



(12) PATENT

(19) NO

(11) 326664

(13) B1

NORGE

(51) Int Cl.

H03M 3/02 (2006.01)

H04B 1/10 (2006.01)

H04J 13/00 (2006.01)

H04L 27/22 (2006.01)

Patentstyret

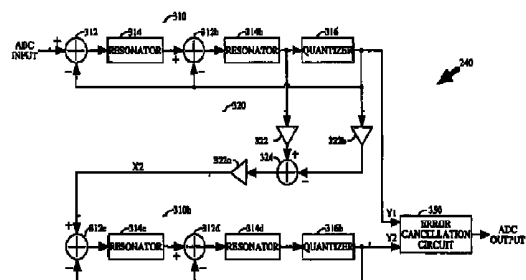
(21)	Søknadsnr	20003499	(86)	Int.inng.dag og søknadsnr	1999.01.11 PCT/US99/00580
(22)	Inng.dag	2000.07.07	(85)	Videreføringssdag	2000.07.07
(24)	Løpedag	1999.01.11	(30)	Prioritet	1998.01.09, US, 5355
(41)	Alm.tilgj	2000.09.06			
(45)	Meddelt	2009.01.26			
(73)	Innehaver	Qualcomm Incorporated, 5775 Morehouse Drive, CA92121-1714 SAN DIEGO, US			
(72)	Oppfinner	Lennart Karl-Axel Mathe, San Diego, CA, US			
(74)	Fullmektig	Tandbergs Patentkontor AS, Postboks 7085 Majorstua, 0306 OSLO			

(54) Benevnelse **Støykanselleringskrets og nedtransponeringstrinn med fasekvadratur**

(56) Anførte publikasjoner EP0650261 A1, US5283578A

(57) Sammendrag

Støykanselleringskrets (600, 800) og kvadraturenedtransponeringstrinn for en båndpassmottaker. Kjernekomponentene er en eller flere båndpassdesimatorene (602, 604, 802, 804), summeringsledd (616, 815) og en LN-omvandler (240) for omvandling av analoge signaler til digitalsignaler. Båndpassdesimatorene har et feilkanselleringsfilter (608, 610, 808, 810), et båndpassfilter (612, 812) og en desimatorkrets (614, 814). Filtrenes overføringsfunksjon konvolveres for å gi desimatorens overføringsfunksjon, og deretter desimeres de filtrerte signaler med tallet N. Dette kan utføres i desimatoren slik at denne kommer til å arbeide ved I/N av omvandlerens samplingsklokkefrekvens. Desimatorens utgangssignaler summeres i summeringsleddene (616, 815), multipliseres i etterfølgende multiplikatorer (818) og nedtransponeres til 1- og Q-basisbåndsamplingsverdier for etterfølgende lavpassfiltrering for å fjerne kvantiseringsstøy og uønskede sidesignaler. Midtfrekvensen av de analoge innkommende signaler, klokkefrekvensen og desimeringen med tallet N kan velges slik at man får et speilbilde av inngangssignalet ved $1/4 f_s$, hvor f_s er de desimerte samplingsverdiens samplingsfrekvens.



Denne oppfinnelse gjelder kommunikasjon. Nærmere bestemt gjelder oppfinnelsen en ny og forbedret støykanselleringskrets og et kvadraturedtransponeringstrinn.

I mange moderne kommunikasjonssystemer brukes digital overføring på grunn av bedret virkningsgrad og muligheten for å detektere og korrigere transmisjonsfeil. Eksempler på digitale transmisjonsformater omfatter binær faseforskyvningsnøkling (BPSK), kvaternær faseforskyvningsnøkling (QPSK), tilsvarende nøkling med "offset" (OQPSK), m-folds faseforskyvningsnøkling (m-PSK) og kvadraturamplitudemodulasjon (QAM). Eksempler på kommunikasjonssystemer som bruker digital transmisjon innbefatter kodedelt multipelaksess (CDMA) og høyoppløsningsfjernsyn (HDTV). Bruken av CDMA-teknikk i et flertilgangs kommunikasjonssystem er allerede beskrevet i vårt US patent 4 901 307 med tittel "Spread Spectrum Multiple Access Communication System Using Satellite or Terrestrial Repeaters" og US 5 103 459 med tittel "System and Method for Generating Waveforms in a CDMA Cellular Telephone System", og innholdet i begge disse tas her med som referansemateriale. Et eksempel på et HDTV-system er vist i vårt US 5 452 104, 5 107 345 og 5 021 891 med titlene "Adaptive Block Size Image Compression Method and System", og US 5 576 767 med tittel "Interframe Video Encoding and Decoding System", og innholdet i alle fire patenter tar her med som referansemateriale.

I CDMA-systemet har en basestasjon i et sambandsnett kommunikasjon med en eller flere forflyttbare eller fjerntliggende stasjoner, gjerne mobiltelefoner. Basestasjonen er typisk stasjonær. Effektforbruket er derfor mindre viktig for denne, men de fjerntliggende stasjoner er typisk brukerenheter som er fremstilt i store kvanta, og derfor har kostnad og pålitelighet stor betydning. I enkelte anvendelser så som CDMA er også strømforbruket kritisk, siden enhetene kan være bærbare og ha små dimensjoner, og man har derfor måttet gjøre et kompromiss mellom ytelse, kostnad og strømforbruk ved konstruksjonen.

Ved digitaloverføring blir de digitaliserte signaler (data) brukt for modulasjon av en sinusbølge i form av en bærer og et av formatene listet opp ovenfor. Den modulerte bølgeform blir videre behandlet (det vil si filtrert, forsterket og opptransponert) og sendt til den fjerntliggende stasjon. Der mottas de overførte RF-signaler og blir demodulert i en mottaker.

Et blokkskjema over en typisk superheterodynemottaker av eldre teknikk, men som brukes for kvadraturedemodulasjon for QPSK, OQPSK og QAM er illustrert på fig. 1. Mottakeren 100 kan brukes i en basestasjon eller i en fjerntliggende stasjon etter behov. Inne i mottakeren 100 mottas de utsendte RF-signaler via en antenne 112, ledes gjennom en dupleksenhet 114 og går frem til et inngangstrinn 102. Der forsterker

en forsterker 116 signalene og overfører dem i forsterket form til det etterfølgende båndpassfilter 118 for filtrering og fjerning av uønskede speil- og sidefrekvenser. Det filtrerte RF-signal går videre til en blander 120 for nedtransponering til en mellomfrekvens (IF), ved hjelp av en sinusformet bærebølge fra en lokaloscillator 122.

5 Mellomfrekvenssignalet fra blanderen 120 filtreres i et båndpassfilter 124 og forsterkes i en forsterker 126 med automatisk forsterkningsregulering for å frembringe et passende signalnivå på inngangen av etterfølgende omvandlere fra analog til digital form, nemlig omvandlerne 140. Det forsterkningsregulerte signal går deretter i omvandlet tilstand til demodulatoren 104 hvor to ytterligere blandere 128a og 128b nedtransponerer

10 mellomfrekvenssignalene på digital form til basisbåndsignaler i to kanaler, nemlig en I- og en Q-kanal i innbyrdes kvadratur, ved hjelp av en lokaloscillator 134 henholdsvis en fasedreier 136. Basisbåndets I- og Q-signal går til sitt respektive lavpassfilter 130a og 130b for tilpasningsfiltrering og/eller antialiasfiltrering av basisbåndsignalene. De filtrerte signaler går til analog/digital-omvandlere 140a og 140b for sampling av sig-

15 nalene og frembringe de digitaliserte basisbåndsamplene som trengs for den etterfølgende prosessor 150 for videre signalbehandling (så som feildeteksjon, feilkorleksjon og dekompresjon) for å komme frem til rekonstruerte estimater for de utsendte data.

Den første nedtransponering i blanderen 120 gjør det mulig for mottakeren 100 å transponere signaler ved forskjellige RF-nivåer ned til en fast mellomfrekvens (IF) hvor ytterligere signalprosessering kan utføres. På mellomfrekvensnivå brukes båndpassfilteret 124 i fast utførelse, og gjerne et akustisk overflatebølgefilter (SAW), for å fjerne uønskede speil- og sidefrekvenser fra mellomfrekvenssignalet. Slik filtrering er viktig siden disse signaler kan "foldes" inn i signalbåndet (det vil si det bånd hvor inngangssignalet forefinnes) i det andre nedtransponeringstrinn. Videre kan

25 disse uønskede signaler gi en betydelig amplitudeøkning av signalet inn på forskjellige aktive komponenter, så som forsterkere og blandere, hvilket kan føre til høyere intermodulasjonsnivå som resultatet av disse komponenters ulinearitet. Uønskede signaler, herunder intermodulasjonsprodukter kan forårsake degradering av et helt kommunikasjonssystemets ytelse.

30 Kvadraturdemodulatoren i henhold til den kjente teknikk har forskjellige hovedulempen. For det første kan den påkrevde filtrering i båndpassfilteret 124 og/eller lavpassfilteret 130 være kompleks. Disse filtre kan kreve et flatt passbånd, større dempning i stoppbåndet og skarp overgang i grenseområder. Filtrene bygges ofte opp med analoge kretser. Komponenttoleranser er da vanskelig å håndtere og kan forårsake

35 variasjoner i frekvensresponsen. Mottakerens 100 ytelse vil derved kunne bli dårligere. For det andre er det vanskelig å opprettholde kvadraturbalanse over en større serie med produksjonsenheter siden komponenttoleransen i fasedreiere 136, blandere 128, lavpassfiltre 130 og omvandlere 140 spiller en rolle. Eventuell mistilpasning mellom de to signalveier fører også til kvadraturubalanse og degradering i mottakerytelsen.

Mistilpasning og ubalanse mellom signalveiene vil kunne føre til overhøring mellom I- og Q-signalet og omvendt. Slik overhøring arter seg gjerne som tilleggsstøy som overlages det ønskede signal og fører til dårligere deteksjon. For det tredje kan analog/digital-omvandleren gi degradering i mottakerytelsen av forskjellige grunner, beskrevet nedenfor.

I de fleste demulatorer trengs en eller flere slike omvandlere for å omvandle en analog bølgeform som løper kontinuerlig over tid til diskrete samplingsverdier ved regelmessig distanserte tidsintervaller. Noen av de viktigste ytelsesparametre for en slik omvandler innbefatter dynamisk omfang, linearitet og likespenningsforskyvning. Hver av disse parametre kan påvirke ytelsen av kommunikasjonssystemet. Det dynamiske område kan påvirke feilhyppigheten (BER) i mottakeren siden støyen fra omvandleren reduserer muligheten til korrekt deteksjon av inngangssignalet. Lineariteten er relatert til forskjellen mellom en aktuell overføringskurve (det vil si en digitalutgang som funksjon av en analoginngang) og den ideelle overføringsfunksjon. God linearitet er vanskeligere å oppnå når omvandleren har stor oppløsning (stor digital ordlengde). Dårlig linearitet kan degradere feildeteksjonen/korreksjonen, og endelig kan likespenningsforskyvning ødelegge ytelsen av den faselåste sløyfe i mottakeren og feilkorreksjonsdekoderen, for eksempel en Viterbi-dekoder.

I den kjente teknikk brukes analog/digital-omformere av flash- eller tilnærmingstypen for sampling av basisbåndsignalene. I den første type føres inngangssignalet til et antall $L-1$ komparatorer, hvor $L=2^m$ der m er antallet digitalsifre i omvandleren. Det føres også en sammenlikningsspenning inn til hver komparator. De $L-1$ sammenlikningsspenninger frembringes i et motstandsnettverk med L motstander. Slike omvandlere er omfangsrike og bruker mye strøm siden det trengs så mange som $L-1$ komparatorer og L motstander. Omvandlerne av denne type kan likevel ha dårlig linearitet og dårlig likespenningsforskyvning dersom motstandene i motstandsnettverket ikke er godt innbyrdes tilpasset. Denne type omvandlere er imidlertid populære siden de kan arbeide ved store hastigheter.

