

(19) DANMARK



(12) FREMLÆGGELSESSKRIFT

(11) 166242 B

Patentdirektoratet  
TAASTRUP

(21) Patentansøgning nr.: 2696/86

(51) Int.Cl.5

H 03 D 1/24

(22) Indleveringsdag: 09 jun 1986

(41) Alm. tilgængelig: 13 dec 1986

(44) Fremlagt: 22 mar 1993

(86) International ansøgning nr.: -

(30) Prioritet: 12 jun 1985 GB 8514824

(71) Ansøger: N.V. \*PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN; Groenenwoudseweg 1; 5621 BA Eindhoven, NL

(72) Opfinder: Richard James \*Dewey; GB, Christopher John \*Collier; GB

(74) Fuldmægtig: Internationalt Patent-Bureau

(54) Fremgangsmåde og demodulator til digital demodulering af et SSB-signal

(56) Fremdragne publikationer

US pat.nr. 4241451, 4344199, 4470069

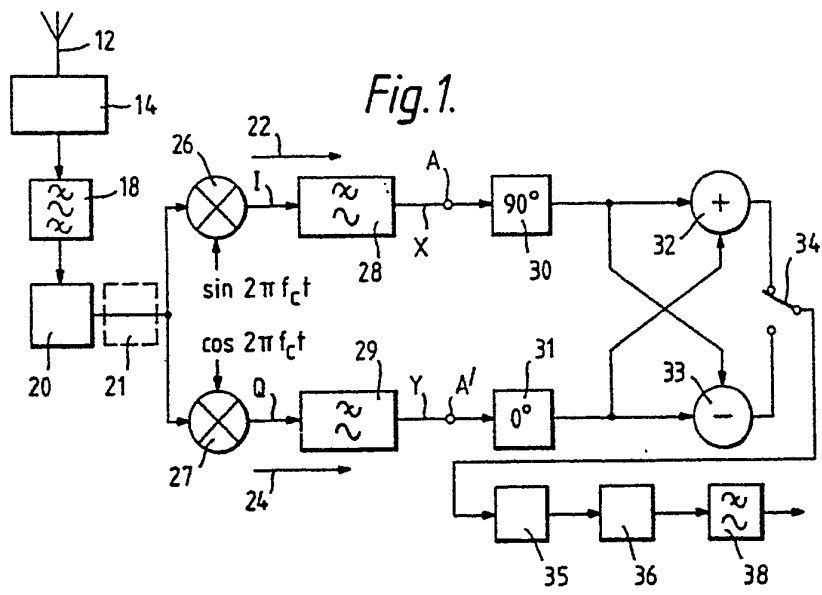
(57) Sammendrag:

2696-86

I demodulatoren digitaliseres et båndbegrænset signal fra et roofing-filter (18) i en A/D-konverter (20), før det afgives til tværfaserelaterede-signalveje (22, 24), som indbefatter blandere (26, 27) og lavpas-decimeringsfiltre (28, 29). Udgangssignalerne fra decimerings-filtrene (28, 29) føres til et Hilbert-transformationspar (30, 31). Det øvre eller nedre sidebåndssignal frembringes ved at addere (eller subtrahere) udgangssignalerne fra Hilbert-transformationsparret (30, 31). Det frembragte digitale signal genkonverteres dernæst til et analogt signal. Ved at vælge decimeringsfaktoren til at være et heltal større end 1, har den periodiske overføringsfunktion for Hilbert-transformationsparret vekslende gennemgangsbånd og stopbånd. Dette løser kravene til alle de analoge filtre i modtageren og forøger kraftigt modtagerens nabokanalselektivitet.

DK 166242 B

fortsættes



Opfindelsen angår en fremgangsmåde til demodulering af et SSB-signal, og af den art, hvor der foretages analog filtrering af SSB-signalet, det filtrerede SSB-signal underkastes en analog-digital-konvertering ved en samplingsfrekvens  $f_s$  og en tværfaseblanding med lokalt frembragt bærebølge med frekvens  $f_c = f_s/y$ , hvor  $y$  er et heltal større end 1, hvorved der dannes et par tværfaserelaterede digitale signaler, de tværfaserelaterede digitale signaler tilføres respektive transmissionsveje, hvori de hver især udsættes for digital filtrering og decimering, og de decimerede digitale signaler fra begge transmissionsveje kombineres til dannelse af et demoduleret, digitalt SSB-signal.

Analog demodulation af et SSB-signal kendes fra Norgaard, Proc. IRE Vol. 44 dec. 1956, pp 1703-1705. Digital demodulation af et FM-signal er blevet beskrevet i Frequencz, 1983, 37, side 16-22 og ntz Bd 36 (1983), part 12, side 806-808. I en digital implementation føres et IF-signal typisk til en analog/digital-konverter (ADK), behandles digitalt og genkonverteres til et analogt signal i en digital/analog-konverter (DAK). En fordel ved at behandle et signal digitalt er, at det fører til en mere fleksibel eller universel demodulator. De kendte metoder stiller imidlertid særlig store krav til filtrering, hvilket medfører, at egnede kredse skal frembringes til hvert trin for demodulatoren.

US-A-4.241.451 beskriver en teknik til demodulering af et SSB-signal, hvor et mellemfrekvent radiosignal splittes over to kanaler og samples, og hvor signalet forud for eller under samplingen i den ene kanal, såkaldt tværfasekanalen, udsættes for en Hilbert-transformeringsoperation, hvorved udgangssignalerne fra samplingskredsene indbyrdes er i tværfaserelation. Ved addition af disse to tværfaserelaterede signaler får man det demodulerede signal i nedre sidebånd og ved subtraktion får man signalet i det øvre sidebånd.

En artikel: "Digital HF radio; a sampling of techniques" af Dr. U.C. Rhode, Ham Radio Magazine, april 1985, pp. 18, 31 og 33, omtaler også relevant kendt teknik til demodulering af et SSB-signal. Denne teknik går ud på at foretage sampling (digitalisering) af signalet og derefter decimering af tværfaserelaterede digitalsignaler med en decimeringsfaktor, som er et lige heltal på 4.

Den kendte teknik byder på diverse ulemper, hvoraf navnlig kan nævnes forholdsvis indviklet kredsløbsudformning og vanskelighed i opnåelse af god selektivitet.

Nærværende opfindelse har til sigte at forenkle filtreringen i en digital demodulator under opretholdelse af god selektivitet.

Med henblik herpå adskiller en fremgangsmåde af den indledningsvis angivne art sig fra kendt teknik ved, at de tværfaserelaterede digitale signaler udsættes for digital filtrering og decimering i hver transmissionsvej under anvendelse af en decimeringsfaktor, som er et ulige heltal større end 1, at det decimerede digitale signal i en af nævnte transmissionsveje derefter udsættes for en Hilbert-transformoperation for at bevirke et  $-90^\circ$  faseskift af signalets frekvenskomponenter, som befinder sig i det øvre sidebånd, som strækker sig fra  $f_c$  til  $+f_s/2$  og et  $+90^\circ$  faseskift af signalets frekvenskomponenter, som befinder sig i det nedre sidebånd, som strækker sig fra  $f_c$  til  $-f_s/2$ , hvorved det kombinerede demodulerede SSB-signal udledes i et frekvenspasbånd, der er flankeret af frekvensspærrebånd.

Nærværende opfindelse er baseret på erkendelsen af, at selektiviteten i en demodulator kan forbedres ved først at filtrere et indgangssignal analogt og dernæst ved at filtrere det filtrerede analoge signal digitalt. Navnlig digital filtrering ved "decimering" af signaler under anvendelse af en ulige heltalsfaktor større end 1 og tilførsel af de decimerede signaler til et Hilbert-

transformationspar gør det muligt at få en karakteri-  
stik, der har et pasbånd flankeret af stopbånd, med me-  
get skarp afskæring. Dette har til følge, at filtre-  
ringsskravene for demodulationen kan lempes. Denne lem-  
5 pelse betyder, at det er muligt at implementere den di-  
gitale del af demodulatoren ved hjælp af en universel  
processor.

