



(12) **PATENT**

(11) **342691**

(13) **B1**

**NORGE**

(19) NO

(51) Int Cl.

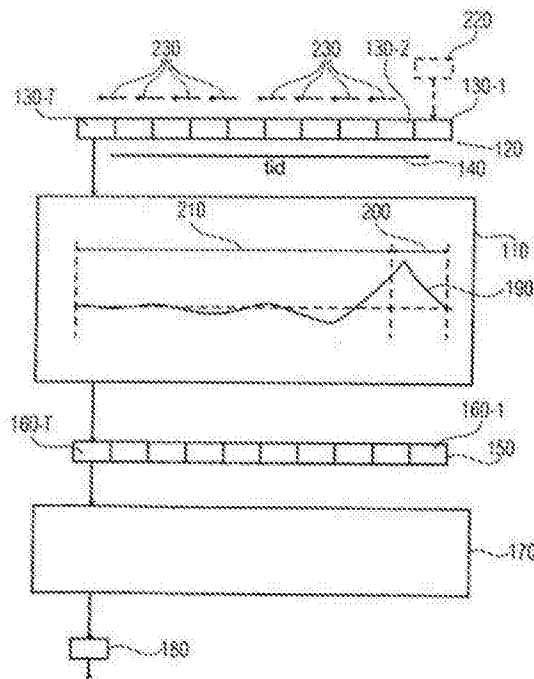
G10L 19/022 (2013.01)

G10L 19/02 (2013.01)

### Patentstyret

(21)	Søknadsnr	20170452	(86)	Int.inng.dag og søknadsnr	2007.10.23 PCT/EP2007/009199
(22)	Inng.dag	2017.03.23	(85)	Videreføringsdag	2017.03.23
(24)	Løpedag	2007.10.23	(30)	Prioritet	2006.10.25, US, 60/862,954
(41)	Alm.tilgj	2009.07.22			
(45)	Meddelt	2018.07.09			
(62)	Avdelt fra	20091951, med inndato 2009.05.19			
(73)	Innehaver	Fraunhofer-GES zur Förderung der angewandten Forschung EV, Hansastrasse 27C, DE-80686 MÜNCHEN, Tyskland			
(72)	Oppfinner	Manfred Lutzky, Heinrich-von-Brentano-Strasse 9, DE-90427 NÜRNBERG, Tyskland Ralf Geiger, Münzstrasse 8c, DE-98693 ILMENAU, Tyskland Gerald Schuller, Leopoldstrasse 13, DE-99089 ERFURT, Tyskland Marc Gayer, Haagstrasse 32, DE-91054 ERLANGEN, Tyskland Markus Lohwasser, Westpreussenstrasse 3B, DE-91217 HERSBRUCK, Tyskland Bernhard Grill, Am Schwabenweiher 29, DE-91207 LAUF, Tyskland Markus Schnell, Hartmannstrasse 7, DE-91052 ERLANGEN, Tyskland Markus Schmidt, Zeppelinstr 28B, DE-91052 ERLANGEN, Tyskland Michael Mellar, Krappstr 15, DE-67067 LUDWIGSHAFEN, Tyskland Bernd Edler, Hemelingstr 10, DE-30419 HANNOVER, Tyskland Markus Multrus, Etzlaubweg 7, DE-90469 NÜRNBERG, Tyskland			
(74)	Fullmektig	TANDBERG INNOVATION AS, Postboks 1570 Vika, 0118 OSLO, Norge			
(54)	Benevnelse	<b>Apparat og fremgangsmåte for å generere audiodelbåndsverdier, samt apparat og fremgangsmåte for å generere tidsdomeneaudiosampler</b>			
(56)	Anførte publikasjoner	US 6 748 363 B1			
(57)	Sammendrag				

En utførelse av et apparat (100) for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler omfatter en analysevindussending (110) for vindussending av en ramme (120) av tidsdomeneaudioinngangssampler som befinner seg i en tidssekvens som strekker seg fra et tidlig sampl til et senere sampl ved å bruke en analysevindusfunksjon (190) som omfatter en sekvens av vinduskoeffisienter for å tilveiebringe vindussendte sampler. Analysevindusfunksjonen (190) omfatter en første gruppe (200) av vinduskoeffisienter og en andre gruppe (210) av vinduskoeffisienter. Den første gruppe (200) av vinduskoeffisienter blir brukt for vindussending av senere tidsdomenesampl og den andre gruppe (210) av vinduskoeffisienter blir brukt for vindussending av tidligere tidsdomenesampl. Apparatet (100) omfatter videre en kalkulator (170) for å beregne audiodelbåndsverdiene som bruker de vindussendte sampl.



Oppfinnelsen angår apparat og fremgangsmåte for å generere audiodelbåndsverdier, et apparat og en fremgangsmåte for å generere tidsdomeneaudiosampler og systemer som omfatter enhver av de ovennevnte apparater og som for eksempel kan implementeres på området moderne audiokoding, audiodekoding eller andre audiooverføringsrelaterte anvendelsesområder.

5 Moderne digital audiobehandling er typisk basert på kodesystemer som gir en vesentlig reduksjon med hensyn til bitrater, overføringsbåndbredder og lagringsplass sammenlignet med en direkte overføring eller lagring av de respektive audiodata. Dette oppnås ved å kode audiodataene på sendersiden og dekode kodete data på mottakersiden før eksempelvis levering av de dekodete audiodata til en lytter eller til ytterligere signalbehandling.

10 Slike audiobehandlingssystemer kan implementeres i en lang rekke parametere, som typisk påvirker kvaliteten av de overførte eller forøvrig behandlede audiodata på den ene side og beregningseffektiviteten, båndbredder og andre ytelsesrelaterte parametere på den annen side. Svært ofte krever høyere kvalitet høyere bitrater, en økt beregningskompleksitet og større krav til lagring for de tilsvarende kodete audiodata. Avhengig av anvendelsen, må følgende faktorer som tillatte  
15 bitrater, akseptabel beregningskompleksitet og akseptable mengder data balanseres med en ønskelig og oppnåelig kvalitet.

En annen parameter som er spesielt viktig i sanntidsanvendelser, slik som en toveis eller enveis kommunikasjon, kan forsinkelsen innført av de forskjellige kodesystemer også spille en viktig rolle. Som konsekvens innebærer forsinkelsen innført ved audiokoding og dekodning en  
20 ytterligere begrensning i de tidligere nevnte parametere ved balansering av behovene og kostnadene ved de forskjellige kodesystemer for et spesifikt anvendelsesområde. Ettersom slike digitale audiosystemer kan brukes på mange forskjellige applikasjonsområder som varierer fra overføring med svært lav kvalitet til en høykvalitetsoverføring, blir forskjellige parametere og forskjellige begrensninger ofte innført på de respektive audiosystemer. I enkelte anvendelser kan f.eks. en  
25 mindre forsinkelse kreve en høyere bitrate og følgelig økt overføringsbåndbredde sammenlignet med et audiosystem med en større forsinkelse, og ved et sammenlignbart kvalitetsnivå.

I mange tilfeller må imidlertid kompromisser kjøres mellom de forskjellige parametere, slik som bitrate, beregningskompleksitet, minnekrav, kvalitet og forsinkelse.

US 6748363 B1 beskriver en metode og et system for å komprimere vindustabeller av  
30 transformasjonsbasert lydkode, der metoden omfatter sampling et datavindu et forhåndsbestemt antall ganger og gi et første par av vindussampleverdier og resten av vindussampleverdiene, å tilveiebringe et vinduskompresjonsfilter som har en initialtilstandsvariabel før utførelse av filteret, å tilveiebringe en komprimert vindutabell i minnet for å lagre minst de første få av vindussampleverdier og de første  
35 tilstandsvariabler av vinduets komprimeringsfilter, og differensielt koder for resten av vindussampleverdiene i vinduets kompresjonsfilter og lagring av de komprimerte vindussampleverdiene i den komprimerte vindutabellen.

En utførelse av et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler omfatter en analysevindusbehandling for å presentere en ramme av tidsdomene  
40 audioinngangssampler som befinner seg i en tidssekvens som strekker seg fra en tidlig sampl til en senere sampl ved å bruke en analysevindusfunksjon som omfatter en rekke vinduskoeffisienter for

å innhente vindussamplere. Analysevindusfunksjonen omfatter en første gruppe vinduskoeffisienter med en første del av sekvensen av vinduskoeffisienter og en andre gruppe vinduskoeffisienter som omfatter en andre del av sekvensen av vinduskoeffisienter, der den første del omfatter færre vinduskoeffisienter enn den andre del og der en energiverdi av vinduskoeffisientene i den første del er høyere enn en energiverdi av vinduskoeffisientene i den andre del. Den første gruppe vinduskoeffisienter blir brukt for vindussending av senere tidsdomenesamplere og den andre gruppe vinduskoeffisienter blir brukt for vindussending av tidligere tidsdomenesamplere. Videre omfatter utførelsen en kalkulator for å beregne audiodelbåndsverdier som bruker de vindussendte samplere.

En utførelse av et apparat for å generere tidsdomeneaudiosamplere omfatter en kalkulator for å beregne en sekvens av foreløpige domenesamplere som danner audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler, der sekvensen omfatter tidligere foreløpige domenesamplere og senere foreløpige domenesamplere. Videre omfatter en utførelse av apparatet en syntesevindusutsendelse for sending av sekvensen av foreløpige domenesamplere ved å bruke en syntesevindusfunksjon som omfatter en sekvens av vinduskoeffisienter for å innhente vindussendte foreløpige domenesamplere, der syntesevindusfunksjonen omfatter første gruppe av vinduskoeffisienter som omfatter en første del av sekvensen av vinduskoeffisienter og en andre gruppe vinduskoeffisienter som omfatter en andre del av sekvensen av vinduskoeffisienter. Den første del omfatter færre vinduskoeffisienter enn den andre del og en energiverdi av vinduskoeffisientene i den første del er høyere enn energiverdien av vinduskoeffisientene av den andre del. Den første gruppe vinduskoeffisienter brukes for vindussending av senere foreløpige domenesamplere og den andre gruppe vinduskoeffisienter blir brukt for vindussending av tidligere foreløpige domenesamplere. Videre omfatter en utførelse av et apparat for å generere tidsdomeneaudiosamplere et utgangstrinn med overlappingsadderer for å behandle vindusforeløpige domenesamplere for å tilveiebringe tidsdomenesamplere.

Oppfinnelsen skal nå beskrives i det følgende under henvisning til tegningene, der:

Fig. 1 viser et blokkskjema av en utførelse av et apparat for å generere audiodelbåndsverdier,

fig. 2a viser et blokkskjema av en utførelse av et apparat for å generere tidsdomeneaudiosamplere,

fig. 2b viser et funksjonsprinsipp ifølge en utførelse av oppfinnelsen i form av et apparat for å generere tidsdomenesamplere,

fig. 3 viser ideen med interpolering av vinduskoeffisienter i samsvar med en utførelse av oppfinnelsen,

fig. 4 viser interpoleringsvinduskoeffisienter i tilfellet med en sinusvindusfunksjon,

fig. 5 viser et blokkskjema av en utførelse av oppfinnelsen som omfatter en SBR-dekoder og en SBR-koder,

fig. 6 viser forsinkelseskildene av et SBR-system,

fig. 7a viser et flytskjema av en utførelse av en fremgangsmåte for å generere audiodelbåndsverdier,

fig. 7b viser et trinn av utførelsen av fremgangsmåten vist på fig. 7a,

fig. 7c viser et flytskjema av en utførelse av en fremgangsmåte for å generere audiodelbåndsverdier,

fig. 8a viser et flytskjema av en utførelse av en fremgangsmåte for å generere tidsdomenesampler,

fig. 8b viser et flytskjema av en utførelse av en fremgangsmåte for å generere tidsdomenesampler,

5 fig. 8c viser et flytskjema av en annen utførelse av en fremgangsmåte for å generere tidsdomenesampler,

fig. 8d viser et flytskjema av en annen utførelse av en fremgangsmåte for å generere tidsdomenesampler,

10 fig. 9a viser en mulig implementering av en utførelse av en fremgangsmåte for å generere audiodelbåndsverdier,

fig. 9b viser en mulig implementering av en utførelse av en fremgangsmåte for å generere audiodelbåndsverdier,

fig. 10a viser en mulig implementering av en utførelse av en fremgangsmåte for å generere tidsdomenesampler,

15 fig. 10b viser en annen mulig implementering av en utførelse av en fremgangsmåte for å generere tidsdomenesampler,

fig. 11 viser en sammenligning mellom en syntesevindusfunksjon i samsvar med en utførelse av oppfinnelsen og en sinusvindusfunksjon,

20 fig. 12 viser en sammenligning mellom en syntesevindusfunksjon ifølge en utførelse av oppfinnelsen og en SBR QMF-prototype filterfunksjon,

fig. 13 viser de forskjellige forsinkelser forårsaket av vindusfunksjonen og prototypefilterfunksjonen på fig. 12,

fig. 14a viser en tabell over forskjellige bidrag til forsinkelsen av en konvensjonell AAC-LD+SBR-kodek og AAC-ELD-kodek omfattende en utførelse av oppfinnelsen,

25 fig. 14b viser en annen tabell som omfatter detaljer om forsinkelsen av de forskjellige komponenter av forskjellige kodeker,

fig. 15a viser en sammenligning mellom en frekvensrespons av apparater basert på en vindusfunksjon ifølge en utførelse av oppfinnelsen og et apparat basert på en sinusvindusfunksjon,

fig. 15b viser et nærbilde av frekvensresponsen på fig. 15a,

30 fig. 16a viser en sammenligning mellom frekvensresponsen fra fire forskjellige vindusfunksjoner,

fig. 16b viser et nærbilde av frekvensresponsen på fig. 16a,

fig. 17 viser en sammenligning mellom en frekvensrespons av to forskjellige vindusfunksjoner, en vindusfunksjon i samsvar med oppfinnelsen og en vindusfunksjon som er en symmetrisk vindusfunksjon og

35 fig. 18 viser skjematisk den generelle tidsmessige maskeringsegenskap ved det menneskelige øret,

fig. 19 viser en sammenligning mellom det opprinnelige audiotidssignal, et tidssignal generert basert på HEAAC-kodek og et tidssignal basert på kodek som omfatter en utførelse av oppfinnelsen.

40

Fig. 1-19 viser blokkskjemaer og ytterligere skjemaer beskriver funksjonsegenskapene og trekkene ved de forskjellige utførelsene av apparatene og fremgangsmåtene for å generere audiodelbåndsverdier av apparatene og fremgangsmåtene for å generere tidsdomenesamplere og systemer som omfatter minst et av de tidligere nevnte apparater eller fremgangsmåter. Før en første utførelse av oppfinnelsen skal beskrives i detalj, skal det bemerkes at utførelsen ifølge oppfinnelsen kan implementeres i maskinvare og i programvare. Følgelig kan implementeringene beskrevet i forbindelse med blokkskjemaer av maskinvareimplementeringer av de respektive utførelser også vurderes som flytskjemaer av en egnet utførelse av en tilsvarende fremgangsmåte. Også et flytskjema som beskriver en utførelse av oppfinnelsen kan anses å være et blokkskjema av en tilsvarende maskinvareimplementering.

I det følgende vil implementering av filterbanker bli beskrevet, som kan implementeres som en analysefilterbank eller en syntesefilterbank. En analysefilterbank er et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler basert på tidsdomeneaudio (inngangs)-samplere som befinner seg i en tidssekvens som strekker seg fra en tidligere sampel til en senere sampel. Med andre ord kan uttrykket analysefilterbank brukes synonymt for en utførelse av oppfinnelsen i en form for et apparat for å generere audiodelbåndsverdier. Følgelig er en syntesefilterbank en filterbank for å generere tidsdomeneaudiosamplere fra audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler. Med andre ord kan uttrykket syntesefilterbank brukes synonymt for en utførelse ifølge oppfinnelsen, i form av et apparat for å generere tidsdomeneaudiosamplere.

Både en analysefilterbank og en syntesefilterbank, som også kalles oppsummert som filterbanker, kan f.eks. implementeres som modulerte filterbanker. Modulerte filterbanker, hvis eksempler og utførelser vil bli beskrevet i detalj nedenfor, er basert på oscilleringer som har frekvenser som er basert på eller som er avledet av senter eller midtfrekvenser av tilsvarende delbånd i frekvensdomenet. Uttrykket "modulert" brukes i denne sammenheng med en vindusfunksjon eller en prototypefilterfunksjon avhengig av den konkrete implementering av en slik modulert filterbank. Modulerte filterbanker kan i prinsipp være basert på realverdi oscilleringer, slik som en harmonisk oscilering (sinusoscilering eller cosinusoscilering) eller tilsvarende kompleksverdi oscilleringer (komplekse eksponential oscilleringer). Følgelig kalles de modulerte filterbanker virkelige modulerte filterbanker eller komplekse filtermodulerte filterbanker.

I den følgende beskrivelse vil utførelser av oppfinnelsen i form av komplekse, modulerte, lavforsinkede filterbanker og virkelig modulerte, lavforsinkede filterbanker og tilsvarende fremgangsmåter og programvareimplementeringer bli beskrevet i detalj. En av hovedanvendelsene av slike modulerte, lavforsinkede filterbanker er en integrering i et replikasjonssystem for lavforsinket spektralbånd (SBR) som for tiden er basert på bruk av en kompleks QMF-filterbank med et symmetrisk prototypefilter (QMF = Quadrature Mirror Filter).

Det vil fremgå innenfor rammen av beskrivelsen, at en implementering av lavforsinkede filterbanker ifølge utførelsen vil gi fordelene med forbedret kompromiss mellom forsinkelse, frekvensrespons, tidsmessig støyspredning og rekonstruksjonskvalitet.

Ovennevnte forbedrede kompromiss, spesielt mellom forsinkelse og rekonstruksjonskvaliteten er basert på en fremgangsmåte for å utnytte såkalte nullforsinkelsesteknikker for å utvide filterpulsresponsen fra de respektive filterbanker uten å

innføre ekstra forsinkelse. En mindre forsinkelse ved et bestemt kvalitetsnivå, en bedre kvalitet ved et bestemt forsinkelsesnivå eller en samtidig forbedring både av forsinkelsen og kvaliteten, kan oppnås ved å bruke en analysefilterbank eller en syntesefilterbank ifølge en utførelse av oppfinnelsen.

5 Utførelser av oppfinnelsen er basert på det funn at disse forbindelsene kan oppnås ved å bruke en ny vindusfunksjon for hvilke som helst av de to filterbankene beskrevet tidligere. Med andre ord kan kvaliteten og/eller forsinkelsen forbedres ved en analysefilterbank ved å bruke en analysevindusfunksjon som omfatter en rekke vinduskoeffisienter som omfatter en første gruppe som omfatter en første etterfølgende del av sekvensen av vinduskoeffisienter og den andre gruppe  
10 vinduskoeffisienter som omfatter en andre etterfølgende del av sekvensen av vinduskoeffisienter. Den første og andre del omfatter alle vinduskoeffisienter av vindusfunksjonen. Videre omfatter den første del færre vinduskoeffisienter enn den andre del, men en energiverdi av vinduskoeffisienten i den første del er høyere enn en energiverdi av vinduskoeffisientene i den andre del. Den første gruppe vinduskoeffisienter blir brukt for vindussending av senere tidsdomenesampler og den andre  
15 gruppe vinduskoeffisienter blir brukt for vindussending av tidligere tidsdomenesampler. Denne form for vindusfunksjon gjør det mulig å behandle tidsdomenesampler med vinduskoeffisienter med høyere energiverdier tidligere. Dette er et resultat av den beskrevne fordeling av vinduskoeffisienter til de to delene og deres anvendelse på sekvensen av vindusdomeneaudiosampler. Som konsekvens, kan bruk av en slik vindusfunksjon redusere forsinkelsen innført av filterbanken på et konstant  
20 kvalitetsnivå eller gjøre det mulig å oppnå et forbedret kvalitetsnivå basert på et konstant forsinkelsesnivå.

I tilfellet en utførelse av oppfinnelsen i form av et apparat for å generere tidsdomeneaudiosampler og en tilsvarende fremgangsmåte, bruker følgelig en syntesevindussending en syntesevindusfunksjon som omfatter en rekke vinduskoeffisienter ordnet tilsvarende i en første  
25 (etterfølgende) del og (etterfølgende) andre del. Også i tilfellet med en syntesevindusfunksjon, blir en energiverdi eller en total energiverdi av en vinduskoeffisient i den første del høyere enn en energiverdi eller en total energiverdi av en vinduskoeffisient av den andre del, der den første del omfatter færre vinduskoeffisienter enn den andre del. På grunn av denne fordeling av vinduskoeffisienter blant de to delene og at syntesevindussendingen bruker den første del av  
30 vindussendingskoeffisienter for vindussendinger som har senere tidsdomenesampler og den andre del av vinduskoeffisientene for vindussendinger av tidligere tidsdomenesampler, idet de tidligere nevnte virkninger og fordeler også gjelder for en syntesefilterbank eller en tilsvarende utførelse av en fremgangsmåte.

Detaljerte beskrivelser av syntesevindusfunksjoner og analysevindusfunksjoner brukt  
35 innenfor rammen av utførelsen av oppfinnelsen, vil nå bli beskrevet i detalj. I mange utførelser av oppfinnelsen omfatter rekkefølgen av vinduskoeffisienter av syntesevindusfunksjonen og/eller analysevindusfunksjonen nøyaktig den første gruppe og andre gruppe av vinduskoeffisienter. Videre kan hver av vinduskoeffisientene i rekkefølgen av vinduskoeffisienter tilhøre nøyaktig enten den første eller andre gruppe vinduskoeffisienter.

40 Hver av de to gruppene omfatter nøyaktig en del av rekkefølgen av vinduskoeffisienter på en etterfølgende måte. I oppfinnelsen omfatter en del et sett av vinduskoeffisienter i rekke i samsvar

med sekvensen av vinduskoeffisienter. I utførelser ifølge oppfinnelsen omfatter hver av de to grupper (første og andre gruppe) nøyaktig en del av sekvensen av vinduskoeffisientene på den ovennevnte måte. De respektive grupper av vinduskoeffisienter omfatter ikke vinduskoeffisienter som ikke tilhører den nøyaktige ene del av den respektive gruppe. Med andre ord, omfatter mange

5 utførelser av oppfinnelsen hver av første og andre gruppe vinduskoeffisienter bare den første del og andre del av vinduskoeffisientene uten andre vinduskoeffisienter.

Innenfor rammen av beskrivelsen, kan en etterfølgende del av sekvensen av vinduskoeffisienter forstås å være tilkoblet sett av vinduskoeffisienter i matematisk betydning, der settet ikke mangler vinduskoeffisienter sammenlignet med rekkefølgen av vinduskoeffisienter som

10 kan ligge i en rekke (f.eks. indeksrekke eller område) av vinduskoeffisientene fra den respektive del. Som konsekvens blir rekkefølgen av vinduskoeffisienter i mange utførelser av oppfinnelsen delt nøyaktig i to sammenkoblede deler av vinduskoeffisienter som hver danner første eller andre gruppe vinduskoeffisienter. I dette tilfellet blir hver vinduskoeffisient i den første gruppe

15 vinduskoeffisienter enten anordnet før eller etter hver av vinduskoeffisientene i den andre gruppe vinduskoeffisienter i forbindelse med den totale rekkefølgen av vinduskoeffisientene.

Med andre ord blir rekkefølgen av vinduskoeffisienter i mange utførelser delt nøyaktig i to grupper eller deler uten å etterlate noen vinduskoeffisienter. I samsvar med rekkefølgen av vinduskoeffisienter som også representerer rekkefølgen av disse, kan hver av de to grupper eller deler omfatte alle vinduskoeffisienter opp til (men ikke) eller med begynnelse fra (inkludert) en

20 grense vinduskoeffisient. Som eksempel kan den første del eller gruppe omfatte vinduskoeffisienter med indekser fra 0 til 95 eller fra 96 til 639 i tilfellet en vindusfunksjon som omfatter 640 vinduskoeffisienter (med indekser fra 0 til 639). Her vil grensevinduskoeffisienten være den som tilsvarende indeks 96. Naturligvis kan alle andre eksempler også være mulig (f.eks. 0 til 543 og 544 til 639).

25 Det detaljerte eksempel på implementering av en analysefilterbank beskrevet i det følgende, tilveiebringer en filterlengde som dekker 10 blokker av inngangssamplere med en systemforsinkelse på bare 2 blokker, hvilket er den tilsvarende forsinkelse som innføres av en MDCT (modified discrete cosine transform) eller en MDST (modified discrete sine transform). En forskjell er at overlappning, på grunn av den lange filterlengde som dekker 10 blokker av inngangssamplere

30 sammenlignet med en implementering av en MDCT eller MDST øker fra 1 blokk i tilfellet MDCT og MDST til en overlappning på 9 blokker. Imidlertid kan andre implementeringer også realiseres for å dekke et annet antall blokker av inngangssamplere som også kalles audioinngangssamplere. Videre kan andre kompromisser vurderes og implementeres.

Fig.1 viser et blokkskjema av en annen analysefilterbank 100 som en utførelse av et apparat

35 for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler. Analysefilterbanken 100 omfatter en analysevindussending 110 for vindussending av en ramme 120 av tidsdomene, audioinngangssamplere. Rammen 120 omfatter T-blokker 130-1, ..., 130-T-blokker av tidsdomeneaudio (inngangs)-samplere, der T er en positiv integer og lik 10 i tilfellet utførelsen vist på fig. 1. Imidlertid kan rammen 120 også omfatte et annet antall blokker 130.

40 Både rammen 120 og hver av blokkene 130 omfatter tidsdomeneaudioinngangssamplere i en tidssekvens som strekker seg fra en tidlig sampele til en sen sampele i samsvar med en tidslinje som

vist av en pil 140 på fig. 1. Jo lengre tidsdomeneaudiosampelet, som i dette tilfellet også er et tidsdomeneaudioinngangssampel befinner seg mot høyre, jo senere blir det tilsvarende tidsdomeneaudiosampel være i forhold til sekvensen av tidsdomeneaudiosampelet.

Analysevindussendingen 110 genereres basert på rekkefølgen av tidsdomeneaudiosamplere vindussamplene i tidsdomenet, som er anordnet i en ramme 150 av vindussamplene. Ifølge rammen 120 av tidsdomeneaudioinngangssamplere, omfatter også rammen av vindussamplene 150 T blokker av vindussamplere 160-1, ..., 160-T. I foretrukne utførelser av oppfinnelsen omfatter hver av blokkene i vindussamplene 160 samme antall vindussamplere som antallet tidsdomeneaudioinngangssamplere i hver blokk 130 av tidsdomeneaudioinngangssamplere. Når hver 10 av blokkene 130 omfatter N tidsdomeneinngangsaudiosamplere, kan følgelig rammen 120 og rammen 150 hver omfatte  $T \cdot N$  samplere. I dette tilfellet er N en positiv integer som f.eks. kan erverve verdier av 32 eller 64. For  $T = 10$ , omfatter rammene 120, 150 hver henholdsvis 320 og 640 i ovennevnte tilfeller.

Analysevinduet 110 er koblet til en kalkulator 170 for å beregne audiodelbåndsverdier 15 basert på de vindussendte samplere levert av analysevindussenderen 110. Audiodelbåndsverdiene er levert av kalkulatoren 170 som en blokk 180 av audiodelbåndsverdier, der hver av audiodelbåndsverdiene tilsvarer en audiodelbånds kanal. I en foretrukket utførelse omfatter blokk 180 av audiodelbåndsverdier også N delbåndsverdier.

Hver audiodelbånds kanal tilsvarer en karakteristisk senterfrekvens. Senterfrekvensene av de 20 forskjellige audiodelbånds kanaler kan f.eks. være likt fordelt eller likt anbrakt med mellomliggende avstand i forbindelse med frekvensbåndbredden av det tilsvarende audiosignal som beskrevet av tidsdomeneaudioinngangssamplene levert til analysefilterbanken 100.

Analysevindussendingen 110 er tilpasset for vindussende tidsdomeneaudioinngangssamplere av rammen 120 basert på en analysevindusfunksjon som omfatter en rekke vinduskoeffisienter for å 25 innhente vindussamplene av rammen 150. Analysevinduet 110 er tilpasset for å utføre vindussendingen av rammen av tidsdomeneaudiosamplere 120 ved å multiplisere verdiene av tidsdomeneaudiosamplene med vinduskoeffisientene av analysevindusfunksjonen. Med andre ord omfatter vindussendingen og den elementvise multiplisering av tidsdomeneaudiosamplere med en tilsvarende vinduskoeffisient. Etersom både rammen 120 av tidsdomeneaudiosamplene og 30 vinduskoeffisientene omfatter en tilsvarende sekvens, blir den elementvise multiplisering av vinduskoeffisientene og tidsdomeneaudiosamplere utført i samsvar med de respektive sekvenser, f.eks. som vist av en sampel- og vinduskoeffisientindeks.

I utførelser av oppfinnelsen, og i form av en analysefilterbank 100 som vist på fig. 1, omfatter analysevindusfunksjonen samt syntesevindusfunksjonen i tilfelle en syntesefilterbank, bare 35 realverdi vinduskoeffisienter. Med andre ord er hver vinduskoeffisient tilknyttet en vinduskoeffisientindeks en virkelig verdi.

Vinduskoeffisientene danner sammen den respektive vindusfunksjon og et eksempel på dette er vist på fig. 1 som en analysevindusfunksjon 190. Som skissert før, danner sekvensen av vinduskoeffisienter analysevindusfunksjonen 190 som omfatter en første gruppe 200 og en andre 40 gruppe 210 av vinduskoeffisienter. Den første gruppe 200 omfatter en første sammenhengende og tilkoblet del av vinduskoeffisientene av sekvensen av vinduskoeffisienter mens den andre gruppe



210 omfatter en etterfølgende og tilkoblet andre del av en vinduskoeffisient. Sammen med den første del i den første gruppe 200 danner de hele sekvensen av vinduskoeffisienter av

analysevindusfunksjonen 190. Videre tilhører hver vinduskoeffisient av rekken av

vinduskoeffisienter enten den første del eller den andre del av vinduskoeffisienter, slik at hele

5 analysevindusfunksjonen 190 utgjøres av vinduskoeffisienten av den første og andre del. Den første del av vinduskoeffisientene er følgelig identisk med den første gruppen 200 av vinduskoeffisienter og den andre del er identisk med den andre gruppe 210 av vinduskoeffisienter som vist av de tilsvarende piler 200, 210 på fig. 1.

Antallet vinduskoeffisienter i den første gruppe 200 av den første del av vinduskoeffisienter

10 er mindre enn antallet vinduskoeffisienter i den andre gruppe av den andre del av

vinduskoeffisienter. Imidlertid er en energiverdi eller en total energiverdi av vinduskoeffisientene i

den første gruppe 200 høyere enn en energiverdi eller en total energiverdi av vinduskoeffisientene i

den andre gruppe 210. Som skissert senere, blir en energiverdi av et sett av vinduskoeffisienter

basert på en sum av kvadratene av de absolutte verdier av de tilsvarende vinduskoeffisienter.

15 I utførelser ifølge oppfinnelsen, blir analysevindusfunksjonen 190 samt tilsvarende syntesevindusfunksjon følgelig asymmetrisk i forhold til en sekvens av vinduskoeffisienter eller en indeks av en vinduskoeffisient. Basert på et definisjonssett av vinduskoeffisientindekser over hvilken analysevindusfunksjonen 190 blir definert, er analysevindusfunksjonen 190 asymmetrisk når for alle virkelige antall  $n$  eksisterer et ytterligere virkelig antall  $n_0$ , slik at den absolutte verdi av

20 vinduskoeffisientene tilsvarer vinduskoeffisienten av vinduskoeffisientindeksen  $(n_0 - n)$  som ikke er lik den absolutte verdi av vinduskoeffisienten tilsvarende vinduskoeffisientindeksen  $(n_0 + n)$ , når  $(n_0 - n)$  og  $(n_0 + n)$  tilhører definisjonssettet.

Som også vist skjematisk på fig. 1, omfatter videre analysevindusfunksjonen 190

tegnendringer ved hvilke produktet av to etterfølgende vinduskoeffisienter er negativ. Flere

25 opplysninger og andre trekk ved mulige vindusfunksjoner ifølge utførelsene, vil bli omtalt i detalj i sammenheng med fig. 11-19.

Som vist tidligere, omfatter rammen av vindussendte sampler 150 en tilsvarende

blokkstruktur med enkelte blokker 160-1, ..., 160-T som ramme 120 av individuelle

tidsdomeneinngangssampler. Ettersom analysevindussendingen 110 er tilpasset for å vindussende

30 tidsdomeneaudioinngangssampler ved å multiplisere disse verdiene med vinduskoeffisientene av analysevindusfunksjonen 190, er rammen 150 av vindussendte sampler også i tidsdomenet.

Kalkulatoren 170 beregner audiodelbåndsverdier, eller mer nøyaktig, bruker blokken 180 av

audiodelbåndsverdiene rammen 150 av vindussendte sampler og utfører en overføring fra

tidsdomenet til frekvensdomenet. Kalkulatoren 170 kan følgelig anses å være en

35 tids/frekvenskonverter som kan forsyne blokken 180 med audiodelbåndsverdier som en spektral fremstilling av rammen 150 av vindussendte sampler.

Hver audiodelbåndsverdi av blokken 180 tilsvarer et delbånd med en karakteristisk

frekvens. Antallet audiodelbåndsverdier omfattet i blokken 180 kalles også et båndnummer.

I flere utførelser ifølge oppfinnelsen, er antallet audiodelbåndsverdier i blokken 180

40 identisk med antallet tidsdomeneaudioinngangssampler av hver av blokkene 130 av rammen 120. I det tilfellet at rammen 150 av vindussendte sampler omfatter samme blokkvise struktur som

rammen 120, slik at hver av blokkene 160 av de vindussendte sampler også omfatter samme antall vindussendte sampler som blokken av disse tidsdomeneaudioinngangssamplere 130, vil blokken 180 av audiodelbåndsverdiene naturligvis også omfatte samme antall som blokken 160.

Rammen 120 kan eventuelt genereres basert på en blokk av nye

5 tidsdomeneaudioinngangssamplere 220 ved å flytte blokkene 130-1, ..., 130-(T-1) med en blokk i motsatt retning av pilen 140 som indikerer tidsretningen. Følgelig blir en ramme 120 av tidsdomeneaudioinngangssamplene som skal behandles, generert ved å flytte (T-1) siste blokker av en direkte tidligere ramme 120 av tidsdomeneaudiosamplene med en blokk mot de tidligere tidsdomeneaudiosamplere og ved å legge til den nye blokk 220 av nye tidsdomeneaudiosamplere som  
10 den nye blokk 130-1 som omfatter de nyeste tidsdomeneaudiosamplere av gjeldende ramme 120. På fig. 1 er dette også vist av en rekke stiplede piler 230 som indikerer forflytningen av blokkene 130-1, ..., 130-(T-1) i motsatt retning av pilen 140.

På grunn av denne forflytning av blokkene 130 i motsatt retning av tiden som vist av pilen 140, omfatter en nærværende ramme 120 for behandling blokk 130-(T-1) av den direkte foregående  
15 ramme 120 som den nye blokk 130-T. Følgelig blir blokken 130-(T-1), ..., 130-2 av nærværende ramme 120 for behandling, lik blokken 130-(T-2), ..., 130-1 av den direkte foregående ramme 120. Blokken 130-T av den direkte foregående ramme 120 blir forkastet.

Som følge av dette vil hver tidsdomeneaudiosampel av den nye blokk 220 bli behandlet T ganger i rammen av T etterfølgende behandlinger av T etterfølgende rammer 120 av  
20 tidsdomeneaudioinngangssamplene. Følgelig bidrar hvert tidsdomeneaudioinngangssampel av den nye blokk 220 ikke bare til T forskjellige rammer 120, men også T forskjellige rammer 150 av vindussendte samplere og T blokker 180 av audiodelbåndsverdier. Som vist tidligere, i en foretrukket utførelse av oppfinnelsen, er antallet blokker T i rammen 120 lik 10, slik at hvert tidsdomeneaudiosampel levert til analysefilterbanken 100 bidrar til 10 forskjellige blokker 180 av  
25 audiodelbåndsverdier.

I begynnelsen, og før en enkelt ramme 120 blir behandlet av analysefilterbanken 100, kan rammen 120 initialiseres til en liten absolutt verdi (under en bestemt terskel), f.eks. verdien 0. Som forklart i detalj nedenfor, omfatter formen av analysevindusfunksjonen 190 et midtpunkt eller et "massesentrum" som typisk tilsvarende eller ligger mellom to vinduskoeffisientindekser av den første  
30 gruppe 200.

Som resultat blir antallet nye blokker 220 som settes inn i rammen 120 liten og, før rammen 120 blir fylt minst til et punkt slik at delene av rammen 120 blir opptatt av ikke-forsvinnende (dvs. ikke-nullverdsatte) verdier som tilsvarende vinduskoeffisienter med et vesentlig bidrag når det gjelder deres energiverdier. Typisk er antallet blokker som settes inn i rammen 120 før en "meningsfull"  
35 behandling kan begynne, 2-4 blokker avhengig av formen av analysevindusfunksjonen 190. Følgelig kan analysefilterbanken 100 levere blokker 180 raskere enn ved å bruke en tilsvarende filterbank, f.eks. en symmetrisk vindusfunksjon. Siden de nye filterblokkene 220 typisk blir levert til analysefilterbanken 100 som en helhet, kan hver av de nye blokkene tilsvarende en registrerings- eller samplingsstid som vesentlig gis av lengden av blokken 220 (dvs. antallet  
40 tidsdomeneaudioinngangssamplere omfattet i blokken 220) og samplingsraten eller samplingsfrekvensen. Følgelig fører analysevindusfunksjonen 190, som tatt med i en utførelse av

oppfinnelsen, til minsket forsinkelse før den første og etterfølgende blokk 180 av audiodelbåndsverdier kan leveres eller sendes av filterbanken 100.