Omvandlere som bygger på tilnærming (suksessiv approksimasjon) er også populære for sambandssystemer, idet disse kan redusere kompleksiteten ved å utføre tilnærmelser for inngangssignalet over to eller flere trinn. Denne type omvandlere kan imidlertid også ha dårlig linearitet og dårlig likespenningsforskyvning, og dette betyr at begge omvandlertyper langt fra er ideelle for bruk i mange kommunikasjonssammenhenger.

Omvandlere av typen sigma delta ($\Sigma\Delta$ ADC) har bedre ytelse enn de to allerede nevnte typer, på grunn av sin interne oppbygging. Denne tredje type omvandlere utfører analog/digital-omvandling av inngangssignalene ved å utføre gradvis ettsiffrs tilnærmelser av endringene i inngangssignalet, siden den tidligere samplingsverdi er estimert allerede ved en samplingsfrekvens som er mange ganger

høyere enn inngangssignalets båndbredde. Utgangssamplingsverdiene omfatter inngangssignalet og kvantiseringsstøyen. Denne tredje type omvandler kan imidlertid konstrueres slik at kvantiseringsstøyen i signalbåndet skyves ut over båndgrensen (eller støyformes) der filtrering kan utføres.

5 Omvandler av $\Sigma\Delta$ -typen kan gi et stort dynamisk omfang, god linearitet og liten likespenningsforskyvning ut fra sin iboende struktur. Det dynamiske område kan for eksempel oppnås ved å velge en passende oversamplingstakt (OSR) og en riktig støyformende filterkarakteristikk. Oversamlingsforholdet er samplingsfrekvensen delt på inngangssignalets tosidige båndbredde. I tillegg oppnås god linearitet og liten
10 likespenningsforskyvning ved den enkle 1 b kvantiseringskrets som er innebygget.

Siden det trengs stor oversampling for god ytelse har slike omvandler konvensjonelt vært begrenset til anvendelser hvor inngangssignalet er et lavbåndbredde-signal, så som et lydsignal. Ved innføringen av høyhastighets analogkretser kan imidlertid $\Sigma\Delta$ -omvandler brukes også ved høyere hastigheter. Høyhastighets båndpass-
15 og basisbåndomvandlerkonstruksjoner og -anvendelser er allerede beskrevet i detalj i vår US patentsøknad 08/928,847 med tittel "Sigma-Delta Analog-to-Digital Converter" med prioritet fra 1997, og innholdet tas her med som referansemateriale.

Denne type båndpassomvandler gir mellomfrekvenssamplingsverdier som er støyformet, og for båndpass-sampling med en slik omvandler filtreres deretter
20 mellomfrekvenssamplingsverdiene og kvadraturedtransponeres for å gi basisbåndutgang i kvadratur.

I følge oppfinnelsen, løses de overnevnte problemer ved en krets angitt i krav 1 og som har de karakteristiske trekk som angitt i den kjennetegnende del av kravet; og et trinn angitt i krav 13 og som har de karakteristiske trekk som angitt i den
25 kjennetegnende del av kravet.

Oppfinnelsen gjelder en ny og forbedret støykanselleringskrets og et kvadraturedtransponeringstrinn. Støykanselleringen innebærer minst én båndpassdesimator og en summer. I et typisk eksempel brukes en flertrinns båndpassomvandler fra analog til digital form og med støyformende sigma-delta element (MASH $\Sigma\Delta$ ADC) for
30 sampling av et analogt inngangssignal og hver sløyfe i omvandleren vil da gi et utgangssignal Y. Utgangen fra hver sløyfe går til en tilhørende båndpassdesimator. I dette eksempel omfatter desimatoren et feilkanselleringsfilter, et båndpassfilter og en desimator. Båndpassfilteret brukes for å filtrere signalet fra feilkanselleringsfilteret. Det filtrerte signal desimeres deretter med N i desimatoren. Signalene fra samtlige båndpassdesimatorer summeres sammen, og resultatet går ut og omfatter mellomfrekvens-
35 samplingsverdiene.

For kvadraturedtransponering går mellomfrekvenssamplingsverdiene til to multiplikatorer som nedtransponerer dem til I- og Q-basisbåndsamplingsverdier med

henholdsvis en faseriktig og en kvadraturrelatert sinusform. Disse verdier lavpass-filtreres for ytterligere å fjerne kvantiseringsstøy og uønskede signaler.

Det er et mål med denne oppfinnelse å frembringe en støykansellerings-krets og et båndpassfilter som reduserer kretskompleksiteten og effektforbruket. I et typisk eksempel dekomponeres overføringsfunksjonen for feilkanselleringskretsen til et sett overføringsfunksjoner av andreorden, en for hvert utgangssignal Y fra om-vandleren. Hver overføringsfunksjon tilsvarer et feilkanselleringsfilter. Overførings-funksjonene for hvert av disse filtre og båndpassfilteret konvolveres for å gi over-føringsfunksjonen for en båndpassdesimator. Denne funksjon for hver båndpassdesi-mator kan implementeres med mindre maskinvare enn direkteimplementeringen for det tilsvarende feilkanselleringsfilter og båndpassfilteret. Videre arbeider hver bånd-passdesimator på et 1 b signal Y fra en tilsvarende sløyfe i omvandleren MASH ADC. Direkteimplementering av feilkanselleringskretsen og båndpassfilteret ville kreve at sistnevnte arbeider med flere sifre på utgangen fra kretsen. I tillegg kan desimeringen med faktoren N inkorporeres i båndpassdesimatoren slik at disse bare arbeider ved 1/N av samplingsklokkens frekvens i omvandleren, hvorved strømforbruket reduseres.

Det er nok et mål med oppfinnelsen å komme frem til et kvadratur-nedtransponeringstrinn med redusert kretskompleksitet. I et typisk eksempel er det analoge inngangssignals midtfrekvens ved mellomfrekvens: $f_{IF} = \frac{1}{4}(2n+1)f_{ADC}$, hvor n er et heltall fra null og oppover, mens f_{ADC} er samplingsfrekvensen for analog/digital-omvandleren. Denne midtfrekvens brukes for avbildning av inngangssignalet ved frekvensen $f_c = \frac{1}{4}f_{ADC}$ etter omvandlingen. Opprettholdelsen av midtfrekvensen for avbildningen ved $\frac{1}{4}f_{ADC}$ forenkler frekvensnedtransponeringen siden I- og Q-signalene $\cos(w_c t)$ og $\sin(w_c t)$ derved blir de enkle verdier 1, 0 og -1. I eksemplet skjer desimeringen med verdien N slik at avbildningsfrekvensen opprettholdes ved $\frac{1}{4}f_s$, hvor f_s er samplingsfrekvensen for de desimerte samplingsverdier (eller $f_s = f_{ADC}/N$). Dette kan oppnås ved å velge et oddetall for N (det vil si 3, 5, 7, 9 etc.).

De enkelte trekk ved og mål med oppfinnelsen vil fremgå av beskrivelsen nedenfor, og det vises samtidig til tegningene, hvor fig. 1 viser et blokkskjema over en typisk supermottaker av kjent type, fig. 2 viser et blokkskjema over en typisk båndpass-samplingsmottaker ifølge oppfinnelsen, fig. 3 viser et blokkskjema over en typisk om-vandler av typen MASH $\Sigma\Delta$, fig. 4 viser et blokkskjema over en typisk støykansel-leringskrets ifølge oppfinnelsen, fig. 5 viser et blokkskjema over en typisk digitalsig-nalprosessor for kvadraturdemodulasjon, fig. 6 viser et blokkskjema over en annen typisk støykanselleringskrets, fig. 7(A og B) viser blokkskjemaer over et typisk kvadrurnedtransponeringstrinn for mellomfrekvenssamplingsverdier sentrert ved vilkårlig frekvens og tilsvarende verdier sentrert ved $\frac{1}{4}f_s$, fig. 7C viser blokkskjematisk et tilsvarende typisk nedtransponeringstrinn for IF-samplingsverdier sentrert ved $\frac{1}{4}f_s$, fig. 8 viser et blokkskjema over et eksempel på sammenstillingen av støykansel-

leringskretser og kvadraturenedtransponeringstrinn, fig. 9A-9B viser blokkskjemaer over samme hvor det brukes en flerfasestruktur, og fig. 10A-10E viser typiske spektra for MASH-omvandlerens Y1-signal, samme signal etter passering av et feilkanselleringsfilter, frekvensresponsen for båndpassfilteret etter dette feilkanselleringsfilter, spekteret etter båndpassfilteret, og signalets spektrum etter en desimering 3:1.

Oppfinnelsen gjelder altså en ny type støykanselleringskrets og et tilhørende nedtransponeringstrinn med fasekvadratur, brukt sammen med en analog/digital-omvandler (ADC). Oppfinnelsen er særlig egnet for kombinasjon med en omvandler av typen $\Sigma\Delta$ ADC beskrevet i patentskriftet USSN PA447 nevnt ovenfor. Typiske anvendelser for bruk av disse kretser innbefatter kommunikasjonssystemer av kategori CDMA og HDTV.

I en ADC med båndpassampling sentrerer inngangssignalet ved en mellomfrekvens (IF) i stedet for ved basisbånd (BB). Samplingen ved mellomfrekvens gjør det mulig å spare et nedtransponeringstrinn i mottakeren, slik at denne blir enklere, og samtidig bedres påliteligheten. Bruken av et $\Sigma\Delta$ -trinn for omvandlingen gir mange fordeler over konvensjonelle omvandlere (for eksempel av flash-typen og omvandlere som bruker gradvis tilnærming), som beskrevet ovenfor. Støyformingen i $\Sigma\Delta$ -omvandleren kan utføres slik at kvantiseringsstøyen rundt signalbåndet skyves ut av båndet (eller støyformes) der filtrering kan utføres.

Et blokkskjema over en typisk båndpass-samplingsmottaker er vist på fig. 2. Mottakeren 200 kan brukes til å demodulere forskjellige modulasjonsformater, så som BPSK; QPSK, OQPSK, QAM og andre både på digital og analog form. I mottakeren 200 tas de utsendte høyfrekvenssignaler imot i antennen 212, rutes gjennom den viste dupleksenhet 214 og går der inn i mottakerens inngangsdelen 202 for forsterkning i en forsterker 216, filtrering i et båndpassfilter 218 slik at uønskede speil- og sidefrekvenser fjernes, og føres til en blander 220 for nedtransponering til mellomfrekvens ved hjelp av et sinusformet hjelpesignal fra den viste lokaloscillator LO1, 222. Mellomfrekvenssignalet ved frekvensforskjellen mellom høyfrekvenssignalet og lokaloscillatorsignalet filtreres i båndpassfilteret 224, idet dette særlig er et transversalfilter basert på omvandling til overflatebølger på et piezoelektrisk medium. En etterfølgende bufferforsterker 226 gir et skille og kan ha ytterligere forsterkning. Den viste demodulator 204 tar imot signalene fra inngangsdelen 202 og behandler dem i en analog/digital-omvandler (ADC) 240 hvor signalene samples ved en høy samplingsfrekvens som er gitt av et tilført klokkesignal (CLK), for tilførsel til den etterfølgende digitalsignalprosessor (DSP) 250. Denne prosessor er beskrevet i detalj nedenfor.

For anvendelser hvor det er påkrevet med kvadraturedemodulasjon brukes en båndpassomvandler, særlig for modulasjonstyper av typen QPSK, OQPSK og QAM. Denne omvandler kan være utført som en $\Sigma\Delta$ -omvandler på den måte som er beskrevet i patentskriftet nevnt ovenfor.