Opfindelsen angår også en SSB-demodulator for et  
analogsignal, til brug under udøvelse af fremgangsmåden  
10 ifølge opfindelsen, hvilken demodulator er af den art,  
der indbefatter et analogfilter, der får tilført SSB-  
analog-signalet, og hvis udgang afgiver et filtreret  
SSB-analogsignal, to signaltransmissionsveje og en kob-  
lekreds, som forbinder disse veje med analogfilterets  
15 udgang, hvilken koblekreds er indrettet til at foretage  
analog-digital-signalkonvertering ved en forudbestemt  
samplingsfrekvens  $f_s$ , og blandere hvormed digitalsigna-  
let blandes med lokalt frembragte bærebølger på forudbe-  
stemt frekvens  $f_c = f_s/y$ , hvor  $y$  er et heltal større end  
20 1, hvorved det filtrerede SSB-signal konverteres til re-  
spektive digitalsignaler til henholdsvis den ene og den  
anden transmissionsvej, idet de lokalt frembragte bærebølger indbyrdes er i tværfase således, at de respektive  
digitalsignaler indbyrdes er i tværfase, to i hver sin  
25 transmissionsvej indkoblede decimeringsfiltre, der hver  
især foretager decimering af digitalsignalet i den på-  
gældende transmissionsvej, hvorved der på decimerings-  
filtrenes udgange dannes decimerede signaler, der ind-  
byrdes er i tværfase, og midler, der er tilsluttet deci-  
30 meringsfiltrenes udgange og er indrettede til at kombi-  
nere de decimerede digitale signaler over de to trans-  
missionsveje med henblik på dannelse af et demoduleret  
SSB-digitalsignal, og ifølge opfindelsen er ejendommelig  
ved, at de to decimeringsfiltre er indrettede til at de-  
35 cimere digitalsignalerne i henholdsvis den ene og den  
anden transmissionsvej med en decimeringsfaktor, som er

et ulige heltal større end 1, og at udgangene på de to decimeringsfiltre er forbundet med signalkombineringsmidlerne via respektive Hilbert-transformeringstrin, hvoraf det ene Hilbert-transformeringstrin, der er koblet til det ene decimeringsfilters udgang, er indrettet til at bevirke et  $-90^\circ$  faseskift på frekvenskomponenterne af det decimerede signal i den ene transmissionsvej, som befinder sig i et øvre sidebånd, der strækker sig fra  $f_c + f_s/2$ , og til at bevirke et  $+90^\circ$  faseskift på frekvenskomponenterne af det således decimerede signal, som befinder sig i et nedre sidebånd, der strækker sig fra  $f_c$  til  $-f_s/2$ , medens det andet Hilbert-transformeringstrin, der er koblet til det andet decimeringsfilters udgang forsinket det decimerede signal i den anden transmissionsvej, uden faseskift i signalet, og at demodulatoren har en frekvensselektivitetskarakteristik med frekvenspasbånd flankeret af frekvensspærrebånd, idet det demodulerede SSB-signal udledes inden for frekvenspasbåndet.

Opfindelsen beskrives nu med et eksempel under henvisning til den medfølgende tegning, hvor

fig. 1 er et blokdiagram over en superheterodyn digital radiomodtager med et udgangstrin til demodulering af et SSB-signal,

fig. 2 et blokdiagram over et FM-udgangstrin, som kan anvendes med eller i stedet for SSB-udgangstrinnet,

fig. 3 et blokdiagram over et AM-udgangstrin, som kan anvendes med SSB- og/eller FM-udgangstrinnene eller uafhængigt af dem begge,

fig. 4-7 tabeloversigter uden decimering og med decimering af USB- eller LSB-signalerne med faktor på henholdsvis 4, 3 og 5,

fig. 8-12 SSB-selektivitetskurver for en modtager uden digitalt for-decimeringsfilter, i fig. 9-12 er de forskellige gennemgangsbånd overlagt hinanden,

fig. 13 en SSB-selektivitetskurve for en modtager med digitalt for-decimeringsfilter, og

fig. 14 et rutediagram, som angår implementeringen af den digitale behandlingsdel for modtageren under anvendelse af en microcomputer.

I fig. 1 har modtageren en antenne 12, som er forbundet til en r.f.-forende 14, der kan indbefatte antennen 12, en forstærker eller i det mindste et IF-trin. Udgangssignalet fra r.f.-forenden 14 indbefatter et signal på en nominel IF-frekvens, som undertrykkes i tilfælde af SSB. Dette udgangssignal føres til et båndpasfilter, såkaldt "roofing"-filter 18, for at frembringe et båndbegrænset udgangssignal, i hvilket "aliasing" forhindres, og opnå kanalisering mellem hosliggende kanaler. Det filtrerede signal føres til en A/D-konverter (ADK) 20, hvilket signal samples med en frekvens  $f_s$  der er større end to gange signalbåndbredden, typisk er  $f_s = 40$  kHz. Båndbredden (BW) for roofing-fil-  
 10 teret 18 er i denne udførelsesform fast og bestemmes af det bredeste BW-signal, der skal demoduleres. Filte-  
 15 ret 18 kan imidlertid have en variabel båndbredde for et lette A/D-konverteringen.

Det digitaliserede udgangssignal fra ADK 20 føres til tværfaserelaterede - digitalsignalveje 22 og 24. Den med punkterede linier viste blok omfatter et digitalt filter 21, som er valgfrit, men hvis det be-  
 25 nyttes har det en indgang koblet til ADK 20 og en udgang koblet til vejene 22 og 24. Vejene 22 og 24 indbefatter blandere 26 og 27, til hvilke digitali-  
 30 serede versioner af  $\sin 2\pi f_c t$  og  $\cos 2\pi f_c t$  leveres, hvor  $f_c$  typisk er  $\frac{1}{4} f_s$  med henblik på ved en enkel approksi-  
 35 mering at kunne tværfase-føde blanderne 26 og 27 i vejene 22 og 24. Ved alternativt at sætte  $f_c$  lig  $11 \frac{1}{4} f_s$ , så er  $f_c$  for  $f_s=40$  kHz lig 450 kHz, hvilket er meget tæt på standard superhet-IF-frekvensen. Udgangssignalerne fra blanderne 26 og 27 er basisbåndsigna-  
 35 ler, som føres til respektive "decimerings"-filtre 28 og 29. Gennemgangsbåndene for filtrene 28 og 29 er

smallere end for roofing-filteret 18 og lavpasfiltre-  
rer i drift signalerne for at fjerne alle mulige alia-  
singskomponenter, og decimerer dernæst signalerne under  
brug af en forudbestemt ulige heltalsfaktor større end  
5 1. Udgangene X og Y for de decimerede filtre 28 og 29  
føres til et Hilbert-transformationspar 30 og 31. Trin-  
net 30 har den karakteristisk, at det giver et  $-90$  gra-  
ders faseskift til et signal, der ligger i frekvensbån-  
det fra 0 til  $f_s/2$  og  $+90$  grader til et signal, der lig-  
10 ger i frekvensbåndet  $-f_s/2$  til 0. Trinnet 31 for Hil-  
bert-transformationsparret er et nul-faseskifttrin, som  
dannes ved hjælp af en forsinkelseskreds for at forsinke  
signalet med en størrelse, som svarer til forsinkelsen i  
trinnet 30. De decimerede filtre 28 og 29 og Hil-  
15 bert-transformationstrinnet 30 implementeres som  
"finite impulse response" (FIR) filtre, såsom transver-  
salfiltre. Ved at decimere signalerne i filtrene 28 og  
29 kan Hilbert-transformationsparret drives ved en la-  
vere samplingshastighed og kræver derfor færre trin.  
20 Udgangssignalerne fra Hilbert-transformationsparret 30  
og 31 føres til respektive indgange til et sumnetværk,  
hvis der kræves nedre sidebåndsdemodulation af et SSB-  
signal eller til et subtraktionsnetværk 33, hvis der  
kræves sidebåndsdemodulation af et signal. Den ønskede  
25 demodulation vælges ved aktivering af en omkobler 34,  
som er koblet til netværkene 32 og 33.

