



(12) PATENT

(19) NO

(11) 337478

(13) B1

NORGE

(51) Int Cl.

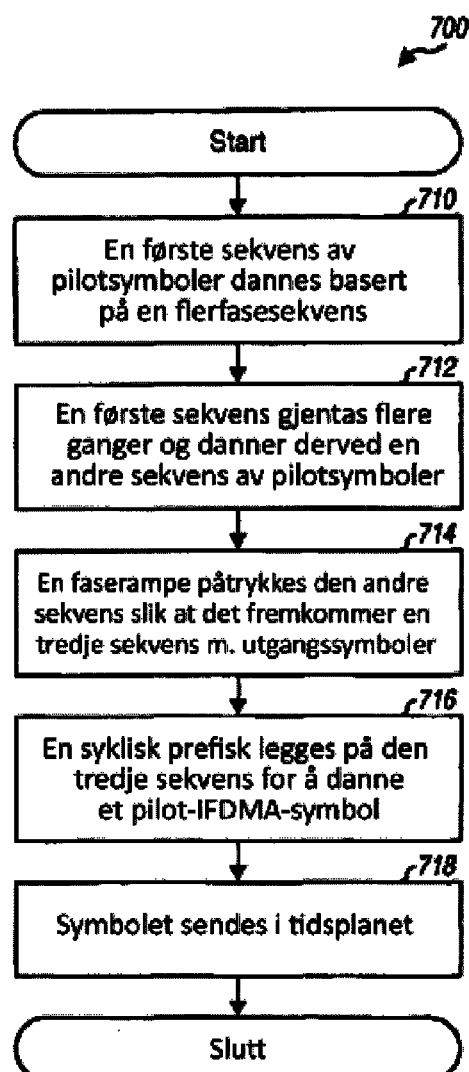
H04B 1/69 (2011.01)

H04L 27/26 (2006.01)

Patentstyret

(21)	Søknadsnr	20075017	(86)	Int.inng.dag og søknadsnr	2006.03.07 PCT/US2006/008300
(22)	Inng.dag	2007.10.04	(85)	Videreføringsdag	2007.10.04
(24)	Løpedag	2006.03.07	(30)	Prioritet	2005.03.07, US, 60/659,526 2005.07.05, US, 11/175,607
(41)	Alm.tilgj	2007.11.19			
(45)	Meddelt	2016.04.18			
(73)	Innehaver	Qualcomm Incorporated, 5775 Morehouse Drive, US-CA92121-1714 SAN DIEGO, USA			
(72)	Oppfinner	Aamod Khandekar, 8465 Regents Road #339, US-CA92122 SAN DIEGO, USA Ravi Palanki, 7699 Palmilla Drive #3209, US-CA92122 SAN DIEGO, USA			
(74)	Fullmektig	Tandbergs Patentkontor AS, Postboks 1570 Vika, 0118 OSLO, Norge			
(54)	Benevnelse	Pilotsending og kanalestimering for et kommunikasjonssystem som benytter frekvensdelt multipleksing			
(56)	Anførte publikasjoner	US 20040047284 A1			
(57)	Sammendrag				

En sender genererer en pilot (et pilotsignal) med omhylningskurve konstant over tid og et flatt frekvensspektrum, basert på en flerfasesekvens. For å frembringe et pilot-IFDMA-symbol dannes en første sekvens av pilotsymboler basert på flerfasesekvensen og gjentas flere ganger slik at en andre sekvens av pilotsymboler fremkommer. En faserampe påtrykkes denne andre sekvens slik at en tredje sekvens med utgangssymboler fremkommer. En syklisk prefiks ligger på den tredje sekvens og gir da et IFDMA-symbol. Dette sendes over tid via en kommunikasjonskanal. Pilotsymbolene kan multiplekseres med datasymboler ved bruk av TDM og/eller CDM. Et pilot-LFDMA-symbol kan også frembringes ved hjelp av en flerfasesekvens og multiplekseres ved bruk av TDM eller CDM. En mottaker utleder et kanalestimat basert på de mottatte pilotsymboler og ved bruk av en eller annen kanalestimeringsteknikk, så som ved hjelp av minste kvadrater eller minste midlere kvadratiske feil.



Prioritet fra tidligere søknad

Denne patentsøknad krever prioritet fra foreløpig US patentsøknad 60/659 526 med tittel "Estimation for Pilot Design and Channel Interleaved Frequency Division Multiple Access Communication" av 7.mars 2005, også i navn Qualcomm. Prioritets-
5 søknaden tas her med som referanse, i den utstrekning den er tilgjengelig.

Teknisk område

Denne oppfinnelse gjelder generelt kommunikasjon, nærmere bestemt pilot-sending og kanalestimering for et kommunikasjonssystem.

10

Oppfinnelsens bakgrunn

Ortogonal frekvensdelt multipleksing (OFDM) er en modulasjonsteknikk for flere signalbærere og som deler opp et systems totale båndbredde til flere (K) ortogonale subbånd. Disse subbånd kalles også toner, subbærere og frekvensgrupper eller -
15 "binger". Med prinsippet OFDM knyttes hvert subbånd til sin respektive subbærer som kan moduleres med data.

OFDM har visse ønskelige karakteristikk så som høy spektralvirkningsgrad og god robusthet overfor effekter som skyldes flerveisoverføring. En hovedulempe med OFDM er imidlertid et høyt forhold mellom spisseffekt og gjennomsnittlig effekt (PAPR), som altså betyr at det kan foreligge høye spisseffekter, selv om den gjennomsnittlige effekt for en OFDM-bølgeform er moderat. Det høye eller store forhold PAPR fører til eventuelle tillegg i fase (eller koherente) for samtlige subbærere når de moduleres uavhengig av hverandre med data. Faktisk kan man vise at spisseffekten kan være opptil K ganger høyere enn den midlere effekt for et slikt system som bruker
25 OFDM.

Det høye PAPR for OFDM-bølgeformen er altså uønsket og kan degradere ytelsen. Som et eksempel vil store spisseffekter i OFDM-bølgeformer kunne forårsake at en kraftforsterker kommer til å arbeide i et meget ulineært område eller eventuelt klippe av de øverste toppene, hvilket ville gi rik intermodulasjonsforvrengning og
30 andre artefakter som degraderer signalkvaliteten. Dette igjen vil på uheldig måte kunne påvirke ytelsen når det gjelder kanalestimering, datadeteksjon etc.

På denne bakgrunn er det således et behov for teknikker som kan redusere de uheldige virkninger av et høyt forhold PAPR i flerbærermulasjon.

Av tidligere kjent teknikk nevnes US 2004/0047284 A1 som fremlegger trådløse kommunikasjonssystemer som anvender teknikker for forbedret kommunikasjon ved diverse antenner, særlig når transmisjonskanaler har forsinkelsesspredningskarakteristikk.
35

Kort gjennomgåelse av oppfinnelsen

Pilotsendeteknikk som kan unngå høye verdier av forholdet PAPR og kanalestimeringsteknikk skal nå gjennomgås. En pilot (et pilotsignal) kan genereres basert på en flerfasesekvens og ved bruk av frekvensdelt multippelaksess for enkelt bærer (SC-FDMA), og en flerfasesekvens er en sekvens som har gode tidskarakteristikker (så som en konstant omhylning i tidsplanet) og dessuten gode spektrale karakteristikk (så som et flatt frekvensspektrum). Prinsippet SC-FDMA omfatter (1) innfelt FDMA (IFDMA) som sender data og/eller pilot på subbånd som ligger jevnt fordelt over antallet K totale subbånd, og (2) lokalisert FDMA (LFDMA) som brukes til å sende data og/eller pilot typisk på tilstøtende subbånd blant de i alt K totale subbånd. IFDMA kalles også for delt (distribuert) FDMA, og LFDMA kalles også smalbands FDMA.

Et første aspekt av oppfinnelsen er en anordning med en prosessor som er i stand til å danne en sekvens av pilotsymboler basert på en polyfasesekvens og en modulator som er i stand til å transformere sekvensen av pilotsymboler til frekvensdomenen for å skaffe tilveie en sekvens av frekvensdomene-symboler, for å danne en sekvens av symboler med sekvensen av frekvensdomene-symboler avbildet på en gruppe med tilstøtende frekvens-subbånd brukt til pilotsending, og for å transformere den resulterende sekvensen av frekvensdomene-symboler til tidsdomenen for å skaffe tilveie en sekvens utgangssymboler for overføring gjennom en kommunikasjonskanal.

Et annet aspekt av oppfinnelsen er en fremgangsmåte for å generere en pilot i et kommunikasjonssystem ved (1) å danne en sekvens av pilotsymboler basert på en polyfasesekvens, (2) transformere sekvensen av pilotsymboler til frekvensdomene for å skaffe tilveie en sekvens av frekvensdomene-symboler (3) danne en sekvens av symboler med sekvensen av frekvensdomene-symboler avbildet på en gruppe av tilstøtende frekvens-subbånd brukt til pilotsending, og (4) transformere den resulterende sekvensen av frekvensdomene-symboler til tidsdomene for å skaffe tilveie en sekvens av utgangssymboler for overføring gjennom en kommunikasjonskanal.

Ytterlige aspekter av oppfinnelsen er en minneenhet som lagrer programvarekoder på seg for å utføre trinnene av fremgangsmåten når utført på en datamaskin, og en programvare-implementering som omfatter programvarekoder for å utføre trinnene av fremgangsmåten når utført på en datamaskin.

For øvrig henvises til det vedføyde kravsett som fremlegger ulike utførelsesformer.

Kort gjennomgåelse av tegningene

Forskjellige aspekter av oppfinnelsen og bestemte utførelser av denne skal nå gjennomgås i nærmere detalj. De enkelte trekk ved oppfinnelsen og dens natur vil fremgå bedre av detaljbeskrivelsen nedenfor, og samtidig vises til tegningene hvor

samme henvisningstall eller -tegn kan bety samme eller tilsvarende element i flere tegninger.

- Fig. 1 viser en subbåndstruktur med innfletting ("interlace") for et kommunika-
sjonssystem,
- 5 fig. 2 viser genereringen av et IFDMA symbol for et bestemt sett av N subbånd,
fig. 3 viser en subbåndstruktur som er smalbåndet,
fig. 4 viser genereringen av et LFDMA symbol for en bestemt gruppe på i alt N
subbånd,
- fig. 5A og 5B viser to TDMA pilotskjemaer med pilot og data multiplekset over
10 symbolperioder henholdsvis samplingsperioder,
fig. 5C og 5D viser to CDM pilotskjemaer med pilot henholdsvis data kombinert
over symbolperioder og samplingsperioder,
- fig. 6 viser en bredbåndspilot som er tidsdelt multiplekset med data,
fig. 7A viser en prosess for generering av et pilot-IFDMA-symbol,
15 fig. 7B viser en prosess for generering av et pilot LFDMA-symbol,
fig. 8 viser en prosess for å utføre kanalestimering,
fig. 9 viser et blokkskjema over en sender og en mottaker,
fig. 10A og 10B viser senderdata (TX) og pilotprosessorer for TDM pilotskjemaene
henholdsvis CDM pilotskjemaer,
- 20 fig. 11A og 11B viser henholdsvis modulatorer for IFDMA og LFDMA,
fig. 12A og 12B viser IFDMA demodulatorer for henholdsvis TDM- og CDM-piloter,
og
fig. 13A og 13B viser LFDMA demodulatorer for henholdsvis TDM- og CDM-piloter.

25 **Detaljbeskrivelse**

Uttrykket "et eksempel" kommer til å brukes her og betyr da "å tjene som et eksempel, som en hendelse eller en illustrasjon". Enhver utførelse eller ethvert design som her er beskrevet som "et eksempel" er ikke nødvendig slik det foretrekkes konstruert eller nødvendigvis fordelaktig over andre utførelser eller design.

- 30 Teknikkene for pilotsending og kanalestimering og beskrevet her kan brukes for forskjellige kommunikasjonssystemer som utnytter flerbærermodulasjon eller frekvensdelt multipleksing. F.eks. kan disse teknikker brukes for et system innenfor FDMA (forklart tidligere), et system OFDMA, et system SC-FDMA, et system IFDMA, et system LFDMA, et system som er basert på OFDM etc. Disse teknikker
35 kan også brukes for foroverlinken (eller nedlinken) henholdsvis returlinken (eller opplinken).

Fig. 1 viser et eksempel på en oppbygging av et subbånd, idet oppbyggingen eller sammenstillingen her vil bli kalt en struktur 100. Denne struktur kan brukes for et bestemt kommunikasjonssystem som har en total båndbredde på BW MHz, og denne

båndbredde er delt opp i i alt K ortogonale subbånd som er gitt indeksene $1-K$. Avstanden mellom de tilstøtende subbånd blir da BW/K (MHz). I et spektralformet system vil enkelte subbånd i begge ender av båndbredden ikke være i bruk for data/pilotsending og i stedet tjene som beskyttelsessubbånd for å la systemet møte
 5 bestemte krav for spektralmaskering.

Alternativt kan samtlige K subbånd være fastlagt over den brukbare del av systemets båndbredde. For enkelthets skyld vil beskrivelsen her gå ut fra at samtlige K totale subbånd kan brukes for sending av data/pilot.

For subbåndstrukturen 100 vist på fig. 1 er de i alt K subbånd anordnet i S
 10 subbåndsett som ikke går over i hverandre, og disse sett kalles også innflettinger. De S sett er altså ikke overlappende ved at hvert enkelt av de K subbånd hører til bare i ett sett. Hvert sett inneholder i alt N subbånd som er jevnt fordelt over de K totale subbånd, slik at påfølgende subbånd i settet har avstanden S innbyrdes, idet $K = S \cdot N$. Følgelig vil et vilkårlig sett u inneholde subbåndene $u, S + u, 2S + u, \dots, (N-1) \cdot S + u$,
 15 idet u er den satte indeks og u ligger innenfor området fra 1 til S , slik det uttrykkes matematisk: $u \in \{1, \dots, S\}$. Indeksen u er altså en subbåndoffset eller -forskyvning som viser til (indikerer) det første subbånd i settet. De i alt N subbånd i hvert sett er på denne måte innflettet med de N subbånd i hvert av de øvrige $S-1$ sett.

Fig. 1 viser en særskilt subbåndoppbygging eller -struktur. Generelt kan en
 20 slik subbåndstruktur innbefatte et hvilket som helst antall subbåndsett, og hvert sett kan innbefatte et hvilket som helst antall subbånd. Settene kan omfatte samme eller forskjellig antall subbånd. Som et eksempel kan enkelte sett ha N subbånd, mens andre sett kan ha $2N, 4N$ eller et vilkårlig antall subbånd. Subbåndene i hvert sett er jevnt fordelt (dvs. at de har samme innbyrdes avstand) over de i alt K (totale) subbånd, i den
 25 hensikt å oppnå de fordeler som er gjennomgått nedenfor. For enkelthets skyld antas i beskrivelsen nedenfor at man har en subbåndstruktur 100 slik det er vist på fig. 1.

De S subbåndsett kan betraktes som S kanaler som kan brukes for data- og pilotsending. Som et eksempel kan hver bruker være tildelt et bestemt subbåndsett, og data og pilot for hver slik bruker kan da sendes via det tildelte subbåndsett. Et antall S
 30 brukere kan samtidig sende data/pilot via de S subbåndsett via returlinken til en basestasjon, og denne kan også samtidig sende data/pilot via de S subbåndsett via foroverlinken til i alt S brukere. For hver link kan opp til N modulasjonssymboler sendes i hver enkelt symbolperiode (i tid eller frekvens) på de N subbånd i hvert sett, uten at dette forårsaker forstyrrelse av de øvrige subbåndsett. Et modulasjonssymbol er
 35 en kompleks verdi for et punkt i en bestemt signalkonstellasjon (så som for M-PSK, M-QAM, etc.).

for OFDM sendes modulasjonssymboler i frekvensplanet. For hvert subbåndsett kan N modulasjonssymboler sendes i de N subbånd i hver symbolperiode. I beskrivelsen nedenfor vil en symbolperiode være tidsvarigheten for et bestemt

OFDM symbol, et IFDMA symbol eller et LFDMA symbol. Et modulasjonssymbol mappes da til hvert av de N subbånd som brukes for sendingen, og et null symbol (som er en signalverdi på null) mappes til hvert av de K-N ubrukte subbånd. De i alt K modulasjons- og nullsymboler transformeres fra frekvensplanet til tidsplanet ved å

5 utføre en invers forsert Fourier transformasjon (IFFT) med i alt K punkter for disse symboler, og man oppnår da K tidsplansampler. Disse sampler kan imidlertid ha et høyt forhold PAPR.