Et blokkskjema over en typisk tosløyfebåndpassutførelse av en slik $\Sigma\Delta$ -omvandler er vist på fig. 3. Denne omvandler 240a har som eksempel to sløyfer 310a og 310b, men utførelsen kan også greie seg med bare én sløyfe eller ha flere enn to, uten at dette bringer konseptet ut av oppfinnelsens ramme. Omvandleren har et foroverkopplingselement 320 og en feilkanselleringskrets 350. Et analogsignal tilføres og frembringer et digitalsignal på utgangen, idet dette har minst 2 b per samplingsverdi, det vil si minst 1 b for hver sløyfe 310. Fra inngangen går analogsignalet til det første sløyfe 310a som frembringer et 1 b Y1-signal i respons. En fraksjon av inngangssignalet samt kvantiseringsstøy (X2) fra denne første sløyfe 310a videreføres til den andre sløyfe 310b hvor ytterligere støyforming utføres. Signalene Y1 og Y2 fra disse to sløyfer går begge til kanselleringskretsen 350 for forsinkelse, filtrering og kombinasjon av signalene for å danne digitalutgangssignalet.

I den første sløyfe 310a mottar det viste summeringsledd 312a inngangssignalet samt signalet Y1 fra den viste kvantiseringskrets 316a i enden av sløyfen, trekker signalet Y1 fra inngangssignalet og danner feilsignalet for videreføring til en første resonator 314a for filtrering av dette feilsignal og videreføring av det filtrerte signal til et andre summeringsledd 312b. I eksemplet er det to resonatorer i hver sløyfe, og samtlige av disse i omvandleren 240a har båndpassoverføringsfunksjonen

$$k_n z^{-2} / (1 + z^{-2}) = k_n / (1 + z^2)$$

hvor k_n er forsterkningen av den n-te resonator 314 i sløyfen 310. Summeringsleddet 312b mottar også signalet Y1 fra kvantiseringskretsen 316a og trekker dette fra feilsignalet fra en første resonator 314a slik at det etableres et andreordens feilsignal som videreføres til den andre resonator 314b for ytterligere filtrering. Det filtrerte signal fra denne andre resonator går til kvantiseringskretsen 316a for å frembringe Y1-signalet med lengde 1 b i respons. Sløyfen 310b er oppkoplet på tilsvarende måte som den første sløyfe 310a.

Den filtrerte utgang fra resonatoren 314b går også til det viste forsterkningselement 322a for skalering av signalet med skaleringsfaktoren a_1 . Signalet Y1 fra kvantiseringskretsen 316a går til et tilsvarende andre forsterkningselement 322b for skalering av signalet Y1 med skaleringsfaktoren a_2 . Utgangen fra disse elementer 322a og 322b går til det etterfølgende summeringsledd 324 hvor utgangen fra forsterkningselementet 322b trekkes fra utgangen fra forsterkningselementet 322a. Feilsignalet fra summeringsleddet 324 går til et tredje forsterkningselement 322c for skalering av feilsignalet med en tredje skaleringsfaktor a_3 . Utgangen fra elementet 322c får derved feilsignalet X2 som går til den andre sløyfe 310b.

Et blokkskjema over en typisk feilkanselleringskrets 350 er vist på fig. 4. I denne krets går signalet Y1 fra sløyfen 310a til et forsinkelselement 312 hvis

forsinkelse er et tidsintervall som tilsvarer prosessforsinkelsen i sløyfen 310b. Det forsinkede signal Y1 fra elementet 412 synkroniseres med signalet Y2 fra sløyfen 310b, idet dette signal går til et forsterkningselement 416 for skalering av signalet Y2 med skaleringsfaktoren G. Det forsinkede signal Y1 går til et andre forsterkningselement 414 for skalering av dette forsinkede signal med skaleringsfaktoren (h-1). Disse skaleringsfaktorer bestemmer delvis støyformingskarakteristikken for omvandleren 240a, og i eksemplet velges $G = 4$ og $(h-1) = 1$. Utgangen fra elementene 414 og 416 går til det viste summeringsledd 418 for summering. Etter summeringen går resultatet til filteret 420 for filtrering med overføringsfunksjonen $N(z)$. Denne overføringsfunksjon for filteret 420 og forsinkelsen i elementet 412 velges ut fra omvandlerens karakteristikk. I eksemplet har filteret 420 i en omvandler 240a av MASH 4-4 båndpassstypen overføringsfunksjonen $N(z) = (1+Z^{-2})^2$, og elementet 412 har overføringsfunksjonen $D(z) = z^{-4}$. Andre overføringsfunksjoner for filteret 420 og forsinkelseselementet 412 kan også brukes og vil være innenfor oppfinnelsens ramme. For en båndpassomvandler som er sentrert rundt $f_{ADC}/4$ vil hver andre koeffisient i $N(z)$ være null, og denne karakteristikk brukes for å forenkle feilkanselleringskretsen og båndpassfilteret ifølge oppfinnelsen. Utgangen fra filteret 420 og det forsinkede signal Y1 går til summeringsleddet 420 for summering av de to signaler og danne digitalutgangen fra omvandleren.

Den typiske overføringsfunksjon $Y(z)$ for feilkanselleringskretsen 350 kan, ut fra overføringsfunksjonene for henholdsvis forsinkelseselementet 412 $D(z)$ og filteret 420, $N(z)$ samt de typiske skaleringsfaktorer $G = 4$ og $(h-1) = 1$ settes opp slik:

$$\begin{aligned}
 Y(z) &= EC_{Y1}(z) \cdot Y1(z) + EC_{Y2}(z) \cdot Y2(z) \\
 &= z^{-4}(2 + 2z^{-2} + z^{-4}) \cdot Y1(z) + 4(1 + 2z^{-2} + z^{-4}) \cdot Y2(z) \\
 &= [z^{-4}Y1(z)] + [(1 + 2z^{-2} + z^{-4})(z^{-4}Y1(z) + 4Y2(z))]
 \end{aligned} \tag{1}$$

I likning (1) gjelder det første ledd i klammeparentesen signalkomponenten, mens det andre ledd i klammeparentes gjelder den totale kvantiseringsstøy etter feilkanselleringen. Merk at overføringsfunksjonen $Y(z)$ for kretsen 350 kan fremkomme ved å kjøre signalet Y1 gjennom det første filter med endelig pulsrespons (FIR) og med koeffisientene $EC_{Y1}(z)$, og kjøre signalet Y2 gjennom et andre tilsvarende filter med koeffisientene $EC_{Y2}(z)$ og deretter summere de to utganger fra filtrene. Koeffisientene for FIR-filtrene kan settes opp slik:

$$\begin{aligned}
 EC_{Y1}(z) &= [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 2 \ 0 \ 2 \ 0 \ 1] \\
 EC_{Y2}(z) &= [1 \ 0 \ 2 \ 0 \ 1] \cdot 4
 \end{aligned} \tag{2}$$

Fra likning (2) kan det slutes at selv om inngangene til feilkanselleringskretsen 350 inneholder to signaler, Y1 og Y2, hvert med 1 b oppløsning vil utgangen fra kretsen 350 ha en oppløsning på 5 b og et område på 0-21. Fra likning (1) fremgår at signalet ikke forsterkes og får større amplitude, men kvantiseringsstøyen vil
 5 derimot prosesseres og formes, og et ytterligere område vil trenge for formingen av kvantiseringsstøy utenfor båndet.

Et typisk blokkskjema for en digitalprosessor 250 for kvadraturdemodulasjon er vist på fig. 5. Digitalutgangen fra omvandleren 240 går til et båndpassfilter 512 for filtrering og fjerne kvantiseringsstøy og andre uønskede signaler. I eksemplet har
 10 båndpassfilteret følgende overføringsfunksjon:

$$H_{BPF}(z) = (-z^{-2} + z^{-4})^p, \quad (3)$$

hvor p er båndpassfilterets 512 orden. Overføringsfunksjonen fra denne formel gir
 15 nuller ved $f_{ADC}/12$ og $5f_{ADC}/12$ og har maksimal forsterkning ved $f_{ADC}/4$. I eksemplet velges filterets karakteristikk sammen med desimatoren 514 som beskrevet nedenfor. Andre overføringsfunksjoner kan også være aktuelle.

Bruken av et slikt båndpassfilter 512 etter feilkanselleringskretsen 350 gir flere fordeler. I eksemplet sentres det mottatte signal ved $f_{ADC}/4$ etter omvandlingen i
 20 omvandleren 240a, og følgelig blir båndpassfilterets 512 amplituderespons slik at det sentres rundt $f_{ADC}/4$, mens overføringsfunksjonen via filteret 512 gir nuller for enhver annen koeffisient. Denne filterkoeffisientkarakteristikk kan kombineres med en tilsvarende karakteristikk for feilkanselleringskretsen 350, slik det er vist i likning (2), for å forenkle kretsens 350 kompleksitet, og det samme gjelder båndpassfilteret 512.
 25 Som nevnt ovenfor kan utgangen fra kretsen 350 ha en oppløsning på 5 b. Beregning av filteret 512 for å kunne håndtere den ønskede 5 b presisjonsaritmetikk kan gi en betydelig økning av filterets kompleksitet, men ved kombinasjon med kretsen 350 slik at den resulterende krets arbeider med signalene Y1 og Y2 med bar 1 b oppløsning gir betydelige fordeler. Endelig fjerner filteret 512 en større del av kvantiseringsstøyen fra
 30 omvandleren 240a slik at den ønskede dynamikk etter båndpassfilteret 512 reduseres tilsvarende.

Det filtrerte signal fra båndpassfilteret 512 går til den viste desimator 514 for desimering av signalet med en faktor på N:1, hvor N er et oddetall i eksemplet. Dette betyr at desimatoren 514 holder tilbake én samplingsverdi for antallet N slike og
 35 vraker de øvrige N-1 verdier. Utgangen fra desimatoren 514 inneholder de mellomfrekvenssamplingsverdier som går til multiplikatorer 518a og 518b for nedtransponering av mellomfrekvenssamplingsverdiene til basisbåndsamplingsverdier ved I og Q i fasekvadratur, med henholdsvis et signal $\cos(w_c t)$ og $\sin(w_c t)$. I/Q-basisbåndsamplingsverdiene går til de viste lavpassfiltre 520a og 520b for filtrering for å gi kvadratur-

utgangene. Disse utganger går til basisbåndprosessoren 530 for å utføre ytterligere signalprosessering, så som filtrering, desimering, feildeteksjon, feilkorreksjon og dekompresjon. I eksemplet kan båndpassfilteret 512, 520 også gi skalering av signalet for å muliggjøre at prosessoren 530 gir basisbånddata ved forskjellig amplitude. Andre anvendelser av prosessoren 250 kan også tenkes for kvadraturdemodulasjon og vil ligge innenfor oppfinnelsens ramme.

Feilkanselleringskretsen 350 og båndpassfilteret 512 kan implementeres direkte som vist på fig. 5 og 6, men dette ville føre til en komplisert konstruksjon siden man trenger to kretser for feilkanselleringskretsen og filteret, og det siste i så fall måtte være konstruert for å arbeide med signaler med 5 b oppløsning. I og med oppfinnelsen kombineres disse to kretser.

Fig. 6 viser typisk hvordan digitalsignalprosesseringen av signalene Y1 og Y2 foregår i en støykanselleringskrets 600. Signalene går til to desimatore 602 henholdsvis 604, og på denne måte etableres to båndpassdesimatore for hver sløyfe i omvandleren MASH ADC 240a. I den viste desimator 602 går signalet Y1 til et feilkanselleringsfilter 602 for filtrering med overføringsfunksjonen $EC_{Y1}(z)$ som vist i likning (2). Det filtrerte signal går til båndpassfilteret 612a. I eksemplet har dette filter samme overføringsfunksjon som båndpassfilteret 512, slik det fremgår av likning (3). Det filtrerte signal fra båndpassfilteret 612a går til desimatoren 614 som arbeider på samme måte som desimatoren 514. Båndpassdesimatoren 604 er identisk med desimatoren 602, med unntak av feilkanselleringsfilteret 602 som har overføringsfunksjonen $EC_{Y2}(z)$ som vist i likning (2).