Efter den særlige aritmetiske operation genkon-  
verteres det digitale sum- (eller differens-)signal til  
et analogt signal ved hjælp af en D/A-konverter (DAK)  
30 36, hvis udgangssignal føres til et lavpasfilter 38.  
Hvis det ønskes kan et interpolationsfilter 35 i sig-  
nalvejen forbindes til DAK'en 36. En fordel ved brug  
af interpolationsfilteret 35 er, at specifikationen af  
lavpasfilteret 38 kan lempes, da de periodiske gentag-  
35 gelsesfrekvenskomponenter er længere væk fra basis-  
båndet.

Den digitalt virkende sektion af modtageren kan implementeres med en passende programmeret microcomputer såsom en Texas Instruments TMS 320. Ved digital operation opnås perfekt sporing mellem signalvejene 22 og 24.

Ved bestemmelse af operationen for demodulatoren ifølge opfindelsen udvælges en lokaloscillatorfrekvens og decimeringsfaktor således, at Hilbert-transformationstrinnet 30 tilvejebringer en båndpasfiltrerings karakteristisk indenfor båndbredden af roofing-filteret 18.

I fig. 4-7 vises tabeloversigter, som angiver den samlede funktionkapacitet for LSB- og USB-kanalerne for forskellige indgangs SSB-frekvenser. I fig. 4 vises den periodiske filterkarakteristik, når der ikke sker nogen decimering i decimerings-filtrene 28 og 29, og i fig. 5 vises det tilfælde, hvor decimeringsfaktoren er 4. Den øvre tabeloversigt angår det øvre sidebånd-(USB)-subtraktionskanal, og den nedre tabeloversigt angår det nedre sidebånd-(LSB)-additionskanal. De andre påskriftter, der anvendes i tabeloversignerne er RUSB - rejected upper sideband, RLSB - rejected lower sideband og INV - inverted.

I fig. 6 og 7 vises de periodiske filterkarakteristikker, når decimeringsfaktorerne er henholdsvis 3 og 5. En undersøgelse af disse filterkarakteristikker viser, at den frekvensmæssige længde af segmenterne bliver kortere for højere værdier af decimeringsfaktorerne. Der findes også punkter i tabeloversigterne, hvor det er muligt at angive nogle fordelagtige operationspunkter. Når f.eks. et specielt ønsket sidebånd flankeres af to stopbånd, så letter dette betydeligt de analoge forfiltreringskrav til demodulatoren. Der findes nogle fordelagtige operationspunkter i regioner, som svarer til den nominelle bærebølge  $f_c = (n \mp 1/4) f_s$ , men kun for løsninger, der indbefatter decimering under anvendelse af en ulige heltalsfaktor, som eksemplificeret i fig. 6 og 7.

Det kan være u hensigtsmæssigt at gøre gennemgangs-/stopbåndene for smalle, idet Hilbert-filterkarakteristikken kan vende for hurtigt tilbage til gennemgangsbåndet indenfor gennemgangsbåndbredden for roofing-filteret 18, hvilket fører til reduceret selektivitet for disse punkter med efterfølgende forringelse af modtagerfunktionen. En anden grund til ikke at frembringe gennemgangsbandssegmenternes båndbredde for smalle er, at de kan være smallere end det ønskede signals båndbredde.

I fig. 8 vises filterrespons'en for en demodulator af den i fig. 1 viste type uden et digitalt filter 21, og i hvilken decimeringsfaktoren er 5, og den nominelle IF-frekvens for  $f_s(n\mp 1/4)$  er anbragt centralt i roofing-filterets gennemgangsbånd 40. Decimeringsfilterets gennemgangsbånd 42 er smallere end roofing-filterets gennemgangsbånd 40 og anbragt symmetrisk i forhold til gennemgangsbåndet 40. Karakteristikken 44 for Hilbert-filteret er også vist sammen med påskrift, som angiver, hvad der sker i de respektive segmenter, der i den øvre del af fig. 8 er angivet med bogstaverne A til F. I den viste situation er en tilsyneladende tilfredsstillende demodulatorydelse forringet på grund af, at en lille del af den næstsidste kanal (bestemt af Hilbert-filterkarakteristikken 44), nemlig segment B, dæmpes utilstrækkeligt som følge af decimeringsfilteret og giver kun 40 dB overfor nabokanalen. Denne situation kan bedres ved anvendelse af det digitale filter 21. Alternativt kan værdien af  $f_s$  justeres lidt, således at det ønskede USB ligger i midten af roofing-filterets gennemgangsbands karakteristikk 40, mens den uønskede kanal B ligger længere nede af flanken for karakteristikken 40 og derved dæmpes.

Fig. 9 viser, at denne indstilling af  $f_s$  fører til en 60 dB dæmpning overfor de hosliggende kanaler. Dette sker imidlertid på bekostning af, at det ikke er

muligt at have hurtig skiftning mellem USB (segment D) og LSB (segment C) (fig. 8) ved simpelthen af vende for-  
tegnet i SSB-fasealgoritmen, da dette ikke giver ens  
tilstødende- og nabokanalisationer. Indstilling af  $f_s$   
5 kræver yderligere ændring af delingsforholdet i en fre-  
kvenssynthesizer, og dette fører ikke altid til bekvem-  
melige runde tal, således at  $f_s(n+1/4)$  ikke altid kan  
anbringes som ønsket.

I fig. 10 vises den totale karakteristik, når  
10 lokaloscillatorfrekvensen indstilles således, at den  
nominelle IF-frekvens  $f_s(n+1/4)$  ligger an mod grænse-  
punktet for roofing-filterkarakteristikken 40.

I fig. 11 og 12 vises selektiviteten for modula-  
toren til frembringelse af USB og LSB for et arrange-  
15 ment, i hvilket gennemgangsbåndet for decimeringsfilte-  
ret er blevet lempet, således at det når sit stopbånd,  
når Hilbert-filteret træder ind i dets tilstødende gen-  
nemgangsbånd.

Til skiftning mellem de øvre og nedre sidebånd  
20 skal den nominelle IF-frekvens skifte to kanalbredder  
således, at frekvensen for  $f_s(n+1/4)$  forbliver anbragt  
mod kanten af roofing-filterets karakteristik 40, ved  
den nedre frekvenskant for USB (fig. 11) og ved den øvre  
frekvenskant for LSB (fig. 12).

25 Ved reduktion af decimeringsfaktoren fra 5 til 3  
kan den samlede demodulationsfunktion forbedres, da seg-  
menterne er bredere, og som følge deraf er den uønskede  
kanal enten længere nede ad flanken for karakteristikken  
40 eller ligger uden for gennemgangsbåndet for roofing-  
30 filteret.

Det alternative arrangement til frembringelse af  
et SSB-signal med en tilfredsstillende sidebåndsdæmpning  
indbefatter det digitale forbehandlingsfilter 21 (fig.  
1). Yderligere er, som vist i fig. 13, gennemgangsbåndet  
35 for roofing-filteret, responskurven 40, og decime-  
ringsfilteret, responskurven 42, forskellige fra det

arrangement, der ikke har filteret 21, se f.eks. fig. 8. Respons'en for det digitale forbehandlingsfilter 21 er vist ved 45, og det ses, at gennemgangsbåndet svarer til bredden af et af gennemgangsbåndene for Hilbert-filteret, og det har en skarp afskæring, som er ønskværdig for god selektivitet med SSB.