Som en annen mulighet kan apparatet 100 generere et signal eller ha informasjon om analysevindusfunksjonen 190 brukt ved generering av rammen 180 eller om en syntesevindusfunksjon for bruk i rammen for en syntesefilterbank. Således kan analysefilterfunksjonen 190 f.eks. være en tids- eller indeksreversert utgave av syntesevindusfunksjonen for bruk av syntesefilterbanken.

Fig. 2a viser et blokkskjema av en utførelse av apparatet 300 for å generere tidsdomeneaudiosamplere basert på blokken av audiodelbåndsverdier. Som tidligere nevnt er en utførelse av oppfinnelsen i form av et apparat 300 for å generere tidsdomeneaudiosamplere også kalt en syntesefilterbank 300 siden apparatet kan generere tidsdomeneaudiosamplere som i prinsippet kan spilles av basert på audiodelbåndsverdier som omfatter spektral informasjon om et audiosignal. Følgelig kan syntesefilterbanken 300 syntetisere tidsdomeneaudiosamplere basert på audiodelbåndsverdier som f.eks. kan genereres av en tilsvarende analysefilterbank 100.

Fig. 2a viser et blokkskjema av syntesefilterbanken 300 med en kalkulator 310 til hvilken en blokk 320 av audiodelbåndsverdier (i frekvensdomenet) er tilveiebrakt. Kalkulatoren 310 kan beregne en ramme 330 som omfatter en sekvens av foreløpige domenesamplere fra audiodelbåndsverdier av blokken 310. Rammen 330 av foreløpige domenesamplere omfatter i mange utførelser ifølge oppfinnelsen også en tilsvarende blokkstruktur som f.eks. rammen 150 av vindussendte samplere av analysefilterbanken 100 på fig. 1. I disse tilfeller omfatter rammen 300 blokken 340-1, ..., 340-T blokker av foreløpige domenesamplere.

Sekvensen av foreløpige domenesamplere av rammen 330 samt hver blokk 340 av foreløpige domenesamplere omfatter en rekkefølge i samsvar med tiden som vist av en pil 350 på fig. 2a. Som en konsekvens omfatter rammen 330 et tidlig foreløpige domenesampel i blokk 340-T og et siste foreløpige domenesampel i blokk 340-1 som representerer første og siste foreløpige domenesampel for rammen 330. Hver av blokkene 340 omfatter også en tilsvarende rekkefølge. Som resultat, i utførelsene av en syntesefilterbank, kan uttrykkene "ramme" og "sekvens" ofte brukes synonymt.

Kalkulatoren 310 er koblet til en syntesevindussending 360 til hvilken rammen 330 av foreløpige domenesamplere er tilveiebrakt. Syntesevindussendingen er tilpasset for å vindussende sekvensen av foreløpige domenesamplere ved å bruke en syntesevindusfunksjon 370 som skjematisk vist på fig. 2a. Som et utgangssignal tilveiebringer syntesevindussendingen 360 en ramme 380 av vindussendte foreløpige domenesamplere som også kan omfatte en blokkvis struktur av blokker 390-1, ..., 390-T.

Rammene 330 og 380 kan omfatte T-blokker 340 og 390, der T er en positiv integer. I en foretrukket utførelse ifølge oppfinnelsen, og i form av en syntesefilterbank 300, er antallet blokker T lik 10. I forskjellige utførelser kan imidlertid også forskjellige antall blokker være omfattet i en av rammene. Mer presist kan i prinsippet antallet blokker T være større eller lik 3 eller større eller lik 4 avhengig av omstendighetene ved implementeringen av de tidligere forklarte kompromisser for utførelser ifølge oppfinnelsen som omfatter en blokkvis struktur av rammer både for en syntesefilterbank 100 og en syntesefilterbank 300.

Syntesevindussendingen 360 er koblet til en overlappingsadderers utgangstrinn 400 til hvilken rammen 380 av vindussendte foreløpige domenesampler er tilveiebrakt.

Overlappingsaddererutgangstrinnet 400 kan behandle de vindussendte foreløpige domenesampler for å tilveiebringe en blokk 410 av tidsdomenesampler. Blokken 410 av de tidsdomene (utgangs)

5 sampler kan da f.eks. være tilveiebrakt til andre komponenter for ytterligere behandling, lagring eller omdanning til hørbare audiosignaler.

Kalkulatoren 310 for å beregne sekvensen av tidsdomenesampler omfattet i rammen 330 kan overføre data fra frekvensdomenet til tidsdomenet. Følgelig kan kalkulatoren omfatte en frekvens/tidskonverter som kan generere et tidsdomenesignal av den spektrale fremstilling i blokken

10 320 av audiodelbåndsverdier. Som det ble forklart i sammenheng med kalkulatoren 170 av analysefilterbanken 100 på fig. 1, tilsvarer hver av audiodelbåndsverdiene av blokken 320 en audiodelbånds kanal med en karakteristisk sendt frekvens.

I motsetning til dette representerer foreløpige domenesampler i rammen 330 i prinsipp informasjon i tidsdomenet. Syntesevindussendingen 360 kan og er tilpasset for å vindussende

15 sekvensen av foreløpige domenesampler omfattet i rammen 330 ved å bruke syntesevindusfunksjonen 370 som skjematisk vist på fig. 2a. Syntesevindusfunksjonen 370 omfatter en rekke vinduskoeffisienter som også omfatter en første gruppe 420 og en andre gruppe 430 av vinduskoeffisienter som tidligere forklart i forbindelse med vindusfunksjonen 190 med en første gruppe 200 og en andre gruppe 210 av vinduskoeffisienter.

20 Den første gruppe 420 av vinduskoeffisienter av syntesevindusfunksjonen 370 omfatter en første etterfølgende del av sekvensen av vinduskoeffisienter. Likeledes omfatter den andre gruppe 430 av koeffisienter også en andre etterfølgende del av sekvenser av vinduskoeffisienter, der den første del omfatter færre vinduskoeffisienter enn den andre del og der en energiverdi eller total energiverdi av vinduskoeffisientene i den første del er høyere enn den tilsvarende energiverdi av

25 vinduskoeffisientene av den andre del. Andre trekk og egenskaper ved syntesevindusfunksjonen 370 kan tilsvare de tilsvarende trekk og egenskaper av analysevindusfunksjonen 190 som vist på fig. 1. Som en konsekvens skal det her henvises til den tilsvarende beskrivelse i rammen av analysevindusfunksjonen 190 og den videre beskrivelse av vindusfunksjonene i forbindelse med fig. 11-19, der den første gruppe 200 tilsvarer den første gruppe 420 og den andre gruppe 210 tilsvarer

30 den andre gruppe 430.

F.eks. danner delene i de to grupper 420, 430 av vinduskoeffisienter typisk hver et etterfølgende og tilkoblet sett av vinduskoeffisienter som omfatter alle vinduskoeffisienter av sekvensen av vinduskoeffisienter i vindusfunksjonen 370. I mange utførelser ifølge oppfinnelsen, er analysevindusfunksjonen 190 som vist på fig. 1 og syntesevindusfunksjonen 370 som vist på fig. 2a

35 basert på hverandre. F.eks. kan analysevindusfunksjonen 190 være en tidsreversert eller indeksreversert versjon av syntesevindusfunksjonen 370. Imidlertid kan også andre forhold mellom de to vindusfunksjoner 190, 370 være mulig. Det kan være tilrådelig å bruke en syntesevindusfunksjon 370 i rammen av syntesevindussendingen 360 som er knyttet til analysevindusfunksjonen 190 som blir brukt i genereringen (eventuelt før ytterligere modifikasjon)

40 av blokken 320 av audiodelbåndsverdiene levert til syntesefilterbanken 300.

Som skissert i sammenheng med fig. 1, kan syntesefilterbanken 300 på fig. 2a eventuelt tilpasses slik at den innkommende blokk 320 kan omfatte tilleggssignaler eller tilleggsdeler av informasjon om vindusfunksjonene. Som et eksempel kan blokken 320 omfatte informasjon om analysevindusfunksjonen 190 brukt for å generere blokken 320 eller syntesevindusfunksjonen 370 som skal brukes av syntesevindussenderen 360. Følgelig kan filterbanken 300 være tilpasset for å isolere den respektive informasjon og levere denne til syntesevindussenderen 360.

Overlappingsadderingens utgangstrinn 400 kan generere blokken 410 av tidsdomenesampler ved å behandle de vindussendte foreløpige domenesampler i rammen 380. I forskjellige utførelser ifølge oppfinnelsen kan overlappingsadderingstrinnet 400 omfatte et minne for midlertidig å lagre tidligere mottatte rammer 380 av vindussendte foreløpige domenesampler. Avhengig av implementeringsdetaljer kan f.eks. overlappingsadderingens utgangstrinn 400 f.eks. omfatte T forskjellige lagringsposisjoner i minnet for å lagre et totalt antall T rammer 380 av vindussendte foreløpige domenesampler. Også et annet antall lagringsposisjoner kan være omfattet i overlappingsadderingens utgangstrinn 400 etter behov. I forskjellige utførelser kan videre overlappingsadderingens utgangstrinn 400 forsyne blokken 410 med tidsdomenesampler basert på en enkelt ramme 380 av foreløpige domenesampler alene. Utførelse av forskjellige syntesefilterbanker 300 vil bli forklart nedenfor.

Fig. 2b viser et funksjonsprinsipp i samsvar med en utførelse av oppfinnelsen i form av en syntesefilterbank 300. Blokken 320 av audiodelbåndsverdier blir først overført fra frekvensdomenet til tidsdomenet av kalkulatoren 310 som vist på fig. 2b av pilen 440. Den resulterende ramme 320 av foreløpige domenesampler omfatter blokkene 340-1, ..., 340-T av foreløpige domenesampler som deretter blir vindussendt av syntesevindussendingen 360 (ikke vist på fig. 2b) ved å multiplisere sekvensen av foreløpige domenesampler av rammen 320 med sekvensen av vinduskoeffisienter av syntesevindusfunksjonen 370 for å frembringe rammen 380 av vindussendte foreløpige domenesampler. Rammen 380 omfatter igjen blokkene 390-1, ..., 390-T av vindussendte foreløpige domenesampler som sammen danner rammen 380 av vindussendte foreløpige domenesampler.

I utførelsen vist på fig. 2b av en ny syntesefilterbank 300, blir overlappingsadderingens utgangstrinn 400 deretter i stand til å generere blokken 410 av tidsdomeneutgangssampler ved å legge til, for hver indeksverdi av tidsdomeneaudiosamplene av blokken 410, de vindussendte foreløpige domenesampler av en blokk 390 av forskjellige rammer 380. Som vist på fig. 2b, blir tidsdomeneaudiosampler av blokken 410 ervervet ved å legge til for hver audiosampelindeks, et vindussendt foreløpige domenesampel av blokken 390-1 av rammen 380 behandlet av syntesevindussendingen 360 i gjeldende runde, og som tidligere beskrevet, det tidligere foreløpige domenesampel av den andre blokk 390-2 av en ramme 380-1 behandlet umiddelbart før rammen 380 og lagret i en lagringsposisjon i overlappingsaddererens utgangstrinn 400. Som vist på fig. 2b kan ytterligere tilsvarende vindussendte foreløpige domenesampler av ytterligere blokker 390 (f.eks. blokk 390-3 av ramme 380-2, blokk 390-4 av ramme 380-3, blokk 390-5 av ramme 380-4) behandlet av syntesefilterbanken 300 tidligere, brukes. Rammene 380-2, 380-3, 380-4 og eventuelt rammer 380 har blitt behandlet av syntesefilterbanken 300 i tidligere runder. Rammen 380-2 har

vært umiddelbart behandlet før rammen 380-1 og følgelig ble rammen 380-3 umiddelbart generert før rammen 380-2 osv.

Overlappingsadderingsutgangstrinnet 400 brukt i utførelsen, kan summeres for hver indeks av blokken 410 av tidsdomene (utgang)-sampler T forskjellige blokker 390-1, ..., 390-T av vindussendte foreløpige domenesamplere fra T forskjellige rammer 380, 380-1, ..., 380-(T-1). Bortsett fra de første T-blokker som behandles, blir følgelig hver av tidsdomene (utgang)-samplere av blokken 410 basert på T forskjellige blokker 320 av audiodelbåndsverdier.

Som i utførelsen ifølge oppfinnelsen, gir en analysefilterbank 100 beskrevet på fig. 1, på grunn av formene av syntesevindusfunksjonen 370, syntesefilterbanken 300 mulighet til raskt å tilveiebringe blokken 410 av tidsdomene (utgang)-samplere. Dette er også en følge av formen av vindusfunksjonen 370. Ettersom den første gruppe 420 av vinduskoeffisienter tilsvarer en høyere energiverdi og omfatter færre vinduskoeffisienter enn den andre gruppen 430, kan syntesevindussendingen 360 tilveiebringe "meningsfulle" rammer 380 av vindussendte samplere når rammen 330 av foreløpige domenesamplene blir fylt, slik at i det minste vinduskoeffisientene av den første gruppe 420 bidrar til rammen 380. Vinduskoeffisientene av den andre gruppe 430 yter et mindre bidrag på grunn av deres mindre energiverdi.

I begynnelsen blir følgelig syntesefilterbanken 300 initialisert med 0, idet bruken av blokkene 410 i prinsipp kan startes bare når noen få blokker 320 av audiodelbåndsverdiene har blitt mottatt av syntesefilterbanken 300. Følgelig kan også syntesefilterbanken 300 bidra til en vesentlig forsinkelsesreduksjon sammenlignet med syntesefilterbanken som f.eks. har en symmetrisk syntesevindusfunksjon.

Som tidligere nevnt kan kalkulatorene 170 og 310 av utførelsene på fig. 1 og 2a implementeres som realverdi kalkulatorer som genererer eller som kan behandle realverdi audiodelbåndsverdier av blokkene 180 og 320. I disse tilfeller kan kalkulatorene f.eks. implementeres som realverdi kalkulatorer basert på harmoniske oscilleringsfunksjoner, slik som sinusfunksjonen eller cosinusfunksjonen. Også kompleksverdi kalkulatorer kan implementeres som kalkulatorene 170, 310. I disse tilfeller kan kalkulatorene f.eks. implementeres på basis av komplekse eksponentialfunksjoner eller andre harmoniske kompleksverdi funksjoner. Frekvensen av de realverdi eller imaginærverdi oscillasjoner er avhengig vanligvis av indeksen av audiodelbåndsverdien som også kan kalles båndindeksen eller delbåndsindeksen av det spesifikke delbånd. Videre kan frekvensen være identisk eller avhengig av senterfrekvensen av tilsvarende delbånd. F.eks. kan frekvensen av oscillasjonen multipliseres med en konstant faktor og forflyttes i forhold til senterfrekvensen av det tilsvarende delbånd eller kan være avhengig av en kombinasjon av begge modifikasjoner.

En kompleksverdi kalkulator 170, 310 kan konstrueres eller implementeres basert på realverdi kalkulatorer. For en kompleksverdi kalkulator, kan f.eks. en effektiv implementering i prinsippet bli brukt for både den cosinus- og sinusmodulerte del av en filterbank som representerer den virkelige og tenkte del av en kompleksverdi komponent. Dette innebærer at det blir mulig å implementere både den cosinusmodulerte del og den sinusmodulerte del f.eks. basert på de modifiserte DCT-IV- og DST-IV-strukturer. Videre kan andre implementeringer gjøre bruk av en FFT (FFT = Fast Fourier-transformering) som eventuelt implementeres felles for både den virkelige

del og delen av de kompleksmodulerte kalkulatorer som bruker en FFT eller som i stedet bruker et separat FFT-trinn for hver transformering.

### Matematisk beskrivelse

5 De følgende avsnitt vil beskrive et eksempel på utførelse av en analysefilterbank og syntesefilterbank med flere overlappinger av 8 blokker til delen som ikke forårsaker ytterligere forsinkelse som forklart ovenfor og en blokk til fremtiden som forårsaker samme forsinkelse som for en MDCT/MDST-struktur (MDCT = Modified Discrete Cosine Transform; MDST = Modified Discrete Sine Transform). Med andre ord blir parameteren T i det følgende eksempel lik 10.

10 En beskrivelse av den kompleksmodulerte analysefilterbank med liten forsinkelse vil først bli gitt. Som vist på fig. 1 omfatter analysefilterbanken 100 transformasjonstrinnene av en analysevindussending utført av analysevindussendingen 110 og en analysemodulasjon utført av kalkulatoren 170. Analysevindussendingen baseres på ligningen

$$15 \quad z_{i,n} = w(10N - 1 - n) \cdot x_{i,n} \quad \text{for} \quad 0 \leq n < 10 \cdot N, \quad (1)$$

der  $z_{i,n}$  er (virkelig verdsatt) vindusutsendt sampel tilsvarende blokkindeksen i og sampelindeksen n av rammen 150 vist på fig. 1. Verdien  $x_{i,n}$  er (virkelig verdsatt) tidsinngangsamplet tilsvarende samme blokkindeks i og sampelindeks n. Analysevindusfunksjonen 190 fremstilles i ligning (1) av sine realverdi vinduskoeffisienter  $w(n)$ , der n også er vinduskoeffisientindeksen i rekken vist i

20 ligning (1). Som allerede tidligere forklart, er parameteren N antallet sampler i en blokk 220, 130, 160, 180.

Fra argumentene av analysevindusfunksjonen  $W(10N-1-n)$  kan det ses at analysevindusfunksjonen representerer en baksideversjon eller en tidsreversert versjon av syntesevindusfunksjonen som faktisk er representert av vinduskoeffisienten  $w(n)$ .

25 Analysemodulasjonen utført av kalkulatoren 170 i utførelsen på fig. 1, er basert på de to ligningene

$$X_{\text{Real},i,k} = 2 \cdot \sum_{n=-8N}^{2N-1} z_{i,n} \cos\left(\frac{\pi}{N}(n+n_0)\left(k+\frac{1}{2}\right)\right) \quad (2)$$

og

$$30 \quad X_{\text{Imag},i,k} = 2 \cdot \sum_{n=-8N}^{2N-1} z_{i,n} \sin\left(\frac{\pi}{N}(n+n_0)\left(k+\frac{1}{2}\right)\right) \quad (3)$$

for spektralkoeffisientindeksen eller båndindeksen k som er en integer i området

$$0 \leq k < N \quad (4)$$

Verdiene  $X_{\text{Real},i,k}$  og  $X_{\text{Imag},i,k}$  representerer den virkelige del og den tenkte del av den

35 imaginærverdi audiodelbåndsverdi tilsvarende blokkindeksen i og spektralkoeffisientindeksen k av blokken 180. Parameteren  $n_0$  representerer en indeksmulighet som er lik

$$n_0 = -N/2 + 0,5 \quad (5)$$

Den tilsvarende kompleksmodulerte syntesefilterbank med liten forsinkelse omfatter transformeringstrinnene i en syntesemodulasjon, en syntesevindussending og en overlappingsadderings som vil bli beskrevet.

5 Syntesemodulasjon er basert på ligningen

$$x'_{i,n} = \frac{1}{N} \cdot \left[ \sum_{k=0}^{N-1} X_{\text{Real},i,k} \cos\left(\frac{\pi}{N}(n+n_0)\left(k + \frac{1}{2}\right)\right) + \sum_{k=0}^{N-1} X_{\text{Imag},i,k} \sin\left(\frac{\pi}{N}(n+n_0)\left(k + \frac{1}{2}\right)\right) \right]$$

$$0 \leq n < 10 \cdot N \quad (6)$$

der  $x'_{i,n}$  er et foreløpige domenesampel av rammen 330 tilsvarende sampelindeksen  $n$  og  
10 blokkindeksen  $i$ . Igjen er parameteren  $N$  en integer som indikerer lengden av blokken 320, 340, 390, 410 som også kan kalles transformeringenslengden eller, på grunn av den blokkvise struktur av rammene 330, 380, en forskyvning av den foregående blokk. Også de andre variablene og parametrene har blitt innført ovenfor, slik som den spektrale koeffisientindeks  $k$  og forskyvningen  $n_0$ .

15 Syntesevindussendingen utført av syntesevindussendingen 360 i utførelsen på fig. 2a er basert på ligningen

$$z'_{i,n} = w(n) \cdot x'_{i,n} \quad \text{for} \quad 0 \leq n < 10 \cdot N \quad (7)$$

der  $z'_{i,n}$  er verdien av det vindussendte foreløpige domenesampel tilsvarende sampelindeksen  $n$  og  
20 blokkindeksen  $i$  av rammen 380.

Transformeringsstempleet i overlappingsadderingsen er basert på ligning

$$out_{i,n} = z'_{i,n} + z'_{i-n,n+N} + z'_{i-2,n+2N} + z'_{i-3,n+3N} + z'_{i-4,n+4N} + z'_{i-5,n+5N} + z'_{i-6,n+6N} + z'_{i-7,n+7N} + z'_{i-8,n+8N} + z'_{i-9,n+9N} \quad \text{for } 0 \leq n < N$$

$$(8)$$

25 der  $out_{i,n}$  representerer tidsdomene (utgangs)-samplet tilsvarende sampelindeksen  $n$  og blokkindeksen  $i$ . Ligning (8) viser følgelig overlappingsadderingsoperasjonen som utført overlappingsadderingsutgangstrinnet 400 som vist i den nedre del på fig. 2b.

Imidlertid er utførelsen ifølge oppfinnelsen ikke begrenset til kompleksmodulerte filterbanker med liten forsinkelse for en audiosignalbehandling med en av disse filterbanker. En  
30 virkelig verdsatt implementering av en filterbank med liten forsinkelse for forbedret audiokoding med liten forsinkelse kan også implementeres. For sammenligning avslører f.eks. ligningene (2) og (6) for en cosinusdel, cosinusbidraget av analysemodulasjonen og syntesemodulasjonen en sammenlignbar struktur når en MDCT vurderes. Selv om fremgangsmåten i prinsipp tillater en utvidelse av MDCT i begge retninger i tid, blir bare en forlengelse av  $E (= T-2)$ -blokker til tidligere  
35 brukt her, idet hver av de  $T$ -blokker omfatter  $N$  sampler. Frekvenskoeffisienten  $X_{i,k}$  av båndet  $k$  og blokken  $i$  i en  $N$ -kanal- eller  $N$ -båndanalysefilterbank kan oppsummeres av



$$X'_{i,k} = -2 \sum_{n=-E \cdot N}^{2N-1} w_a(n) \cdot x(n) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{N}(n + \frac{1}{2} - \frac{N}{2})(k + \frac{1}{2})\right) \quad (9)$$

for den spektrale koeffisientindeks  $k$  som definert av ligning (4). Her er enda en gang  $n$  en sampelindeks og  $w_a$  er analysevindusfunksjonen.

5 For å fullføre kan den tidligere gitte matematiske beskrivelse av den kompleksmodulerte analysefilterbank med liten forsinkelse gis i samme oppsummeringsform som ligning (9) ved å bytte cosinusfunksjonen med kompleksverdi eksponentialfunksjoner. Mer nøyaktig, kan ligningene (1), (2), (3) og (5), med definisjonen og variablene gitt ovenfor, oppsummeres og utvides i samsvar med

$$10 \quad X'_{i,k} = -2 \sum_{n=-E \cdot N}^{2N-1} w_a(n) \cdot x(n) \cdot \exp\left(j \cdot \frac{\pi}{N}(n + \frac{1}{2} - \frac{N}{2})(k + \frac{1}{2})\right) \quad (10)$$

der utvidelsen av åtte blokker til tidligere har blitt erstattet med variabelen  $E (=8)$  i motsetning til ligningene (2) og (3).

Trinnene av syntesebåndpassfilteringen og syntesevindussendingen som beskrevet for det komplekse tilfellet i ligningene (6) og (7) kan oppsummeres i tilfellet med en virkelig verdsatt syntesebåndpassfilterbank. Rammen 380 av de vindussendte foreløpige domenesampler som også kalles den demodulerte vektor, gis av

$$z'_{i,n} = -\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} w_s(n) \cdot x_{i,k} \cos\left(\frac{\pi}{N}(n + \frac{1}{2} - \frac{N}{2})(k + \frac{1}{2})\right) \quad (11)$$

der  $z'_{i,n}$  er vindussendte foreløpige domenesamplene tilsvarende båndindeksen  $i$  og sampelindeksen  $n$ .

20 Sampelindeksen  $n$  er enda en gang en integer i området

$$0 \leq n < N(2 + E) = N \cdot T \quad (12)$$

og  $w_s(n)$  er syntesevinduet som er kompatibelt med analysevinduet  $w_a(n)$  av ligning (9).

Transformasjonstrinnet av overlappingsadderingen blir deretter gitt av

$$25 \quad x'_{i,n} = \sum_{l=(E+1)}^0 z'_{i+l, n-l \cdot N} \quad (13)$$

der  $x'_{i,n}$  er det rekonstruerte signal eller snarere et tidsdomenesamplene av blokken 410 som tilveiebrakt av overlappingsadderingsutgangstrinnet 400 vist på fig. 2a.

30 For den kompleksverdi syntesebåndpassfilterbank 300, kan ligninger (6) og (7) oppsummeres og generaliseres i forbindelse med forlengelsen av  $E (=8)$  blokker til banen ifølge

$$z'_{i,n} = -\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} w_s(n) \cdot \operatorname{Re}\left(X_{i,k} \exp\left(-j \cdot \left(\frac{\pi}{N}(n + \frac{1}{2} - \frac{N}{2})(k + \frac{1}{2})\right)\right)\right) \quad (14)$$

der  $j = \sqrt{-1}$  som er den tenkte enhet. Ligning (13) representerer den generaliserte form av ligning (8) og er også gyldig for imaginærverdi tilfellet.

Som en direkte sammenligning mellom ligning (14) og ligning (7), er vindusfunksjonen  $w(n)$  av ligning (7) den samme syntesevindusfunksjon som  $w_s(n)$  av ligning (14). Som skissert tidligere, viser den tilsvarende sammenligning mellom ligning (10) med analysevindusfunksjonskoeffisienten  $w_a(n)$  og ligning (1) at analysevindusfunksjonen er den tidsreverserte versjon av syntesevindusfunksjonen i tilfelle ligningen (1).

Ettersom både analysefilterbank 100 som vist på fig. 1 og en syntesefilterbank 300 som vist på fig. 2a gir en vesentlig forbedring når det gjelder et kompromiss mellom forsinkelse på den ene side og kvaliteten av audiobehandlingen på en annen, kan filterbankene 100, 300 ofte kalles filterbanker med liten forsinkelse. Den kompleksverdi versjon kalles også filterbank med kompleks liten forsinkelse som er forkortet som CLDFB. I enkelte tilfeller blir uttrykket CLDFB ikke bare brukt for den imaginærverdi versjon men også for den realverdi versjon av filterbanken.

Som den tidligere diskusjon av den matematiske bakgrunn har vist, bruker rammen for implementering av de foreslåtte filterbanker med liten forsinkelse en MDCT- eller IMDCT-lignende (IMDCT = invers MDCT)-struktur som kjent fra MPEG-4-standarden ved å bruke en utvidet overlappning. Tilleggsoverlappingsområdene kan knyttes på en blokkvis måte til venstre samt høyre side av den MDCT-lignende kjerne. Her blir bare utvidelsen mot høyre side (for syntesefilterbanken) brukt som virker fra bare de tidligere sampler og følgelig ikke forårsaker ytterligere forsinkelser.

Undersøkelse av ligningene (1), (2) og (14) har vist at behandlingen er svært lik den som gjelder for en MDCT eller IMDCT. Ved bare små modifikasjoner som omfatter en modifisert analysevindusfunksjon og syntesevindusfunksjon, blir MDCT eller IMDCT utvidet til en modulert filterbank som kan håndtere flere overlappinger og som er svært fleksibel omkring dens forsinkelse. Som f.eks. ligningene (2) og (3) har vist, blir den komplekse versjon i prinsipp oppnådd ved ganske enkelt å legge til en sinusmodulasjon til den gitte cosinusmodulasjon.

### Interpolasjon

Som sitert i sammenheng med fig. 1 og 2a, kan både analysevindussendingen 110 og syntesevindussendingen 360 eller de respektive filterbanker 100, 300 tilpasses for vindussending av de respektive rammer av tidsdomenesampler ved å multiplisere hvert av de respektive tidsdomeneaudiosampler med en individuell vinduskoeffisient. Hvert av tidsdomenesamplene blir med andre ord multiplisert av en (individuell) vinduskoeffisient som f.eks. ligningene (1), (7), (9), (10), (11), (14) har vist. Som konsekvens blir antallet vinduskoeffisienter av den respektive vindusfunksjon typisk identisk med antallet respektive tidsdomeneaudiosampler.

Under enkelte implementeringstilfeller kan det imidlertid være tilrådelig å implementere en vindusfunksjon med et større antall vinduskoeffisienter sammenlignet med den faktiske vindusfunksjon som har et mindre første antall koeffisienter og som faktisk blir brukt under vindussendingen av den respektive ramme eller sekvens av tidsdomeneaudiosampler. Dette kan f.eks. være tilrådelig i tilfellet når minnekravene til en spesifikk implementering blir mer verdifull enn beregningseffektiviteten. Et annet tilfelle hvor en nedsamling av vinduskoeffisientene kan bli

anvendelig, er i tilfellet med den såkalte doble rate, som f.eks. blir brukt i rammen av SBR-systemer (SBR = Spectral Band Replication). Ideen med SBR vil bli forklart i detalj i forbindelse med fig. 5 og 6.

I et slikt tilfelle kan analysevindussendingen 110 eller syntesevindussendingen 360 videre tilpasses slik at den respektive vindusfunksjon brukt for vindussending av tidsdomeneaudiosampler levert til den respektive vindussending 110, 360 blir avledet av en interpolasjon av vinduskoeffisientene av den større vindusfunksjon som har et større andre antall vinduskoeffisienter.

Interpolasjonen kan f.eks. utføres ved en lineær, polynomial eller kilebasert interpolasjon. I tilfellet den lineære interpolasjon, men også i tilfellet med en polynomial eller kilebasert interpolasjon, kan f.eks. den respektive vindussending 100, 360 kunne implementere vinduskoeffisientene av vindusfunksjonen brukt for vindussending basert på to etterfølgende vinduskoeffisienter av den større vindusfunksjon i samsvar med en sekvens av vinduskoeffisientene av den større vindusfunksjon for å tilveiebringe en vinduskoeffisient av vindusfunksjonen.

Spesielt i tilfellet med et likt antall tidsdomeneaudiosampler og vinduskoeffisienter, fører en implementering av en interpolasjon som tidligere beskrevet i en vesentlig forbedring av lyd kvaliteten. I tilfellet med et likt antall  $N \cdot T$  av tidsdomeneaudiosampler i en av rammene 120, 330, som ikke bruker en interpolasjon, f.eks. en lineær interpolasjon, vil f.eks. føre til alvorlig fremmedeffekter under den ytterligere behandling av de respektive tidsdomeneaudiosampler.

Fig. 3 viser et eksempel på en lineær interpolasjon basert på en vindusfunksjon (en analysevindusfunksjon eller en syntesevindusfunksjon) for bruk i forbindelse med rammene som omfatter  $N \cdot T/2$  tidsdomeneaudiosampler. På grunn av begrensninger eller andre implementeringsdetaljer, blir vinduskoeffisientene av selve vindusfunksjonen ikke lagret i et minne men en større vindusfunksjon som omfatter  $N \cdot T$  vinduskoeffisienter blir lagret under et egnet minne eller på annen måte gjort tilgjengelig. Fig. 3 viser øverst i tilsvarende vinduskoeffisienter  $c(n)$  som funksjon av vinduskoeffisientindeksene  $n$  i området mellom 0 og  $N \cdot T - 1$ .

Basert på en lineær interpolasjon av to etterfølgende vinduskoeffisienter av vindusfunksjonen som har det større antall vinduskoeffisienter som vist i den øvre graf på fig. 3, blir en interpolert vindusfunksjon beregnet basert på ligningene

$$c_i[n] = \frac{1}{2}(c[2n] + c[2n+1]) \text{ for } 0 \leq n < N \cdot T/2 \quad (15)$$

Antallet interpolerte vinduskoeffisienter  $c_i(n)$  av vindusfunksjonen som skal brukes på en ramme med  $N \cdot T/2$  tidsdomeneaudiosampler omfatter halvparten av antallet vinduskoeffisienter.

For å illustrere dette videre er vinduskoeffisientene 450-0, ..., 450-7 på fig. 3 vist i en øvre del av fig. 3 tilsvarende en vinduskoeffisient  $c(0)$ , ...,  $c(7)$ . Basert på disse vinduskoeffisienter og ytterligere vinduskoeffisienter av vindusfunksjonen, fører en anvendelse av ligning (15) til vinduskoeffisientene  $c_i(n)$  av den interpolerte vindusfunksjon vist i den nedre del på fig. 3. F.eks. basert på vinduskoeffisientene 450-2 og 450-3, blir vinduskoeffisienten 460-1 generert basert på ligning (15) som vist av pilene 470 på fig. 3. Følgelig blir vinduskoeffisienten 460-2 av den interpolerte vindusfunksjon beregnet basert på vinduskoeffisienten 450-4, 450-5 av

vindusfunksjonen vist i en øvre del av fig. 3. Fig. 3 viser genereringen av ytterligere vinduskoeffisienter  $c_i(n)$ .

For å vise fremmedkanselleringen som oppnås ved interpolert nedsampling av vindusfunksjonen, viser fig. 4 interpoleringen av vinduskoeffisientene i tilfellet en

5 sinusvindusfunksjon som f.eks. kan brukes i en MDCT. For enkelthets skyld er venstre halvdel av vindusfunksjonen og høyre halvdel av vindusfunksjonen tegnet over hverandre. Fig. 4 viser en forenklet versjon av et sinusvindu som omfatter bare  $2 \cdot 4$  vinduskoeffisienter eller punkter for en MDCT med en lengde på 8 sampler.

Fig. 4 viser fire vinduskoeffisienter 408-1, 408-2, 408-3 og 408-4 av den første halvdel av 10 sinusvinduet og fire vinduskoeffisienter 490-1, 490-2, 490-3 og 390-4 av den andre halvdel av sinusvinduet. Vinduskoeffisientene 490-1, ..., 490-4 tilsvarer vinduskoeffisientindeksene 5, ..., 8. Vinduskoeffisientene 490-1, ..., 490-4 tilsvarer den andre halvdel av lengden av vindusfunksjonen, slik at gitt  $N' = 4$  blir lagt til for å oppnå de virkelige indekser til indeksene.

For å redusere eller tilveiebringe kanselleringen av fremmedeffekter som beskrevet ovenfor, 15 bør vinduskoeffisienten oppfylle tilfellet

$$w(n) \cdot (N' - 1 - n) = w(N' + n) \cdot w(2N' - 1 - n) \quad (16)$$

så godt som mulig. Jo bedre forholdet (16) blir oppfylt, jo bedre blir fremmedundertrykkelsen eller fremmedkanselleringen.

20 Forutsatt situasjonen at en ny vindusfunksjon med halvparten av vinduskoeffisientene skal bestemmes for den venstre halvdel av vindusfunksjonen, vil følgende problem oppstå. På grunn av at vindusfunksjonen omfatter et likt antall vinduskoeffisienter (lik nummerert nedsampling), uten å bruke et interpoleringssystem som skissert på fig. 3, tilsvarer vinduskoeffisientene 480-1 og 480-3 eller 480-2 og 480-4 bare en fremmedverdi av den opprinnelige vindusfunksjon eller det 25 opprinnelige filter.

Dette fører til en ubalansert andel av spektralenergi og fører til usymmetrisk omfordeling av senterpunktet (massesenter) av den tilsvarende vindusfunksjon. Basert på interpolasjonsligningen (15) for vinduskoeffisienten  $w(n)$  på fig. 4, oppfyller de interpolerte verdier  $I_1$  og  $I_2$  fremmedforholdet (16) på en langt bedre måte og vil følgelig føre til en vesentlig forbedring i 30 kvaliteten av de behandlede audiodata.

Ved å bruke et enda mer avansert interpoleringssystem, kan f.eks. en kile eller annet tilsvarende interpoleringssystem føre til vinduskoeffisienter som oppfyller forholdet (16) enda bedre. En lineær interpolasjon er i de fleste tilfeller tilstrekkelig og muliggjør en rask og effektiv implementering.

35 Situasjonen i tilfellet med et typisk SBR-system bruker en SBR-QMF-filterbank (QMF = Quadrature Mirror Filter), idet en lineær interpolasjon eller annet interpolasjonssystem ikke er nødvendig å implementere ettersom SBR-QMF-prototypefilteret omfatter et ulikt antall prototypefilterkoeffisienter. Dette innebærer at SBR-QMF-prototypefilteret omfatter en maksimal verdi med hensyn til hvordan nedsamplingen kan implementeres, slik at symmetrien av SBR-QMF- 40 prototypefilteret forblir intakt.

