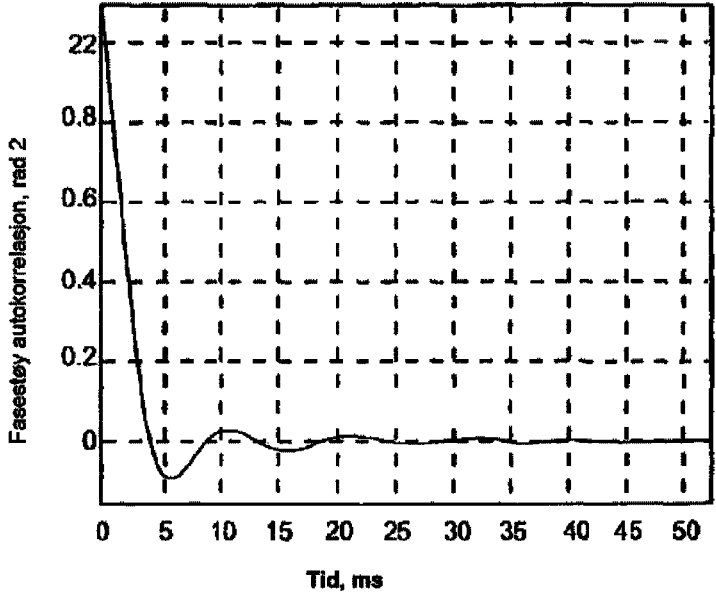


FIG.8

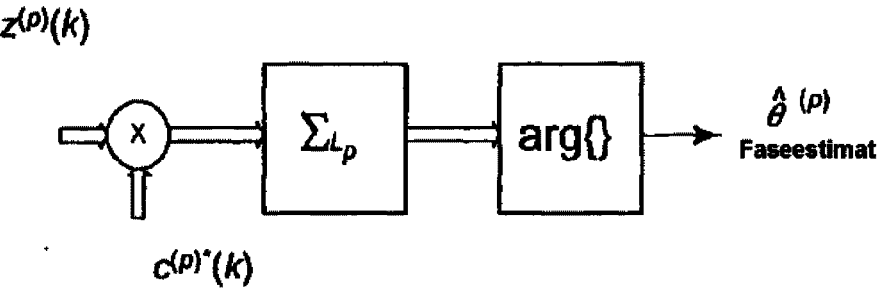
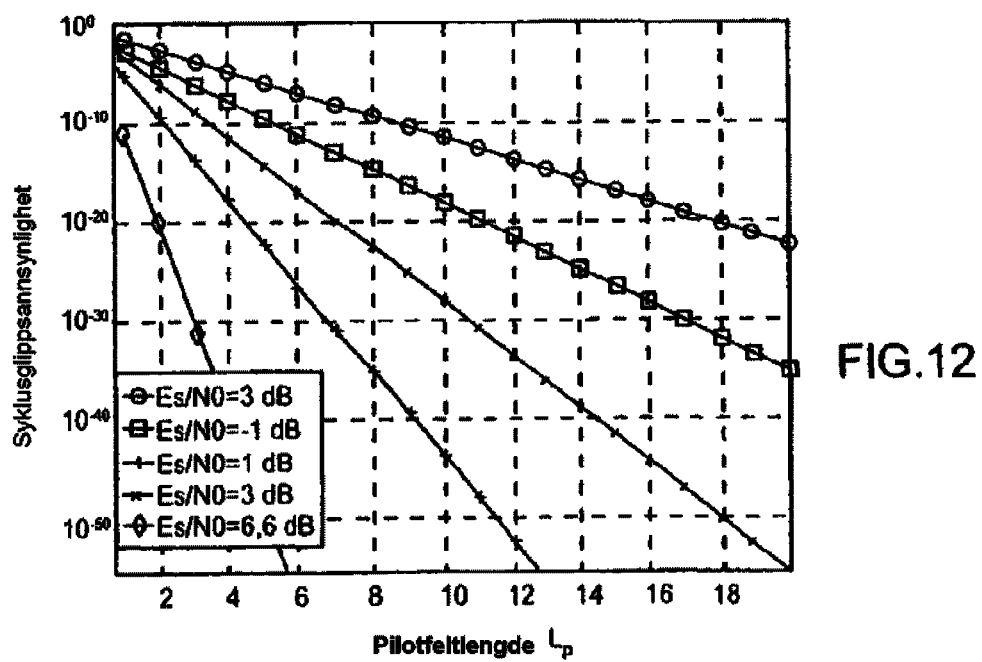
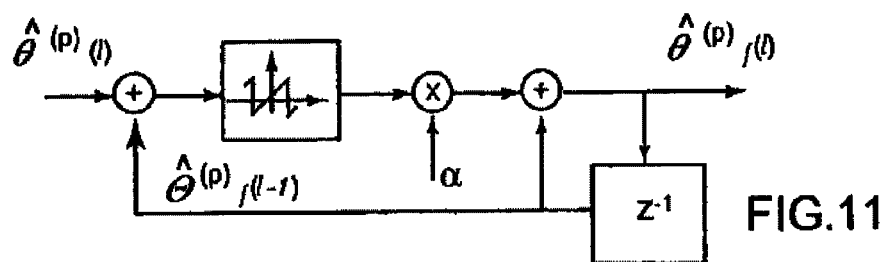
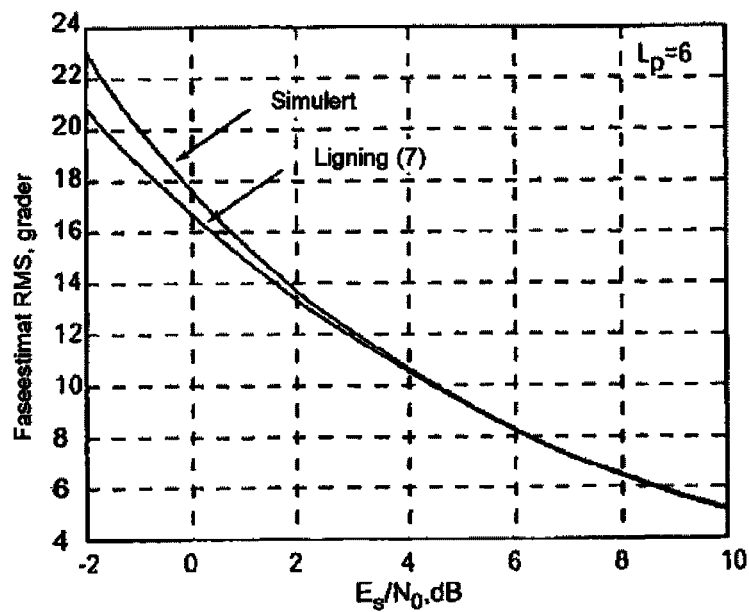