Under drift forbindes den analoge udgang for R.F.-forsiden 14 med roofing-filteret 18. Det filtrerede analoge signal digitaliseres i ADK 20, og det digitale udgangssignal filtreres i det digitale filter 21. Under blanding af udgangssignalet fra filteret 21 i blanderne 26 og 27 vælges frekvensen  $f_s$ , som i dette eksempel er fire gange  $f_c$ , således at  $f_s(n+1/4)$  er symmetrisk anbragt i forhold til gennemgangsbåndene for roofing- og decimeringsfiltrene 18 og henholdsvis 28 og 29. Efter decimering af signalerne i vejene 22 og 24 frembringes Hilbert-transformationen, og det egnede sidebånd frembringes som før ved addition eller subtraktion.

Den ovennævnte beskrivelse angår demodulering af et SSB-signal.

Det i fig. 1 viste kredsløb kan, der ses bort fra det digitale forbehandlingsfilter 21, udformes universelt til AM, FM og SSB ved at forbinde forskellige sluttrin til punkterne A og A' i vejene henholdsvis 22 og 24. I fig. 2 vises et arrangement til genvinding af et digitaliseret FM-signal. Dette arrangement indbefatter forsinkelseskredse 50 og 52 med forsinkelse på  $\lambda = m/f_s$ , hvor m er et heltal, hvilke forsinkelseskredse er forbundet til terminalerne henholdsvis A og A'. Der findes blandere 54 og 56, hvor hver blander har to indgange, og hvor en indgang til hver blander kobles til den pågældende forsinkelseskreds 50 og 52, og den anden indgang til hver blander får tilført det ikke-forsinkede signal i den anden vej. Udgangene fra blanderne 54 og 56 kobles til respektive indgange til en subtraktor,

fra hvilken en digital version af FM-signalet udledes. Dette signal føres til DAK 36 og filtreres i lavpasfilteret 38.

Fig. 3 viser, at et AM-udgangssignal kan udledes ved at kvadrere signalerne ved A og A' i kvadreringskredse 60 og 62, hvis udgangssignaler adderes i et summationstrin 64. Dernæst føres sumsignalet til et kvadratrodstrin 66 for at frembringe en digital version af det demodulerede AM-signal. Dette digitale signal konverteres til et analogt signal og lavpasfiltreres i trinnene henholdsvis 36 og 38.

Nærværende opfindelse er baseret på det princip, at der foretages analog filtrering af et indgangssignal og digital filtrering af det filtrerede analoge signal ved decimering, under anvendelse af en ulige heltalsfaktor større end 1 og Hilbert-filtrering af det decimerede signal for at opnå den fornødne selektivitet. Ved denne metode kan specifikationen af roofing-filteret 18 lempes. Hvis demodulatoren udelukkende er konstrueret til demodulering af SSB-signaler, er gennemgangsbåndet for roofing-filteret 18 som hos en jævnt skrånende enkelkanal. Den digitale filtrering anvendes effektivt til at afgrænse et interval med skarpe eller stejle flanker. Ved lempelse af specifikationen for roofing-filteret undgås problemer med med trimning og lokaloscillator-drift.

Hvis demodulatoren alternativt er konstrueret for multimode-operation, er gennemgangsbåndet for roofing-filteret 18 bredt nok til fuldt FM-udsving. Den digitale filtrering giver i så fald en effektiv måde at opnå yderligere filtrering på, navnlig ved demodulering af SSB-signaler. I praksis er der et forhold mellem båndbredden for roofing-filteret 18 og samplingshastigheden i ADK 20 (fig. 1), hvilket forhold er, at båndbredden for roofing-filteret skal være mindre end  $\frac{1}{2}$  samplingsfrekvens ( $f_s/2$ ), dvs. Nyquist-frekvensen. Bånd-

bredden for roofing-filteret 18 bestemmes af den til-  
sigtede anvendelse, dvs. singlemode eller multimode, og  
dette bestemmer den fornødne samplingshastighed. I det  
viste multimode-tilfælde vælges båndbredden for roofing-  
5 filteret 18 til fuldt FM-udsving, og dette svarer til  
ca. fire SSB-sidebånd.

I fig. 14 vises et forenklet rutediagram for de  
forskellige digitale operationer, der implementeres ved  
hjælp af en microcomputer såsom en Texas TMS 320, som  
10 drives tidstro. Det antages, at for-decimeringsfilteret  
21 er udeladt, og at et SSB-signal genvindes.

I fig. 14 vises den fundamentale operation af  
demodulatorprogrammet. Diagrammet viser, hvordan en  
sløjfetæller benyttes til decimering med en faktor fem.  
15 En samplehastighed på 40 kHz anvendes ved dataindlæs-  
ning, hvilket ville gøre konstruktionen af Hilbert-fil-  
teret uigennemførlig for enhver rimelig ydelse. Ved  
imidlertid at vælge en samplingshastighed på 40 kHz kan  
tværfaseblandingen let udføres med 10 kHz, hvilket giver  
20 en nominel indgangsbærefrekvens på 10 kHz. Båndbredden  
for de to kanaler er 3 kHz. Efter den indledende tvær-  
faseblanding anvendes decimering med 5 for at reducere  
samplingshastigheden til 8 kHz, hvor det er muligt at  
konstruere praktiske Hilbert-filtre og bedre udnytte den  
25 til rådighed stående behandlingstid.

I fig. 14 er blokken 70 en programtimingsblok,  
som sikrer, at samlede data fra A/D-konverteren er klar  
hvert 25 sekund. Disse data læses ind i behandlingstrin  
72. Trin 74 angiver operation på de samlede indlæste  
30 data til de to tværfasekanaler. Dette opnås ved at mul-  
tiplicere det indkomne signal med 10 kHz fra en pseudo-  
lokaloscillator. En kanal udledes ved direkte multipli-  
kation, mens tværfasekanalen udledes fra multiplikatio-  
nen med en 90 grader faseforskudt version af pseudo-  
35 lokaloscillatorsignalet. Det næste trin 76 tager sig-  
nalerne fra blandingsudgangen og lagrer dem ved at flyt-

te data ind i et datalager og opdatere ledige lagerpositioner. Trin 78 betegner inkrementeringen af tællingen i en tæller med én. Trin 80 betegner undersøgelse af, om tællerindholdet er på 5, hvis ikke (N) gentages cyklus'en, indtil tælleren når op til 5 - dvs. svaret er (Y), på hvilket tidspunkt programmet går til trin 82. I trin 82 resættes tælleren til nul, og de data, som er på den korrekte plads, behandles ved hjælp af decimeringsfilterkoefficienterne, trin 84. Trin 86 betegner Hilbert-transformeringen, og trin 88 betegner den aritmetiske operation til frembringelse af de egnede sidebånd.

Operationstrinnene til frembringelse af digitale versioner af FM- og AM-signalerne er indlysende, når man ser på fig. 2 og 3, hvorfor separate rutediagrammer ikke skal beskrives nærmere.

Når man anvender det digitale forbehandlingsfilter 21, antages dette at være et transversalfilter med 30 trin, hvilket filter modtager tidssampler fra A/D-konverteren 20. Efter at en nylig modtaget tidssample er blevet lagret, multipliceres hver af de lagrede tidssampler med dens individuelle filterkoefficient, og resultaterne akkumuleres for at frembringe et udgangssignal til de tværfaserelaterede-blandere 26 og 27. Multiplikations- og akkumuleringsoperationerne udføres igen efter modtagelsen af en anden tidssample.

Da anvendelsen af forbehandlingsfilteret 21 bevirker, at specifikationen af decimeringsfiltrene 28 og 29 kan lempes, omfatter hvert filter kun otte trin.