Fig. 2 viser genereringen av et IFDMA symbol for et bestemt sett av i alt N subbånd. En opprinnelig sekvens på N modulasjonssymboler som skal sendes i en

10 bestemt symbolperiode på de N subbånd i settet u angis som $\{d_1, d_2, d_3, \dots, d_N\}$ (blokk 210). Den opprinnelige sekvens med N modulasjonssymboler gjentas deretter S ganger slik at man oppnår en utvidet sekvens med i alt K modulasjonssymboler (212), de N modulasjonssymboler sendes i tidsplanet og opptar kollektivt N subbånd i frekvensplanet. De S kopier av den opprinnelige sekvens fører til de N okkuperte

15 subbånd ved at disse da får innbyrdes avstand tilsvarende S subbånd, med S-1 subbånd med null effekt som skille mellom tilstøtende okkuperte subbånd. Den utvidede sekvens har på denne måte fått et kamliggende frekvensspektrum og opptar subbåndsettet 1 på fig. 1.

Den utvidede sekvens multipliseres med en faserampe slik at det fremkommer

20 en frekvenstransponert sekvens av utgangssymboler, 214. Hvert utgangssymbol i denne sekvens kan frembringes på følgende måte:

$$x_n = d_n \cdot e^{-j2\pi(n-1)(u-1)/K}, \quad \text{for } n = 1, \dots, K \quad (1)$$

25 hvor d_n er det n -te modulasjonssymbol i den utvidede sekvens, mens x_n er det n -te utgangssymbol i den frekvenstransponerte sekvens. Faserampen $e^{-j2\pi(n-1)(u-1)/K}$ har en fasedreining (eller -stigning) på $2\pi(u-1)/K$, og denne dreining bestemmes av det første subbånd i settet u . Uttrykkene " $n-1$ " og " $u-1$ " i eksponenten av faserampen skyldes indeksene n og u ved at disse starter med '1' i stedet for '0'. Multiplikasjonen

30 med faserampen i tidsplanet transponerer det kamliggende frekvensspektrum for den utvidede sekvens opp i frekvens slik at sekvensen kommer til å oppta subbåndsettet u i frekvensplanet.

De siste C utgangssymboler i den frekvenstransponerte sekvens kopieres deretter til starten av sekvensen for å danne et IFDMA symbol som inneholder K+C utgangssymboler, 216. Disse utgangssymboler kalles ofte en syklisk prefiks eller et

35 beskyttelsesintervall, og lengden av denne prefiks er da lik C. Prefiksen brukes til å redusere intersymbolinterferens (ISI) som skyldes frekvensselektiv signalsvekking (fading), idet dette gir en frekvensrespons som kommer til å variere over systembåndbredden. De i alt K+C utgangssymboler i IFDMA symbolet sendes i like mange

samplingsperioder, slik at ett utgangssymbol hører til hver enkelt samplingsperiode. En symbolperiode for IFDMA tilsvare varigheten av ett IFDMA symbol og er lik antallet $K+C$ samplingsperioder. En samplingsperiode kalles også ofte en "chip-periode".

5 Siden IFDMA symbolet er periodisk i tidsplanet (med unntak av faserampen) kommer dette symbol til å oppta et sett på N likfordelte subbånd med start med subbåndet u . Brukere med forskjellige subbåndoffset vil da oppta forskjellige subbåndsett og være innbyrdes ortogonale, tilsvarende systemet OFDMA.

Fig. 3 viser et eksempel på en smalbåndsstruktur 300 for flere subbånd, og
10 denne struktur kan brukes for et bestemt kommunikasjonssystem. for strukturen er de i alt K subbånd anordnet i i alt S ikke-overlappende grupper, og hver gruppe inneholder N subbånd som ligger inntil hverandre. Generelt gjelder $N > 1$, $S > 1$ og $K = S \cdot N$, hvor N og S for strukturen 300 som altså er en smalbånds subbåndstruktur kan være samme verdi eller forskjellig fra de tilsvarende antall eller verdier N og S for inn-
15 flettingssubbåndstrukturen 100 vist på fig. 1. Gruppen ν inneholder subbåndene $(\nu - 1) \cdot N + 1$, $(\nu - 1) \cdot N + 2$, ..., $\nu \cdot N$, hvor ν er gruppeindeksen og $\nu \in \{1, \dots, S\}$. Generelt kan en subbåndstruktur innbefatte ethvert antall grupper, idet hver gruppe kan inneholde ethvert antall subbånd, og gruppene kan inneholde samme eller forskjellig antall subbånd.

20 Fig. 4 viser genereringen av et LFDMA symbol for en bestemt gruppe på i alt N subbånd. En opprinnelig sekvens på N modulasjonssymboler som skal sendes i en bestemt symbolperiode i subbåndgruppen angis med $\{d_1, d_2, d_3, \dots, d_N\}$ (blokk 410). Den opprinnelige sekvens med N modulasjonssymboler transformeres deretter til frekvensplanet ved hjelp av en forsert Fourier transformasjon (FFT) med N punkter for å
25 komme frem til en sekvens på N frekvensplansymboler, blokk 412. Disse symboler mappes på de N subbånd som brukes for sendingen, og de $K - N$ nullsymboler mappes på de resterende $K - N$ subbånd for å frembringe en sekvens på K symboler, 414. De N subbånd som brukes for sendingen har indekser fra $k + 1$ til $k + N$, hvor $1 \leq k \leq (K - N)$. Sekvensen med i alt K symboler transformeres deretter til tidsplanet ved hjelp av
30 en K -punkts inverstransformasjon IFFT for å komme frem til en sekvens på i alt K tidsplanutgangssymboler, 416. De siste C utgangssymboler i sekvensen kopieres deretter til starten av sekvensen for å danne et LFDMA symbol som inneholder $K + C$ utgangssymboler, 418.

LFDMA symbolet genereres slik at det kommer til å oppta en gruppe på N
35 tilstøtende subbånd startende med subbånd $k + 1$. Brukere kan tildeles forskjellige ikke-overlappende subbåndgrupper og vil da være innbyrdes ortogonale, tilsvarende OFDMA. Hver bruker kan være tildelt forskjellig subbåndgruppe i forskjellig symbolperiode for å oppnå frekvensdiversitet. Subbåndgruppene for hver enkelt bruker kan forøvrig velges, dvs. basert på et frekvenshoppemønster eller lignende.

SC-FDMA har visse ønskede karakteristikk så som en god (høy) spektral effektivitet eller virkningsgrad og en god robusthet overfor flerveisoverføringseffekter, som allerede nevnt for OFDMA. Videre har ikke SC-FDMA noe høyt forhold PAPR, siden modulasjonssymbolene sendes i tidsplanet. Dette forhold for en SC-FDMA-bølgeform bestemmes derved av signalpunktene i den signalkonstellasjon som velges for bruken (så som M-PSK, M-QAM, etc.). Imidlertid er tidsplanmodulasjonssymbolene i SC-FDMA utsatt for intersymbolinterferens på grunn av en kommunikasjonskanal som ikke er flat. En utjevning kan derfor utføres for de mottatte modulasjonssymboler for å unngå de uheldige virkninger som slik interferens innebærer. Utjevningen krever imidlertid en temmelig nøyaktig kanalestimering for kommunikasjonskanalen, og en slik estimeringsteknikk foreligger faktisk, slik at et godt kanalestimat kan oppnås dersom man bruker den teknikk som nå skal gjennomgås.

En sender kan sende en pilot (et pilotsignal) for å lette kanalestimeringen i en mottaker. En pilot (et pilotsignal) er som kjent innenfor teknikken en sending av symboler som er kjent på forhånd (*a priori*) av både senderen og mottakeren. Som brukt her vil et datasymbol være et modulasjonssymbol for data, og et pilotsymbol vil være et modulasjonssymbol for piloten. Data- og pilotsymbolene kan utledes fra samme eller forskjellig signalkonstellasjon. Piloten kan sendes på forskjellig måte, slik det fremgår av beskrivelsen nedenfor.

Fig. 5A viser et TDM pilotskjema 500 hvor pilot og data multiplekseres tvers over symbolperioder. F.eks. kan data sendes i antallet D_1 symbolperioder, deretter kan piloten sendes i de neste P_1 symbolperioder, så kan data igjen sendes i de neste D_1 etc. Generelt er $D_1 \geq 1$ og $P_1 \geq 1$. For eksempelet vist på fig. 5A er $D_1 > 1$ og $P_1 = 1$. En sekvens på i alt N datasymboler kan sendes via en bestemt subbåndgruppe eller et bestemt subbåndsett i hver enkelt symbolperiode som brukes for datatransmisjonen eller -sendingen. En sekvens på N pilotsymboler kan sendes via en slik subbåndsett/gruppe i hver symbolperiode brukt for pilotsendingen. For hver enkelt symbolperiode kan en sekvens på N data- eller pilotsymboler omvandles til et IFDMA symbol eller et LFDMA symbol som beskrevet ovenfor for gjennomgåelsen av fig. 2 henholdsvis 4. Et SC-FDMA symbol kan være et IFDMA symbol eller et LFDMA symbol. Et SC-FDMA symbol som inneholder bare pilot kalles et pilot SC-FDMA symbol, og dette symbol kan være et pilot IFDMA symbol eller et pilot LFDMA symbol. Et SC-FDMA symbol som bare inneholder data kalles et data SC-FDMA symbol, og et slikt symbol kan være et data IFDMA symbol eller et data LFDMA symbol.

Fig. 5B viser et TDM pilotskjema 510 med pilot og data multiplekset over samplingsperioder. For denne utførelse multiplekseres data og pilot innenfor ett og samme SC-FDMA symbol, f.eks. kan datasymboler sendes i de D_2 samplingsperioder og deretter sendes pilotsymboler i de neste P_2 samplingsperioder, så sendes data-

symboler i de neste D_2 samplingsperioder etc. Generelt gjelder $D_2 \geq 1$ og $P_2 \geq 1$. For et eksempel som er illustrert på fig. 5B er $D_2 = 1$ og $P_2 = 1$. En sekvens på i alt N data- og pilotsymboler kan sendes via et eneste subbåndsett eller en eneste subbåndgruppe i hver enkelt symbolperiode og kan omvandles til et SC-FDMA symbol som beskrevet ovenfor, i gjennomgåelsen av fig. 2 og 4.

Et TDM pilotskjema kan også utføre multipleksbehandling av pilot og data over både symbol- og samplingsperioder. F.eks. kan data- og pilotsymboler sendes i enkelt symbolperioder, bare datasymboler kan sendes i enkelte andre symbolperioder og bare pilotsymboler kan sendes i visse symbolperioder.

Fig. 5C viser et CDM pilotskjema 530 med pilot og data kombinert over symbolperioder. For denne utførelse multipliseres en sekvens på N datasymboler med en første M-chip ortogonal sekvens $\{w_d\}$ for å oppnå M sekvenser med skalerte datasymboler, hvor $M > 1$. Hver sekvens med skalerte datasymboler oppnås ved å multiplisere den opprinnelige sekvens med datasymboler med en enkelt chip for den ortogonale sekvens $\{w_d\}$. Tilsvarende multipliseres en sekvens av N pilotsymboler med en andre ortogonal sekvens $\{w_p\}$ av typen M-chip for å komme frem til M sekvenser med skalerte pilotsymboler. Hver sekvens med skalerte datasymboler tilføyes deretter med en tilsvarende sekvens av skalerte pilotsymboler for å oppnå en sekvens av kombinerte symboler. M sekvenser av kombinerte symboler oppnås da ved å legge til de M sekvenser av skalerte datasymboler til de M sekvenser av skalerte pilotsymboler. Hver sekvens av kombinerte symboler omvandles deretter til et SC-FDMA symbol.

De ortogonale sekvenser kan være Walsh sekvenser, OVSF sekvenser etc. For eksempelet vist på fig. 5C er $M = 2$ og den første ortogonale sekvens er $\{w_d\} = \{+1 +1\}$ mens den andre ortogonale sekvens er $\{w_p\} = \{+1 -1\}$. De N datasymboler multipliseres med $+1$ for symbolperioden t og dessuten med $+1$ for symbolperioden $t + 1$. De N pilotsymboler multipliseres med $+1$ for symbolperioden t og med -1 for symbolperioden $t + 1$. For hver symbolperiode tilføyes de N skalerte datasymboler til de N skalerte pilotsymboler for å oppnå N kombinerte symboler for den bestemte symbolperiode.

Fig. 5D viser et CDM pilotskjema 540 med pilot og data kombinert over samplingsperioder. For denne utførelse multipliseres en sekvens på N/M datasymboler med ortogonalsekvensen med M-chip som ovenfor for å oppnå en sekvens med N skalerte datasymboler. Særlig multipliseres det første datasymbol $d_1(t)$ i den opprinnelige sekvens med den ortogonale sekvens $\{w_d\}$ for å oppnå de første M skalerte datasymboler, det neste datasymbol $d_2(t)$ multipliseres med den ortogonale sekvens $\{w_d\}$ for å oppnå de neste M skalerte datasymboler etc., og det siste datasymbol $d_{N/M}(t)$ i den opprinnelige sekvens multipliseres med den ortogonale sekvens $\{w_d\}$ for å oppnå de siste M skalerte datasymboler. Tilsvarende multipliseres

en sekvens på N/M pilotsymboler med sekvensen $\{w_d\}$ for å oppnå en sekvens på N skalerte pilotsymboler. Sekvensen med N skalerte datasymboler tilføyes sekvensen med N skalerte pilotsymboler for å komme frem til en sekvens på N kombinerte symboler, og denne oppnådde sekvens omvandles deretter til et SC-FDMA-symbol.

For eksempelet vist på fig. 5D hvor $M = 2$ er den ortogonale sekvens for data: $\{w_d\} = \{+1 +1\}$, mens den ortogonale sekvens for piloten er $\{w_p\} = \{+1 -1\}$. En sekvens på $N/2$ datasymboler multipliseres med den ortogonale sekvens $\{+1 +1\}$ for å oppnå en sekvens på N skalerte datasymboler, og tilsvarende multipliseres en sekvens på $N/2$ pilotsymboler med den ortogonale sekvens $\{+1 -1\}$ for å komme frem til en sekvens på N skalerte pilotsymboler. For hver symbolperiode tilføyes de N skalerte datasymboler til de N skalerte pilotsymboler for å komme frem til N kombinerte symboler for den aktuelle symbolperiode.

En CDM pilot kan sendes i hver enkelt symbolperiode, som vist på fig. 5C og 5D. En CDM pilot kan også sendes bare i bestemte symbolperioder. Et pilotskjema kan også bruke en kombinasjon av TDM og CDM, f.eks. kan en CDM pilot sendes i bestemte symbolperioder, mens en TDM pilot kan sendes i andre symbolperioder. En frekvensdelt multipleksbehandlet (FDM) pilot kan også sendes via et nærmere angitt sett subbånd, f.eks. for nedlinken.

For de enkelte utførelser som er vist på fig. 5A-5D sendes en TDM- eller CDM-pilot via de i alt N subbånd som brukes for datatransmisjonen. Generelt kan de subbånd som brukes for pilottransmisjonen eller -sendingen (eller rett og slett pilotsubbåndene) være de samme som eller forskjellige fra de subbånd som brukes for datatransmisjon (eller rett og slett datasubbåndene). Piloten kan også sendes via færre eller flere subbånd enn data. Data- og pilotsubbåndene kan være statiske for hele sendeperioden, eller alternativt kan de hoppe over frekvensbåndet i forskjellige tidsluker for å oppnå frekvensdiversitet. Som et eksempel kan en fysisk kanal være tilordnet et frekvenshoppemønster (FH) som indikerer et eller flere spesifikke subbåndsett eller tilsvarende grupper for å bruke for den fysiske kanal i hver enkelt tidsluke. En tidsluke kan spenne over en enkelt eller flere symbolperioder.

Fig. 6 viser et bredbåndet pilotskjema 600 som kan være mer anvendbart for returlinken. For denne utførelse sender hver bruker en bredbåndspilot, idet dette er en pilot som sendes via samtlige eller i alle fall de fleste av de i alt K subbånd, f.eks. samtlige subbånd som er anvendelige for sending. Bredbåndspiloten kan genereres i tidsplanet (f.eks. med en bestemt tilnærmet tilfeldig nummersekvens pseudo-random number - PN) eller i frekvensplanet (f.eks. ved å bruke OFDM). Bredbåndspiloten for hver enkelt bruker kan være tidsdelt multipleksbehandlet med datatransmisjonen fra denne bruker, og den kan genereres ved bruk av LFDMA (som vist på fig. 6) eller IFDMA (ikke vist på fig. 6). Bredbåndspilotene fra samtlige brukere kan sendes i samme symbolperioder, hvilket kan unngå interferens fra data til pilot for

kanalestimeringen. Bredbåndspiloten fra hver enkelt bruker kan være kodetelt
 multipleksbehandlet (så som med tilfeldig eller nesten tilfeldig ordning) når det gjelder
 bredbåndspilotene fra andre brukere. Dette kan oppnås ved å tildele hver bruker en
 forskjellig PN-sekvens. Bredbåndspiloten for hver bruker har et lavt forhold PAPR og
 vil spenne over hele systembåndbredden, hvilket lar en mottaker utlede et
 bredbåndskanalestimat for brukeren. For den utførelse som er vist på fig. 6 hopper
 datasubbbåndene over frekvensen i de enkelte forskjellige tidsluker, og for hver slik
 luke kan et kanalestimat utledes for de enkelte datasubbbånd, basert på
 bredbåndspiloten.