FIG.9

4/7



5/7

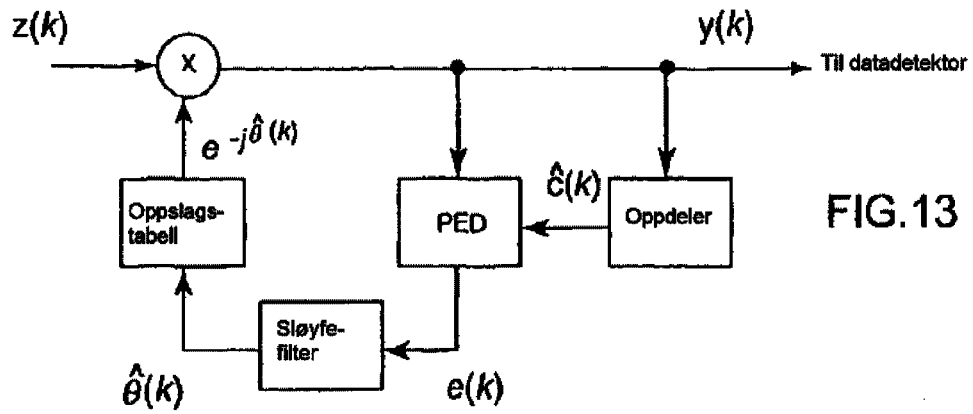


FIG. 14

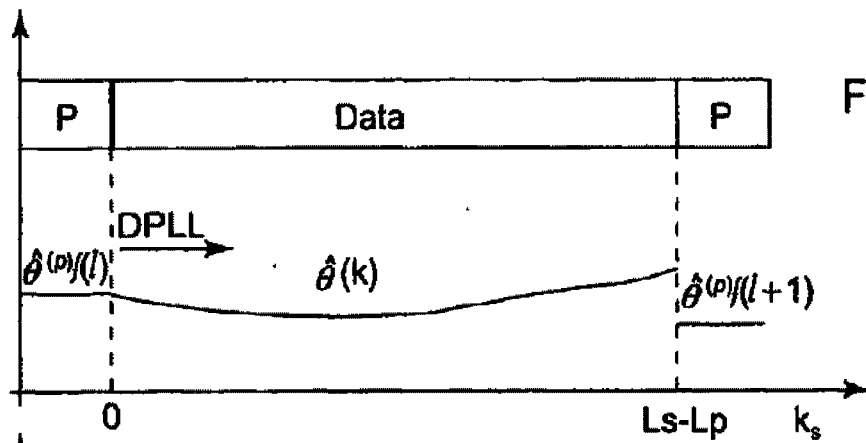
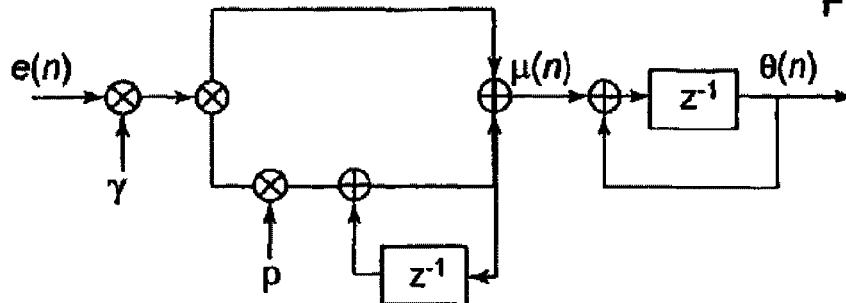
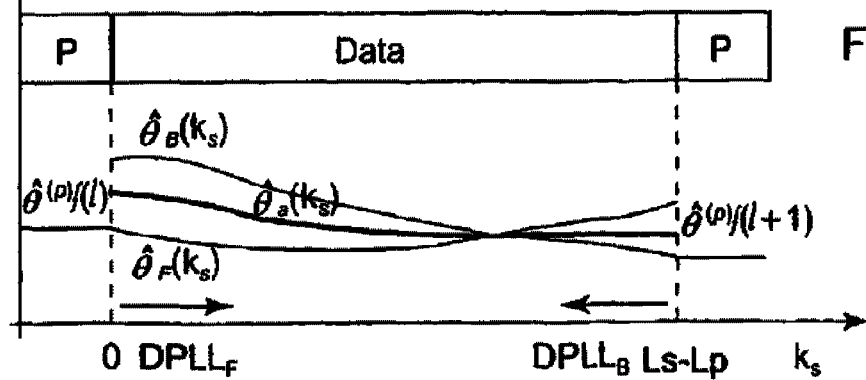