#### P A T E N T K R A V

1. Fremgangsmåde til demodulering af et SSB-signal, og af den art, hvor  
 - der foretages analog filtrering af SSB-signalet,

- det filtrerede SSB-signal underkastes en analog-digital-konvertering ved en samplingsfrekvens  $f_s$  og en tværfaseblanding med lokalt frembragt bærebølge med frekvens  $f_c = f_s/y$ , hvor  $y$  er et heltal større end 1, hvorved der dannes et par tværfaserelaterede digitale signaler,

- de tværfaserelaterede digitale signaler tilføres respektive transmissionsveje, hvori de hver især udsættes for digital filtrering og decimering, og

- de decimerede digitale signaler fra begge transmissionsveje kombineres til dannelse af et demoduleret, digitalt SSB-signal, k e n d e t e g n e t ved

- at de tværfaserelaterede digitale signaler udsættes for digital filtrering og decimering i hver transmissionsvej under anvendelse af en decimeringsfaktor, som er et ulige heltal større end 1,

- at det decimerede digitale signal i en af nævnte transmissionsveje derefter udsættes for en Hilbert-transformoperation for at bevirke et  $-90^\circ$  faseskift af signalets frekvenskomponenter, som befinder sig i det øvre sidebånd, som strækker sig fra  $f_c$  til  $+f_s/2$  og et  $+90^\circ$  faseskift af signalets frekvenskomponenter, som befinder sig i det nedre sidebånd, som strækker sig fra  $f_c$  til  $-f_s/2$ ,

hvorved det kombinerede demodulerede SSB-signal udledes i et frekvenspasbånd, der er flankeret af frekvensspærrebånd.

2. Fremgangsmåde ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at analog-digital-konverteringen foretages forud for tværfaseblandingsoperationen.

3. Fremgangsmåde ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at der anvendes et heltal  $y$  lig med 4.

4. Fremgangsmåde ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at frekvenspasbåndet for analogfiltreringsoperationen er centreret på en frekvens på  $f_s$  ( $n \pm 1/y$ ), hvor  $n$  er et heltal.

5. Fremgangsmåde ifølge krav 1, k e n d e t e g -  
n e t ved, at frekvenspasbåndet for analogfiltreringsso-  
perationen har en grænsefrekvens på  $f_s$  ( $n \pm 1/y$ ), hvor  $n$   
er et heltal.

5 6. SSB-demodulator for et analogsignal, til brug  
under udøvelse af fremgangsmåden ifølge krav 1-5, og af  
den art, der indbefatter

10 - et analogfilter (18), der får tilført SSB-ana-  
log-signalet, og hvis udgang afgiver et filtreret SSB-  
analogsignal,

15 - to signaltransmissionsveje (22, 24) og en kob-  
lekreds (20), som forbinder disse veje med analogfilte-  
rets (18) udgang, hvilken koblekreds er indrettet til at  
foretage analog-digital-signalkonvertering ved en forud-  
bestemt samplingsfrekvens  $f_s$ , og blandere (26, 27) hvor-  
med digitalsignalet blandes med lokalt frembragte bære-  
bølger på forudbestemt frekvens  $f_c = f_s/y$ , hvor  $y$  er et  
heltal større end 1, hvorved det filtrerede SSB-signal  
20 konverteres til respektive digitalsignaler til henholds-  
vis den ene og den anden transmissionsvej, idet de lo-  
kalt frembragte bærebølger indbyrdes er i tværfase såle-  
des, at de respektive digitalsignaler indbyrdes er i  
tværfase,

25 - to i hver sin transmissionsvej indkoblede deci-  
meringsfiltre (28, 29), der hver især foretager decime-  
ring af digitalsignalet i den pågældende transmissions-  
vej, hvorved der på decimeringsfiltrenes udgange dannes  
decimerede signaler, der indbyrdes er i tværfase, og

30 - midler, der er tilsluttet decimeringsfiltrenes  
udgange og er indrettede til at kombinere de decimerede  
digitale signaler over de to transmissionsveje med hen-  
blik på dannelselse af et demoduleret SSB-digitalsignal,  
k e n d e t e g n e t ved,

35 - at de to decimeringsfiltre (28, 29) er indret-  
tede til at decimere digitalsignalerne i henholdsvis den  
ene og den anden transmissionsvej med en decimeringsfak-  
tor, som er et ulige heltal større end 1, og

- at udgangene på de to decimeringsfiltre (28, 29) er forbundet med signalkombineringsmidlerne via respektive Hilbert-transformeringstrin (30, 31), hvoraf det ene Hilbert-transformeringstrin (30), der er koblet til det ene decimeringsfilters (28) udgang, er indrettet til at bevirke et  $-90^\circ$  faseskift på frekvenskomponenterne af det decimerede signal i den ene transmissionsvej, som befinder sig i et øvre sidebånd, der strækker sig fra  $f_c + f_s/2$ , og til at bevirke et  $+90^\circ$  faseskift på frekvenskomponenterne af det således decimerede signal, som befinder sig i et nedre sidebånd, der strækker sig fra  $f_c$  til  $-f_s/2$ , medens det andet Hilbert-transformeringstrin (31), der er koblet til det andet decimeringsfilters (29) udgang forsinket det decimerede signal i den anden transmissionsvej, uden faseskift i signalet, og

at demodulatoren har en frekvensselektivitetskarakteristik med frekvenspasbånd flankeret af frekvensspærrebånd, idet det demodulerede SSB-signal udledes inden for frekvenspasbåndet.

7. Demodulator ifølge krav 6, kendt gennem det ved, at heltallet  $y$  er valgt lig med 4.

8. Demodulator ifølge krav 6, kendt gennem det ved, at frekvenspasbåndet for analogfiltreringsoperationen er centreret på en frekvens på  $f_s$  ( $n \pm 1/y$ ), hvor  $n$  er et heltal.

9. Demodulator ifølge krav 6, kendt gennem det ved, at frekvenspasbåndet for analogfiltreringsoperationen har en grænsefrekvens på  $f_s$  ( $n \pm 1/y$ ), hvor  $n$  er et heltal.