På fig. 5 og 6 vil det nå bli beskrevet en mulig anvendelse for utførelse ifølge oppfinnelsen i form av både en analysefilterbank og en syntesefilterbank. Et viktig anvendelsesområde er et SBR-system eller SBR-verktøy (SBR = Spectral Band Replication).

Imidlertid kan andre anvendelser av utførelser komme fra andre områder hvor det er behov for spektralmodifikasjoner (f.eks. gevinstmodifikasjoner eller utjevner), slik som ved spatial audioobjekt coding, parametrisk stereokoding med liten forsinkelse, spatial/surround coding med liten forsinkelse, rammetapskjuling, ekkokansellering eller andre tilsvarende anvendelser.

Hovedideen bak SBR er den observasjon av det fins vanligvis en sterk korrelering mellom egenskapene til et høyfrekvensområde av et signal som kan kalles såkalt høybåndsignal og egenskapene ved et lavbåndsfrekvensområde som kan kalles lavbånd eller lavbåndssignaler av det samme signalet. Således kan en god approksimering for gjengivelsen av det opprinnelige inngangssignalet høybånd oppnås av en transponering fra lavbånd til høybånd.

I tillegg til transponeringen, bruker rekonstruksjonen av høybånd forming av en spektral omslutning som omfatter en justering av styrkene. Denne prosess blir typisk regulert av en overføring av høybåndsspektralomslutningen av det opprinnelige inngangssignal. Ytterligere veiledningsinformasjon sendt fra koderen regulerer ytterligere syntesemoduler, slik som en invers filtrering, et støy- og sinustillegg for å takle et audiomateriale når transponeringen alene ikke er tilstrekkelig. Tilsvarende parametere omfatter parametrene "støyhøybånd" for tillegg av støy og parameteren "tonalitetshøybånd" for sinustillegget. Denne veiledningsinformasjon kalles også SBR-data.

SBR-prosessen kan kombineres med en konvensjonell bølgeform eller kodek ved hjelp av en forhåndsbehandling ved kodersiden og etterbehandling på dekodersiden. SBR koder høyfrekvensdelen av et audiosignal til en svært lav kostnad mens audiokodeken blir brukt for å kode den lavere frekvensdel av signalet.

På kodersiden blir det opprinnelige inngangssignal analysert og høybåndsspektralomslutningen og dens egenskaper i forhold til lavbåndet blir kodet og de resulterende SBR-data blir multiplekset med en bitstrøm fra kodek for lavbåndet. På dekodersiden blir SBR-data først av-multiplekset. Dekodingsprosessen blir generelt organisert i trinn. Først genererer kjernedekoderen lavbåndet og deretter virker SBR-dekoderen som en etterbehandler ved å bruke de dekodete SBR-data for å lede spektralbåndrepliseringen. Et utgangssignal med fullstendig båndbredde blir da oppnådd.

For å oppnå en kodingseffektivitet som er så høy som mulig og holde beregningskompleksiteten lav, blir SBR-forbedrede kodeker ofte implementert og såkalte doble ratesystemer. Dobbelrate innebærer at båndets begrensede kjernekodek blir brukt ved halvparten av den eksterne audiosamplingsrate. På en annen side blir SBR-delen behandlet ved en fullstendig samplingsfrekvens.

Fig. 5 viser et skjematisk blokkskjema av et SBR-system 500. SBR-systemet 500 omfatter f.eks. en AAC-LD-koder (AAC-LD = Advanced Audio Codec Low-delay) 510 og en SBR-koder 520 som audiodata skal behandles til, blir tilveiebrakt parallelt. SBR-koderen 520 omfatter en analysefilterbank 530 som er vist på fig. 5 som QMF-analysefilterbank. Analysefilterbanken 530 kan levere delbåndsaudioverdier tilsvarende delbåndene basert på audiosignalene levert til SBR-

systemet 500. Disse delbåndsaudioverdier blir deretter levert til en modul for SBR-parameteruttrekning 540 som genererer SBR-dataene som tidligere beskrevet f.eks. omfattende den spektrale omslutning for høybåndet, høybåndsstøyparameteren og høybåndstonalitetsparameteren. Disse SBR-data blir deretter levert til AAC-LD-koderen 510.

5 AAC-LD-koderen 510 er vist på fig. 5 som en koder for dobbelrate. Med andre ord virker koderen 510 ved halve samplingsfrekvensen sammenlignet med samplingsfrekvensen av audiodataene levert til koderen 510. For dette omfatter AAC-LD-koderen 510 et nedsamplingstrinn 550 som eventuelt kan omfatte et lavpassfilter for å unngå forvrengninger forårsaket f.eks. av en overtreddelse av Nyquist-Shannon-teorien. De nedsamlede audiodata blir sendt av  
10 nedsamplingstrinnet 550 til en koder 560 (analysefilterbank) i form av en MDCT-filterbank. Signalene levert av koderen 560 blir deretter kvantisert og kodet i kvantiserings- og kodingstrinnet 570. Videre blir SBR-data levert av SBR-parameteruttrekningsmodulen 540 også kodet for å oppnå en bitstrøm som deretter vil bli sendt av AAC-LD-koderen 510. Kvantiserings- og kodingstrinnet 570 kan f.eks. kvantisere dataene i samsvar med ørets lytteegenskaper.

15 Bitstrømmen blir deretter levert til en AAC-LD-dekoder 580 som er en del av dekodersiden som bitstrømmen blir transportert til. AAC-LD-dekoderen omfatter et dekodings- og dekvantiseringstrinn 590 som henter ut SBR-data fra bitstrømmen og de dekvantiserte eller gjenkvantiserte audiodata i frekvensdomenet representerer lavbåndet. Lavbåndssdata blir deretter levert til en syntesefilterbank 600 (omvendt MDCT-filterbank). Det omvendte eller inverse MDCT-  
20 trinn ( $\text{MDCT}^{-1}$ ) 600 konverterer signalene levert til det omvendte MDCT-trinn fra frekvensdomenet til tidsdomenet for å levere et tidssignal. Dette tidsdomenesignal blir deretter levert til SBR-dekoderen 610 som omfatter en analysefilterbank 620 som vist på fig. 5 som en QMF-analysefilterbank.

Analysefilterbanken 620 utfører en spektralanalyse av tidssignalet levert til  
25 analysefilterbanken 620 som representerer lavbåndet. Disse dataene blir deretter levert til en høyfrekvensgenerator 630 som også kalles en HF-generator. Basert på SBR-dataene levert av AAC-LD-koderen 580 og dens dekodings- og dekvantiseringstrinn 590, genererer HF-generatoren 630 høybåndet basert på lavbåndssignalene levert av analysefilterbanken 620. Både lavbånds- og høybåndssignalene blir deretter levert til en syntesefilterbank 640 som overfører lavbånds- og  
30 høybåndssignaler fra frekvensdomenet til tidsdomenet for å levere et tidsdomeneaudioutgangssignal fra SBR-systemet 500.

For å fullføre skal det bemerkes at SBR-systemet 500 i mange tilfeller, og som vist på fig. 5, ikke blir implementert på denne måte. Mer nøyaktig blir AAC-LD-koderen 510 og SBR-koderen 520 vanligvis implementert på kodersiden som vanligvis implementeres separat fra dekodersiden og  
35 omfatter AAC-LD-dekoderen 580 og SBR-dekoderen 610. Med andre ord representerer systemet 500 vist på fig. 5 vesentlig tilkoblingen av to systemer, nemlig en dekode som omfatter nevnte kodere 510, 520 og en dekode som omfatter de nevnte dekodere 580, 610.

Utførelsene ifølge oppfinnelsen i form av analysefilterbanker 100 og syntesefilterbanker 300 kan f.eks. implementeres i systemet 500 på fig. 5 som en erstatning for analysefilterbanken 530, analysefilterbanken 620 og syntesefilterbanken 640. Med andre ord kan f.eks. syntese- eller  
40 analysefilterbanken av SBR-komponenten av systemet 500 erstattes av tilsvarende utførelser av

oppfinnelsen. Videre kan MDCT 560 og den inverse MDCT 600 også erstattes av analyse- og syntesefilterbanker med liten forsinkelse. I dette tilfellet, og hvis alle de beskrevne erstatninger har blitt implementert, vil den såkalte forbedrede AAC-kodek med liten forsinkelse (kodek = koder-dekoder) bli realisert.

5 Den forbedrede AAC (AAC-ELD) med liten forsinkelse tar sikte på å kombinere trekkene ved en AAC-LD med liten forsinkelse (Advanced Audio Coded - Low-delay) med en høy kodingseffektivitet av HE-AAC (High Efficiency Advanced Audio Codec) ved å utnytte SBR med AAC-LD. SBR-dekoderen 610 virker i dette tilfellet som en etterbehandler som blir brukt etter kjernedekoderen 580 med en komplett analysefilterbank og en syntesefilterbank 640. Følgelig  
10 legger komponentene av SBR-dekoderen 610 til ytterligere dekodingsforsinkelse som vist på fig. 5 ved skyggelegging av komponentene 620, 630, 540.

I mange implementeringer av SBR-systemene 500, varierer den nedre frekvensdel eller lavbåndsområdene typisk fra 0 kHz til typisk 5-15 kHz og blir kodet ved å bruke en bølgeformkoder kalt kjernekodek. Kjernekodeken kan f.eks. være av MPEG-audiokodekfamilien. I tillegg blir en  
15 rekonstruksjon av høyfrekvensdelen eller høybåndet oppnådd ved en overgang av lavbåndet. Kombinasjonen av SBR med en kjernekodek blir i mange tilfelle implementert som et dobbelt ratesystem, der den underliggende AAC-koder/dekoder blir brukt ved halvparten av samplingsraten av SBR-koder/dekoder.

De fleste styredata blir brukt for den spektrale omslutningsvisning som har en varierende  
20 tids- og frekvensoppløsning for å styre SBR-prosessen best mulig med så lite tilleggsinformasjon som mulig. De andre styredata forsøker hovedsakelig å styre det tonale/støy-forholdet i høybåndet.

Som vist på fig. 5 blir signalet fra den underliggende AAC-dekoder 580 typisk analysert med en 32-kanals QMF-filterbank 620. Deretter gjenskaper HF-generatormodulen 630 høybåndet ved å reparere QMF-delbåndene fra det eksisterende lavbånd til høybåndet. Videre blir  
25 inversfiltrering utført på delbåndsbasis basert på styredataene fra bitstrømmen (SBR-data). Omslutningsjustererer modifierer den spektral omslutning av det regenererte høybånd og legger til tilleggskomponenter, slik som støy og sinusoider som legges til i samsvar med styredataene i bitstrømmen. Siden alle operasjoner utføres i frekvensdomenet (også kjent som QMF- eller delbåndsdomet), blir det endelige trinn fra dekoderen 610 en QMF-syntese 640 for å beholde  
30 tidsdomenesignalet. I tilfellet at QMF-analysen på kodersiden utføres på et 32 QMF-delbåndssystem for 1024 tidsdomenesamplere, fører høyfrekvenskonstruksjonen i 64-QMF-delbånd på hvilke syntesen utføres ved å produsere 2048 tidsdomenesamplere, slik at en oppsamling med en faktor på 2, tilveiebringes.

I tillegg blir forsinkelsen av kjernekodekeren 510 doblet ved å bruke halvparten av den  
35 opprinnelige samplingsrate i den doble ratemodus som kan forårsake flere forsinkelseskilder i både koder- og dekodeprosessen av en AAC-LD i kombinasjon med SBR. I det følgende blir slike forsinkelseskilder undersøkt og deres forsinkelse minimert.

Fig. 6 viser et forenklet blokkskjema av systemet 500 på fig. 5. Fig. 6 konsentrerer seg om forsinkelseskilder i koder/dekodeprosessen ved å bruke SBR og filterbanker med liten forsinkelse  
40 for koding. Ved å sammenligne fig. 6 med fig. 5, har MDCT 560 og den inverse MDCT 600 blitt erstattet av forsinkelsesoptimerte moduler, den såkalte MDCT 560' med liten forsinkelse (LD

MDCT) og den inverse MDCT 600' (LD IMDCT) med liten forsinkelse. Videre har HF-generatoren 630 også blitt erstattet med en forsinkelsesoptimert modul 630'.

Bortsett fra MEDCT 560' med liten forsinkelse og den inverse MDCT 600' med liten forsinkelse, blir en modifisert SBR-ramme og en modifisert HF-generator 630' brukt i systemet på fig. 6. For å unngå forsinkelse med forskjellig ramming av en kjernekode/dekoder 560, 600 og henholdsvis SBR-modulen, blir SBR-rammeutsendelsen tilpasset for å passe til rammelengden på 480 eller 512 sampler av AAC-LD. Videre blir det variable tidsgitter av HF-generatoren 630 som innebærer 384 sampler av forsinkelser, begrenset i forbindelse med spredningen av SBR-data over AC-LD-rammer. Således blir den eneste gjenværende kilde av forsinkelse i SBR-modulen filterbankene 530, 620 og 640.

I samsvar med situasjonen vist på fig. 6 som representerer delvis implementering av AAC-ELD kodeken, har enkelte forsinkelsesoptimeringer allerede blitt implementert slik som bruk av en filterbank med liten forsinkelse i AAC-LD-kjernen og fjerning av den tidligere nevnte SBR-overlapping. For ytterligere forbedringer i forsinkelsen, må de gjenværende moduler undersøkes. Fig. 6 viser forsinkelseskildene i koder/dekoderprosessen ved å bruke SBR og filterbankene med liten forsinkelse kalt LD-MDCT og LD-IMDCT. Sammenlignet med fig. 5, representerer hver boks på fig. 6 en forsinkelseskilde, der forsinkelsesoptimeringsmodulene er tegnet skyggelagt. De like modulene har blitt optimert for liten forsinkelse så langt.

Fig. 7a viser et flytskjema som omfatter en C- eller C++- kvasikode for å vise en utførelse ifølge oppfinnelsen i form av en analysefilterbank eller en tilsvarende fremgangsmåte for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler. Mer nøyaktig viser fig. 7a et flytskjema av en kompleksverdi analysefilterbank for 32 bånd.

Som nevnt tidligere blir analysefilterbanken brukt for å dele tidsdomenesignalet, f.eks. sendt fra kjernekodekoden til  $N = 32$  delbåndssignaler. Signalet fra filterbanken, delbåndssamplene eller audiodelbåndsverdiene blir i tilfellet med en kompleksverdi analysefilterbank kompleksverdi og oversamples således av en faktor på 2 sammenlignet med filterbank av virkelig verdi. Filtringen innebærer å omfatte følgende trinn, der en rekke  $x(n)$  omfatter nøyaktig 320 tidsdomenesamplere. Jo høyere indeksen av samplene  $n$  er i rekken, jo eldre er samplene.

Etter begynnelsen av utførelsen av fremgangsmåten i trinn S100, blir først samplene i rekken  $x(n)$  flyttet med 32 posisjoner i trinn S110. De eldste 32 samplere blir forkastet og 32 nye samplere blir lagret i posisjonen 31-0 i trinn S120. Som vist på fig. 7a blir de innkommende tidsdomeneaudiosamplere lagret i posisjoner tilsvarende en minskende indeks  $n$  i området 31-0. Dette fører til en tidsreversering av samplene lagret i den tilsvarende ramme eller vektor, slik at reversering av indeksen av vindusfunksjonen for å oppnå analysevindusfunksjonen basert på (samme lengde) syntesevindusfunksjon allerede har blitt ivaretatt.

Under et trinn S130 blir vinduskoeffisienter  $c_i(j)$  tilveiebrakt ved en lineær interpolasjon av koeffisientene  $c(j)$  basert på ligning (15). Interpolasjonen er basert på en blokkstørrelse (blokk lengde eller antall delbåndsverdier) av  $N = 64$  verdier og basert på ramme som omfatter  $T = 10$  blokker. Følgelig er indeksen av vinduskoeffisientene av den interpolerte vindusfunksjon i området mellom 0 og 319 i samsvar med ligning (15). Vinduskoeffisientene  $c(n)$  er gitt i tabellen i tillegg 1 av beskrivelsen. Avhengig av implementeringsdetaljer for å oppnå vinduskoeffisientene



som basert på verdiene i tabellene i tillegg 1 og 3, vil imidlertid tilleggsteget endres i forbindelse med vinduskoeffisientenes tilsvarende indeksene 128 til 255 og 384 til 511 (multiplikasjon med faktor (-1)) som må vurderes.

I disse tilfeller kan vinduskoeffisientene  $w(n)$  eller  $c(n)$  som brukes, tilveiebringes i samsvar med

$$w(n) = w_{table}(n) \cdot s(n) \quad (16a)$$

med tegnsvitsjefunksjonen  $s(n)$  i samsvar med

$$s(n) = \begin{cases} -1 & \text{for } 128 \leq n \leq 255 \text{ og } 384 \leq n \leq 511 \\ +1 & \text{ellers} \end{cases} \quad (16b)$$

for  $n = 0$  til 639, der  $w_{table}(n)$  er verdiene oppgitt i tabellene i tilleggene.

Imidlertid er vinduskoeffisientene ikke påkrevd å bli implementert i samsvar med tabellen i tillegg 1 for å oppnå f.eks. den allerede beskrevne reduksjon av forsinkelsen. For å oppnå denne reduksjon og samtidig opprettholde kvalitetsnivået av de behandlede audiodata eller for å oppnå et annet kompromiss, kan vinduskoeffisientene  $c(n)$  for vinduskoeffisientindeksen  $n$  i området mellom 0 og 639 oppfylle settet av forhold som gitt i et av tilleggene 2-4. Videre skal det bemerkes at også andre vinduskoeffisienter  $c(n)$  kan brukes i utførelsen ifølge oppfinnelsen. Naturligvis kan også andre vindusfunksjoner som omfatter et annet antall vinduskoeffisienter enn 320 eller 640 implementeres, selv om tabellene i tilleggene 1-4 bare gjelder for vindusfunksjoner med 640 vinduskoeffisienter.

Den lineære interpolasjon i samsvar med S130 fører til en vesentlig kvalitetsforbedring og reduksjon av fremmedeffekter eller kansellering i tilfellet en vindusfunksjon som omfatter et likt antall vinduskoeffisienter. Det skal videre bemerkes at den komplekse enhet ikke er  $j$  som i ligningene (1), (2) og (16), men er benevnt som  $i = \sqrt{-1}$ .

I trinn S140 blir samplene av rekken  $x(n)$  deretter multiplisert elementvis med koeffisientene  $c_i(n)$  av det interpolerte vindu.

I trinn S150 blir de vindussendte samplene oppsummert i samsvar med ligningen gitt i flytskjemaet på fig. 7a for å frembringe 64-elementtrekker  $u(n)$ . I trinn S160, blir 32 nye delbåndssamplere eller audiodelbåndsverdier  $W(k,1)$  beregnet i samsvar med matriseoperasjonen  $Mu$ , der elementet av matrisen  $M$  gis av

$$M(k,n) = 2 \cdot \exp\left(\frac{i \cdot \pi \cdot (k + 0,5) \cdot (2 \cdot n - 95)}{64}\right), \quad \begin{cases} 0 \leq k < 32 \\ 0 \leq n < 64 \end{cases} \quad (17)$$

der  $\exp()$  benevner den komplekse eksponentialfunksjon og, som tidligere nevnt, er i den tenkte enhet. Før sløyfen av et flytskjema avsluttes med trinn S140, kan hver av delbåndsverdiene  $W(k,1)$  ( $=W[k][1]$ ) sendes, hvilket tilsvarer delbåndssamplere 1 i delbåndet med indeks  $K$ . Med andre ord produserer hver sløyfe i flytskjemaet på fig. 7a 32 kompleksverdi delbåndsverdier som hver representerer signalet fra et filterbankdelbånd.

Fig. 7b viser trinnet S150 for å kollapse rammen 150 av de vindustidsdomeneaudiosamplere som omfatter 10 blokker 160-1, ..., 160-10 av vindustidsdomeneaudiosamplene  $z(n)$  til vektoren  $u(n)$  av en 5 gangers oppsummering av to blokker av rammen 150, hver. Sammenlegningen eller tilbaketrekningen utføres på elementvis basis, slik at de vindustidsdomeneaudiosamplere tilsvarende den samme sampelindeks i hver av blokkene 160-1, 160-3, 160-5, 160-7, 160-9 blir lagt til for å oppnå en tilsvarende verdi i de første blokker 650-1 av vektoren  $u(n)$ . Basert på blokkene 160-2, 160-4, 160-6, 160-8 og 160-10, blir følgelig de tilsvarende elementer av vektoren  $u(n)$  i blokk 160-2 generert i trinn S150.

En annen utførelse ifølge oppfinnelsen i form av en analysefilterbank kan implementeres som en 64-båndkompleks filterbank med liten forsinkelse. Behandlingen av denne komplekse filterbank med liten forsinkelse som en analysefilterbank er hovedsakelig tilsvarende analysefilterbanken som beskrevet i forbindelse med fig. 7a. På grunn av likhetene og hovedsakelig samme behandling som beskrevet i forbindelse med fig. 7a, vil bare forskjellene mellom den beskrevne komplekse analysefilterbank for 32 bånd på fig. 7a og den komplekse analysefilterbank for 64 delbånd bli skissert her.

I motsetning til analysefilterbanken som omfatter 32 delbånd som vist på fig. 7a, omfatter vektoren av rammen  $x(n)$  i tilfellet med en 64-båndanalysefilterbank 640 elementer med indekser fra 0 til 639. Følgelig blir trinn S110 modifisert slik at samplene i rekken  $x(n)$  blir flyttet med 64 posisjoner, der de eldste 64 samplere blir forkastet. I trinn S120 blir i stedet for 32 nye samplere, 64 nye samplere lagret i posisjonen 63-0. Som vist på fig. 7c blir de innkommende tidsdomeneaudiosamplere lagret i posisjonene tilsvarende en avtagende indeks  $n$  i området 63 til 0. Dette fører til en tidsreversering av samplene lagret i den tilsvarende ramme eller vektor, slik at reversering av indeksen av vindusfunksjonen for å oppnå analysevindusfunksjonen basert på (samme lengde) syntesevindusfunksjon som allerede har blitt ivaretatt.

Ettersom vinduet  $c(n)$  brukt for vindussending av elementene av vektoren av rammen  $x(n)$  omfatter typisk 640 elementer, kan trinnet S130 med lineært å interpolere vinduskoeffisientene for å oppnå interpolerte vinduer  $c_i(n)$ , utelates.

Deretter blir samplene av rekken  $x(n)$  under trinn S140 multiplisert eller vindussendt ved å bruke sekvensen av vinduskoeffisienter  $c(n)$  som enda en gang er basert på verdiene i tabellen i tillegg 1. I tilfellet vinduskoeffisienten  $c(n)$  er av syntesevindusfunksjonen, blir vindussendingen eller multipliseringen av rekken  $x(n)$  med vinduet  $c(n)$  utført i samsvar med ligningen

$$z(n) = x(n) \cdot c(n) \quad (18)$$

for  $n = 0, \dots, 639$ . For å oppnå egenskapene til vindusfunksjonen med liten forsinkelse, er det igjen ikke nødvendig å implementere vindusfunksjonen nøyaktig i samsvar med vinduskoeffisientene basert på verdiene oppgitt i tabellen i tillegg 1. I mange anvendelser vil en implementering hvor vinduskoeffisientene oppfyller hvert sett av forhold som oppgis i tabellen i tillegg 2-4 være tilstrekkelig for å oppnå et akseptabelt kompromiss mellom kvalitet og en vesentlig reduksjon av forsinkelse. Avhengig av implementeringsdetaljer for å oppnå vinduskoeffisientene basert på verdiene oppgitt i tabellene i tillegg 1 og 3, endres imidlertid tilleggstegnet i forbindelse med

vinduskoeffisientene tilsvarende indeksene 128 til 255 og 384 til 511 (multiplikasjon med faktor (-1)) og bør vurderes i samsvar med ligningene (16a) og (16b).

Trinnet S150 av flytskjemaet på fig. 7a blir deretter erstattet ved en oppsummering av samplene av vektoren av ramme  $z(n)$  i samsvar med ligning

$$u(n) = \sum_{j=0}^5 (n + j \cdot 128) \quad (19)$$

for å frembringe 128-elementrekken  $u(n)$ .

Trinn S160 på fig. 7a blir deretter erstattet av et trinn hvor 64 nye delbåndssampler blir beregnet i samsvar med matriseoperasjonen  $M_u$ , der matriseelementene av matrisen  $M$  gis av

$$M(k, n) = 2 \cdot \exp\left(\frac{i \cdot \pi \cdot (k + 0,5) \cdot (2 \cdot n - 191)}{128}\right), \quad \begin{cases} 0 \leq k < 64 \\ 0 \leq n < 128 \end{cases} \quad (20)$$

der  $\exp()$  benevner den komplekse eksponentialfunksjon og  $i$  er som forklart, den tenkte enhet.

Fig. 7c viser et flytskjema ifølge en utførelse av oppfinnelsen i form av en virkelig verdsatt analysefilterbank for 32 delbåndskanaler. Utførelsen vist på fig. 7c skiller seg ikke vesentlig fra utførelsen vist på fig. 7a. Hovedforskjellen mellom de to utførelsene er at trinn S160 for beregning av de nye 32 kompleksverdi delbåndsaudioverdier blir erstattet i utførelsen vist på fig. 7c med et trinn S162 hvor 32 realverdi delbåndsaudiosampler blir beregnet i samsvar med en matriseoperasjon  $M_r$ , der elementene av matrisen  $M$  gis av

$$M_r(k, n) = 2 \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot (k + 0,5) \cdot (2 \cdot n - 95)}{64}\right), \quad \begin{cases} 0 \leq k < 32 \\ 0 \leq n < 64 \end{cases} \quad (21)$$

Som konsekvens produserer hver sløyfe i flytskjemaet 32 realverdi delbåndssampler, der  $W(k, 1)$  tilsvarer delbåndsaudiosamplet 1 av delbåndet  $k$ .

Den realverdi analysefilterbank kan f.eks. brukes i rammen av en laveffektsmodus av et SBR-system som vist på fig. 5. Laveffektsmodusen av SBR-verktøyet skiller seg fra høykvalitets SBR-verktøyet hovedsakelig i forbindelse med at de realverdi filterbanker brukes. Dette reduserer beregningskompleksiteten og beregningsarbeidet med en faktor på 2, slik at antallet operasjoner per tidsenhet blir vesentlig redusert med en faktor på 2 ettersom det ikke er nødvendig å beregne en tenke del.

De foreslåtte nye filterbanker ifølge oppfinnelsen er helt kompatibel med laveffektmodusen av SBR-systemer. Med filterbankene ifølge oppfinnelsen kan SBR-systemer således fremdeles kjøre både i normalmodus eller høykvalitetsmodus med komplekse filterbanker og i laveffektmodus med realverdi filterbanker. Den realverdi filterbank kan f.eks. avledes fra den komplekse filterbank ved å bruke bare de riktige verdier (cosinusmodulerte bidrag) og utelate de tenkte verdier (sinusmodulerte bidrag).

Fig. 8a viser et flytskjema ifølge en utførelse av oppfinnelsen i form av en kompleksverdi syntesefilterbank for 64 delbåndskanaler. Som tidligere nevnt oppnås syntesefiltreringen av SBR-

behandlede delbåndssignaler ved å bruke en 64-delbåndssyntesefilterbank i samsvar med en utførelse av oppfinnelsen. Signalet fra filterbanken er en blokk med realverdi tidsdomenesamplere som skissert i forbindelse med fig. 1. Fremgangsmåten er vist av flytskjemaet på fig. 8a som også viser en utførelse i form av en fremgangsmåte for å generere tidsdomeneaudiosamplere.

5 Syntesefiltreringen omfatter, etter en start (trinn S200) følgende trinn, der en rekke  $v$  omfatter 1280 samplere. I trinn S210, blir samplene i rekken  $v$  forflyttet 128 posisjoner, der de eldste 128 samplere blir forkastet. I trinn S220 blir de 64 nye kompleksverdi audiodelbåndsverdier multiplisert med en matrise  $N$ , der matriseelementene  $N(k,n)$  gis av

$$10 \quad N(k,n) = \frac{1}{64} \cdot \exp\left(\frac{i \cdot \pi \cdot (k+0,5) \cdot (2 \cdot n - 63)}{128}\right), \quad \begin{cases} 0 \leq k < 64 \\ 0 \leq n < 128 \end{cases} \quad (22)$$

der  $\exp()$  benevner den komplekse eksponentialfunksjon og  $i$  er den tenkte enhet. Den virkelige del av signalet fra denne operasjon blir lagret i posisjonen 0-127 av rekken  $v$ , som vist på fig. 8a.

I trinn S230 blir samplene, som nå er i tidsdomenet, trukket ut fra rekken  $v$  i samsvar med ligning gitt på fig. 8a for å frembringe en 640-element rekke  $g(n)$ . I trinn S240 blir de virkelige 15 verdsette samplere i tidsdomenet av rekke  $g$  multiplisert med vinduskoeffisienten  $c(n)$  for å produsere en rekke  $w$ , der vinduskoeffisientene av en foretrukket utførelse enda en gang er vinduskoeffisienter basert på verdiene gitt i tabellen i tillegg 1.

Som skissert tidligere, kreves det ikke at vinduskoeffisientene blir nøyaktig basert på verdiene gitt i tabellen i tillegg 1. Det er i forskjellige utførelser tilstrekkelig hvis 20 vinduskoeffisientene oppfyller et av settene av forholdene som gitt i tabellene i tillegg 2-4 for å oppnå den ønskede egenskap med liten forsinkelse av syntesefilterbanken. Som forklart i forbindelse med analysefilterbanken, kan videre også andre vinduskoeffisienter brukes innenfor rammen av syntesefilterbanken. Avhengig av implementeringsdetaljer for å oppnå vinduskoeffisienter basert på verdiene gitt i tabellen i tillegg 1 og 3, bør videre tilleggstegnendringer 25 i forbindelse med vinduskoeffisientene tilsvarende indeksene 128 til 255 og 384 til 511 (multiplikasjon med faktor (-1)), vurderes.

I trinn S250 blir 64 nye utgangssamplere beregnet ved å summere samplene fra rekken  $w(n)$  i samsvar med et siste trinn og formelen i flytskjemaet på fig. 8a før en sløyfe av flytskjemaet avsluttes i trinn S260. I flytskjemaet vist på fig. 8a, tilsvarende  $X[k][1]$  (=  $X(k,1)$ ) 30 audiodelbåndsverdien  $1$  i delbåndet med indeks  $k$ . Hver nye sløyfe som vist på fig. 8a produserer 64 tidsdomener, realverdi audiosamplere som et utsignal.

Implementeringen vist på fig. 8a av en kompleksverdi analysefilterbank for 64 bånd krever ikke en overlappings/tilleggsbuffer omfattende flere lagringsposisjoner som forklart i forbindelse med utførelsen vist på fig. 2b. Her er overlappingstilleggsbufferen "skjult" i vektorene  $v$  og  $g$  som er 35 beregnet basert på verdiene lagret i vektoren  $v$ . Overlappingstilleggsbufferen er implementert i rammen av disse vektorene hvor disse indeksene er større enn 128, slik at verdiene tilsvarende verdien fra tidligere eller senere blokker.

Fig. 8b viser et flytskjema av en virkelig verdsatt syntesefilterbank for 64 realverdi audiodelbåndskanaler. Den realverdi syntesefilterbank ifølge fig. 8b kan også implementeres i tilfellet med en laveffekt SBR-implementering som en tilsvarende SBR-filterbank.

Flytskjemaet på fig. 8b skiller seg fra flytskjemaet på fig. 8a for det meste i forbindelse med trinn S222 som erstatter S220 på fig. 8a. I trinn S222 blir 64 nye realverdi delbåndsverdier multiplisert med en matrise  $N_r$ , der elementene av matrisen  $N_r(k,n)$  gis av

$$N_r(k,n) = \frac{1}{32} \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot (k+0,5) \cdot (2 \cdot n - 63)}{128}\right), \quad \begin{cases} 0 \leq k < 64 \\ 0 \leq n < 128 \end{cases} \quad (23)$$

der signalet fra denne operasjon enda en gang blir lagret i posisjonene 0-127 av rekken  $v$ .

Bortsett fra disse modifikasjonene skiller ikke flytskjemaet som vist på fig. 8b i tilfellet med en virkelig verdsatt syntesefilterbank for laveffekts SBR modus seg vesentlig fra flytskjemaet som vist på fig. 8a av den kompleksverdi syntesefilterbank for høykvalitets SBR-modus.

Fig. 8c viser et flytskjema ifølge en utførelse i form av en nedsamlet kompleksverdi syntesefilterbank og egnet fremgangsmåte som f.eks. kan implementeres i en høykvalitets SBR-implementering. For å være mer nøyaktig angår syntesefilterbanken som beskrevet på fig. 8c en kompleksverdi syntesefilterbank som kan behandle kompleksverdi audiodelbåndsverdier for 32 delbåndskanaler.

Den nedsamlede syntesefiltrering av de SBR-behandlede delbåndssignaler oppnås ved å bruke en 32-kanals syntesefilterbank som vist på fig. 8c. Signalet fra filterbanken er en blokk av realverdi tidsdomenesamplere. Prosessen gis i flytskjemaet på fig. 8c. Syntesefiltreringen omfatter en start (trinn S300) følgende trinn, der en rekke  $v$  omfatter 640 realverdi tidsdomenesamplere

I trinn S310 blir samplene i rekken  $v$  forflyttet med 64 posisjoner, der de eldste 64 samplere blir forkastet. Deretter blir 32 nye kompleksverdi delbåndssamplere i trinn S320 eller kompleksverdi audiodelbåndsverdier multiplisert med en matrise  $N$ , hvis elementer gis av

$$N(k,n) = \frac{1}{64} \cdot \exp\left(\frac{i \cdot \pi \cdot (k+0,5) \cdot (2 \cdot n - 31)}{64}\right), \quad \begin{cases} 0 \leq k < 32 \\ 0 \leq n < 64 \end{cases} \quad (24)$$

der  $\exp()$  benevner komplekseksponentialfunksjonen og  $i$  er igjen en tenkt enhet. Den virkelige del av signalet fra denne operasjon blir lagret i posisjonene 0-63 av rekken  $v$ .

I trinn S330 blir samplene hentet fra vektor  $v$  i samsvar med ligningen gitt i flytskjemaet på fig. 8c for å frembringe en 320-elements rekke  $g$ . I trinn S340 blir vinduskoeffisientene  $c_i(n)$  av en interpolert vindusfunksjon hentet av en lineær interpolasjon av koeffisientene  $c(n)$  i samsvar med ligning (15) der indeksen  $n$  enda en gang er i området mellom 0 og 319 ( $N=64$ ,  $T=10$  for ligning (15)). Som vist tidligere, er koeffisientene av en vindusfunksjon  $c(n)$  basert på verdiene gitt i tabell i tillegg 1. For å oppnå egenskapene med liten forsinkelse som vist tidligere, er det ikke nødvendig at vinduskoeffisientene  $c(n)$  er nøyaktig figurene som gitt i tabellen i tillegg 1. Det er tilstrekkelig at vinduskoeffisientene  $c(n)$  oppfyller minst et sett av forhold som gitt i tilleggene 2-4. Avhengig av implementeringsdetaljer for å oppnå vinduskoeffisientene basert på verdiene gitt i tabellene i tillegg

1 og 3, idet flere tegnendringer i forbindelse med vinduskoeffisientene tilsvarende indeksene 128 til 255 og 384 til 511 (multiplikasjon med faktor (-1)) bør vurderes i samsvar med ligningene (16a) og (16b). Også forskjellige vindusfunksjoner som omfatter forskjellige vinduskoeffisienter  $c(n)$  kan videre naturligvis brukes i utførelsene ifølge oppfinnelsen.

5 I trinn S350 blir samplene av rekken  $g$  multiplisert med den interpolerte vinduskoeffisient  $c_i(n)$  av den interpolerte vindusfunksjon for å oppnå vindussendt tidsdomenesampelet  $w(n)$ .

I trinn S360 blir deretter nye utgangssamplere beregnet ved en summering av samplene fra rekken  $w(n)$  i samsvar med det siste trinn S360 før det endelige trinn S370 i flytskjemaet på fig. 8c.

Som vist tidligere, i flytskjemaet på fig. 8c, tilsvarende  $X([k] [1]) (= x(k,1))$  en

10 audiodelbåndsverdi  $1$  i audiodelbåndskanalen  $k$ . Videre produserer hver nye sløyfe av et flytskjema som vist på fig. 8c 32 realverdi tidsdomenesamplere som et utsignal.

Fig. 8d viser et flytskjema av en utførelse ifølge oppfinnelsen i form av en nedsamlet virkelig verdsatt syntesefilterbank som f.eks. kan brukes i tilfellet med en laveffekts SBR-filterbank.

Utførelsen og flytskjemaet vist på fig. 8d skiller seg fra flytskjemaet vist på fig. 8c av den

15 nedsamlede kompleksverdi syntesefilterbank bare i forbindelse med trinn S320 som erstattes i flytskjemaet vist på fig. 8d med trinnet S322.

I trinn 322 blir 32 nye realverdi audiodelbåndsverdier eller delbåndssamplere multiplisert med matrisen  $N_r$ , der elementene av matrisen  $N_r$  gis av

$$20 \quad N_r(k,n) = \frac{1}{32} \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot (k+0,5) \cdot (2 \cdot n - 31)}{64}\right), \quad \begin{cases} 0 \leq k < 32 \\ 0 \leq n < 64 \end{cases} \quad (25)$$

der signalet for denne operasjon blir lagret i posisjonen 0 til 64 av rekken  $v$ .