FIG. 16



6/7

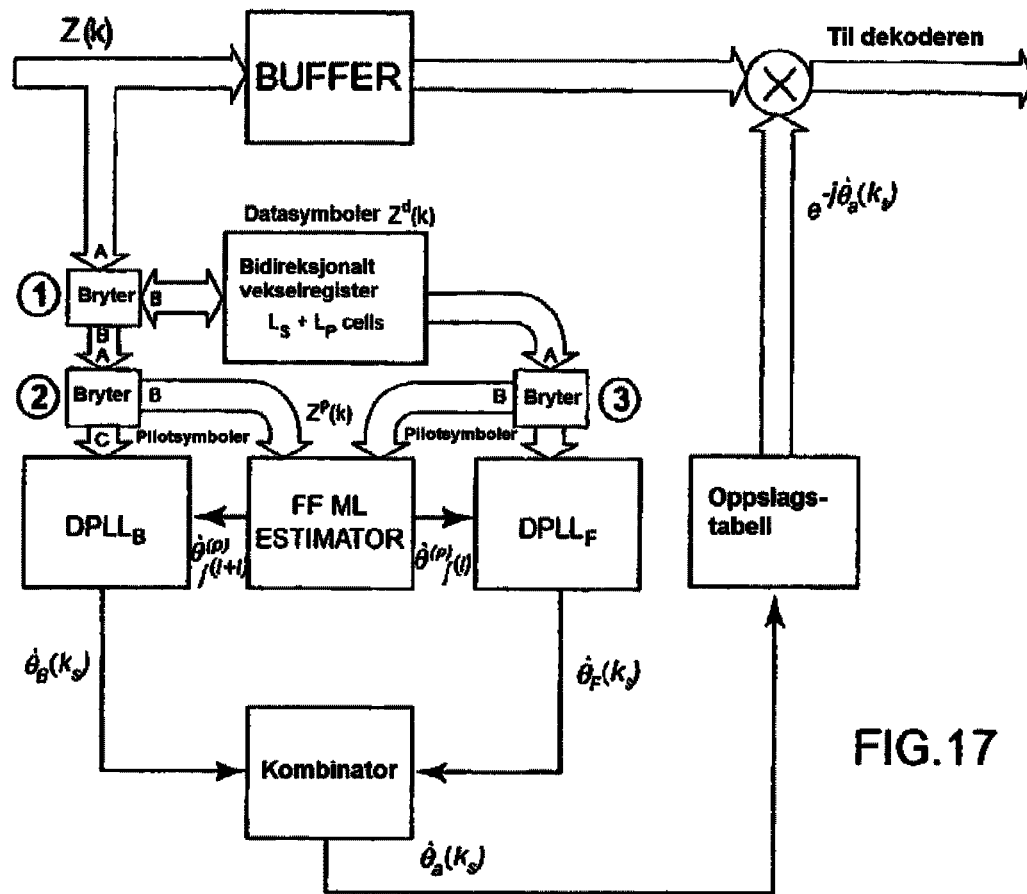


FIG.17