Fig. 5A-6 viser typiske eksempler på pilot- og datasendeskjemaer. Piloten og
 de aktuelle data kan også sendes på annen måte ved bruk av enhver kombinasjon av
 TDM, CDM og/eller andre multipleksskjemaer.

TDM- og CDM-pilotene kan genereres på forskjellig vis. I en bestemt
 utførelse kan pilotsymbolene som brukes til å frembringe TDM- og CDM-pilotene
 være modulasjonssymboler fra en velkjent signalkonstellasjon så som QPSK. En
 sekvens på i alt N modulasjonssymboler kan brukes for TDM pilotskjemaet vist på fig.
 5A og CDM pilotskjemaet vist på fig. 5C. En sekvens på i alt N/M modulasjons-
 symboler kan brukes for TDM pilotskjemaet vist på fig. 5B og CDM pilotskjemaet vist
 på fig. 5D. Sekvensen med N modulasjonssymboler og sekvensen med N/M modula-
 sjonssymboler kan hver velges å ha (1) et frekvensspektrum som er så flatt som mulig
 og (2) en tidsrelatert omhyllning som varierer så lite som mulig. Det flate frekvens-
 spektrum vil sikre at samtlige subbbånd som brukes til pilotsendingen har tilstrekkelig
 effekt til å gi mottakeren mulighet til et fornuftig estimat av kanalgevinsten eller -
 forsterkningen for disse subbbånd. Den konstante omhyllning over tid unngår
 forvrengning i kretsenheter eller -blokker, så som i en kraftforsterker (et sluttrinns).

I en annen utførelse dannes pilotsymbolene som brukes til å frembringe TDM-
 og CDM-pilotene basert på en flerfasesekvens som har god tidsrelatert og spektral
 karakteristikk. F.eks. kan pilotsymbolene genereres på følgende måte:

$$p_n = e^{j\varphi_n}, \quad \text{for } n = 1, \dots, N, \quad (2)$$

hvor fasen φ_n kan utledes basert på en av følgende ligninger:

$$\varphi_n = \pi \cdot (n-1) \cdot n, \quad (3)$$

$$\varphi_n = \pi \cdot (n-1)^2, \quad (4)$$

$$\varphi_n = \pi \cdot [(n-1) \cdot (n-N-1)], \quad (5)$$

$$\varphi_n = \begin{cases} \pi \cdot (n-1)^2 \cdot Q/N & \text{for N even} \\ \pi \cdot (n-1) \cdot n \cdot Q/N & \text{for N odd} \end{cases} \quad (6)$$

I ligning 6 er Q og N innbyrdes primiske. Ligning 3 gjelder for en Golomb-sekvens, ligning 4 er for en P3 sekvens, ligning 5 er for en P4 sekvens og ligning 6 er for en Chu sekvens. Sekvensene P3, P4 og Chu kan ha vilkårlig lengde.

5 Pilotsymbolene kan også genereres på følgende måte:

$$P_{(\ell-1)T+m} = p_{\ell,m} = e^{j\varphi_m}, \quad \text{for } \ell = 1, \dots, T \text{ og } m = 1, \dots, T \quad (7)$$

hvor fase $\varphi_{\ell,m}$ kan utledes basert på en av følgende ligninger:

$$10 \quad \varphi_{\ell,m} = 2\pi \cdot (\ell-1) \cdot (m-1) / T, \quad (8)$$

$$\varphi_{\ell,m} = -(\pi/T) \cdot (T-2\ell+1) \cdot [(\ell-1) \cdot T + (m-1)], \quad (9)$$

$$\varphi_{\ell,m} = \begin{cases} (\pi/T) \cdot (T-2\ell+1) \cdot [(T-1)/2 - (m-1)] & \text{for T even} \\ (\pi/T) \cdot (T-2\ell+1) \cdot [(T-2)/2 - (m-1)] & \text{for T odd} \end{cases} \quad (10)$$

15 Ligning 8 er for en Frank sekvens, ligning 9 er for en P1 sekvens og ligning 10 er for en Px sekvens. Lengdene av disse sekvenser er begrenset til å være $N = T^2$, hvor T er et positivt heltall.

En sekvens av pilotsymboler som genereres basert på en av de flerfasesekvenser som er gjengitt ovenfor har både et flatt frekvensspektrum og en
20 konstant omhylning over tid. Andre flerfasesekvenser med gode spektralkarakteristikker, dvs. et flatt frekvensspektrum eller et spektrum som er kjent, og dessuten gode tidskarakteristika, så som en kjent eller konstant omhylning over tid kan også brukes. En TDM- eller CDM-pilot som genereres med denne pilotsymbolsekvens vil da komme til å få (1) et lavt forhold PAPR, hvilket unngår forvrengning i kretselementer
25 så som sluttforsterkere, og (2) et flatt frekvensspektrum, hvilket lar mottakeren nøyaktig utføre en estimering av kanalgevinsten eller -forsterkningen for samtlige subbånd som brukes for pilotsendingen.

Fig. 7A viser en prosess 700 for å frembringe et pilot IFDMA symbol. En første sekvens av pilotsymboler dannes da basert på en flerfasesekvens, og denne kan
30 være en hvilken som helst av de som er beskrevet ovenfor eller enkelte andre slike sekvenser (blokk 710). Den første sekvens av pilotsymboler gjentas flere ganger for å komme frem til en andre tilsvarende sekvens (blokk 712). En faserampe anvendes også her og legges på den andre pilotsymbolsekvens slik at det fremkommer en tredje sekvens med utgangssymboler, 714. Faserampen kan legges på digitalt på pilot-
35 symbolene eller tas hensyn til ved en frekvensopptransponering. En syklisk prefiks legges til den tredje sekvens for å komme frem til en fjerde tilsvarende sekvens av

utgangssymboler, og dette blir da pilot IFDMA symbolet, 716. Dette symbol overføres i tidsplanet via en kommunikasjonskanal, 718. Selv om det ikke er direkte vist på fig. 7A for å gjøre tegningen enklere kan pilotsymbolene multipleksbehandles sammen med datasymboler ved bruk av TDMA og/eller CDM, f.eks. som beskrevet ovenfor og vist på fig. 5A-5D.

Fig. 7B viser en prosess 750 for å frembringe et pilot LFDMA symbol. På tilsvarende måte som ovenfor dannes først en sekvens av pilotsymboler basert på en flerfasesekvens, som kan være en vilkårlig slik sekvens beskrevet ovenfor eller en annen type, blokk 760. Den første sekvens med N pilotsymboler omvandles til frekvensplanet ved hjelp av et N -punkt FFT slik at man får en andre sekvens med N frekvensplansymboler, 762. Disse symboler mappes deretter til N subbånd som brukes for pilotsendingen, og nullsymboler mappes til de resterende $K - N$ subbånd for å komme frem til en tredje sekvens med K symboler, 764. Denne tredje sekvens omvandles til tidsplanet med en K -punkts IFFT slik at det dannes en fjerde sekvens med K tidsplanutgangssymboler, 766. Et syklisk prefiks tilføyes sekvensen for å danne en femte sekvens med $K + C$ utgangssymboler, hvilket blir pilotsymboler for LFDMA, blokk 768. Dette symbol overføres i tidsplanet via en kommunikasjonskanal, 770. Selv om det ikke er vist på fig. 7B for å gjøre tegningene enklere kan pilotsymbolene multipleksbehandles sammen med datasymboler ved bruk av TDM og/eller CDM, f.eks. slik som beskrevet ovenfor for fig. 5A-5D.

For både IFDMA og LFDMA kan antallet subbånd som brukes til pilotsendingen være den samme eller eventuelt forskjellig fra antallet subbånd som brukes for datasending. Som et eksempel kan en bruker være tildelt 16 subbånd for data og 8 subbånd for pilotsendingene. De øvrige 8 subbånd kan være tildelt en annen bruker for data/pilotsending. Flere brukere kan dele samme subbåndsett for den innflettede subbåndstruktur 100 på fig. 1 eller samme subbåndgruppe for en smalbånds subbåndstruktur 300 på fig. 3.

For strukturen 100 på fig. 1 kan en FDM-pilot sendes via et eller flere subbåndsett for å la en mottaker utføre forskjellige funksjoner, så som blant annet kanalestimering, frekvensfølging, tidsfølging etc. I en første trinnregulert (staggered) FDM pilot sendes pilotsymbolene av typen IFDMA via subbåndsettet p i bestemte symbolperioder og via subbåndsettet $p + S/2$ i andre symbolperioder. Dersom f.eks. $S = 8$ kan disse symboler sendes ved bruk av et avtrappingsmønster på $\{3, 7\}$ slik at disse symboler blir sendt via subbåndsett 3, deretter via subbåndsett 7, deretter via subbåndsett 3 etc. I en andre slik FDM pilot kan symbolene sendes via settet $p(t) = [p(t-1) + \Delta p] \bmod S + 1$ i symbolperioden t , hvor Δp er forskjellen mellom subbåndsettindeksene for to påfølgende symbolperioder, og hvor $+1$ gjelder for indeksskjema som starter med 1 i stedet for 0. hvis altså f.eks. $S = 8$ og $\Delta p = 3$ kan pilotsymbolene av typen IFDMA sendes ved bruk av et skifte- eller trappemønster av typen $\{1, 4, 7, 2,$

5, 8, 3, 6}, slik at disse symboler blir sendt på subbåndsett 1, deretter på sett 4, deretter på subbåndsett 7 etc. Andre tilsvarende mønstre kan naturligvis også brukes, og en slik FDM pilot lar mottakeren oppnå kanalforsterkningsestimater for flere subbånd, hvilket kan bedre kanalestimeringen og deteksjonsytelsen.

Fig. 8 viser en prosess 800 som utføres av en mottaker for nettopp å estimere responsen av kommunikasjonskanalen og basert på en TDM- eller en CDM-pilot som er sendt ut fra senderen. Mottakeren får inn et SC-FDMA symbol for hver symbolperiode og fjerner den sykliske prefiks i dette mottatte symbol, blokk 810. For IFDMA fjerner mottakeren også faserampen i det mottatte symbol, og for både IFDMA og LFDMA oppnår mottakeren da i alt K mottatte data/pilotsymboler for SC-FDMA-symbollet.

Mottakeren gjør deretter om eller frigjør de TDM eller CDM som er utført for piloten, blokk 812, og for TDM pilotskjemaet vist på fig. 5A oppnås i alt K mottatte pilotsymboler, samt $r_p(n)$ for $n = 1, \dots, K$ for hvert pilotsymbol av typen SC-FDMA. For TDM-pilotskjemaet vist på fig. 5B oppnås flere mottatte pilotsymboler for hvert SC-FDMA-symbol som inneholder TDM piloten.

For skjemaet for CDM-pilot og vist på fig. 5C behandles i alt M mottatte symboler SC-FDMA som inneholder CDM piloten for å hente ut pilotsymbolene, på denne måte:

$$r_p(n) = \sum_{i=1}^M w_{p,i} \cdot r(t_i, n), \quad \text{for } n = 1, \dots, K \quad (11)$$

hvor $r(t_i, n)$ er en mottatt sampele for samplingsperioden n i symbolperioden t_i ;

$w_{p,i}$ er den i -te chip for den ortogonale sekvens for piloten, og

$r_p(n)$ er et mottatt pilotsymbol for samplingsperioden n .

Ligning 11 forutsetter at CDM piloten sendes i symbolperioder t_1 til t_M , hvor M er lengden av den ortogonale sekvens. K mottatte pilotsymboler oppnås ut fra ligning 11 for CDM piloten.

For CDM pilotskjemaet vist på fig. 5D behandles hvert mottatt SC-FDMA-symbol som inneholder CDM piloten for å hente ut pilotsymbolene, på følgende måte:

$$r_p(n) = \sum_{i=1}^M w_{p,i} \cdot r((n-1) \cdot M + i), \quad \text{for } n = 1, \dots, K/M, \quad (12)$$

hvor $r((n-1) \cdot M + i)$ er en mottatt sampele for samplingsperioden $(n-1) \cdot M + i$ i det mottatte symbol SC-FDMA med CDM piloten. Antallet K/M mottatte pilotsymboler oppnås ut fra ligning 12 for CDM piloten.

En frekvensselektiv kommunikasjonskanal vil forårsake intersymbolinterferens (ISI), som nevnt tidligere. Imidlertid er denne type interferens begrenset til

innenfor et enkelt symbol SC-FDMA på grunn av den sykliske prefiks, og videre er det på grunn av denne prefiks en lineær omhylningsoperasjon som effektivt blir en sirkulær omhylning, tilsvarende som for OFDMA, på grunn av kanalpulsresponsen. Av denne grunn vil det være mulig å utføre kanalestimering, utjevning og andre operative trinn i frekvensplanet når pilotsymbolene og datasymbolene ikke sendes i ett og samme symbol SC-FDMA.

For det TDM skjema som er vist på fig. 5A og det CDM skjema som er vist på fig. 5C oppnår mottakeren K pilotsymboler for hver pilottransmisjon eller -sending. En K-punkts FFT kan utføres for de i alt K mottatte pilotsymboler, på denne måte: $r_p(n)$ for $n = 1, \dots, K$, for å oppnå K mottatte pilotverdier i frekvensplanet: $R_p(k)$ for $k = 1, \dots, K$ (blokk 814). De mottatte pilotverdier kan være gitt som:

$$R_p(k) = H(k) \cdot P(k) + N(k), \quad \text{for } k = 1, \dots, K, \quad (13)$$

hvor $P(k)$ er den kjente pilotverdi for subbåndet k ;
 $H(k)$ er den komplekse gevinst eller forsterkning for kommunikasjonskanalen for subbånd k ;
 $R_p(k)$ er de mottatte pilotverdier for subbånd k ; og
 $N(k)$ er støyen for subbånd k .

Transformasjonen FFT gir altså K mottatte pilotverdier for de totalt K subbånd, og bare N mottatte pilotverdier for de N subbånd som brukes for pilot-sendingen (som kalles pilotsubbånd) holdes tilbake, slik at det blir $K - N$ resterende mottatte pilotverdier, og disse vrakes, blokk 816. Forskjellige pilotsubbånd brukes for IFDMA og LFDMA og således blir forskjellige antall mottatte pilotverdier holdt tilbake for disse to systemer. De tilbakeholdte pilotverdier er angitt som $R_p(k)$ for $k = 1, \dots, N$. For enkelhets skyld kan støyen antas å være additiv hvitstøy (Gaussisk fordelt: AWGN) med null middsverdi og variansen N_0 .

Mottakeren kan estimere kanalfrekvensresponsen ved bruk av forskjellige kanalestimeringsteknikker så som teknikken MMSE, teknikken for minste kvadrater (LS) etc. Mottakeren utleder kanalgevinstestimaterne for de N pilotsubbånd basert på de tilsvarende N mottatte pilotverdier og bruker altså en slik estimeringsteknikk MMSE eller LS, blokk 818. For den første av disse teknikker kan en første frekvensrespons brukes som et estimat for kommunikasjonskanalen og utledes basert på de mottatte pilotverdier, på denne måte:

$$\hat{H}_{mmse}(k) = \frac{R_p(k) \cdot P^*(k)}{|P(k)|^2 + N_0}, \quad \text{for } k = 1, \dots, N \quad (14)$$

hvor $\hat{H}_{mmse}(k)$ er et kanalforsterknings- eller gevinstestimat for subbåndet k , og asterisken i eksponenten for P angir en kompleks konjugert verdi. Dette innledende estimat for frekvensresponsen inneholder N kanalgevinster for de N pilotsubbånd. Pilotsymbolsekvensen kan genereres basert på en flerfasesekvens med flat frekvens-
 5 respons, og i et slikt tilfelle vil man ha $|P(k)|=1$ for samtlige verdier av k , og ligning 14 kan da uttrykkes som:

$$\hat{H}_{mmse}(k) = \frac{R_p(k) \cdot P^*(k)}{1 + N_0} \quad \text{for } k = 1, \dots, N \quad (15)$$

Den konstante faktor $1/(1+N_0)$ kan fjernes for å gi en MMSE-type
 10 frekvensresponsestimering som ikke har noen vektlegging, og da kan uttrykket bli:

$$\hat{H}_{mmse}(k) = R_p(k) \cdot P^*(k), \quad \text{for } k = 1, \dots, N \quad (16)$$

For LS-teknikken kan en første responsestimering for frekvensen utledes basert på de mottatte pilotverdier på denne måte:

15

$$\hat{H}_{ls}(k) = \frac{R_p(k)}{P(k)}, \quad \text{for } k = 1, \dots, N \quad (17)$$

Pulsresponsen for kommunikasjonskanalen kan kjennetegnes ved i alt L tappinger, og størrelsen L kan være mye mindre enn N . Dette betyr at dersom en puls påtrykkes kommunikasjonskanalen fra senderen vil i alt L tidsplansamplere (ved
 20 samplingstakten på BW HMz) være tilstrekkelig til å karakterisere responsen i kommunikasjonskanalen, basert på denne pulsstimulus. Antallet tapper (L) for kanalpulsresponsen vil være avhengig av forsinkelsesspredningen i systemet, idet denne er tidsforskjellen mellom den tidligst forekommende og senest ankommende signalinstans med tilstrekkelig energi i mottakeren. En større forsinkelsesspredning tilsvarer
 25 en større verdi av L og omvendt.