Fig. 9a viser en annen implementering av en utførelse i samsvar med oppfinnelsen i form av en fremgangsmåte tilsvarende en kompleksverdi analysefilterbank for 64 delbånd. Fig. 9a viser en implementering som en MATLAB-implementering som tilveiebringer som et utsignal, en vektor  $y$  og en vektor "tilstand". Denne funksjon, som definert i dette skript vist på fig. 9a, kalles LDFB80 til hvilken en vektor  $x$  omfatter nye audiosamplere og vektoren "tilstand" blir tilveiebrakt som et innsignal. Navnet på funksjonen LFB80 er en forkortelse for lavforsinkelse filterbank for 8 blokker som strekker seg til tidligere og 0 blokker som strekker seg inn i fremtiden.

30 I MATLAB-programmeringsspråk betyr prosenttegnet (%) merknader som ikke utføres, men bare tjener som formål for å kommentere og vise kildekode. I beskrivelsen vil forskjellige segmenter av kildekode bli forklart i forbindelse med deres funksjoner.

I kodesekvensen S400 blir bufferen som representeres av vektoren "tilstand" oppdatert på en slik måte at innholdet av vektoren som har indeksene 577 til 640 blir erstattet av innholdet i vektoren  $x$  som omfatter nye tidsdomeneaudioinngangssamplere. I kodesekvensen S410 blir vinduskoeffisientene av analysevindusfunksjonen lagret i den variable LDFB80\_win overført til vektoren win\_ana.

I trinn S420 som forutsetter at de siste samplene blir tilpasset høyre side av bufferen, utføres den faktiske vindussending. I blokk S420 blir innholdet av vektortilstanden elementvis multiplisert

(.\*) med elementene av vektor `win_ana` som omfatter analysevindusfunksjonen. Resultatet av denne multiplikasjon blir deretter lagret i vektor `x_win_orig`.

I trinn S430 blir innholdet av vektoren `x_win_orig` omskapt til å danne en matrise med en størrelse på  $128 \cdot 5$  elementer kalt `x_stack`. I trinn S440 blir tegnendringen av stack `x_stack` utført i forbindelse med andre og fjerde kolonne av matrisens `x_stack`.

I trinn S450 blir stacken `x_stack` kollapset eller trukket tilbake ved å summere elementene av `x_stack` i forhold til den andre indeks og samtidig invitere rekkefølgen av elementene og transponere resultatet før lagring av resultatet igjen til de forskjellige `x_stack`.

I kodesegmentet S460 blir transformasjonen fra tidsdomenet til frekvensdomenet utført ved å beregne en kompleks hurtig Fourier-transformasjon (FFT) av det elementvise, multipliserte innhold av stacken `x_stack` multiplisert med den komplekse eksponentialfunksjon til hvilken argumentet  $(-i \cdot \pi \cdot n/128)$  er tilveiebrakt med indeksene og  $i$  rekken fra 0 til -127 og den tenkte enhet  $i$ .

I kodesegmentet S470 blir en post-vridning utført ved å variere variabelen  $m = (64 + 1)/2$  og ved å beregne blokken som omfatter audiodelbåndsverdier som en vektor  $y$  i samsvar med ligning

$$y(k) = \overline{2 \cdot temp(k) \cdot \exp(-2i \cdot \pi \cdot ((k - 1 + \frac{1}{2}) \cdot \frac{m}{128}))} \quad (26)$$

Indeksen  $k$  dekker området av integere fra 1-64 i implementeringen vist på fig. 9a. Vektoren  $y$  blir der sendt som vektoren eller blokk omfattende delbåndsverdier 180 på fig. 1. Streken over den andre faktoreringsligning (26) samt funksjonen `conj()` med kodesegmentet S417 på fig. 9a gjelder for det komplekse konjugat av argumentet for det respektive komplekse nummer.

I et endelig kodesegment S480 blir statusvektor forflyttet med 64 elementer. Statusvektoren i denne forflyttede form kan deretter leveres til funksjonen `LDFB80` som et inngangssignal, igjen i en annen sløyfe av funksjonen.

Fig. 9b viser en MATLAB-implementering i samsvar med en utførelse av oppfinnelsen i form av en fremgangsmåte som tilsvarer en kompleksverdi analysefilterbank for 32 delbånd. Følgelig kalles funksjonen `LDFB80_32` som indikerer at implementering representerer en filterbank med liten forsinkelse for 32 delbånd, basert på en tilleggsoverlapping med 8 blokker inn i tidligere og 0 blokker inn i fremtiden.

Implementeringen av fig. 9b skiller seg fra implementeringen vist på fig. 9a bare i forbindelse med noen få kodesekvenser som skissert i den følgende beskrivelse. Kodesekvensene S400, S430, S460, S470 og S480 blir erstattet av tilsvarende kodesekvenser S400', S430', S460', S470' og S480' under hensyntagen til at antallet delbånd eller antallet delbåndsverdier av funksjonen `LDFB80_32` blir redusert med en faktor på 2. Følgelig angår trinnet S400' vektortilstanden som blir oppdatert i forbindelse med 32 siste innføringer tilsvarende indeksene 289 til 320 med tilsvarende 32 tidsdomeneaudioinngangssamplere av den nye blokk 220 som vist på fig. 1.

Imidlertid vises hovedforskjellen mellom implementeringene på fig. 9a og 9b i kodesekvensen S410 på fig. 9a som er erstattet av en kodesekvens S412 i implementeringen vist på

fig. 9b. Kodesekvensen for S412 på fig. 9b omfatter først en kopiering av 640 vinduskoeffisienter som omfatter vinduer lagret i vektoren LDFB80\_win til den lokale vektor win\_ana. Deretter finner en interpolasjon ifølge ligning (15) sted hvor to etterfølgende vinduskoeffisienter er representert av vektorelementene av vektoren win\_ana blir addert og dividert med 2 og deretter lagret tilbake i vektoren win\_ana.

Den neste kodesekvens S420 er identisk med kodesekvensen S420 som vist på fig. 9a som utfører den faktiske elementvise multiplikasjon (.\*) av vindussendingen av verdiene eller elementene av vektortilstanden med elementene av vektoren win\_ana som omfatter de interpolerte vinduskoeffisienter av den interpolerte vindusfunksjon. Signalet fra denne operasjon blir lagret i vektoren x\_win\_orig. Imidlertid er forskjellen mellom kodesekvensen S420 på fig. 9b og tilsvarende kodesekvens S420 på fig. 9a at, i tilfellet på fig. 9b, ikke at 640 men bare 320 multiplikasjoner blir utført i rammen av vindussendingen.

I kodesekvensen S430' som erstatter kodesekvensen S430, blir stacken x\_stack forberedt ved å omforme vektoren x\_win\_orig. Ettersom vektoren X\_win\_orig imidlertid bare omfatter 320 elementer sammenlignet med tilsvarende vektor på fig. 9a som omfatter 640 elementer, blir matrisen x\_stack bare en matrise på  $64 \cdot 5$  elementer.

Kodesekvensene S440 av tegnendringen og kodesekvensen S450 med sammenfalning av stacken, er identisk i begge implementeringer ifølge fig. 9a og 9b, bortsett fra det reduserte antall elementer (320 sammenlignet med 640).

I kodesekvensen S460' som erstatter kodesekvensen S460, blir en ulik kompleks hurtig Fourier-transformering (FFT) av vindusdata utført som er ganske lik transformeringen av kodesekvensen S460 på fig. 9a. På grunn av det reduserte antall audiodelbåndsverdier, blir imidlertid enda en gang vektor temp tilveiebrakt med resultatet fra en rask Fourier transformering, den elementvise multiplisering av elementene av stacken x\_stack og den komplekse eksponentialfunksjon av argumentet  $(-i \cdot \pi \cdot n/64)$ , der indeksen n er i området mellom 0 og 63.

I den modifiserte kodesekvens S470', utføres etterbehandlingen ved å definere variabelen  $m = (32+1)/2$  og ved å generere utgangsvektoren y i samsvar med ligning (26), der indeksen k bare dekker området fra 1 til 32 og hvor nummeret 128 som vises i argumentet til den komplekse eksponentialfunksjon erstattet av nummer 64.

I den endelige kodesekvens S480', blir buffertilstanden forflyttet med 32 elementer i implementeringen vist på fig. 9b, der bufferen, i den tilsvarende kodesekvens S480 blir forflyttet med 64 elementer.

Fig. 10a viser et MATLAB-skript med en implementering ifølge en utførelse i form av en fremgangsmåte som tilsvarer en kompleksverdi syntesefilterbank for 64 delbånd. Skriptet vist på fig. 10a definerer funksjonen ILDFB80 til hvilken vektoren x representerer pakken 320 av audiodelbåndsverdiene på fig. 2a og en tilstandsvektor "tilstand" blir tilveiebrakt som inngangsparametere. Navnet ILDFB80 indikerer at den definerte funksjon er en invers filterbank med liten forsinkelse som tilsvarer 8 blokker med audiodata fra tidligere og 0 blokker fra fremtiden. Funksjonen tilveiebringer en vektor y og en ny eller omdefinert statusvektor "tilstand" som utgangssignal, der vektoren y tilsvarer blokken 410 av tidsdomeneaudiosamplene fra fig. 2a.



I en kodesekvens S500 utføres en forhåndsvridning ved at en variabel  $m = (64 + 1)/2$  samt en vektor  $temp$  blir definert. Elementene  $temp(n)$  av vektortempen blir definert ifølge ligning

$$temp(n) = \frac{1}{2} \cdot \overline{x(n)} \cdot \exp(2i \cdot \pi(n - 1 + \frac{1}{2}) \cdot \frac{m}{128}), \quad (27)$$

5 der streken over elementet av vektoren  $x(n)$  og funksjonen  $conj()$  representerer det komplekse konjugat og  $\exp()$  representerer den komplekse eksponentiale funksjon og  $i$  representerer den tenkte enhet og  $n$  er en indeks i området fra 1 til 64.

I kodesekvensen S510 blir vektor tempen ekspandert til en matrise som omfatter  $i$  den første kolonne, elementene av vektortempen og  $i$  den andre kolonne komplekskonjugatet av den reverserte vektortemp i forbindelse med rekkefølgen av elementene som definert av indeksen til vektoren. I 10 kodesekvensen S510 blir følgelig en ulik symmetri av matrisetempen etablert basert på vektortempen.

I en kodesekvens S520 blir en ulik rask Fourier transformering (FFT) utført basert på matrisetempen. I denne kodesekvens blir den virkelige del av den elementvise multiplikasjon av 15 resultatet fra den inverse Fourier transformering av matrisetempen med eksponentialfunksjonen som har argumentet av  $(i \cdot \pi/128)$  utført og sendt til en vektor  $y\_kn1$ , der indeksen  $n$  er i området fra 0 til 127.

I kodesekvensen S530 blir en utvidelse av dataene og en vekslende tegnflik formet. For å oppnå dette blir rekkefølgen av elementene av vektoren  $y\_kn1$  reversert og samtidig hvis en tegnflik 20 blir utført. Deretter blir en matrise- $tmp$  definert omfattende første, tredje og femte kolonne av vektoren  $y\_kn1$ , der andre og fjerde kolonne omfatter den tegnflippede vektor  $y\_kn1$ .

I en kodesekvens S540 blir vinduskoeffisientene som er lagret i vektoren  $LDFB80\_win$  først kopiert til vektoren  $win\_ana$ . Deretter blir syntesevinduskoeffisientene bestemt basert på analysevinduskoeffisientene som lagret i vektoren  $win\_ana$  ved å generere en tidsreversert versjon 25 av analysevindusfunksjonen i samsvar med

$$win\_syn(n) = win\_ana(N \cdot T - n) \quad (28)$$

der  $N \cdot T$  er det totale antall vinduskoeffisienter og  $n$  er indeksen av vinduskoeffisientene.

I en kodesekvens S550 blir syntesevinduet brukt på vektoren- $tmp$  av en elementvis 30 multiplikasjon av vektoren med syntesevindusfunksjonen. I en kodesekvens S560 blir bufferen oppdatert ved å sette elementene av vektortilstanden med indeksene 577 til 640 til 0 og ved å addere innholdet av den vindussendte vektor- $tmp$  til status-vektor-tilstanden.

I en kodesekvens S570 blir utgangsvektoren  $y$  som omfatter tidsdomeneaudiosampler trukket ut fra tilstandsvektoren ved å ekstrahere elementene av tilstandsvektoren ved å ekstrahere 35 elementene av tilstandsvektoren med indeksene 1-64.

I en kodesekvens S580 blir den endelige kodesekvens av funksjonen som vist på fig. 10a, tilstandsvektortilstanden forflyttet med 64 elementer, slik at elementene med indekser fra 65 til 640 blir kopiert til de første 576 elementer av vektortilstanden.

Fig. 10b viser et MATLAB-skript av en implementering ifølge utførelsen i form av en 40 kompleksverdi syntesefilterbank for 32 delbåndsverdier. Navnet på funksjonen som definert av

skriptet på fig. 10b viser dette ettersom funksjonen definert blir kalt ILDFB80\_32 som indikerer at funksjonen som defineres er en invers filterbank med liten forsinkelse for 32 bånd med 8 blokker som overlapper fra tidligere og 0 blokker som overlapper fra fremtiden.

Som nevnt i forbindelse med sammenligningen mellom implementeringen vist på fig. 9a og 5 9b, blir implementeringen ifølge skriptet på fig. 10b også nøye knyttet til implementeringen av den 64-delbåndssyntesefilterbank i samsvar med fig. 10a. Som konsekvens blir samme vektorer levert til funksjonen og blir sendt av funksjonen som imidlertid omfatter bare halvparten av antallet elementer sammenlignet med implementeringen på fig. 10a. Implementeringen for en 32-bånd syntesefilterbank for 32 bånd skiller seg fra 64-delbåndsversjonen vist på fig. 10a, hovedsakelig i 10 henhold til to aspekter. Kodesekvensen S500, S510, S520, S530, S560, S570 og S580 er erstattet med kodesekvenser hvor antallet elementer som blir behandlet og videre antallet elementrelaterte parametere, blir dividert med 2. Videre blir kodesekvensen S540 for generering av syntesevindusfunksjonen erstattet av en kodesekvens S542 hvor syntesevindusfunksjonen blir generert som en lineært interpolert syntesevindusfunksjon i samsvar med ligning (15).

15 I kodesekvensen S500' som erstatter kodesekvensen S500, blir variabelen  $m$  definert til å være lik  $m = (32+1)/2$  og vektor-tempen blir definert ifølge ligning (27), der indeksen  $n$  bare dekker området 1 til 32 og der faktoren  $1/128$  blir erstattet av faktoren  $1/64$  i argumentet til eksponentialfunksjonen.

I kodesekvensen S510' som erstatter kodesekvensen S510, dekker følgelig indeksområdet 20 bare indeksene av 32-elementet som omfatter vektor-tempen. Med andre ord dekker indeksen bare verdiene fra 1 til 32. I kodesekvensen S520' som erstatter kodesekvensen S520, blir argumentet fra eksponentialfunksjonen følgelig erstattet av  $(i \cdot \pi \cdot n/64)$ , der indeksen  $n$  er i området fra 0 til 63. I rammen av kodesekvensen S530', blir indeksområdet også redusert med en faktor på 2 sammenlignet med kodesekvensen S530.

25 Kodesekvensen S542 som erstatter kodesekvensen S540 av fig. 10a kopierer også vindusfunksjonen som er lagret i vektoren LDFB80\_win til vektoren win\_ana og genererer en tidsreversert versjon win\_syn ifølge ligning (28). Imidlertid omfatter kodesekvensen S542 av implementeringen vist på fig. 10b videre et interpoleringstrinn ifølge ligning (15) hvor, for hvert element av den omdefinerte vektor win\_syn, omfatter vinduskoeffisientene av 30 syntesevindusfunksjonen, en lineær interpolasjon av to etterfølgende vinduskoeffisienter av den opprinnelige syntesevindusfunksjon.

Kodesekvensen S550 med å bruke vinduet på vektor-tmp og erstatte elementene tmp med den vindussendte versjon derav, er identisk med koden som en direkte sammenligning av de respektive kodesekvenser på fig. 10a og 10b. På grunn av den mindre størrelse av vektor-tempen 35 ved implementeringen av fig. 10b, og under en implementering, blir imidlertid bare halvparten av antallet multiplikasjoner utført.

Også i rammen av kodesekvensene S560', S570' og S580', blir indeksene 640 og 64, ved å erstatte kodesekvensene S560, S570 og S580, erstattet av 320 og 32. Følgelig skiller disse tre endelige kodesekvenser seg bare fra kodesekvensene av implementering vist på fig. 10a i 40 forbindelse med størrelsen av vektortilstandene tmp og y.

Som utførelsene beskrevet så langt har vist, blir analysevindussendingen samt syntesevindussendingen tilpasset vindussendingen av de respektive sampler i tidsdomenet omfattet i de respektive rammer ved å multiplisere disse på en elementvis basis, med vinduskoeffisientene av en vindusfunksjon.

5 Før en vindusfunksjon blir beskrevet som kan brukes f.eks. som en syntesevindusfunksjon og som en analysevindusfunksjon i dens tidsreverserte versjon mer nøye, vil fordelene med utførelsene ifølge oppfinnelsen bli skissert i detalj, spesielt i betraktning av en implementering av rammen av et SBR-verktøy eller systemet som vist på fig. 5 og 6.

10 Blant fordelene kan utførelsene ifølge oppfinnelsen og systemene som omfatter flere enn en utførelse ifølge oppfinnelsen tilby en vesentlig reduksjon av forsinkelsen ifølge andre filterbanker. Imidlertid vil denne egenskap med liten forsinkelse bli behandlet i forbindelse med fig. 13 og 14 i detalj. Et viktig aspekt i denne sammenheng er å merke seg at lengden av vindusfunksjonen, med andre ord antallet vinduskoeffisienter som kan brukes på en ramme eller en blokk av tidsdomenesampler, er uavhengig av forsinkelsen.

15 Som vil bli nevnt i sammenheng med fig. 17 og 18 i detalj, i forbindelse med psykoakustikken, gjør utførelsene ifølge oppfinnelsen ofte bruk av de tidsmessige maskeringsegenskapene til det menneskelige øret på en bedre måte enn andre filterbanker. Som vil bli nevnt i detalj i forbindelse med fig. 15, 16 og 19, tilbyr videre utførelsen ifølge oppfinnelsen et utmerket frekvensområde.

20 Også i mange filterbanker ifølge en utførelse av oppfinnelsen kan en perfekt rekonstruksjon oppnås hvis en analysefilterbank og syntesefilterbanken blir koblet sammen. Med andre ord gir ikke utførelsene ifølge oppfinnelsen bare et hørbart uatskillelig signal sammenlignet med inngangssignalet til et slikt sammenkoblet sett av en analysebank og en syntesefilterbank, men, bortsett fra kvantiseringsfeil, beregningsmessige avrundede effekter og andre effekter forårsaket av  
25 den nødvendige diskretiseringen og et identisk utgangssignal sammenlignet med inngangssignalet.

En integrering i SBR-modulen av filterbankene ifølge oppfinnelsen kan lett oppnås. Mens typiske SBR-moduler virker i dobbelratemodus, kan de kompleksverdi filterbanker med liten forsinkelse ifølge utførelsen av oppfinnelsen gi en perfekt rekonstruksjon i enkelratemodus mens de opprinnelige SBR QMF-filterbanker bare kan tilveiebringe en nesten perfekt rekonstruksjon. I  
30 dobbelratemodus blir 32-båndversjonen av impulsresponsen oppnådd ved lineær interpolasjon som også kalles nedsampling av to nærliggende uttak eller vinduskoeffisienter av 64 bånd impulsresponsen eller vindusfunksjonen som forklart i forbindelse med fig. 3.

I tilfellet en kompleksverdi implementering av en filterbank, kan en vesentlig redusert analysering (eller syntetisering)-forsinkelse for kritisk samplede filterbanker oppnås hvor  
35 samplingen eller behandlingen av frekvensen tilsvarer grensefrekvensen ifølge Nyquist-Shannon-teorien. I tilfelle en virkelig verdsatt implementering av en filterbank, kan en effektiv implementering oppnås ved å bruke optimerte algoritmer som f.eks. vist i forbindelse med MATLAB-implementeringen på fig. 9 og 10. Disse implementeringene kan f.eks. være brukt for laveffektmodusen av SBR-verktøyet som beskrevet i forbindelse med fig. 5 og 6.

40 Som nevnt i forbindelse med fig. 5 og 6, blir det mulig å oppnå ytterligere reduksjon av forsinkelsen i tilfelle et SBR-system, ved å bruke en kompleksverdi filterbank med liten forsinkelse

ifølge en utførelse. Som nevnt tidligere, i SBR-dekoderen 610 som vist på fig. 5, blir QMF-analysefilterbanken 620 erstattet av en kompleks filterbank med liten forsinkelse (CLDFB) ifølge en utførelse. Denne erstatning kan utføres på en beregningsmessig måte ved å holde antallet bånd (64), lengden av pulsresponsen (640) og ved å bruke en kompleks modulasjon. Forsinkelsen oppnådd av dette verktøy minimeres i en slik utstrekning for å kunne oppnå en total forsinkelse som er tilstrekkelig lav for en toveis kommunikasjon uten at det går utover et oppnåelig kvalitetsnivå.

Sammenlignet f.eks. med et system som omfatter en MDCT og en MDST for å forme et komplekst verdsatt MDCT-lignende system, tilveiebringer en utførelse av oppfinnelsen langt bedre frekvensområde. Sammenlignet med QMF-filterbanken som f.eks. blir brukt i MPEG-4 SBR i dag, omfatter systemet en eller flere filterbanker ifølge utførelsene som gir en vesentlig mindre forsinkelse.

Selv sammenlignet med en QMF-filterbank med liten forsinkelse, gir utførelsene ifølge oppfinnelsen fordelene med en perfekt rekonstruksjon kombinert med lav forsinkelse. Fordelene som oppstår fra den perfekte rekonstruksjon i motsetning til den nær perfekte rekonstruksjon av QMF-filterbanker, er slik. For en nær perfekt rekonstruksjon, blir det nødvendig med en høy stoppbånddempning for å undertrykke fremmedeffekter til et tilstrekkelig lavt nivå. Dette begrenser muligheten til å oppnå en svært lav forsinkelse i filterutformingen. På en annen side får bruken av en utførelse ifølge oppfinnelsen nå mulighet til uavhengig å konstruere filteret slik at ingen høy stoppbånddempning er nødvendig for å undertrykke fremmedeffektene til tilstrekkelig lav nivåer. Stoppbånddempningen behøver bare være tilstrekkelig lav for å minske fremmedeffekten tilstrekkelig for anvendelsen av den ønskede signalbehandling. Således kan et bedre kompromiss mot en mindre forsinkelse oppnås ved filterkonstruksjonen.

Fig. 11 viser en sammenligning av vindusfunksjonen 700 som f.eks. kan brukes i en utførelse sammen med sinusvindusfunksjonen 710. Vindusfunksjonen 700, som også kalles et "syntese" CMLDFB-vindu (CMLDFB = complex modulated low-delay filterbank) omfatter 640 vinduskoeffisienter basert på verdiene gitt i tabellen i tillegg 1. Om størrelsen av vindusfunksjonene skal det bemerkes at generelle forsterkningsfaktorer eller dempningsfaktorer for å justere en amplitude av det vindussendte signal ikke vurderes i det følgende. Vindusfunksjonene kan f.eks. normaliseres i forhold til en verdi tilsvarende sentrum for forsinkelsen som skissert i forbindelse med fig. 13 eller i henhold til en verdi  $n = N$ ,  $n = N - 1$  eller  $n = N + 1$ , der  $N$  er blokk lengden og  $n$  er indeksen av vinduskoeffisientene. Til sammenligning blir sinusvindusfunksjonen 710 bare definert over 128 sampler og blir f.eks. brukt i tilfellet med en MDCT- eller MDST-modul.

Avhengig av implementeringsdetaljene for å oppnå vinduskoeffisienter basert på verdiene gitt i tabellene i tillegg 1 og 3, bør tilleggstegningdringer i forbindelse med vinduskoeffisientene tilsvarende indeksene 128 til 255 og 384 til 511 (multiplikasjon med faktor (-1)) vurderes i samsvar med ligning (16a) og (16b).

Før forskjellene mellom de to vindusfunksjonene 700, 710 blir omtalt, skal det bemerkes at begge vindusfunksjoner bare omfatter de virkelige verdsatte vinduskoeffisienter. I begge tilfeller er videre en absolutt verdi av vinduskoeffisienten tilsvarende en indeks  $n = 0$  mindre enn 0,1. I tilfellet med et CMLDFB-vindu 700, er den respektive verdi enda mindre enn 0,02.

I forbindelse med de to vindusfunksjoner 700, 710 og deres definisjonssett, vil flere betydelige forskjeller fremgå. Mens sinusvindusfunksjonen 710 er symmetrisk, viser vindusfunksjonen 700 en asymmetrisk atferd. For å definere dette tydeligere er sinusvindusfunksjonen symmetrisk ettersom en virkelig verdsatt verdi enn 0 eksisterer, slik at når det gjelder alle virkelige tall  $n_0$ , slik at vindusfunksjonen 710 blir definert for  $(n_0+n)$  og  $(n_0-n)$ , og forholdet

$$|w(n_0 - n)| = |w(n_0 + n)| \quad (29)$$

blir oppfylt for en ønsket margin ( $\varepsilon \geq 0$ , idet den absolutte verdi av forskjellen mellom uttrykkene på de to sider av ligningen (29) blir mindre eller lik  $\varepsilon$ ), der  $w(n)$  representerer vinduskoeffisienten tilsvarende indeks  $n$ . I tilfellet sinusvinduet, er den respektive indeks  $n_0$  nøyaktig i midten av de to øverste vinduskoeffisienter. Med andre ord blir, for sinusvinduet 710, indeksen  $n_0 = 63,5$ . Sinusvindusfunksjonen defineres for indeksene  $n = 0, \dots, 127$ .

På den annen side defineres vindusfunksjonen 700 over settet av indekser  $n = 0, \dots, 639$ . Vindusfunksjonen 700 er tydelig asymmetrisk i betydningen at, for alle realverdi nummer  $n_0$ , at minst et virkelig tall alltid finnes, slik at  $(n_0+n)$  og  $(n_0-n)$  tilhører i definisjonssettet av vindusfunksjonen for hvilken ulikheten

$$|w(n_0 - n)| \neq |w(n_0 + n)| \quad (30)$$

holder til en (nesten bestemt) definerbar margin ( $\varepsilon \geq 0$ , idet den absolutte verdi av forskjellen på de to sider av ligningen (29) er større eller lik  $\varepsilon$ ), der igjen  $w(n)$  er vinduskoeffisienten tilsvarende indeksen  $n$ .

Andre forskjeller mellom de to vindusfunksjoner som begge angår blokkstørrelser på  $N = 64$  sampler, er at den maksimale verdi av vindusfunksjonen 700 er større enn 1 og blir ervervet for indeksene i området

$$N \leq n \leq 2N \quad (31)$$

for syntesevinduet. I tilfellet vindusfunksjonen 700 vist på fig. 11, blir den maksimale verdi ervervet, større enn 1,04, ervervet ved sampeleindeksen  $n = 77$ . På den annen side blir de maksimale verdier av sinusvinduet 710 mindre eller lik 1 som er ervervet ved  $n = 63$  og  $n = 64$ .

Også vindusfunksjonen 700 erverver en verdi på omtrent 1 ved sampeleindeksene rundt  $n = N$ . Mer nøyaktig er den absolutte verdi av selve verdien av vinduskoeffisienten  $w(N-1)$  tilsvarende indeksen  $n = N-1$  mindre enn 1 mens den absolutte verdi eller selve verdien av vinduskoeffisienten  $w(N)$  tilsvarende indeksen  $n = N$  er større enn 1. I enkelte utførelser oppfyller disse to vinduskoeffisientene forholdene

$$\begin{aligned} 0,99 < w(N-1) < 1,0 \\ 1,0 < w(N) < 1,01 \end{aligned} \quad (32)$$

som er et resultat av optimeringen av lyd kvaliteten av filterbankene ifølge utførelsen av oppfinnelsen. I mange tilfeller er det ønskelig å ha en vinduskoeffisient  $w(0)$  som omfatter en absolutt verdi så liten som mulig. I dette tilfellet bør en determinant av vinduskoeffisientene

$$5 \quad |w(0) \cdot w(2N-1) - w(N-1) \cdot w(N)| \approx 1 \quad (33)$$

være så nær som mulig til 1 for å oppnå en lyd kvalitet som er optimert i forhold til de mulige parametere. Tegnet for determinanten som gitt av ligningen (33) kan imidlertid velges fritt. Som følge av at vinduskoeffisienten  $w(0)$  er mindre eller omtrent 0, bør produktet av  $w(N-1) \cdot w(N)$  eller dens absolutte verdi være så nær som mulig til  $\pm 1$ . I dette tilfellet kan vinduskoeffisienten  $w(2N-$   
 10  $1)$  deretter velges fritt. Ligning (33) er et resultat ved å bruke teknikken med null  
 forsinkelsesmatriser som beskrevet i "New Framework for Modulated Perfect Reconstruction Filter Banks" av G.D.T. Schuller og M.J.T. Smith, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 44, nr. 8, august 1996.

Som skissert i detalj i forbindelse med fig. 13, er videre vinduskoeffisientene tilsvarende  
 15 indeksene  $N-1$  og  $N$  omfattet i midten av modulasjonskjernen og tilsvarer følgelig sampelet med en verdi på omtrent 1,0 og som sammenfaller med forsinkelsen av filterbanken som definert av prototypefilterfunksjonen eller vindusfunksjonen.

Syntesevindusfunksjonen 700 som vist på fig. 11 viser videre en oscilleringsatferd med strengt monotont økende vinduskoeffisient fra vinduskoeffisienten av sekvensen av  
 20 vinduskoeffisienter tilsvarende indeksen ( $n = 0$ ) brukt for vindussending av nyeste vindusdomeneaudiosampel opp til vinduskoeffisienten som omfatter den absolutt høyeste verdi av alle vinduskoeffisienter av syntesevindusfunksjonen 700. I tilfellet tidsreversert analysevindusfunksjon, omfatter naturligvis oscilleringsatferden en strengt monoton minskning av vinduskoeffisientene fra vinduskoeffisienten som omfatter den høyeste absolutte verdi av alle  
 25 vinduskoeffisienter av en tilsvarende (tidsreversert) analysevindusfunksjon til vinduskoeffisientene av sekvensen av vinduskoeffisienter tilsvarende en indeks ( $n = 639$ ) brukt for vindussending av det siste tidsdomeneaudiosampel.

Som følge av oscilleringsatferden, starter utvikling av syntesevindusfunksjonen 700 med en vinduskoeffisient tilsvarende indeksen  $n = 0$  med en absolutt verdi som er mindre enn 0,02 og en  
 30 absolutt verdi av vinduskoeffisienten tilsvarende indeksen  $n = 1$  lavere enn 0,03, som erverver en verdi på omtrent 1 ved en indeks  $n = N$ , og erverver en maksimal verdi på mer enn 1,04 ved en indeks i samsvar med ligning (31), erverver ytterligere en verdi på omtrent 1 ved en indeks  $n = 90$  og 91, en første tegnendring ved indeksverdiene  $n = 162$  og  $n = 163$ , erverve en minimal verdi på mindre enn -0,1 eller -0,12755 ved en indeks på omtrent  $n = 3N$  og en ytterligere tegnendring ved  
 35 indeksverdier  $n = 284$  og  $n = 285$ . Imidlertid kan syntesevindusfunksjonen 700 videre omfatte ytterligere tegnendringer ved andre indeksverdier  $n$ . Ved sammenligning av vinduskoeffisientene med verdiene gitt i tabellene i tilleggene 1 og 3, bør tilleggsteignendringer i forbindelse med vinduskoeffisienter tilsvarende indeksene 128 til 255 og 384 til 511 (multiplikasjon med faktor (-1)) vurderes i samsvar med ligningene (16a) og (16b).

Oscillasjonsatferden av syntesevindusfunksjonen 700 tilsvarer en sterkt dempet oscillasjon som vist av den maksimale verdi på omtrent 1,04 og den minste verdi på omtrent -0,12. Som konsekvens omfatter flere enn 50 % av alle vinduskoeffisienter absolutt verdier som er mindre eller lik 0,1. Som omtalt i forbindelse med utførelsen beskrevet på fig. 1 og 2a, omfatter utviklingen av vindusfunksjonen en første gruppe 420 (eller 200) og en andre gruppe 430 (eller 210), der den første gruppe 420 omfatter en første etterfølgende del av vinduskoeffisienter og den andre gruppe 430 omfatter en etterfølgende andre del av vinduskoeffisienter. Som allerede nevnt, omfatter sekvensen av vinduskoeffisienter av vinduet bare den første gruppe 420 av vinduskoeffisienter og den andre gruppe av vindusfunksjoner 430, der den første gruppe 420 av vinduskoeffisienter nøyaktig omfatter den første etterfølgende sekvens av vinduskoeffisienter og der den andre gruppe 430 nøyaktig omfatter den andre etterfølgende del av vinduskoeffisienter. Følgelig kan benevningene av første gruppe 420 og den første gruppe vinduskoeffisienter samt benevningene av den andre gruppe 430 og den andre del av vinduskoeffisientene brukes synonymt.

De mer enn 50 % av alle vinduskoeffisienter med absolutte verdier som er mindre eller lik 0,1, er omfattet i den andre gruppe eller andre del 430 av vinduskoeffisienter som følge av den sterkt dempede oscillasjonsatferd av vindusfunksjonen 700. Videre omfatter også mer enn 50 % av alle vinduskoeffisienter sammenlignet i den andre gruppe eller andre del 430 av vinduskoeffisienter absolutte verdier på mindre eller lik 0,01.

Den første del 420 av vinduskoeffisienter omfatter mindre enn en tredjedel av alle vinduskoeffisienter av sekvensen av vinduskoeffisienter. Følgelig omfatter den andre del 430 av vinduskoeffisienter mer enn to tredjedeler av vinduskoeffisienter. I tilfellet et totalt antall blokker T for behandlet i en av rammene 120, 150, 330, 380 av mer enn fire blokker, omfatter den første del typisk  $3/2 \cdot N$  vinduskoeffisienter, der N er antallet tidsdomenesamplere av en blokk. Følgelig omfatter den andre del resten av vinduskoeffisientene eller mer nøyaktig  $(T-3/2)N$  vinduskoeffisienter. I tilfellet T = 10 blokker per ramme som vist på fig. 11, omfatter den første del  $3/2 \cdot N$  vinduskoeffisienter mens den andre del 210 omfatter  $8,5 \cdot N$  vinduskoeffisienter. I tilfelle en blokkstørrelse på N = 64 tidsdomeneaudiosamplere per blokk, omfatter den første del 96 vinduskoeffisienter mens den andre del omfatter 544 vinduskoeffisienter. Syntesevindusfunksjonen 700 som vist på fig. 11 erverver en verdi på omtrent 0,96 ved grensen av den første del og andre del med en indeks på omtrent N = 95 eller 96.

Til tross for antallet vinduskoeffisienter omfattet i den første del 420 og den andre del 430, skiller en energiverdi eller en total energiverdi av tilsvarende vinduskoeffisienter seg vesentlig fra hverandre. Energien som defineres av

$$E = \sum_n |w(n)|^2 \quad (34)$$

der  $w(n)$  er en vinduskoeffisient og indeksen n over hvilken summen i ligningen (34) blir evaluert, tilsvarer indeksene av de respektive deler 420, 430, hele settet av vinduskoeffisienter eller et annet sett av vinduskoeffisienter til hvilket de respektive energiverdier E tilsvarer. Til tross for den vesentlige forskjell av vinduskoeffisienter, blir energien av den første del 420 lik eller høyere enn

2/3 av den totale energiverdi av alle vinduskoeffisienter. Følgelig blir energiverdien av den andre del 430 mindre eller lik 1/3 av den totale energiverdi av alle vinduskoeffisienter.

For å illustrere dette er energiverdien av den første del 420 av vinduskoeffisientene av vindusfunksjonen 700 omtrent 55,85 mens energiverdien av vinduskoeffisientene av den andre del 430 er omtrent 22,81. Den totale energiverdi av alle vinduskoeffisienter av vindusfunksjonen 700 er omtrent 78,03, slik at energiverdien av den første del 420 blir omtrent 71,6 % av den totale energiverdi mens energiverdien av den andre del 430 blir omtrent 28,4 % av den totale energiverdi av alle vinduskoeffisienter.

Naturligvis kan ligning (34) oppgis i en normalisert versjon ved å dividere energiverdien E med en normaliseringsfaktor  $E_0$  som i prinsipp kan være enhver energiverdi. Normaliseringsfaktoren  $E_0$  kan f.eks. være den totale energiverdi av alle vinduskoeffisientene av sekvensen av vinduskoeffisienter beregnet i samsvar med ligning (34).