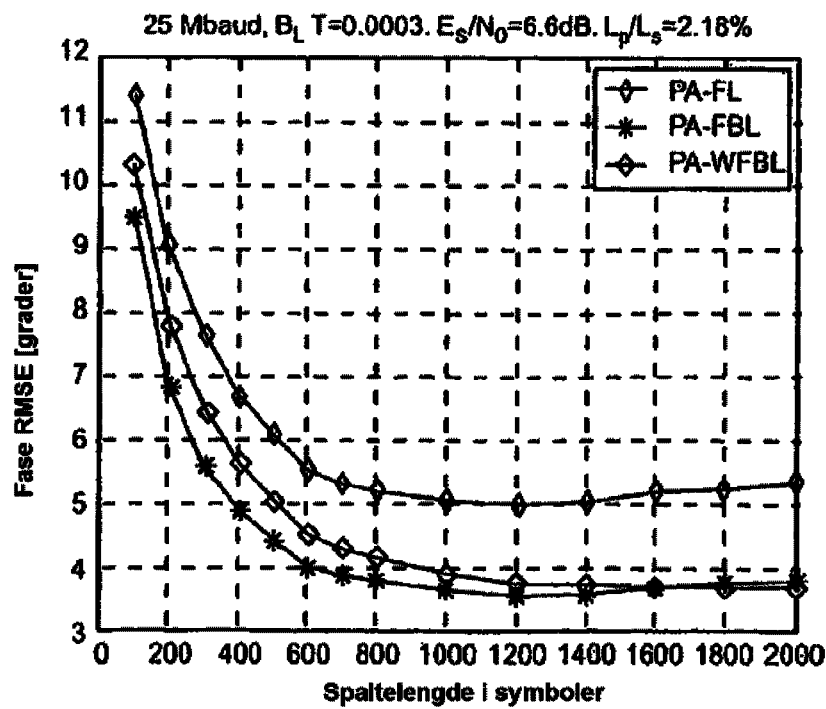


FIG.18

7/7

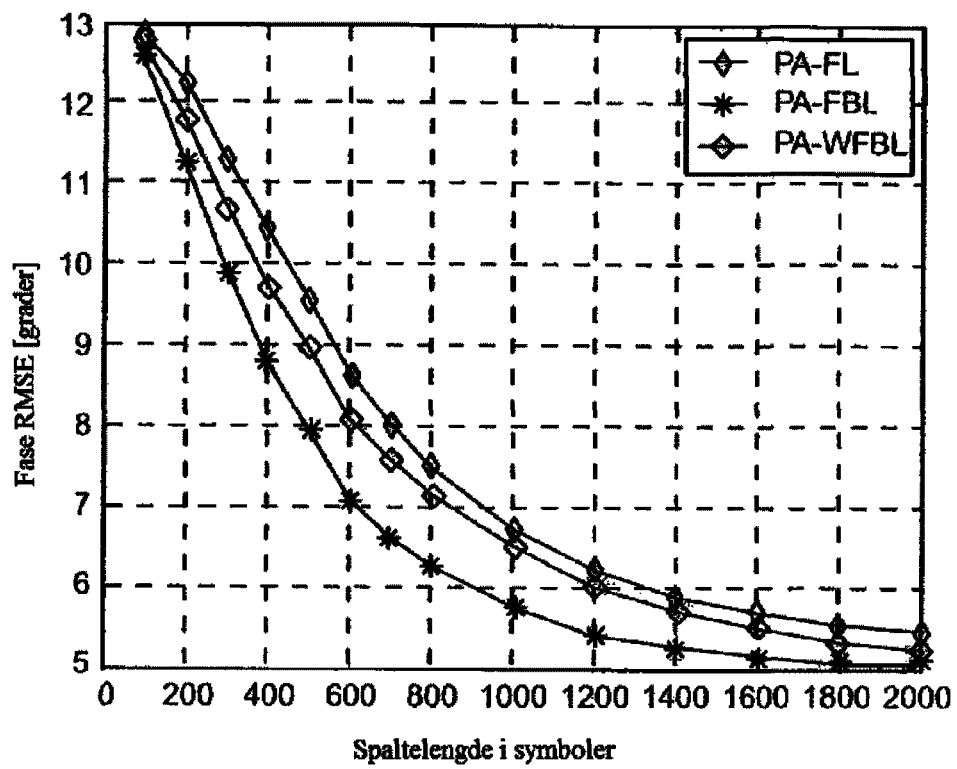


FIG.19