En kanalpulsresponsestimering kan utledes basert på de N kanalgevinstestimaterne og bruk av enten den eller andre teknikk LS eller MMSE, blokk 820. En minste kvadrat kanalpulsresponsestimering med i alt L tappinger, $\hat{h}_{ls}(n)$ for $n = 1, \dots, L$, kan utledes basert på den opprinnelige estimering av frekvensresponsen, på følgende
 30 måte:

$$\hat{\mathbf{h}}_{L \times 1}^{ls} = (\mathbf{W}_{N \times L}^H \mathbf{W}_{N \times L})^{-1} \mathbf{W}_{N \times L}^H \hat{\mathbf{H}}_{N \times 1}^{init} \quad (18)$$

hvor $\hat{\mathbf{H}}_{N \times 1}^{init}$ er en $N \times 1$ vektor som inneholder $\hat{H}_{ls}(k)$ eller $\hat{H}_{mmse}(k)$ for $k = 1, \dots, N$;

$\mathbf{W}_{N \times L}$ er en undermatrise av en Fourier matrise $\mathbf{W}_{K \times K}$;

35 $\hat{\mathbf{h}}_{L \times 1}^{ls}$ er en $L \times 1$ vektor som inneholder $\hat{h}_{ls}(n)$ for $n = 1, \dots, L$; og

"H" i eksponenten angir en konjugert transponering.

Fouriermatrisen $\underline{\mathbf{W}}_{K \times K}$ er fastlagt slik at den (u, v) -te inngang, $f_{u,v}$ er vist som :

$$f_{u,v} = e^{j2\pi \frac{(u-1)(v-1)}{K}}, \quad \text{for } u = 1, \dots, K \text{ og } v = 1, \dots, K, \quad (19)$$

- 5 hvor u er en rekkeindeks og v er spalteindeks. $\underline{\mathbf{W}}_{N \times L}$ inneholder N rekker av $\underline{\mathbf{W}}_{K \times K}$ tilsvarende de N pilotsubbånd. Hver slik rekke med $\underline{\mathbf{W}}_{N \times L}$ inneholder de første L elementer av den tilsvarende rekke med $\underline{\mathbf{W}}_{K \times K} \cdot \hat{\mathbf{h}}_{L \times 1}^{ls}$ inneholder de L tappinger av den kanalpulsresponsestimering som bruker minste kvadratmetoden.

- Et estimat for kanalpulsresponsen og basert på MMSE for kanalen, hvor det
10 brukes L tapper: $\hat{\mathbf{h}}_{mmse}(n)$ for $n = 1, \dots, L$ kan utledes basert på det opprinnelige estimat for frekvensresponsen, på følgende måte:

$$\hat{\mathbf{h}}_{L \times 1}^{mmse} = (\underline{\mathbf{W}}_{N \times L}^H \underline{\mathbf{W}}_{N \times L} + \underline{\mathbf{N}}_{L \times L})^{-1} \underline{\mathbf{W}}_{N \times L}^H \hat{\mathbf{H}}_{N \times 1}^{init} \quad (20)$$

- hvor $\underline{\mathbf{N}}_{L \times L}$ er en $L \times L$ autokovariansmatrise for støy og interferens. For additiv hvit
15 Gaussisk støy (AWGN) kan denne matrise være gitt som: $\underline{\mathbf{N}}_{L \times L} = \sigma_n^2 \cdot \mathbf{I}$ hvor σ_n^2 er støyvariansen. En N punkts IFFT kan også utføres for dette første estimat for å frembringe en pulsresponsestimering for kanalen, med i alt N tappinger.

- Filtrering og/eller postprosessering kan utføres for det første estimat og/eller kanalpulsresponsestimatet for å bedre dettes kvalitet, som beskrevet nedenfor, blokk
20 822. En endelig estimering av frekvensresponsen for samtlige K subbånd kan etableres ved: (1) nullpadding av pulsresponsestimatet for L eller N tappinger for lengden K , og (2) utførelse av en K punkts FFT av den utvidede pulsresponsestimering, blokk 824. En endelig estimering for samtlige K subbånd kan også oppnås ved: (1) interpolering av de N kanalgevinstestimater, (2) utførelse av en tilnærming basert på minste
25 kvadratet for disse N estimater, eller (3) bruk av andre tilnærmingsteknikker.

- En mottaker kan utlede et lengre responsestimat for kanalpulsresponsen, basert på en avtrappet FDM-pilot, og generelt vil et slikt estimat med i alt L_T tapper kunne dannes basert på pilot-IFDMA-symboler som blir sendt via like mange forskjellige subbånd i en eller flere symbolperioder. Hvis f.eks. $L_T = 2N$ vil estimatet for puls-
30 responsen og med $2N$ tappinger kunne fremkomme basert på to eller flere pilot IFDMA symboler sendt via to eller flere subbåndsett i to eller flere symbolperioder. Et fullrespons estimat med full lengde og K tappinger kan dannes dersom piloten sendes via samtlige S subbåndsett og ved bruk av et komplett avtrappingsmønster.

- Mottakeren kan utlede lengre slike estimater med lengden L_T ved å filtrere de
35 innledende estimater for pulsresponsen og med lengde N for et tilstrekkelig antall ulike subbåndsett. Hvert innledende pulsresponsestimat kan da utledes basert på et pilot IFDMA symbol for ett subbåndsett. Dersom piloten nå sendes via et annet subbåndsett

i hver symbolperiode kan filtreringen utføres over et tilstrekkelig antall symbolperioder for å komme frem til det lengre pulsresponsestimat.

For SC-FDMA kan filtreringen utføres for tilsvarende innledende frekvensresponsestimater, kanalpulsresponsestimater basert på minste kvadratet eller MMSE og/eller avsluttende frekvensresponsestimater fremkommet for forskjellige symbolperioder, i den hensikt å forbedre kanalestimatets kvalitet. Filtreringen kan være basert på et filter med endelig pulsrespons (FIR), et filter med uendelig pulsrespons (IIR) eller en eller annen forskjellig filtertype. Filterkoeffisientene kan da velges for å oppnå ønsket filtreringskarakteristikk, og koeffisientene kan velges ut fra en avtrapping mellom forskjellige faktorer så som f.eks. den ønskede kvalitet for kanalestimatet, muligheten til å følge raske endringer i kanalen, filterets kompleksitet etc.

Et frekvensresponsestimat og/eller et kanalpulsresponsestimat for kommunikasjonen kan også dannes på annen måte, da ved bruk av andre kanalestimeringsteknikker.

Forskjellige postprosesseringsoperative trinn kan likeledes utføres for å bedre kanalestimatets kvalitet, og i enkelte driftsforhold, så som når situasjonen innebærer svekking av signalene ved overføring via forskjellige signalveier ("multipath fading") har kommunikasjonskanalen ofte et lite antall tappinger i tidsplanet. Kanalestimeringen beskrevet ovenfor kan tilveiebringe et kanalpulsresponsestimat med et stort antall tappinger på grunn av støyen, og postprosesseringsstilnærmelsen for å fjerne tappinger som skyldes støy og holde tappinger som skyldes den aktuelle kanal vil da være gunstig.

I et bestemt slikt postprosesserings-skjema som gjerne kalles trunkering vil bare de første L tappinger av pulsresponsestimatet for kanalen holdes tilbake, mens de resterende tappinger erstattes med nuller. I et annet tilsvarende skjema som kalles terskeldannelse erstattes tappinger som representerer liten energi med nuller. I en bestemt utførelse utføres denne terskeldannelse på følgende måte:

$$\hat{h}(n) = \begin{cases} 0 & \text{for } |\hat{h}(n)|^2 < h_{th} \\ \hat{h}(n) & \text{ellers} \end{cases} \quad \text{for } n = 1, \dots, K \quad (21)$$

hvor $\hat{h}(n)$ er den n-te tapping for kanalpulsresponsestimatet, som kan være lik $\hat{h}_{mmse}(n)$ eller $\hat{h}_{ls}(n)$; og hvor h_{th} er den terskel som brukes for å nulle ut lavenergitappingene.

Terskelen h_{th} kan beregnes ut fra energien som ligger i samtlige K tappinger eller bare de første L tappinger av kanalpulsresponsestimatet. Samme terskel kan brukes for samtlige tappinger. Alternativt kan forskjellige terskler brukes for forskjellige tappinger. En første terskel kan f.eks. brukes for de første L tappinger,

mens en andre terskel (som kan være lavere enn den første) kan brukes for de resterende tappinger.

I nok et annet postprosesseringskjema som kalles tappevalg holdes de B beste tappinger i estimatet tilbake, idet $B \geq 1$, mens de resterende tappinger (eller tapper) settes til null. Antallet tappinger som skal holdes tilbake (angitt som B) kan være et fast eller varierende tall. B kan velges ut fra signal/støy pluss interferens-forholdet (SNR eller SNIR) for pilot/datastrømmingen, den spektrale virkningsgrad eller effektivitet for en datapakke som kanalestimatet brukes for og/eller enkelte andre parametere. F.eks. kan de to beste tappinger holdes tilbake dersom nytteforholdet SNR (SNIR) på mottakersiden ligger innenfor et første område (f.eks. fra 0 til 5 dB), og da kan de tre beste tappinger holdes tilbake dersom dette nytteforhold ligger innenfor et andre område (f.eks. fra 5 til 10 dB). De fire beste tappinger kan holdes tilbake dersom nytteforholdet ligger innenfor et tredje område (f.eks. fra 10 til 15 dB) og så videre.

Kanalestimeringen kan utføres i tidsplanet for et TDM-pilotskjema som er vist på fig. 5B, det CDM-pilotskjema som er vist på fig. 5B og andre pilotskjemaer hvor data- og pilotsymboler blir sendt i ett og samme SC-FDMA-symbol. En såkalt rake estimator kan da brukes for å identifisere kraftige signaloverføringsveier, f.eks. ved: (1) korrelasjon mellom de mottatte symboler og den sendte pilotsymbolsekvens ved forskjellige tidsforløp eller -offsets, og (2) identifikasjon av de aktuelle tidsoffsets som gir store korrelasjonsverdier. Tidsplankanalestimeringen gir et sett tappinger for et kanalpulsresponsestimat for kommunikasjonskanalen.

For samtlige pilotskjemaer gir kanalestimeringen et kanalpulsresponsestimat og/eller et frekvensresponsestimat som kan brukes for utjevningen av de mottatte datasymboler. En sekvens på i alt K mottatte datasymboler oppnås da for hvert data-SC-FDMA-symbol for TDM pilotskjemaet vist på fig. 5A og for hvert sett av de M mottatte SC-FDMA symboler for CDM pilotskjemaet vist på fig. 5C. Sekvensen av K mottatte datasymboler kan utjevnes i tidsplanet eller sekvensplanet.

Frekvensplanutjevning kan utføres på følgende måte: En K-punkts FFT (forsert Fourier transformasjon) utføres først for de K mottatte datasymboler, $r_d(n)$ for $n = 1, \dots, K$ for å komme frem til K sekvensplanmottatte dataverdier, $R_d(k)$ for $k = 1, \dots, K$. Bare N mottatte dataverdier for de N subbånd som brukes for datasendingen holdes tilbake, mens de resterende $K - N$ mottatte dataverdier blir vraket. De tilbakeholdte dataverdier angis som $R_d(k)$ for $k = 1, \dots, N$.

Utjevningen kan utføres i frekvensplanet for N mottatte dataverdier ved bruk av MMSE-teknikken på følgende måte:

$$Z_d(k) = \frac{R_d(k) \cdot \hat{H}^*(k)}{|\hat{H}(k)|^2 + N_0}, \quad \text{for } k = 1, \dots, N \quad (22)$$

hvor $R_d(k)$ er den mottatte dataverdi for subbåndet k ,
 $\hat{H}(k)$ er kanalforsterkningsestimatet for subbåndet k , og størrelsen kan være lik

$\hat{H}_{mmse}(k)$ eller $\hat{H}_{ls}(k)$, og

5 $Z_d(k)$ er de utjevnete dataverdier for subbåndet k .

Utjevningen kan også utføres i sekvensplanet for de N mottatte dataverdier og ved bruk av null-tvangs teknikk ("zero-forcing"), på følgende måte:

$$Z_d(k) = \frac{R_d(k)}{\hat{H}(k)}, \quad \text{for } k = 1, \dots, N \quad (23)$$

10 For utjevning i henhold til både MMSE og null-tvang kan de N utjevnete dataverdier $Z_d(k)$ for $k = 1, \dots, N$ transformeres tilbake til tidsplanet for å oppnå en sekvens på N datasymbolestimater: $\hat{d}(n)$ for $n = 1, \dots, N$, idet dette da blir estimater for de N datasymboler i den opprinnelige sekvens.

Utjevningen kan også utføres i tidsplanet for sekvensen med K mottatte
 15 datasymboler på følgende måte:

$$z_d(n) = r_d(n) \otimes g(n) \quad (24)$$

hvor $r_d(n)$ angir sekvensen på K mottatte datasymboler,
 20 $g(n)$ angir pulsresponsen for en tidsplanutjevning,
 $z_d(n)$ angir en sekvens på K utjevnete datasymboler, og
 $\otimes$ angir en sirkulær omhylningsoperasjon (konvolvering).

Frekvensresponsen for utjevneren kan utledes basert på MMSE-teknikken på følgende måte: $G(k) = \hat{H}^*(k) / (|\hat{H}(k)|^2 + N_0)$, for $k = 1, \dots, N$. Frekvensresponsen av
 25 utjevneren kan også utledes basert på nulltvangsteknikken på denne måte for $k = 1, \dots, N$. Frekvensresponsen kan deretter transformeres til tidsplanet for å komme frem til utjevnerens pulsrespons, $g(n)$ for $n = 1, \dots, N$, som brukes for tidsplanutjevningen i ligning 24.

Sekvensen med K utjevnete datasymboler fra ligning 24 inneholder i alt S
 30 kopier av de sendte datasymboler, og disse kopier kan samles opp på basis av symbol etter symbol for å komme frem til N datasymbolestimater på følgende måte:

$$\hat{d}(n) = \sum_{i=0}^{S-1} z_d(i \cdot N + n), \quad \text{for } n = 1, \dots, N \quad (25)$$

Alternativt kan og kan man utelate oppsamlingen, og N utjevnete data-
 35 symboler for bare én kopi av de sendte data går da ut som symbolestimatene for disse data, i antallet N .

Mottakeren kan også estimere interferensen basert på de mottatte pilotverdier og kanalestimatet, f.eks. kan denne interferens for hvert enkelt subbånd estimeres på følgende måte:

$$I(k) = \left| \hat{H}(k) \cdot P(k) - R_p(k) \right|^2, \quad \text{for } k = 1, \dots, N \quad (26)$$

hvor $I(k)$ er interferensestimatet for subbåndet k . Dette estimat $I(k)$ kan midles over samtlige N subbånd for hvert SC-FDMA-symbol for å komme frem til et korttidig interferensestimat som kan brukes for datademodulasjon og/eller andre formål. Dette korttidige estimat kan midles over flere SC-FDMA-symboler for å komme frem til langtidinterferensestimater, og disse kan da brukes til estimeringsarbeid under situasjoner under driften og/eller for andre formål.

Andre teknikker kan også brukes for å bedre kvaliteten av kanalestimatet som utledes fra en TDM- eller en CDM-pilot. Disse teknikker omfatter en som gjelder iterativ kanalestimering og en som gjelder kanalestimering basert på dataassistanse.