Basert på de absolutte verdier av vinduskoeffisientene eller basert på energiverdiene av de respektive vinduskoeffisienter, kan også et midtpunkt eller et "massesentrum" av sekvensen av vinduskoeffisienter, bestemmes. Massesentrum eller midtpunktet av sekvensen av vinduskoeffisienter er et virkelig tall og ligger typisk i området av indeksen av den første del 420 av vinduskoeffisienter. I tilfellet med de respektive rammer som omfatter mer enn fire blokker av tidsdomeneaudiosampler ( $T > 4$ ), blir massesentrum  $n_{ca}$  basert på de absolutte verdier av vinduskoeffisientene eller massesentrum  $n_{ce}$  basert på energiverdiene av vinduskoeffisientene mindre enn  $3/2 \cdot N$ . I tilfellet  $T = 10$  blokker per ramme, ligger med andre ord massesentrum godt innenfor området av indekser av den første del 200.

Massesentrum  $n_{ca}$  basert på de absolutte verdier av vinduskoeffisientene  $w(n)$  defineres i samsvar med

$$n_{ca} = \frac{\sum_{n=0}^{N \cdot T - 1} n \cdot |w(n)|}{\sum_{n=0}^{N \cdot T - 1} |w(n)|} \quad (35)$$

og massesentrum  $n_{ce}$  i betraktning av energiverdien av vinduskoeffisientene  $w(n)$  defineres i samsvar med

$$n_{ce} = \frac{\sum_{n=0}^{N \cdot T - 1} n \cdot |w(n)|^2}{\sum_{n=0}^{N \cdot T - 1} |w(n)|^2} \quad (36)$$

der  $N$  og  $T$  er positive integere som indikerer antallet tidsdomeneaudiosampler per blokk og antallet blokker per ramme. Naturligvis kan midtpunktene ifølge ligningene (35) og (36) også beregnes i forbindelse med et begrenset sett av vinduskoeffisienter ved å erstatte grensen av summene ovenfor tilsvarende.



For vindusfunksjonen 700 som vist på fig. 1, er massesentrum  $n_{ca}$  basert på de absolutte verdier av vinduskoeffisientene  $w(n)$  lik en verdi på  $n_{ca} \approx 87,75$  og midtpunktet eller massesentrumet  $n_{ce}$  i forbindelse med energiverdiene av vinduskoeffisientene  $w(n)$  er  $n_{ce} \approx 80,04$ . Ettersom den første del 200 av vinduskoeffisientene av vindusfunksjonen 700 omfatter 96 ( $= 3/2 \cdot N$ ;  $N = 64$ ) vinduskoeffisienter, ligger begge midtpunktene godt innenfor den første del 200 av vinduskoeffisienter som tidligere nevnt.

Vinduskoeffisientene  $w(n)$  av vindusfunksjonen 700 er basert på verdiene gitt i tabellen i tillegg 1. For å oppnå f.eks. egenskapene med liten forsinkelse av filterbanken som nevnt tidligere, er det imidlertid nødvendig å implementere vindusfunksjonen nøyaktig som gitt av vinduskoeffisientene i tabellen i tillegg 1. I mange tilfeller er det mer enn tilstrekkelig at vinduskoeffisientene av en vindusfunksjon omfatter 640 vinduskoeffisienter for å oppfylle noen av forholdene eller ligningene gitt i tabellene i tilleggene 2-4. Vinduskoeffisientene eller filterkoeffisientene gitt i tabellen i tillegg 1 representerer foretrukne verdier som kan tilpasses i samsvar med ligningene (16a) og (16b) i enkelte implementeringer. Som indikert f.eks. av de andre tabellene i de andre tilleggene, kan imidlertid de foretrukne verdier varieres for andre, tredje, fjerde, femte siffer etter desimalpunktet, slik at de resulterende filtre eller vindusfunksjonene fremdeles har fordelene med utførelsen ifølge oppfinnelsen. Avhengig av implementeringsdetaljer for å tilveiebringe vinduskoeffisienter basert på verdiene gitt i tabellene i tilleggene 1 og 3, bør imidlertid tilleggsgtegnendringer i forbindelse med vinduskoeffisientene tilsvarende indeksene 128 til 255 og 384 til 511 (multiplikasjon med faktor (-1)) vurderes i forbindelse med ligningene (16a) og (16b).

Naturligvis kan andre vindusfunksjoner som omfatter et annet antall vinduskoeffisienter også defineres og brukes i rammen av utførelser ifølge oppfinnelsen. I denne sammenheng skal det bemerkes at både antallet tidsdomeneaudiosamplere per blokk og antallet blokker per ramme samt fordelingen av blokker i forbindelse med tidligere samplere og fremtidige samplere kan varieres over en lang rekke parametere.

Fig. 12 viser en sammenligning mellom et kompleksmodulert filterbankvindu med liten forsinkelse (CMLDFB-vindu) 700 som vist på fig. 11 og det originale SBR QMF-prototypefilter 720 som blir brukt f.eks. i SBR-verktøyet ifølge MPEG-standarden. Som vist på fig. 11 blir CMLDFB-vinduet 700 enda en gang syntesevinduet i samsvar med en utførelse.

Selv om vindusfunksjonen 700 ifølge en utførelse er tydelig asymmetrisk som definert i forbindelse med ligning (30), er det opprinnelige SBR QMF-prototypefilter 720 symmetrisk i forbindelse med indeksene  $n = 319$  og  $320$  ettersom vindusfunksjonen 700 samt SBR QMF-prototypefilteret 720 hver defineres i forbindelse med 640 indekser hver. Med andre ord blir "indeksverdien"  $n_0$  som representerer indeksen av symmetrisenteret, i forbindelse med ligning (29), gitt av  $n_0 = 319,5$  i tilfellet SBR QMF-prototypefilteret 720.

På grunn av symmetrien av SBR QMF-prototypefilteret 720, er videre også midtpunktet  $n_{ca}$  og  $n_{ce}$  ifølge ligningene henholdsvis (35) og (36) identisk med symmetrisenteret  $n_0$ . Energiverdien av SBR QMF-prototypefilteret 720 er 64,00 ettersom prototypefilteret er et ortogonalt filter. På en annen side omfatter den tydelige asymmetriske vindusfunksjon 700 en energiverdi på 78,0327 som nevnt tidligere.

I de følgende avsnitt av beskrivelsen vil SBR-systemer som omtalt i forbindelse med fig. 5 og 6 bli vurdert i hvilken SBR-dekoderen 610 omfatter utførelser ifølge oppfinnelsen i form av en analysefilterbank som filterbanken 620 og en utførelse ifølge oppfinnelsen i form av en syntesefilterbank for syntesefilterbanken 640. Som nevnt i detalj, bruker den totale forsinkelse av en analysefilterbank ifølge oppfinnelsen vindusfunksjonen 700 som vist på fig. 11 og 12 og omfatter en total forsinkelse på 127 sampler mens det opprinnelige SBR QMF-prototypefilter baserte SBR-verktøy fører til en total forsinkelse på 640 sampler.

Erstatningen av QMF-filterbanken i SBR-modulen, f.eks. i SBR-dekoderen 610, med en kompleksverdi filterbank med en liten forsinkelse (CLDFB) fører til en forsinkelsesreduksjon fra 42 ms til 31,3 ms uten å innføre en svekkelse av audiokvaliteten eller en tilleggskompleksitet ved beregningen. Med den nye filterbank støttes både standard SBR-modus (høykvalitetsmodus) og laveffektsmodus som bare bruker realverdi filterbanker som beskrivelsen av utførelsen ifølge oppfinnelsen i forbindelse med fig. 7 til 10 har vist.

Spesielt på området telekommunikasjon og toveiskommunikasjon, er liten forsinkelse av stor betydning. Selv om det forbedrede AAC med liten forsinkelse allerede kan oppnå en forsinkelse som er tilstrekkelig liten for kommunikasjonsanvendelser på 42 ms, er dens algoritmiske forsinkelse fremdeles høyere enn for kjernekodeken med liten forsinkelse AAC som kan oppnå forsinkelser ned til 20 ms og andre telekommunikasjonskodeker. I SBR-dekoderen 610, vil QMF-analysen og syntesetrinnene fremdeles forårsake en rekonstruksjonsforsinkelse på 12 ms. En lovende fremgangsmåte for å redusere denne forsinkelsen på er å utnytte en filterbank med liten forsinkelse i samsvar med en utførelse av oppfinnelsen og erstatte gjeldende QMF-filterbanker med en versjon med liten forsinkelse ifølge utførelsene. Med andre ord oppnås ytterligere forsinkelsesreduksjon ganske enkelt ved å erstatte vanlig filterbanker som blir brukt i SBR-modulen 610 med en kompleks filterbank med liten forsinkelse ifølge utførelsen.

For bruk i SBR-modulen 610, er de nye filterbanken ifølge utførelsene som også kalles CLDFB, konstruert for å være så nær de opprinnelig brukte QMF-filterbanker som mulig. Dette omfatter f.eks. bruk av 64 delbånd eller bånd, en lik lengde av pulsresponsene og en kompatibilitet med dobbelrate moduser som brukt i SBR-systemer.

Fig. 13 viser sammenligningen mellom CLDFB-vindusformen 700 ifølge en utførelse og det opprinnelige SBR QMF-prototypefilter 720. Videre viser den forsinkelsen av modulert filterbank som kan bestemmes ved å analysere overlappingsforsinkelsen innført av prototypefilteret eller vindusfunksjonen i tillegg til rammeforsinkelsen av modulasjonskjernen med en lengde av  $N$  sampler i tilfellet et DCT-IV-basert system. Situasjonen vist på fig. 13 gjelder enda gang tilfellet med en syntesefilterbank. Vindusfunksjon 700 og prototypefilterfunksjonen 720 representerer også impulsresponser av synteseprototypefiltrene av de to filterbankene som er brukt.

Med hensyn til forsinkelsesanalysen for både SBR QMF-filterbanken og den foreslåtte CLDFB i samsvar med en utførelse i analysen og syntesen, vil bare overlappingen på høyre side og venstre side av modulasjonskjernen legge til forsinkelser.

For begge filterbanker blir modulasjonskjernen basert på en DCT-IV som innfører en forsinkelse på 64 sampler som er merket på fig. 13 som forsinkelsen 750. I tilfellet SBR QMF-prototypefilteret 720, og på grunn av symmetrien, blir modulasjonskjerneforsinkelsen 750

symmetrisk anordnet i forhold til massesentrum eller midtpunktet av den respektive prototypefilterfunksjon 720 som vist på fig. 13. Årsaken til denne atferd er at bufferen av SBR QMF-filterbanken må fylles opp til et punkt som prototypefilterfunksjonen 720 har mest betydelig bidrag ved når det gjelder de respektive energiverdier av prototypefilterverdien som vurdert under  
5 behandlingen. På grunn av formen av prototypefilterfunksjonen 720, krever dette at bufferen fylles opp minst til midtpunktet eller massesentrum av den respektive prototypefilterfunksjon.

For å vise dette ytterligere, og ved å begynne fra en helt initialisert buffer av den tilsvarende SBR QMF-filterbank, må bufferen fylles opp til et punkt som behandlingen av data vil føre til en behandling av vesentlig data som krever at den respektive vindusfunksjon eller  
10 prototypefilterfunksjon får et tilstrekkelig bidrag. I tilfellet med SBR QMF-prototypefilterfunksjonen, gir den symmetriske form av prototypefilteret 720 en forsinkelse som er i størrelsesorden massesentrum eller midtpunktet av prototypefilterfunksjonen.

Ettersom forsinkelsen innført av modulasjonskjernen av DCT-IV-basert system av  $N = 64$  for samplene alltid er til stede og systemet også omfatter en forsinkelse på en blokk, vil det fremgå  
15 at synteseprototypen for SBR QMF innfører en overlappingsforsinkelse på 288 sampler.

Som nevnt tidligere, og i tilfellet med syntesefilterbanker som fig. 4 angår, forårsaker denne ekstra venstre overlapping 760 forsinkelsen mens den høyre side overlapping 770 angår tidligere sampler og følgelig ikke innfører en ekstra forsinkelse i en syntesefilterbank.

På en annen side og med begynnelse med en helt initialisert buffer av CLDFB i følgende  
20 utførelse, kan syntesefilterbanken samt analysefilterbanken tilveiebringe "meningsfulle" data snarere enn SBR QMF-filterbanken på grunn av formen av vindusfunksjonen. På grunn av formen av analyse- eller syntesevindusfunksjonen 700, indikerer sampler behandlet av vindusfunksjonene at det vesentlige bidrag med andre ord blir mulig tidligere. Som konsekvens innfører synteseprototypen eller syntesevindusfunksjonen av CLDFB bare en overlappingsforsinkelse på 32  
25 sampler under hensyntagen til forsinkelsen som allerede er innført av modulasjonskjernen 750. Den første del 720 eller den første gruppe 420 av vinduskoeffisienter av vindusfunksjonen 700 ifølge en utførelse omfatter i en foretrukket utførelse 96 vinduskoeffisienter tilsvarende forsinkelsen forårsaket av den venstre sides overlapping 760 sammen med modulasjonskjerneforsinkelsen 750.

Samme forsinkelse blir innført av analysefilterbanken eller analyseprototypefunksjonen.  
30 Årsaken er at analysefilterbanken er basert på den tidsreverserte versjon av syntesevindusfunksjonen eller prototypefunksjonen. Således blir overlappingsforsinkelsen innført på høyre side og omfatter samme overlappingsstørrelse som syntesefilterbanken. I tilfellet med en opprinnelig QMF-prototypefilterbank, blir følgelig også en forsinkelse på 288 sampler innført mens bare 32 sampler blir innført som forsinkelse for en analysefilterbank ifølge en utførelse av  
35 oppfinnelsen.

Tabellen vist på fig. 14a gir et overblikk over forsinkelsen med forskjellige modifikasjonstrinn som forutsetter en rammelengde på 480 sampler og en samplingsrate på 48 kHz. I en standard konfigurasjon som omfatter en AAC-LD-kodek sammen med et standard SBR-verktøy, forårsaker MDCT og IMDCT-filterbanker i dobbelratemodus forsinkelser på 40 ms.  
40 Videre forårsaker selve QMF-verktøyet en forsinkelse på 12 ms. På grunn av en SBR-overlapping,

blir ytterligere en forsinkelse på 8 ms generert, slik at den totale forsinkelse av denne kodek er i området 60 ms.

Som sammenligning omfatter en AAC-ELD-kodek situasjoner av liten forsinkelse av MDCT og IMDCT generert i dobbelratefremgangsmåten en forsinkelse på 30 ms. Sammenlignet med den opprinnelige QMF-filterbank av et SBR-verktøy, vil bruk av en kompleksverdi filterbank med liten forsinkelse ifølge en utførelse av oppfinnelsen føre til en forsinkelse på bare 1 ms sammenlignet med 12 ms for det opprinnelige QMF-verktøy. Ved å unngå SBR-overlapping, kan en tilleggsoverlapping på 8 ms av en enkelt kombinasjon av en AAC-LD og SBR-verktøyet unngås fullstendig. Følgelig kan den forbedrede AAC-kodek med liten forsinkelse være i stand til å oppnå en total algoritmisk forsinkelse på 31 ms snarere enn 60 ms for den tidligere nevnte enkle kombinasjon. Følgelig vil det fremgå at kombinasjonen i fremgangsmåten for den beskrevne forsinkelsesreduksjon faktisk fører til en total forsinkelsesbesparelse på 29 ms.

Tabellen på fig. 14b gir en oversikt over den totale kodek forsinkelse forårsaket av den opprinnelige og foreslåtte filterbankversjoner i et system som vist på fig. 5 og 6. Dataene og verdiene på fig. 14b er basert på en samplingsrate på 48 kHz og en rammestørrelse for kjernekodekoden på 480 sampler. På grunn av dobbelraten i et SBR-system som vist og beskrevet på fig. 5 og 6, kjører kjernekodekoden effektivt i en samplingsrate på 24 kHz. Siden rammeforsinkelsen på 64 sampler på modulasjonskjernen allerede er innført av kjernekodekoden, kan den trekkes fra de selvstendige forsinkelsesverdier av de to filterbanker som beskrevet i forbindelse med fig. 13.

Tabellen på fig. 14b understreker at det er mulig å minske den totale forsinkelse av den forbedrede AAC-kodek med liten forsinkelse som omfatter versjoner med liten forsinkelse av en MDCT og IMDCT (LD MDCT og LD IMDCT). Mens en total algoritmisk forsinkelse på 42 ms er bare oppnåelig ved å bruke versjonene med liten forsinkelse av MDCT og IMDCT samt de opprinnelige QMF-filterbanker ved å bruke kompleksverdi filterbanker med liten forsinkelse ifølge utførelser av oppfinnelsen i stedet for de konvensjonelle QMF-filterbanker, kan den totale algoritmefforsinkelse vesentlig reduseres til bare 31,3 ms.

For å evaluere kvaliteten av filterbankene ifølge utførelsene og systemene som omfatter en eller flere filterbanker, har lytteprøver blitt utført hvorfra det kan konkluderes at filterbanken ifølge utførelsen av oppfinnelsen holder lyd kvaliteten av AAC-ELD på samme nivå og ikke innfører noen svekkelse verken for den komplekse SBR-modus eller for den realverdi laveffekt SBR-modus. Således vil ikke de forsinkelsesoptimerte filterbanker ifølge utførelsene innføre noen belastning på lyd kvaliteten selv om de kan redusere forsinkelsen med så mye som 10 ms. For transientproblemer har det også blitt observert at noen små men ikke statistisk betydelige forbedringer kan oppnås. Ovennevnte forbedring har blitt observert under lytteprøver med kastanjetter og klokkespill.

For ytterligere å bekrefte at nedsamlingen i tilfellet med en 32-bånd filterbank ifølge en utførelse av oppfinnelsen virker like godt for filterbanker ifølge oppfinnelsen sammenlignet med QMF-filterbanker, blir følgende evaluering utført. Først blir en logaritmisk sinussveip analysert med en nedsamlet 32-bånds filterbank, der de 32 øvre bånd som ble initialisert med nuller, lagt til. Etterpå ble resultatet syntetisert av en 64 bånd filterbank og nedsamlet igjen og sammenlignet med det opprinnelige signal. Ved å bruke et konvensjonelt SBR QMF-prototypefilter ble det oppnådd et signal/støyforhold (SNR) på 59,5 dB. En filterbank ifølge oppfinnelsen oppnår imidlertid en SNR-

verdi på 78, 5 dB som viser at filterbanken ifølge utførelsen også virker i den nedsamlede versjon minst like godt som de opprinnelige QMF-filterbanker.

For å vise at denne fremgangsmåte med forsinkelsesoptimert, ikke-symmetrisk filterbank som brukt i utførelsene ifølge oppfinnelsen gir en tilleggsverdi sammenlignet med en klassisk filterbank med en symmetrisk prototype, vil asymmetriske prototyper bli sammenlignet med symmetriske prototyper med samme forsinkelse, i det følgende.

Fig. 15a viser en sammenligning av en frekvensrespons i en illustrasjon av en filterbank ifølge oppfinnelsen som bruker et vindu med liten forsinkelse (graf 800) sammenlignet med frekvensresponsen av en filterbank som bruker et sinusvindu med en lengde på 128 uttak (graf 810).

Fig. 15b viser en forstørrelse av frekvensresponsen i nærfeltet av samme filterbanker ved å bruke samme vindusfunksjoner som nevnt tidligere.

En direkte sammenligning av de to grafene 800, 810 viser at frekvensresponsen av filterbanken som bruker en filterbank med liten forsinkelse ifølge utførelsen, er vesentlig bedre enn den tilsvarende frekvensrespons av en filterbank brukt i et sinusvindu med 128 uttak og samme forsinkelse.

Fig. 16a viser også en sammenligning av forskjellige vindusfunksjoner med en total forsinkelse på 127 sampler. Filterbanken (CLDFB) med 64 bånd omfatter en total forsinkelse på 127 sampler, herunder rammeforsinkelsen og overlappingsforsinkelsen. En modulert filterbank med en symmetrisk prototype og samme forsinkelse vil følgelig ha en prototype med lengde 128 som allerede vist i forbindelse med fig. 15a og 15b. For disse filterbanker med 50 % overlapping, f.eks. MDCT, sinusvinduer eller Kaiser-Bessel-avledede vinduer gir generelt et godt valg for prototyper. Følgelig blir en oversikt på fig. 16a av en frekvensrespons av en filterbank som bruker et vindu med liten forsinkelse som prototype ifølge en utførelse, sammenlignet med frekvensresponsene av alternative symmetriske prototyper med samme forsinkelse. Fig. 16a viser, bortsett fra frekvensresponsen av filterbanken ifølge oppfinnelsen (graf 800) og frekvensresponsen av en filterbank som bruker sinusvindu (graf 810), som allerede vist på fig. 15a og 15b, videre to KBD-vinduer basert på parametrene  $\alpha = 4$  (graf 820) og  $\alpha = 6$  (graf 830). Både fig. 16a og nærrisiet av 16a vist på fig. 16b viser tydelig at en meget bedre frekvensrespons kan oppnås med en filterbank ifølge en utførelse av oppfinnelsen som har en ikke-symmetrisk vindusfunksjon eller en prototypefilterfunksjon med samme forsinkelse.

For å vise denne fordel på en mer generell basis på fig. 17, blir to filterbankprototyper med forsinkelsesverdier som er forskjellig fra den tidligere beskrevne filterbank sammenlignet. Mens filterbanken ifølge oppfinnelsen som blir vurdert under fig. 15 og 16 har en total forsinkelse på 127 sampler, som tilsvarer en overlapping av 8 blokker i tidligere og 0 blokker i fremtiden (CLDFB 80), viser fig. 17 en sammenligning av frekvensresponsen av to forskjellige filterbankprototyper med samme forsinkelse på 383 sampler. Mer nøyaktig viser fig. 17 en frekvensrespons av en ikke-symmetrisk prototypefilterbank (graf 840) ifølge en utførelse som er basert på en overlapping av 16 blokker av tidsdomenesampler i tidligere og to blokker av tidsdomenesampler i fremtiden (CLDFB 62). Videre viser fig. 17 også frekvensresponsen (graf 850) av en tilsvarende symmetrisk prototypefilterfunksjon som også har forsinkelse på 383 sampler. Det vil fremgå at en ikke-symmetrisk prototype eller vindusfunksjon med samme forsinkelsesverdi, oppnår en bedre en

frekvensrespons enn en filterbank med en symmetrisk vindusfunksjon eller prototypefilter. Dette viser muligheten til å oppnå et bedre kompromiss mellom forsinkelse og kvalitet, som nevnt tidligere.

Fig. 18 viser den tidsbestemte maskeringseffekt av det menneskelige øre. Når en lyd eller en tone oppstår på et tidsøyeblikk vist av linjen 860 på fig. 18, vil en maskeringseffekt av frekvensen av tonen eller lyden og nærliggende frekvenser oppstå omtrent 20 ms før den faktiske lyd begynner. Denne effekt kalles forhåndsmaskering og er et aspekt ved psykoakustiske egenskaper ved det menneskelige øret.

I situasjonen vist på fig. 18 holdes lyden hørbar i omtrent 200 ms inntil øyeblikket vist av en linje 870. I løpet av denne tid er en maskering av det menneskelige øret aktiv og kalles også simultan maskering. Etter at lyden stopper (vist av linje 870), vil maskeringen av frekvensen i den nærliggende frekvens av tonen langsomt avta over en tidsperiode på omtrent 150 ms som vist på fig. 18. Denne psykoakustiske effekt kalles også postmaskering.

Fig. 19 viser en sammenligning av en forekkoatferd av et konvensjonelt HE-AAC-kodet signal og et HE-AAC-kodet signal og et HE-AAC-kodet signal som er basert på en filterbank som bruker en filterbank med liten forsinkelse (CMLDFB) ifølge en utførelse av oppfinnelsen. Fig. 19a viser det opprinnelige tidssignal av kastanjetter som har blitt behandlet med et system som omfatter en HE-AAC-kodek (HE-AAC = høyeffektiv avansert audiokodek). Signalet fra systemet basert på den konvensjonelle HE-AAC er vist på fig. 19b. En direkte samling av de to signalene, det opprinnelige tidssignal og utgangssignalet av HE-AAC-kodeken, viser at utgangssignalet, før begynnelsen av lyden av kastanjetterne i området vist av pilen 880, omfatter utgangssignalet av HE-AAC-kodeken merkbare preekoeffekter.

Fig. 19c viser et utgangssignal av et system som omfatter en HE-AAC basert på filterbanker som omfatter CMLDFB-vinduer ifølge en utførelse av oppfinnelsen. De samme opprinnelige tidssignaler som vist på fig. 19a og behandlet ved å bruke filterbanker ifølge en utførelse av oppfinnelsen viser et betydelig redusert utseende av preekoeffekter like før begynnelsen av et kastanjettsignal som vist av en pil 890 på fig. 19c. På grunn av premaskeringseffekten som beskrevet i forbindelse med fig. 18, vil preekoeffekten vist av pilen 890 på fig. 19c bli langt bedre maskert enn preekoeffektene indikert av pilen 880 av den konvensjonelle HE-AAC-kodek. Følgelig vil preekkoatferden av filterbanker ifølge oppfinnelsen som også er et resultat av den vesentlig reduserte forsinkelse sammenlignet med konvensjonelle filterbanker bevirke at signalet blir langt bedre tilpasset de tidsbestemte maskeringsegenskaper og psykoakustikken ved det menneskelige øret. Som resultat og som allerede indikert under beskrivelsen av lytteprøvene, kan bruk av filterbanker ifølge oppfinnelsen også føre til en forbedring av kvaliteten forårsaket av den reduserte forsinkelse.

Utførelser ifølge oppfinnelsen øker ikke beregningskompleksiteten sammenlignet med konvensjonelle filterbanker. Filterbanker med liten forsinkelse bruker samme filterlengde og samme modulasjonsmodus som f.eks. QMF-filterbanker i SBR-systemer, slik at beregningskompleksiteten ikke øker. Når det gjelder minnekrav som skyldes den asymmetriske natur av prototypefiltere, at ROM (leseminne) minnekravet til syntesefilterbanken øker omtrent med 320 ord i en filterbank

basert på  $N = 64$  sampler per blokk og  $T = 10$  blokker per ramme. Når det gjelder et SBR-reversert system, øker videre minnekravet ytterligere med 320 ord hvis analysefilteret blir lagret separat.

Ettersom gjeldende ROM-krav til en AAC-ELD-kjerne er omtrent 2,5 k ord (kilo ord) og for SBR-implementering i tillegg 2,5 k ord, blir imidlertid ROM-kravet bare moderat økt med  
 5 omtrent 10 %. Som et mulig kompromiss mellom minne og kompleksitet, og hvis lite minneforbruk er viktig, kan en lineær interpolasjon brukes for å generere analysefilteret fra syntesefilteret som skissert i forbindelse med fig. 3 og ligning (15). Denne interpolasjon øker antallet nødvendige instruksjoner bare med omtrent 3,6 %. Følgelig kan en erstatning av de konvensjonelle QMF-  
 10 filterbanker i rammen av SBR-moduler med filterbanker med liten forsinkelse ifølge utførelsene redusere forsinkelsen i enkelte utførelser med så mye som 10 ms uten å svekke lyd kvaliteten eller vesentlig å øke kompleksiteten.

Utførelser ifølge oppfinnelsen angår følgelig en analyse eller et syntesevindu eller apparat eller fremgangsmåte for vindussending. Videre er det beskrevet en analyse eller en syntesefilterbank eller en fremgangsmåte for å analysere eller syntetisere et signal ved å bruke et vindu. Naturligvis  
 15 blir dataprogrammet som implementerer en av de ovennevnte fremgangsmåter også beskrevet.

Implementering ifølge utførelsen av oppfinnelsen kan utføres som maskinvareimplementeringer, programvareimplementeringer eller en kombinasjon av begge. Datavektorer og variabler som genereres, mottas eller på annen måte lagres for behandling, kan lagres i forskjellige typer minne, slik som direktelager, buffere, leseminne, ikke-flyktige minner  
 20 (f.eks. EEPROM, flash-minne) eller andre minner, slik som magnetiske eller optiske minner. En lagringsposisjon kan f.eks. være en eller flere minneenheter som kan lagre eller oppbevare de respektive mengder data, slik som variabler, parametere, vektorer, matriser, vinduskoeffisienter eller annen informasjon og data.

Programvareimplementeringer kan brukes på forskjellige datamaskiner, datamaskinlignende  
 25 systemer, prosessorer, ASIC (applikasjonsspesifikke integrerte kretser) eller andre integrerte kretser (IC).

Avhengig av bestemte implementeringskrav av utførelsene, kan disse implementeres i maskinvare, programvare eller en kombinasjon av disse. Implementering kan utføres ved å bruke et digitalt lagringsmedium, især en disk CD, en DVD eller en annen disk med et elektronisk lesbart  
 30 styresignal som samvirker et programmerbart datasystem, en prosessor eller integrert krets, slik at en utførelse av den nye fremgangsmåten kan utføres. Generelt er følgelig en utførelse av oppfinnelsen også et dataprogramprodukt med en programkode lagret på en maskinlesbar bærer, idet programkoden kan brukes for å utføre en utførelse av de nye fremgangsmåter når dataprogrammet kjøres på en datamaskin, en prosessor eller integrert krets. Med andre ord er  
 35 følgelig utførelsen av de nye fremgangsmåter et dataprogram med en programkode for å utføre minst en utførelse av fremgangsmåten når programmet kjøres på en datamaskin, en prosessor eller integrert krets.

I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge utførelsene, er analysevindussendingen (110) tilpasset slik at en første del av analysevindusfunksjonen omfatter  
 40 en vinduskoeffisient med en absolutt maksimumsverdi som er større enn 1.

I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge utførelsene, er analysevindussendingen (110) tilpasset slik at analysevindusfunksjonen omfatter en oscilleringsatferd.

I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge en utførelse  
5 av oppfinnelsen, er analysevindussendingen (110) tilpasset slik at alle vinduskoeffisienter av sekvensen av vinduskoeffisienter er virkelig verdsatt vinduskoeffisienter.

I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er analysevindussendingen (110) tilpasset slik at rammen (120) av  
10 tidsdomeneaudioinngangssamplere omfatter en sekvens av T-blokker (130) av tidsdomeneaudioinngangssamplere som strekker seg fra de tidligste til de siste tidsdomeneaudioinngangssamplere av rammen (120), idet hver blokk omfatter N tidsdomeneaudioinngangssamplere, der T og N er positive integere og T er større enn 4.

I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er analysevindussendingen (110) tilpasset slik at vindusutsendelsen omfatter en  
15 elementvis multiplisering av tidsdomeneaudioinngangssamplere av rammen (110) med vinduskoeffisientene av sekvensene av vinduskoeffisienter.

I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er analysevindussendingen (110) tilpasset slik at hvert  
20 tidsdomeneaudioinngangssampel blir elementvist multiplisert med en vinduskoeffisient av analysevindusfunksjonen ifølge en sekvens av tidsdomeneaudioinngangssamplere og sekvensen av vinduskoeffisienter.

I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, blir analysevindussendingen (110) tilpasset slik at det for hvert  
25 tidsdomeneaudioinngangssampel av rammen (120) av tidsdomeneaudioinngangssamplene blir generert nøyaktig et vindussampel.

I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er analysevindussendingen (110) tilpasset slik at vinduskoeffisienten tilsvarer en  
indeks av vinduskoeffisientene  $n = (T-3) \cdot N$  som omfatter en verdi på mindre enn  $-0,1$ , der indeksen av sekvensen av vinduskoeffisienter er en integer i området 0 til  $N \cdot T - 1$  og der vinduskoeffisienten  
30 brukt for vindusutsendelsen av det siste tidsdomeneaudioinngangssampel er vinduskoeffisienten som tilsvarer indeksen  $N \cdot T - 1$ .

I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er analysevindussendingen (110) tilpasset slik at den første del av  
vinduskoeffisienten omfatter  $3/2 \cdot N$  vinduskoeffisienter og den andre del av vinduskoeffisientene  
35 omfatter  $(T - 3/2) \cdot N$  vinduskoeffisienter av sekvensen av vinduskoeffisienter.

I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er analysevindussendingen (110) tilpasset slik at vinduskoeffisientene  $c(n)$  oppfyller forholdene som gitt i tabellen i tillegg 3.

I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge en utførelse  
40 av oppfinnelsen, er analysevindussendingen (110) tilpasset slik at vinduskoeffisientene  $c(n)$  oppfyller forholdene som vist i tabellen i tillegg 2.



I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er analysevindussendingen (110) tilpasset slik at vinduskoeffisientene  $c(n)$  omfatter verdiene gitt i tabellen i tillegg 1.

I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er analysevindussendingen (110) eller apparatet (100) tilpasset slik at analysevindusfunksjonen (190) omfatter et første antall vinduskoeffisienter avledet fra en større vindusfunksjon som omfatter en sekvens av et større andre antall vinduskoeffisienter, der vinduskoeffisientene av vindusfunksjonen blir avledet av en interpolasjon av vinduskoeffisienter av den større vindusfunksjon og der det andre antall er et likt antall.

I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er analysevindussendingen (110) eller apparatet (100) tilpasset slik at vinduskoeffisientene av vindusfunksjonen er interpolert lineært.

I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er analysevindussendingen (110) eller apparatet (100) tilpasset slik at vinduskoeffisientene av analysevindusfunksjonen blir interpolert basert på to etterfølgende vinduskoeffisienter av den større vindusfunksjon i samsvar med sekvensen av vinduskoeffisienter av den større vindusfunksjon for å oppnå en vinduskoeffisient av vindusfunksjonen.

I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er analysevindussendingen (110) eller apparatet (100) tilpasset for å oppnå vinduskoeffisientenes  $c(n)$  av analysevindusfunksjonen basert på ligningen

$$c(n) = \frac{1}{2}(c_2(2n) + c_2(2n+1))$$

der  $n$  er en integer som indikerer en indeks av vinduskoeffisientene  $c(n)$  og  $c_2(n)$  er en vinduskoeffisient av den større vindusfunksjon.

I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er apparatet (100) tilpasset slik at rammen (120) av tidsdomeneaudioinngangssamplene for behandling, blir generert ved å flytte (T-1) senere blokker av en direkte foregående ramme (120) av tidsdomeneaudioinngangssamplene med en blokk mot de tidligere tidsdomeneaudioinngangssamplene og addere en blokk (220) med nye tidsdomeneaudiosamplene når blokken omfatter de siste tidsdomeneaudioinngangssamplene av den nærværende ramme (120).

I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er apparatet (100) tilpasset slik at rammen (120) av tidsdomeneaudioinngangssamplene  $x(n)$  for behandling, blir generert basert på å flytte tidsdomeneaudioinngangssamplene  $x_{prev}(n)$  av den direkte foregående ramme (120) av tidsdomeneaudioinngangssamplene, basert på ligningen

$$x(n-32) = x_{prev}(n)$$

for en tids- eller sampelindeks  $n = 32, \dots, 319$ , og der apparatet (100) videre er tilpasset for å generere tidsdomeneaudioinngangssamplene  $x(n)$  av nærværende ramme (120) av

tidsdomeneaudioinngangssamplere ved å ta med 32 neste innkommende tidsdomeneinngangssamplere i samsvar med en rekkefølge av de innkommende tidsdomeneaudioinngangssamplere av avtagende tid eller sampelindeks  $n$  for tidsdomeneaudioinngangssamplere  $x(n)$  av nærværende ramme (120) som begynner ved tidspunktet eller sampelindeksen  $n = 31$ .

5 I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, omfatter kalkulatoren (170) en tids/frekvenskonverter som kan generere audiodelbåndsverdier, slik at alle delbåndsverdier basert på en ramme (150) av vindussendte samplere representerer en spektral fremstilling av vindussendte samplere av rammen (150) av vindussendte samplere.

10 I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er tids/frekvenskonverteren tilpasset for å generere kompleksverdi eller realverdi audiodelbåndsverdier.

I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er kalkulatoren (170) tilpasset for å beregne en audiodelbåndsverdi for hvert  
15 tidsdomeneaudioinngangssampel av en blokk (130) av tidsdomeneaudioinngangssamplere, der beregningen av hver audiodelbåndsverdi eller hvert av tidsdomeneaudioinngangssamplere av en blokk (130) av tidsdomeneaudioinngangssamplere er basert på de vindussendte samplere av den vindussendte ramme (150).

I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge en utførelse  
20 av oppfinnelsen, er kalkulatoren (170) tilpasset for å beregne audiodelbåndsverdiene basert på å multiplisere vindussamplene (150) med en harmonisk oscillerende funksjon for hver delbåndsverdi og summere de multipliserte vindussamplere, der en frekvens av den harmonisk oscillerende funksjon er basert på en senterfrekvens for et tilsvarende delbånd av delbåndsverdiene.

I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge en utførelse  
25 av oppfinnelsen, er kalkulatoren (170) tilpasset slik at den harmonisk oscillerende funksjon er en kompleks eksponentialfunksjon, en sinusfunksjon eller en cosinusfunksjon.

I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er kalkulatoren (170) tilpasset for å beregne audiodelbåndsverdier  $w_{kl}$  basert på  
30 ligningen

$$u_n = \sum_{j=0}^4 z(n + j \cdot 64)$$

for  $n = 0, \dots, 63$  og

$$w_{kl} = \sum_{n=0}^{63} u_n \cdot 2 \cdot f_{osc} \left( \frac{\pi}{64} \cdot (k + 0,5) \cdot (2n - 95) \right)$$

35 for  $k = 0, \dots, 31$ , der  $z(n)$  er et vindussendt sampel tilsvarende en indeks  $n$ , der  $k$  er en delbåndsindeks, der  $l$  er en indeks av blokk (180) av audiodelbåndsverdier og der  $f_{osc}(x)$  er en oscilleringsfunksjon avhengig av den realverdi, variable  $x$ .