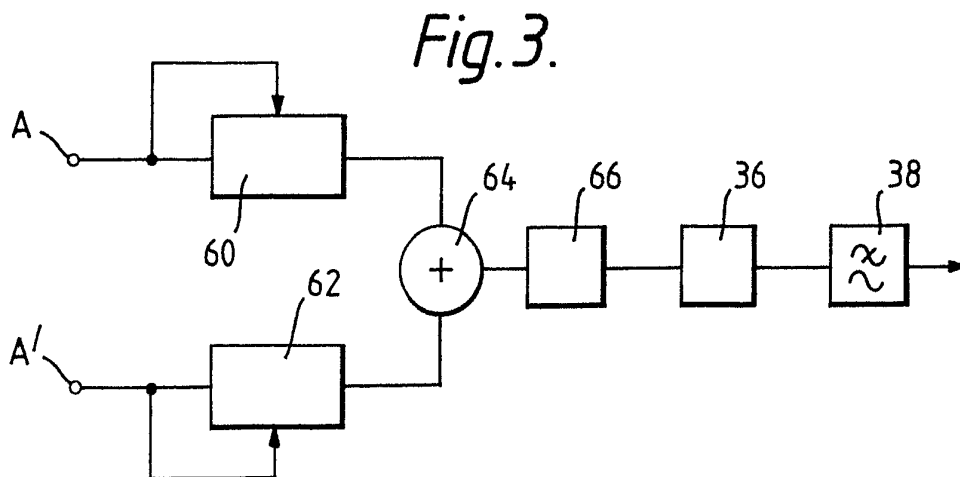
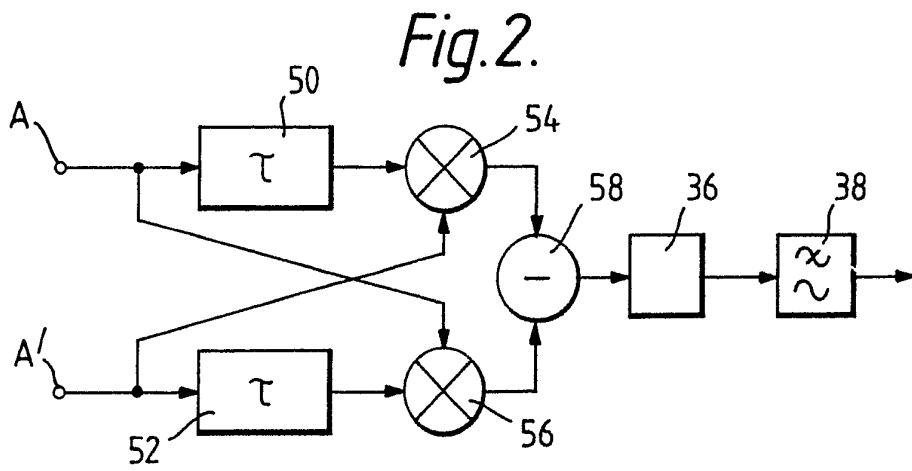
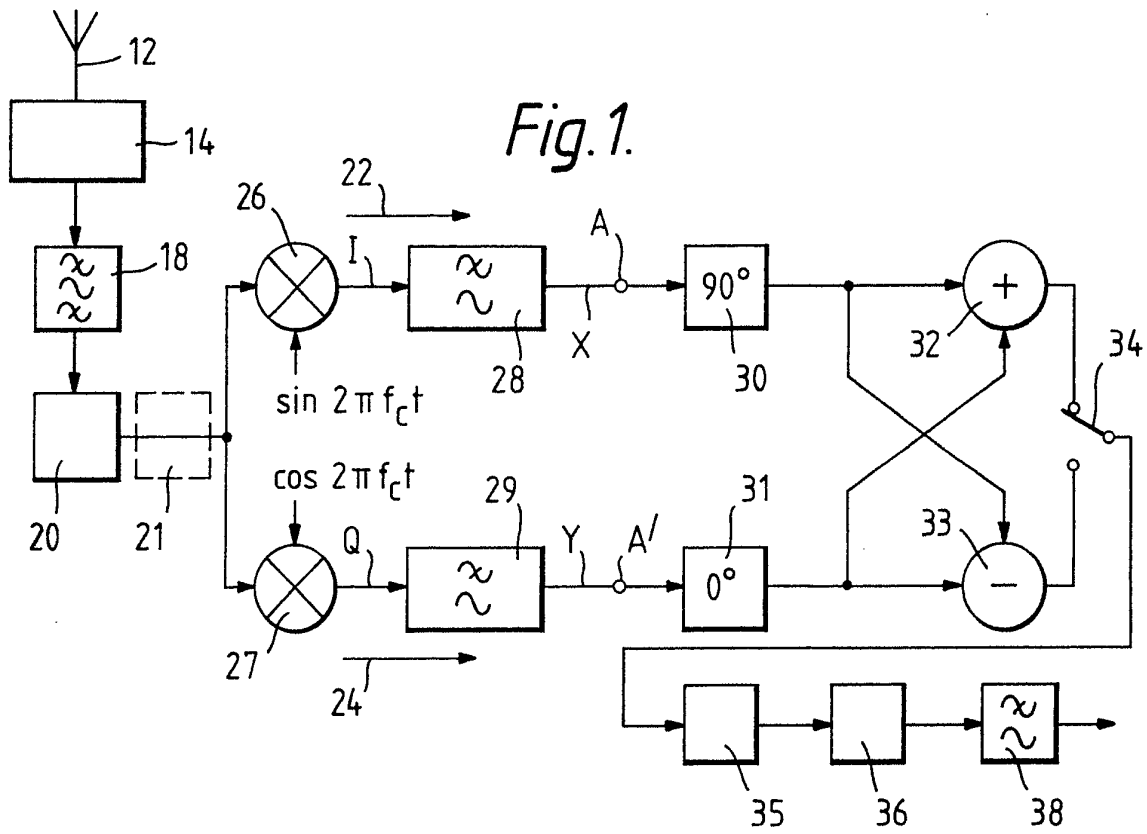


Fig. 4.

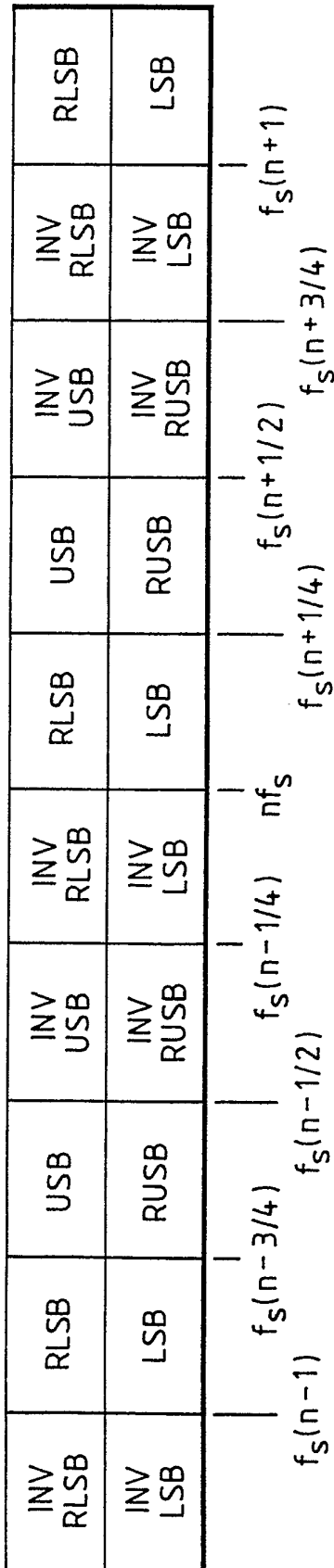


Fig. 5.