I eksemplet konvolveres overføringsfunksjonene for filtrene 608 og 612a for å frembringe desimatoren 602 overføringsfunksjon, og tilsvarende konvolveres overføringsfunksjonene fra filtrene 610 og 612b for å danne overføringsfunksjonen for båndpassdesimatoren 604. Den forbedring som oppnås ved å implementere desimatoren 602 og 604 med konvolverte overføringsfunksjoner kan her illustreres for et tredjeordens båndpassfilter 612 hvis overføringsfunksjon $H_{BPF3}(z)$ kan beregnet fra likning (3) med $p=3$ og representeres som et FIR-filter med følgende koeffisienter:

$$H_{BPF3}(z)=[1 \ 0 \ -3 \ 0 \ 6 \ 0 \ -7 \ 0 \ 6 \ 0 \ -3 \ 0 \ 1] \quad (4)$$

For desimatoren 602 får man ved konvolvering mellom filtrene 608 og 612a overføringsfunksjonen $H_{Y1}(z)$, vist likning (5) nedenfor. Tilsvarende vil konvolvering for desimatoren 604 med filtrene 610 og 612b gi overføringsfunksjonen $H_{Y2}(z)$. Disse to overføringsfunksjoner kan uttrykkes som FIR-filtre hvis koeffisienter er vist nedenfor i likning (5):

$$H_{Y1}=[0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 2 \ 0 \ -4 \ 0 \ 7 \ 0 \ -5 \ 0 \ 4 \ 0 \ -1 \ 0 \ 2 \ 0 \ -1 \ 0 \ 1]$$

$$H_{Y2}=[1\ 0\ -1\ 0\ 1\ 0\ 2\ 0\ -2\ 0\ 2\ 0\ 1\ 0\ -1\ 0\ 1]\cdot 4 \quad (5)$$

Konvolvingen av koeffisientene for filterne 608 og 610 med koeffisientene for filteret 612 for å komme frem til de to viste filterkoeffisienter gir mange fordeler, blant annet så vil det nødvendige antall summeringsledd reduseres ved konvolvingen. Fra likning (4) fremgår at implementeringen av overføringsfunksjonen $H_{BPF3}(z)$ trenger 12 summeringsledd (det vil si ett summeringsledd for hver koeffisient på 1 og to summeringsledd for hver koeffisient på -3, 6 eller 7). I motsetning til dette fremgår at implementeringen av det konvolverte filter $H_{Y1}(z)$ fra likning 5 krever 11 summeringsledd (ett summeringsledd for hver koeffisient 1, -1, 2, 4 eller -4 og to summeringsledd for hver koeffisient på -5 eller 7). tilsvarende fremgår at bruken av filteret med overføringsfunksjon $H_{Y2}(z)$ krever ni summeringsledd (det vil si ett for hver koeffisient 1, -1, 2 eller -2). Antallet summeringsledd som trengs for konvolveringsfiltrene (feilkanselleringsfilteret og båndpassfilteret) vil være mindre enn det som trengs for båndpassfilteret alene. Dernest arbeider de konvolverte filtre med overføringsfunksjon $H_{Y1}(z)$ og $H_{Y2}(z)$ med signalene $Y1$ henholdsvis $Y2$, hvert med bare 1 b oppløsning. I motsetning til dette vil en direkteimplementering (det vil si uten konvolving) av kanselleringsfiltrene 608 og 610 samt båndpassfilteret 612 føre til at båndpassfiltrene 612 måtte arbeide på digitalsignalutganger med 5 b oppløsning, fra feilkanselleringsfiltrene 608 og 610. For det tredje kan desimatoren 614 brukes for filterne med overføringsfunksjon $H_{Y1}(z)$ og $H_{Y2}(z)$ slik at det beregnes en utgangssamplingsverdi for hver av de N inngangssamplingsverdier. Ved å la de konvolverte filtre arbeide ved frekvensen $1/N$ av samplingsklokkefrekvensen for omvandleren reduseres effektforbruket.

I eksemplet er en båndpassomvandler 240a brukt for omvandleren 240 i en båndpassmottaker med subsampling, hvilket gir kvantiseringsstøy på den måte som er beskrevet i patentsøknaden PA 447. For en slik båndpassomvandler ($\Sigma\Delta$ ADC) skyves kvantiseringsstøyen omkring $\frac{1}{4}f_{ADC}$ mot lavere frekvenser (likespenning) og $\frac{1}{2}f_{ADC}$ der filtrering av kvantiseringsstøyen kan utføres, og midtfrekvensen av mellomfrekvenssignalet velges da slik at det fremkommer en speilfrekvens ved $f_c = \frac{1}{4}f_{ADC}$ etter analog/digital-omvandlingen, nemlig en frekvens hvor kvantiseringsstøyen er redusert til et minimum.

Det kvadraturenedtransponeringstrinn som er vist på fig. 5 er tegnet om igjen på fig. 7A. IF-samplingsverdiene fra desimatoren 514 transponeres der ned til båndpassamplingsverdier i multiplikatorene 518a og 518b og ved hjelp av signalene $\cos(\omega_c t)$ og $\sin(\omega_c t)$ i kvadratur. Ved riktig valg av omvandlerens samplingsfrekvens i forhold til mellomfrekvenssignalets midtfrekvens kan trinnet lages trivielt, særlig velges samplingsfrekvensen tilnærmet fire ganger midtfrekvensen av den nedtransponerte speilfrekvens (det vil si $f_c = \frac{1}{4}f_{ADC}$) og da kan transponeringen utføres ved å multiplisere

IF-samlingsverdiene med I-sekvensen [1, 0, -1, 0, 1, 0, ...] og Q-sekvensen [0, 1, 0, -1, 0, 1, ...] slik det er vist på fig. 7B. Dette er slik fordi $f_c = \frac{1}{4}f_{\text{ADC}}$ gir de trigonometriske funksjoner i fasekvadratur ved beregning ved $(i\pi/2)$ slik at verdiene 1, 0 eller -1 fremkommer for heltallsverdier av i . I eksemplet kan man bruke en utvendig frekvensstyresløyfe for å opprettholde midtfrekvensen i speilfrekvensområdet ved omkring en fjerdedel av samlingsfrekvensen for omvandleren.

Det vises nå til fig. 7B, og det fremgår at annenhver verdi av I-sekvensen [1, 0, -1, 0, 1, 0, ...] er null og tilsvarende fremgår at annen verdi også av Q-sekvensen [0, 1, 0, -1, 0, 1, ...] er lik null. Videre vil disse sekvenser være gyldige (det vil ikke null) for alternative verdier, og disse karakteristiske egenskaper kan brukes for å forenkle konstruksjonen av kvadraturtrinnet.

Et blokkskjema over en typisk slik forbedring som tar nytte av disse detaljer er vist på fig. 7C. Kvadraturendtransponeringstrinnet er der utført slik at annenhver IF-samlingsverdi går fra den viste demultipleksenhet 716 til multiplikatoren 718a, mens annenhver går til multiplikatoren 718b. I en slik kretsarkitektur kan multiplikatorene arbeide ved halve hastigheten i forhold til tidligere, slik at strømforbruket reduseres. Lavpassfiltrene 720 og 722 tilsvarende filterne 520a og 520b, men siden demultipleksbehandlingen utføres annerledes vil de samlingsverdier som går til multiplikatorene 718 være 90° ute av fase eller tidsforskjøvet med én samlingsverdi. I eksemplet er lavpassfilteret 720 for å synkronisere I-utgangen med Q-utgangen fra lavpassfiltrene 720 og 722, utført slik at dette filter tilfører en ytterligere forsinkelse på en halv samlingsssyklus i forhold til forsinkelsen i lavpassfilteret 722. Amplituderresponsen for disse filtre er imidlertid tilnærmet den samme for å redusere I/Q-ubalanse og -overføring ("krysstale"). Denne ytterligere forsinkelse kan fremkomme ved å bruke forskjellig overføringsfunksjon i de to filtre, eller man kan bruke samme overføringsfunksjon, men ha en dobbelt så stor klokkefrekvens og forsinke utgangen fra filteret 720 med en halv samlingsverdi. Forskjellige andre måter kan også tenkes for å gi omtrent samme amplituderrespons, men forskjellig faserespons eller forsinkelse, og slike alternative måter vil også høre med i oppfinnelsens konsept.

Spektral inversjon av de samlede signalers spektrum kan finne sted når signalet subsamples. Dette fenomen vil være avhengig av omvandlerens samlingsfrekvens i forhold til midtfrekvensen av det signal som samples. I eksemplet sentreres et CDMA-signal $f_{\text{IF}} = \frac{1}{4}(2n+1)f_{\text{ADC}}$ hvor n er et heltall lik eller større enn null, mens f_{ADC} er samlingsfrekvensen for omvandleren. For odde heltall n vil slik spektral inversjon finne sted, mens det ikke gjør det for heltallsverdier av n . En desimering med 3 i desimatoren 614 vil også gi spektral inversjon, men denne kan korrigeres ved å velge en kvadratursinusbølge som ligger 180° ute av fase eller en invertert kvadratursinusbølge. Disse bølger kan velges via multipleksenheten 724 av det spektralinverterte signal selv, slik det er illustrert på fig. 7C.

Et eksempel på en støykanselleringskrets og en tilhørende utforming av et kvadraturedtransponeringstrinn for CDMA-anvendelse er vist på fig. 8. Den signalprosessering som er vist på fig. 8 er en kombinasjon av støykanselleringskretsene vist på fig. 6 og kvadraturedtransponeringstrinnet vist på fig. 7C. I eksemplet har CDMA-signalet en båndbredde på 1,228 MHz og er sentrert ved $f_{IF} = \frac{1}{4}(2n+1)f_{ADC}$. Denne midtfrekvens og forholdet til samplingsfrekvensen for omvandleren frembringer et speilbilde av CDMA-signalet ved $\frac{1}{4}f_{ADC}$ etter omvandlingen, idet dette skjer i en omvandler av typen MASH 4-4 $\Sigma\Delta$ som beskrevet i patentskriftet PA447. I eksemplet kan en slik omvandler arbeide i flere modi. I en modus med stor dynamikk gir omvandleren signalene Y1 og Y2 som vist på fig. 3, mens den i midlere eller lav dynamikkmodus enten kan gi det ene eller det andre av disse signaler. Et eksempel på spekteret for Y1-signalet er vist på fig. 10A.

I en typisk utførelse omfatter en båndpassdesimator 802 et feilkanselleringsfilter 802, et båndpassfilter 812a og en desimatkrets 814a, mens den viste båndpassdesimator 804 omfatter et feilkanselleringsfilter 810, et båndpassfilter 812 og en desimatkrets 814b. Filtrene 808 og 810 har typisk overføringsfunksjonene $EC_{Y1}(z)$ og $EC_{Y2}(z)$ som vist i likning (1). Det typiske spektrum for signalet Y1 etter passering av filteret 808 er vist på fig. 10B. Filtrene 812a og 812b er koplet til filtrene 808 og 810 og er femteordens båndpassfiltre hvis overføringsfunksjon er vist på fig. 8. Filtrene 812 er forskjellige fra de tredjeordens båndpassfiltre som er vist med likningene (4) og (5) ovenfor. De høyereordens filtre brukes for mer fullt ut å kunne hente inn ytelsen for omvandleren. Feilkanselleringskretsen gir et stort dempningshakk rundt det ønskede signalbånd (hvorved støyterskelen for det ønskede signalbånd reduseres) og skyver kvantiseringsstøyen ut av båndet. For bedre å utnytte hele det dynamiske område for omvandleren brukes det femteordens båndpassfilter for å filtrere kvantiseringsstøyen utenfor båndet slik at den støy som blir foldet inn i det ønskede signalbånd i det etterfølgende desimeringstrinn kan sammenliknes når det gjelder amplitude med støyterskelen for omvandleren selv. En typisk frekvensrespons for båndpassfilteret 812 er vist på fig. 10C, og et typisk spektrum for signalet Y1 etter filtreringen i båndpassfilteret 812 er vist på fig. 10D. Forskjellige båndpassfilteroverføringsfunksjoner og forskjellige filterordener kan for øvrig også høre med til oppfinnelsen.