For den første iterative teknikk utledes først et innledende eller første estimat for kommunikasjonskanalen, basert på de mottatte pilotsymboler, f.eks. ved bruk av teknikken MMSE eller for minste kvadrater. Det første estimat brukes deretter til å utlede datasymbolestimater som beskrevet ovenfor. I en bestemt utførelse estimeres interferensen som skyldes datasymbolene på pilotsymbolene basert på datasymbolestimatene $\hat{d}(n)$ og det første kanalestimat $\hat{h}(n)$, på følgende måte hvor $\hat{i}(n) = \hat{d}(n) \otimes \hat{h}(n)$, hvor $\hat{i}(n)$ angir interferensestimatet. I en annen utførelse behandles datasymbolestimatene for å komme frem til dekoderte data som deretter behandles på samme måte i senderen for å komme frem til ommodulerte datasymboler som deretter gjennomgår en konvoluteomhyllning med det første kanalestimat, i den hensikt å komme frem til interferensestimatet. For begge utførelser trekkes interferensestimatet fra de mottatte pilotsymboler for å komme frem til interferenskansellerte pilotsymboler $r_p^{ic}(n) = r_p(n) - \hat{i}(n)$ som deretter brukes til å utlede et forbedret kanalestimat. Prosessen kan gjentas for et vilkårlig antall iterasjoner for å komme fram til gradvis bedre kanalestimater. Denne iterative kanalestimeringsteknikk vil være mer egnet for CDM pilotskjemaet vist på fig. 5B, CDM-pilotskjemaene vist på fig. 5C og 5D og andre pilotskjemaer hvor datasymbolene kan forårsake intersymbolinterferens på pilot-symbolene.

For kanalestimeringsteknikken som baserer seg på hjelp med data (dataassistanse) kan de mottatte datasymboler brukes sammen med de mottatte pilotsymboler for kanalestimeringen. Et første kanalestimat utledes da basert på de mottatte pilotsymboler og brukes for å komme frem til datasymbolestimater, og et andre kanalestimat utledes deretter basert på de mottatte datasymboler og datasymbolestimatene. I en bestemt utførelse omvandles de mottatte datasymboler $r_d(n)$ til

frekvensplanmottatte dataverdier $R_d(k)$, og tilsvarende omvandles datasymbol-
 estimatene $\hat{d}(n)$ til frekvensplandataverdier $\hat{D}(k)$. Det andre kanalestimat kan frem-
 komme ved å erstatte $R_d(k)$ med $R_p(k)$ og $\hat{D}(k)$ med $P(k)$ i ligningene 14-18. I en
 annen utførelse behandles datasymbolestimatene for å komme frem til dekodete data,
 5 og disse behandles deretter for å komme frem til ommodulerte datasymboler $D_{rm}(k)$.
 Det andre kanalestimat kan dannes ved å erstatte $R_d(k)$ med $R_p(k)$ og $D_{rm}(k)$ med $P(k)$ i
 ligningene 14-18.

De to kanalestimater som fremkommer med de mottatte pilotsymboler og de
 mottatte datasymboler blir deretter kombinert for å komme frem til et forbedret totalt
 10 kanalestimat. Denne kombinasjon kan f.eks. utføres på følgende måte:

$$\hat{H}_{overall}(k) = \hat{H}_{pilot}(k) \cdot C_p(k) + \hat{H}_{data}(k) \cdot C_d(k) \quad \text{for } k = 1, \dots, N \quad (27)$$

hvor $\hat{H}_{pilot}(k)$ er kanalestimatet som fremkommer basert på de mottatte pilot-
 symboler,

15 $\hat{H}_{data}(k)$ er kanalestimatet som fremkommer basert på de mottatte
 datasymboler,

$C_p(k)$ og $C_d(k)$ er vekt faktorer for pilot henholdsvis data, og

$\hat{H}_{overall}(k)$ er det totale kanalestimat.

Generelt kan det totale kanalestimat utledes basert på en hvilken som helst
 20 funksjon av typen $\hat{H}_{pilot}(k)$, $\hat{H}_{data}(k)$, og konfidensen når det gjelder påliteligheten av
 datasymbolestimater og/eller andre faktorer. Prosessen som er beskrevet ovenfor kan
 utføres på iterativ måte, og for hver iterasjon oppdateres $\hat{H}_{overall}(k)$ basert på
 kanalestimatet som fremkommer fra datasymbolestimatene, og dette oppdaterte
 $\hat{H}_{overall}(k)$ brukes til å utlede nye datasymbolestimater. Estimeringsteknikken basert på
 25 datahjelp kan brukes for samtlige pilotskjemaer, innbefattet den for TDM og CDM vist
 på henholdsvis fig. 5A-5D.

Fig. 9 viser et blokkskjema over en sender 910 og en mottaker 950. For
 foroverlinken utgjør senderen en del av en basestasjon, mens mottakeren utgjør en del
 av en innretning eller et apparat for trådløs overføring. For returlinken er senderen 910
 30 en del av en slik innretning eller et apparat, mens mottakeren 950 er en del av en
 basestasjon. En basestasjon er vanligvis stasjonær og kan også kalles et system BTS
 med en basesender/mottaker, et aksess- eller tilgangspunkt eller noe annet. En
 innretning for trådløs overføring ("trådløs innretning eller trådløst apparat") kan være
 stasjonær eller mobil og kan også gå under benevnelsen brukerterminal, mobil stasjon,
 35 mobiltelefon eller liknende).

I senderen 910 behandles en prosessor 920 for data og pilot (på TX-siden)
 trafikkdata for å oppnå datasymboler, og prosessoren genererer pilotsymboler og fører
 ut disse og datasymboler. En modulator for SC-FDMA multipleksbehandler disse

data- og pilotsymboler ved bruk av TDM og/eller CDM og utfører SC-FDMA-modulasjon (dvs. for IFDMA, LFDMA etc.) for å generere SC-FDMA-symboler. En senderenhet (TMTR) 932 behandler (dvs. omvandler til analog teknikk, forsterker, filtrerer og sekvensopptransponerer) disse symboler og genererer et høyfrekvent
 5 modulert signal (RF) som deretter sendes ut via en antenne 934.

I mottakeren 950 mottar en antenne 952 det utsendte signal og etablerer et mottakersignal. En mottakerenhet (RCVR) 954 behandler de mottatte signaler (dvs. filtrerer, forsterker, frekvensnedtransponerer og digitaliserer) for å frembringe en strøm mottatte sampler. En SC-FDMA-demodulator 960 behandler de mottatte
 10 sampler og frembringer datasymboler og pilotsymboler. En prosessor/kanalestimator 980 utleder et kanalestimat basert på de mottatte pilotsymboler. Demodulatoren 960 utfører også utjevning av de mottatte datasymboler ved hjelp av kanalestimatet og frembringer datasymbolestimater. En dataprosessor 970 på mottakersiden (RX) utfører tilbakeomvandling av symbolene, avinnfelling, dvs. oppheving av innfellingen, og
 15 dekodning av estimatene for datasymbolene og tilveiebringer dekodete data. Generelt er demodulatoren 960 og prosessoren 970 på mottakersiden komplementære med de tilsvarende enheter modulatorens 30 og prosessoren 920 på sendersiden, altså i senderen 910.

Styreenheter 940 og 990 leder driften av de forskjellige behandlingsenheter i senderen 910 henholdsvis mottakeren 950, og lageret 942 og 992 lagrer programkoder og data som brukes av disse respektive styreenheter 940 og 990.
 20

Fig. 10A viser et blokkskjema over en prosessor 920a på sendersiden for data og pilot, idet denne prosessor er en utførelse av prosessorene 920 på fig. 9 og kan brukes for de enkelte TDM-pilotskjemaer. I prosessoren 920a kodes trafikkdata ved
 25 hjelp av en koder 1012, det utføres innfelling ved hjelp av en innfeller 1014 og det utføres omvandling til datasymboler i en symbolmapper 1016. En pilotgenerator 1020 genererer pilotsymboler, særskilt basert på flerfasesekvenser. En multiplekser (Mux) 1022 mottar og multipleksbehandler de enkelte datasymboler sammen med pilot-symbolene og basert på en TDM-kontroll og tilveiebringer en strøm av multipleks-
 30 behandlede data- og pilotsymboler.

Fig. 10B viser et blokkskjema over en pilot- og dataprosessor 920b på sendersiden, idet denne prosessor er en annen utførelse av prosessoren 920 på fig. 9 og kan brukes for CDM-pilotskjemaer. I prosessen 920b kodes trafikkdata ved hjelp av en koder 1012 som ovenfor, en innfeller 1014 sørger for innfelling som ovenfor og en
 35 symbolmapper 1016 omvandler til datasymboler, også som ovenfor. En multiplikator 1024a multipliserer hvert enkelt datasymbol med de i alt M chips som hører til den ortogonale sekvens $\{w_d\}$ for data og kommer derved frem til M skalerte datasymboler. Tilsvarende multipliserer en multiplikator 1024b hvert enkelt pilotsymbol med de i alt M chips som hører til den ortogonale sekvens $\{w_p\}$ for piloten og tilveiebringer M

skalerte pilotsymboler. En summer 1026 summerer opp de skalerte datasymboler med de skalerte pilotsymboler, dvs. som vist på fig. 5C eller 5D og tilveiebringer kombinerte symboler.

Fig. 11A viser en SC-FDMA modulator 930a for IFDMA, idet denne modulator er en utførelse av modulatorene 930 på fig. 9. I denne modulator 930a repeterer en repetisjonsenhet 1112 et opprinnelig sekvensforløp av data/pilot-symbolene i alt S ganger for å komme frem til en utvidet sekvens med K symboler. En faserampeenhet 1114 påtrykker en faserampe på denne utvidede sekvens for å frembringe en frekvensomvandlet sekvens av utgangssymboler. Faserampen bestemmes av subbåndsettet u som brukes for sendingen. En generator 1116 for syklisk prefiks legger en slik prefiks til den frekvensomvandlede symbolsekvens for å generere et IFDMA symbol.

Fig. 11B viser en tilsvarende modulator 930b for LFDMA, og også denne er en utførelse av modulatorene 930 på fig. 9. I modulatorene 930b har man en FFT-enhet 1122 som utfører en N punkts FFT på en opprinnelig sekvens med data/pilot symboler for å komme frem til en sekvens på N frekvensplansymboler. En mapper 1124 for omvandling fra symbol til subbånd mapper de N frekvensplansymboler til de N subbånd som brukes for sendingen og mapper de K - N nullsymboler til de resterende K - N subbånd. En inverstransformasjon utføres i en IFFT enhet 1126, nemlig en K punkt slik transformasjon for de K symboler fra mapperen 1124 og tilveiebringer en sekvens på K tidsplanutgangssymboler. En generator 1128 legger en syklisk prefiks på utgangssymbolsekvensen for å frembringe et LFDMA symbol.

Fig. 12A viser et blokkskjema over en demodulator 960a for SC-FDMA, og denne er en utførelse av demodulatorene 960 på fig. 9 og kan brukes for TDM IFDMA pilotskjemaer. I demodulatorene 960a er det anordnet en prefiksfjerningsenhet 1212 for å fjerne den sykliske prefiks fra hvert mottatt IFDMA symbol. En tilsvarende fjerningsenhet 1214 fjerner faserampen i hvert mottatt slikt symbol, og denne fjerning av faserampen kan også utføres av en frekvensnedtransponering fra høyfrekvens (RF) til basisbånd. En demultiplekser (Demux) 1220 mottar utgangen fra enheten 1214 og fører mottatte datasymboler til en utjevner 1230 og tilveiebringer mottatte pilotsymboler til kanalestimatoren 980. Denne utleder et kanalestimat basert på de mottatte pilotsymboler, dvs. at den bruker en teknikk som MMSE eller minste kvadrat-teknikken. Utjevneren 1230 utfører utjevning av de mottatte datasymboler ved hjelp av kanalestimatet i tidsplanet eller frekvensplanet og gir utjevnedes datasymboler. En akkumulator 1232 samler opp de utjevnedes datasymboler som tilsvarer flere kopier av samme sendte datasymbol og tilveiebringer datasymbolestimater.

Fig. 12B viser et blokkskjema over en SC-FDMA-demodulator 960b som er en annen utførelse av demodulatorene 960 på fig. 9 og kan brukes for CDM IFDMA-pilotskjemaer. Demodulatorene 960b omfatter en datakanalenhet som henter opp de

sendte datasymboler, og en pilotkanalenhet som henter opp de sendte pilotsymboler. For den første enhet multipliserer en multiplikator 1224a utgangen fra enheten 1214 med de M chips som hører til dataortogonalsekvensen $\{w_d\}$ og tilveiebringer skalerte datasymboler. En akkumulator 1226a samler opp de M skalerte datasymboler for hvert utsendt datasymbol og tilveiebringer et mottatt datasymbol. For pilotkanalenheten multipliserer en multiplikator 1224b opp utgangen fra enheten 1214 med de M chips som hører til pilotortogonalsekvensen og tilveiebringer derved M skalerte pilotsymboler for hvert sendt pilotsymbol, idet disse er samlet opp ved hjelp av en akkumulator 1226b. Derved oppnås et mottatt pilotsymbol for det sendte pilotsymbol. Behandlingen med etterfølgende enheter i demodulatoren 960b for SC-FDMA er slik det er beskrevet for demodulatoren 960a.

Fig. 13A viser et blokkskjema over en SC-FDMA demodulatoren 6960 som er nok en utførelse av demodulatoren 960 på fig. 9 og kan brukes for TDM LFDMA-pilotskjemaer. I denne demodulator 960c har man også et prefiks fjerningsenhet 1312 for fjerning av den sykliske prefiks fra hvert mottatt LFDMA-symbol, og en FFT enhet 1314 utfører en K punkts FFT for et LFDMA symbol etter fjerning av den sykliske prefiks og tilveiebringer K frekvensplanverdier. En avmapper 1316 for omvandling fra subbånd til symbol mottar de i alt K frekvensplanverdier og tilveiebringer N frekvensplanverdier for de N subbånd som brukes for sendingen og vraker de resterende sekvensplanverdiene. En IFFT-enhet 1318 utfører en N punkts FFT av de N frekvensplanverdier fra enheten 1316 og tilveiebringer N mottatte symboler. En demultiplekser 1320 mottar utgangen fra enheten 1318 og tilveiebringer mottatte datasymboler til en utjevner 1330 og tilveiebringer mottatte pilotsymboler til kanalestimatoren 980. Utjevneren 1330 utfører utjevning av de mottatte datasymboler i tidsplanet eller frekvensplanet og ved hjelp av kanalestimatet fra kanalestimatoren 980, for å tilveiebringe datasymbolestimater.

Fig. 13B viser et blokkskjema over en demodulator 960b for SC-FDMA, og denne demodulator er nok en utførelse av demodulatoren 960 på fig. 9 og kan brukes for CDM LFDMA-pilotskjemaer. Demodulatoren 960d omfatter en datakanalenhet som gjenoppretter de sendte datasymboler, og en pilotkanalenhet som gjenoppretter de sendte pilotsymboler. For datakanalenheten multipliserer en multiplikator 1324a utgangen fra IFFT-enheten 1318 med de M chips som hører til dataortogonalsekvensen og tilveiebringer derved skalerte datasymboler. En akkumulator 1326a akkumulerer M skalerte datasymboler for hvert sendt datasymbol og tilveiebringer et mottatt datasymbol. For pilotkanalenheten multipliserer en multiplikator 1324b utgangen fra IFFT enheten 1318 med de M chips som hører til pilotortogonalsekvensen og tilveiebringer M skalerte pilotsymboler for hvert sendt pilotsymbol, idet disse er samlet opp i en akkumulator 1326b, hvorved det oppnås et mottatt pilotsymbol for det

sendte pilotsymbol. Behandlingen i de påfølgende enheter i demodulatoren 960d for SC-FDMA er slik det er beskrevet ovenfor for demodulatoren 960c for SC-FDMA.

Pilotsendingsteknikken og kanalestimeringsteknikken beskrevet her kan implementeres på forskjellig vis, f.eks. kan disse teknikker implementeres i maskin-
 5 vare, programvare eller en kombinasjon av slikt. For en første type implementering kan behandlingsenhetene som brukes til å frembringe og sende en pilot i en sender, så som hver enkelt av enhetene vist på fig. 9-13B eller en kombinasjon av slike enheter, implementeres innenfor en eller flere anvendelsesspesifikke integrerte kretser (ASIC), digitale signalprosessorer (DSP), digitale signalprosesseringsinnretninger (DSPD),
 10 programmerbare logiske innretninger (PLD), feltprogrammerbare portgrupper eller -arrays (FPGA), prosessorer, kontroll/styreenheter, mikrokretser, mikroprosessorer, elektroniske innretninger og kretser, andre elektroniske enheter som er utformet for å utføre de funksjoner som er beskrevet her, eller en kombinasjon av dette. Enhetene som brukes til å utføre kanalestimering i en mottaker kan også implementeres ved
 15 hjelp av en eller flere av disse teknikker/elementer/komponenter, så som ASIC, DSP, elektroniske kretser etc.

For en programvareimplementering kan teknikkene inngå i moduler (så som prosedyrer, funksjoner etc.) som utfører de funksjoner som er beskrevet her. Programvarekodene kan ligge lagret i et lager (så som lageret 942 eller 992 på fig. 9)
 20 og kan kjøres ved hjelp av en prosessor (så som styreenhetene 940 eller 990). Lageret kan implementeres i prosessoren eller være eksternt i forhold i en slik.