I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er kalkulatoren (170) tilpasset slik at oscilleringsfunksjonen  $f_{osc}(x)$  er

$$f_{osc}(x) = \exp(i \cdot x)$$

5 eller

$$f_{osc}(x) = \cos(x)$$

eller

10  $f_{osc}(x) = \sin(x)$

der  $i$  er den tenkte enhet.

I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er apparatet (100) tilpasset for å behandle en ramme (120) av realverdi, tidsdomeneaudioinngangssamplere.

15 I et apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er apparatet (100) tilpasset for å levere et signal som indikerer en syntesevindusfunksjon (370) for bruk med audiodelbåndsverdiene eller som indikerer analysevindusfunksjonen (190) brukt for å generere audiodelbåndsverdiene.

I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosamplere ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er 20 apparatet (300) tilpasset for å generere en blokk (410) av tidsdomeneaudiosamplere, idet blokken (410) av tidsdomeneaudiosamplere omfatter  $N$  tidsdomeneaudiosamplere, der  $N$  er en positiv integer.

I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosamplere ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er apparatet (300) tilpasset for å generere blokken (410) av tidsdomeneaudiosamplere basert på en blokk (320) av audiodelbåndsverdier som omfatter  $N$  audiodelbåndsverdier og der kalkulatoren 25 (310) er tilpasset for å beregne sekvensen (330) av foreløpige domeneaudiosamplere som omfatter  $T \cdot N$  foreløpige domeneaudiosamplere, der  $T$  er en positiv integer.

I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosamplere ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er syntesevindussendingen (360) tilpasset slik at syntesevindusfunksjonen er asymmetrisk i forhold til sekvensvinduskoeffisienten.

30 I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosamplere ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er syntesevindusutsendelsen (360) tilpasset slik at en første del omfatter en maksimal verdi av alle vinduskoeffisienter av syntesevindusfunksjonen som har en absolutt verdi som er større enn 1.

I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosamplere ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er syntesevindussendingen (360) tilpasset slik at syntesevindusfunksjonen (370) omfatter en 35 oscilleringsatferd.

I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosamplere ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er syntesevindussendingen (360) tilpasset slik at den første del omfatter  $3/2 \cdot N$  vinduskoeffisienter og den andre del av vinduskoeffisientene omfatter  $(T-3/2) \cdot N$  vinduskoeffisienter, der  $T$  er en indeks

som er større eller lik 4 som indikerer et antall blokker 340 omfattet i rammen (330) av foreløpige domenesamplere.

I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosamplere ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er syntesevindussendingen (360) tilpasset slik at vindussendingen av sekvensen av foreløpige domenesamplere omfatter en elementvis multiplisering av foreløpige domenesamplene med en vinduskoeffisient.

I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosamplere ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er syntesevindussendingen (360) tilpasset slik at hvert foreløpige domenesampel blir elementvis multiplisert med vinduskoeffisienten av syntesevindusfunksjonen (370) i samsvar med sekvensen av foreløpige domenesamplere og sekvensen av vinduskoeffisienter.

I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosamplere ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er syntesevinduet (360) tilpasset slik at vinduskoeffisientene av syntesevindusfunksjonen (370) er realverdi verdier.

I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosamplere ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er syntesevindussendingen (360) tilpasset slik at vinduskoeffisienten  $c(n)$  oppfyller forholdene som oppgitt i tabellen i tillegg 3.

I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosamplere ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er syntesevindussendingen (360) tilpasset slik at vinduskoeffisientene  $c(n)$  oppfyller forholdene som gitt i tabellen i tillegg 2.

I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosamplere ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er syntesevindussendingen (360) tilpasset slik at vinduskoeffisientene  $c(n)$  omfatter verdiene gitt i tabellen i tillegg 1.

I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosamplere ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er syntesevindussendingen (360) eller apparatet (300) tilpasset slik at syntesevindusfunksjonen omfatter et første antall vinduskoeffisienter avledet fra en større vindusfunksjon som omfatter en sekvens av et større andre antall vinduskoeffisienter, der vinduskoeffisientene av vindusfunksjonen blir avledet av en interpolasjon av vinduskoeffisienter i den større vindusfunksjon og der det andre tallet er likt.

I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosamplere ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er syntesevindussendingen (360) eller apparatet (300) tilpasset slik at vinduskoeffisientene av syntesevindusfunksjonen (370) er interpolert lineært.

I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosamplere ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er syntesevindussendingen (360) eller apparatet (300) tilpasset slik at vinduskoeffisientene av syntesevindusfunksjonen (370) blir interpolert basert på to etterfølgende vinduskoeffisienter av den større vindusfunksjon ifølge sekvensen av vinduskoeffisientene av den større vindusfunksjon for å oppnå en vinduskoeffisient av vindusfunksjonen.

I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosamplere ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er syntesevindussendingen (360) eller apparatet (300) tilpasset for å oppnå vinduskoeffisientene  $c(n)$  av syntesevindusfunksjonen basert på ligning

40

$$c(n) = \frac{1}{2}(c_2(2n) + c_2(2n+1))$$

der  $n$  er en integer som indikerer en indeks av vinduskoeffisientene  $c(n)$  og  $c_2(n)$  er en vinduskoeffisient av den større vindusfunksjon.

I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosampler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er kalkulatoren (310) tilpasset for å beregne foreløpige domenesampler av sekvensen av foreløpige domenesampler basert på å multiplisere audiodelbåndsverdiene med en harmonisk oscillerende funksjon og oppsummere de multipliserte audiodelbåndsverdier, der frekvensen av den harmonisk oscillerende funksjon er basert på en senterfrekvens av det tilsvarende delbånd.

I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosampler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er kalkulatoren (310) tilpasset slik at den harmonisk oscillerende funksjon er en kompleks eksponentialfunksjon, en sinusfunksjon eller en cosinusfunksjon.

I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosampler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er kalkulatoren (310) tilpasset for å beregne realverdi foreløpige domenesampler basert på de kompleksverdi eller realverdi audiodelbåndsverdier.

I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosampler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er kalkulatoren (310) tilpasset for å beregne sekvensen av realverdi foreløpige domenesampler  $z(i,n)$  basert på ligningen

$$z_{i,n} = -\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \operatorname{Re} \left( X_{i,k} \cdot f_{osc} \left( \frac{\pi}{N} \left( n + \frac{1}{2} - \frac{N}{2} \right) \cdot \left( k + \frac{1}{2} \right) \right) \right)$$

for en integer  $n$  i området 0 til  $N \cdot T - 1$ , der  $\operatorname{Re}(x)$  er den virkelige del av det kompleksverdie nummer  $x$ ,  $\pi = 3,14 \dots$  som er det sirkulære tall og  $f_{osc}(x)$  som er en harmonisk oscillerende funksjon, der

$$f_{osc}(x) = \exp(i \cdot x)$$

når audiodelbåndsverdiene levert til kalkulatoren er kompleksverdi, der  $I$  er den tenkte enhet og der

$$f_{osc}(x) = \cos(x)$$

når audiodelbåndsverdiene levert til kalkulatoren (310) er virkelige verdier.

I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosampler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, omfatter kalkulatoren (310) en frekvens/tidskonverter som kan generere sekvensen av foreløpige domenesampler, slik at audiodelbåndsverdiene levert til kalkulatoren (310) representerer en spektral fremstilling av sekvensen av foreløpige domenesampler.

I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosampler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er frekvens/tidskonverteren tilpasset for å generere sekvensen av foreløpige domensampler basert på kompleksverdi eller realverdi audiodelbåndsverdier.

I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosampler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er kalkulatoren (310) tilpasset for å beregne sekvensen av foreløpige domenesampler  $g(n)$  fra audiodelbåndsverdiene  $X(k)$  basert på ligningen

$$v(n) = v_{prev}(n - 2N)$$

for en integer n i området  $20N - 1$  og  $2N$ ,

$$v(n) = \sum_{k=0}^{N-1} \operatorname{Re} \left( X(k) \cdot \frac{1}{64} \cdot \exp \left( i \frac{\pi}{2N} \left( k + \frac{1}{2} \right) \cdot (2n - (N - 1)) \right) \right)$$

5 for integeren n i området 0 og  $2N - 1$  og

$$g(2N \cdot j + k) = v(4Nj + k)$$

$$g(2N \cdot j + N + k) = v(4Nj + 3N + k)$$

for en integer j i området 0 og 4 og for en integer k i området 0 og  $N - 1$ , der N er en integer som indikerer antallet audiodelbåndsverdier og antallet tidsdomeneaudiosampler, der g er en virkelig verdsatt vektor, der  $v_{prev}$  er en virkelig verdsatt vektor v av den direkte foregående generasjon av tidsdomeneaudiosampler, der i er den tenkte enhet og  $\pi$  er det sirkulære tall.

I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosampler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er kalkulatoren (310) tilpasset for å beregne sekvensen av foreløpige domenesampler  $g(n)$  fra audiodelbåndsverdiene  $X(k)$  basert på ligningen

$$v(n) = v_{prev}(n - 2N)$$

for en integer n i området  $20N - 1$  og  $2N$ ,

$$v(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \cdot \frac{1}{32} \cdot \cos \left( \frac{\pi}{2N} \left( k + \frac{1}{2} \right) \cdot (2n - (N - 1)) \right)$$

20 for integeren n i området 0 og  $2N - 1$  og

$$g(2N \cdot j + k) = v(4Nj + k)$$

$$g(2N \cdot j + N + k) = v(4Nj + 3N + k)$$

for en integer j i området 0 og 4 og for en integer k i området 0 og  $N - 1$ , der N er en integer som indikerer antallet audiodelbåndsverdier og antallet tidsdomeneaudiosampler, der v er en virkelig verdsatt vektor, der  $v_{prev}$  er en virkelig verdsatt vektor v av den direkte foregående generering av tidsdomeneaudiosampler og der  $\pi$  er det sirkulære tall.

I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosampler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er det overlappingstillagte utgangstrinn (400) tilpasset for å behandle vindussendte foreløpige domenesampler på en overlappende måte, basert på T etterfølgende leverte blokker (320) av audiodelbåndsverdier.

I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosampler ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er overlappingstilleggstrinnet (400) tilpasset for å levere tidsdomenesampler  $out_1(n)$ , der n er en integer som indikerer en sampelindeks basert på ligningen

$$out_l(n) = \sum_{k=0}^{T-1} z_{(l-k),n+k+N}$$

der  $z_{l,n}$  er et vindussendt foreløpige domenesampel tilsvarende en sampelindeks og en ramme eller sekvensindeks  $l$  i området fra 0 til  $T - 1$ , der  $l = 0$  tilsvarende den siste ramme eller sekvens og mindre verdier av  $l$  tidligere genererte rammer eller sekvenser.

5 I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosamplere ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er det tillagte utgangstrinn (400) tilpasset for å levere tidsdomenesamplere  $out(k)$  basert på ligningen

$$out(k) = \sum_{n=0}^9 w(N \cdot n + k)$$

10 der  $w$  er en vektor som omfatter de vindussendte foreløpige domenesamplere og  $k$  er en integer som indikerer en indeks i området mellom 0 og  $(N-1)$ .

I et apparat for å generere tidsdomeneaudiosamplere ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er apparatet (300) tilpasset for å motta et signal som indikerer analysevindusfunksjonen (190) brukt for å generere audiodelbåndsverdier eller som indikerer syntesevindusfunksjonen (370) for bruk for å generere tidsdomeneaudiosamplere.

15 Ifølge en utførelse av oppfinnelsen, omfatter en koder (510) et apparat (560) for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler ifølge en utførelse av oppfinnelsen.

Ifølge en utførelse av oppfinnelsen, omfatter en koder (510) videre en kvantiserer og koder (570) koblet til apparatet (560) for å generere audiodelbåndsverdier og tilpasset for å kvantisere og kode audiodelbåndsverdiens signal av apparatet (560) og sende de kvantiserte kodede  
20 audiodelbåndsverdier.

Ifølge en utførelse av oppfinnelsen, omfatter en dekode (580) et apparat (600) for å generere tidsdomeneaudiosamplere ifølge en utførelse av oppfinnelsen.

Ifølge en utførelse av oppfinnelsen, omfatter dekode (580) videre en dekode og dekvantiserer (590) tilpasset for å motta kodede og kvantiserte audiodelbåndsverdier, koblet til  
25 apparatet (600) for å generere tidsdomeneaudiosamplere og for å levere de dekodete og dekvantiserte audiodelbåndsverdier som audiodelbåndsverdier til apparatet (600).

Ifølge en utførelse av oppfinnelsen, omfatter en SBR-koder (520) et apparat (530) for å generere audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler basert på en ramme av tidsdomeneaudioinngangssamplere levert til SBR-koderen (520) og en SBR-parameter  
30 ekstraheringsmodul (540) koblet til apparatet (530) for å generere audiodelbåndsverdier og hente ut og sende SBR parametere basert på audiodelbåndsverdiene.

Ifølge en utførelse av oppfinnelsen, omfatter et system (610) et apparat (620) for å generere audiodelbåndsverdier fra en ramme av tidsdomeneaudioinngangssamplere levert til systemet (620) og et apparat (640) for å generere tidsdomeneaudiosamplere basert på audiodelbåndsverdiene  
35 generert av apparatet (640) for å generere audiodelbåndsverdier.

Ifølge en utførelse av oppfinnelsen, er et system (610) en SBR-dekode.

Ifølge en utførelse av oppfinnelsen, omfatter et system videre en HF-generator (630) koblet mellom apparatet (620) for å generere audiodelbåndsverdier og apparatet (640) for å generere

tidsdomeneaudiosamplere og for å motta SBR-data tilpasset for å modifisere eller legge til audiodelbåndsverdier basert på SBR-dataene og audiodelbåndsverdiene fra apparatet (620) for å generere audiodelbåndsverdier.

Når det gjelder alle apparatene og fremgangsmåtene ifølge utførelsene av oppfinnelsen, og  
 5 avhengig av implementeringen for å tilveiebringe vinduskoeffisientene basert på verdiene oppgitt i tabellene i tilleggene 1 og 3, kan tilleggstegnendringer i forbindelse med vinduskoeffisientene tilsvarende indeksene 128 til 255 og 384 til 511 (multiplikasjon med faktor (-1)) implementeres i samsvar med ligningene (16a) og (16b). Med andre ord er vinduskoeffisientene av vindusfunksjonen basert på vinduskoeffisientene gitt i tabellen i tillegg 1. For å oppnå  
 10 vinduskoeffisientene av vindusfunksjonen vist på figurene, må vinduskoeffisientene i tabellen tilsvarende indeksene 0 til 127, 256 til 383 og 512 til 639 multipliseres med (+1) (dvs. ingen tegnendring) og vinduskoeffisientene tilsvarende indeksene 128 til 255 og 384 til 511 må multipliseres med (-1) (dvs. en tegnendring) for å oppnå vinduskoeffisientene av den viste vindusfunksjon. Følgelig må forholdene oppgitt i tabellen i tillegg 3 behandles tilsvarende. Med  
 15 andre ord kan vinduskoeffisientene som oppgitt i tabellene i tilleggene 1-4 endres i samsvar med ligningene (16a) og (16b).

Det skal bemerkes at i rammen av nærværende søknad under en ligning, vil det fremgå at det er innført tilleggsforsinkelser, faktorer, tilleggskoeffisienter og en innføring av en annen enkeltfunksjon. Videre skal enkle konstanter, konstantaddender osv. utelates. Videre er algebraiske  
 20 transformasjoner, ekvivalenstransformasjoner og approksimeringer (f.eks. en Taylor-approksimasjon) som ikke endrer resultatet av ligningen i det hele tatt eller på en vesentlig måte, også omfattet. Med andre ord er både små modifikasjoner samt transformasjoner som vesentlig fører til samme resultat omfattet i det tilfellet at en ligning eller et uttrykk er basert på en ligning eller et uttrykk.

Mens det foregående har blitt vist og beskrevet under henvisning til bestemte utførelser, vil det fremgå for en fagmann at forskjellige andre endringer i form og detaljer kan utføres uten at oppfinnelsens ånd eller omfang fravikes. Det vil videre fremgå at forskjellige endringer kan foretas i de forskjellige utførelser uten at det fravikes fra den bredere forståelse som beskrevet her og som er omfattet av de vedføyde krav.

30



## P a t e n t k r a v

1. Apparat for å generere audiodelbåndsverdier i audio delbåndskanaler,  
5 omfattende:

en analysevindussender (110) for vindussending av en ramme (120) med  
tidsdomeneaudioinngangssamplere som er i en tidssekvens som strekker seg fra et tidlig  
sempel til et senere sampel ved bruk av en analysevindusfunksjon (190) omfattende en  
10 sekvens av vinduskoeffisienter for å oppnå vindussendte samplere, hvor  
analysevindusfunksjon (190) omfatter en første gruppe (200) av vindus-koeffisienter  
omfattende en første del av sekvensen av vinduskoeffisienter og en andre gruppe (210) av  
vinduskoeffisientene som omfatter en andre del av sekvensen av vinduskoeffisienter, hvor  
den første del omfattende færre vindus-koeffisienter enn den andre del,  
15 hvor en total energiverdi av vinduskoeffisientene i den første del er større enn en total  
energiverdi av vinduskoeffisientene i den andre del,  
hvor den første gruppen av vinduskoeffisienter blir brukt for vindussending av senere  
tidsdomenesamplere og den andre gruppe vinduskoeffisienter blir brukt for vindussending av  
tidligere tidsdomenesamplere og,  
20 hvor analysevindussenderen (110) er innrettet slik at rammen (120) med  
tidsdomeneaudioinngangssamplere omfatter en sekvens på mer enn 4 blokker (130) med  
tidsdomeneaudioinngangssamplere som strekker seg fra den første til den siste  
tidsdomeneaudioinngangssamplere til rammen (120); og  
en kalkulator (170) for beregning av audio delbånd verdier ved hjelp av vindusprøvene,  
25 hvor kalkulatoren (170) omfatter en tid / frekvens-konverter innrettet til å generere  
audiodelbåndsverdier slik at alle delbåndsverdier basert på en ramme (150) av vindusprøver  
representerer en spektral representasjon av vindussamplene til rammen (150) av  
vindusprøver.

30 2. Apparat (100) ifølge krav 1, hvor analysevindussenderen (110) er innrettet slik at en energiverdi  
av vinduskoeffisientene til den første del er lik eller større enn  $2/3$  av en energiverdi av alle  
vinduskoeffisienter i sekvensen av vinduskoeffisienter, og en energiverdi av vinduskoeffisientene i  
den andre del av vinduskoeffisienter er mindre enn eller lik  $1/3$  av en energiverdi av alle  
vinduskoeffisienter i sekvensen av vinduskoeffisienter.

35 3. Apparat (100) ifølge et hvilket som helst av de foregående krav, hvor analysevindussenderen  
(110) er innrettet slik at den første delen av vinduskoeffisientene omfatter  $1/3$  eller mindre enn  $1/3$   
av et totalt antall vinduskoeffisienter i sekvensen av vinduskoeffisienter og den andre del omfatter  
 $2/3$  eller mer enn  $2/3$  av det totale antall vinduskoeffisienter i sekvensen av vinduskoeffisienter.

4. Apparat (100) ifølge et hvilket som helst av de foregående krav, hvor analysevindussenderen (110) er innrettet slik at vindussending omfatter å multiplisere tidsdomeneaudioinngangssamplene  $x(n)$  til rammen (120) for å oppnå de vindussendte samplene  $z(n)$  til den vindussendte rammen, basert på ligning

$$z(n) = x(n) \cdot c(n)$$

hvor  $n$  er et helt tall som indikerer en indeks av sekvensen av vinduskoeffisienter i området fra 0 til  $T \cdot N - 1$ , hvor  $c(n)$  i vinduskoeffisienten for analysevindusfunksjonen som korresponderer med indeksen  $n$ , hvor  $x(N \cdot T - 1)$  er det siste tidsdomeneaudioinngangssampel i en ramme (120) av tidsdomeneaudioinngangssamplene, hvor analysevindussenderen (110) er innrettet slik at rammen (120) av tidsdomeneaudioinngangssamplene omfatter en sekvens av  $T$ -blokker (130) med tidsdomeneaudioinngangssamplene som strekker seg fra det første til det siste tidsdomeneaudioinngangssampel av rammen (120), hvor hver blokk omfatter  $N$  tidsdomeneaudioinngangssamplene, og hvor  $T$  og  $N$  er positive heltall og  $T$  er større enn 4.

5. Apparat (100) ifølge krav 4, hvor analysevindussenderen (110) er innrettet slik at vinduskoeffisientene  $c(n)$  følger relasjonene som er gitt i tabellen i vedlegg 4.

6. Apparat ifølge hvilket som helst av de foregående krav, hvor apparatet (100) er innrettet til å bruke en analysevindusfunksjon (190) som er en tidsreversert eller indeks-reversert versjon av en syntesevindusfunksjon (370) som skal brukes for audiodelbåndsverdiene.

7. Apparat (300) for å generere tidsdomeneaudiosamplene, omfattende:

en kalkulator (310) for å beregne en sekvens (330) av foreløpige tidsdomenesamplene fra audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler, hvor sekvensen omfatter tidligere foreløpige domenesamplene og senere tidsdomenesamplene, hvor kalkulatoren (310) omfatter en frekvens/tidskonverter tilpasset for å generere sekvensen av foreløpige domenesamplene, slik at audiodelbåndsverdiene levert til kalkulatoren (310) representerer en spektral fremstilling av sekvensen av foreløpige domenesamplene, en syntesevindussender (360) for vindussending av sekvensen (330) av foreløpige tidsdomenesamplene ved å bruke en syntesevindusfunksjon (370) som omfatter en sekvens av vinduskoeffisienter for å oppnå vindussendte foreløpige domenesamplene, hvor syntesevindusfunksjonen (370) omfatter en første gruppe (420) av vinduskoeffisienter som omfatter en første del av sekvensen av vinduskoeffisienter, og en andre gruppe (430) av vinduskoeffisienter som omfatter en andre del av sekvensen av vinduskoeffisienter, hvor den første del omfatter færre vinduskoeffisienter enn den andre del, hvor en total energiverdi av vinduskoeffisientene i den første del er høyere enn en total energiverdi av vinduskoeffisientene i den andre del,

hvor den første gruppe av vinduskoeffisienter blir brukt for vindussending av senere foreløpige domenesampler, og den andre gruppe vinduskoeffisienter blir brukt for vindussending av tidligere foreløpige domenesampler, og et overlappingsaddert utgangstrinn (400) for å behandle vindussendte foreløpige tidsdomenesampler for å oppnå tidsdomenesamplene, hvor det overlappingsadderte utgangstrinnet (400) er innrettet til å oppsummere foreløpige tidsdomenesampler av mer enn 4 forskjellige blokker (390) av vindussendte foreløpige tidsdomenesampler fra mer enn 4 ulike rammer (380) for tidsdomeneutgangssamplene.

8. Apparat (300) ifølge krav 7, hvor syntesevindussenderen (360) er innrettet slik at en energiverdi av vinduskoeffisientene til den første del av vinduskoeffisientene er større enn eller lik  $2/3$  av en energiverdi av alle vinduskoeffisienter i syntesevindusfunksjonen (370) og en energiverdi på den andre del av vinduskoeffisientene er mindre enn, eller lik  $1/3$  av energiverdien av alle vinduskoeffisientene i syntesevindusfunksjonen.

9. Apparat (300) ifølge et hvilket som helst av kravene 7 eller 8, hvor syntesevindussenderen (360) er innrettet slik at den første delen av vinduskoeffisientene omfatter  $1/3$  eller mindre enn  $1/3$  av det totale antall av alle vinduskoeffisienter av sekvensen av vinduskoeffisienter og den andre del av vinduskoeffisientene omfatter  $2/3$  eller mer enn  $2/3$  av det totale antall vinduskoeffisienter i sekvensen av vindus koeffisienter.

10. Apparat (300) ifølge et hvilket som helst av kravene 7 til 9, hvor vinduskoeffisient som korresponderer med en indeks  $n = N$  omfatter en absolutt verdi i området mellom 0,9 og 1,1, hvor indeksen  $n$  av sekvensen av vinduskoeffisienter er et helt tall i området fra 0 til  $T \cdot N - 1$ , hvor vinduskoeffisienten som brukes for vindussending av det siste foreløpige tidsdomenesampelet er vinduskoeffisienten som korresponderer med indeks  $n = 0$ , hvor  $t$  er et helt tall større enn 4, som indikerer antallet blokker omfattet i rammen (330) av foreløpige tidsdomenesampler, hvor apparatet (300) er innrettet for å generere en blokk (410) av tidsdomeneaudiosampler, hvor blokken (410) av tidsdomeneaudiosampler omfatter  $N$  tidsdomeneaudiosampler, hvor  $N$  er et positivt heltall.

11. Apparat (300) ifølge et hvilket som helst av kravene 7 til 10, hvor syntesevindussenderen (360) er innrettet slik at vindussending omfatter å multiplisere de foreløpige tidsdomenesamplene  $g(n)$  fra sekvensen av foreløpige tidsdomenesampler for å oppnå det vindussendte sampel  $z(n)$  i vindusrammen (380) på grunnlag av ligningen

$$z(n) = g(n) \cdot c(T \cdot N - 1 - n)$$

for  $n = 0, \dots, T \cdot N - 1$ .

12. Apparat (300) ifølge krav 11, hvor syntesevindussenderen (360) er innrettet slik at vinduskoeffisienten  $c(n)$  oppfyller relasjonene som er gitt i tabellen i vedlegg 4.

13. Fremgangsmåte for å generere audiodelbåndsverdier i delbåndsaudiokanaler, omfattende:

5 vindussending av en ramme av tidsdomeneaudioinngangssampler som er i en tidssekvens som strekker seg fra et tidlig sampel til et senere sampel ved å bruke en analysevindusfunksjon som omfatter en første gruppe (200) av vinduskoeffisienter som omfatter en første del av sekvensen av vinduskoeffisienter, og den andre gruppe (210) av vinduskoeffisienter som omfatter en andre del av sekvensen av vinduskoeffisienter, idet den første del omfatter færre vinduskoeffisienter enn den andre del,  
10 hvor en total energiverdi av vinduskoeffisientene i den første del er høyere enn den totale energiverdi av vinduskoeffisientene i den andre del, hvor den første gruppe (200) av vinduskoeffisientene blir brukt for vindussending av senere tidsdomenesampler, og den andre gruppe (210) av vinduskoeffisientene blir brukt for vindussending av tidligere tidsdomenesampler,  
15 hvor rammen (120) av tidsdomeneaudioinngangsprøver omfatter en sekvens på mer enn 4 blokker (130) av tidsdomeneaudioinngangsprøver som strekker seg fra det tidligste til det seneste tidsdomeneaudioinngangssampel av rammen (120); og beregning av audiodelbåndsverdier ved hjelp av vindussamplene, hvor beregningen omfatter tid/frekvenskonvertering av vindussampler slik at alle  
20 delbåndsverdier basert på en ramme (150) av vindussampler representerer en spektral fremstilling av vindussamplene av rammen (150) av vindussampler.

14. Fremgangsmåte for generering av tidsdomeneaudiosampler, omfattende:

25 beregning av en sekvens av foreløpige -domenesampler fra audiodelbåndsverdier i audiodelbåndskanaler, hvor sekvensen omfatter tidligere foreløpige domenesampler og senere foreløpige domenesampler, hvor beregning omfatter frekvens / tid konvertering av de foreløpige tidsdomenesampler slik at audiodelbåndsverdiene representerer en spektral fremstilling av sekvensen av foreløpige  
30 tidsdomenesampler; vindussending av sekvensen av foreløpige tidsdomenesampler ved å bruke en syntesevindusfunksjon som omfatter en sekvens av vinduskoeffisienter for å oppnå foreløpige tidsdomenesampler, hvor syntesevindusfunksjonen omfatter en første gruppe (420) av vinduskoeffisienter omfattende en første del av sekvensen av vinduskoeffisienter og  
35 en andre gruppe (430) av vinduskoeffisienter som omfatter en andre del av sekvensen av vinduskoeffisienter, hvor den første del omfatter mindre vinduskoeffisienter enn den andre del, hvor en energiverdi fra en vinduskoeffisient i den første del er høyere enn en energiverdi fra en vinduskoeffisient fra den andre del, hvor den første gruppen av vinduskoeffisienter blir brukt for senere foreløpige tidsdomenesampler og den andre gruppen (420) av  
40 vinduskoeffisienter blir brukt for vindussende tidligere foreløpige tidsdomenesampler; og

overlappingsaddering av vindussendte tidsdomenesamplene for å oppnå tidsdomenesamplene,

5 hvor overlappingsadderingen omfatter summering av foreløpige tidsdomenesampler av mer enn 4 forskjellige blokker (390) av foreløpige tidsdomenesampler fra mer enn 4 forskjellige rammer (380) for tidsdomeneutgangssamplene.

15. Program med en programkode for å utføre, når de kjøres på en prosessor, en fremgangsmåte ifølge krav 13 eller ifølge krav 1.