I eksemplet brukes desimatorene 814 som desimatorer 3:1. Desimering med et oddetall vil opprettholde CDMA-signalet ved en fjerdedels samplingstakt etter desimeringen, slik at det etterfølgende kvadraturedtransponeringstrinn lett kan etableres. Innledningsvis sentreres CDMA-signalet rundt $f_{ADC}/4$ etter omvandlingen, slik det er vist på fig. 10A og 10B, og etter desimeringen med oddetallet 3 foldes signalet slik at det blir sentrert ved $f_{ADC}/4$ og omdannes til $f_{ADC}/12$ eller $f_s/4$, hvor f_s er samplingstakten for de desimerte samplingsverdier. For bedret ytelse filtreres støyen ved frekvensen $f_{ADC}/12$ ved å legge inn en dempningstopp ved denne frekvens i et båndpassfilter 812,

slik det er illustrert på fig. 10C. Videre kan det bemerkes at signalet ved $5f_{\text{ADC}}/12$ også foldes ned til $f_{\text{ADC}}/12$ etter desimeringen med oddetallet 3. Følgelig kan båndpassfilteret 812 utformes med en andre dempningstopp på $5f_{\text{ADC}}/12$ for å filtrere ut uønskede signaler ved denne frekvens som vil foldes ned til $f_{\text{ADC}}/12$. Det typiske signalspektrum for signalet Y1 etter desimeringen med 3 er vist på fig. 10E.

Som angitt ovenfor velges overføringsfunksjonen for båndpassfiltrene 812 ut fra valget av desimatorer 814, og denne overføringsfunksjon kan velges med en null ved $f_s/4$ og ved hver frekvens som foldes ned til denne frekvens etter desimeringen med N. Sagt med andre ord vil båndpassfilteret 812 for en desimering med tallet N utformes slik at det legges en null ved $mf_{\text{ADC}}/4N$, hvor m er et positivt oddeheltall mindre enn $2N$, og hvor $m \neq N$. For desimeringen med oddetallet 3 slik det er beskrevet ovenfor legges altså nuller ved $f_{\text{ADC}}/12$ og $5f_{\text{ADC}}/12$. Tilsvarende vil en desimering med 5 få nuller lagt ved $f_{\text{ADC}}/20$, $3f_{\text{ADC}}/20$, $7f_{\text{ADC}}/20$ og $9f_{\text{ADC}}/20$.

I eksemplet vil koeffisientene for båndpassfilteret med slike nuller ved ønskede frekvenser kunne dannes ved syntese på følgende måte: Først starter man med samme antall enere som desimeringen N, det vil si $[1 \ 1 \ 1]$ for desimeringen med 3. Deretter fortegnvendes annenhver filterkoeffisient, det vil si $[1 \ -1 \ 1]$. For det tredje settes inn en null mellom hvert par koeffisienter, det vil si $[1 \ 0 \ -1 \ 0 \ 1]$. Filterkoeffisientene etter det tredje trinn omfatter filteroverføringsfunksjonen som gir nullene ved de ønskede frekvenser. For en desimering med fem blir filterkoeffisientene $[1 \ 0 \ -1 \ 0 \ 1 \ 0 \ -1 \ 0 \ 1]$. Tilsvarende vil en desimering med tallet 7 gir filterkoeffisientene $[1 \ 0 \ -1 \ 0 \ 1 \ 0 \ -1 \ 0 \ 1 \ 0 \ -1 \ 0 \ 1]$. Det skal bemerkes at denne syntesemåte bare gjelder oddetalls N, men dette er jo nettopp det som foretrekkes, siden avbildningen eller speilfrekvensene for de desimerte signaler opprettholdes ved $f_s/4$ for å forenkle konstruksjonen av kvadraturendtransponeringstrinnet.

Fig. 8 viser at utgangene fra desimatorkretsene 814a og 814b går til et summeringsledd 815 og der blir kombinert. IF-samplingsverdiene fra dette ledd 815 går til den viste demultipleksenhet 816 som fører alternative samplingsverdier til multiplikatorer 816a og 816b. Elementene 816, 818 og den viste multipleksenhet 824 utfører de funksjoner som er beskrevet for demultipleksenheten 716, multiplikatorene 718 og multipleksenheten 724 som vist på fig. 7C. Utgangene fra multiplikatorene 818a og 818b går til sitt respektive lavpassfilter 820, 822, og i eksemplet har disse samme overføringsfunksjon som vist på fig. 8. Overføringsfunksjonen i lavpassfilteret 820 har tilsvarende amplituderrespons som for lavpassfilteret 822, men man får i filteret 820 en ytterligere forsinkelse på en samplingsverdi i forhold til forsinkelsen i filteret 822, slik at I-utgangen faller sammen i tid med Q-utgangen.

Et eksempel på flerfaseimplementering kan tas ut fra fig. 8, idet den støykanselleringskrets og det transponeringstrinn som er vist der ellers kan tolkes på mange måter. Et eksempel på disse elementer med en flerfasestruktur er derfor vist på

fig. 9A-9B, idet strukturen er funksjonell og siffernøyaktig ekvivalent til den direkteimplementering som er beskrevet og utnytter fordelene med at annenhver koeffisient i overføringsfunksjonen for filtrene 808, 810 og 812 er null. Flerfasestrukturen sørger for enkel signalprosessering for flere faser av inngangssignalet og kombinerer mellomutgangene for å gi ønsket utgang. Desimatoren 814 kan integreres i strukturen ved hjelp av et klokkeskjema hvor signalene Y1 og Y2 desimeres med 6 før noen prosessering utføres. Fordesimeringen tillater at registre for flerfasestrukturen kan arbeide ved lavere klokkehastighet, hvilket reduserer strømforbruket.

Som vist på fig. 9A går signalet Y1 til flerfasefiltre 902a og 904a, mens signalet Y2 går til tilsvarende filtre 902b og 904b. I eksemplet klokkes alle registre som er merket "A" på fig. 9A ved klokkepulsens stigende flanke ($f_{ADC}/2$), idet denne frekvens er halvparten av samplingsklokkefrekvensen for omvandleren, mens alle registre som er merket "B" klokkes ved den fallende flanke på pulsene, og alle registre merket "C" klokkes ved den stigende flanke på klokkepulsene ($f_{ADC}/6$), idet denne frekvens er en sjettedel av samplingsklokkefrekvensen for omvandleren.

I flerfasefilteret 902a går signalet Y1 til det viste register 914a, og utgangen fra dette går til det etterfølgende register 914b hvis utgang går til det tredje register 914c. Registerne 914 gir tre faser for signalet Y1. Disse tre faser går fra registerne til sine respektive filtre 912a-c. I det første av disse filtre går utgangen fra registret 914a til registret 916a, utgangen fra dette går til det andre register 916b og et forsterkningselement 918a, utgangen fra registret 916b går til et register 916c og et forsterkningselement 918b, utgangen fra registret 916c går til et register 916d og et forsterkningselement 918c, utgangen fra registret 916d går til et register 916e og et forsterkningselement 918d, utgangen fra registret 916e går til et register 916f og et forsterkningselement 918e, og utgangen fra et register 916f går til et forsterkningselement 918f. I eksemplet er forsterkningen i de angitte forsterkningselementer 918a-f i filtet 912a: [0, -8, 45, -21, 7, 0]. Tilsvarende er forsterkningen i filteret 912b [0, 21, -42, 15, -3, 0], mens forsterkningene i filteret 912c er [2, -35, 33, -10, 1, 0]. I eksemplet er forsterkningen for de tre tilhørende filtre i flerfasefilteret 902b [1, -5, -12, -5, 1, 0], [-3, 0, 9, 6, 0, 0] og [6, 9, 0, -3, 0, 0]. Forsterkningen i filteret 912d er [0, 2, -35, 33, -10, 1], forsterkningen i filtet 912e er [0, -8, 45, -21, 7, 0] og forsterkningen i filteret 912f er [0, 21, -42, 15, -3, 0]. Forsterkningen i de tre filtre i flerfasefilteret 904b er [0, 6, 9, 0, -3, 0], [1, -5, -12, -5, 1, 0] og [-3, 0, 9, 6, 0, 0]. Flerfasefiltrene kan implementeres slik at koeffisientene kan omordnes og/eller kombineres for å forenkle utførelsen. Filterforsterkningen [-3, 0, 9, 6, 0, 0] kan for eksempel implementeres som $3 \cdot [-1, 0, 3, 2, 0, 0]$. I dette tilfelle kan de datasamplere som tilsvarer -1 og 2 som koeffisient skaleres og kombineres, og resultatsummen kan kombineres med den skalerte datasamplingsverdi som tilsvarer koeffisienten 3, hvorved totalresultatet blir skalert med 3.

Et summeringsledd 920b mottar utgangen fra forsterkningselementene 918a og 918b, summerer de to signaler og gir fellesutgangen til summeringsleddet 920c. Dette ledd mottar også utgangen fra forsterkningselementet 918c, summerer de to signaler og gir fellesutgangen til summeringsleddet 920d. Dette ledd mottar også
 5 utgangen fra forsterkningselementet 918d, summerer de to signaler og gir fellesutgangen til filteret 912a. Utgangen fra filtrene 912a-c går til summeringsleddet 922a som summerer de tre signaler og gir fellesutgangen til flerfasefilteret 902a. Flerfasefiltrene 902b er identiske med flerfasefilteret 902a. Flerfasefiltrene 904 er identiske med flerfasefiltrene 902 med unntak av at "A"-registrene 914 i filteret 902
 10 erstattes med de tilsvarende "B"-registrene i flerfasefilteret 904.

Flerfasefiltrene 902 og 904 utfører de fleste funksjoner for feilkanselleringsfiltrene 808 og 810 og båndpassfiltrene 812 på fig. 8. Utgangen fra filtrene 902b og 904b går til forsterkningselementene 932a henholdsvis 932b. Hvert forsterkningselement 932 skalerer sin respektive utgang med et typisk forsterkningssiffer på 4 for å ta
 15 hensyn til forsterkningen i feilkanselleringsfilteret 810. Utgangen fra flerfasefilteret 902a og utgangen fra forsterkningselementet 932a går til summeringsleddet 930a som summerer de to signaler. Tilsvarende går utgangen fra flerfasefilteret 904a og utgangen fra forsterkningselementet 932b til summeringsleddet 930b som summerer de to signaler. Utgangene fra summeringsleddene 930a og 930b omfatter de to utganger fra
 20 støykanselleringskretsen og tilsvarende utgangene fra demultipleksenheten 816 på fig. 8.

Fig. 9B viser at utgangen fra summeringsleddet 930a går til den viste multipleksenhet 936a og forsterkningselementet 934a som skalerer signalet med en forsterkning på -1. Utgangen fra dette element 934a går til multipleksenheten 936a som alternativt velger utgang fra dette element 934a og fra summeringsleddet 930a og
 25 effektivt utfører funksjonen for multiplikatoren 818a på fig. 8. Registret 916g og inverteringskretsen 952a gir en sekvens av avvekslende enere og nuller [1 0 1 0 ...] som brukes for styring av enheten 936a hvis utgang går til lavpassfilteret 908 hvor overføringsfunksjonen for lavpassfilteret 820 på fig. 8 utføres. I lavpassfilteret 908 går utgangen fra enheten 936a til registret 916e og summeringsleddet 920e. Utgangen fra
 30 registret 916e går til registret 916f og forsterkningselementet 918e som skalerer signalet med en forsterkning på seks. Utgangen fra elementet 918e går til summeringsleddet 920e som summerer de to innganger og gir en utgang til summeringsleddet 920f. Utgangen fra registret 916f går til summeringsleddet 920f som summerer de to innganger og gir I-utgangen.