Beskrivelsen ovenfor av de enkelte utførelser er utført for å gjøre det mulig for enhver person som er bevandret i dette fag å lage eller gjøre bruk av oppfinnelsen. Forskjellige modifikasjoner av disse utførelser vil imidlertid være åpenbare for
 25 fagfolk, og de generelle prinsipper som er beskrevet her kan også utføres sammen med andre utførelsesformer, uten at dette fraviker oppfinnelsens ramme, idet oppfinnelsen ikke er ment å være begrenset til de utførelser som her er vist, men skal gis det videste omfang ut fra de prinsipper og nye trekk som er vist her, i den utstrekning dette ikke sprenger kravenes ramme.

P a t e n t k r a v

1 Anordning, **karakterisert ved**

- en prosessor (920) i stand til å danne (760) en sekvens av pilotsymboler basert på en polyfasesekvens; og
- en modulator (930b) i stand til å transformere (762) sekvensen av pilotsymboler til frekvensdomene for å skaffe tilveie en sekvens av frekvensdomene-symboler, for å danne en sekvens av symboler med sekvensen av frekvensdomene-symboler avbildet (764) på en gruppe med tilstøtende frekvens-subbånd brukt til pilotsending, og for å transformere (766) den resulterende sekvensen av frekvensdomene-symboler til tidsdomene for å skaffe tilveie en sekvens av utgangssymboler for overføring (770) gjennom en kommunikasjonskanal.

2 Anordning ifølge krav 1, **karakterisert ved**

at modulatoren (930b) er i stand til å tilføye (768) et syklisk prefiks bak sekvensen av utgangssymboler for å skaffe tilveie en endelig sekvens av utgangssymboler egnet til overføring (770) i tidsdomene gjennom kommunikasjonskanalen.

3 Anordningen ifølge krav 1, **karakterisert ved**

at polyfasesekvensen har en konstant hyllkurve i tidsdomenet og en flat spektralrespons i frekvensdomenet.

4 Anordning ifølge krav 1, **karakterisert ved**

at datasymboler sendes på en andre gruppe av frekvens-subbånd som inneholder flere frekvens-subbånd enn gruppen av frekvens-subbånd brukt til pilotsending.

5 Fremgangsmåte for å generere en pilot i et kommunikasjonssystem, **karakterisert ved**

- å danne (760) en sekvens av pilotsymboler basert på en polyfasesekvens;
- å transformere (762) sekvensen av pilotsymboler til frekvensdomene for å skaffe tilveie en sekvens av frekvensdomene-symboler;
- å danne en sekvens av symboler med sekvensen av frekvensdomene-symboler avbildet (764) på en gruppe av tilstøtende frekvens-subbånd brukt til pilotsending; og
- å transformere (766) den resulterende sekvensen av frekvensdomene-symboler til tidsdomene for å skaffe tilveie en sekvens av utgangssymboler for overføring (770) gjennom en kommunikasjonskanal.

6 Fremgangsmåten ifølge krav 5, **karakterisert ved**
å tilføye (768) et syklisk prefiks bak sekvensen av utgangssymboler for å skaffe tilveie
en endelig sekvens av utgangssymboler egnet til overføring (770) i tidsdomene gjennom
kommunikasjonskanalen.

5

7 Fremgangsmåte ifølge krav 5, **karakterisert ved**
at polyfasesekvensen har en konstant hyllkurve i tidsdomenet og en flat spektralrespons
i frekvensdomenet.

10

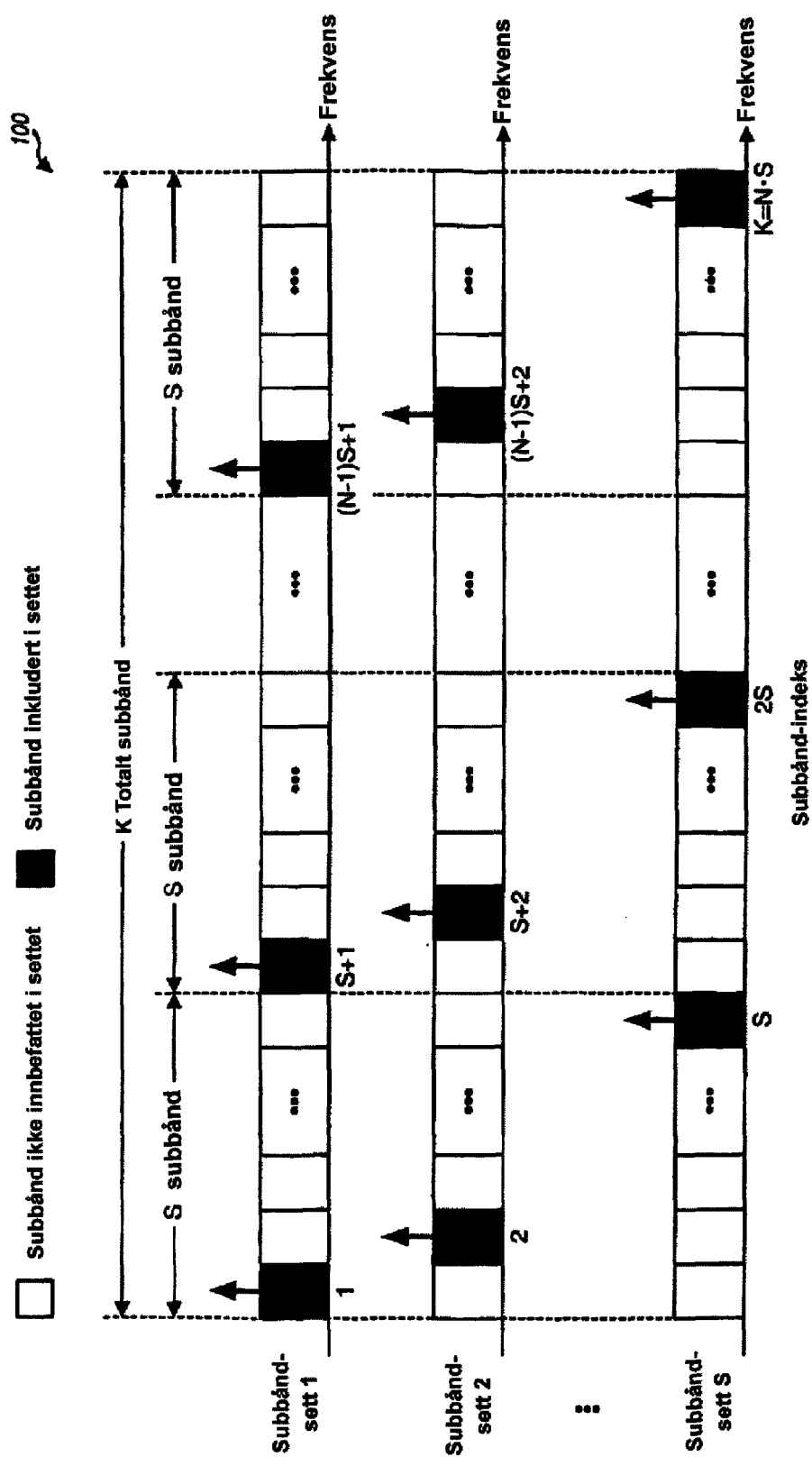
8 Fremgangsmåte ifølge krav 5, **karakterisert ved**
at datasymboler sendes på en andre gruppe av frekvens-subbånd som inneholder flere
frekvens-subbånd enn gruppen av frekvens-subbånd brukt til pilotsending.

15

9 Minneenhet som lagrer programvarekoder på seg for å utføre trinnene av
fremgangsmåten ifølge et hvilket som helst av kravene 5 til 8 når utført på en data-
maskin.

20

10 Programvare-implementering som omfatter programvarekoder for å utføre
trinnene av fremgangsmåten ifølge et hvilket som helst av kravene 5 til 8 når utført på
en datamaskin.