FIG 1

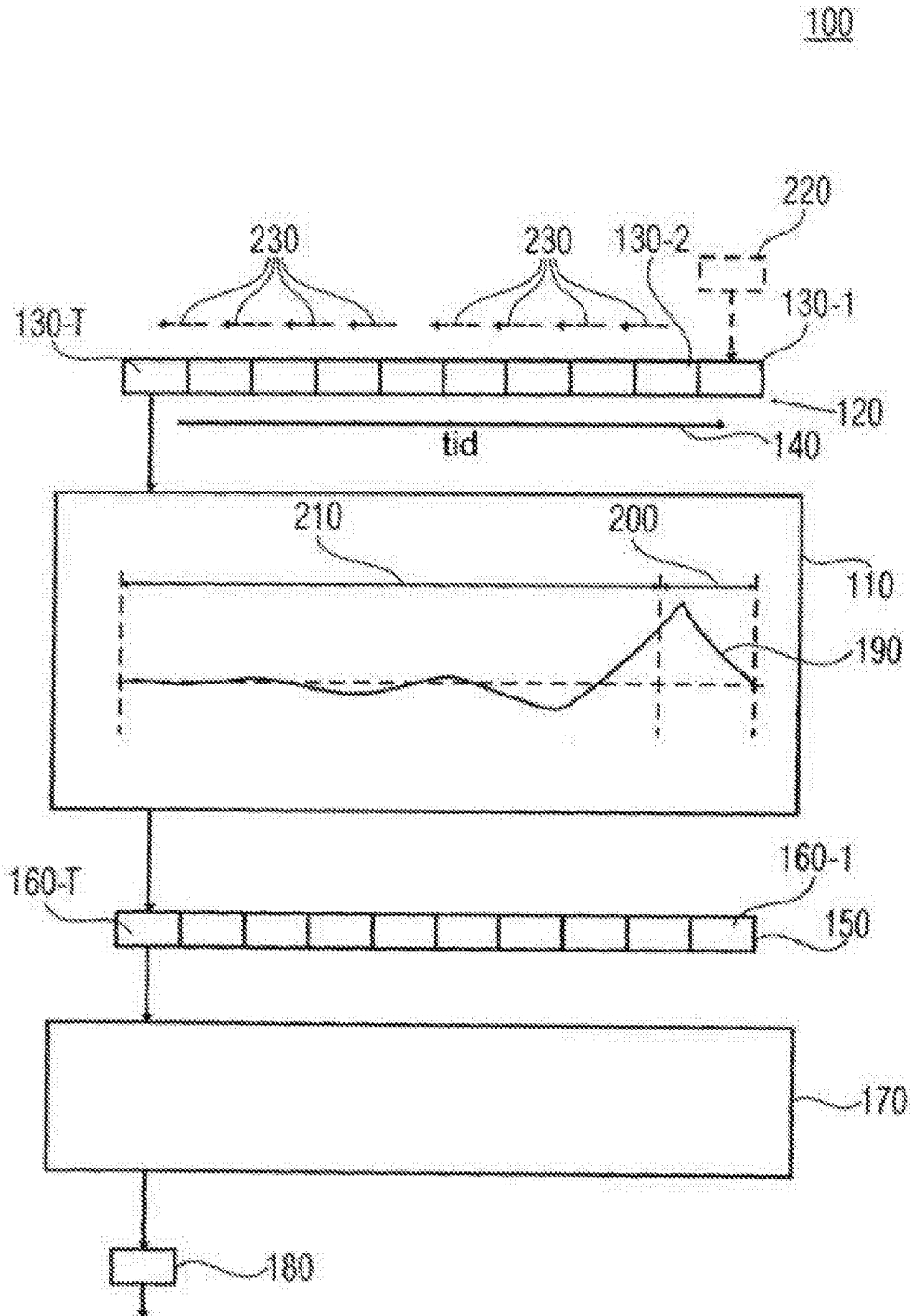


FIG 2A

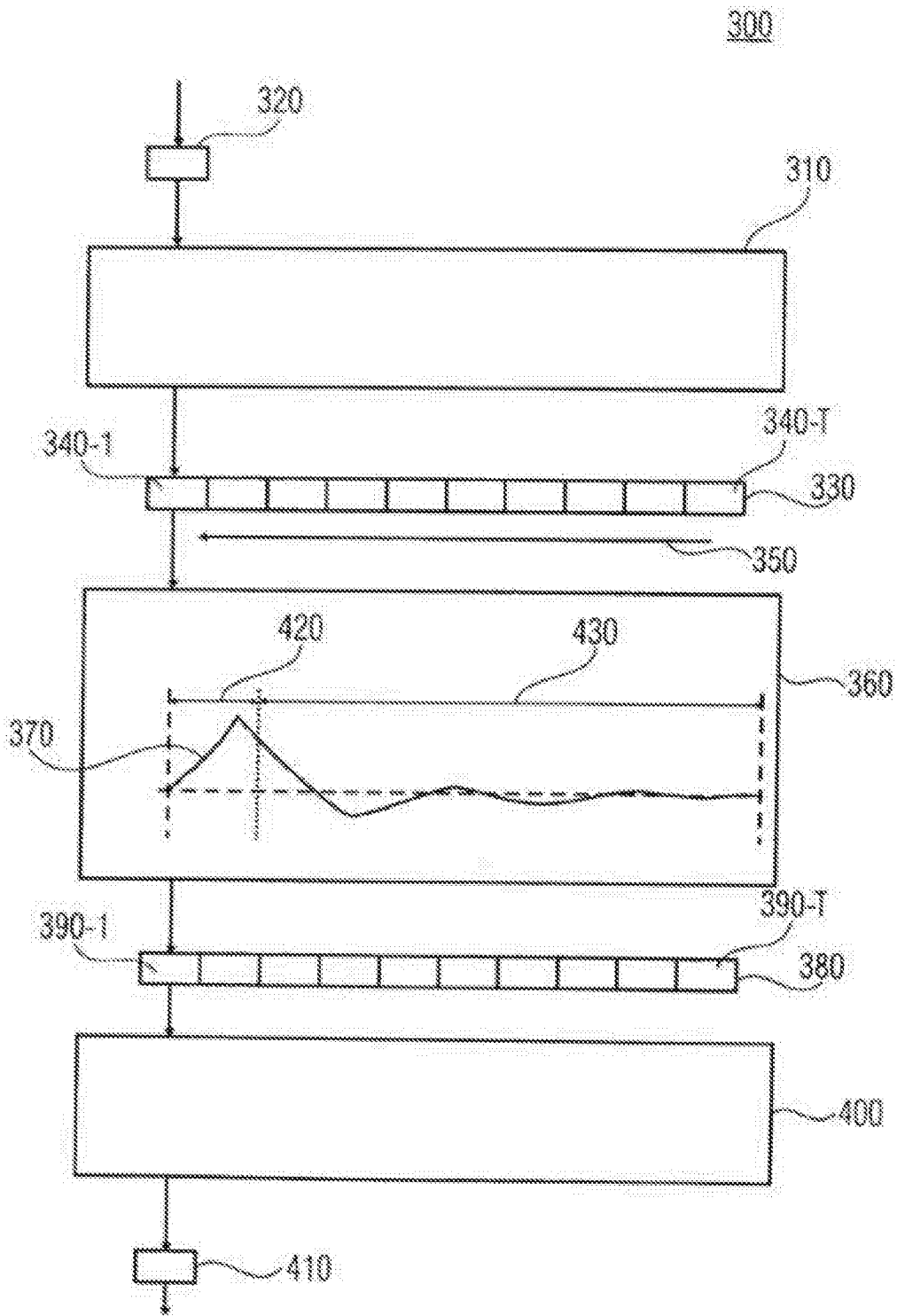


FIG 2B

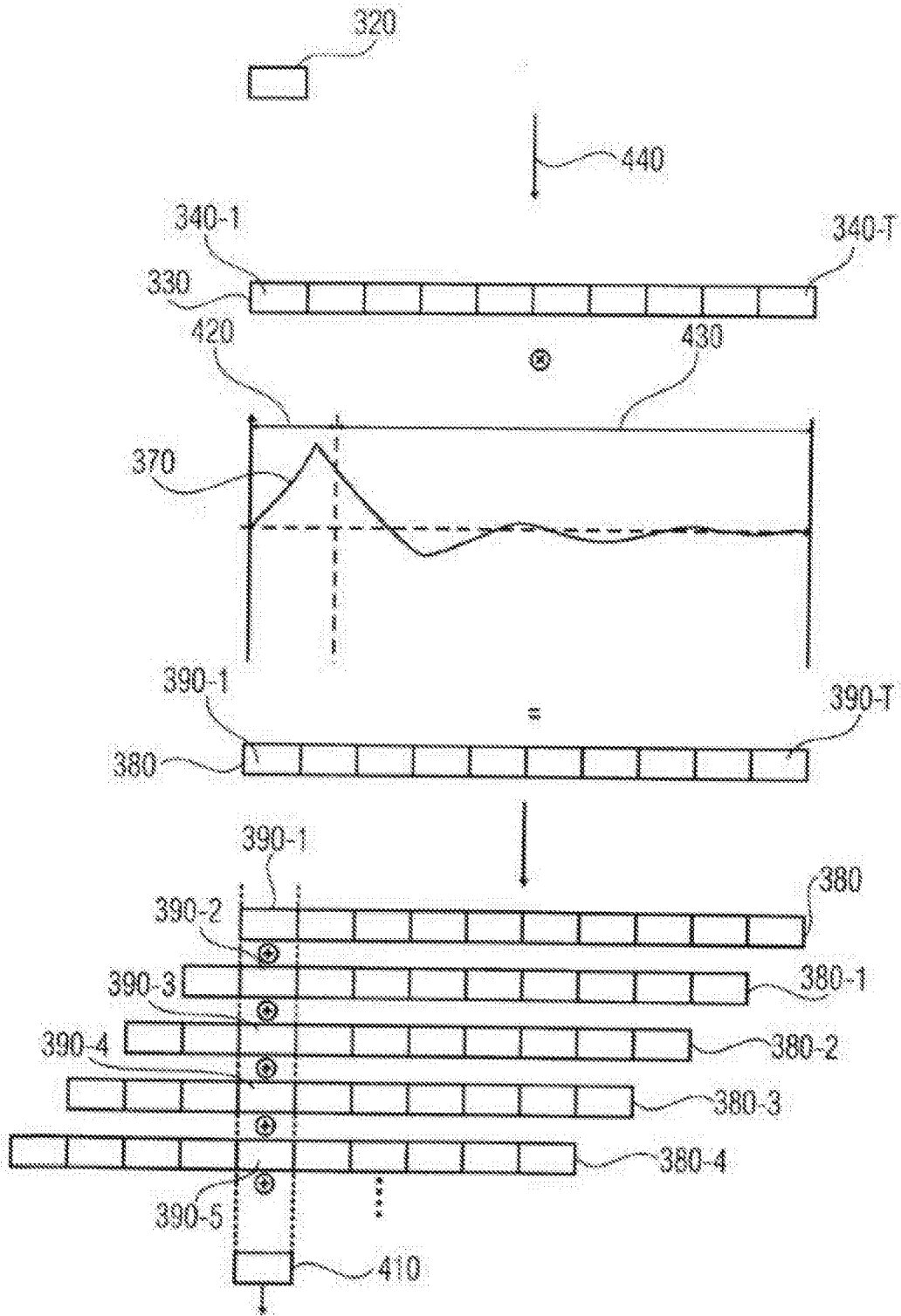




FIG 3

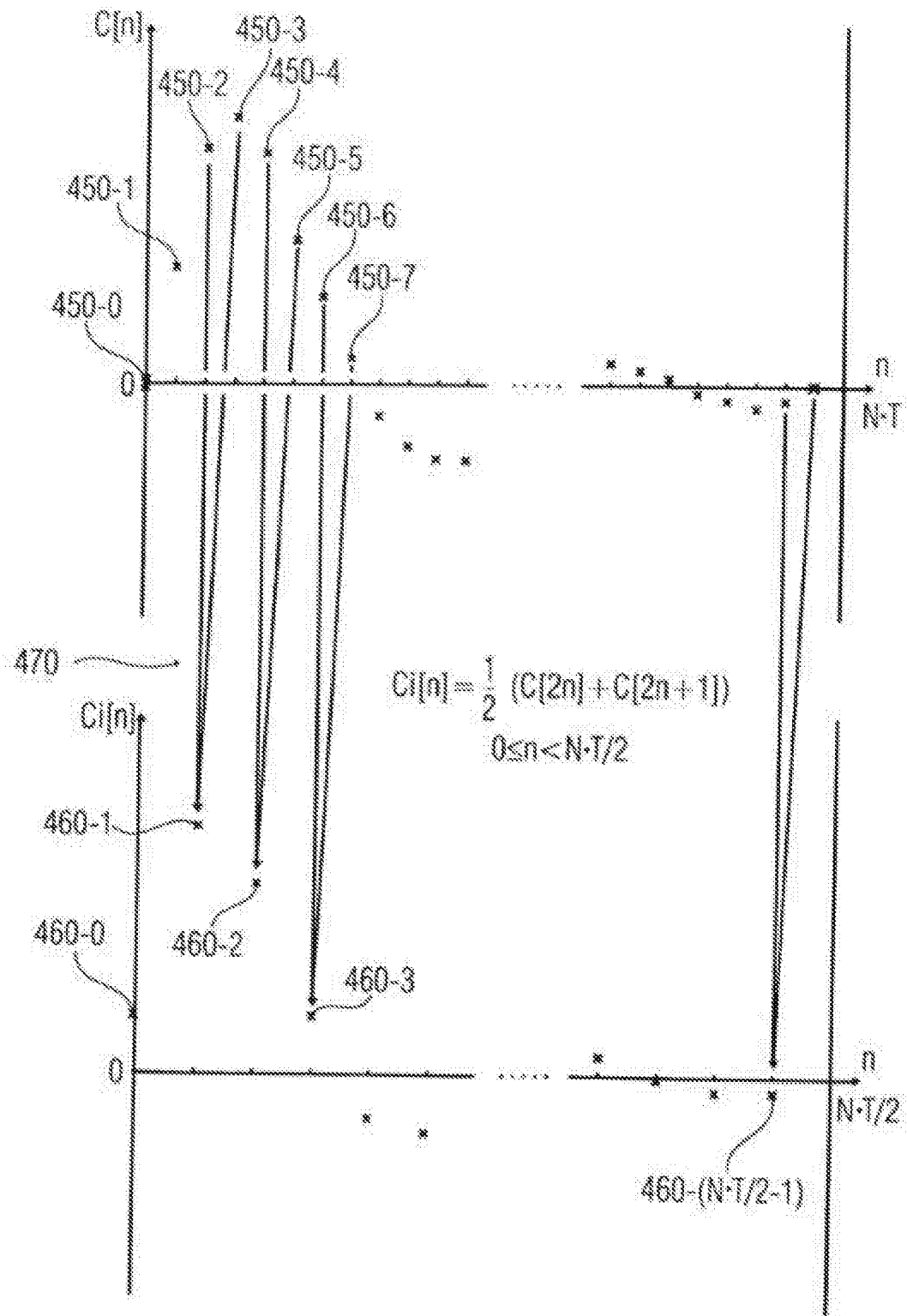


FIG 4

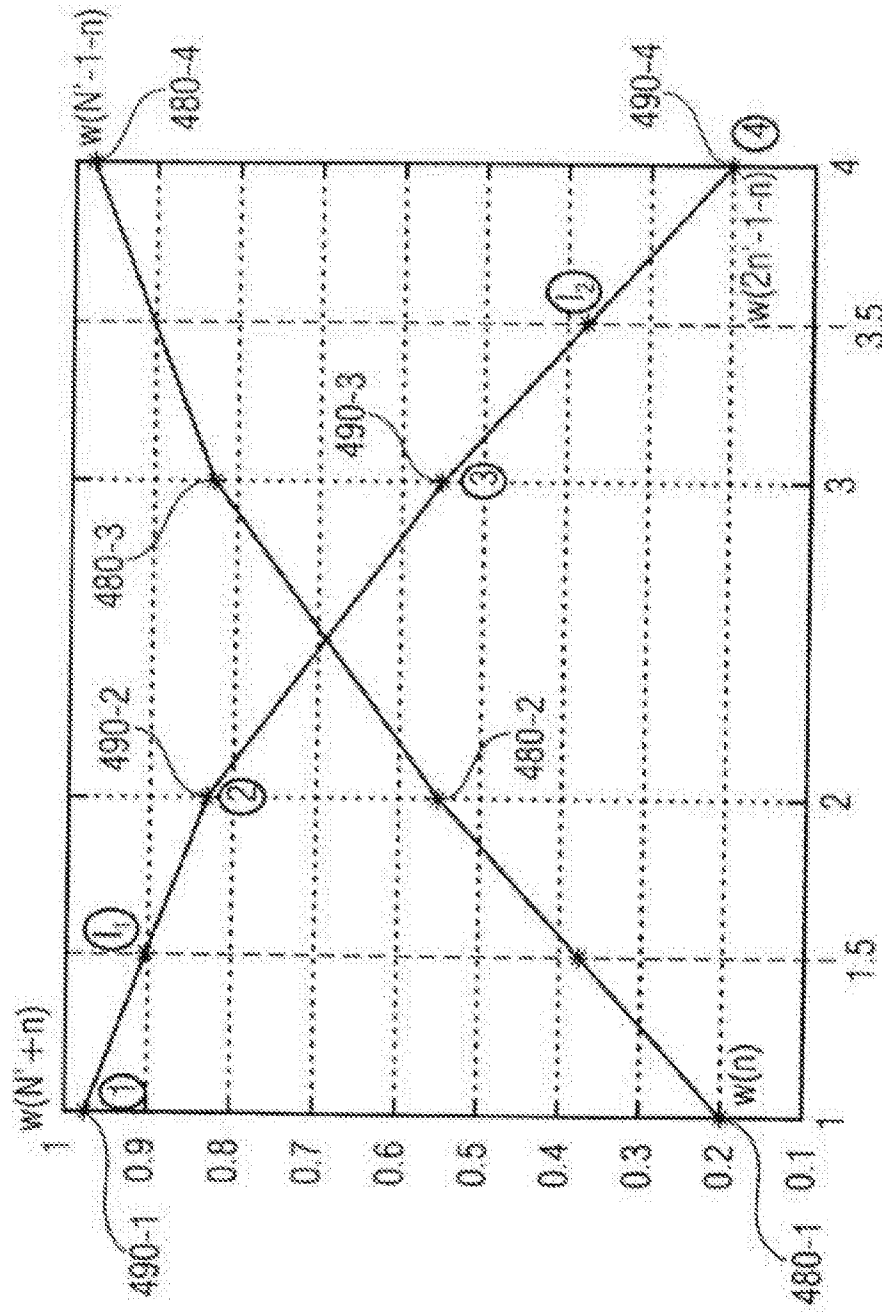


FIG 5

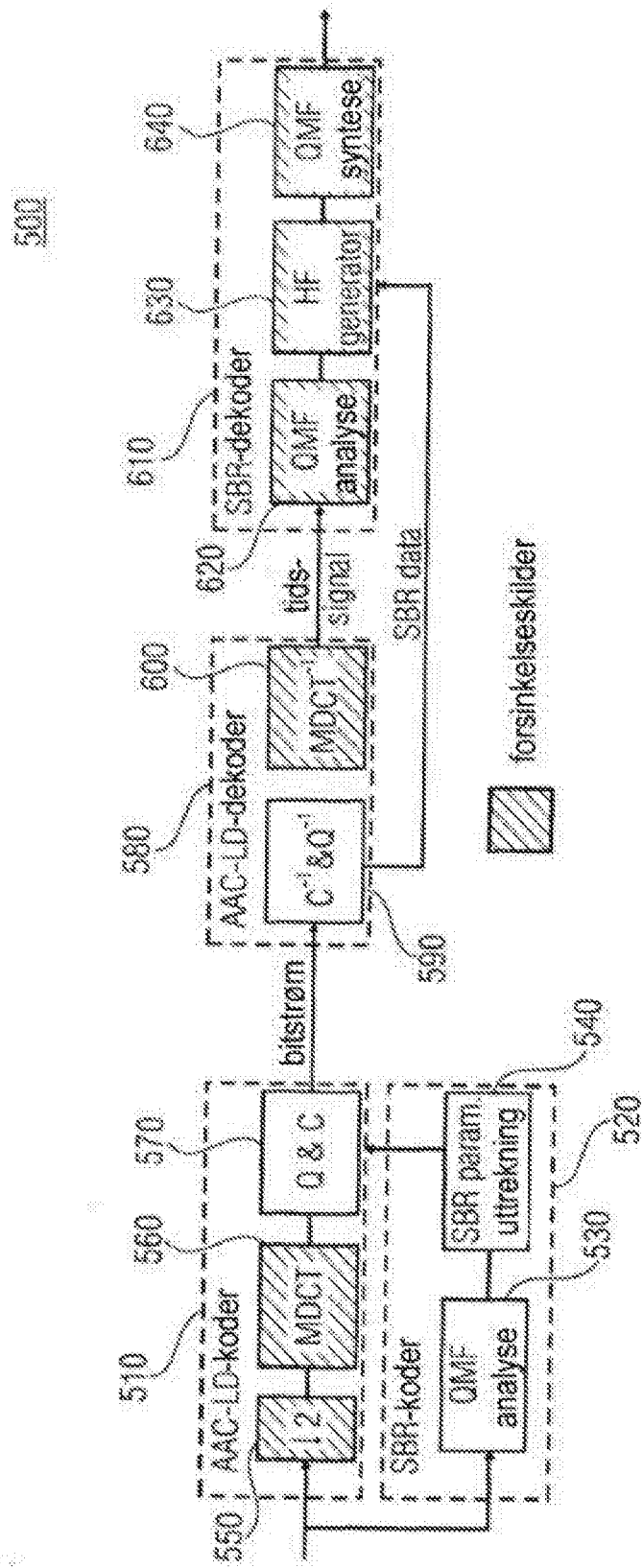


FIG 6

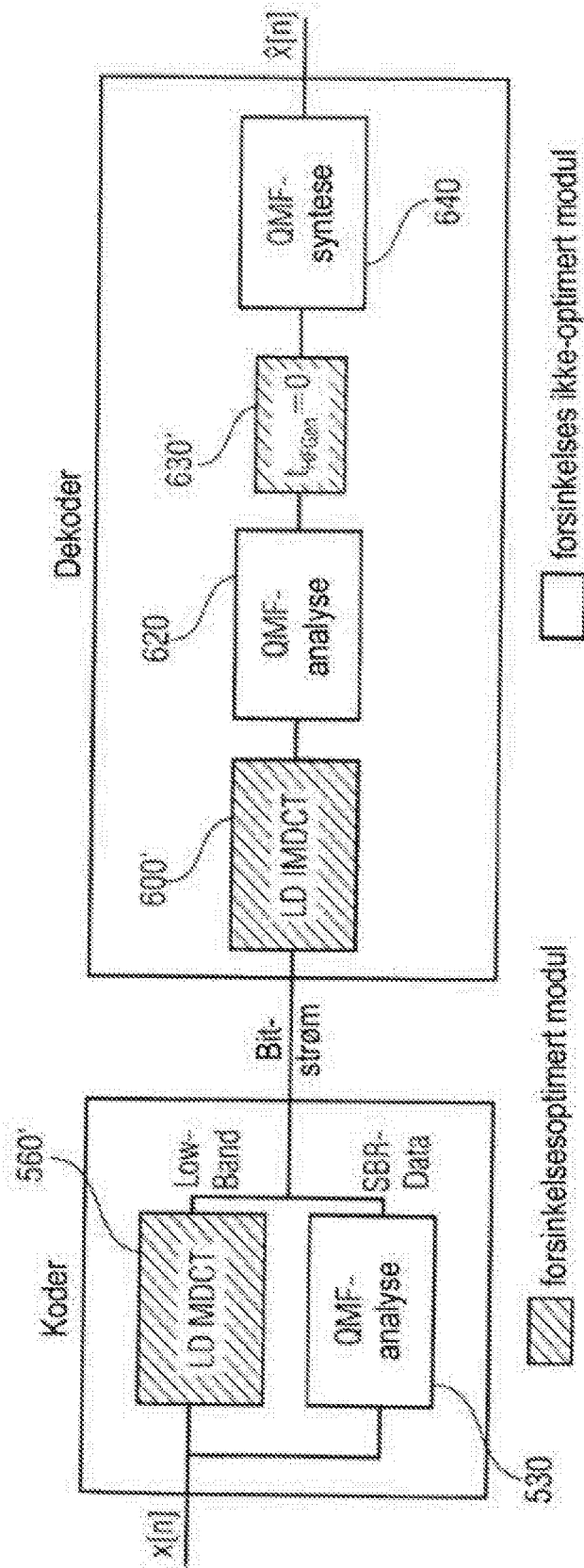


FIG 7A

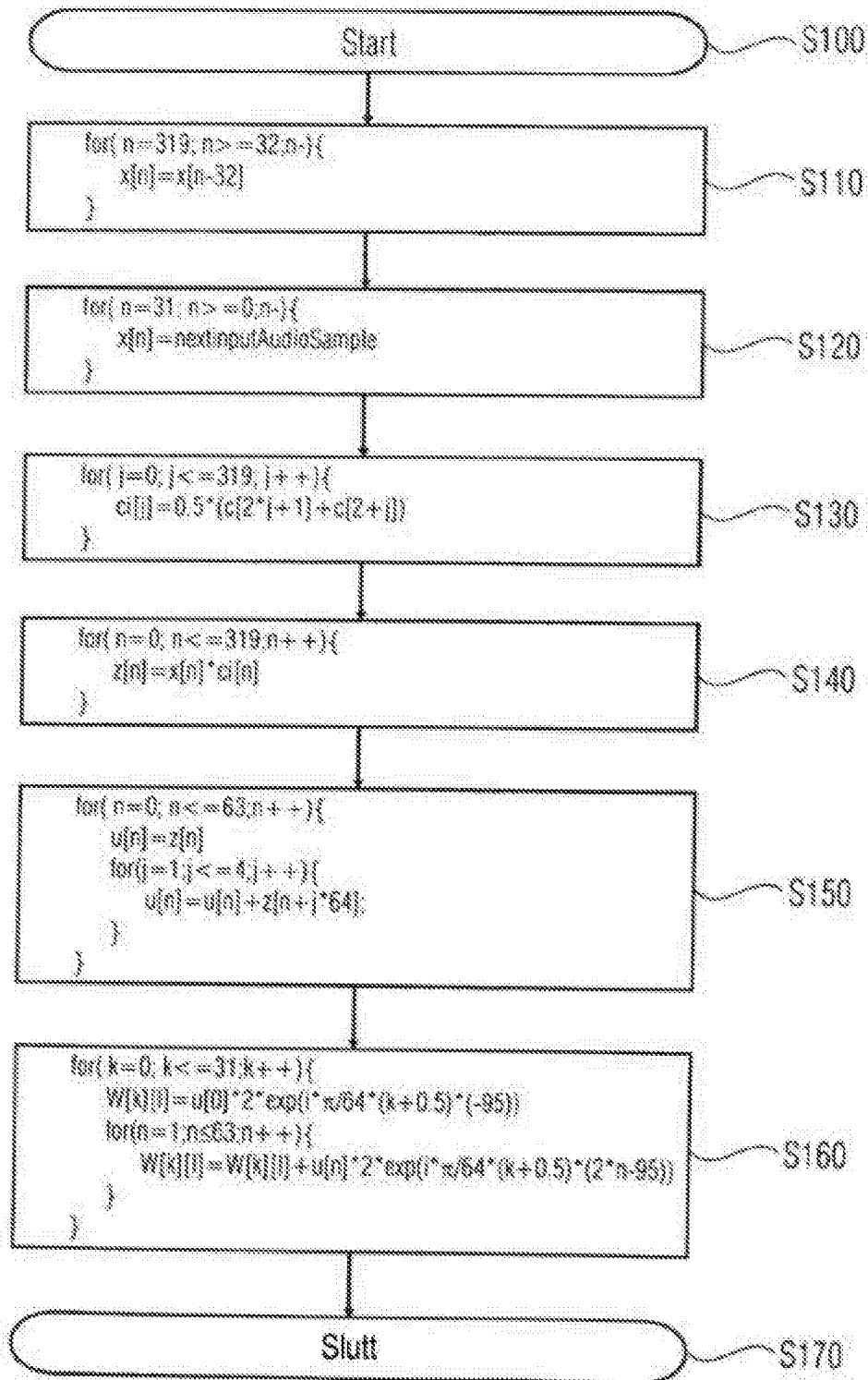


FIG 7B

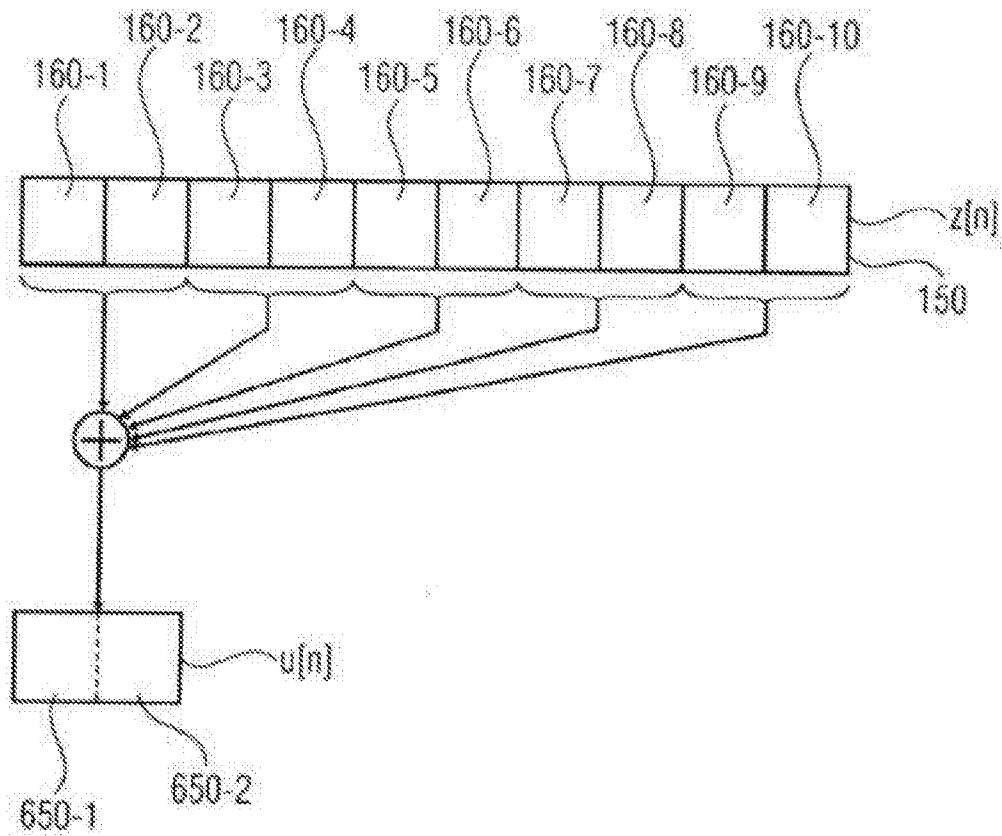


FIG 7C

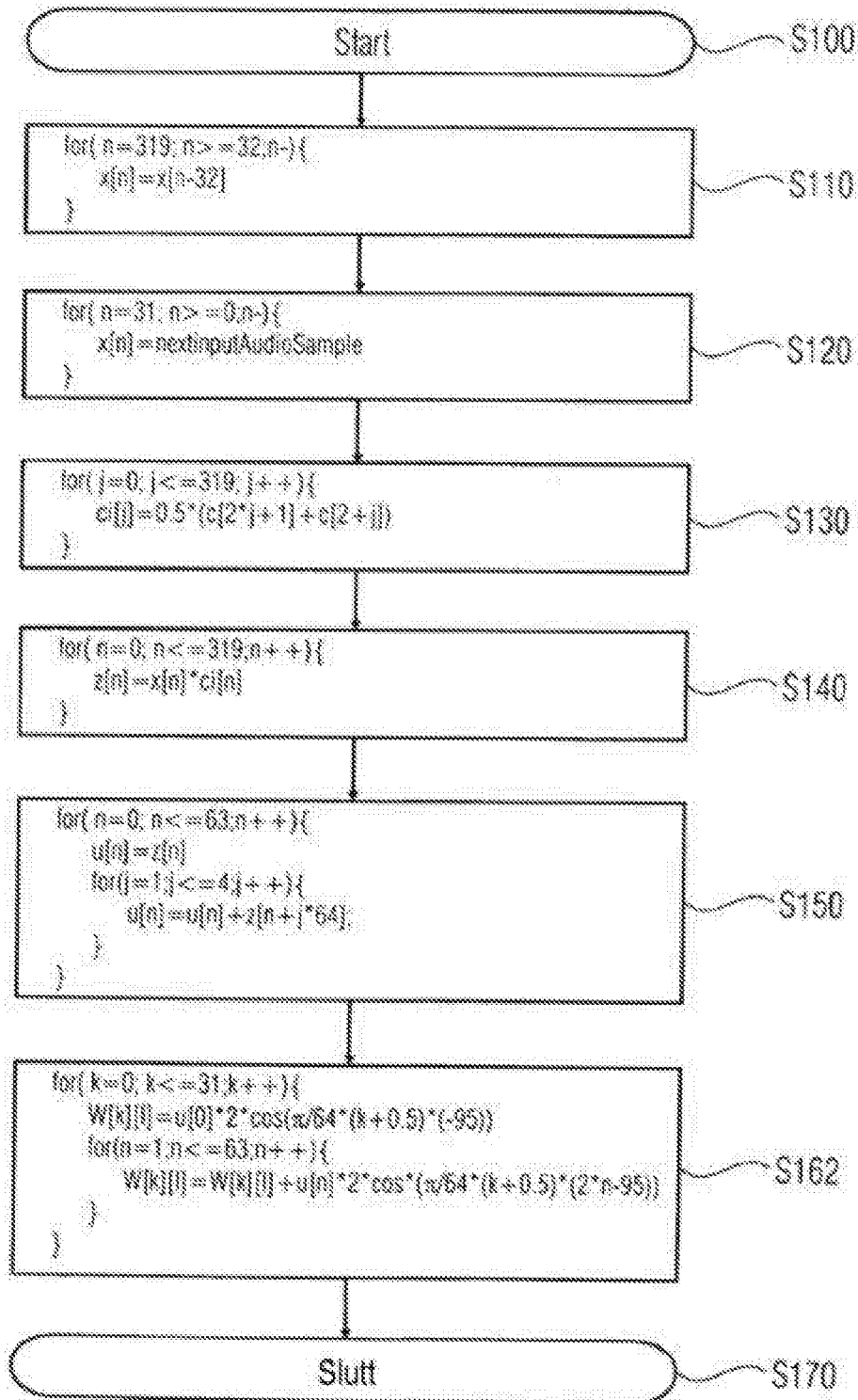


FIG 8A

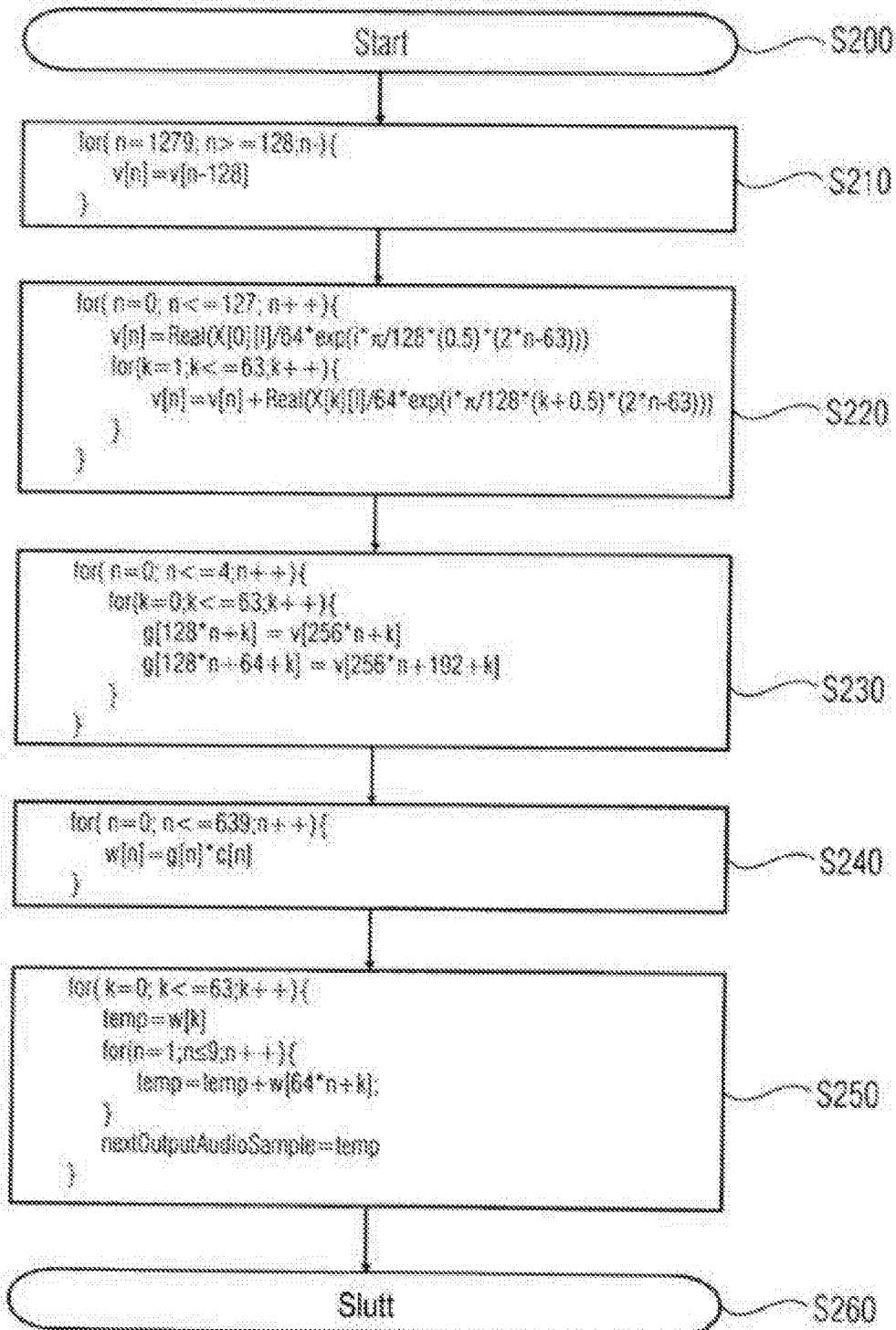




FIG 8B

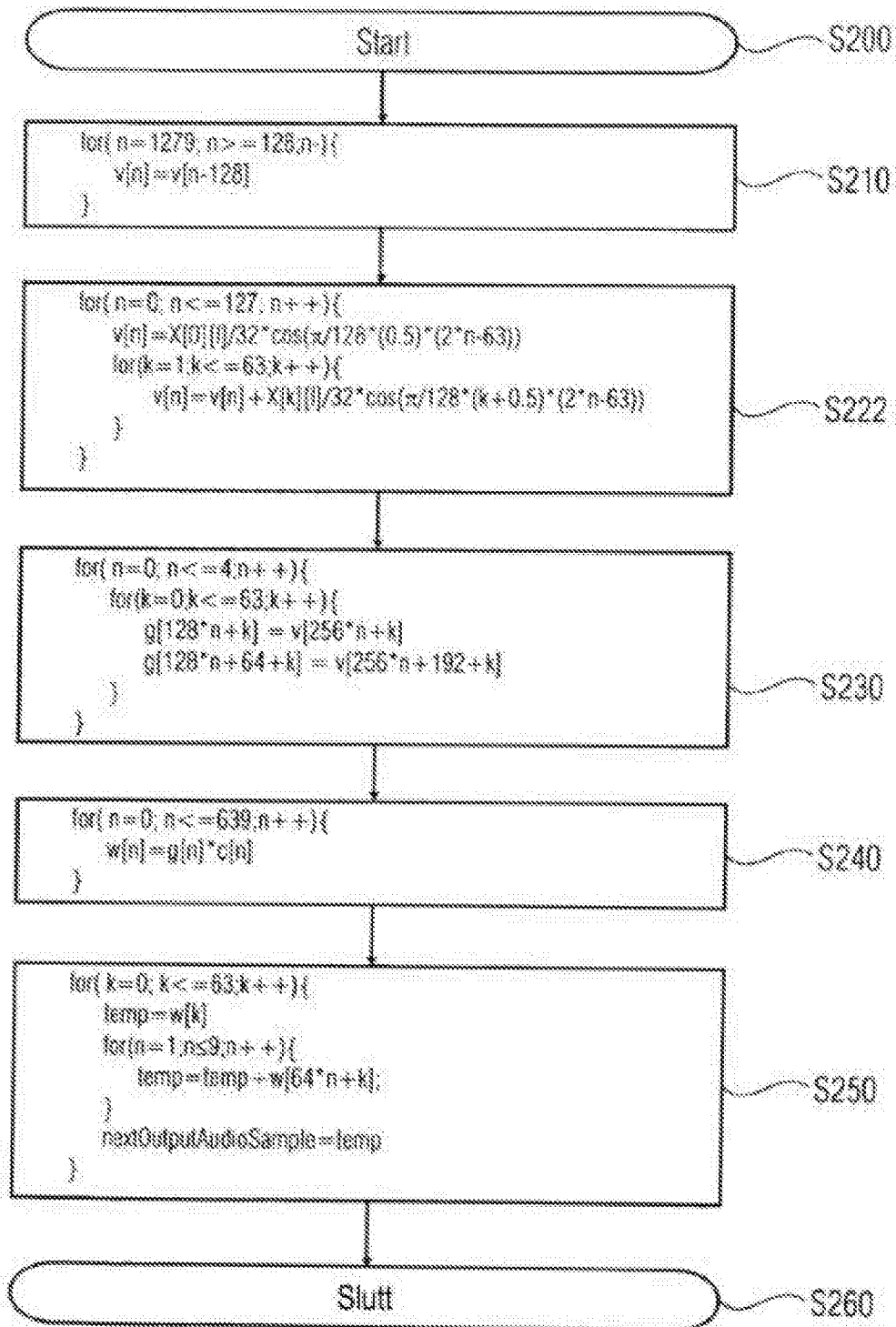


FIG 8C

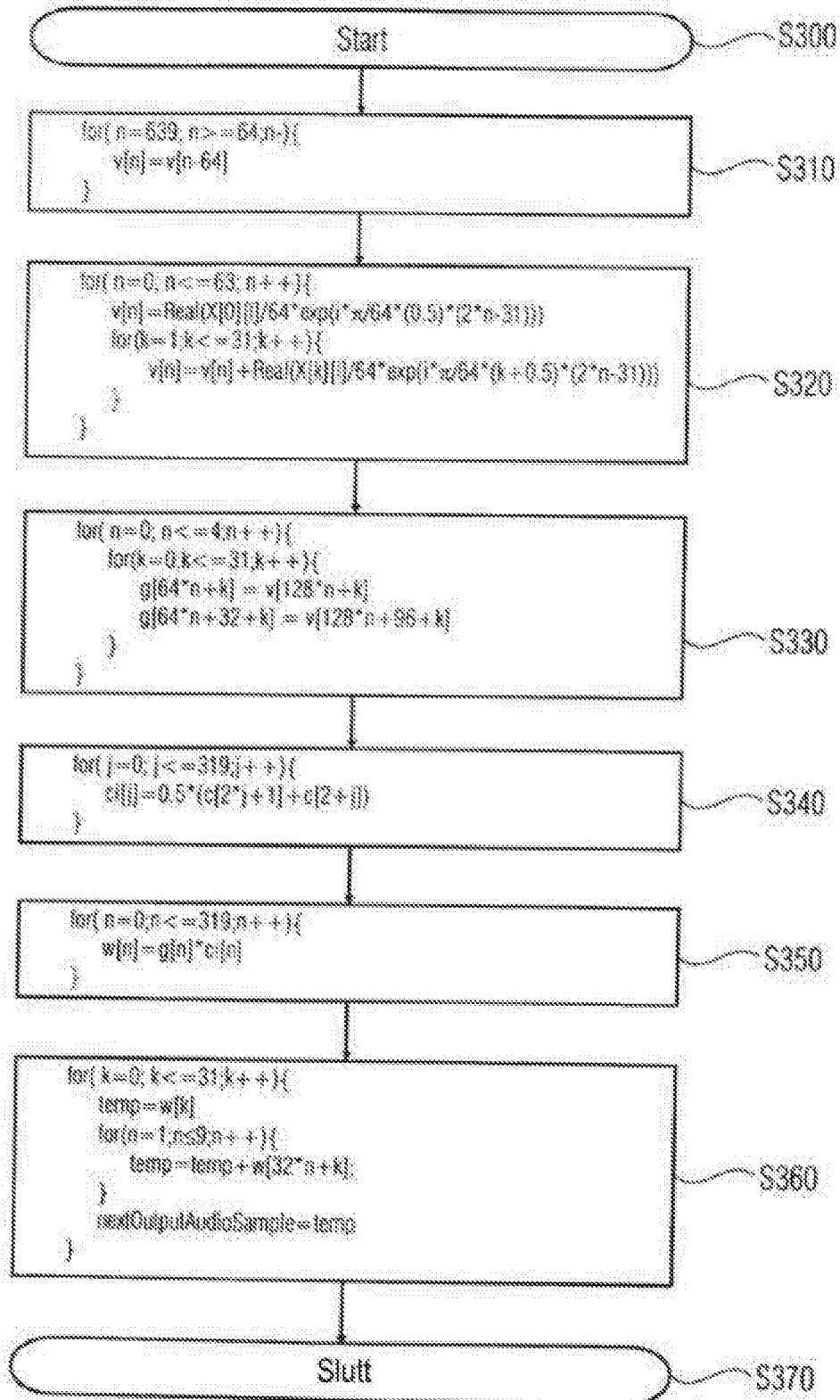


FIG 8D

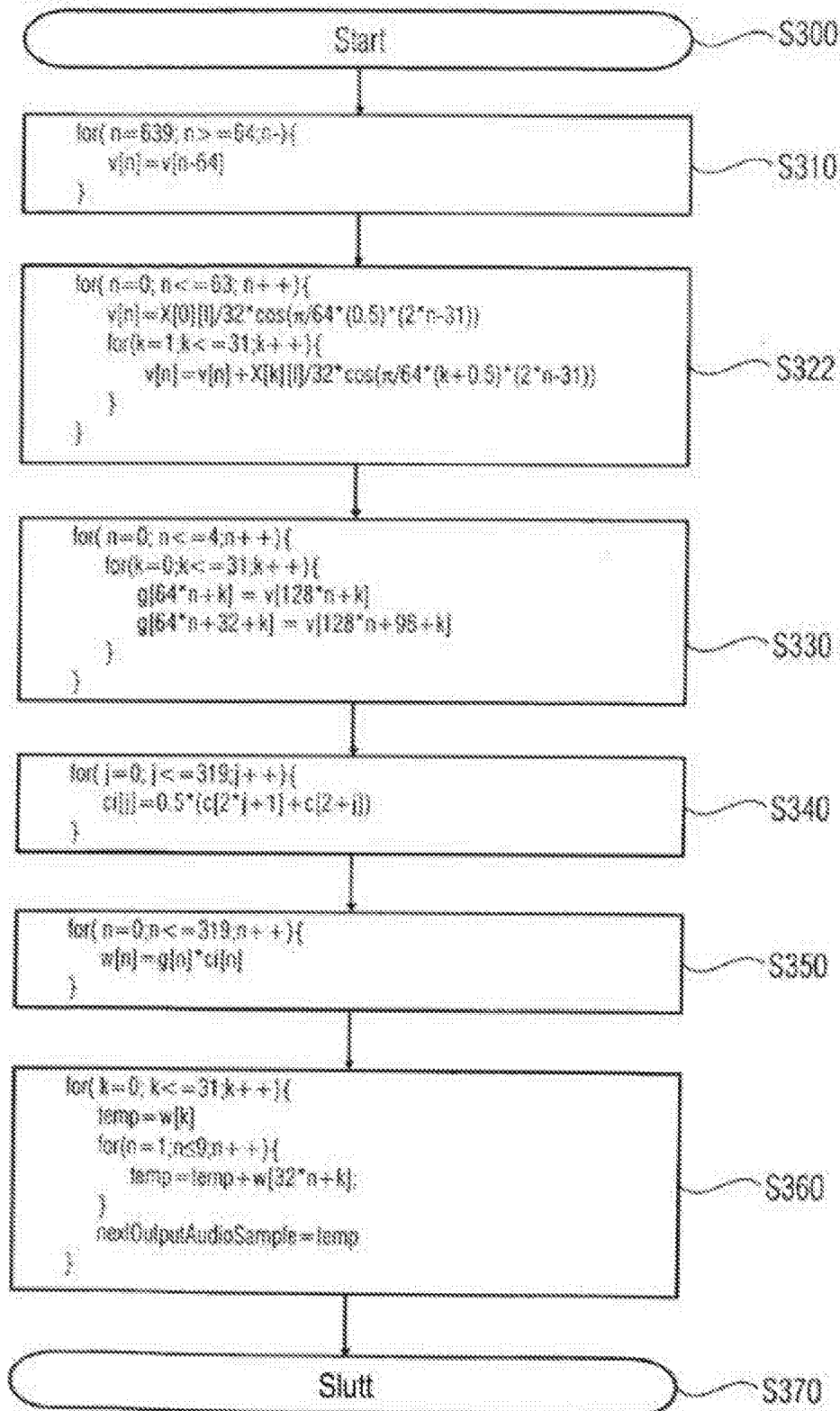


FIG 9A

```

function [y, state] = ldfb80(x, state)
S400  % update buffer
      state(640-64+(1:64)) = x;
S410  % apply window
      win_ana = ldfb80_win;
S420  % assumes latest samples aligned to the right side of buffer
      x_win_orig = state.*win_ana;
S430  % prepare stack
      x_stack = reshape(x_win_orig,128,5);
S440  % sign change
      x_stack(:,2:2:4) = -x_stack(:,(2:2:4));
S450  % collapse stack
      x_stack = sum(-x_stack(end:-1:1,:),2)';
S460  % Odd FFT of windowed data
      temp = fft(x_stack.*exp(-1i*pi*(0:128-1)/128));
S470  % post twiddle
      m = (64+1)/2;
      y = 2*conj(temp(1:64).*exp(-2i*pi*((0:64-1)+0.5)*m/128));
S480  % shift buffer
      state(1:640-64) = state(64+(1:640-64));