35 Utgangen fra summeringsleddet 930b er ført til multipleksenheten 936b og forsterkningselementet 934b som skalerer signalet med en forsterkning på -1. Utgangen fra forsterkningselementet 934b går til multipleksenheten 936b som alternativt velger utgangen fra elementet 934b eller utgangen fra summeringsleddet 930b og effektivt utfører multiplikatorens 818b funksjon (fig. 8). Sekvensen med

avvekslende enere og nuller [1 0 1 0 ...] fra inverteringskretsen 952a går til multipleks-enheten 954 og inverteringskretsen 952b hvis utgang går tilbake til enheten 954. Denne enhet utfører funksjonen for enheten 824 på fig. 8 og gir en av to sekvenser for styring av enheten 936b, i avhengighet av det styresignal som gir spektral inversjon. Utgangen
 5 fra enheten 936b går til lavpassfilteret 910 for å legge inn overføringsfunksjonen som lavpassfilteret 822 på fig. 8 har. I filteret 910 føres utgangen fra enheten 936b til registret 916h og summeringsleddet 920h. Utgangen fra registret 916h går også til summeringsleddet 920h som summerer de to innganger og gir utgangssignaler til det etterfølgende forsterkningselement 938 for der å bli skalert med en forsterkning på fire
 10 og slik at Q-utgangen fremkommer. Alt det som her er gjennomgått i tekst fremgår for øvrig av tegningene.

Oppfinnelsen er beskrevet for en båndpass-samplingsmottaker som bruker en analog/digital-omvandler av $\Sigma\Delta$ -typen. For en slik mottaker velges overføringsfunksjonen i feilkanselleringsfilteret på hensiktsmessig måte, og et båndpassfilter brukes for
 15 å filtrere ut kvantiseringsstøyen før nedtransponeringen i fasekvadratur. Oppfinnelsen kan også brukes for en tilsvarende basisbåndmottaker hvor feilkanselleringsfilterets overføringsfunksjon modifiseres for å passe til basisbåndet og hvor et lavpassfilter brukes for å filtrere kvantiseringsstøyen. Feilkansellerings- og lavpassfilterets overføringsfunksjon kan konvolveres for å etablere støykanselleringskretsen på tilsvarende
 20 måte som beskrevet ovenfor for båndpassversjonen. Innpasningen av oppfinnelsen vil følgelig like fullt gjelde.

Beskrivelsen skulle være såvidt detaljert at en noenlunde orientert teknisk kyndig person skulle kunne forstå og gjøre bruk av oppfinnelsen. Modifikasjoner vil likevel kunne være innenfor oppfinnelsens ramme, men hovedprinsippene bør i alle fall
 25 gjelde. De begrensninger som synes å fremkomme fra teksten er ikke ment å begrense selve oppfinnelsen, idet denne er bestemt av den ramme som patentkravene nedenfor gir.

P a t e n t k r a v

5 1. Støykanselleringskrets (600, 800) som omfatter minst én båndpassdesimotor (602, 604, 802, 804), omfattende
minst én båndpassdesimotor (602, 604, 802, 804) som omfatter et feilkanselleringsfilter (608, 610, 808, 810) for å motta et signal (Y1, Y2) fra en analog/digital-omvandler (240), og et filter (612, 812) koplet til feilkanselleringsfilteret for filtrering av signalene
10 fra dette,

karakterisert ved et summeringsledd (616, 815) er anordnet bak båndpassdesimatoren eller -desimatoren for summering av dennes/deres utgangssignaler, idet

en overføringsfunksjon for feilkanselleringsfilteret (808) er konvolvert med en overføringsfunksjon for filteret (812a) for å generere en konvolvert
15 overføringsfunksjon for den respektive båndpassdesimotor (802)

2. Krets (600) ifølge krav 1,

karakterisert ved at omvandleren er en $\Sigma\Delta$ -omvandler.

3. Krets (600) ifølge krav 2,

karakterisert ved at omvandleren er en MASH $\Sigma\Delta$ -omvandler med to sløyfer.

20 4. Krets (600) ifølge krav 3,

karakterisert ved at omvandleren er en MASH 4-4 $\Sigma\Delta$ -omvandler.

5. Krets (600) ifølge krav ett av de foregående krav,

karakterisert ved at filteret enten er et båndpassfilter eller et lavpassfilter.

6. Krets (600) ifølge krav ett av de foregående krav,

25 **karakterisert ved** at båndpassdesimatoren eller -desimatoren (802) videre omfatter en desimatorkrets (814a) koplet til filteret (812a) for å motta og desimere signalene fra dets utgang.

7. Krets (600) ifølge krav 6,

karakterisert ved at desimatorkretsen (814a) utfører en desimering med tallet N, idet
30 N er et positivt odde heltall.

8. Krets (600) ifølge krav 6,

karakterisert ved at desimatorkretsen (814a) utfører en desimering med tre.

9 Krets (600) ifølge krav 6,

karakterisert ved at desimatorkretsen (814a) utfører en desimering med fem.

35 10. Krets (600) ifølge krav 6,

karakterisert ved at filteret er et båndpassfilter med en null lagt ved en firedel av samplingstakten for de desimerte samplingsverdier fra desimatorkretsen (814a).

11. Krets (600) ifølge krav 10,

karakterisert ved at båndpassfilteret har ytterligere nuller lagt ved $m f_{\text{ADC}}/4N$, hvor N er desimalkretsen desimeringsfaktor, m er et positivt odde heltall mindre enn $2N$ og ikke lik N , mens f_{ADC} er omvandlerens samplingsfrekvens.

12. Krets (600) ifølge et av de foregående krav,

5 **karakterisert ved** å være implementert med en flerfasestruktur.

13. Kvadraturedtransponeringstrinn som omfatter en støykanselleringskrets (600) ifølge ett av kravene 1-12, for å motta utgangssignaler fra analog/digital-omvandleren (240) og for å frembringe IF-samplingsverdier ved et mellomfrekvensnivå,

10 **karakterisert ved** minst én tilkopledd multiplikator (818a) for å motta IF-samplingsverdiene og nedtransponere disse til tilsvarende basisbåndsamplingsverdier.

14. Kvadraturedtransponeringstrinn ifølge krav 13,

karakterisert ved minst én båndpassdesimator (814a, 814b), idet det er anordnet en båndpassdesimator for hver sløyfe i en analog/digital-omvandler av typen MASH sigma/delta, idet hver slik båndpassdesimator mottar utgangssignaler fra den tilordnede sløyfe,

summeringsleddet (815) koplet til båndpassdesimatorene (814a, 814b) for å summere utgangssignalene fra disse og frembringe IF-samplingsverdier ved mellomfrekvensnivå, og

20 to multiplikatorer (818a, 818b) koplet til summeringsleddet (815) for å motta IF-samplingsverdiene og nedtransponere disse til tilsvarende basisbåndsamplingsverdier.

15. Kvadraturedtransponeringstrinn ifølge krav 14,

25 **karakterisert ved** et lavpassfilter (820, 822) som er koplet til hver av multiplikatorene (818a, 818b) for å filtrere båndpass-samplingsverdiene for derved å frembringe båndpassutgangssignaler.

16. Kvadraturedtransponeringstrinn ifølge krav 15,

karakterisert ved at lavpassfiltrenes (820, 822) amplituderrespons er tilnærmet den samme.

30 17. Kvadraturedtransponeringstrinn ifølge krav 15,

karakterisert ved at et av lavpassfiltrenes (820, 822) tidsforsinkelsesrespons er større enn den tilsvarende respons for de øvrige filtre.

18. Kvadraturedtransponeringstrinn ifølge ett av kravene 14 - 17,

karakterisert ved å være implementert med en flerfasestruktur.