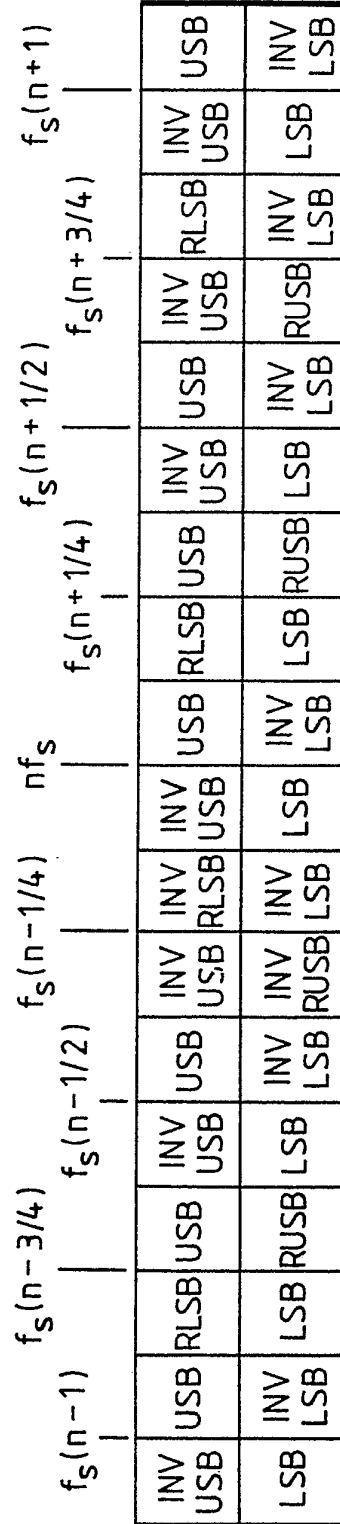
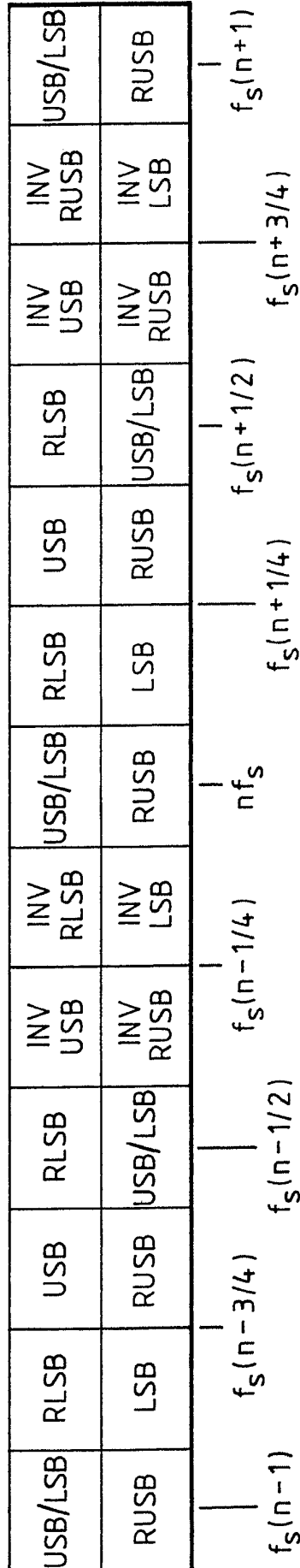
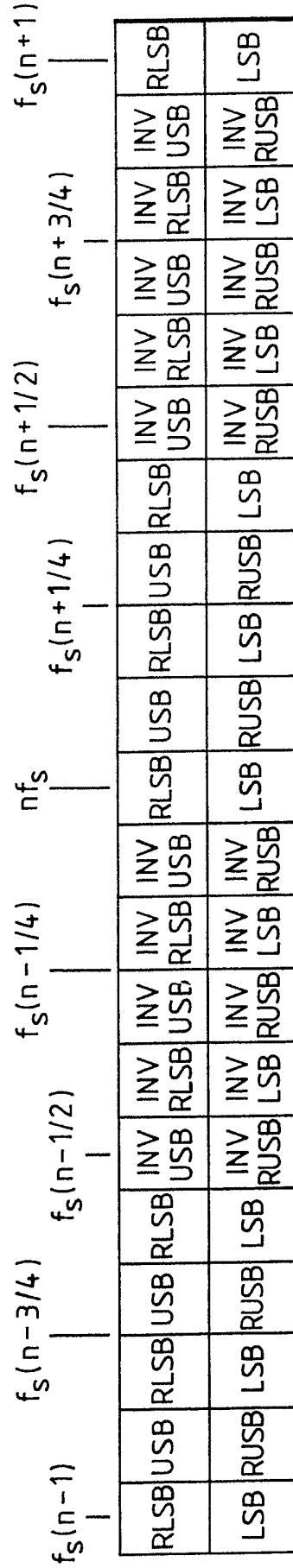


Fig. 6.



3/7

Fig. 7.



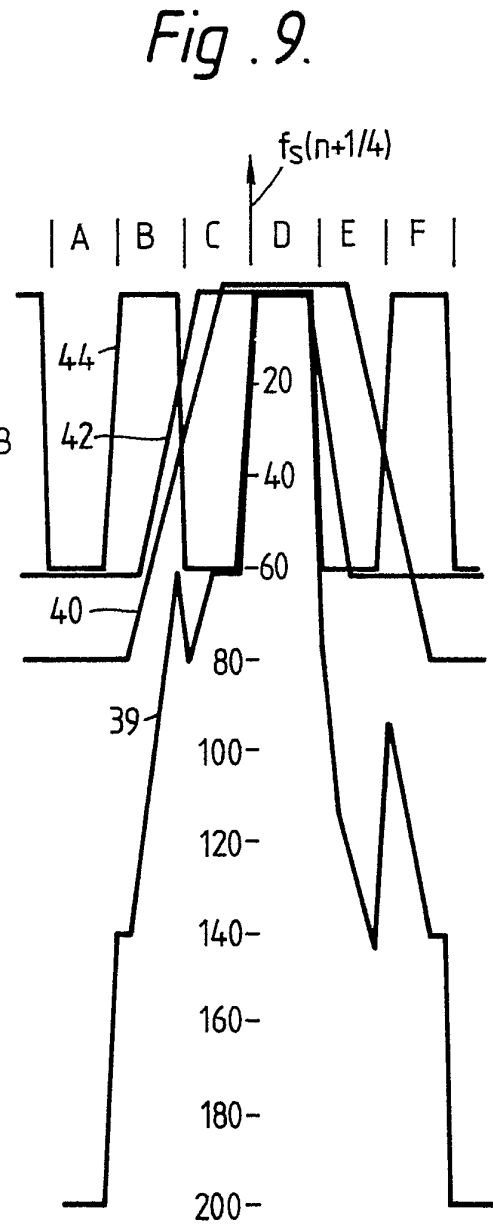
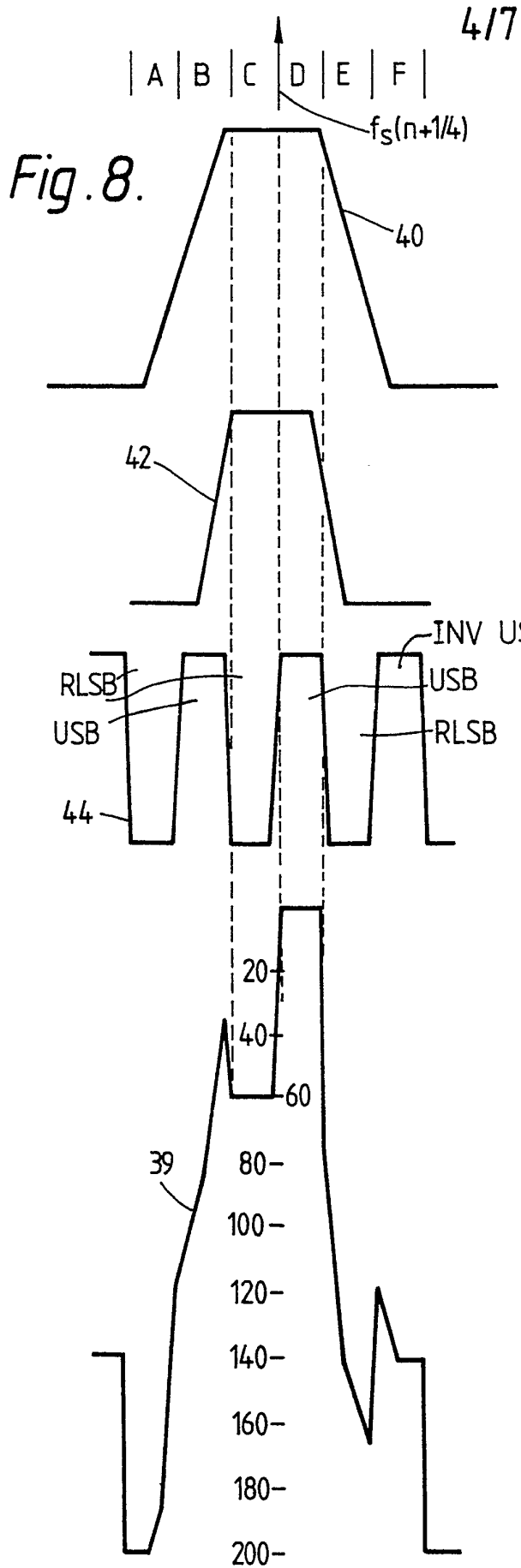


Fig. 10.