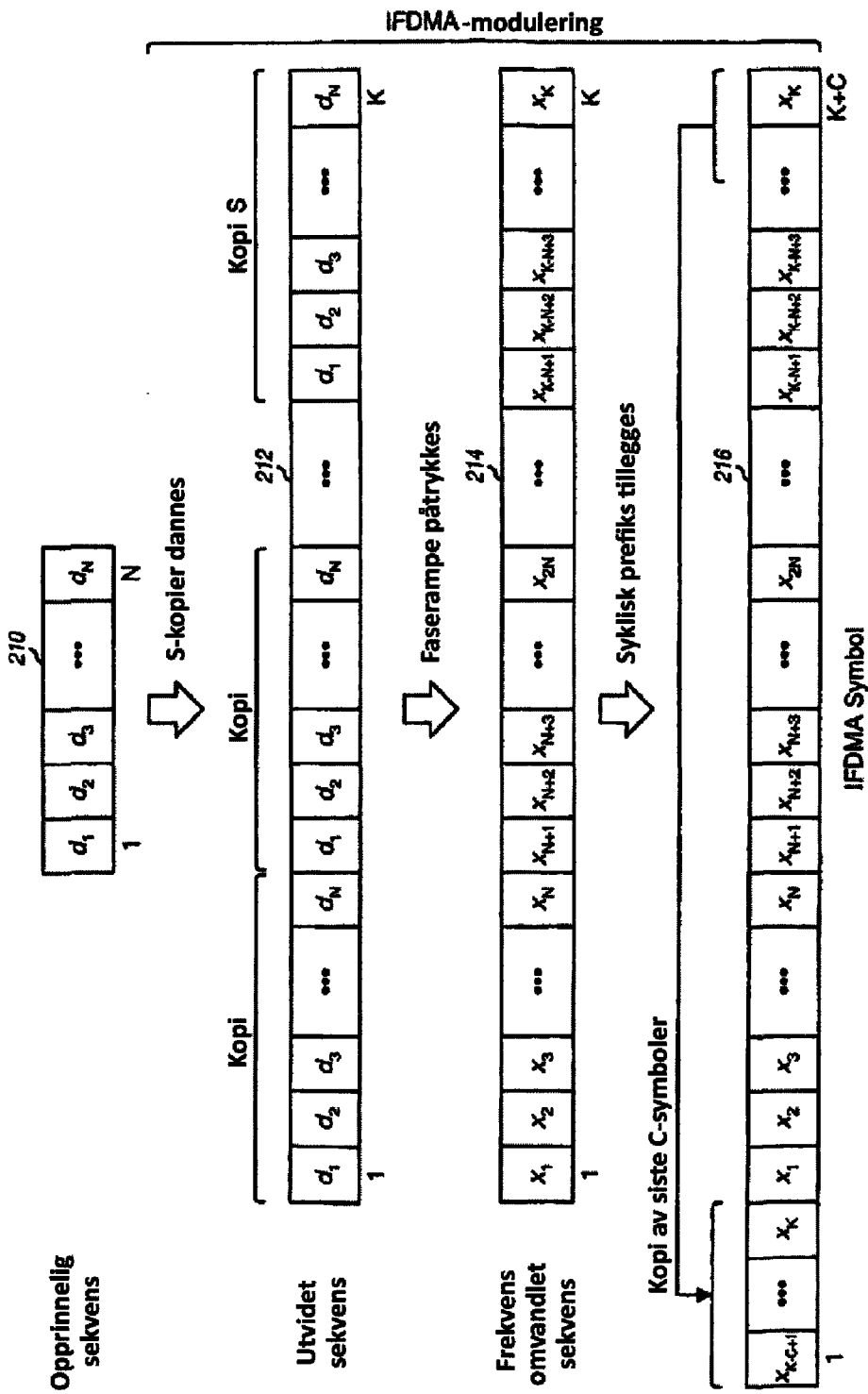


FIG. 2

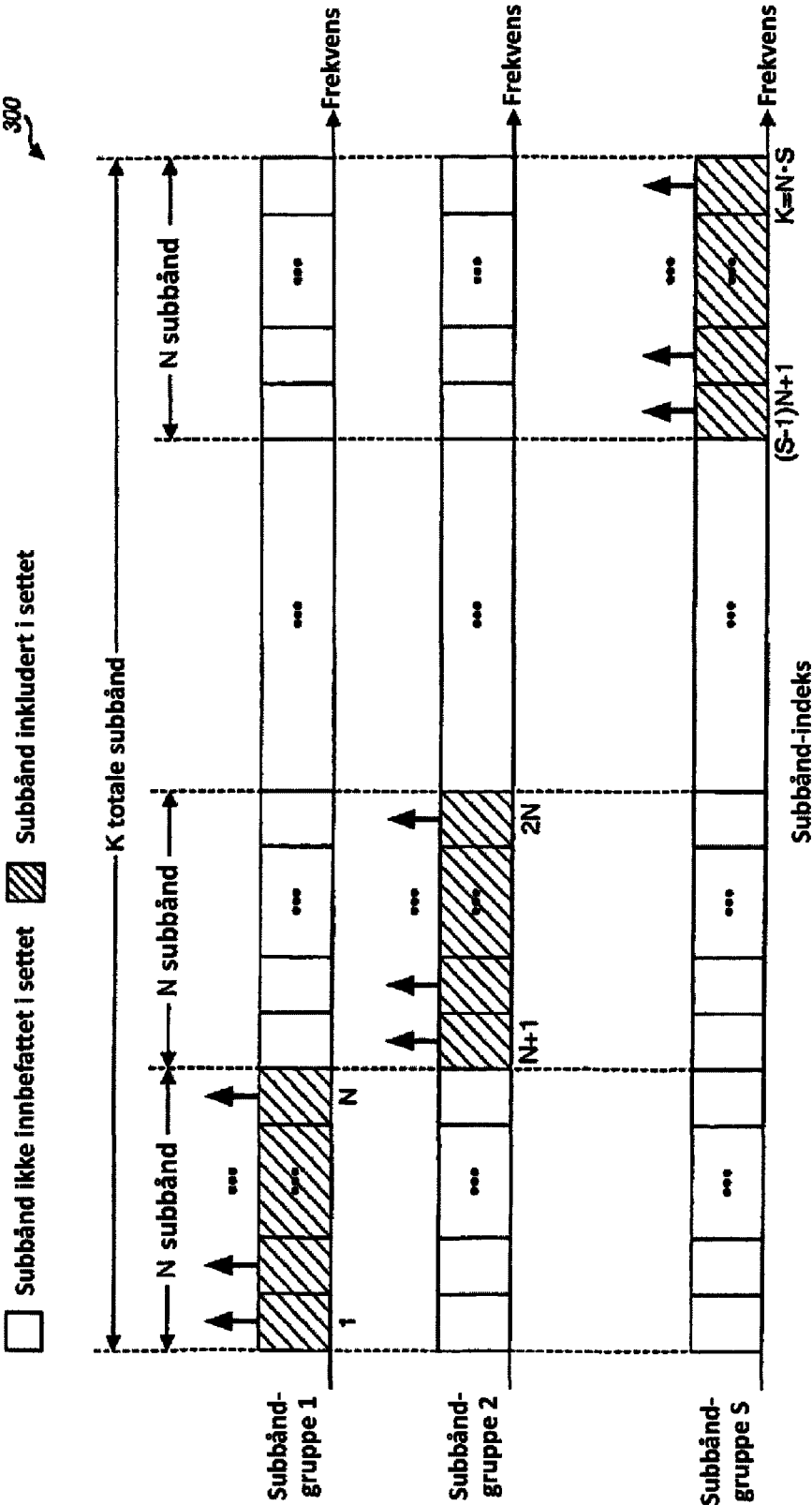


FIG. 3

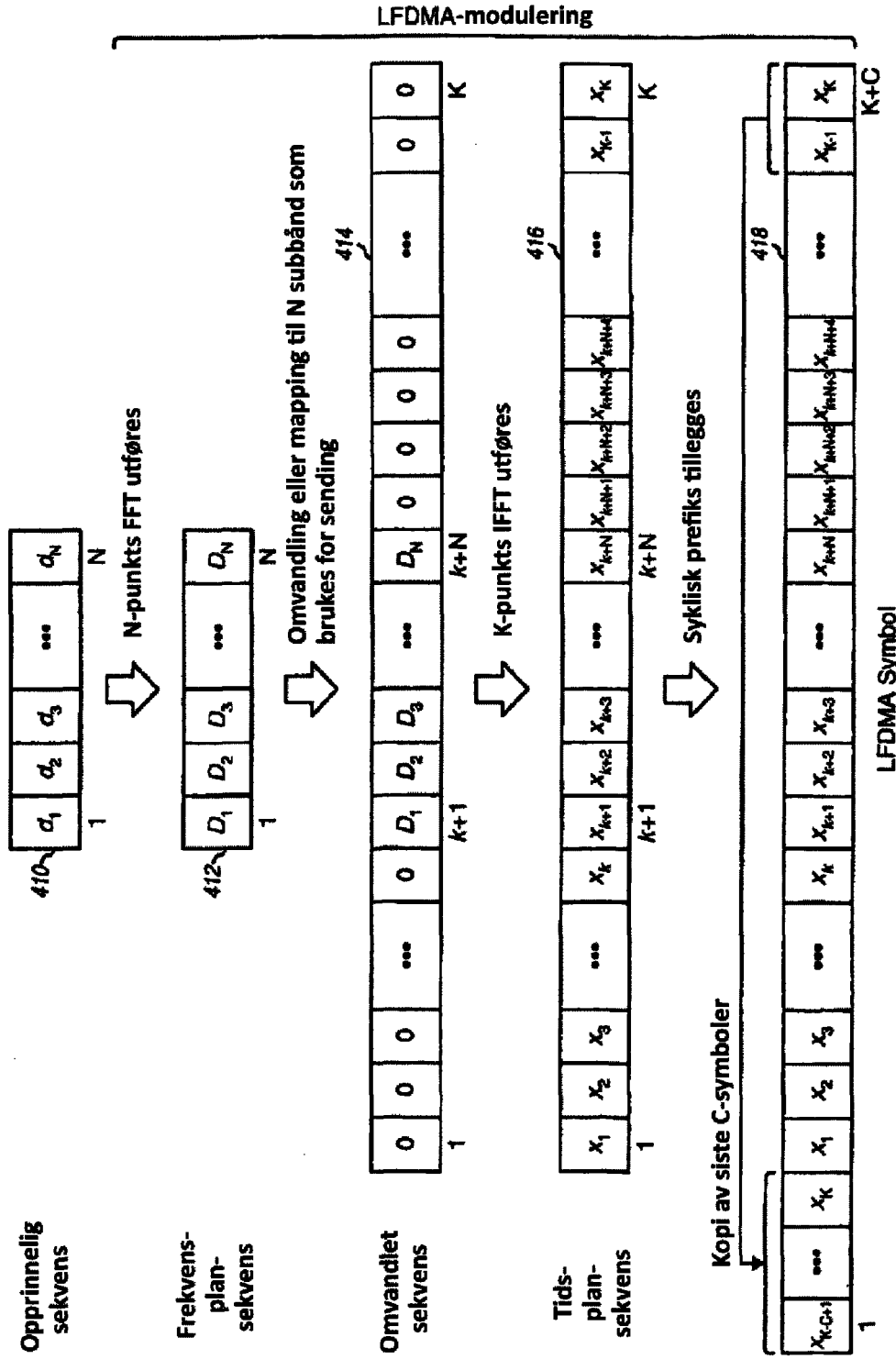


FIG. 4

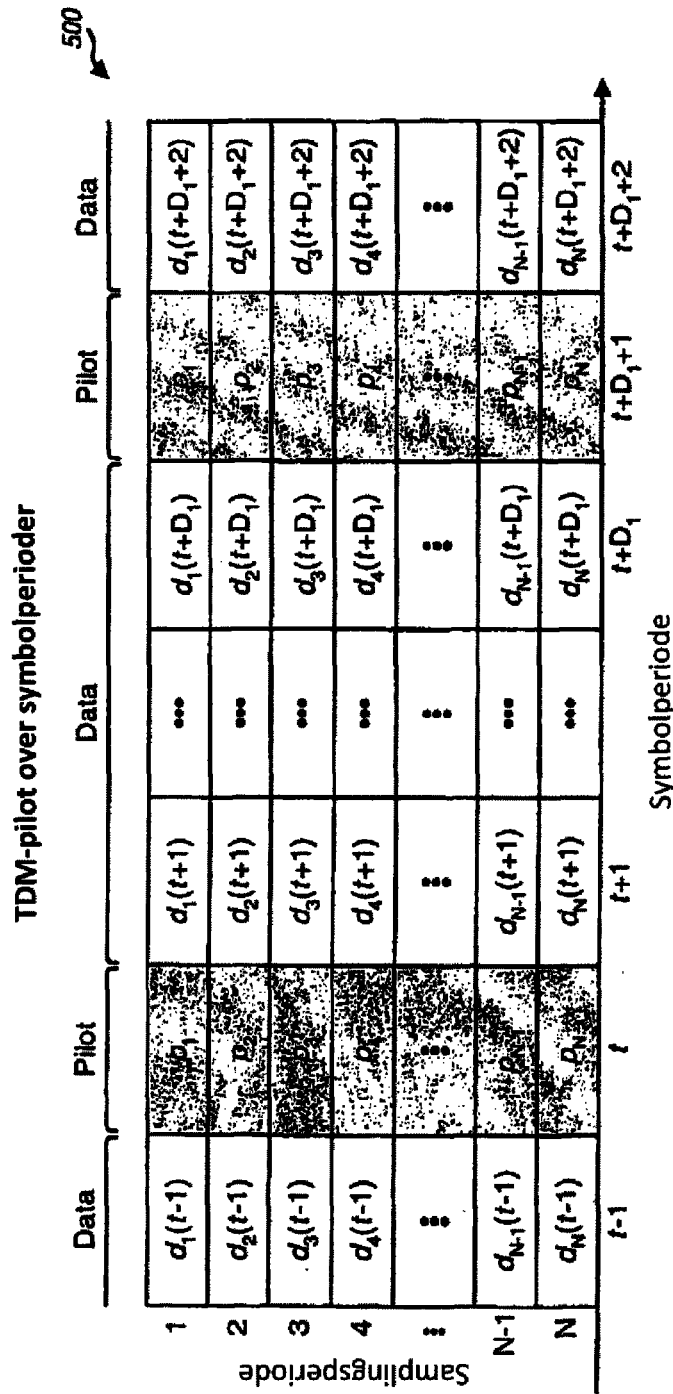


FIG. 5A

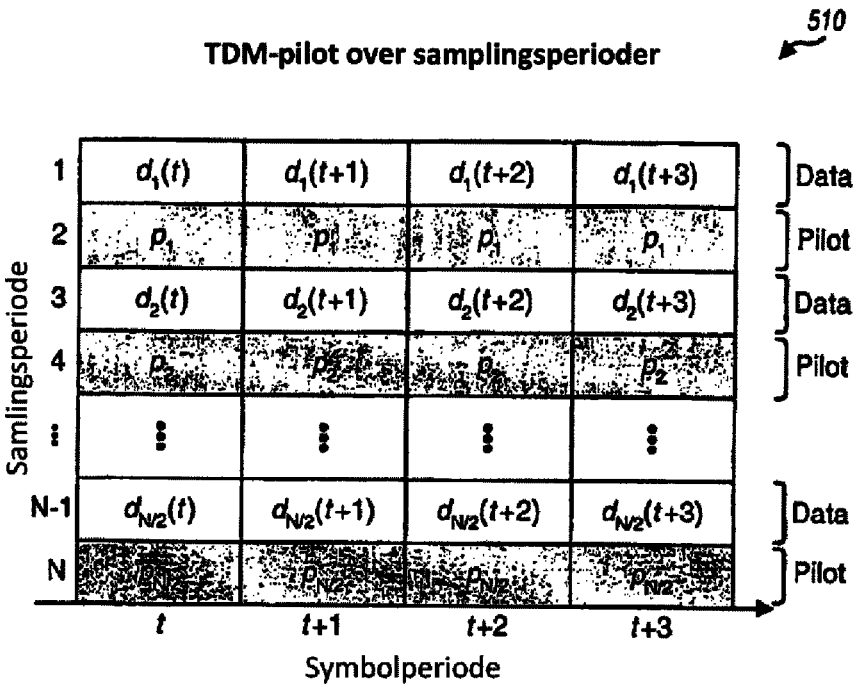
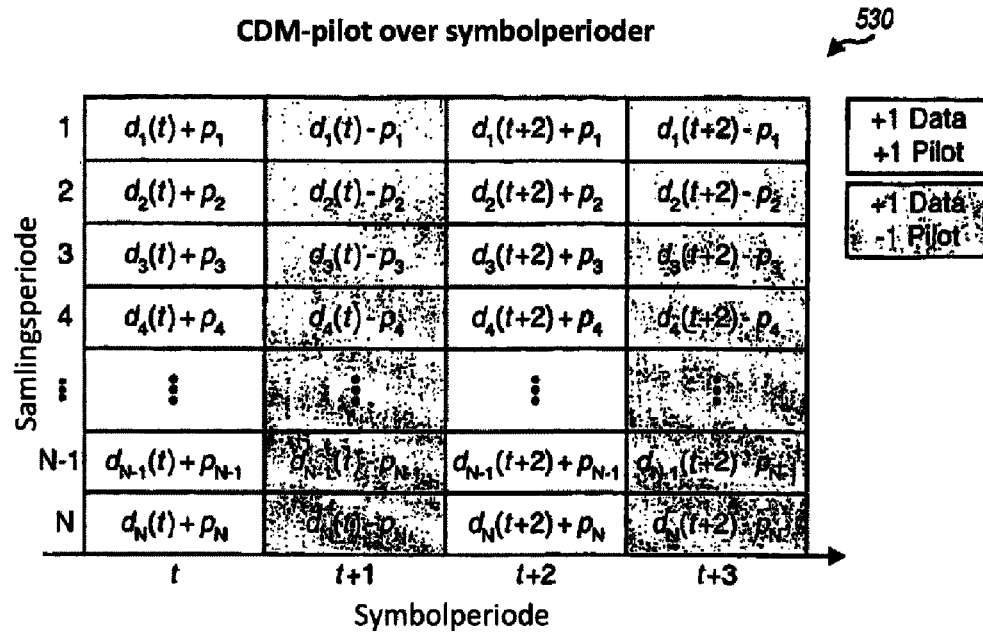
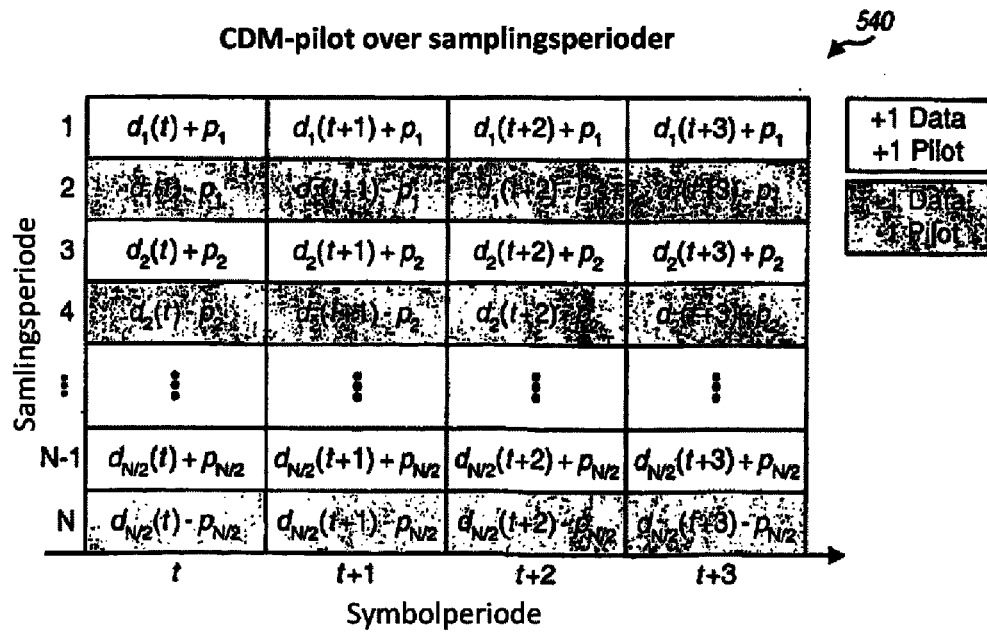


FIG. 5B

**FIG. 5C****FIG. 5D**

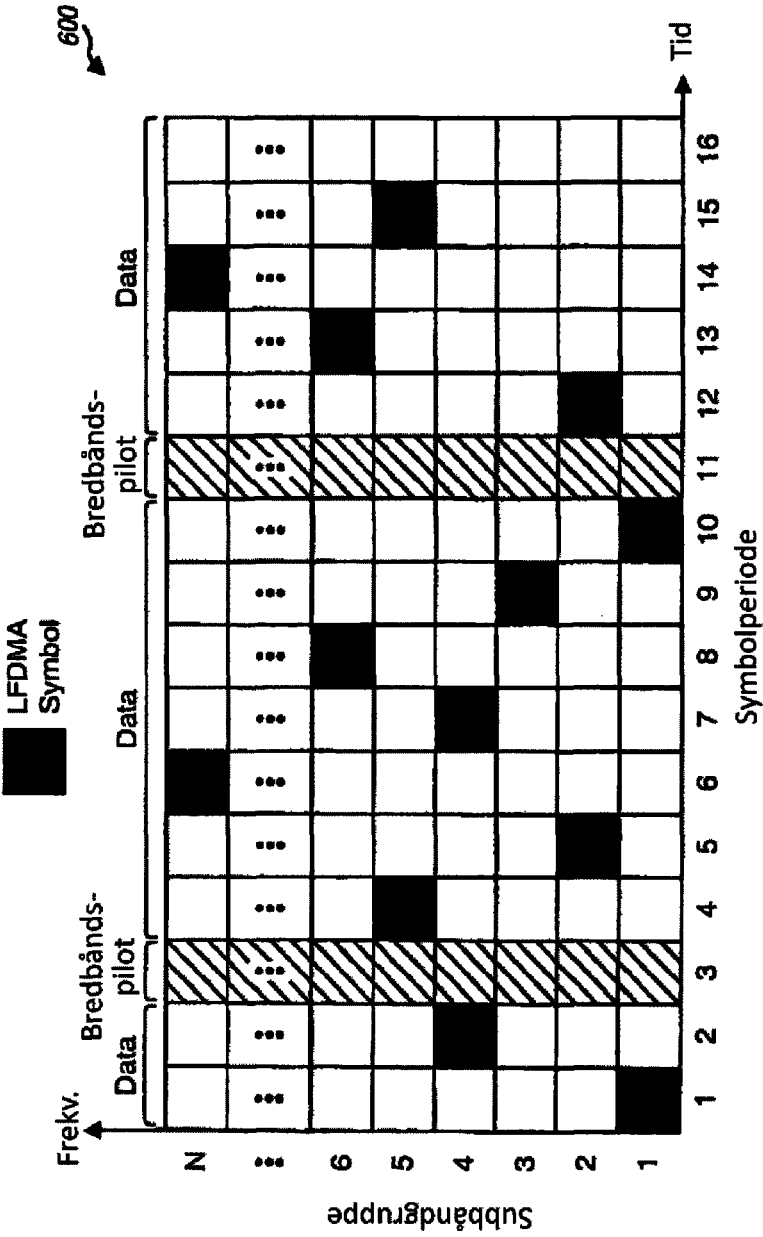
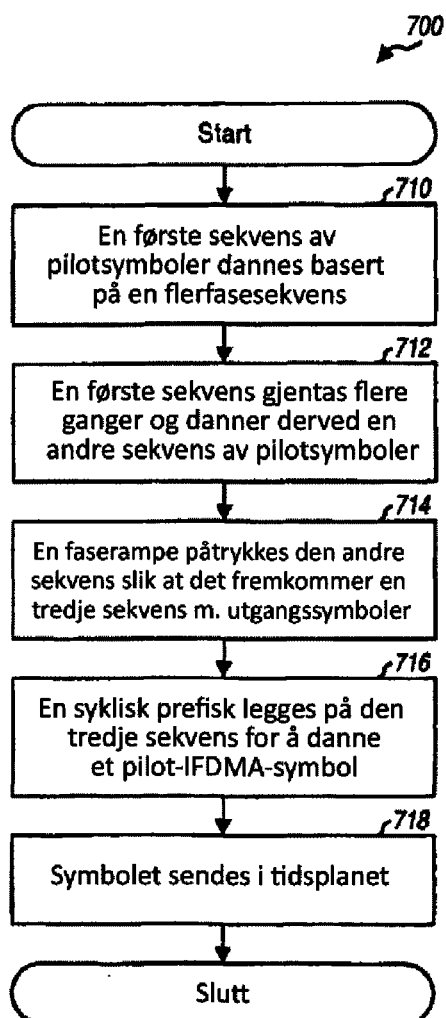