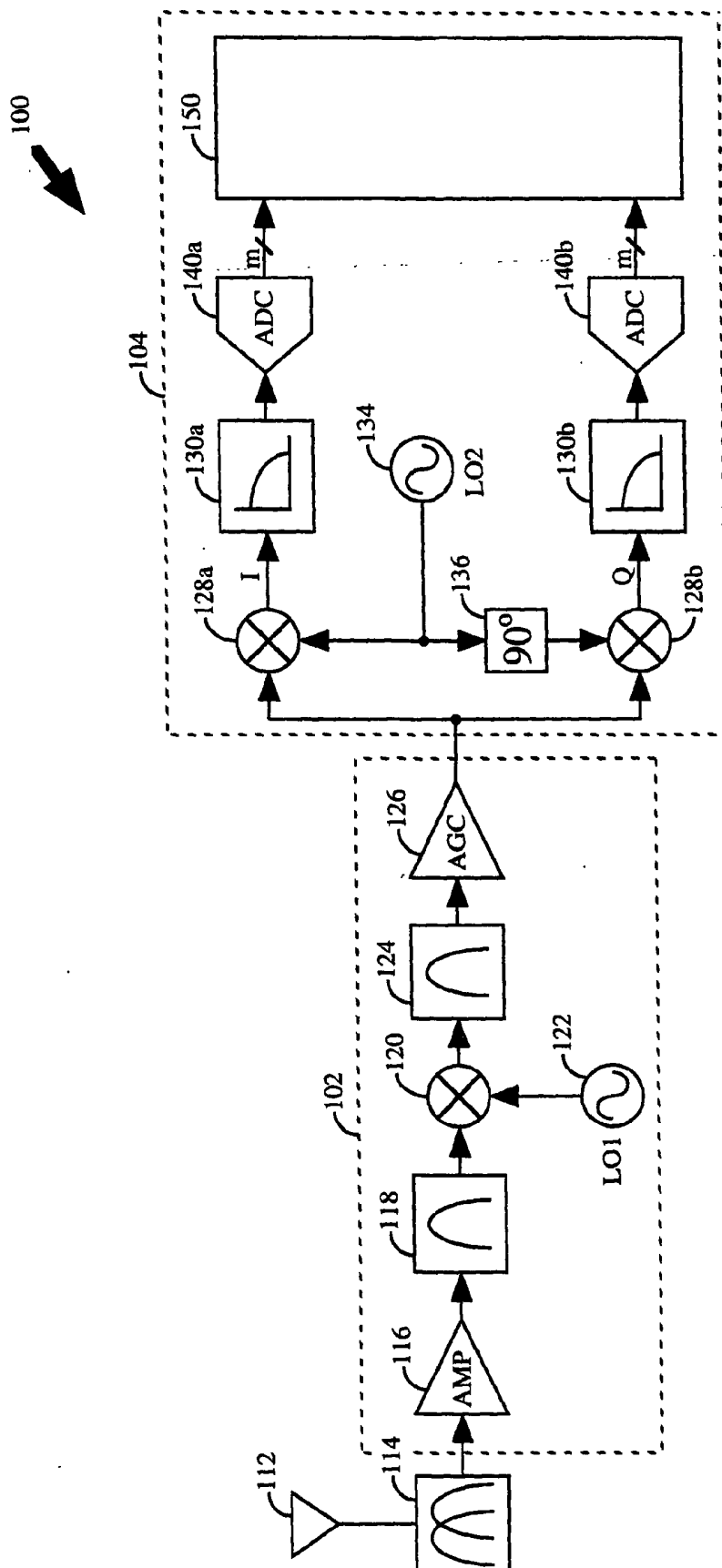


FIG. 1

200

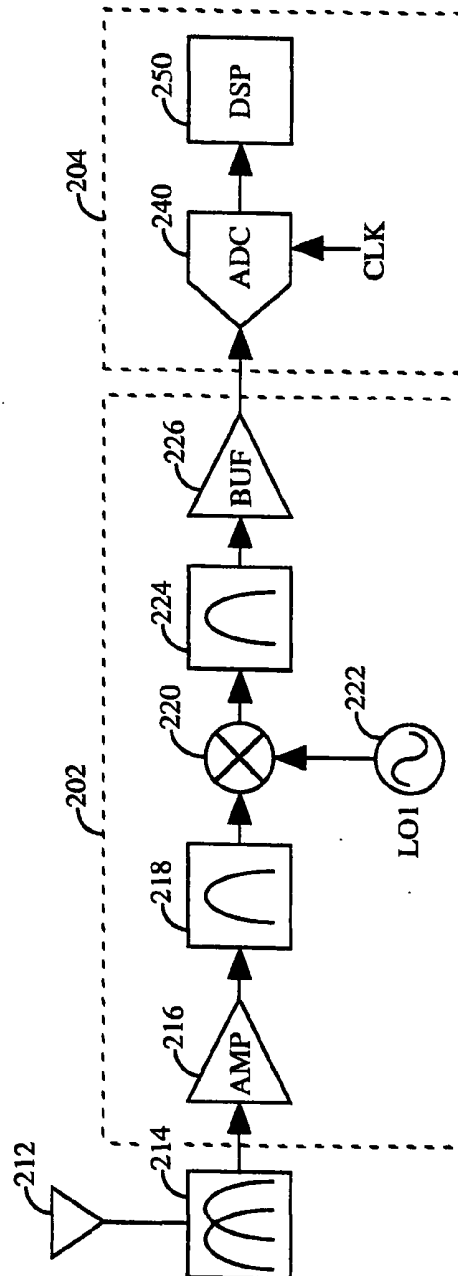


FIG. 2

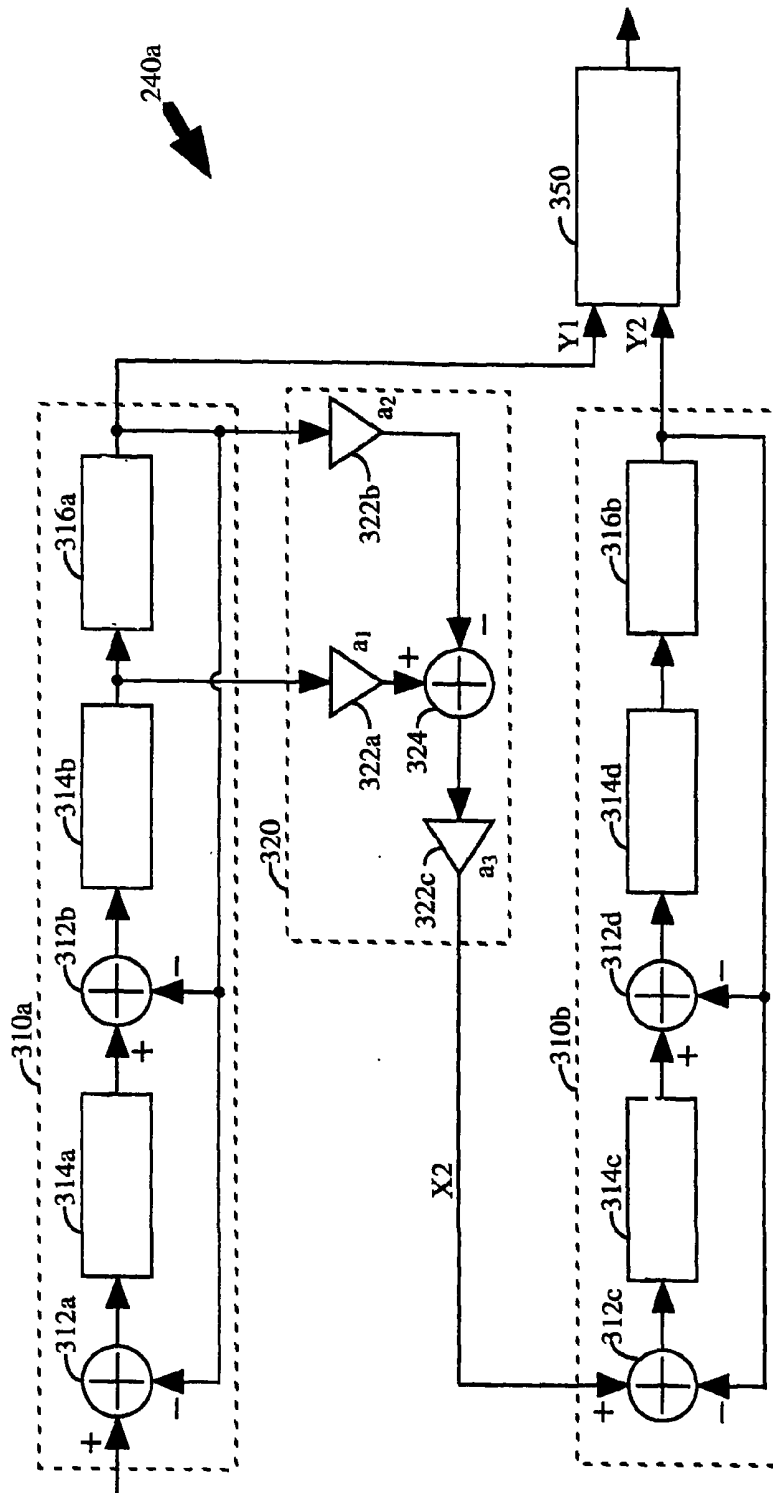


FIG. 3

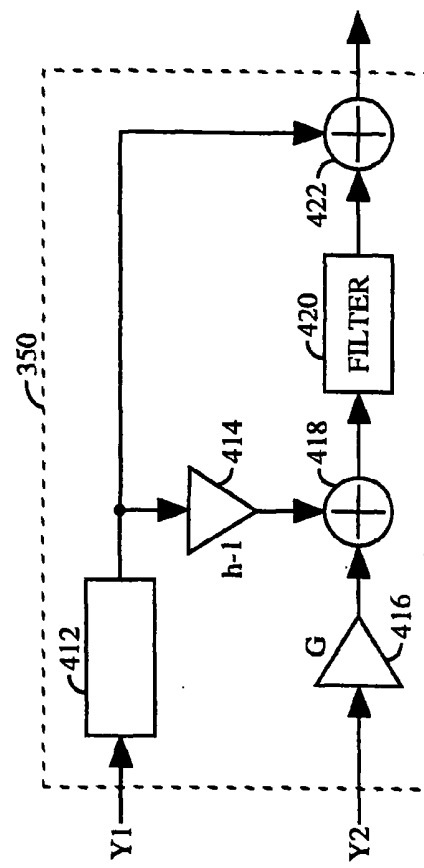


FIG. 4

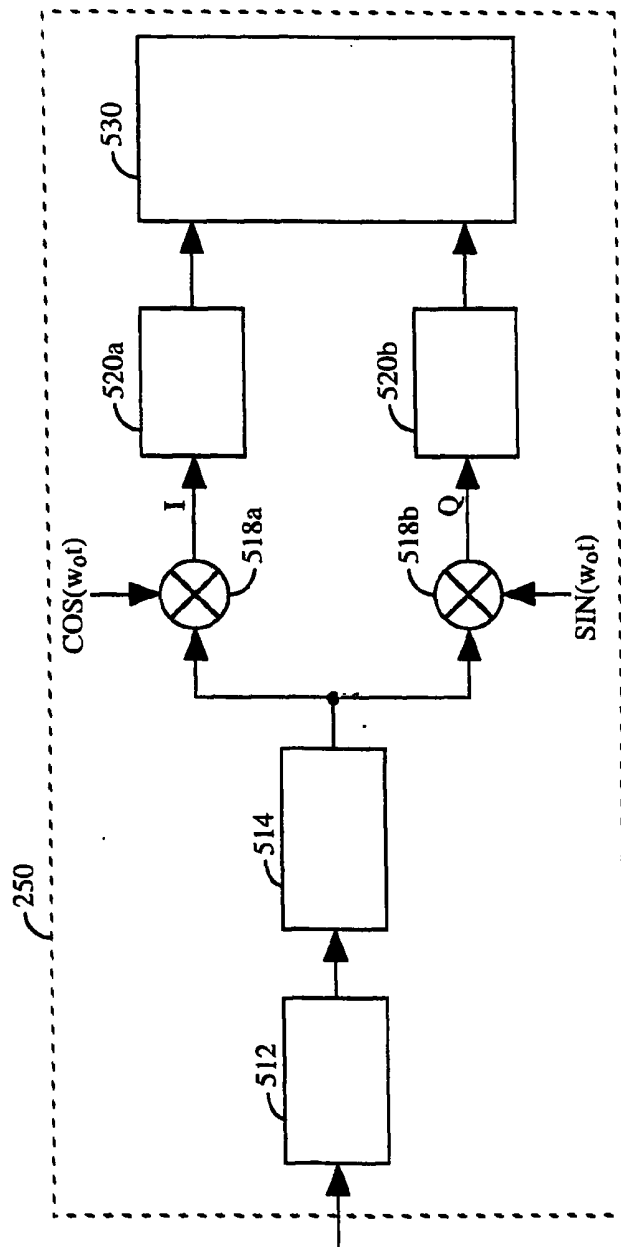


FIG. 5

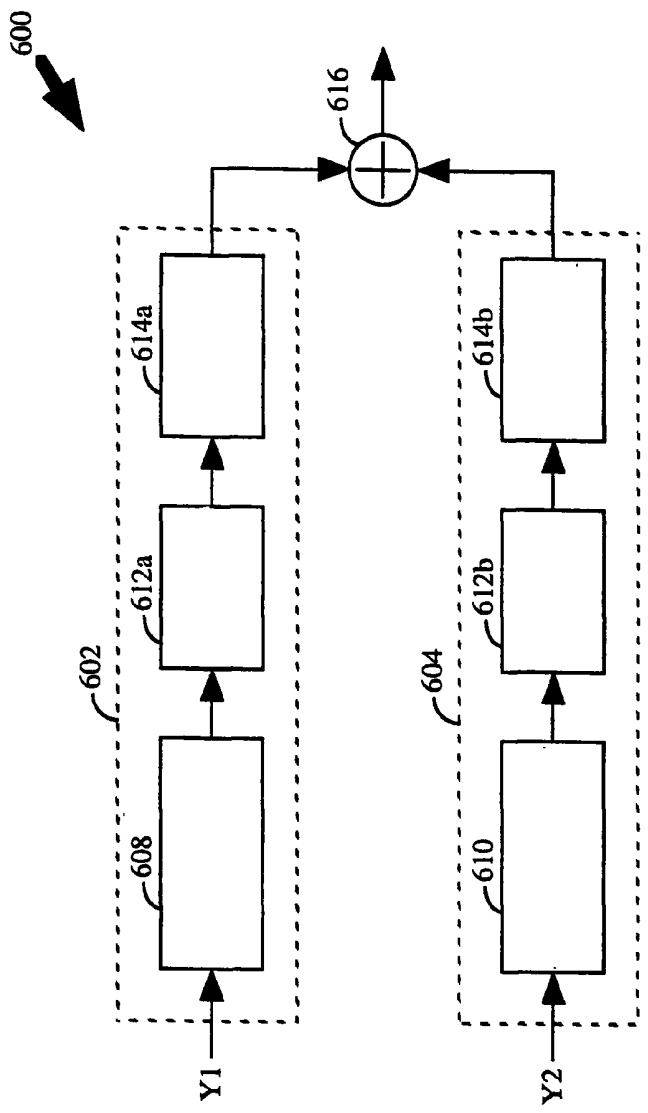


FIG. 6