```

FIG 9B

```

function [y, state] = ldfb80_32 (x, state)
S400'  % update buffer
      state (320-32+(1:32)) = x;
S412'  % apply window
      win_ana = ldfb80_win();
S420'  win_ana = (win_ana (1:2:end) + win_ana (2:2:end))/2;
      % assumes latest samples aligned to the right side of buffer
S430'  x_win_orig = state.*win_ana;
      % prepare stack
S440'  x_stack = reshape (x_win_orig,64,5);
      % sign change
S450'  x_stack(:,(2:2:4)) = -x_stack(:,(2:2:4));
      % collapse stack
S460'  x_stack = sum(-x_stack(end:-1:1,:),2)';
      % Odd FFT of windowed data
      temp = fft(x_stack.*exp(-1i*pi*(0:64-1)/64));
S470'  % post twiddle
      m = (32+1)/2;
S480'  y = 2*conj (temp (1:32) .*exp(-2i*pi*((0:32-1)+0.5)*m/64));
      % shift buffer
      state (1:320-32) = state (32+(1:320-32));

```

FIG 10A

```

function [y, state] = ldfb80 (x, state)
S500      % pre twiddling
          m = (64+1) / 2;
          temp = 0.5*conj (x).*exp( (2i*pi*((0:64-1)+0.5)*m)/128) );

S510      % Odd symmetry
          temp = [temp conj (temp (64:-1:1))];

S520      % Odd FFT
          y_knl = real (ifft ( temp ) .* exp(i*pi*(0:128-1)/128));

S530      % expand data; alternating sign flip
          y_knl = -y_knl (128:-1:1);
          tmp = [y_knl -y_knl y_knl -y_knl y_knl]';

S540      % synthesis window
          win_ana = ldfb80_win;
          win_syn = win_ana(end:-1:1);

S550      % apply window
          tmp = tmp.*win_syn;

S560      % update buffer
          state (640-64+(1:64)) = 0;
          state = state + tmp;

S570      % get output
          y = state(1:64);

S580      % shift buffer
          state (1:640-64) = state (64+1:640);

```

## FIG 10B

```

function [y, state] = ldfb80_32 (x, state)
S500'
    % pre twiddling
    m = (32+1)/2;
    temp = 0.5*conj(x).*exp( (2i*pi*((0:32-1)+0.5)*m/64) );

S510'
    % odd symmetry
    temp = [temp conj (temp (32:-1:1))];

S520'
    % Odd FFT
    y_knl = real (ifft ( temp ) .* exp(i*pi*(0:64-1)/64));

S530'
    % expand data; alternating sign flip
    y_knl = -y_knl (64:-1:1);
    tmp = [y_knl -y_knl y_knl -y_knl y_knl]';

S542'
    % synthesis window
    win_ana = ldfb80_win;
    win_syn = win_ana(end:-1:1);
    win_syn = (win_syn(1:2:end)+win_syn(2:2:end))/2;

S550'
    % apply window
    tmp = tmp.*win_syn;

S560'
    % update buffer
    state (320-32+(1:32)) = 0;

S570'
    state = state + tmp;

S580'
    % get output
    y = state(1:32);

    % shift buffer
    state (1:320-64) = state (32+1:320);

```

FIG 11

Sammenligning: Komplex moduleret filterbankvindu med liten forsinkelse (CMLDFB) versus sinusvindu

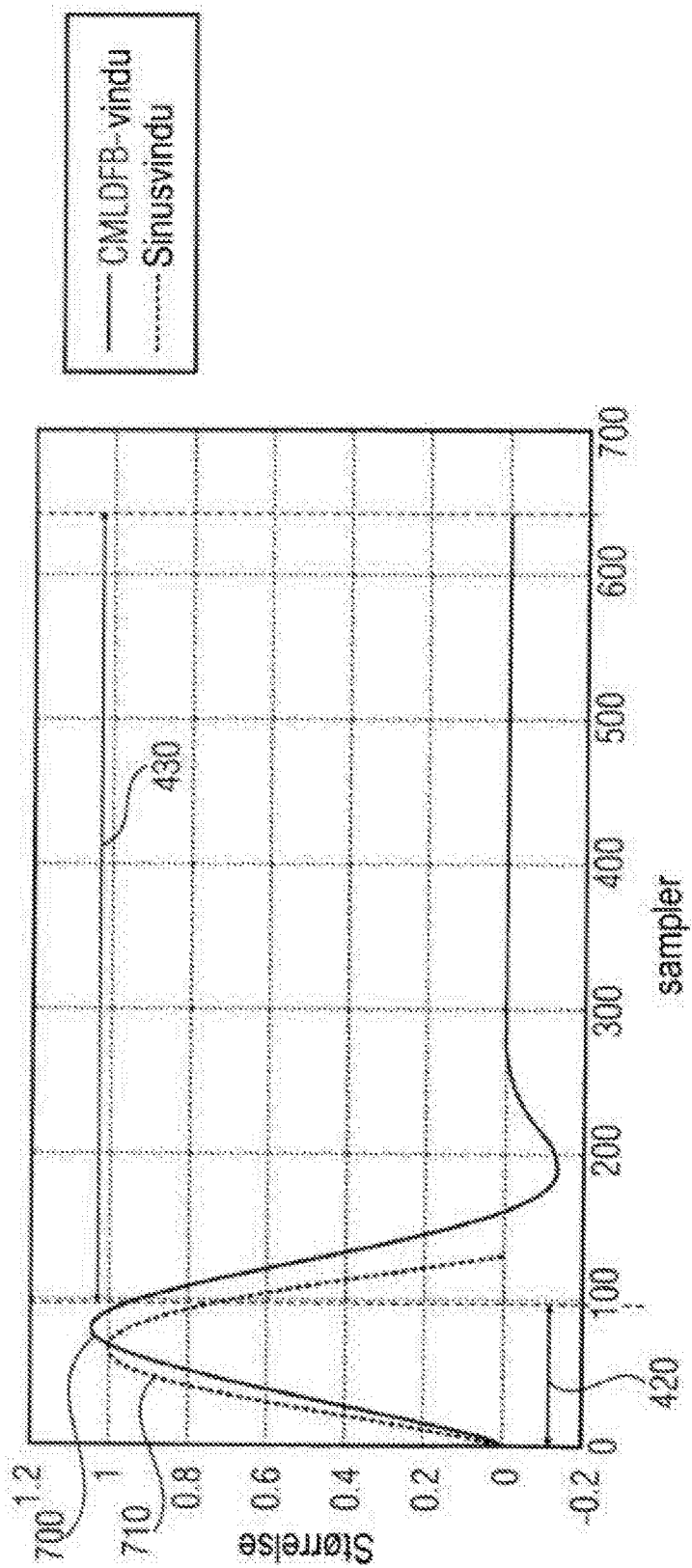




FIG 12

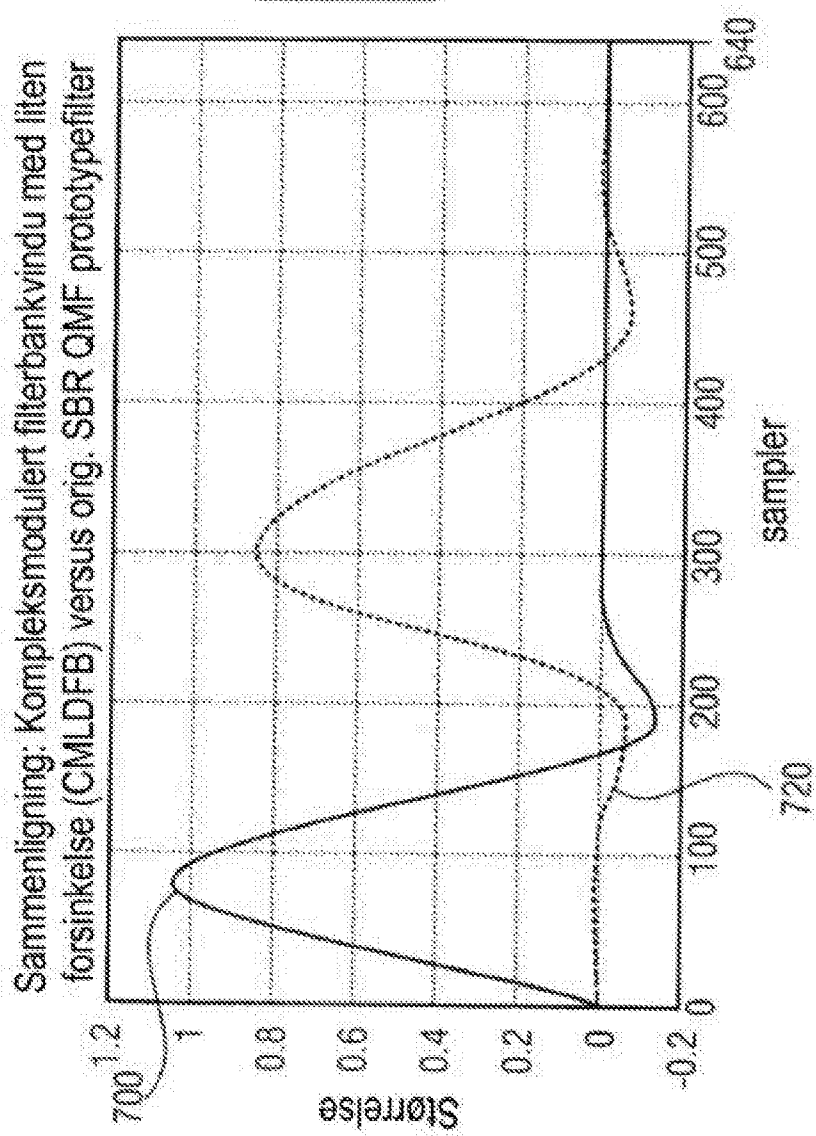




FIG 14A

Kodek	Forsinkelseskilde	forsinkelse-sampler	forsinkelse [ms]
AAC-LD +SBR	MDCT/IMDCT/ dobbelrate	960.2	40
	QMF	577	12
	SBR-overlapping	384	8
		2881	60
AAC-ELD	LD-MDCT/LD-IMDCT/ dobbelrate	720.2	30
	CLDFB	64	1
	SBR-overlapping	0	-
		1504	31

FIG 14B

	Forsinkelse-sampler	forsinkelse [ms]	samlet forsinkelse [ms]
LD-MDCT + LD-IMDCT	720*2 sampler	30 ms	
QMF	$2*288 =$ 576 sampler	12 ms	42 ms
CLDFB	$2*32 =$ 64 sampler	1.3 ms	31.3 ms

FIG 15A

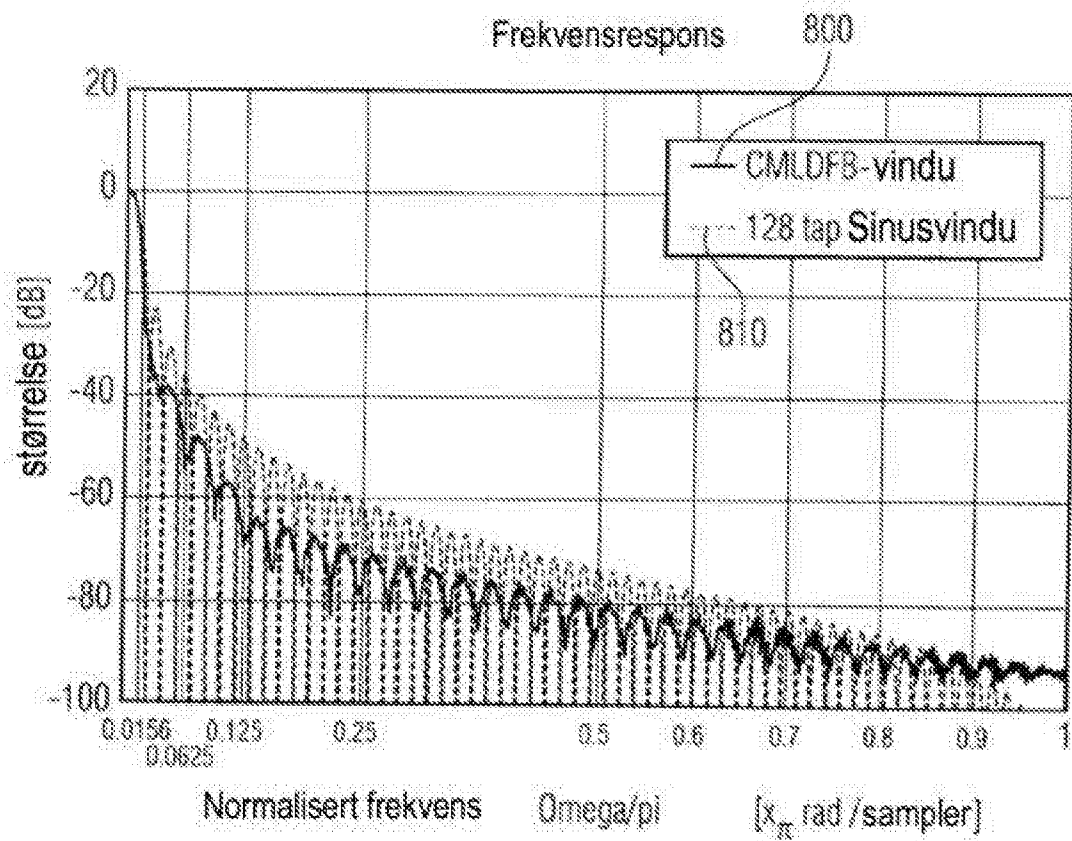


FIG 15B

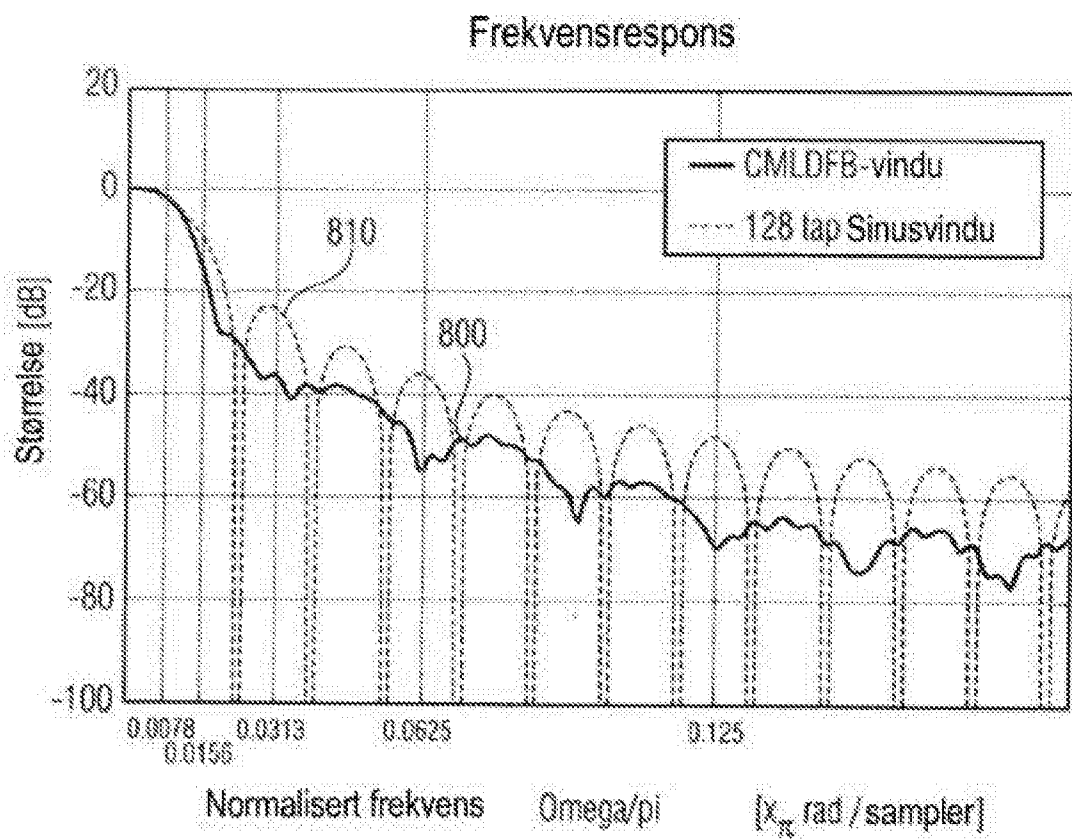


FIG 16A

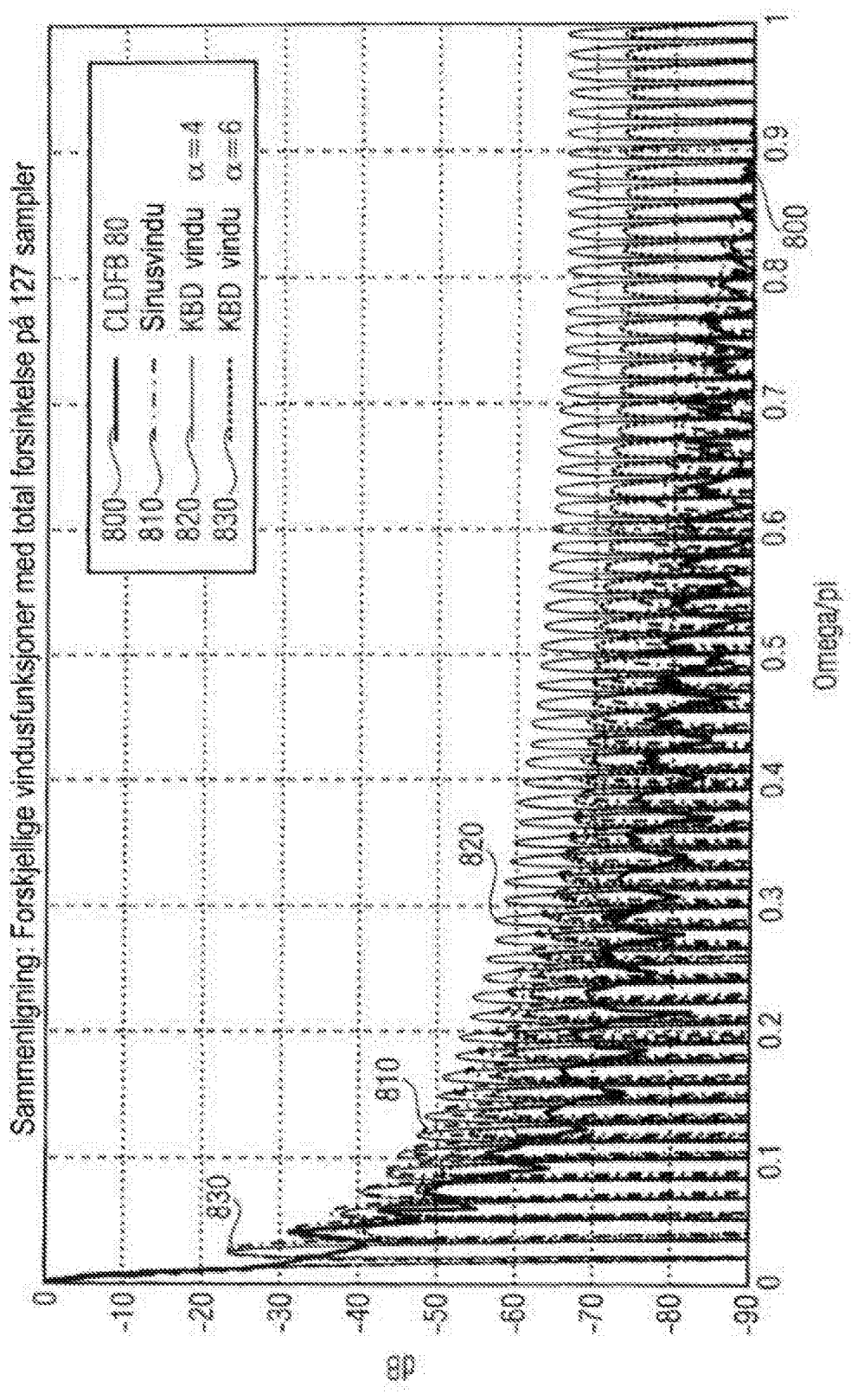


FIG 16B

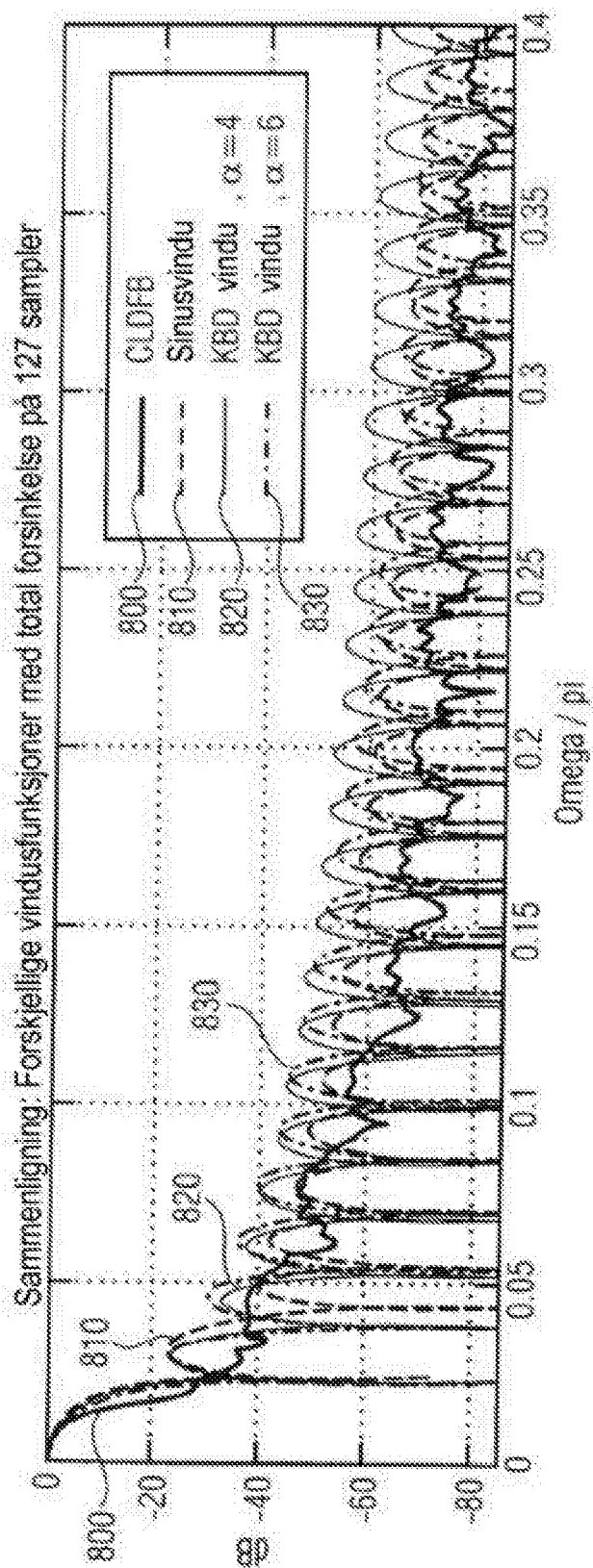
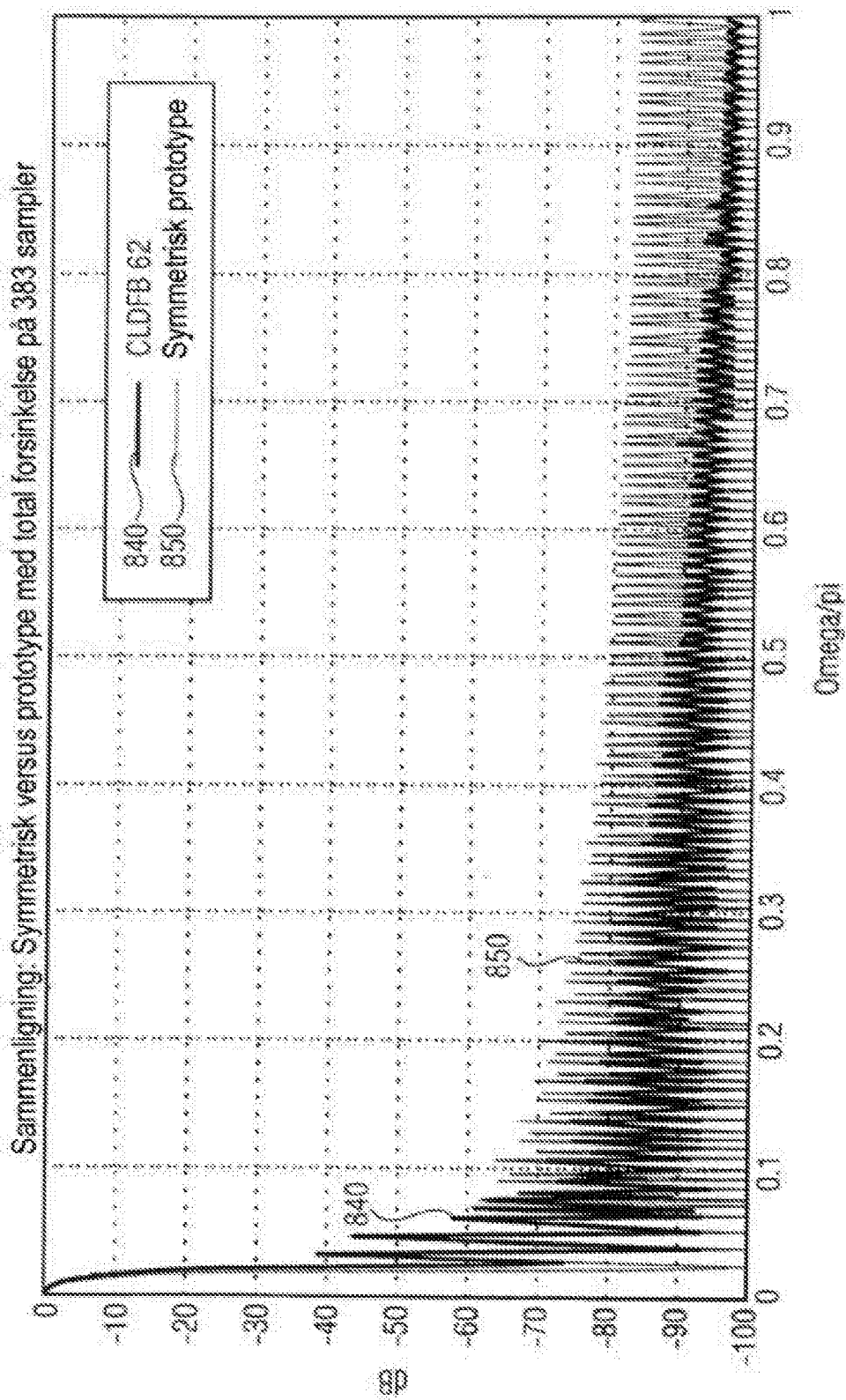


FIG 17





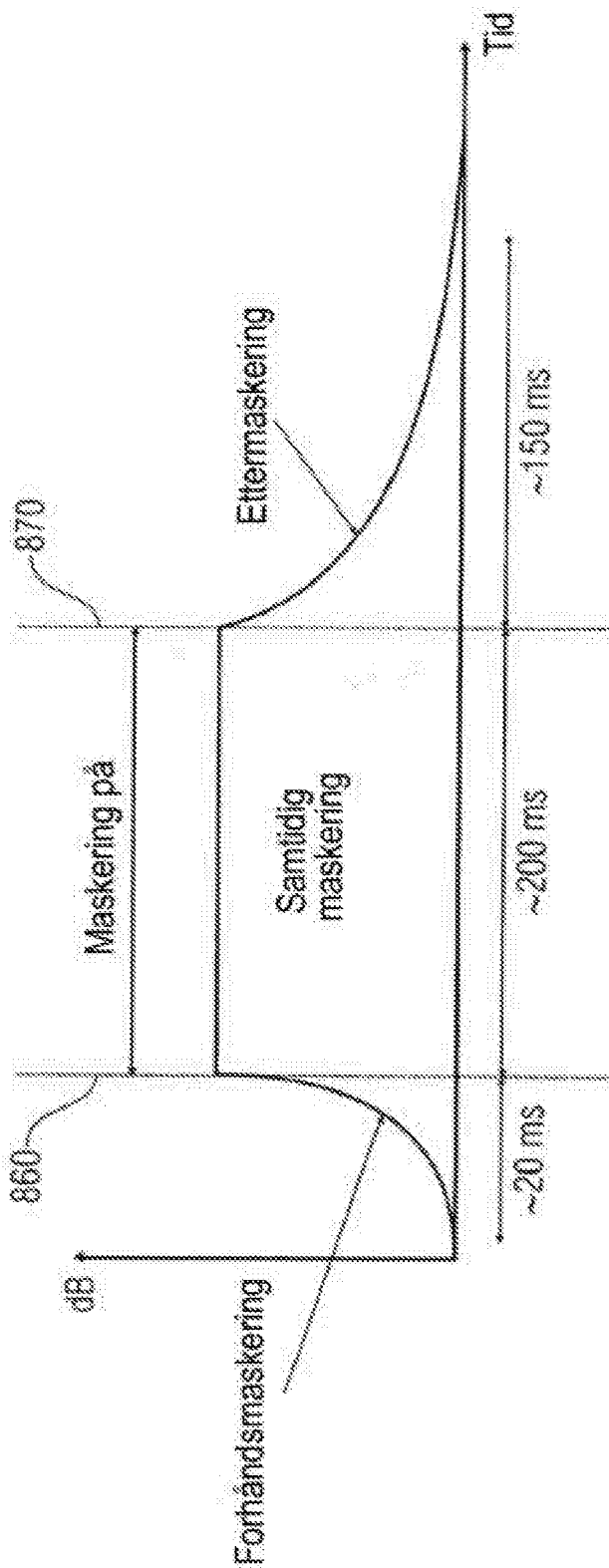


FIG 18

FIG 19A

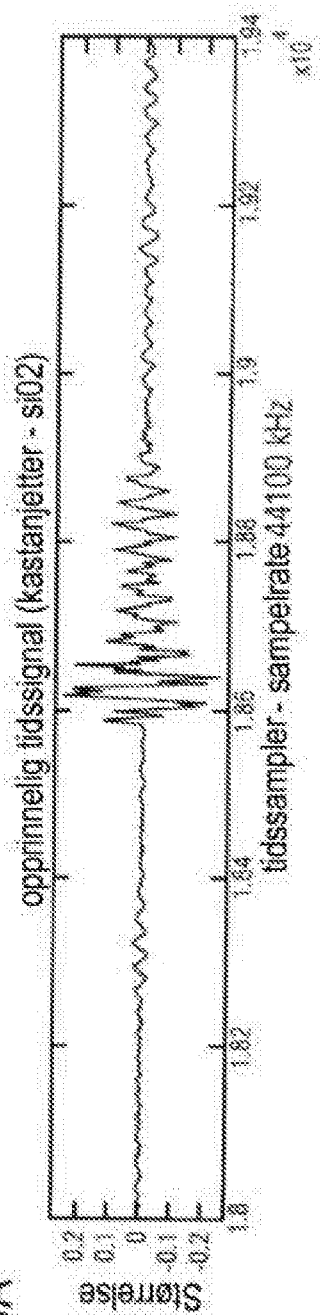


FIG 19B

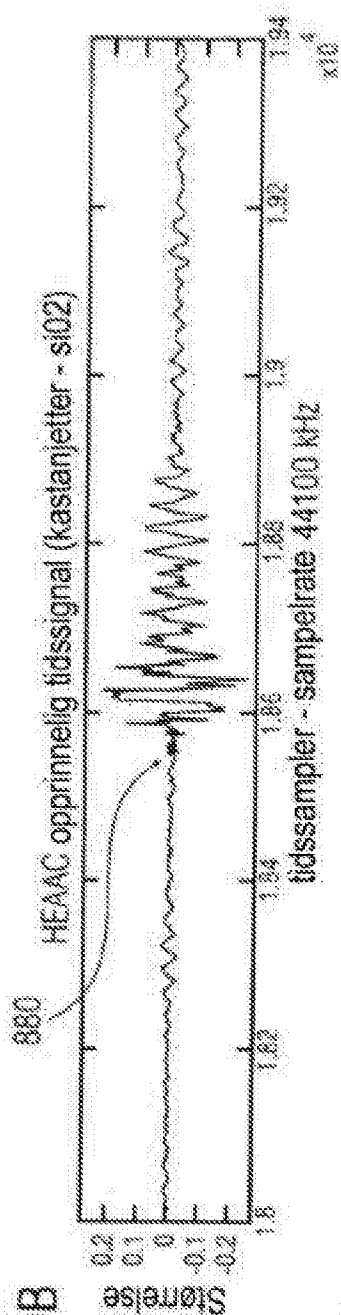


FIG 19C