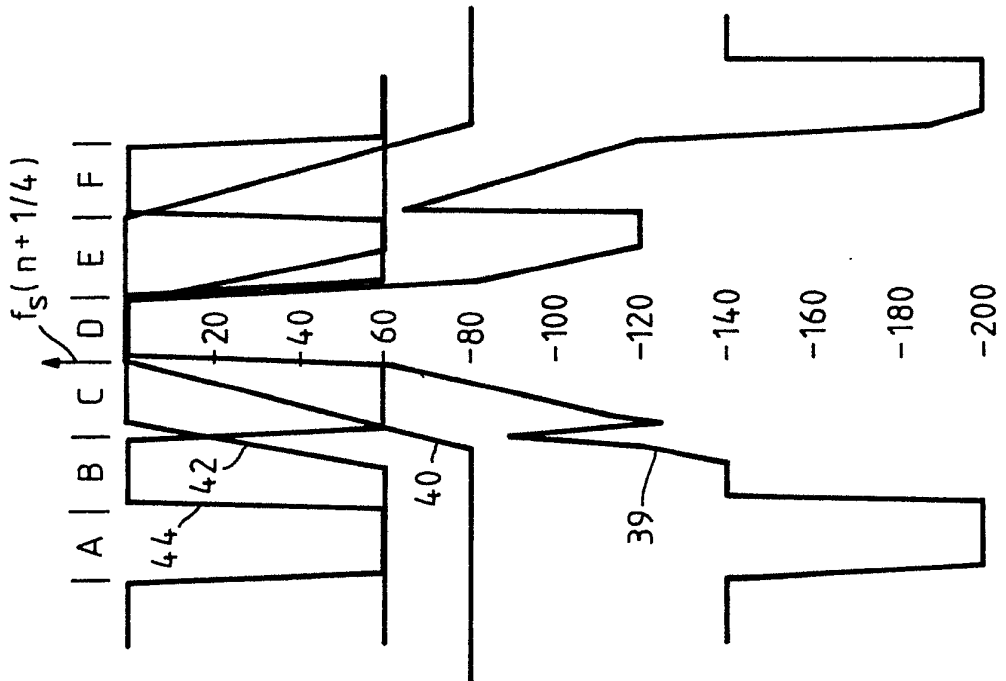


Fig. 11.

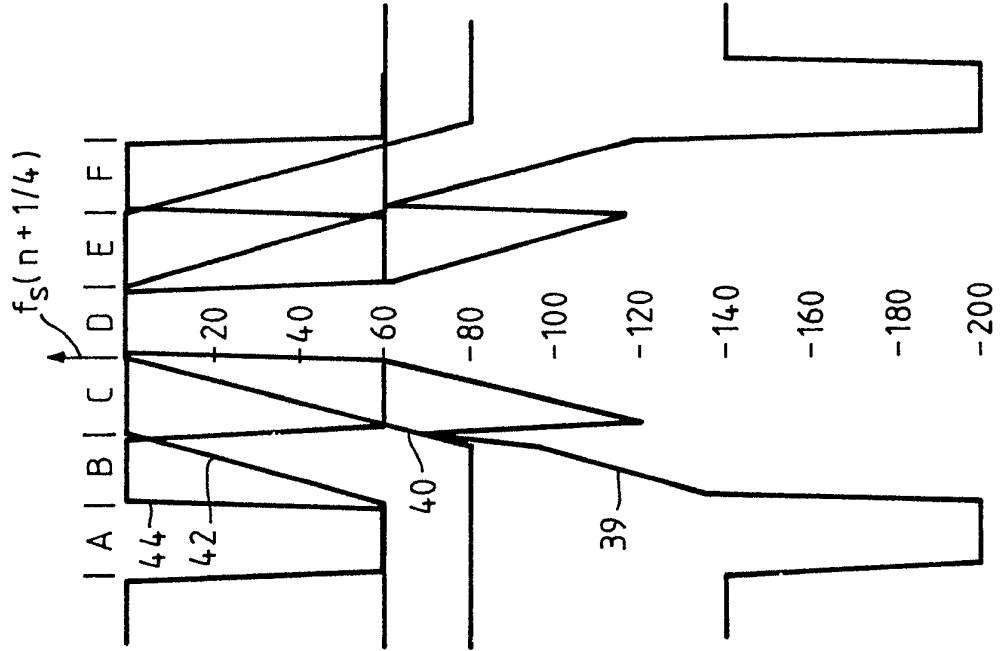


Fig.12.

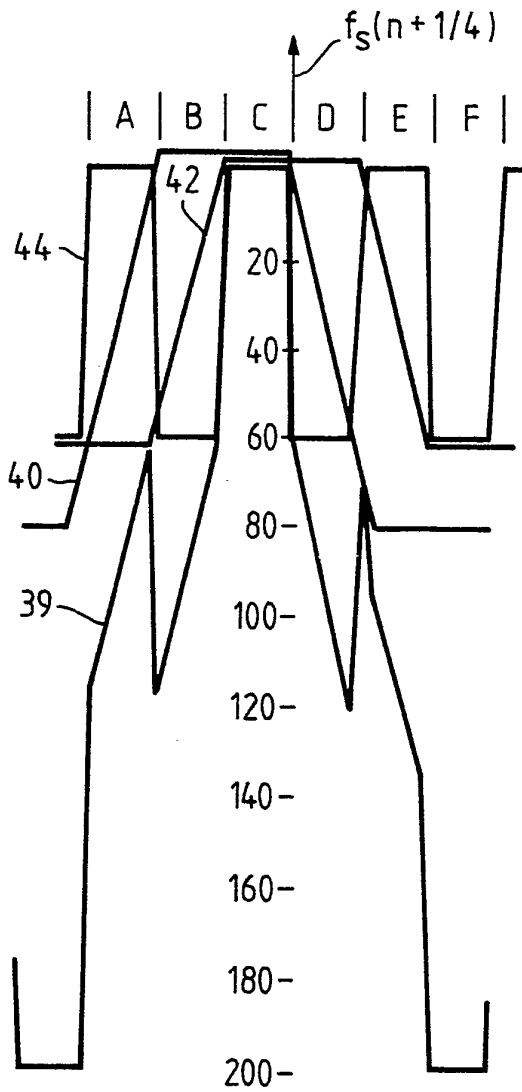


Fig.13.

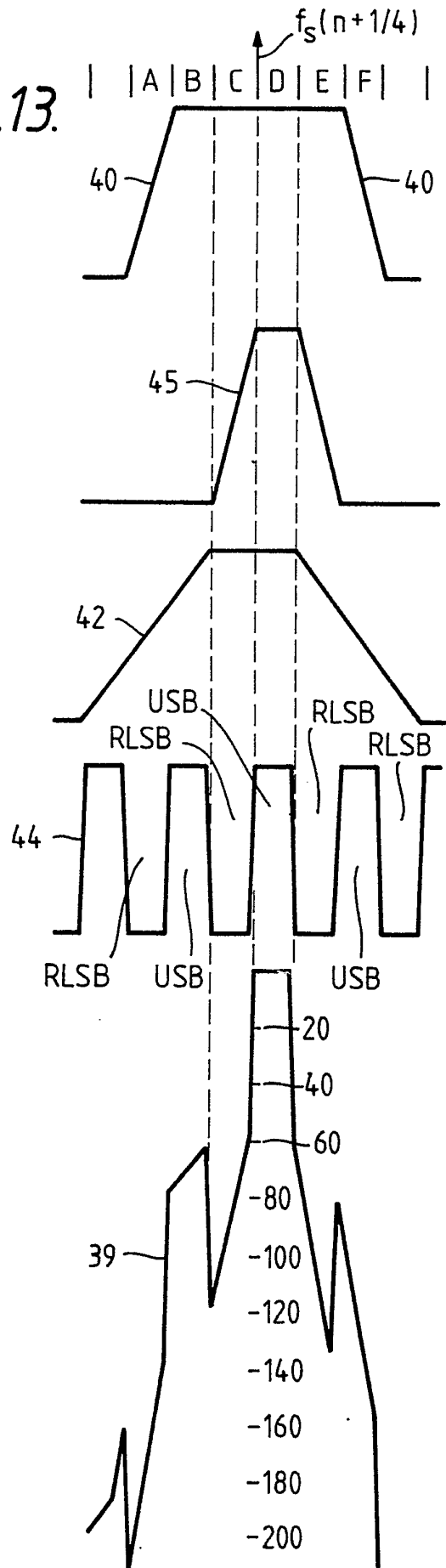


Fig.14.