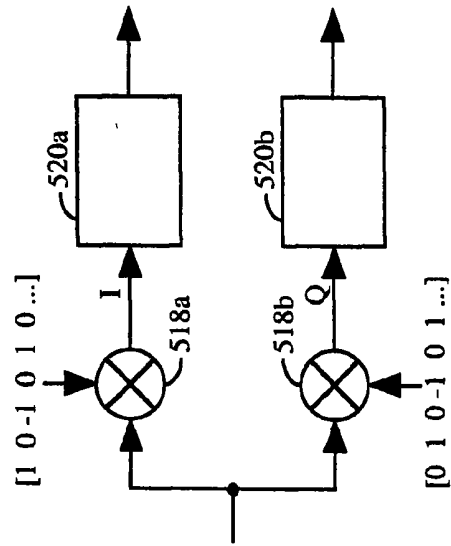


FIG. 7B

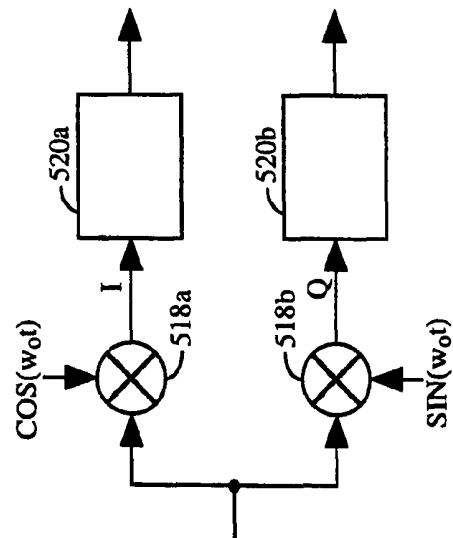


FIG. 7A

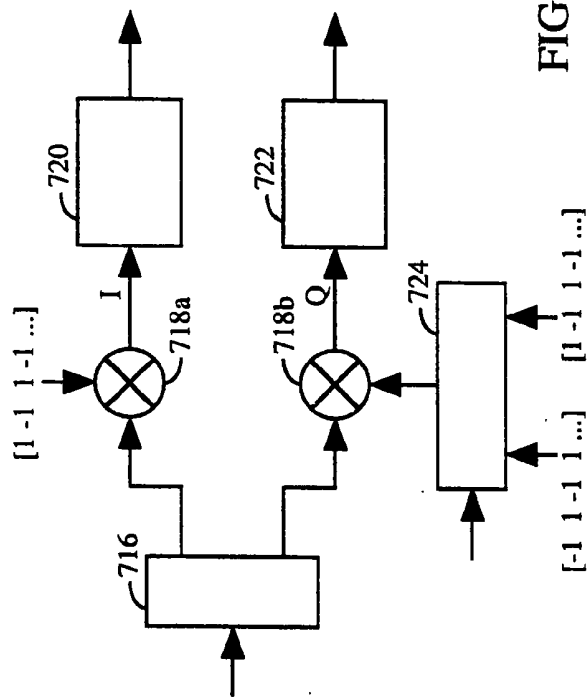


FIG. 7C

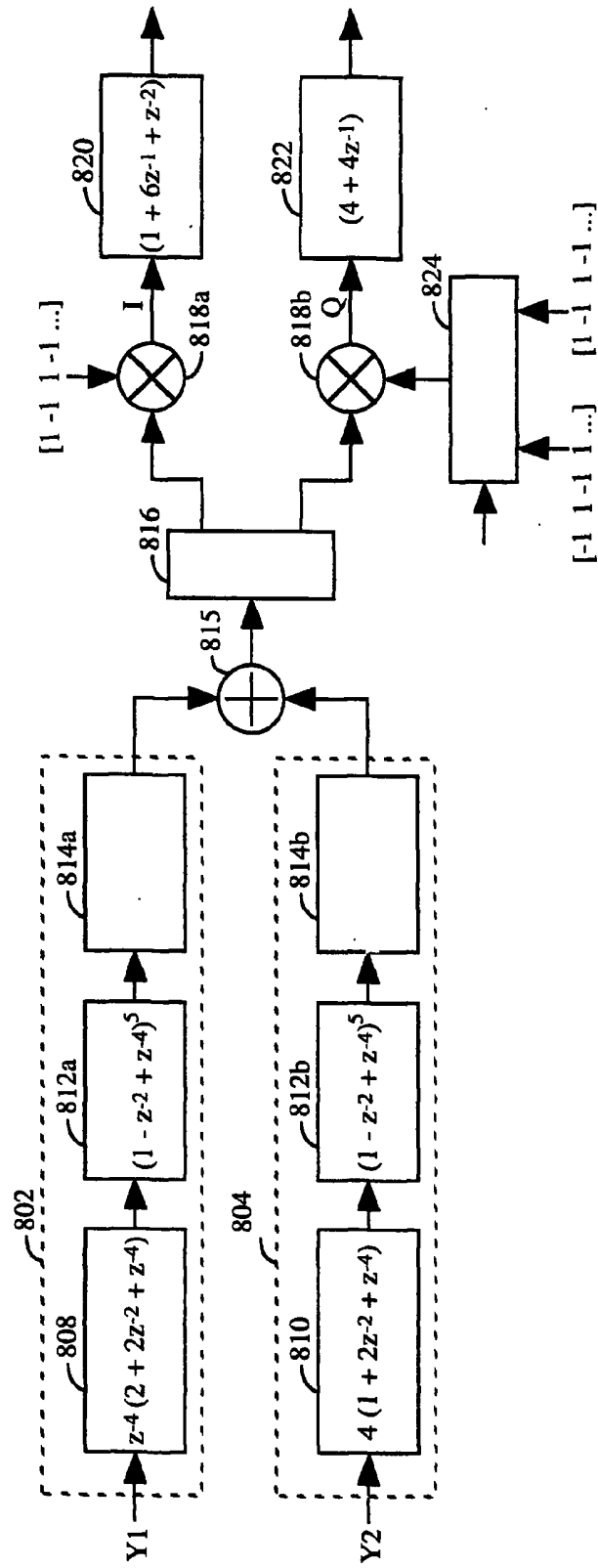


FIG. 8

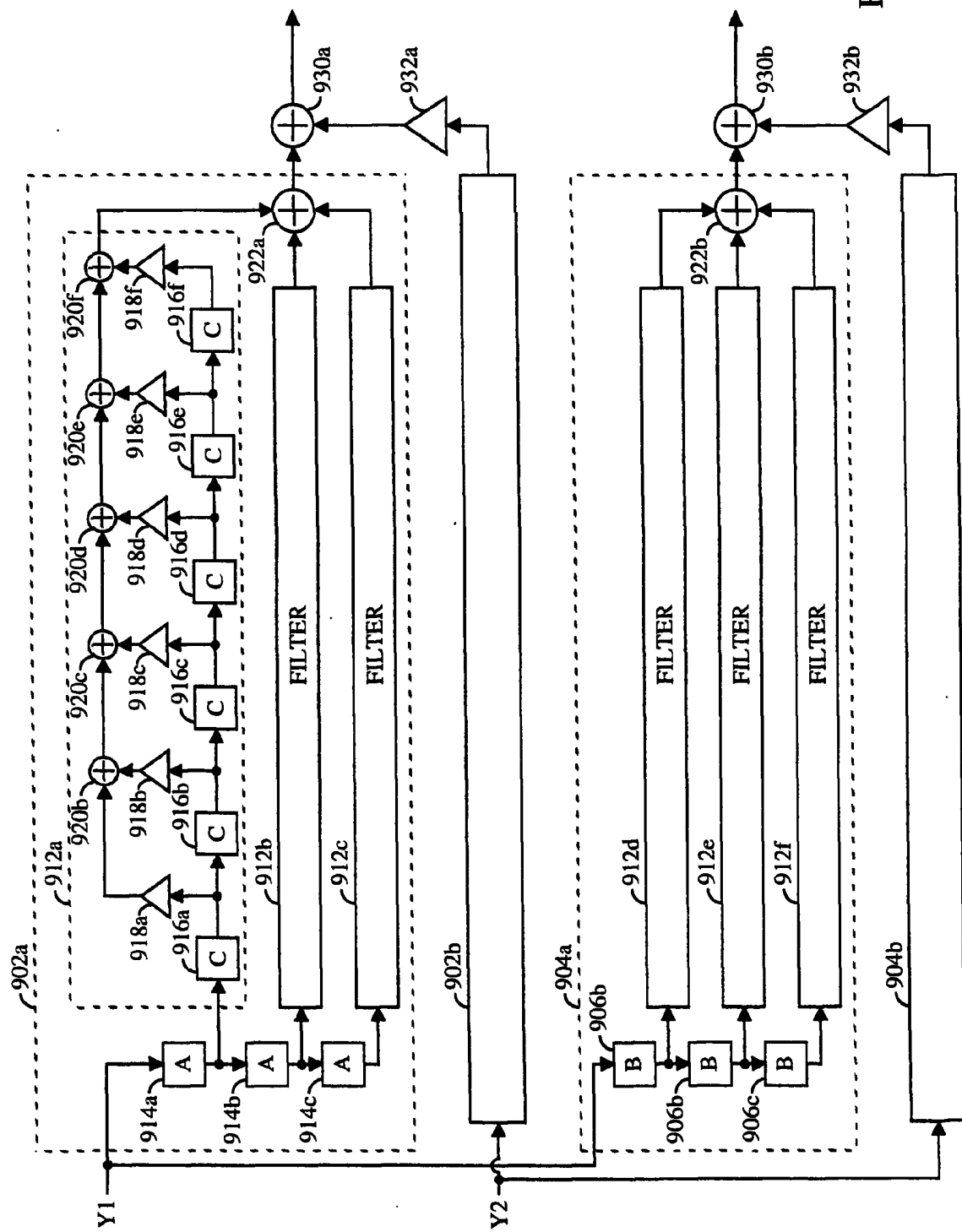


FIG. 9A

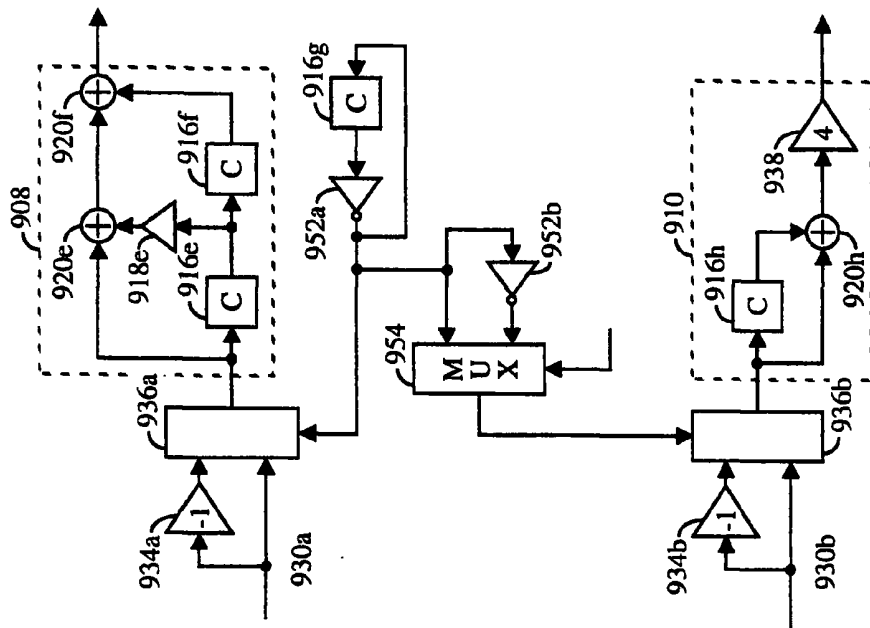


FIG. 9B