FIG. 6



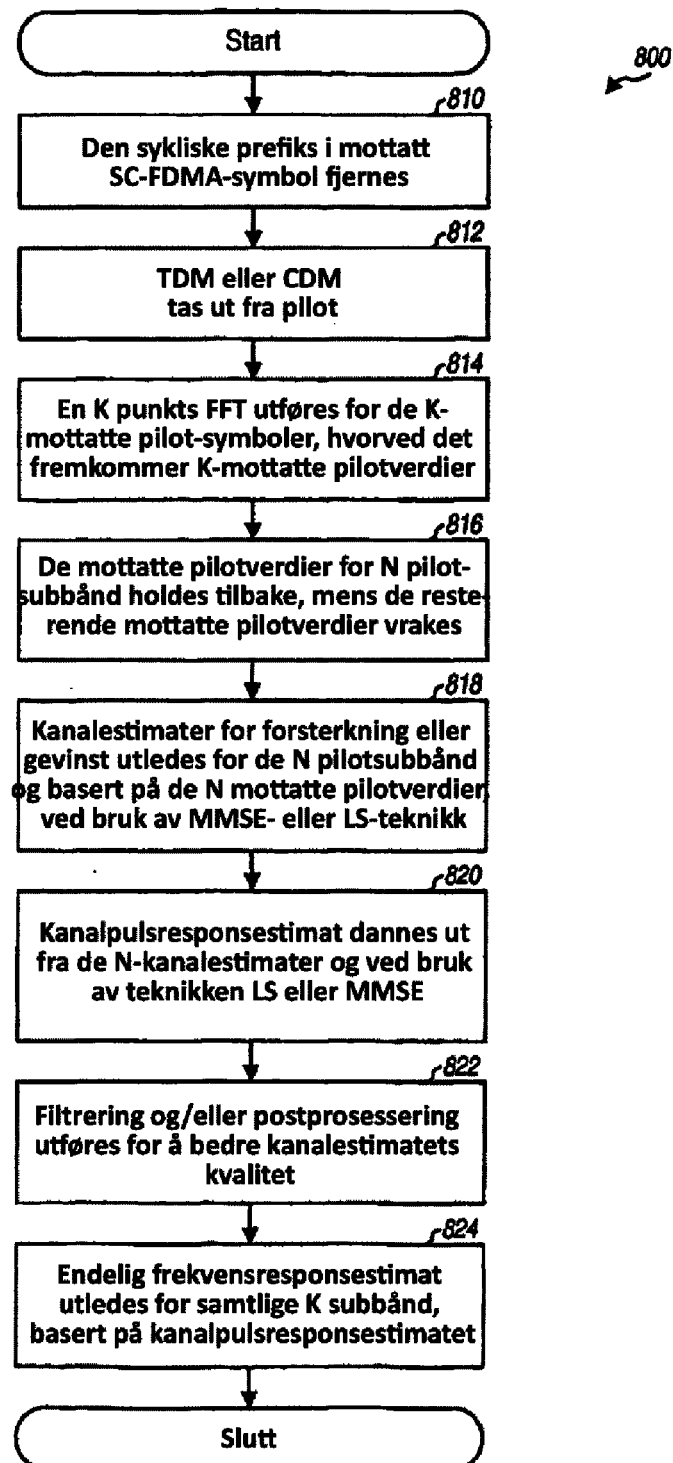


FIG. 8

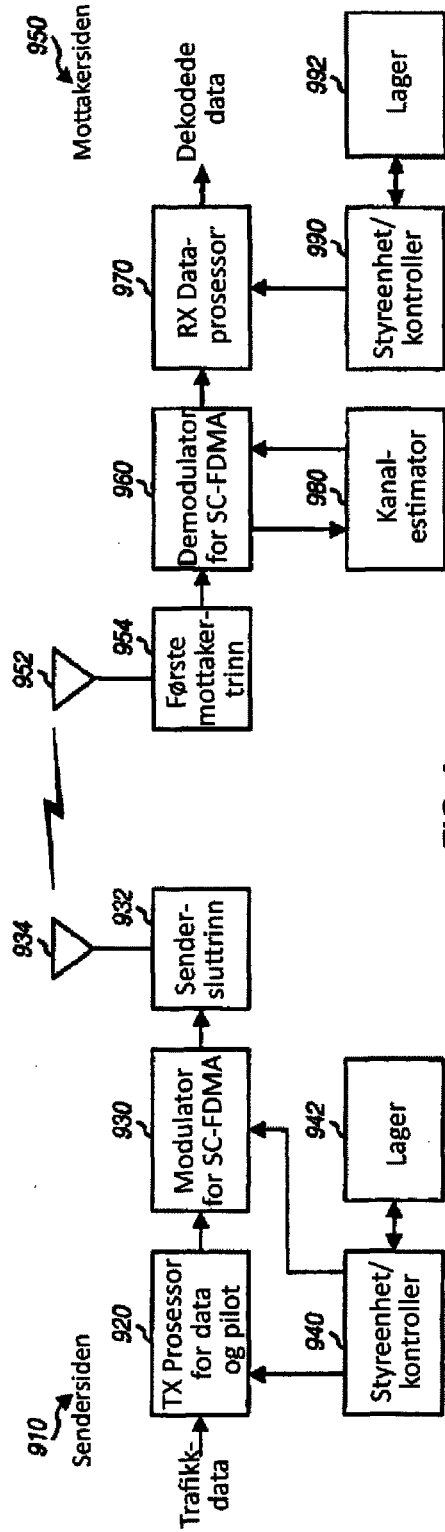
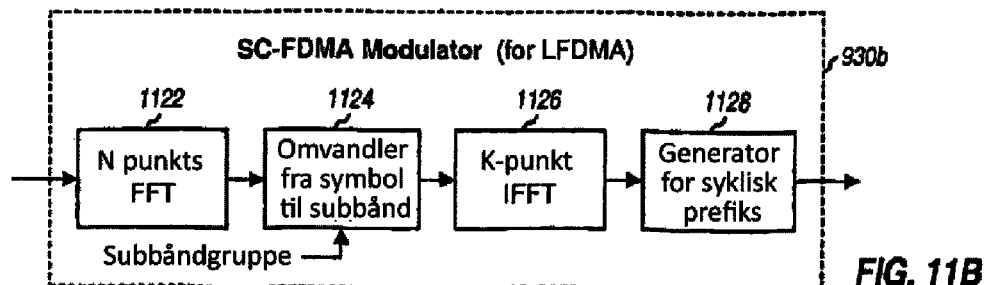
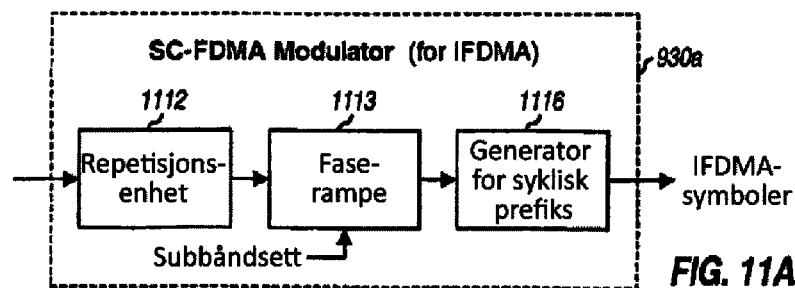
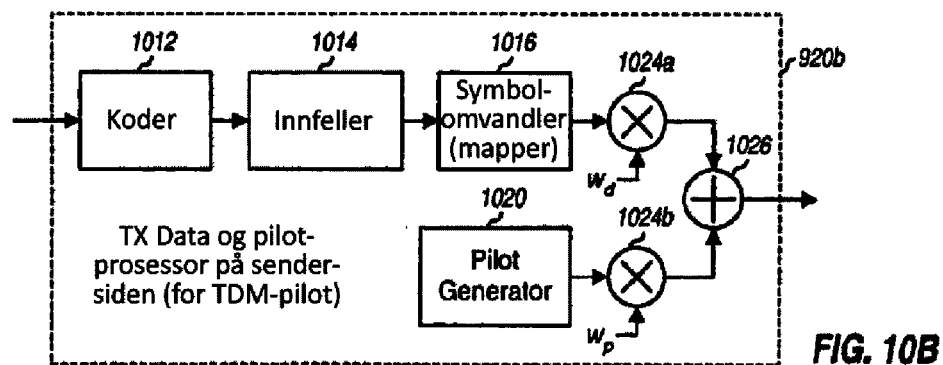
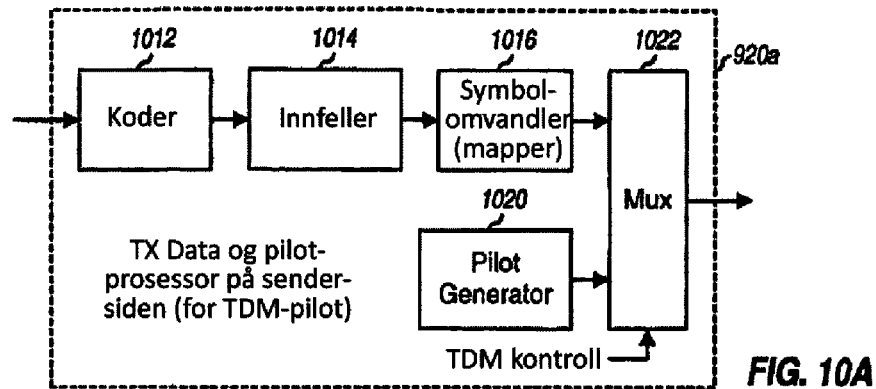


FIG. 9



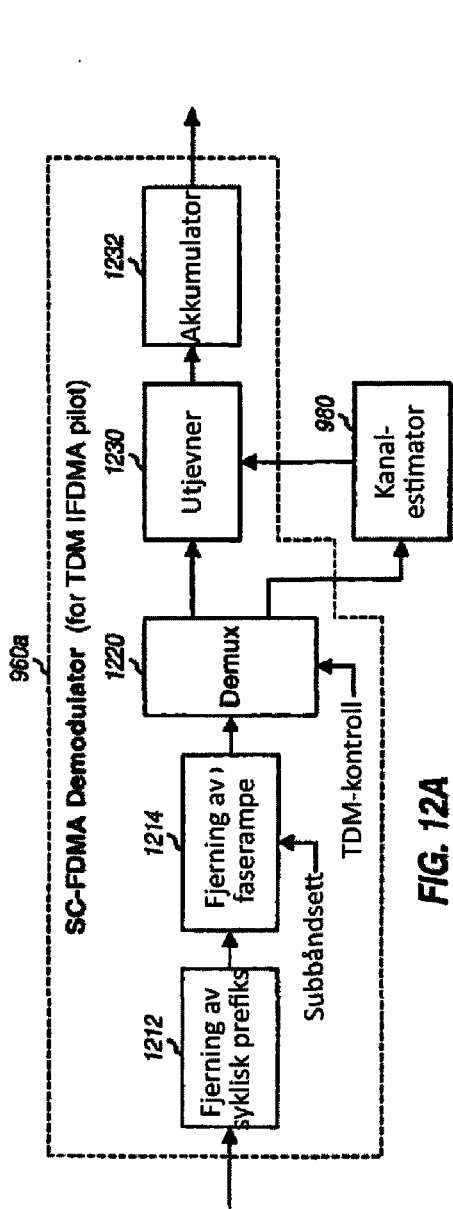


FIG. 12A

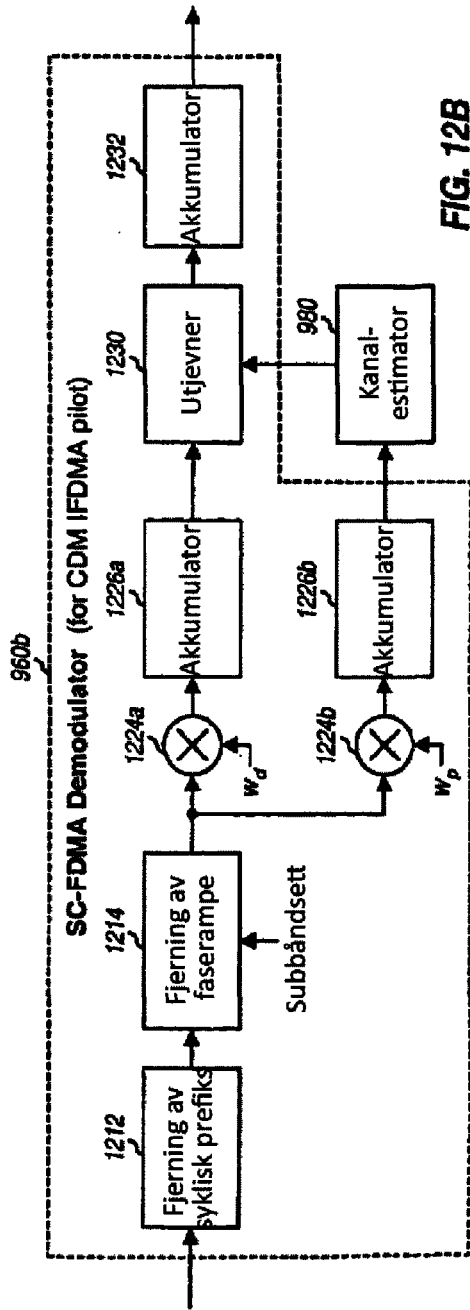


FIG. 12B

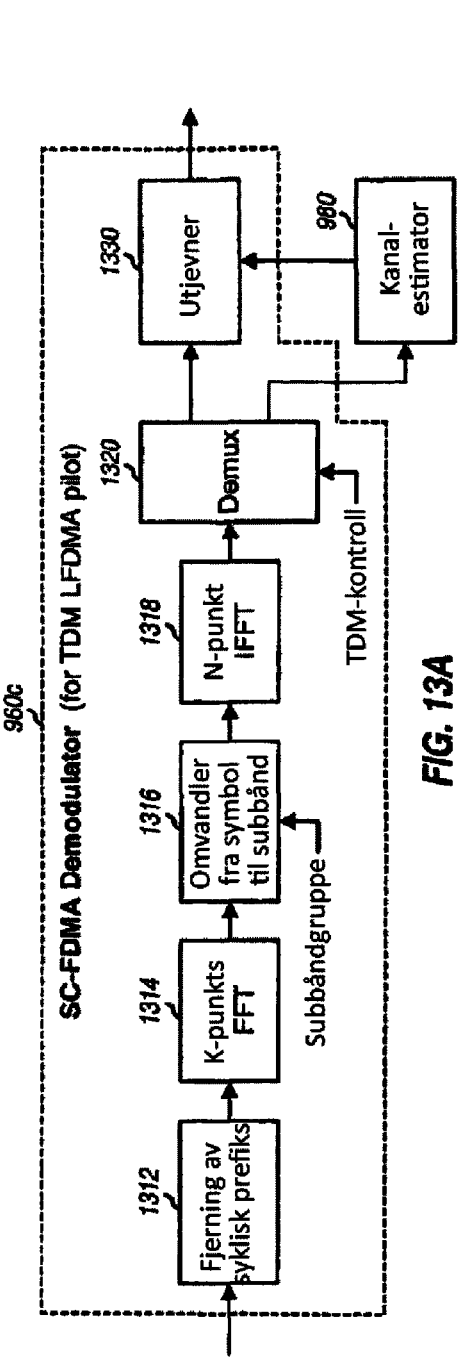


FIG. 13A

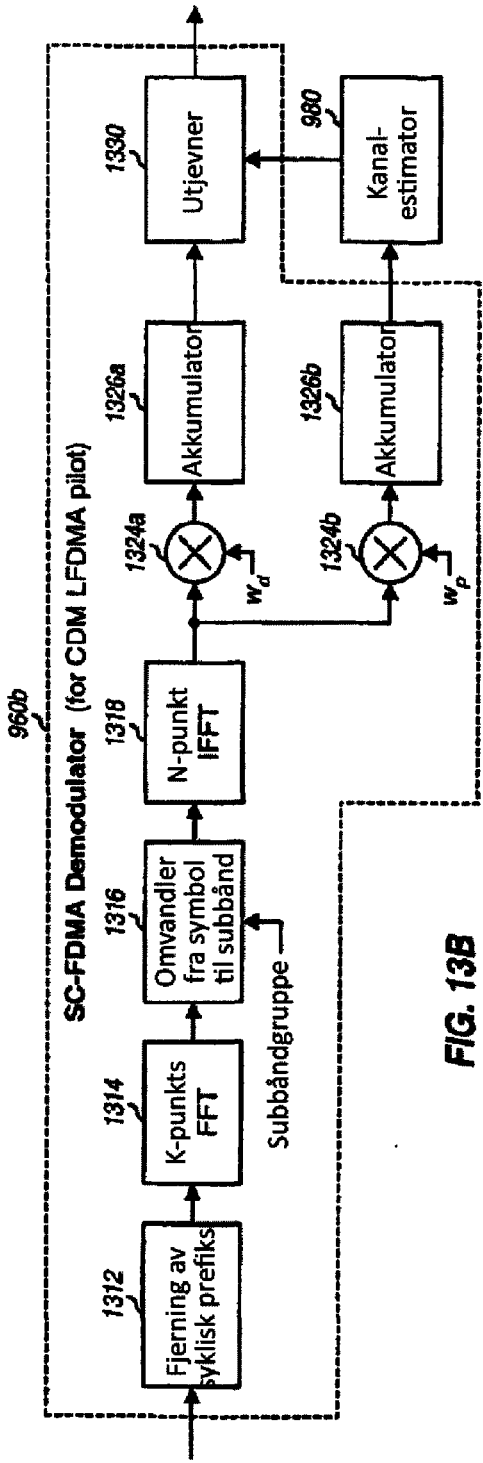


FIG. 13B